

Федеральное агентство по образованию  
ГОУ ВПО “Уральский государственный технический университет – УПИ”

## **ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОЧАСТОТНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ**

Методическая разработка по курсам «Устройства СВЧ и антенны»,  
«Техническая электродинамика»  
для студентов всех форм обучения  
радиотехнических специальностей

Екатеринбург 2005

УДК 621.396

Составители М. П. Наймушин, И.П. Соловьянова

Научный редактор доц., канд. техн. наук С. Н. Шабунин

**Элементы радиочастотных линий передачи:** Методическая разработка по курсам «Устройства СВЧ и антенны», «Техническая электродинамика» / М. П. Наймушин, И. П. Соловьянова. Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2005.

Рассмотрены элементы основных типов линий передачи, применяемые при проектировании радиочастотных трактов: соединители, согласующие устройства, преобразователи типов колебаний, вращающиеся сочленения. Изложены принципы действия, связь конструктивных и электрических параметров.

Библиогр.: 4 назв., Рис. 21. Табл. 2., Прил. 1.

Подготовлено кафедрой "Высокочастотные средства радиосвязи и телевидения".

© ГОУ ВПО "Уральский государственный  
технический университет – УПИ", 2005

## Оглавление

Список сокращений .....	3
1. Согласованные нагрузки .....	4
1.1. Волноводные согласованные нагрузки .....	5
1.2. Коаксиальные согласованные нагрузки .....	6
2. Соединители линий передачи .....	8
2.1. Высокочастотные коаксиальные соединители для гибких коаксиальных кабелей и жестких коаксиальных линий. ....	8
2.2. Фланцевые волноводные соединения. ....	9
2.3. Коаксиальные вращающиеся сочленения .....	11
2.4. Волноводные вращающиеся сочленения .....	13
3. Согласующие элементы линий передачи .....	16
3.1. Четвертьволновые трансформаторы .....	16
3.2. Волноводные диафрагмы и штыри .....	18
3.3. Шлейфы с контактными и бесконтактными поршнями.....	22
3.4. Металлические изоляторы для коаксиальной линии. ....	24
4. Широкополосные аттенюаторы.....	26
4.1. Запредельный аттенюатор .....	26
4.2. Поляризационный аттенюатор.....	28
5. Переходы между различными линиями передачи.....	29
5.1. Коаксиально-волноводные переходы.....	29
5.2. Коаксиально-полосковые и волноводно-полосковые переходы .....	31
6. Методические указания.....	26
6.1. Выбор размеров сечения прямоугольного волновода.....	26
6.2. Выбор размеров круглого волновода.....	27
6.3. Реализация согласующих элементов прямоугольного волновода.....	28
6.4. Четвертьволновый трансформатор в жесткой коаксиальной линии передачи.....	30
Библиографический список.....	31
Приложение.....	32

## Список сокращений

КСВ	-	коэффициент стоячей волны
КБВ=1/КСВ	-	коэффициент бегущей волны
СН	-	согласованная нагрузка
$\lambda_0$	-	длина волны в свободном пространстве
$\lambda_{Л}$	-	длина волны в линии передач
$\lambda_{В}$	-	длина волны в волноводе
ВС	-	вращающееся сочленение
$\lambda_{кр}$	-	критическая длина волны
СВЧ	-	сверхвысокие частоты
$k=2\pi/\lambda_0$	-	коэффициент фазы (волновое число)
$Z_{В}, \rho$	-	волновое сопротивление
$\tilde{Z}$	-	нормированное комплексное сопротивление
$\tilde{B}$	-	нормированная реактивная проводимость
$\tilde{x}$	-	нормированное реактивное сопротивление
f	-	частота колебаний
ЛП	-	линия передачи

# 1. Согласованные нагрузки

## 1.1. Волноводные согласованные нагрузки

Согласованные (неотражающие) нагрузки (СН) предназначены для поглощения СВЧ мощности, передаваемой по линии передачи, и используются при измерении параметров СВЧ многополюсников, а также в качестве эквивалентов антенн при настройке передающей аппаратуры.

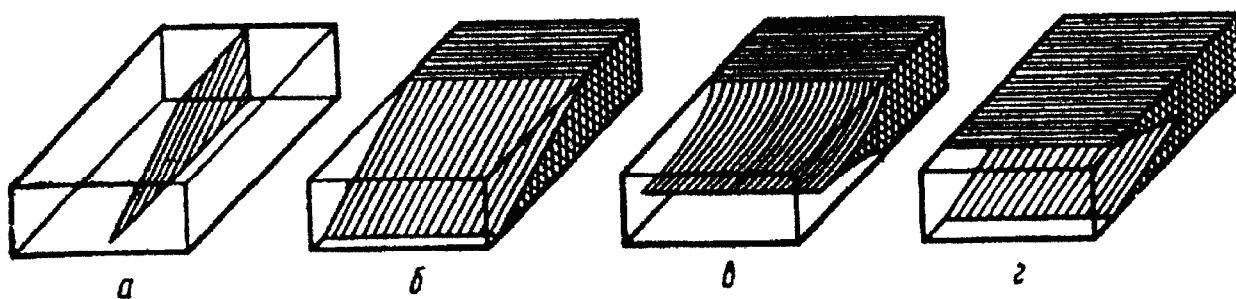


Рис. 1.1

Технически возможно создание согласованных нагрузок с входным коэффициентом стоячей волны (КСВ)  $< 1,05$  в полосе частот (20-40)%. Конструктивно волноводные СН представляют собой отрезок короткозамкнутого волновода размером 1-3 длины волны, внутрь которого помещены поглощающие вставки переменного профиля. В маломощных СН вставки имеют вид тонких диэлектрических пластин, покрытых графитовыми или металлическими пленками (рис. 1.1,а). Объемные поглощающие с большой мощностью рассеяния выполняются из композитных материалов на основе порошков графита, карбонильного железа или карбида кремния (рис. 1.1,б-г). Для достижения малого отражения

вставки имеют вид клиньев или пирамид, обеспечивающих постепенное заполнение поперечного сечения вставки поглощающим материалом. При очень больших мощностях (сотни ватт и более) корпус СН снабжают радиатором или водяной рубашкой.

## 1.2. Коаксиальные согласованные нагрузки

В коаксиальном тракте простейшей согласованной нагрузкой является сосредоточенный резистор с сопротивлением, равным волновому сопротивлению линии. Однако хорошее согласование в этом случае осуществляется, если размер резистора во много раз меньше длины волны. Но на сантиметровых волнах размеры резистора становятся соизмеримыми с длиной волны, что приводит к ухудшению качества согласования и зависимости его от частоты. Для снижения коэффициента отражения и расширения рабочей полосы коаксиальные нагрузки сантиметрового диапазона часто выполняются в виде отрезков нерегулярной линии с потерями. На рис. 1.2,а показана нагрузка с объемным поглощающим элементом в виде конуса.

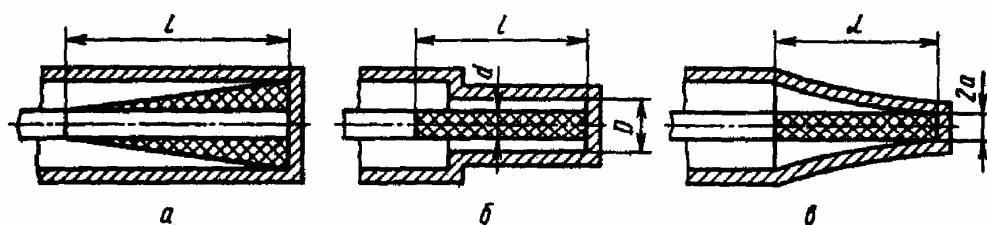


Рис. 1.2

Хорошее согласование достигается при размере поглощающего элемента более длины волны  $l \geq \lambda$ . В большей мере распространены коаксиальные нагрузки, в которых центральный проводник выполнен в виде керамического цилиндра, покрытого металлооксидной или углеродистой проводящей пленкой. Толщина пленки выбирается малой по сравнению с глубиной проникновения поля, поэтому поверхностное сопротивление пленки почти не зависит от частоты. Наружная оболочка коаксиала имеет вид экрана нерегулярной формы, концентрирующего поле в области расположения поглотителя. На (рис. 1.2,б) экран имеет ступенчатую форму. Установлено, что оптимальное качество согласования имеет место в диапазоне длин волн  $\lambda \geq 6l$ , если волновое сопротивление зауженной секции уменьшено в  $\sqrt{5}$  раз, т.е. соотношение диаметров экрана и центрального проводника  $\frac{D}{d}$  зауженной секции и основного тракта  $\frac{D_{очн}}{d}$  можно рассчитать по формуле

$$\frac{D}{d} = \left( \frac{D_{очн}}{d} \right)^{\frac{1}{\sqrt{5}}}.$$

Наиболее широкополосные коаксиальные нагрузки имеют экран воронкообразной формы (рис. 1.2,в).

## 2. Соединители линий передачи

### 2.1. Высокочастотные коаксиальные соединители для гибких коаксиальных кабелей и жестких коаксиальных линий

Соединение отдельных отрезков кабелей в общий тракт (или подсоединение отрезков кабеля к прибору) производится с помощью кабельных разъемов, представляющих собой небольшие отрезки жесткой коаксиальной

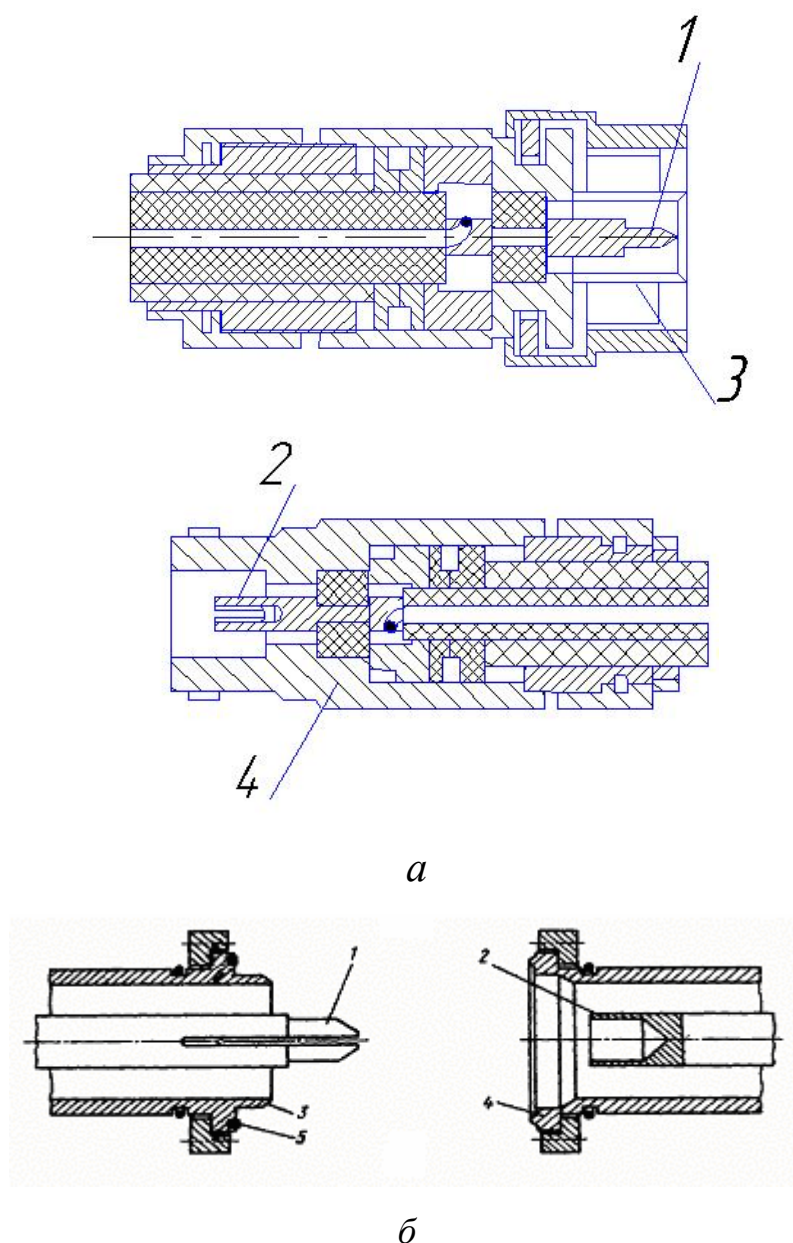


Рис. 2.1



линии, соединенные с гибким кабелем с помощью механического крепления, а также частично с помощью пайки (рис. 2.1,а). Надёжный контакт двух соединителей обеспечивается применением пружинных цанг и штекеров и накидных гаек, плотно прижимающих контактные поверхности пары разъемов розетка-вилка. Соотношение диаметров проводников и изоляторов в соединителе подбирают таким образом, чтобы на любых участках обеспечивалось постоянство волнового сопротивления линии.

Высокочастотные соединители для жестких коаксиальных линий выполняются без опорных диэлектрических шайб (рис. 2.1,б). Надежность соединений обеспечивается применением цанговых устройств и накидных гаек.

## **2.2. Фланцевые волноводные соединения**

Для соединения волноводных секций на их концах напаиваются фланцы с отверстиями для болтов или винтов. Гладкие притертые фланцы (рис. 2.2,а) требуют тщательной обработки и строгой параллельности соприкасающихся поверхностей. Чтобы обеспечить точное совпадение волноводных сечений, часто используют штифты, вставляемые в калиброванные отверстия. Для улучшения качества контакта между фланцами помещают гибкие бронзовые прокладки, имеющие ряд разведенных пружинистых лепестков, прилегающих к внутреннему периметру поперечного сечения волноводов. Защита соединения от пыли и влаги

осуществляется резиновыми уплотнительными кольцами, уложенными в канавках во фланцах.

В дроссельном фланце (рис. 2.3,б) контакт между волноводами осуществляется через последовательный короткозамкнутый шлейф длиной  $\lambda_{\text{в}}/2$ , выполненный в виде канавок и углубления внутри фланца. Четвертьволновый участок между точкой короткого замыкания А и точкой контакта В является коаксиальным волноводом с волной типа Н<sub>11</sub>, а второй четвертьволновый участок между точкой контакта В и точкой включения шлейфа

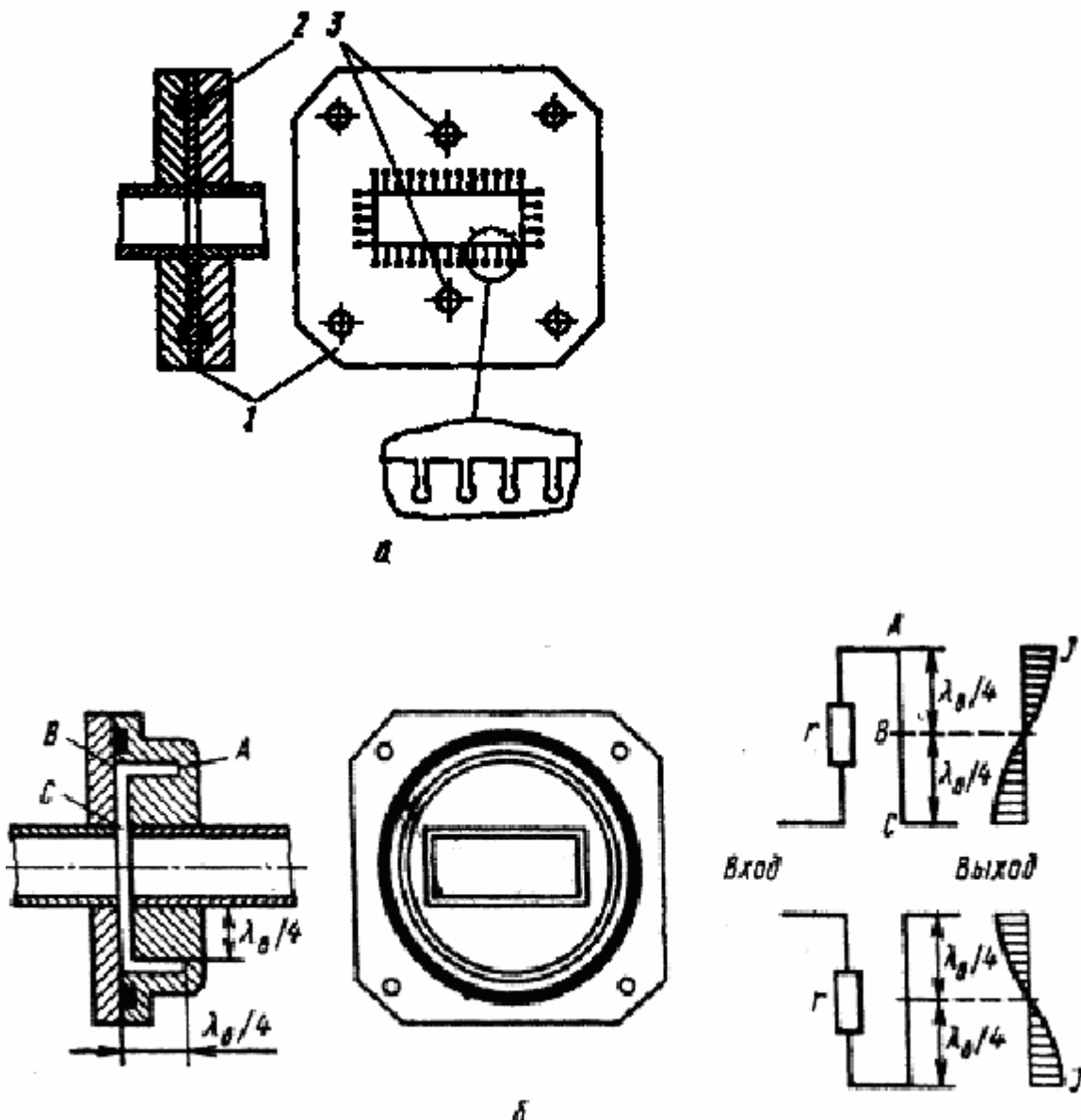


Рис. 2.2

в волновод С является отрезком радиальной линии передачи. Точка контакта попадает в узел распределения продольного поверхностного тока  $J$ , поэтому на сопротивлении контакта  $r$  не происходит заметного выделения мощности. Виртуальное короткое замыкание между соединяемыми волноводами в точке С обеспечивается тем, что суммарная длина дроссельных канавок от точки А до точки С составляет  $\lambda_v/2$ . Дроссельные фланцы не критичны к качеству контакта и небольшим перекосам, не снижают электрической прочности тракта. Их недостатками являются заметная частотная зависимость КСВ от частоты и сложность конструкции.

### **2.3. Коаксиальные вращающиеся сочленения**

Вращающиеся сочленения (ВС) обеспечивают поворот одной части тракта относительно другой (например, соединение между вращающейся антенной и неподвижным передатчиком или приемником) без нарушения электрического контакта и качества согласования. При низкой скорости вращения и небольшом уровне мощности иногда используются ВС с трущимися контактами, однако они ненадежны и могут приводить к истиранию и разрушению трущихся поверхностей. Более надежны «бесконтактные» ВС с дроссельными канавками, хотя их параметры зависят от частоты. В коаксиальном исполнении дроссельные канавки устанавливаются как во внешнем, так и во внутреннем проводниках. Каждый дроссель представляет собой последовательный двухступенчатый

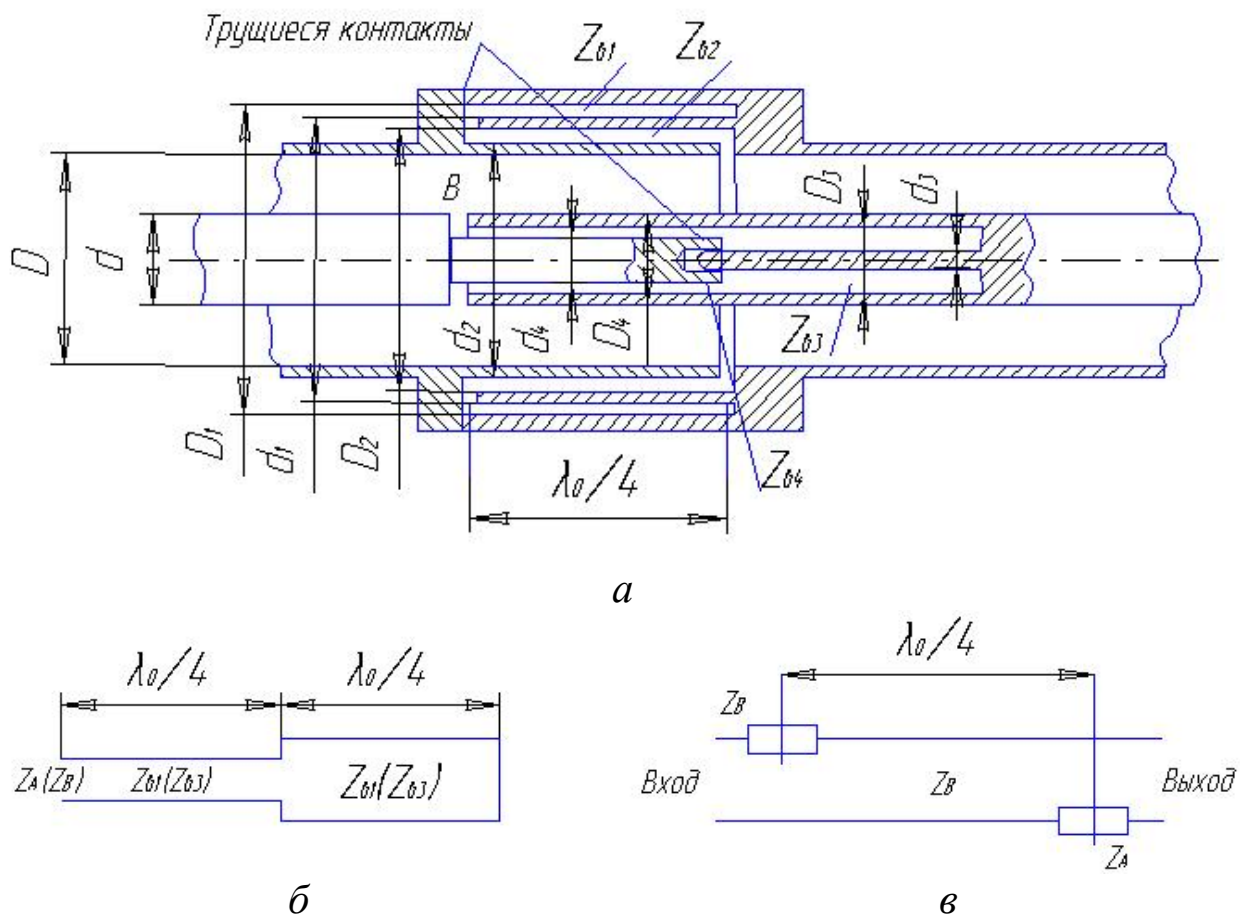


Рис. 2.3

короткозамкнутый шлейф длиной  $\lambda_0/2$  на рабочей частоте (рис. 2.3,а). В схеме замещения (рис. 2.3,б) показано, что волновые сопротивления проходного и короткозамкнутого отрезков неодинаковы:  $Z_{B2} < Z_{B1}$ , что повышает широкополосность ВС. Внутри дросселя образуется стоячая волна с узлом распределения тока в точке соединения четвертьволновых отрезков, так что качество контактов в этой точке на тракт существенного влияния не оказывает. Разнос зазоров во внутреннем и внешнем проводниках на  $\lambda_0/4$  приводит к компенсации отражений и повышает широкополосность. При реализуемых значениях волновых сопротивлений канавок КБВ сочленение может превышать уровень 0,9 в полосе частот 50-70%.

## 2.4. Волноводные вращающиеся сочленения

Волноводный тракт обычно выполняется на прямоугольном волноводе, так как картина распределения поля основной волны  $H_{10}$  жестко связана с формой поперечного сечения и сохраняется при изгибах и скручивании волновода, что бывает необходимо при прокладке реальных трактов сложных радиотехнических устройств и систем. Само волноводное вращающееся соединение (ВВС) должно включать в себя отрезок круглого волновода с кольцевой щелью. ВВС может использовать волну основного типа  $H_{11}$  в круглом волноводе с круговой поляризацией. Тогда в состав ВВС будут входить два перехода от прямоугольного волновода к круглому, преобразователи линейной поляризации в круговую и обратно, дроссельное устройство для предотвращения утечки энергии через кольцевую щель. Такое ВВС имеет значительную осевую длину. Кроме того, при вращении возникает паразитная фазовая модуляция сигнала, что может быть недопустимо в некоторых радиотехнических системах. Чаще в ВВС используют круглый волновод с симметричной волной  $E_{01}$ , т.е. первой высшей волной в круглом волноводе.

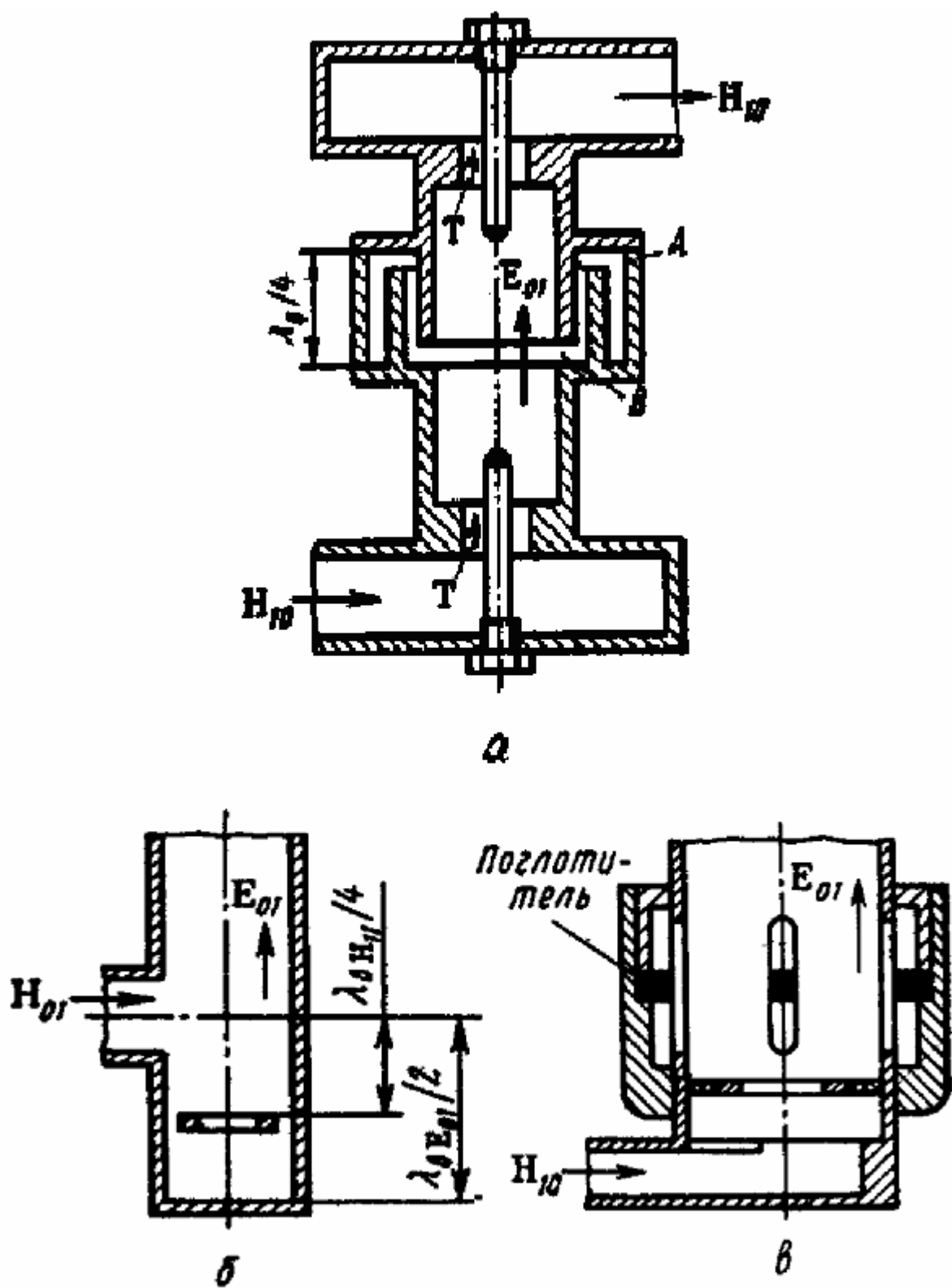


Рис. 2.4

На рис. 2.4,а приведена схема ВВС с использованием коаксиальных переходов. Короткие отрезки коаксиальных волноводов обеспечивают фильтрацию паразитной волны  $H_{11}$ .

Дроссельное устройство представляет собой свернутую полуволновую коаксиальную линию с волной Т, причем в точке контакта А (точке разрыва) имеет место нуль тока, а в точке В – виртуальное короткое замыкание. Рассмотренное ВВС имеет невысокий уровень допустимой мощности, что обусловлено малыми зазорами в коаксиальных отрезках, возбуждающих круглый волновод.

На рис. 2.4,б,в изображены устройства возбуждения волны  $E_{01}$  без использования коаксиальных отрезков. В варианте «б» прямоугольный волновод соединяется с круглым через поперечное отверстие. Для однонаправленного возбуждения волны  $E_{01}$  круглый волновод с одной стороны закорачивается на расстоянии  $\lambda_{в E_{01}}/2$  от возбуждающего отверстия. Для подавления паразитной волны  $H_{11}$  в короткозамкнутом отрезке круглого волновода располагают тонкое металлическое кольцо, которое при периметре кольца  $\sim \lambda_0/2$  является коротким замыканием для волны  $H_{11}$ . Располагая кольцо на расстоянии  $\lambda_{в H_{11}}/4$  от центра щели, удастся эффективно подавить волну  $H_{11}$  в круглом волноводе. На волну  $E_{01}$  это кольцо практически не влияет, так как линии вектора  $E$  перпендикулярны проводу кольца и не наводят в нем токи.

Другой возбудитель волны  $H_{11}$  показан на рис. 2.4,б. Прямоугольный волновод соединяется с круглым через поперечное отверстие с коротким замыканием одной половины круглого волновода непосредственно у места сочленения. В круглом волноводе также помещено резонансное кольцо, закорачивающее его для волны  $H_{11}$ . Часть волны, просочившаяся через резонансное

кольцо, далее просачивается через продольные щели и поглощается в резонаторе с поглотителем. Волна  $E_{01}$  не имеет поперечных токов и не возбуждает продольные щели. Все ВВС состоят из двух переходов, разделенных, как и на рис. 2.4, узкой щелью с дроссельным устройством для предотвращения утечки электромагнитной энергии. Эти ВВС могут использоваться для низкого и высокого уровней мощности.

### 3. Согласующие элементы линий передачи

Расчет параметров согласующих элементов и места их установки, а также использование для этих целей круговой диаграммы изложены подробно в пособии [4].

#### 3.1. Четвертьволновые трансформаторы

В двухпроводной ЛП трансформатор осуществляется обычно изменением волнового сопротивления за счет изменения расстояния между проводами  $D$ , как это показано на рис. 3.1.

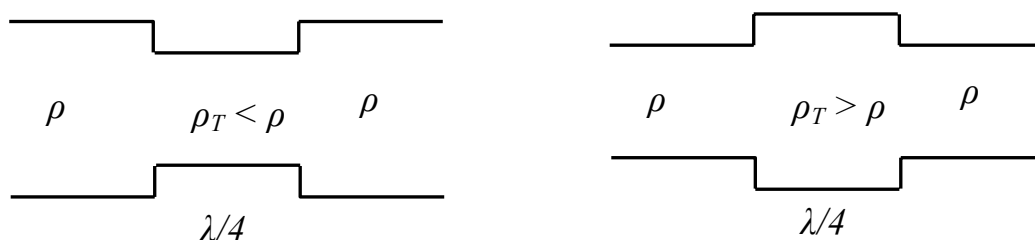


Рис. 3.1.

В коаксиальном кабеле невозможно изменять его геометрические и электрические параметры на отдельном участке, поэтому четвертьволновый трансформатор можно выполнить путем



включения отрезка другого кабеля с волновым сопротивлением, минимально отклоняющимся от требуемого  $\rho_{тр}$ , а длина выбирается с учетом фазовой скорости в этом отрезке.

В жесткой коаксиальной ЛП без диэлектрического заполнения при выполнении четвертьволнового трансформатора удобно менять диаметр внутреннего проводника  $d$  (рис. 3.2).



Рис. 3.2.

В полосковых ЛП трансформатор осуществляется изменением ширины полоски “ $b$ ”; при ее сужении  $\rho_{тр}$  возрастает, при расширении – уменьшается.

В прямоугольном волноводе волновое сопротивление не определяется однозначно, но отношение  $\rho_{тр}/\rho$  однозначно рассчитывается через соотношение размеров  $a_{тр}/a$ ,  $b_{тр}/b$  с учетом изменения фазовой скорости. При соосном соединении волноводов с размерами  $a_1$ ,  $b_1$ ,  $a_2$ ,  $b_2$  при волне  $H_{10}$  имеет место соотношение

$$\frac{\rho_1}{\rho_2} = \frac{b_1 a_2 \lambda_{Л1}}{b_2 a_1 \lambda_{Л2}} = \frac{b_1 a_2}{b_2 a_1} \sqrt{\frac{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a_2}\right)^2}{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a_1}\right)^2}}.$$

Конструктивно удобно осуществлять четвертьволновый трансформатор, не увеличивая размеров поперечного сечения, а лишь уменьшая их за счет металлических вкладышей (рис. 3.3, 3.4).

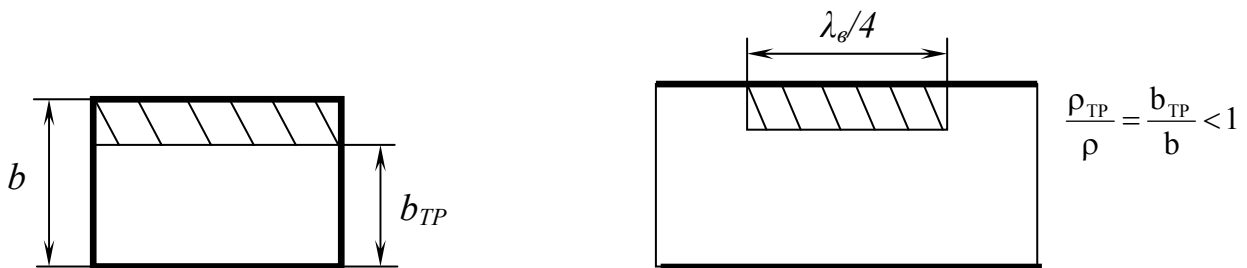


Рис. 3.3

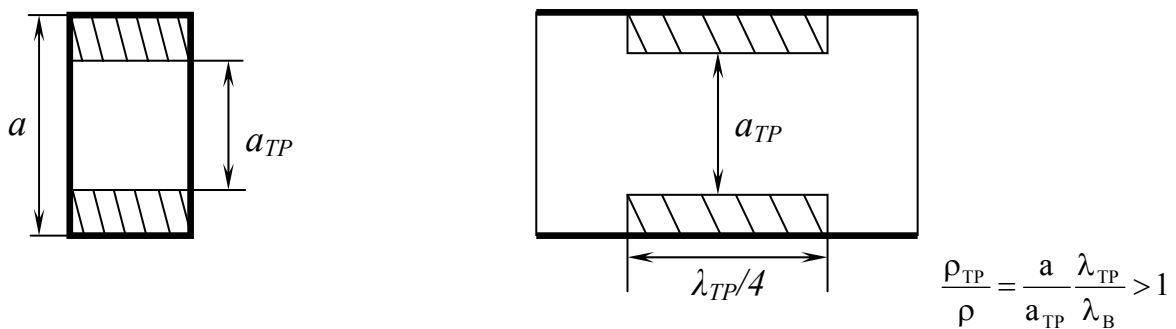


Рис. 3.4

### 3.2. Волноводные диафрагмы и штыри

**Волноводные диафрагмы** – тонкие металлические перегородки с отверстием определенной формы – окном. Если толщина диафрагмы значительно меньше  $\lambda_B$ , то схема замещения диафрагмы для основной волны  $H_{10}$  – параллельно включенная в ЛП реактивная проводимость индуктивного или емкостного типа. На рис. 3.5 представлены симметричная и несимметричная индуктивные диафрагмы. Края отверстия параллельны вектору  $\vec{E}$ ,

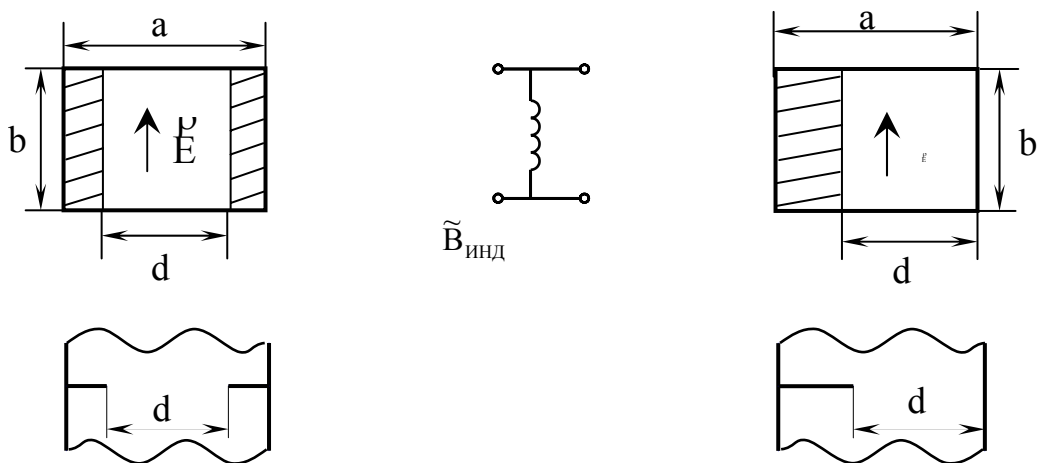


Рис. 3.5

поэтому индуктивная диафрагма практически не снижает пропускаемой мощности.

Нормированные проводимости  $\tilde{B}$  для индуктивных диафрагм рассчитываются по приближенным формулам

$$\tilde{B}_{\text{инд.сим}} \cong -\frac{\lambda_B}{a} \text{ctg}^2 \frac{\pi d}{2a},$$

$$\tilde{B}_{\text{инд.несим}} \cong -\frac{\lambda_B}{a} \left[ \frac{1}{\sin^4 \left( \frac{\pi d}{2a} \right)} - 1 \right].$$

На рис. 3.6 представлены емкостные диафрагмы, в которых края отверстия перпендикулярны вектору  $\vec{E}$ , что приводит к увеличению электрического поля в щели и снижению пропускаемой мощности из-за опасности пробоя ЛП.

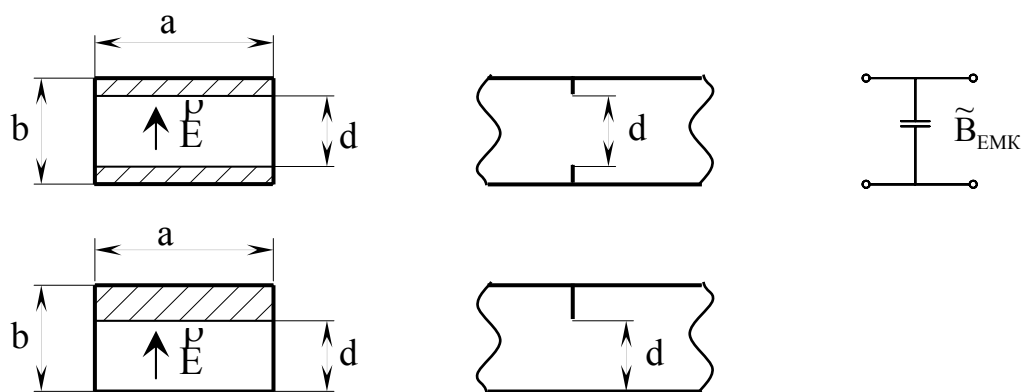


Рис. 3.6

Расчетные формулы для емкостных диафрагм имеют следующий вид

$$\tilde{B}_{\text{емк.сим}} \cong -\frac{4b}{\lambda_B} \ln \left( \sin \frac{\pi d}{2b} \right),$$

$$\tilde{B}_{\text{емк.несим}} \cong -\frac{8b}{\lambda_B} \ln \left( \sin \frac{\pi d}{2b} \right).$$

**Реактивные штыри** – металлические стержни, соединенные с широкой стенкой волновода. Проводимость индуктивного штыря

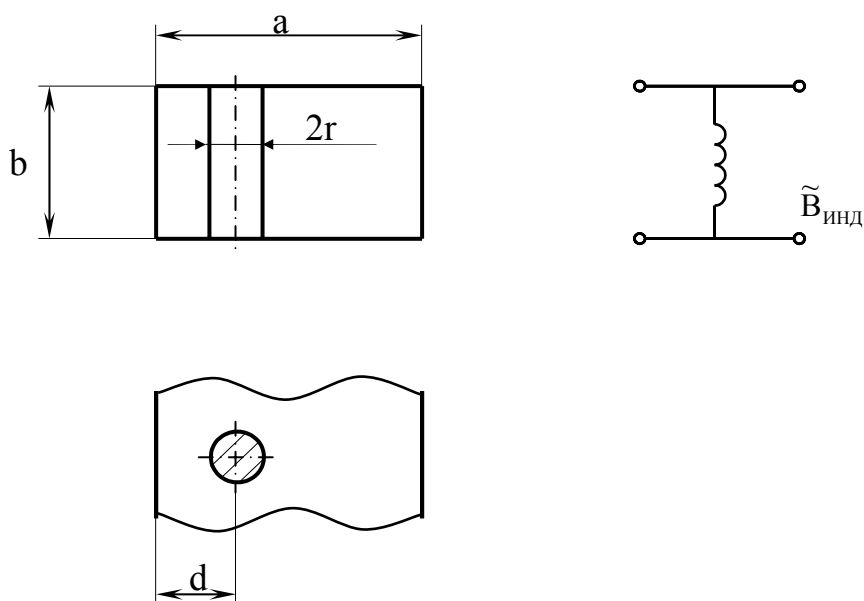


Рис. 3.7

(рис. 3.7) в основном регулируется смещением “d” в поперечном сечении и зависит от его диаметра 2r.

$$\tilde{B}_{\text{инд шт}} \cong \frac{\left(\frac{2\lambda_B}{a}\right) \sin^2 \frac{\pi d}{a}}{\ln \left[ \frac{2a}{\pi r} \sin \frac{\pi d}{a} \right] \sin^2 \frac{\pi d}{a} \left[ 2 + \frac{k^2 a^2}{\pi^2} \right] + k^2 a^2 \left[ \ln^2 \frac{\pi d}{a} + \frac{3}{2} + \frac{\pi^2 d^2}{36 a^2} \right]}.$$

Емкостной штырь (рис. 3.8) обычно ставится в центре широкой стенки, а его проводимость регулируется изменением глубины его погружения в волновод.

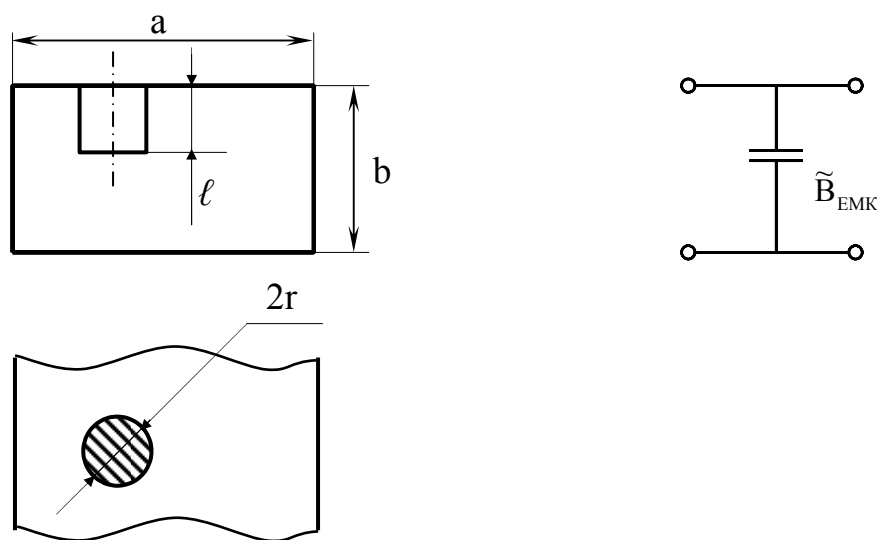


Рис. 3.8

$$\tilde{B}_{\text{емк. шт}} \cong \frac{\pi \lambda_0 \lambda_B}{2ab} \frac{(1 - \cos k\lambda)^2}{\ln \frac{a}{r} \sin 2k\lambda - k(a-r)(2 + \cos 2k\lambda)}.$$

Емкостной штырь часто выполняется в виде винта и используется для небольших точных регулировок. Он, как и емкостная диафрагма, может резко понизить пропускаемую мощность.

### 3.3. Шлейфы с контактными и бесконтактными поршнями

Реактивные шлейфы часто выполняются в виде отрезков линий передачи (волноводной, коаксиальной) с короткозамкнутыми поршнями, регулирующими их длину.

Основным параметром реального шлейфа является значение входного КСВ, которое должно быть как можно более высоким. В нерегулируемых коаксиальных или волноводных шлейфах с неподвижным запаянным поршнем КСВ может достигать 500 и более. В регулируемых шлейфах с подвижными поршнями значения КСВ из-за дополнительных потерь в контактах оказываются ниже, однако, как правило, они превышают 100. Холостой ход в шлейфах, т. е. размыкание выхода, может быть реализован только в закрытых многопроводных линиях, когда устранено излучение.

Возможные конструктивные решения подвижных короткозамыкающих поршней для прямоугольных волноводов показаны на рис. 3.9 для продольных сечений, параллельных узкой стенке волновода. В первой конструкции (рис. 3.9,а) разрезные пружинные контакты А вынесены от закорачивающей стенки В внутрь волновода на расстояние  $\lambda_v/4$ . Поэтому контакты оказываются в сечении волновода с нулевыми значениями продольного тока на стенках и неидеальность контактов не приводит к потерям мощности.

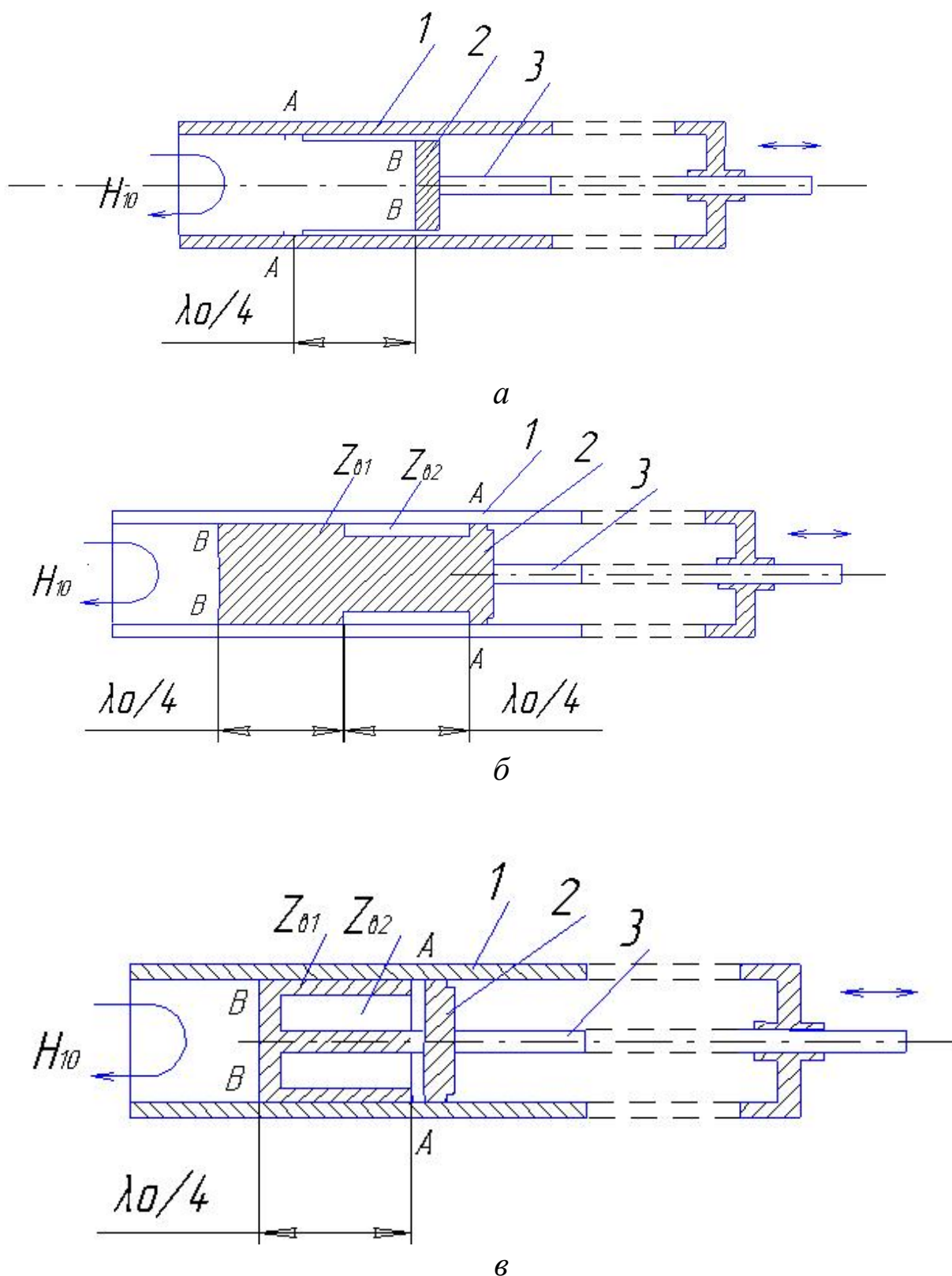


Рис. 3.9

Во второй конструкции поршня (рис. 3.9,б) контакты А включены в волновод через два трансформирующих отрезка линии

передачи с низкими нормированными волновыми сопротивлениями  $z_{B1}$  и  $z_{B2}$ . Предполагая, что активное сопротивление контактов в точке А равно  $r_A$  и применяя дважды формулу пересчета сопротивления через четвертьволновый трансформатор, можно найти входное сопротивление в точках В:  $r_B = r_A (z_{B1}/z_{B2})^2$ . При  $z_{B1} \ll z_{B2}$  удастся существенно уменьшить эквивалентное сопротивление контакта  $r_B$  и увеличить КСВ поршня.

В третьей конструкции поршня (рис. 3.9,в) точки контакта помещены в середину свернутого короткозамкнутого полуволнового отрезка линии передачи, состоящего из двух каскадно включенных четвертьволновых отрезков с волновыми сопротивлениями  $z_{B1}$  и  $z_{B2}$ . К активному сопротивлению контакта  $r_A$  добавляется бесконечное реактивное сопротивление короткозамкнутого четвертьволнового шлейфа с волновым сопротивлением  $z_{B2}$ , и сумма сопротивлений контакта и шлейфа трансформируется четвертьволновым отрезком с волновым сопротивлением  $z_{B1}$  в практически нулевое сопротивление в точке В (т. е. в точке В создается виртуальное короткое замыкание для токов СВЧ).

Рассмотренные принципы выполнения волноводных поршней непосредственно применимы и для коаксиальных поршней в диапазоне сантиметровых волн.

### **3.4. Металлические изоляторы для коаксиальной линии**

На сантиметровых волнах в жестких коаксиальных линиях широко применяются для крепления центрального проводника металлические изоляторы - жесткие параллельные короткозамкнутые



шлейфы длиной четверть длины волны (рис. 3.10,а). Их входное сопротивление на резонансной частоте стремится к бесконечности и не шунтирует линию, а также практически не снижает электрической прочности.

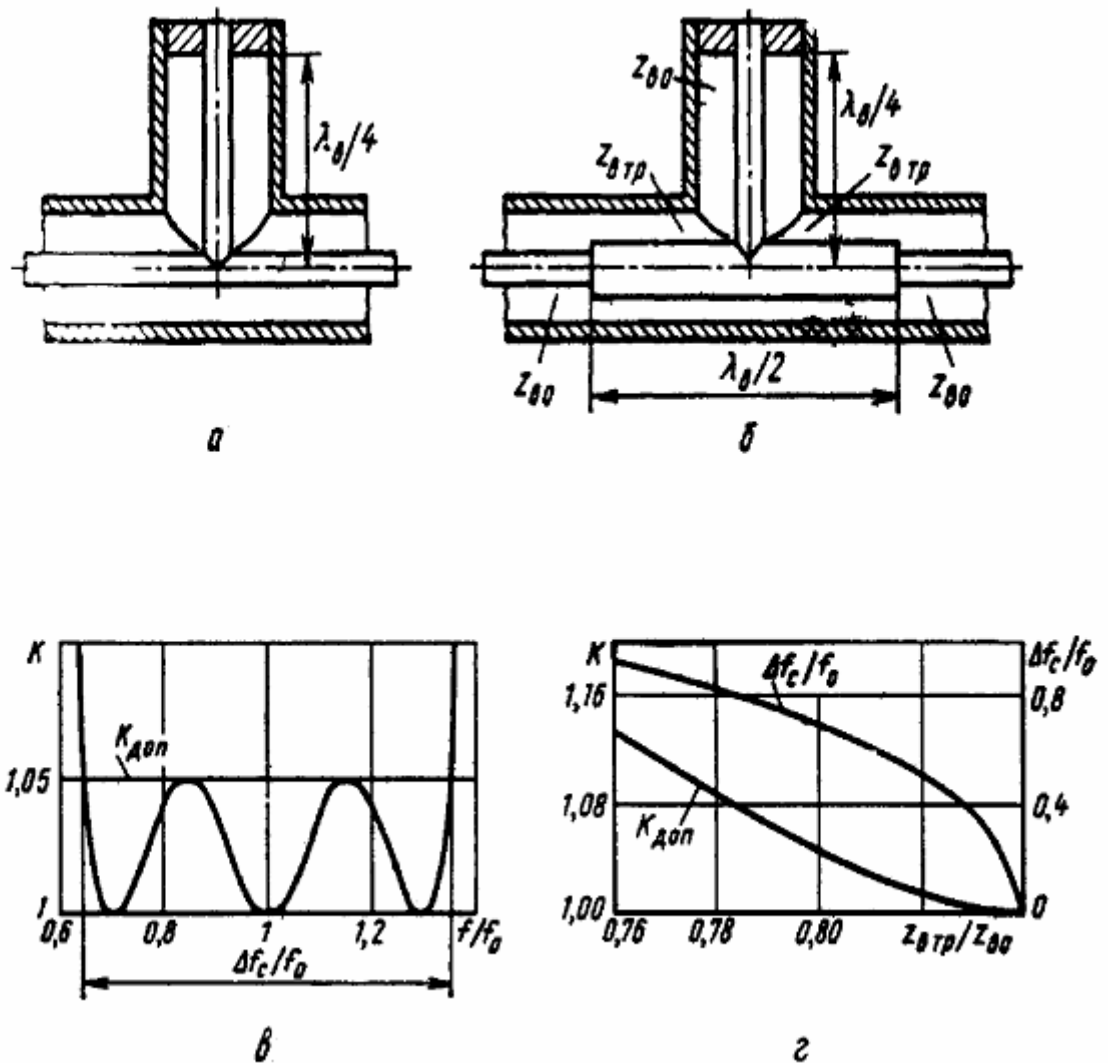


Рис. 3.10

Однако такой изолятор является узкополосным, так как при изменении частоты изменяется электрическая длина шлейфа и тракт рассогласовывается.

Широкополосный металлический изолятор (рис. 3.9,б) кроме параллельного шлейфа содержит два четвертьволновых трансформатора с пониженным волновым сопротивлением, т.е. с

утолщенным диаметром центрального проводника. При введении утолщения вначале происходит расширение частотной кривой КСВ без качественного изменения её формы, но затем появляются две дополнительные точки полного согласования, расположенные выше и ниже основной частоты. Кривая КСВ приобретает осциллирующий характер, а полоса и уровень согласования определяются положением и уровнем горбов. На рис. 3.9,в приведена частотная характеристика КСВ при  $Z_T/Z_B = 0,8$ , а на рис. 3.9,г – графики ширины полосы и уровня КСВ при различном соотношении волновых сопротивлений трансформаторов и линии. Расчеты показывают, что рабочая полоса частот широкополосного металлического изолятора при  $КСВ < 1,1$  достигает 80% от центральной частоты.

## **4. Широкополосные аттенюаторы**

### **4.1. Запредельный аттенюатор**

Для создания переменных аттенюаторов с большим ослаблением используют явление экспоненциального ослабления поля в запредельных волноводах. На рис. 4.1 изображены запредельные аттенюаторы на круглом волноводе переменной длины, в котором все типы волн являются нераспространяющимися.

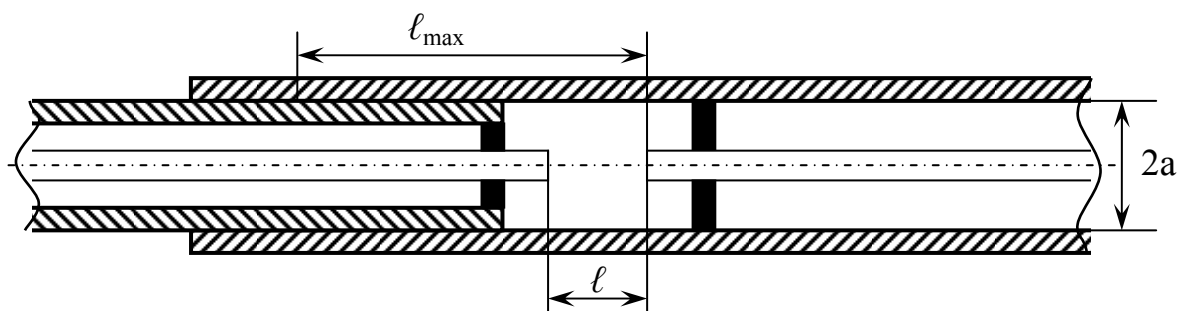


Рис. 4.1. Запредельный аттенюатор

Возбуждение и прием ослабленного сигнала производится с помощью коаксиальной линии с волной типа Т. В зависимости от вида зонда в круглом волноводе возбуждается запредельная волна типа  $E_{01}$  или  $H_{11}$ . Коэффициент фазы в волноводе определяется формулой

$$\beta = \frac{2\pi \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}}\right)^2}}{\lambda_0}.$$

Если  $\lambda_0 \gg \lambda_{кр}$  ( $\lambda_{кр E01} = 2,61a$ ,  $\lambda_{кр H11} = 3,41a$ , где  $a$  – радиус круглого волновода), то  $\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}}\right)^2} \approx j \frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}}$  и  $\beta = j \frac{2\pi}{\lambda_{кр}}$ . Поскольку  $j\beta = (j)^2 \frac{2\pi}{\lambda_{кр}} = -\frac{2\pi}{\lambda_{кр}}$ , то коэффициент фазы превращается в коэффициент затухания, величина которого не зависит от частоты (при условии  $\lambda_0 \gg \lambda_{кр}$ , т.е.  $f \ll f_{кр}$ ). Таким образом, полное затухание в запредельном волноводе составит

$$L = \frac{2\pi}{\lambda_{кр}} \lambda \left( \frac{\text{Неп}}{\text{м}} \right) = \frac{54,57}{\lambda_{кр}} \lambda \left( \frac{\text{дБ}}{\text{м}} \right).$$

Полное затухание в аттенюаторах этого типа легко может достигать 200 и более децибел.

## 4.2. Поляризационный аттенюатор

Поляризационный аттенюатор, схема которого приведена на рис. 4.2, состоит из двух плавных переходов от прямоугольного волновода к круглому и вращающегося отрезка круглого волновода с тонкой поглощающей пластинкой, расположенной по диаметру

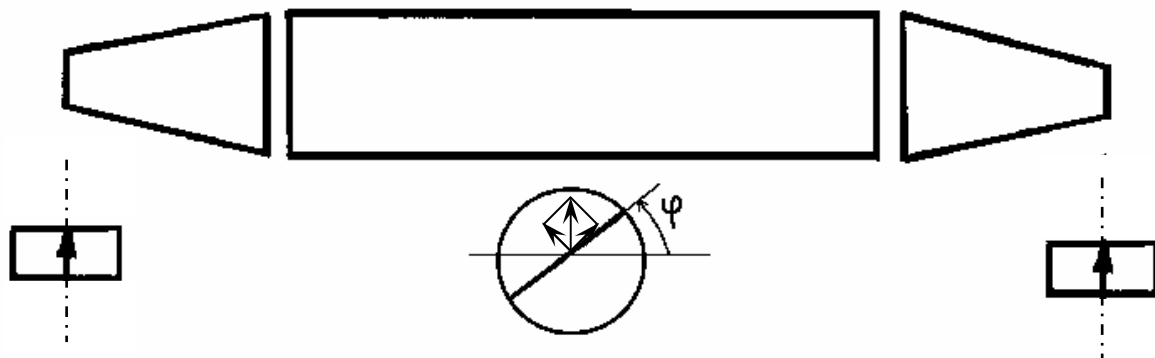


Рис. 4.2

волновода. На выходе первого перехода вектор  $E$  имеет вертикальную поляризацию. Составляющая электрического поля, параллельная пластинке, поглощается, а перпендикулярная – проходит до конца круглой секции, но попадает в выходной прямоугольный волновод лишь составляющая, параллельная входному электрическому вектору. Таким образом, полное затухание

$$L = \frac{E_{\text{вх}}}{E_{\text{вых}}} = \cos^{-2} \varphi \quad \text{или} \quad L_{\text{дБ}} = -40 \lg \cos \varphi. \quad \text{Эта формула справедлива вплоть до}$$

углов близких к  $90^\circ$ . Длина секции должна быть такой, чтобы на нижних частотах полосы пропускания волновода затухание параллельной составляющей составляло не меньше 50 дБ. Градуировка аттенюатора не зависит от частоты вплоть до угла поворота, которому соответствует затухание  $L \approx 50$  дБ. Таким образом,  $\varphi_{\text{max}}$  определяется из уравнения

$$-40 \lg \cos \varphi_m = 50 ,$$

откуда  $\varphi_m = \arccos(10)^{-\frac{50}{40}} = \arccos(10)^{-1,25} = 86,8^\circ$ .

Шкала поляризационного аттенюатора весьма неравномерная: она сильно растянута для малых углов и сжата для больших углов. Верньерное устройство позволяет растянуть шкалу на несколько оборотов.

## 5. Переходы между различными линиями передачи

### 5.1. Коаксиально-волноводные переходы

Возбуждение прямоугольного волновода с волной типа  $H_{11}$  от коаксиального волновода с Т-волной производится с помощью коаксиально-волноводных переходов (рис. 5.1). Основным элементом таких переходов являются обтекаемые электрическим током штыри, размещаемые в короткозамкнутом с одной стороны волноводе параллельно силовым линиям электрического поля  $E$ .

В зондовом переходе (рис. 5.1,а) согласование входов обеспечивается изменением длины зонда  $l_3$ , а также подбором расстояний  $l$  и  $x$ , определяющих положение зонда. Для расширения полосы частот согласования желательно увеличивать диаметр зонда  $d$ . При тщательном выполнении зондовый переход обеспечивает полосу частот согласования 15-20 % относительно расчетной частоты при КБВ не менее 0,95. Недостатком зондового перехода является снижение электропрочности из-за концентрации силовых линий электрического поля  $E$  на конце зонда. В определенной мере этот недостаток преодолевается в коаксиально-волноводном переходе с

последовательным шлейфом (рис. 5.1,б), однако даже при самом тщательном подборе расстояний  $l$  и  $l_{ш}$  рабочая полоса частот составляет около 7%.

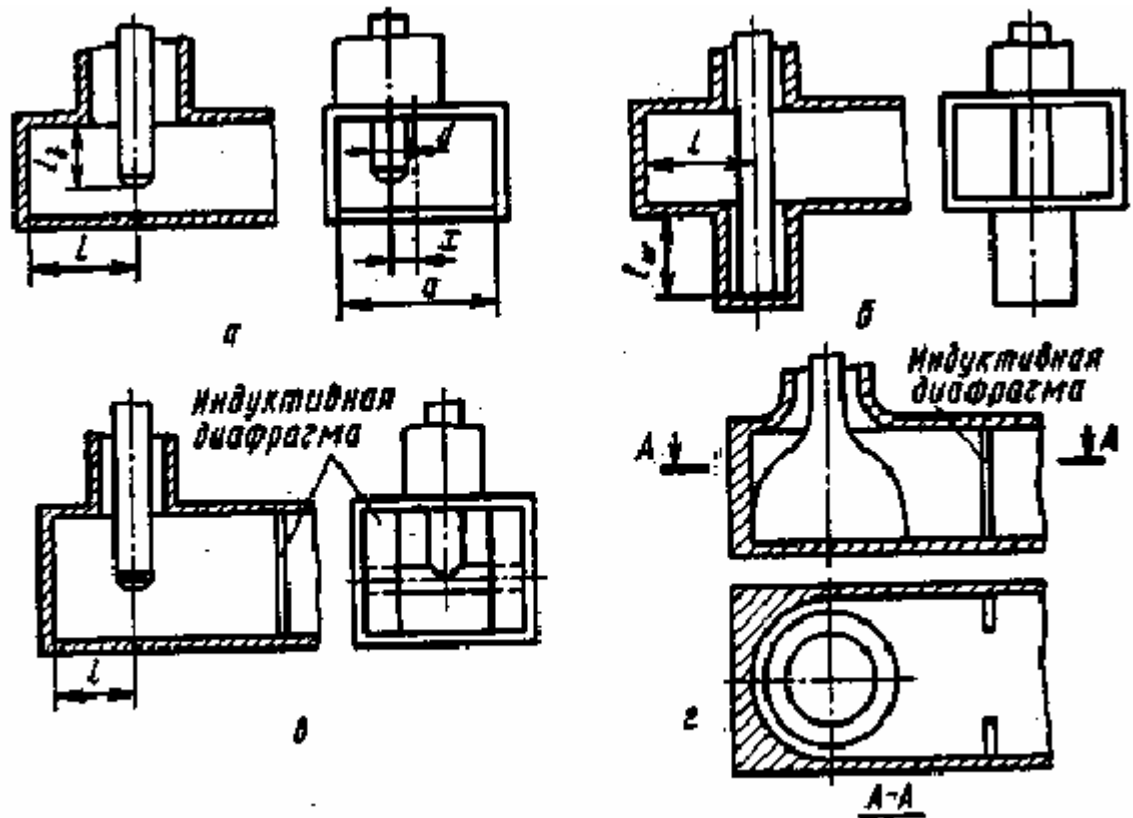


Рис. 5.1

Лучшие результаты по согласованию и электропрочности имеет переход с поперечным стержнем (рис. 5.1,в), дополненный согласующей индуктивной диафрагмой. В таком переходе достижима относительная полоса частот согласования около 15%. Максимальные широкополосность (около 20% при КВВ не менее 0,95) и электропрочность достигаются в коаксиально-волноводных переходах так называемого пуговичного типа (рис. 5.1,г), требующих, однако, тщательного подбора формы проводников в сочетании с дополнительным согласованием с помощью индуктивной диафрагмы.

## 5.2. Коаксиально-полосковые и волноводно-полосковые переходы

Коаксиально-полосковые переходы в зависимости от взаимного расположения соединяемых проводников могут быть соосными или перпендикулярными (рис. 5.2). Для уменьшения нерегулярности в области сочленения внутренний диаметр внешнего

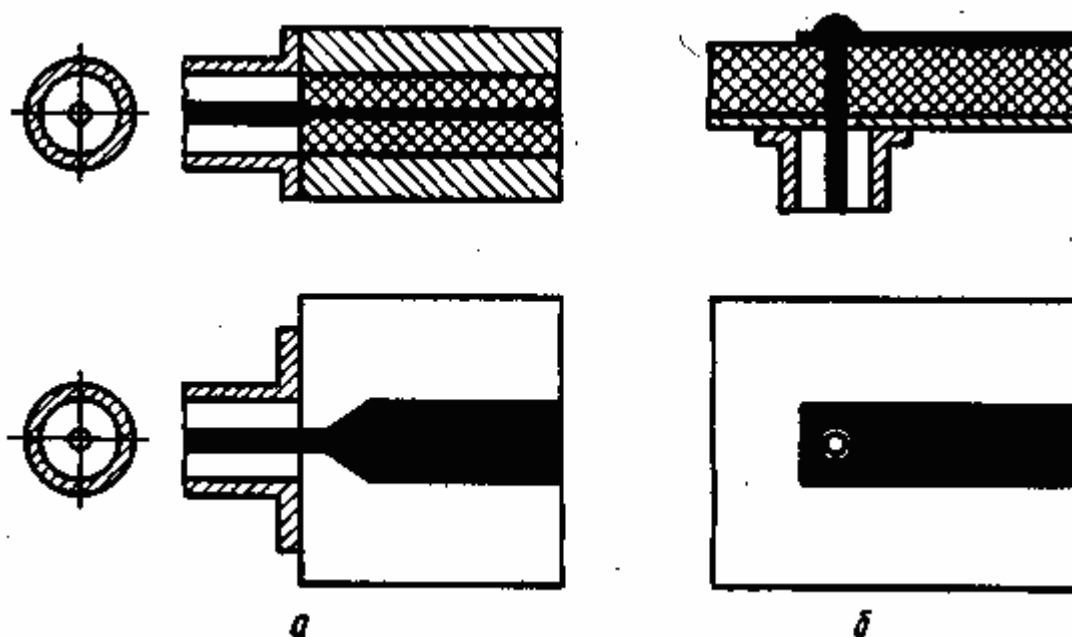


Рис. 5.2

проводника коаксиальной линии должен быть близким расстоянию между внешними пластинами симметричной полосковой линии или удвоенной толщине основания несимметричной полосковой линии. Для улучшения согласования в соосном переходе делают скосы на конце полоскового проводника (рис. 5.2,а). Согласование перпендикулярного коаксиально-полоскового перехода (рис. 5.2,б) осуществляют подбором диаметра соединительного штыря, проходящего через диэлектрическое основание, а также размеров коаксиальной диафрагмы на выходе из коаксиальной линии и

короткого разомкнутого шлейфа из отрезка полоскового проводника. Часто коаксиально-полосковые переходы совмещают с коаксиальными соединителями.

Устройства для возбуждения полосковой линии передачи от прямоугольного волновода с волной  $H_{10}$  называются волноводно-полосковыми переходами.

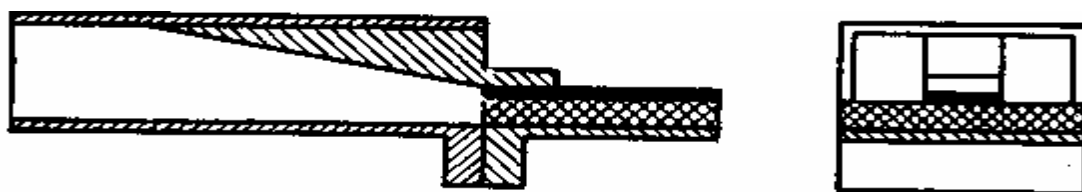


Рис. 5.3

Соединение полосковой линии с прямоугольным волноводом может быть выполнено через плавный или ступенчатый переход на П-образном волноводе (рис. 5.3). В такой конструкции перехода обеспечивается широкополосное согласование прямоугольного волновода с полосковой линией передачи и устраняется паразитное излучение из открытого конца волновода.

## 6. Методические указания

### 6.1. Выбор размеров сечения прямоугольного волновода

Размеры поперечного сечения упоминаемых прямоугольных волноводов (разделы 1.1, 3.1) выбираются в соответствии с заданными полосой частот и мощностью. Обычно прямоугольный



волновод работает на основном типе колебаний - волне  $H_{10}$ , в которой электромагнитное поле имеет одну вариацию по широкой стенке волновода «а» и однородно по узкой стенке «b». Как правило, используется соотношение  $a/b \geq 2$ . В этом случае первым высшим типом является волна  $H_{20}$ . Соответствующие критические длины волн:  $\lambda_{кр\ H10} = 2a$ ,  $\lambda_{кр\ H20} = a$ . Рабочий диапазон частот ограничен значениями  $f_{верх} = c/a$ ,  $f_{нижн} = c/2a$ , где  $c$  – скорость света. Таким образом, максимальная ширина полосы частот определяется из неравенства  $c/a > f > c/2a$ , а размер стенки - из соотношений  $\lambda_0 > a > \lambda_0/2$ , где  $\lambda_0 = c/f$ .

В некоторых случаях используется квадратный волновод, где  $a = b$ , для которого волны  $H_{10}$  и  $H_{01}$  являются вырожденными, то есть они имеют разную структуру поля, но одинаковый частотный диапазон. При этом первым высшим типом являются волны  $H_{11}$  и  $E_{11}$  с критической длиной волны  $\lambda_{крH,E11} = \sqrt{2} \cdot a$ . Квадратный волновод применяется для питания антенны с круговой поляризацией поля излучения или для излучения двух ортогональных линейных поляризаций. Диапазон частот квадратного волновода меньше, чем для прямоугольного, так как  $f_{верх} / f_{ниж} = \sqrt{2} = 1,41$ .

Практически используемая часть полосы пропускания прямоугольного волновода меньше, чем соотношение предельных верхних и нижних частот, так как при стремлении частоты к  $f_{кр\ ниж}$  фазовая скорость и длина волны стремятся к бесконечности, а также резко возрастает коэффициент затухания и понижается допустимая мощность. Обычно рабочая полоса составляет  $f = (1,25 - 1,9) f_{кр}$ .

Для различных диапазонов частот промышленностью производятся стандартные волноводы – трубы прямоугольного сечения из меди, латуни или алюминия. Таблица стандартных волноводов, заимствованная из [3], приведена в приложении.

## **6.2. Выбор размеров круглого волновода**

Основой тип колебаний круглого волновода – волна  $H_{11}$ , для которой  $\lambda_{крH11}=3,413 a$ , где  $a$  – радиус волновода. Однако, как показано в разделе 2.4, во вращающихся соединениях используется первая высшая волна  $E_{01}$ , имеющая осесимметричную структуру поля с критической длиной волны  $\lambda_{крE01}=2,613 a$ . Второй высшей волной является волна  $H_{21}$  с  $\lambda_{крH21}=2,059 a$ . Максимальный диапазон частот волны  $E_{01}$  определяется из неравенства  $f_{крE01} < f < f_{крH21}$ , где  $f_{крE01}=c/2,613 a$ ,  $f_{крH21}=c/2,059 a$ . С учетом дисперсии можно принять  $a=0,26c/f_{ср}$ .

## **6.3. Реализация согласующих элементов прямоугольного волновода**

### **6.3.1. Четвертьволновый трансформатор**

Как было показано в разделе 3.1, четвертьволновый трансформатор с пониженным волновым сопротивлением может быть реализован в виде металлической пластины длиной  $\lambda_B/4$  на

заданной частоте. Её толщина  $d=(b-b_{\text{тр}})$  определяется требуемым значением  $\rho_{\text{тр}}/\rho$  (см. рис. 3.4), которое зависит от значения коэффициента стоячей волны (КСВ) в несогласованной линии. Как показано в [4],  $\rho_{\text{тр}}/\rho=1/\sqrt{\text{КСВ}}$ . Поэтому толщина пластины рассчитывается из соотношения  $d=b(1-b_{\text{тр}}/b)=b(1-\rho_{\text{тр}}/\rho)= b((\sqrt{\text{КСВ}}-1)/\sqrt{\text{КСВ}})$ .

При экспериментальном проведении согласования необходимо перемещать трансформатор вдоль волновода на расстояние не более чем  $\lambda_B/2$ . Это можно сделать, если в согласующей секции прорезать узкую продольную щель в центре широкой стенки волновода (такая щель не излучает) и перемещать пластину трансформатора за металлический штырь, вставленный в щель и прикрепленный к пластине.

Необходимо отметить, что такой трансформатор уменьшает допустимую мощность приблизительно в  $(b_{\text{тр}}/b)^2$  раз, так как уменьшение высоты волновода приводит к возрастанию максимального значения напряженности электрического поля.

Трансформатор с повышенным значением волнового сопротивления (см. рис. 3.4) не снижает допустимой мощности, так как не уменьшает “пробивного” промежутка “b”, но вызывает трудности в конструктивной реализации перемещения трансформатора вдоль волновода. Размер широкой стенки трансформатора можно получить из общего выражения, приведенного в 3.1. После элементарных преобразований получим  $a_{\text{т}}=\sqrt{((a^2+(\lambda_0/2)^2(\text{КСВ}-1))/\text{КСВ})}$ .

### 6.3.2. Волноводные диафрагмы

Волноводные диафрагмы являются компактными и удобными согласующими элементами, но их установка требует точного расчета места их расположения в линии передачи, так как плавное перемещение их вдоль волновода практически невозможно.

Как показано в [4], для известных КСВ в линии требуемая величина проводимости согласующей диафрагмы составит  $\tilde{B} = (\text{КСВ} - 1) / \sqrt{\text{КСВ}}$ . Сравним ширину окна, требуемую для реализации значения нормированной реактивной проводимости  $\tilde{B}$  для несимметричных диафрагм.

Таблица 6.1

Несимметричная индуктивная диафрагма

Нормированная проводимость $\tilde{B}$	0	-0,5	-1	-2	-4	-8	-16
Окно $d/a$	1	0,776	0,702	0,618	0,532	0,451	0,378

*Примечание.* В табл. 6.1 принято соотношение  $a/\lambda_b = 0,575$ .

Таблица 6.2

Несимметричная емкостная диафрагма

Нормированная проводимость $\tilde{B}$	0	0,5	1	2	4	8	16
Окно $d/b$	1	0,568	0,414	0,240	0,086	0,0116	$0,21 \cdot 10^{-3}$

*Примечание.* В табл. 6.2 принято соотношение  $b/\lambda_b = 0,25$ .

Как видно из сравнения таблиц, индуктивная диафрагма позволяет легко реализовать конструктивно малые и большие значения проводимости. Реализация емкостной диафрагмы затруднена при  $\tilde{B} > 4$ , так как ширина окна становится очень малой и, кроме того, резко снижается допустимая мощность в волноводе. Применение емкостной диафрагмы имеет смысл при малой мощности, небольшом КСВ в линии передачи и в том случае, когда емкостная диафрагма является параллельным согласующим элементом, наиболее близко расположенным к нагрузке, то есть если фаза коэффициента отражения от нагрузки по току удовлетворяет соотношению

$$\arccos((КСВ-1)/(КСВ+1)) > \varphi_{01} > -\arccos((КСВ-1)/(КСВ+1)).$$

При этом достигается наибольшая полоса согласования [4].

Вопрос о применении согласующих индуктивных и емкостных штырей решается аналогично применению диафрагм: легче реализуются индуктивные штыри, а емкостные штыри следует применять при небольших требуемых значениях проводимости, так как конструктивно они могут быть удобно реализованы в виде винта, погружаемого внутрь волновода через резьбовое отверстие в центре широкой стенки.

#### **6.4. Четвертьволновый трансформатор в жесткой коаксиальной линии передачи**

Волновое сопротивление в жесткой коаксиальной линии определяется соотношением  $\rho = 60 \ln(D/d)$ , где  $d$  – диаметр

центрального проводника;  $D$  –внутренний диаметр трубы. При конструктивной реализации трансформатора удобно изменять только диаметр центрального проводника, оставляя постоянным диаметр трубы. Наиболее просто реализуется трансформатор с пониженным волновым сопротивлением. Он может быть реализован в виде втулки, перемещающейся по центральному проводнику. Внешний диаметр втулки  $d_T$  при известном КСВ в линии передачи определяется по формуле  $d_T = D \cdot \exp((1/\sqrt{КСВ}) \ln(d/D))$ . Перемещение втулки может быть осуществлено через узкую продольную щель с помощью диэлектрического штырька, присоединенного к втулке.

### **Библиографический список**

1. Антенны и устройства СВЧ/ Д.М.Сазонов. М.: Высшая школа, 1988. 432 с.
2. Конструирование СВЧ устройств и экранов/ Под ред. А.М. Чернушенко. М.: Радио и связь, 1983. 400 с.
3. Справочник конструктора РЭА: Компоненты, механизмы, надежность/ Под ред. Р.Г. Варламова. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
4. Согласование линий передачи с нагрузкой/ М.П. Наймушин. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 44с.

## Приложение 1

Параметры стандартных прямоугольных волноводов.												
Обозначение типа волновода			Номинальные размеры, мм		Критическая частота $V_{кр}$ волны $H_{10}$ , ГГц	Рабочий диапазон частот $1,25V_{кр} \dots 1,9V_{кр}$ , для волны $H_{10}$ , ГГц		Номинальная частота $1,5V_{кр}$ , ГГц	Теоритическое затухание для меди на $1,5V_{кр}$ , дБ/м	Пробивная мощность, МВт	Номинальная толщина стенки $S$ , мм	Погонная масса трубы, кг/м
МЭК R	США WR	Велико-британия WG	a	b								
3	2300	-	584,2	292,1	0,257	0,32	0,49	0,386	0,00078	189	4,8	83,8
4	2100	-	533,4	266,7	0,281	0,35	0,53	0,442	0,0009	158	4,8	76,6
5	1800	1	456,2	228,6	0,328	0,41	0,62	0,49	0,00113	116	3,2	45,3
6	1500	2	381	190,5	0,393	0,49	0,75	0,59	0,00149	81	3,2	36,8
8	1150	3	292,1	146,05	0,513	0,64	0,98	0,77	0,00222	47	3,2	28
9	975	4	247,65	123,82	0,605	0,76	1,15	0,91	0,00284	34	3,2	23,2
12	770	5	195,58	97,79	0,766	0,96	1,46	1,15	0,00405	21,2	3,2	17,7
14	650	6	165,1	82,55	0,908	1,14	1,73	1,36	0,00522	15,1	2,03	9,72
18	510	7	129,54	64,77	1,157	1,45	2,2	1,74	0,00522	9,3	2,03	7,66
22	430	8	109,22	54,61	1,372	1,72	2,61	2,06	0,0097	6,6	1,03	6,43
26	340	9A	86,36	43,18	1,174	2,17	3,3	2,61	0,0138	4,1	2,03	5,07
32	284	10	72,14	34,04	2,078	2,6	3,95	3,12	0,0189	2,73	2,03	4,16
35	-	-	66,37	29,5	2,258	2,82	4,29	3,39	0,0223	2,17	2	3,71
40	229	11A	58,17	29,08	2,577	3,22	4,9	3,87	0,0249	1,88	1,63	2,72
41	-	-	57	25,33	2,63	3,29	5	3,95	0,028	1,6	2	3,17
48	187	12	47,55	22,15	3,152	3,94	5,99	4,73	0,0355	1,17	1,63	2,18
58	159	13	40,39	20,193	3,71	4,64	7,05	5,57	0,0431	0,9	1,63	1,91
70	137	14	34,85	15,799	4,3	5,38	8,17	6,46	0,0576	0,61	1,63	1,61
84	112	15	28,5	12,64	5,26	6,57	9,99	7,89	0,0794	0,4	1,63	1,32
100	90	16	22,86	10,16	6,557	8,2	12,5	9,84	0,11	0,258	1,27	0,82
120	75	17	19,03	9,525	7,869	9,84	15	11,8	0,133	0,201	1,27	0,72
140	62	18	15,799	7,899	9,488	11,9	18	14,2	0,176	0,138	1,02	0,467
180	51	19	12,954	6,477	11,571	14,5	22	17,4	0,238	0,093	1,02	0,396
220	42	20	10,668	4,318	14,05	17,6	26,7	21,1	0,37	0,051	1,02	0,314
260	34	21	8,636	4,318	17,357	21,7	33	26	0,435	0,041	1,02	0,276
320	28	22	7,112	3,556	21,076	26,4	40	31,6	0,583	0,0281	1,02	0,234
400	22	23	5,69	2,845	26,344	32,9	50,1	39,5	0,815	0,018	1,02	0,194

## Элементы радиочастотных линий передачи

Составители: Наймушин Михаил Павлович  
Соловьянова Ираида Павловна

Редактор Л. Ю. Козьяйчева

ИД №06263 от 12.11.2001 г.

---

Подписано в печать 25.05.2004	Формат 60 x 84 <sup>1</sup> / <sub>16</sub>
Бумага писчая	Усл. печ. л. 1,92
Уч.-изд. л. 1,50	Тираж
	Заказ
	Цена “С”

---

Редакционно-издательский отдел ГОУ ВПО УГТУ-УПИ  
620002, Екатеринбург, ул. Мира, 19

Ризография НИЧ УГТУ  
620002, Екатеринбург, ул. Мира, 19