



Кафедра конструирования  
и производства радиоаппаратуры

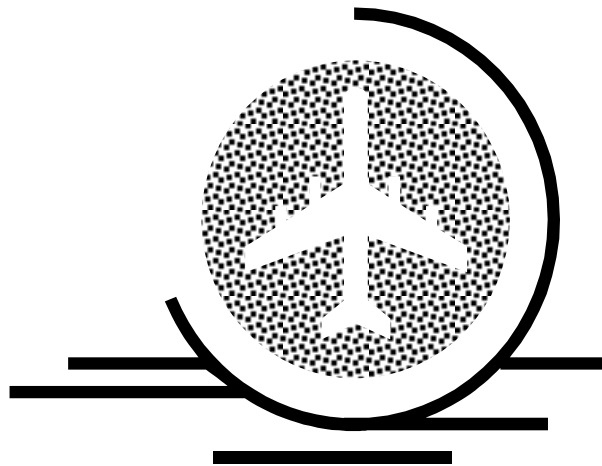
---

А.С. Шостак

# АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ

Часть 1. Устройства СВЧ

Учебное пособие для студентов специальности 160905 -  
«Техническая эксплуатация транспортного  
радиооборудования»



ТОМСК 2012

Министерство образования и науки Российской Федерации  
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

А.С. Шостак

## **АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ**

Часть 1. Устройства СВЧ

Учебное пособие для студентов специальности 160905 -  
«Техническая эксплуатация транспортного  
радиооборудования»

**Рецензент:** профессор кафедры КИПР ТУСУР, д.т.н. Татаринов В.Н.

**Технический редактор:** доцент кафедры КИПР ТУСУР, к.т.н. Озеркин Д.В.

**Шостак А.С.**

Антенны и устройства СВЧ: Учебное пособие. - Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012.-125 с.

Учебное пособие соответствует программе курса «Антенны и устройства СВЧ» для студентов, обучающихся по специальности «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования». Учебное пособие также может быть использовано студентами специальности 210201 «Проектирование и технология радиоэлектронных средств» при изучения курса “Техническая электродинамика ”

Рассмотрены основные разделы теории и техники антенно-фидерных устройств, изложены основы теории линий передач и представлены различные устройства СВЧ с использованием матричного исчисления их внешних характеристик. Рассмотрены вопросы построения и расчета различных типов антенн и антенных решеток, особое внимание уделено антеннам СВЧ

© Шостак А.С., 2012

© Кафедра КИПР Томского  
государственного университета систем  
управления и радиоэлектроники, 2012

## СОДЕРЖАНИЕ

	<b>СОДЕРЖАНИЕ .....</b>	<b>4</b>
	<b>ВВЕДЕНИЕ .....</b>	<b>6</b>
<b>СВЧ</b>	<b>1 ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕНН И УСТРОЙСТВ</b>	<b>8</b>
	1.1 Антенны и устройства СВЧ в радиотехнических системах .....	8
	1.2 Общие характеристики антенн и устройств СВЧ .....	12
	1.3 Особенности расчета и конструирования антенно-фидерных устройств .....	15
	1.4 Классификация антенн и линий передачи .....	18
	1.5 История развития антенн .....	19
	<b>2 ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧ СВЧ .....</b>	<b>20</b>
	2.1 Классификация линий передач СВЧ .....	20
	2.2 Дифференциальные уравнения длинной линии .....	25
	2.3 Режимы работы длинной линии без потерь .....	31
	2.4 Коэффициент полезного действия линий с потерями .....	39
	2.5 Пределы применимости теории регулярных линий передачи .....	42
<b>СВЧ</b>	<b>3 ХАРАКТЕРИСТИКИ ОСНОВНЫХ ТИПОВ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ</b>	<b>42</b>
	3.1 Металлические волноводы .....	42
	3.2 Обобщение теории линий на волноводные тракты .....	48
	3.3 Коаксиальные волноводы .....	50
	3.4 Полосковые линии .....	51
	3.5 Соединения линий передачи СВЧ .....	53
	3.6 Изгибы и скрутки линий передачи СВЧ .....	55
	3.7 Переходы между линиями передачи СВЧ .....	56
	<b>4 ПРИНЦИПЫ СОГЛАСОВАНИЯ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ С НАГРУЗКОЙ .....</b>	<b>61</b>

4.1	Цели согласования .....	61
4.2	Способы узкополосного согласования .....	62
4.3	Способы широкополосного согласования.....	67
4.4	Согласующие устройства в линиях передачи СВЧ .....	71
<b>5</b>	<b>УСТРОЙСТВА СВЧ .....</b>	<b>76</b>
5.1	Особенности расчета устройства СВЧ.....	76
5.2	Матричное описание внешних характеристик устройств СВЧ.....	77
5.3	Матрица рассеяния.....	82
5.4	Классическая и волновая матрицы передачи. ....	84
5.5	Матрицы внешних характеристик взаимных устройств СВЧ. ....	87
<b>6</b>	<b>МЕТОДЫ АНАЛИЗА УСТРОЙСТВ СВЧ .....</b>	<b>89</b>
6.1	Принцип декомпозиции.....	89
6.2	Объединение устройств СВЧ в общую схему.....	90
<b>7</b>	<b>ЭЛЕМЕНТЫ ТРАКТА СВЧ .....</b>	<b>94</b>
7.1	Нагрузки СВЧ .....	94
7.2	Тройники .....	95
7.3	Направленные ответвители .....	99
7.4	Мостовые устройства СВЧ.....	102
7.5	Многоканальные делители мощности СВЧ .....	104
<b>8</b>	<b>УСТРОЙСТВА СВЧ С ПРИМЕНЕНИЕМ ФЕРРИТОВ .....</b>	<b>105</b>
8.1	Основные свойства ферритов на СВЧ .....	105
8.2	Вентили СВЧ .....	109
8.3	Циркуляторы СВЧ.....	112
<b>9</b>	<b>УПРАВЛЯЮЩИЕ УСТРОЙСТВА СВЧ .....</b>	<b>114</b>
9.1	Устройства управления амплитудой СВЧ - колебаний .....	114
9.2	Фазовращатели СВЧ .....	118
9.3	Поляризаторы СВЧ .....	122
	<b>СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ .....</b>	<b>125</b>

## ВВЕДЕНИЕ

Одной из наиболее быстро развивающихся областей радиоэлектроники является техника антенн и устройств СВЧ. Уровень ее развития во многом определяет состояние телекоммуникационных систем, радиолокации, навигации, связи, радиоуправления, телеметрии радиоастрономии. Современные достижения в технике антенн и СВЧ -устройств базируются на современных разработках электроники, полупроводниковой техники, технической кибернетики, когерентной радиооптики и т.д. Новые характеристики радиоэлектронных систем во многих случаях достигаются благодаря органическому слиянию антенн с передающими, приемными устройствами и системы пространственно – временной обработки сигналов. Увеличение числа одновременно работающих радиосистем приводит к насыщенности окружающего пространства радиосигналами, это вызывает необходимость электромагнитной совместимости (ЭМС) этих систем. Для решения этого вопроса создаются антенные системы, способные адаптироваться в окружающей обстановке. Различные объекты, например летательные аппараты, имеют десятки антенн различных диапазонов и назначений, и обеспечение их ЭМС во многом зависит от характеристик антенн и устройств СВЧ.

Настоящий курс лекций является предназначен для студентов, обучающихся по специальности «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования» при изучении курса «Антенн и устройства СВЧ». Учебное пособие также может быть использовано студентами специальности 210201 «Проектирование и технология радиоэлектронных средств» при изучении курса «Техническая электродинамика»

Изложение материала ведется в предположении, что студенты знакомы общими разделами высшей математики, теории радиотехнических цепей и сигналов, электродинамики и распространения радиоволн.

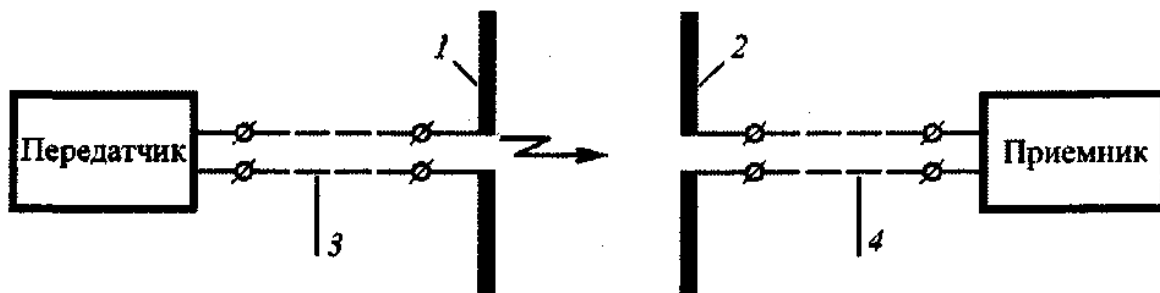


# 1 ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕНН И УСТРОЙСТВ СВЧ

## 1.1 Антенны и устройства СВЧ в радиотехнических системах

Антенно-фидерное устройство является неотъемлемой частью всякой радиотехнической системы. Все области применения радиоволн (радиолокация, радиосвязь, телевидение, радионавигация, радиоуправление, радиоастрономия и др.) не могут быть реализованы без антенн - устройств для излучения и приема электромагнитных волн. В любой радиолинии имеются передающая и приемная станции, связь между которыми осуществляется электромагнитными волнами (рис. 1.1).

*Передающая антенна* преобразует подведенную фидером энергию высокой частоты (ВЧ), выработанную передатчиком, в энергию электромагнит-



**Рисунок 1.1. Схема линии радиосвязи: 1 – передающая антенна; 2 – приемная антенна; 3 – передающий фидер; 4 – приемный фидер** волн и обеспечивает излучение в заданном направлении.

*Приемная антенна* улавливает и преобразует энергию приходящих свободных электромагнитных волн в энергию направляемых электромагнитных волн, передаваемых фидером в приемник.

*Фидер* является устройством, канализирующим энергию ВЧ, т.е. передающим энергию от передатчика к передающей антенне или от приемной антенны к приемнику. Поэтому фидер в ряде случаев называют линией передачи ВЧ или СВЧ (сверхвысокой частоты). Термин «фидер» наиболее широко распространен в радиосвязи. В радиолокации, радионавигации и радиоуправлении, использующих диапазон СВЧ, вместо термина «фидер» используют понятие «тракт СВЧ».

Приемная антенна преобразует энергию электромагнитных волн свободного пространства в энергию электромагнитных волн направляемых фидером, являясь своего рода «генератором», и поэтому обладает свойством обратимости, т.е. приемная антенна может быть передающей, и наоборот. Между свойствами приемной и передающей антенн существует тесная связь, что позволяет рассматривать основные характеристики антенн, не акцентируя внимание на том, является она приемной или передающей. Эти характери-



ки антенно-фидерных устройств определяются назначением радиосистемы, техническими требованиями, предъявляемыми к ней, а также условиями размещения, работы и эксплуатации.

*Антенно-фидерное устройство*, обеспечивающее излучение и прием радиоволн, - неотъемлемая часть любой радиотехнической системы. Требования к техническим характеристикам антенн вытекают из назначения радиосистемы, условий размещения, режима работы, допустимых затрат и т.д. Реализуемость необходимых направленных свойств, помехозащищенности, частотных, энергетических и других характеристик антенн во многом зависит от рабочего диапазона волн. Хотя в радиотехнических системах используют разные диапазоны частот, сверхвысокие частоты (СВЧ) получают все более широкое применение. Это объясняется возможностями реализации в антеннах СВЧ - характеристик, влияющих на важнейшие показатели качества всей радиосистемы. Так, в диапазоне СВЧ антенны могут создавать остронаправленное излучение с лучом шириной до долей градуса и усиливать сигнал в десятки и сотни тысяч раз. Это позволяет использовать антенну не только для излучения и приема радиоволн на большие расстояния, но и для пеленгации, борьбы с помехами, обеспечения ЭМС систем и ряда других задач.

Антенны СВЧ широко применяют в различных областях радиоэлектроники - связи, телевидении, радиолокации, радиоуправлении, а также в системах инструментальной посадки летательных аппаратов, радиоэлектронного противодействия, радиовзрывателей, радиотелеметрии и др. Успешное развитие радиоастрономии и освоение космоса во многом связаны с достижениями антенной техники СВЧ. В последние годы намечаются новые области использования СВЧ антенной техники, например для передачи СВЧ энергии на большие расстояния.

Широкое распространение получили остронаправленные сканирующие антенны. Сканирование позволяет осуществлять обзор пространства, сопровождение движущихся объектов и определение их угловых координат. Замена слабонаправленных или ненаправленных антенн, например связанных, остронаправленными сканирующими позволяет не только получать энергетический выигрыш в радиотехнической системе за счет увеличения коэффициента усиления антенн, но и в ряде случаев ослаблять взаимные влияния различных одновременно работающих систем, т.е. обеспечивать их электромагнитную совместимость (ЭМС). При этом могут быть улучшены помехозащищенность, скрытность действия и другие характеристики системы. При механическом сканировании, выполняемом поворотом всей антенны, максимальная скорость движения луча в пространстве ограничена и при современных скоростях летательных аппаратов оказывается недостаточной. Поэтому возникла необходимость в разработке новых типов антенн - фазированных антенных решеток (ФАР).

Применение ФАР для построения сканирующих остронаправленных антенн позволяет реализовать высокую скорость обзора пространства и способствует увеличению объема информации о распределении источников из-

лучения или отражения электромагнитных волн (ЭМВ) в окружающем пространстве. Современные устройства СВЧ с электронными приборами и электрически управляемыми средами позволяют не только создать управляемое фазовое распределение в антенной решетке (т.е. осуществить электрическое сканирование), но и первоначально обработать поступающую информацию (просуммировать поля, преобразовать частоты, усилить сигнал и т.д.) непосредственно в СВЧ - тракте антенны.

Дальнейшее улучшение характеристик радиотехнических систем с ФАР таких, как разрешающая способность, быстродействие, пропускная способность, дальность обнаружения, помехозащищенность и др., можно обеспечить, совершенствуя методы обработки (в общем случае пространственно-временной) сигналов, излучаемых и принимаемых антенной. При этом антенна служит первичным звеном обработки и в значительной мере определяет основные характеристики всей системы. Обычно используют далеко не всю информацию, содержащуюся в ЭМВ, падающей на остронаправленную приемную антенну, в которой поля от отдельных излучателей суммируются в одном СВЧ - тракте. Наиболее полную информацию можно получить, обрабатывая отдельно каждый принятый антенной решеткой сигнал, т. е. ряд выборок из пространственного распределения приходящей ЭМВ. В зависимости от назначения системы и требований к ее характеристикам применяют антенны с различными методами обработки. Одним из вариантов является адаптивная антенная решетка, которую в системе обработки радиосигнала можно рассматривать как динамический самонастраивающийся пространственно-временной фильтр с автоматически меняющейся характеристикой направленности, частотными свойствами и другими параметрами. Известны также антенны с иными видами обработки сигнала: самонастраивающиеся, с синтезированным раскрывом, с временной модуляцией параметров, с цифровой обработкой, с аналоговой пространственно-временной обработкой методом когерентной оптики и т.д.

Расширение и усложнение задач, решаемых современной радиоэлектроникой, стимулировали в последние десятилетия интенсивное развитие теории и техники антенн. В ряде случаев антенные системы должны решать задачи получения внекоординатной информации об отражающем объекте, т.е. кроме дальности и угловых координат объекта получать сведения о его массе, габаритных размерах, характеристиках вращения, вибрации и т. д. , и осуществлять распознавание образов. С освоением все более коротких волн в антенных системах появляется возможность использования голографических методов преобразования приходящих ЭМВ. В других задачах возникает необходимость пространственно-временной фильтрации полей источников, расположенных в зоне Френеля.

Таким образом, применяемые на практике антенны из простых устройств превратились в сложнейшие системы, имеющие более десятков тысяч излучателей, активных элементов, фазовращателей, управление которыми обеспечивается специальной ЭВМ. Сложная конструкция таких антенн в ос-

новном определяет габаритные размеры и стоимость всей радиосистемы, что и привлекает к антеннам особое внимание.

Характеристики антенны определяют ряд основных параметров всей радиосистемы. Так, в радиолокационных станциях (РЛС) разрешающая способность и точность определения угловых координат, скорость перемещения луча в пространстве, помехозащищенность и т.д. зависят от антенных характеристик.

Бурное развитие микроэлектроники отразилось и на антенной технике. В последние годы широко используются микроэлектронные устройства СВЧ, полосковые микрополосковые линии передачи, в том числе выполненные на них фазовращатели, коммутаторы, вентили, усилители и т. п. Потенциальные возможности микроэлектроники в уменьшении массы и объема радиоаппаратуры могут быть реализованы при соответствующем построении антенн, отказе от традиционных их типов и переходе к печатным антенным решеткам. Действительно, в самолетных РЛС зеркальная антенна с обтекателем, механизмом привода, волноводным трактом и устройством СВЧ имеет значительные габаритные размеры и массу по сравнению с остальными устройствами станций. Радиолокационная станция в микроэлектронном исполнении на полупроводниковых устройствах СВЧ позволяет значительно уменьшить размеры и массу такой системы.

Необходимость существенного улучшения параметров радиотехнических систем или создание новых перспективных летательных аппаратов зачастую диктует требования к антенным характеристикам, не выполнимые при традиционном подходе к решению задач. Изыскание новых путей построения антенн для решения различных задач требует системного подхода и совместной работы специалистов по прикладной электродинамике, системотехнике, радиоустройствам, электронике, автоматике, метрологии, конструированию и технологии производства.

Стремление сократить время создания новой техники, увеличить производительность труда, оптимизировать параметры создаваемых систем привело к необходимости автоматизации проектирования. Однако автоматизация проектирования антенн и СВЧ - устройств существенно отличается от автоматизации проектирования в микроэлектронике, системотехнике и радиоэлектронике и включает разработку, во-первых, физических, математических и электродинамических моделей разного уровня сложности, адекватных реальным устройствам; во-вторых, численных методов решения краевых задач электродинамики; в-третьих, алгоритмов и программ решения систем операторных уравнений. Поэтому круг исследователей, работающих в антенной технике, существенно пополнится специалистами в области радиофизики, прикладной и вычислительной математики.

Характерной особенностью современных антенн является их многообразие (непрерывно появляются новые типы). В соответствии с решаемыми радиотехнической системой задачами антенны СВЧ, работающие в дециметровом, сантиметровом или миллиметровом диапазонах волн, имеют принци-

пиально различные характеристики и отличаются конструкцией, технологией изготовления, эксплуатацией и т.д. Таким образом, в теории и технике антенн в настоящее время сформировался ряд самостоятельных научных направлений, каждое из которых охватывает определенный круг теоретических задач и практических вопросов, связанных с излучением, приемом, обработкой сигнала и другими ранее рассмотренными аспектами антенной техники [11-17].

## 1.2 Общие характеристики антенн и устройств СВЧ

Проектирование и разработка антенно-фидерных устройств любой радиотехнической системы ведутся на основании технических требований, в которых определены основные характеристики создаваемого устройства. Кроме того, знание основных параметров и характеристик антенно-фидерных устройств и возможностей их реализации необходимо разработчикам радиотехнических систем, поскольку ряд важнейших параметров систем предопределяется антенными устройствами. Так, в радиолокации разрешающая способность и точность определения угловых координат, время и сектор обзора пространства, помехозащищенность, дальность действия и другие параметры РЛС определяются исключительно характеристиками антенны или в значительной степени зависят от них.

Остановимся на основных характеристиках антенно-фидерных устройств. **Направленность действия** является основной характеристикой антенн, которая определяет неодинаковость излучения (или приема) антенн в различных направлениях. Рассмотренный в курсе теории электромагнитного поля элементарный электрический излучатель (диполь Герца) уже обладал направленностью действия. Для оценки направленности действия всех существующих антенн в теории вводится понятие абсолютно ненаправленной антенны - изотропного излучателя (гипотетический излучатель), который излучает электромагнитную энергию равномерно во все стороны.

Все существующие антенны обладают той или иной направленностью действия. Напряженность электрического поля  $E$ , создаваемая произвольной излучающей антенной в некоторой точке пространства  $M(r, \theta, \varphi)$  будет зависеть от координат точки  $r, \theta, \varphi$  и подводимой мощности  $P$  (или тока  $I$ ), т.е.  $E_m = E_{m \max}(I, r, \theta, \varphi)$ . При  $r = \text{const}$ ,  $I = \text{const}$  (т.е.  $P = \text{const}$ )  $E_m = E_{m \max} F(\theta, \varphi)$ , откуда  $E_m / E_{m \max} = F(\theta, \varphi)$ , где  $F(\theta, \varphi)$  - **характеристика направленности** - зависимость поля излучения от направления при неизменном расстоянии от точки наблюдения до антенны и неизменной подводимой мощности.

Характеристикой направленности приемной антенны является функция, характеризующая зависимость ЭДС, снимаемой с выходных клемм приемной антенны, от направления прихода радиоволн при неизменной поляризации и

интенсивности поля. Графическое изображение характеристики направленности называется *диаграммой направленности (ДН)*. Пространственная диаграмма направленности может быть изображена в виде некоторой поверхности. Радиус-вектор, проведенный от центра до некоторой точки поверхности, пропорционален полю излучения в данном направлении. Сечения пространственной диаграммы направленности плоскостями, проходящими через центр, называют *диаграммами направленности в соответствующей плоскости*.

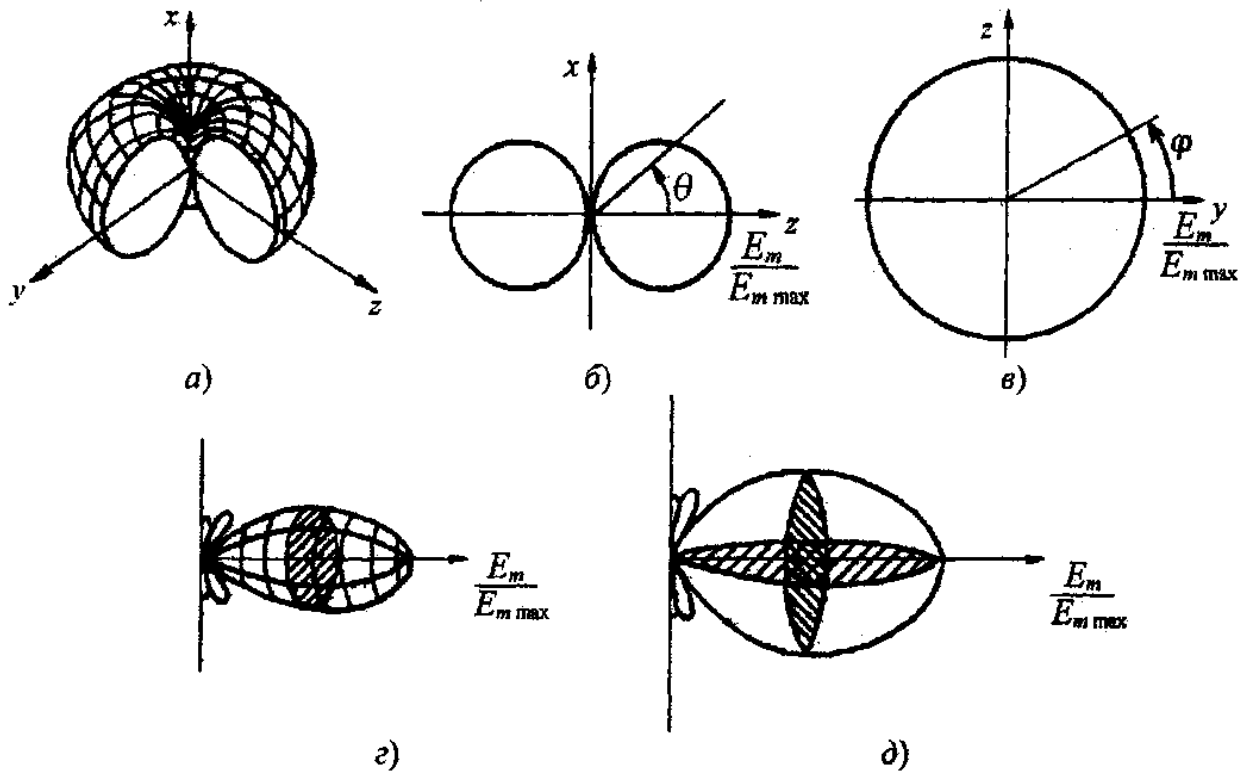
В качестве примера можно привести пространственную диаграмму направленности элементарного вибратора, представляющую собой тороид вращения (рис. 1.2, а); диаграммы направленности в меридиональной и экваториальной плоскостях (рис. 1.2, б, в) имеют при этом соответственно форму восьмерки и круга.

Большинство используемых антенн - остронаправленные, т.е. концентрируют излучение в небольшом телесном угле и имеют ДН игольчатые (или «карандашного» типа) (рис. 1.2, г), веерные (рис. 1.2, д) и др. Для наземных устройств принято называть антенну *ненаправленной*, если она имеет в горизонтальной плоскости круговую (равномерную) ДН.

При рассмотрении направленности действия необходимо учитывать *поляризационную характеристику* антенны, которая определяет поляризацию излучаемых и принимаемых ею волн. Антенна может излучать поле с вертикальной, горизонтальной, круговой или эллиптической (вращающейся) поляризацией, причем в зависимости от направления вращения поля волны могут быть как *право* -, так и *лево*направленными. Для сравнения направленности действия различных антенн и расчета их характеристик вводят ряд параметров, определяемых из ДН. Не менее **важными являются энергетические характеристики**, определяющие значения и изменения в процессе работы ряда величин, **характеризующих** максимально допустимую мощность излучения, при которой электрическая прочность и допустимый тепловой режим, мощность в антенно-фидерном тракте, мощность шумов, развиваемая на входе приемника; мощность, требуемая для управления положением луча в пространстве, и т.д. Величины этих мощностей характеризуются КПД, шумовой температурой, входным сопротивлением антенны, волновым сопротивлением фидера, согласованием в питающем фидере и другими параметрами.

**Частотные характеристики** определяют изменение основных параметров антенн с частотой. Так, с изменением частоты меняются направленность действия антенны и энергетические характеристики. При рассмотрении частотных характеристик антенно-фидерных устройств следует различать требования, предъявляемые к рабочему диапазону и полосе частот. Требуемая полоса частот определяется спектром передаваемого антенной сигнала, т.е. условием одновременного излучения или приема антенной заданного спектра частот. Диапазон частот определяется условием работы антенны последовательно во времени на различных участках этого диапазона волн, т.е. в прин-

ципе при изменении рабочей частоты радиосистемы допускается синхронное изменение некоторых параметров антенны.



**Рис. 1-2. Диаграммы направленности элементарного вибратора и остронаправленных антенн:**

*a* - вид пространственной' диаграммы; *б, в.* - диаграммы направленности элементарного вибратора соответственно меридиальной и экваториальной плоскостях; *г, д* - вид диаграмм направленности остронаправленных антенн (игольчатого и верного типа)

**Характеристики управления** антенно-фидерных устройств показывают изменение направленных и других свойств антенны в процессе работы. Так, остронаправленные антенны с движением луча для обзора пространства (сканирующие антенны) характеризуются сектором обзора, временем обзора (темпом), точностью установки луча в заданную точку пространства и т.д. Антенна, работающая поочередно в режиме передачи и приема, имеет в фидерном тракте специальное устройство, называемое **антенным переключателем**. Это устройство характеризуется временем переключения с передачи на прием и, наоборот, величиной развязки приемника от передатчика и т.д. К характеристикам управления следует также отнести возникающие в ряде случаев требования к изменению при работе поляризации поля излучения или формы ДН антенны.

В антеннах с механическим сканированием, в которых движение луча осуществляется поворотом антенны, характеристики управления не связаны с электрическим расчетом антенны и являются определяющими при проектировании механизмов вращения. И, наоборот, в электрически сканирующих

антеннах, в которых меняется положение луча в пространстве с помощью электрически управляемых устройств при неподвижной антенне, характеристики управления являются исходными при ее проектировании.

Антенно-фидерное устройство, как и любое инженерное сооружение, имеет ряд *общетехнических и экономических характеристик* таких, как сложность или простота устройства, масса и габариты (особенно важны в бортовой аппаратуре), надежность работы, механическая прочность, стоимость, простота и удобство эксплуатации, контроля, ремонта и т.д. Эти требования общего характера при разработке антенно-фидерного устройства являются в ряде случаев не менее важными, чем требования к электрическим характеристикам. Выполнение их достигается не только соответствующими конструктивными решениями, технологией изготовления, применением специальных материалов, но и выбором схемы построения устройства, режима работы, способа сканирования и т.д.

Основные требования к характеристикам разрабатываемого антенно-фидерного устройства в каждом конкретном случае весьма различны и зависят от назначения. С увеличением объема обрабатываемой информации радиосистемы (например, с ростом дальности действия, разрешающей способности, точности определения координат, быстродействия, помехозащищенности и др.) возрастают требования к характеристикам антенно-фидерных устройств. Взаимосвязь между характеристиками антенно-фидерных устройств и характеристиками радиосистем приводится в соответствующих курсах радиолокации, радиоуправления, навигации и т.д.

### **1.3 Особенности расчета и конструирования антенно-фидерных устройств**

Рассмотренные в предшествующих курсах методы расчета электрических и радиотехнических цепей непригодны для расчета антенн и канализирующих устройств. Это объясняется необходимостью рассматривать цепи, размеры которых соизмеримы или значительно больше (в большинстве случаев) длины волны. При расчете антенн необходимо учитывать интенсивный процесс излучения в цепи и реакцию излученной электромагнитной энергии на процессы в излучателе. Эти два обстоятельства значительно усложняют теорию и инженерные методы расчета, так как для определения поля излучения надо знать распределение излучающих токов (полей) в антенне, которое, в свою очередь, зависит от поля излучения. Кроме того, эта реакция излученной электромагнитной энергии на антенну в процессе работы может меняться, как, например, в электрически сканирующей антенне.

Отличительной особенностью современных антенно-фидерных устройств является сложность их теории: определение поля в пространстве сводится к решению векторных волновых уравнений в комплексной форме при сложных граничных и начальных условиях. К этому следует добавить,

что в устройствах используют электрически управляемые полупроводниковые приборы и гиротропные среды (ферриты, газоразрядную плазму, сегнетоэлектрики) магнитная  $\mu$  или диэлектрическая  $\epsilon$  проницаемость которых является тензорной величиной. Прямые электродинамические методы решения этих краевых задач (решение уравнений Максвелла) в принципе позволяют получить строгие решения, но требуют для большинства случаев применения различных методов решения математической физики (векторного, тензорного, матричного, вариационного исчисления, уравнений с частными производными, интегральных уравнений, специальных функций и др.). Применение этих методов ограничено, так как из-за математических трудностей решение не всегда удается завершить, а если и удается, то для инженерных расчетов оно мало пригодно вследствие громоздкости и сложности использования, даже с применением современных вычислительных средств. Поэтому в теории широко применяют второй метод расчета, использующий телеграфные уравнения (теорию линий с распределенными параметрами) и дающий приближенные результаты, пригодные в инженерной практике. Кроме того, для расчета различных устройств широко используют метод эквивалентных схем, при котором реальное устройство представляется некоторой эквивалентной схемой: колебательным контуром, двухпроводной эквивалентной линией, двух-, четырех-, восьмиполосником и т.д. или другой электрической цепью с некоторыми эквивалентными параметрами.

Остановимся кратко на особенностях конструирования антенно-фидерных устройств. Размеры современных антенн (от единиц миллиметров до километров) зависят от рабочего диапазона и назначения устройства. Конструкции антенн также весьма различны: это либо сложные инженерные сооружения, занимающие по площади квадратные километры и имеющие по высоте сотни метров, либо весьма простые антенны в виде щели или отверстия в металлическом экране летательного аппарата (ЛА). Материалы, применяемые для изготовления антенн и фидеров, самые различные: проводники (серебро, медь, алюминий и др.), диэлектрики (полистирол, тефлон, феррит и др.), полупроводники и плазма. При конструировании приходится учитывать действие всевозможных факторов; **влияние проводящей поверхности ЛА на характеристики антенны, действие сил инерции в механических сканирующих антеннах, увеличение температуры от скоростного напора воздуха, парусный эффект антенны, влияние гололеда, температурные деформации, технологические возможности изготовления, возможности контроля характеристик и работоспособности и т.д.**

С развитием радиотехники многие антенны претерпели существенные изменения -из простых устройств превратились в системы, состоящие из десятков тысяч элементов, управление которыми осуществляется специальными ЭВМ. Разработки таких антенных систем ведутся крупными коллективами ученых и инженеров различных специальностей. Радиоинженер, который ведет расчет основных электрических характеристик, вырабатывает требования к отдельным элементам и руководит всей разработкой антенной системы,



должен учитывать возможности реализации различных устройств и влияние различных факторов, т.е. должен обладать широкими знаниями не только в своей области, но и в области математики, физики, технологии, экономики, технической механики и т.д.

Расчет и конструирование современных антенн значительно усложнились в последние годы из-за увеличения числа характеристик, подлежащих определению, а также стремления оптимизировать и более точно рассчитывать характеристики антенн, избегая экспериментальных проверок. Нахождение оптимального варианта антенной системы по заданным требованиям значительно увеличивает объем всех расчетов.

Известны различные методы расчета антенн, отличающиеся сложностью и, соответственно, точностью результатов. На стадии предварительного проектирования необходимы приближенные методы, позволяющие специалистам, знакомым лишь с общей теорией антенн и практикой их использования, определять основные характеристики новых типов антенн. Это привело к созданию инженерных методик расчета с введением ряда приближений и упрощений, что повлияло на точность расчета характеристик и ограничение пределов их применимости. Наряду с этим интенсивно развиваются строгие методы расчета, позволяющие оптимизировать проектируемое устройство по тому или иному критерию с использованием ЭВМ. Характеристики антенн, найденные с помощью приближенных инженерных методик, могут быть уточнены строгими методами.

При расчете и проектировании антенных систем решение общей задачи приходится искусственно разделять на ряд отдельных частных задач. Решение этих задач с учетом их взаимосвязи дает возможность рассчитывать характеристики сложных антенных систем и искать вариант антенны, наиболее соответствующий поставленным требованиям. Такой подход позволил создать независимые методы инженерного расчета АР с электрическим сканированием, ФАР и их элементов [3].

За последнее время в конструировании и производстве антенн произошли существенные изменения. Разнообразие используемых на практике типов антенн, существенные их различия в зависимости от назначения привели к возникновению ряда самостоятельных отраслей современного антенностроения с присущими им конструкторскими решениями, используемыми материалами, технологией, видом производства и т. д. Такими уже сложившимися можно считать отрасли крупного антенностроения, ФАР, АФАР, антенн летательных аппаратов и судовых антенн [7-14], а также космических антенных систем. Намечается возникновение других отраслей. В каждой из них - свои специфика и особенности конструирования.

*В рамках настоящего курса невозможно охватить весь комплекс вопросов. Особое внимание будет уделено антенным устройствам СВЧ применительно к радиолокации, радиоуправлению и другим вопросам построения радиосистем на самолетах и других .*

#### 1.4 Классификация антенн и линий передачи

В соответствии с действующими ГОСТами антенны и линии передачи классифицируют по диапазонам радиоволн.

1. Антенны мириаметровых или сверхдлинных волн (СДВ), т.е. антенны, работающие в диапазоне длин волн  $\lambda > 10$  км. Этот диапазон волн соответствует очень низким частотам (ОНЧ), т.е. частотам менее 30 кГц.

2. Антенны километровых или длинных волн (ДВ) ( $\lambda = 10 \dots 1$  км). Это диапазон низких частот (НЧ) - 30...300 кГц.

3. Антенны гектометровых или средних волн (СВ) ( $\lambda = 1000 \dots 100$  м). Это диапазон средних частот (СЧ) - 300...3000 кГц.

4. Антенны декаметровых или коротких волн (КВ) ( $\lambda = 100 \dots 10$  м). Это диапазон высоких частот (ВЧ)-3...30 МГц.

5. Антенны метровых волн ( $\lambda = 10 \dots 1$  м). Это диапазон очень высоких частот (ОВЧ)-30...300 МГц.

6. Антенны дециметровых волн ( $\lambda = 100 \dots 10$  см). Это диапазон ультравысоких частот (УВЧ) - 300...3000 МГц.

7. Антенны сантиметровых волн ( $\lambda = 10 \dots 1$  см). Это диапазон сверхвысоких частот (СВЧ) - 3... 30 ГГц.

8. Антенны миллиметровых волн ( $\lambda = 10 \dots 1$  мм). Это диапазон крайне высоких частот (КВЧ) - 30...300 ГГц.

9. Антенны субмиллиметровых волн или децимиллиметровых волн ( $\lambda = 1 \dots 0,1$  мм). Это диапазон гипервысоких частот (ГВЧ) - 300...3000 ГГц.

10. Антенны оптического диапазона ( $\lambda < 0,1$  мм).

В приведенной выше классификации, как и в ГОСТе, диапазон СВЧ соответствует сантиметровым волнам, однако в существующей практике этот термин имеет более широкие границы, а именно, он включает волны от метровых до миллиметровых. В зарубежной (и переводной) литературе СВЧ-антеннам (технике) соответствует термин *микроволновые антенны* (техника). Такая классификация обусловлена особенностью распространения радиоволн в различных диапазонах и различными возможностями в реализации требуемых характеристик, размеров антенн и точности их изготовления.

В конструктивном и электрическом отношениях антенны разных диапазонов имеют существенные различия.

В теории антенн при рассмотрении их основных характеристик и методов расчета независимо от диапазона работы принято выделять следующие классы антенн:

- остронаправленные;
- диапазонные и сверхширокополосные;
- электрически сканирующие;
- **слабонаправленные, устанавливаемые на борту ЛА, в которых учитывается явление дифракции на наружной поверхности ЛА.**

В общей теории антенных устройств обычно деление на передающие и приемные антенны не проводится, хотя в конструктивном отношении их при-

ходится различать. Каждый класс антенн может в свою очередь делиться на различные виды (типы), группы, причем в основу такого деления ставятся: направленность действия, частотные свойства и другие основные характеристики. Классификация линий передач рассмотрена в гл. 2.

## 1.5 История развития антенн

В истории развития теории антенн можно условно выделить отдельные этапы, соответствующие отдельным классам антенн. В первый период существования радиотехники, как известно, использовались СДВ- и ДВ - диапазоны волн, и антенны применительно к длине волны малых размеров рассматривались по аналогии с колебательными контурами как системы с сосредоточенными постоянными. Такие антенны с их теорией можно условно назвать *«точечными»*. С середины 20-х годов прошлого века радиотехника перешла на средние и короткие волны. Начали применяться антенны, состоящие из вибраторов, длины которых стали сравнимы с рабочей длиной волны, хотя поперечные размеры оставались малыми по сравнению с ней. На этом этапе развития антенны можно условно назвать *«линейными»*. Для этого класса антенн потребовалось развитие теории, основанной на теории длинных линий и теории излучения комбинации линейных токов. Существенным фактором этого периода явилась возможность создания остронаправленного излучения.

Освоение СВЧ - диапазона, начавшееся в 50-е годы, связано с применением антенн, все три измерения которых велики по сравнению с длиной волны. Этот класс можно условно назвать *«объемными антеннами»*, а их теорией стала теория антенн СВЧ. Этой теории в настоящем курсе и будет уделено основное внимание.

Развитие ракетно-космической техники привело к возникновению в 60-х годах электрически сканирующих антенн, позволяющих осуществлять быстрый (безынерционный) обзор пространства, сопровождение целей, обнаружение и т.д. Этот этап развития привел к появлению фазированных антенных решеток (ФАР). Он может быть условно назван *«класс ФАР»*.

Последний период развития теории и техники антенн, который захватывает и наши дни, может быть условно назван *«класс активных антенн»*. Этот период характеризуется использованием антенных систем (приемных и передающих) с активными элементами, адаптивных антенных систем, многофункциональных, самонастраивающихся и др. В таких системах одновременно может происходить пространственно-временная обработка сигнала с целью существенного улучшения характеристик всей радиотехнической системы по сравнению с применением обычной ФАР.

Теория и техника *«активных антенных систем»* сложнее, чем предыдущие, в настоящее время они интенсивно развиваются, но еще далеки от совершенства.

## 2 ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧ СВЧ

### 2.1 Классификация линий передач СВЧ

В соответствии с ГОСТом *линией передачи СВЧ* называется устройство, ограничивающее область распространения электромагнитных колебаний и направляющее поток электромагнитной энергии в заданном направлении. Направление распространения определяется взаимным расположением источника электромагнитных колебаний и нагрузки в линии передачи. Источником электромагнитных колебаний может служить, например, генератор, подключенный к линии передачи, приемная антенна или устройство возбуждения линии передачи, отбирающее часть электромагнитной энергии от другой линии передачи или какого-либо устройства СВЧ. Нагрузкой линии передачи может служить устройство, преобразующее электромагнитную энергию (например, в тепло), излучающая (передающая) антенна, входные цепи приемника и т.п.

К *СВЧ - устройствам* относятся отрезки линий передачи и преобразователи СВЧ - энергии, ответвители, фильтры, вентили и т.д. Совокупность СВЧ - устройств, сочлененных определенным образом, образует тракт СВЧ.

Различают *регулярные* и *нерегулярные* линии передачи. У регулярной линии передачи в продольном направлении неизменны поперечное сечение и электромагнитные свойства заполняющих сред. Если одно из условий регулярности отсутствует, то такая линия является нерегулярной.

Линия передачи, заполненная однородной средой, называется *однородной*, в противном случае - *неоднородной*.

Линии передачи классифицируются по типам используемых волн: линии передачи с поперечной электромагнитной волной (с  $T$  - волной); линии передачи с магнитной волной (с  $H$  - волной); линии передачи с электрической волной (с  $E$  - волной); линии передачи с гибридной волной.

Направив ось  $z$  прямоугольной системы координат вдоль линии передачи, каждый тип волны можно определить условиями, представленными в табл. 2.1 и накладываемыми на продольные  $E_z$  и  $H_z$  составляющие векторов электрического и магнитного полей соответственно.

Из таблицы 2.1 следует, что в  $E$  - волне напряженности электрического и магнитного полей лежат в плоскости, перпендикулярного направлению распространения; в  $H$  - волне вектор напряженности магнитного поля имеет продольную и поперечную составляющие, а вектор напряженности электрического поля имеет только поперечную составляющую; в  $E$  - волне вектор напряженности электрического поля имеет продольную и поперечные составляющие, а вектор напряженности магнитного поля лежит в плоскости поперечного сечения линии передачи; в гибридной волне векторы напряженно-

сти электрического и магнитного полей имеют и продольные, и поперечные составляющие.

Таблица 2.1

Типы волн	Условия на продольные составляющие полей
$T$ -волны	$E_z = 0, H_z = 0$
$H$ -волны	$E_z = 0, H_z \neq 0$
$E$ -волны	$E_z \neq 0, H_z = 0$
Гибридные волны	$E_z \neq 0, H_z \neq 0$

Классификация линий передачи по видам представлена на рис. 2.1. Линия передачи, конструкция которой не допускает упругого или пластичного изгиба, называется *жесткой*, в противном случае - *гибкой*. *Волноводом* называется линия передачи, имеющая одну или несколько проводящих поверхностей, с поперечным сечением в виде замкнутого проводящего контура, охватывающего область распространения электромагнитной энергии. Если такой проводящий контур отсутствует, то линия передачи называется *открытой*.

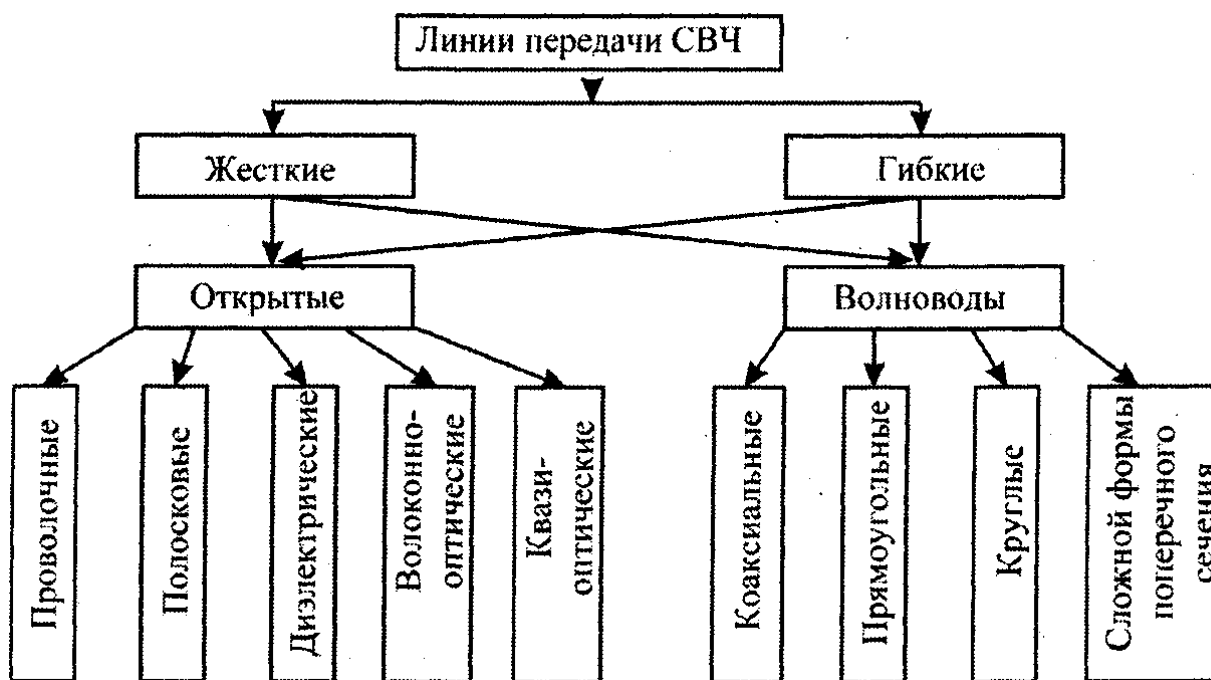


Рисунок 2.1 – Классификация линий передачи

К *проволочным* линиям передачи относятся воздушные двухпроводные и четырехпроводные линии передачи. На рис. 2.2 представлены поперечные сечения таких линий передачи. Проводники линии могут быть покрыты диэлектриком. Основным типом волны в них является  $T$ -волна. В четырехпроводных линиях возбуждаются попарно соединенные проводники, например,

вертикальные, горизонтальные или диагональные. Такие линии передачи используются в диапазонах гектометровых, дека-метровых и метровых волн.

К **полосковым** линиям передачи относятся несимметричная и симметричная полосковые линии, щелевая и копланарная линии. Поперечные сечения таких линий и структура полей в них представлены на рис 2.3. Они применяются в диапазонах дециметровых, сантиметровых и длинноволновой части миллиметровых волн. Основной волной несимметричной и симметричной полосковых линий является  $T$ -волна. В щелевой и копланарной линиях основной является  $H$ -волна.

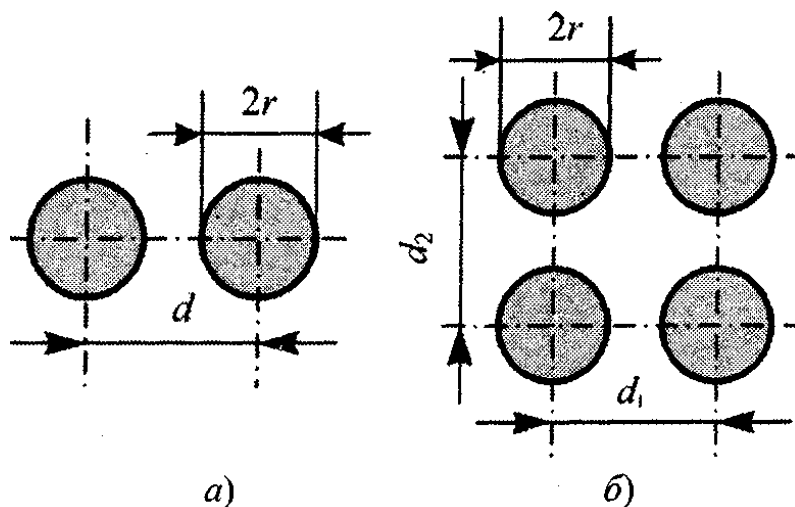


Рисунок 2.2 – Поперечные сечения проводочных линий:

$a$  – двухпроводной;  $b$  - четырехпроводной

Различают также микрополосковые линии передачи. К ним относятся полосковые линии, у которых диэлектрическая пластина (подложка) имеет большую относительную диэлектрическую проницаемость  $\epsilon$  (более 10) и малые потери. Вследствие этого геометрические размеры устройств, выполненных на основе таких линий, уменьшаются примерно в  $\sqrt{\epsilon}$  раз.

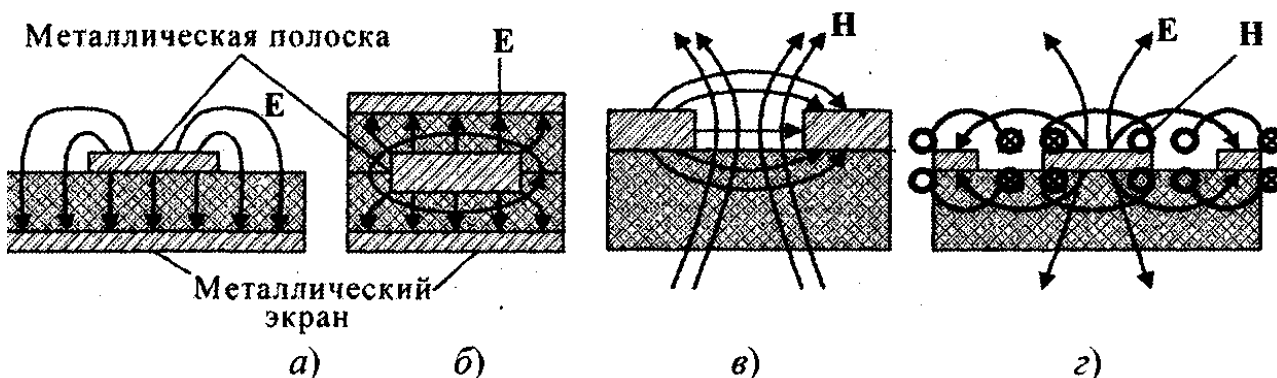


Рисунок 2.3 - Поперечные размеры полосковых линий передачи:  
 $a$  – несимметричной;  $b$  – симметричной;  $в$  – щелевой;  $г$  – копланарной

В качестве диэлектрической подложки микрополосковых линий используются поликор, ситалл, кремний, сапфир и др. Для уменьшения потерь в полосковых линиях в качестве диэлектрика используется воздух. Такие линии называются **воздушными** или **высокодобротными полосковыми линиями**.

*Диэлектрические* линии передачи классифицируются в зависимости от формы поперечного сечения. Некоторые из них представлены на рис. 2.4. Такие линии используются в диапазоне миллиметровых волн. Основным типом волны является гибридная  $HE$  - волна.

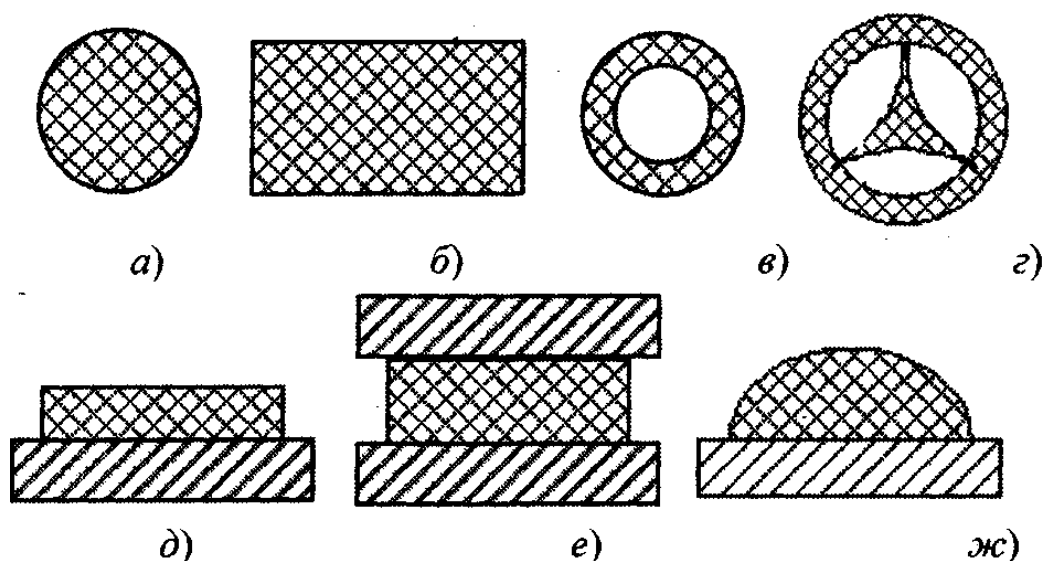


Рисунок 2.4 – Поперечные сечения диэлектрических линий передачи:  
*a* – круглой; *б* – прямоугольной; *в* - трубчатой; *г* – звездообразной;  
*д, е, ж* - зеркальных

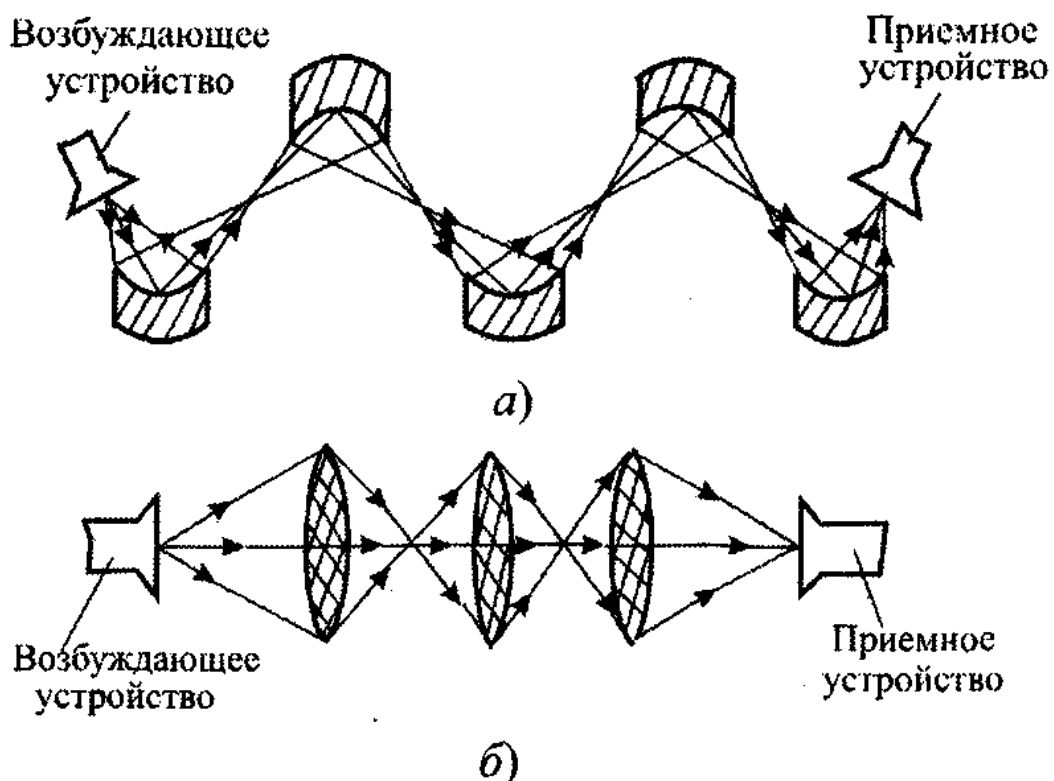


Рисунок 2.5 – Лучевые линии передачи:  
*a* – отражательного типа; *б* – линзового типа

При удалении от диэлектрика амплитуда волны, распространяющейся по линии, быстро убывает. Наличие металлического экрана в зеркальных ди-

электрических линиях (рис. 2.4, д - ж) позволяет сохранять поляризационную структуру поля распространяющейся волны.

**Волоконно-оптические** линии передачи используются в дециметровом (субмиллиметровом) и оптическом диапазонах. Они представляют собой диэлектрическую линию круглого поперечного сечения, выполненную из кварца, с одним или несколькими одновременно распространяющимися типами волн. Линия передачи, в которой на данной частоте может распространяться одновременно несколько типов волн (мод), называется **многомодовой**. Диаметр круглого волокна составляет несколько длин волн электромагнитных колебаний. Распространение волн в волоконно-оптических линиях передачи основано на эффекте полного внутреннего отражения от границы диэлектрик - воздух.

Для уменьшения тепловых потерь в таких линиях используют волокна с изменяющимся в поперечном сечении коэффициентом преломления. Это приводит к уменьшению геометрического пути, который проходит луч на единицу длины линии передачи.

**Квазиоптические (лучевые)** линии передачи представляют собой нерегулярные линии, принцип работы которых основан на использовании оптических свойств радиоволн. На рис. 2.5 схематично представлены варианты построения таких линий. Они используются в диапазонах миллиметровых и субмиллиметровых волн.

**Коаксиальные волноводы** представляют собой жесткие или гибкие коаксиальные кабели, основной в которых является  $T$ -волна. Они используются в диапазонах от гектометровых до сантиметровых волн включительно. Поперечные сечения наиболее распространенных на практике коаксиальных

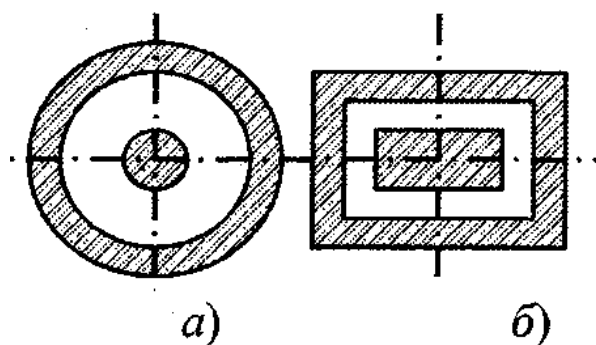


Рисунок 2.6 – Поперечные сечения коаксиальных волноводов:  
а – круглого, б - прямоугольного

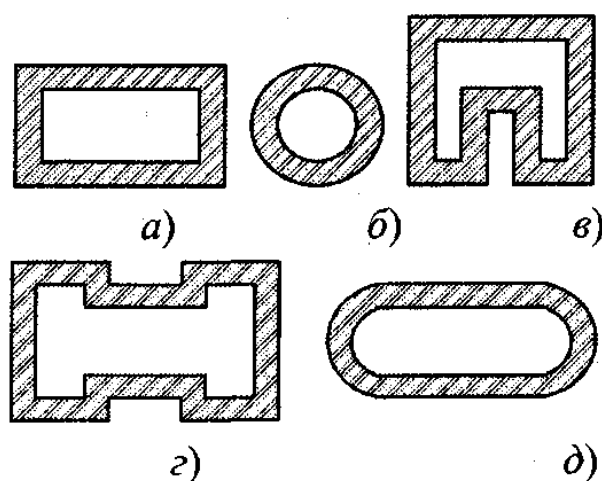


Рисунок 2.7 – Поперечные сечения металлических волноводов:  
а – прямоугольного; б – круглого;  
в – П – образного; г – Н – образного;  
д - эллиптического

волноводов представлены на рис. 2.6.



**Волноводы прямоугольного, круглого** и более сложных поперечных сечений представляют собой металлические трубы соответствующих поперечных сечений (рис. 2.7). Основной в таких линиях передачи является низшая  $H$ -волна. Металлические волноводы используются в диапазонах от коротковолновой части дециметровых до миллиметровых волн.

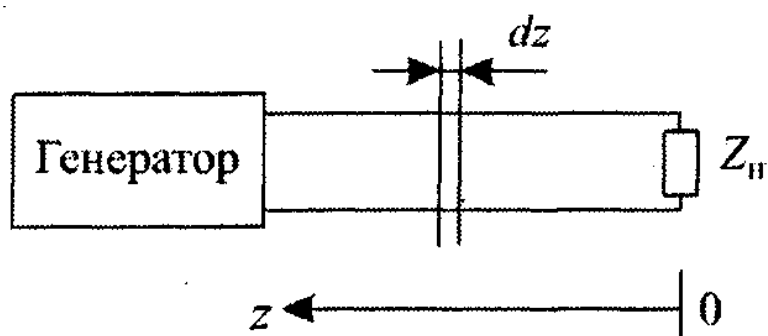
Линии передачи могут быть классифицированы по порядку связности их поперечного сечения. Порядок связности является геометрической характеристикой поперечного сечения линии и определяется числом проводящих поверхностей. В зависимости от количества проводящих поверхностей линии передачи разделяют на односвязные, двухсвязные, трехсвязные, многосвязные и нулевой связности при отсутствии проводящих поверхностей. Например, металлические волноводы являются односвязными линиями передачи, коаксиальные волноводы - двухсвязными, а диэлектрические линии передачи (см. рис. 2.4,  $a - z$ ) имеют нулевую связность поперечного сечения.

## 2.2 Дифференциальные уравнения длинной линии

На практике наибольшее распространение получили отрезки регулярных линий передачи той или иной длины. Если длина регулярной линии передачи существенно превышает длину волны в линии  $\lambda_L$ , то такая линия называется **длинной**. Характерной особенностью длинных линий является возможность существования в них двух волн, распространяющихся навстречу друг другу. Одна из этих волн образуется генератором электромагнитных колебаний, подключенным к линии, и называется **падающей**. Другая волна образуется из-за отражения падающей волны от нагрузки, подключенной к противоположному концу линии, и называется **отраженной**. Отраженная волна распространяется в направлении, обратном падающей волне. Все разнообразие процессов, происходящих в длинной линии, определяется амплитудно-фазовыми соотношениями между падающей и отраженной волнами.

Рассмотрим двухпроводную длинную линию, представленную на рис. 2.8, где обозначено:  $Z_H = R_H + jX_H$  - комплексное сопротивление нагрузки;  $z$  - продольная координата линии, отсчитываемая от места подключения нагрузки.

Из электродинамики известно, что линия передачи может быть охарактеризована ее **погонными параметрами**:  $R_1$  — погонное сопротивление, Ом/м;  $G_1$  - погонная проводимость,  $1 / (\text{Ом} \cdot \text{м})$ ;



**Рисунок 2.8 - К выводу дифференциальных уравнений длинной линии**

$L_1$ - погонная индуктивность, Гн/м;  $C_1$ , - погонная емкость, Ф/м. Погонные сопротивление  $R_1$  и проводимость  $G_1$  зависят от проводимости материала проводов и качества диэлектрика, окружающего эти провода, соответственно. Чем меньше тепловые потери в металле проводов и в диэлектрике, тем меньше соответственно  $R_1$  и  $G_1$ .

Погонные индуктивность  $L_1$  и емкость  $C_1$  определяются формой и размерами поперечного сечения проводов, а также расстоянием между ними.

Выделим из линии элементарный участок бесконечно малой длины  $dz$  и рассмотрим его эквивалентную схему (рис. 2.9). Здесь стрелками обозначены направления отсчета напряжения  $U$  и тока  $I$  в линии;  $dU$  и  $dI$  - приращения напряжения и тока в линии на элементе длины  $dz$ .

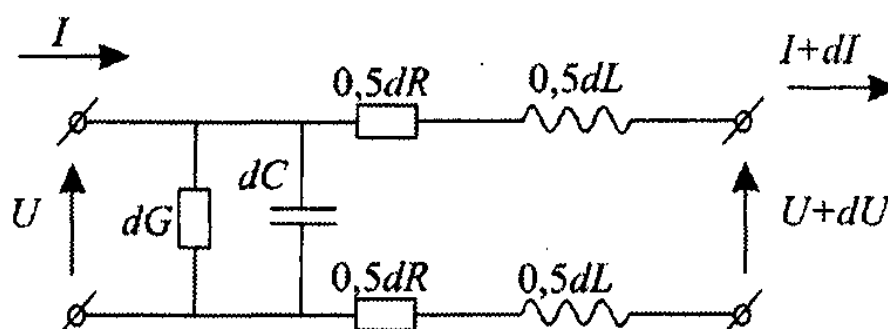


Рисунок 2.9 – Эквивалентная схема участка линии длиной  $dz$

Значения параметров схемы определяются соотношениями

$$\begin{aligned} dR &= R_1 dz, & dG &= G_1 dz, \\ dC &= C_1 dz, & dL &= L_1 dz. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Используя эквивалентную схему, запишем выражения для приращений напряжения и тока:

$$dU = I(dR + i\omega dL), \quad dI = U(dG + i\omega dC).$$

Подставляя сюда значения параметров схемы из (2.1), получаем

$$dU = IZ_1 dz, \quad dI = UY_1 dz,$$

где  $Z_1 = R_1 + i\omega L_1$ ;  $Y_1 = G_1 + i\omega C_1$  - погонные комплексные сопротивление и проводимость линии.

Из последних соотношений находим

$$\frac{dU}{dz} = IZ_1, \quad \frac{dI}{dz} = UY_1. \quad (2.2)$$

Эти соотношения называются **телеграфными уравнениями** длиной линии. Они определяют связь между током и напряжением в любом сечении линии.

Решим телеграфные уравнения относительно напряжения и тока. Для этого продифференцируем их по  $z$ :

$$(2.3)$$

$$\frac{d^2U}{dz^2} = \frac{dI}{dz} Z_1, \quad \frac{d^2I}{dz^2} = \frac{dU}{dz} Y_1.$$

При этом учтем, что

$$\frac{dZ_1}{dz} = 0, \quad \frac{dY_1}{dz} = 0. \quad (2.4)$$

Данные соотношения являются математическим определением регулярности длинной линии. Смысл соотношения (2.4) состоит в неизменности вдоль линии ее погонных параметров.

Подставляя в (2.3) значения производных напряжения и тока из (2.2) после преобразований получаем

$$\frac{d^2U}{dz^2} - \gamma^2 U = 0, \quad \frac{d^2I}{dz^2} - \gamma^2 I = 0, \quad (2.5)$$

где  $\gamma$  - коэффициент распространения волны в линии:  $\gamma = \sqrt{Z_1 Y_1}$ .

Соотношения (2.5) называются *однородными волновыми уравнениями* длинной линии. Их решения известны и могут быть записаны в виде

$$U = A_U e^{\gamma z} + B_U e^{-\gamma z}, \quad I = A_I e^{\gamma z} + B_I e^{-\gamma z}, \quad (2.6)$$

где  $A_U$ ,  $B_U$  и  $A_I$ ,  $B_I$  - коэффициенты, имеющие единицы измерения напряжения и тока соответственно, смысл которых будет ясен ниже.

Решения волновых уравнений в виде (2.6) имеют весьма характерный вид: первое слагаемое в этих решениях представляет собой *падающую волну* напряжения или тока, распространяющуюся от генератора к нагрузке, второе слагаемое - отраженную волну, распространяющуюся от нагрузки к генератору. Таким образом, коэффициенты  $A_U$ ,  $A_I$  представляют собой комплексные амплитуды падающих волн напряжения и тока соответственно, а коэффициенты  $B_U$ ,  $B_I$  - комплексные амплитуды отраженных волн напряжения и тока соответственно. Так как часть мощности, передаваемой по линии, может поглощаться в нагрузке, амплитуды отраженных волн не должны превышать амплитуды падающих:

$$|B_U| \leq |A_U|, \quad |B_I| \leq |A_I|.$$

Направление распространения волн в (2.6) определяется знаком в показателях степени экспонент: плюс - волна распространяется в отрицательном направлении оси  $z$ ; минус - в положительном направлении оси  $z$  (см. рис. 2.8). Так, для падающих волн напряжения и тока можно записать

$$U_{\text{п}} = A_U e^{\gamma z}, \quad I_{\text{п}} = A_I e^{\gamma z}. \quad (2.7)$$

**Коэффициент распространения волны в линии  $\gamma$**  в общем случае является комплексной величиной и может быть представлен в виде

$$\gamma = \sqrt{Z_1 Y_1} = \sqrt{(R_1 + i\omega L_1)(G_1 + i\omega C_1)} = \alpha + i\beta, \quad (2.8)$$

где  $\alpha$  - коэффициент затухания волны в линии;  $\beta$  - коэффициент фазы. Тогда соотношение (2.7) можно переписать в виде

$$U_{\Pi} = A_U e^{\alpha z} e^{i\beta z}, \quad I_{\Pi} = A_I e^{\alpha z} e^{i\beta z}. \quad (2.9)$$

**Коэффициент затухания  $\alpha$**  определяет скорость уменьшения амплитуды волны при распространении вдоль линии. Коэффициент фазы  $\beta$  определяет скорость изменения фазы волны вдоль линии.

Так как при распространении падающей волны на длину волны в линии  $\lambda_{\Pi}$  фаза волны изменяется на  $2\pi$ , коэффициент фазы можно связать с длиной волны  $\lambda_{\Pi}$  соотношением

$$\beta = 2\pi / \lambda_{\Pi}. \quad (2.10)$$

При этом фазовая скорость волны в линии  $V_{\phi}$  определяется через коэффициент фазы:

$$V_{\phi} = \omega / \beta. \quad (2.11)$$

Определим коэффициенты  $A$  и  $B$ , входящие в решения (2.6) волновых уравнений, через значения напряжения  $U_H$  и тока  $I_H$  на нагрузке. Это является оправданным, так как напряжение и ток на нагрузке практически всегда можно определить с помощью измерительных приборов. Воспользуемся первым из телеграфных уравнений (2.2) и подставим в него напряжение и ток из (2.6) и получим

$$A_U \gamma e^{\gamma z} - B_U \gamma e^{-\gamma z} = A_I Z_1 e^{\gamma z} + B_I Z_1 e^{-\gamma z}.$$

Сравнив коэффициенты при экспонентах с одинаковыми показателями степеней, получим

$$A_I = A_U / W, \quad B_I = -B_U / W, \quad (2.12)$$

где  $W = \sqrt{Z_1 / Y_1}$  - волновое сопротивление линии - отношение напряжения к току в бегущей волне.

Перепишем (2.6) с учетом (2.12):

$$U = A_U e^{\gamma z} + B_U e^{-\gamma z}, \quad I = (A_U e^{\gamma z} - B_U e^{-\gamma z}) / W. \quad (2.13)$$

Для определения коэффициентов  $A$  и  $B$  в этих уравнениях воспользуемся условиями в конце линии  $z = 0$ :

$$U(z = 0) = U_H, \quad I(z = 0) = I_H.$$

Тогда из (2.13) при  $z = 0$  найдем

$$A_U = 0,5(U_H + I_H W), \quad B_U = 0,5(U_H - I_H W). \quad (2.14)$$

Подставив полученные значения коэффициентов из (2.14) в (2.13), после преобразований получим

$$U = U_H \operatorname{ch}(\gamma z) + I_H W \operatorname{sh}(\gamma z), \quad I = I_H \operatorname{ch}(\gamma z) + (U_H / W) \operatorname{sh}(\gamma z), \quad (2.15)$$

При выводе (2.15) учтены определения гиперболических синуса и косинуса:

$$\operatorname{sh}(\gamma z) = (e^{\gamma z} - e^{-\gamma z}) / 2, \quad \operatorname{ch}(\gamma z) = (e^{\gamma z} + e^{-\gamma z}) / 2.$$

Соотношения для напряжения и тока (2.15), как и (2.6), являются решениями однородных волновых уравнений. Их отличие состоит в том, что напряжение и ток в линии в соотношении (2.6) определены через амплитуды падающей и отраженной волн, а в (2.15) - через напряжение и ток на нагрузке.

Рассмотрим простейший случай, когда напряжение и ток в линии определяются только падающей волной, а отраженная волна отсутствует. Тогда в (2.6) следует положить  $B_U = 0$ ,  $B_I = 0$ :

$$U_{\Pi} = A_U e^{\alpha z} e^{i\beta z}, \quad I_{\Pi} = A_I e^{\alpha z} e^{i\beta z}.$$

На рис. 2.11 представлены эпюры изменения амплитуды  $U_{\Pi}$  и фазы  $\varphi_{\Pi}$  напряжения вдоль линии. Эпюры изменения амплитуды и фазы тока имеют такой же вид. Из рассмотрения эпюр следует, что при отсутствии в линии потерь ( $\alpha = 0$ )

амплитуда напряжения в любом сечении линии остается одной и той же. При наличии потерь в линии ( $\alpha > 0$ ) часть переносимой мощностью

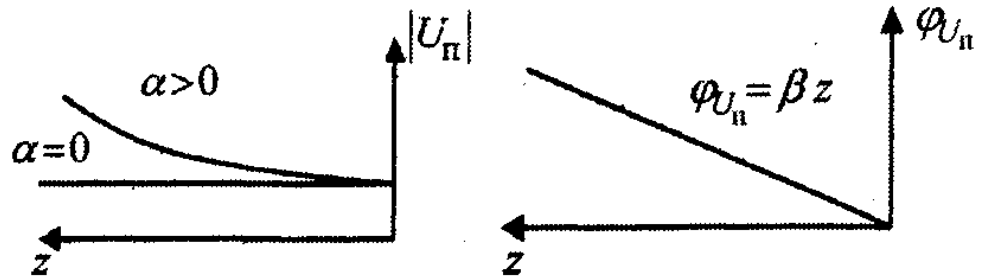


Рисунок 2.10 – Эпюры падающей волны в линии:  
а – амплитуды, б – фазы

преобразуется в тепло (нагревание проводов линии и окружающего их диэлектрика). По этой причине амплитуда напряжения падающей волны экспоненциально убывает в направлении распространения.

Фаза напряжения падающей волны  $\varphi_{U_{\Pi}} = \beta z$  изменяется по линейному закону и уменьшается по мере удаления от генератора.

Рассмотрим изменение амплитуды и фазы, например, напряжения при наличии падающей и отраженной волн. Для упрощения положим, что потери в линии отсутствуют, т.е.  $\alpha = 0$ . Тогда напряжение в линии можно представить в виде

$$U = A_U e^{i\beta z} + B_U e^{-i\beta z} = A_U (e^{i\beta z} + \Gamma e^{-i\beta z}), \quad (2.16)$$

где  $\Gamma = B_U / A_U$  - **комплексный коэффициент отражения по напряжению**, характеризующий степень согласования линии передачи с нагрузкой. Модуль коэффициента отражения изменяется в пределах

$$0 \leq |\Gamma| \leq 1.$$

При этом  $\Gamma = 0$ , если отражения от нагрузки отсутствуют и  $B_U = 0$ ;  $\Gamma = 1$ , если волна полностью отражается от нагрузки, т.е.  $|B_U| = |A_U|$ .

Соотношение (2.16) представляет собой сумму падающей и отраженной волн. Отобразим напряжение на комплексной плоскости в виде векторной диаграммы, каждый из векторов которой определяет падающую и отраженную волны, а также результирующее напряжение (рис. 2.12). Из диаграммы видно, что существуют такие поперечные сечения линии, в которых падающая и отраженная волны складываются в фазе. Напряжение в этих сечениях достигает максимума, величина которого равна сумме амплитуд падающей и отраженной волн:

$$U_{\max} = |A_U| + |B_U|.$$

Кроме того, существуют такие поперечные сечения линии, в которых падающая и отраженная волны складываются в противофазе.

При этом напряжение достигает минимума:

$$U_{\min} = |A_U| - |B_U|.$$

Если линия нагружена на сопротивление, для которого  $\Gamma = 1$ , т.е. амплитуды падающей и отраженной волн равны ( $|B_U| = |A_U|$ ), то  $U_{\max} = 2|A_U|$ , а  $U_{\min} = 0$ . Напряжение в такой линии изменяется от нуля до удвоенной амплитуды падающей волны.

По эпюре напряжения судят о степени согласования линии с нагрузкой. Для этого вводятся понятия **коэффициента бегущей волны  $k_{БВ}$**  и **коэффициента стоячей волны  $k_{СВ}$** :

$$k_{БВ} = U_{\min} / U_{\max} = (|A_U| - |B_U|) / (|A_U| + |B_U|) = (1 - |\Gamma|) / (1 + |\Gamma|), \quad (2.17)$$

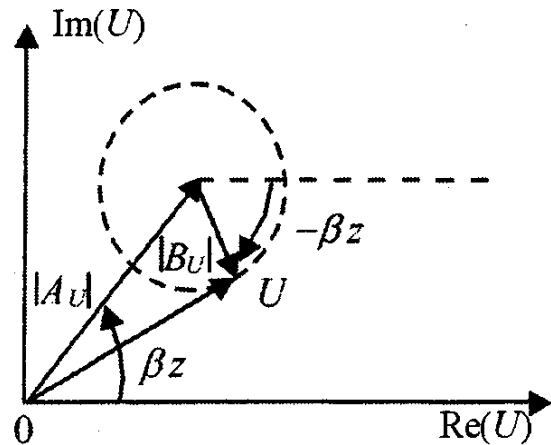


Рисунок 2.11 – Векторная диаграмма напряжений в линии с отраженной волной

$$k_{св} = 1 / k_{бв} . \quad (2.18)$$

Эти коэффициенты, судя по определению, изменяются в пределах:

$$0 \leq k_{бв} \leq 1, \quad 1 \leq k_{св} \leq \infty.$$

На практике наиболее часто используется понятие коэффициента стоячей волны, так как современные измерительные приборы (панорамные измерители  $k_{св}$ ) на индикаторных устройствах отображают изменение именно этой величины в определенной полосе частот.

Важной характеристикой длинной линии является *входное сопротивление линии*

$Z_{вх} = R_{вх} + iX_{вх}$ , которое определяется в каждом сечении линии как отношение напряжения к току в этом сечении:

$$Z_{вх}(z) = U(z) / I(z) . \quad (2.19)$$

Так как напряжение и ток в линии изменяются от сечения к сечению, то и входное сопротивление линии изменяется относительно ее продольной координаты  $z$ . При этом говорят о трансформирующих свойствах линии, а саму линию рассматривают как трансформатор сопротивлений. Подробнее свойство линии трансформировать сопротивления будет рассмотрено ниже.

### 2.3 Режимы работы длинной линии без потерь

Различают три режима работы линии: 1) режим бегущей волны; 2) режим стоячей волны; 3) режим смешанных волн.

*Режим бегущей волны* характеризуется наличием только падающей волны, распространяющейся от генератора к нагрузке. Отраженная волна отсутствует. Мощность, переносимая падающей волной, полностью выделяется в нагрузку. В этом режиме

$$B_U = 0, \quad |\Gamma| = 0, \quad k_{бв} = k_{св} = 1.$$

*Режим стоячей волны* характеризуется тем, что амплитуда отраженной волны равна амплитуде падающей  $B_U = A_U$ , т.е. энергия падающей волны полностью отражается от нагрузки, и возвращается обратно в генератор. В этом режиме  $\Gamma = 1$ ,

$$k_{св} = \infty, \quad k_{бв} = 0.$$

В *режиме смешанных волн* амплитуда отраженной волны удовлетворяет условию  $0 < |B_U| < |A_U|$ , т.е. часть мощности падающей волны теряется в нагрузке, а остальная часть в виде отраженной волны возвращается обратно в генератор. При этом  $0 < \Gamma < 1$ ,  $1 < k_{св} < \infty$ ,  $0 < k_{бв} < 1$ . Следует отметить, что режимы бегущей и стоячей волн нереализуемы на практике и являются мате-

матической абстракцией. Возможно приближение к этим режимам в той или иной степени, обусловленное наличием в реальных линиях передачи тепловых потерь, различных нерегулярностей и неоднородностей, обусловленных конечной точностью изготовления линии, наличием элементов крепления и т.п., вызывающих появление отраженной волны.

В линии без потерь погонные параметры  $R_1 = 0$  и  $G_1 = 0$ , поэтому для коэффициента распространения  $\gamma$  и волнового сопротивления  $W$  получим

$$\gamma = \sqrt{Z_1 Y_1} = \sqrt{(R_1 + i\omega L_1)(G_1 + i\omega C_1)} = i\omega \sqrt{L_1 C_1}, \quad (2.20)$$

$$\alpha = 0, \quad \beta = \omega \sqrt{L_1 C_1}, \quad W = \sqrt{Z_1 / Y_1} = \sqrt{L_1 / C_1}.$$

С учетом этого выражения для напряжения и тока (2.15) примут вид

$$U = U_H \cos(\beta z) + i I_H W \sin(\beta z), \quad (2.21)$$

$$I = I_H \cos(\beta z) + i (U_H / W) \sin(\beta z).$$

При выводе этих соотношений учтено, что  $\text{ch}(i\beta z) = \cos(\beta z)$ ,  $\text{sh}(i\beta z) = i \sin(\beta z)$ . Рассмотрим конкретные примеры работы линии без потерь на простейшие нагрузки.

**Разомкнутая линия.** В этом случае ток, протекающий через нагрузку

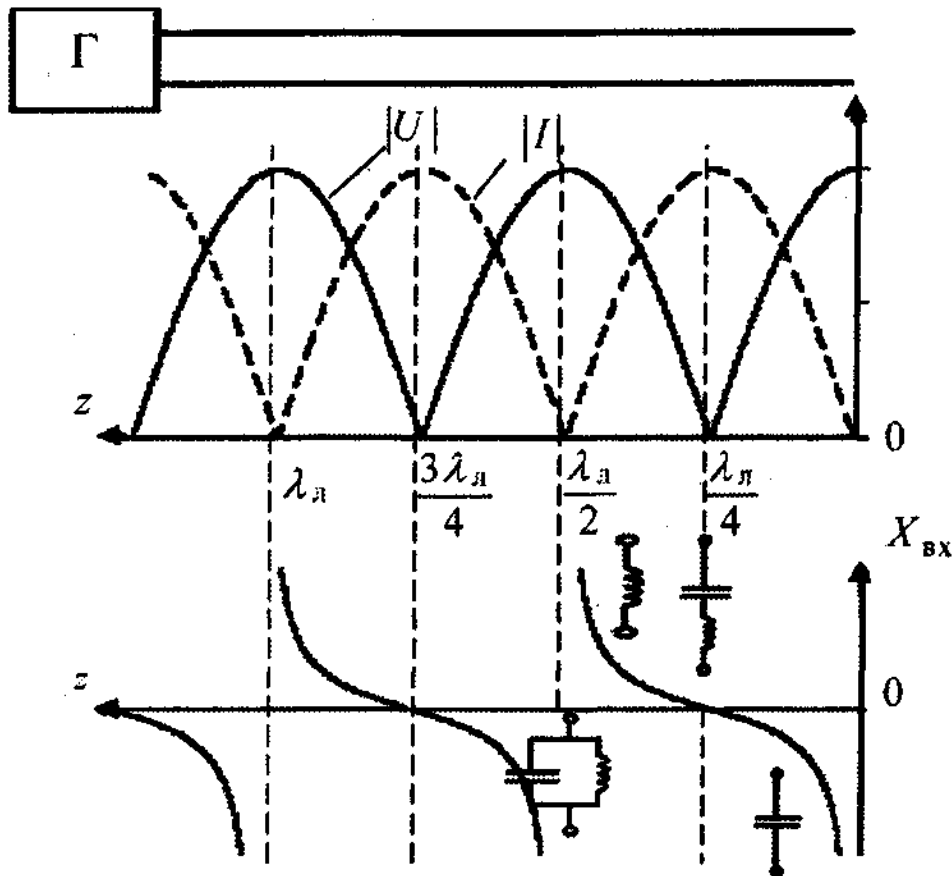


Рисунок 2.12 – Эпюры напряжения, тока и входного сопротивления в разомкнутой линии

равен нулю ( $I_H = 0$ ), поэтому выражения для напряжения, тока и входного сопротивления в линии принимают вид



$$U = U_n \cos(\beta z), \quad I = i(U_n / W) \sin(\beta z),$$

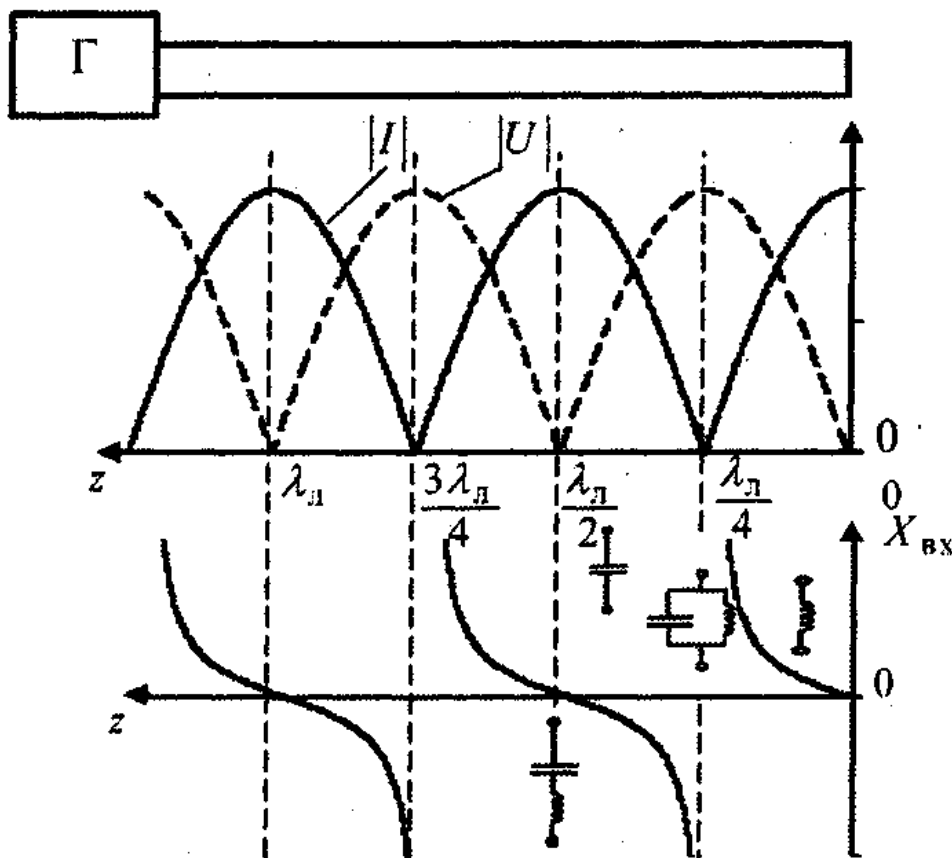
$$Z_{\text{вх}} = U / I = -iW \operatorname{ctg}(\beta z) = iX_{\text{вх}}, \quad \beta = 2\pi / \lambda_{\text{л}}. \quad (2.22)$$

На рис. 2.12 эти зависимости проиллюстрированы графически. Из соотношений (2.22) и графиков следует:

- в линии, разомкнутой на конце, устанавливается режим стоячей волны, напряжение, ток и входное сопротивление вдоль линии изменяются по периодическому закону с периодом  $\lambda_{\text{л}} / 2$ ;

- входное сопротивление разомкнутой линии является чисто мнимым за исключением точек с координатами

$$z = n\lambda_{\text{л}} / 4, \quad n = 0, 1, 2, \dots;$$



**Рисунок 2.13 – Эпюры напряжения, тока и входного сопротивления в короткозамкнутой линии**

- если длина разомкнутой линии меньше  $\lambda_{\text{л}} / 4$ , то такая линия эквивалентна емкости;

- разомкнутая на конце линия длиной  $\lambda_{\text{л}} / 4$  эквивалентна последовательному резонансному на рассматриваемой частоте контуру и имеет нулевое входное сопротивление;

- линия, длина которой лежит в интервале от  $\lambda_{\text{л}} / 4$  до  $\lambda_{\text{л}} / 2$ , эквивалентна индуктивности;

- разомкнутая на конце линия длиной  $\lambda_{\text{Л}}/2$  эквивалентна последовательному резонансному контуру на рассматриваемой частоте и имеет бесконечно большое входное сопротивление.

**Замкнутая линия.** В этом случае напряжение на нагрузке равно нулю ( $U_{\text{Н}} = 0$ ), поэтому напряжение, ток и входное сопротивление в линии принимают вид

$$\begin{aligned} U &= iI_{\text{Н}}W \sin(\beta z), \quad I = I_{\text{Н}} \cos(\beta z), \\ Z_{\text{вх}} &= U/I = iW \operatorname{tg}(\beta z) = iX_{\text{вх}}. \end{aligned} \quad (2.23)$$

На рис. 2.13 эти зависимости проиллюстрированы графически.

Используя результаты предыдущего раздела, нетрудно самостоятельно сделать выводы о трансформирующих свойствах короткозамкнутой линии. Отметим лишь, что в замкнутой линии также устанавливается режим стоячей волны. Отрезок короткозамкнутой линии длиной менее  $\lambda_{\text{Л}}/4$  имеет индуктивный характер входного сопротивления, а при длине  $\lambda_{\text{Л}}/4$  такая линия имеет бесконечно большое входное сопротивление на рабочей частоте. Это свойство короткозамкнутого четвертьволнового отрезка линии позволяет использовать его в практических устройствах в качестве «металлического изолятора».

**Линия, нагруженная на активное сопротивление.** В этом случае ток и напряжение на нагрузке  $R_{\text{Н}}$  связаны соотношением  $U_{\text{Н}} = R_{\text{Н}}I_{\text{Н}}$ . Выражения для напряжения и тока в линии (2.21) принимают вид

$$\begin{aligned} U &= U_{\text{Н}} \cos(\beta z) + iU_{\text{Н}}(W/R_{\text{Н}}) \sin(\beta z), \\ I &= I_{\text{Н}} \cos(\beta z) + iI_{\text{Н}}(R_{\text{Н}}/W) \sin(\beta z). \end{aligned} \quad (2.24)$$

Рассмотрим работу такой линии на примере анализа напряжения. Найдем из (2.24) амплитуду напряжения в линии:

$$|U| = U_{\text{Н}} \sqrt{\cos^2(\beta z) + (W/R_{\text{Н}})^2 \sin^2(\beta z)}. \quad (2.25)$$

Отсюда следует, что можно выделить три случая: 1)  $R_{\text{Н}} = W$ ; 2)  $R_{\text{Н}} > W$ ; 3)  $R_{\text{Н}} < W$ .

В первом случае из (2.25) следует  $U = U_{\text{Н}}$ , т.е. напряжение вдоль линии остается постоянным, равным напряжению на нагрузке. Это соответствует режиму бегущей волны в линии.

Во втором случае ( $W/R_{\text{Н}} < 1$ ) анализ соотношения (2.25) показывает, что максимумы напряжения  $U_{\text{max}}$  определяются из условий  $\sin^2(\beta z_{\text{max}}) = 0$ ,  $\cos^2(\beta z_{\text{max}}) = 1$ , где  $z_{\text{max}}$  - продольные координаты максимумов напряжения  $z_{\text{max}} = n\lambda_{\text{Л}}/2$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots$ . При этом напряжение в максимуме определяется равенством  $U_{\text{max}} = U_{\text{Н}}$ . Отсюда следует, что на нагрузке линии образуется максимум напряжения. Минимумы напряжения определяется из условий

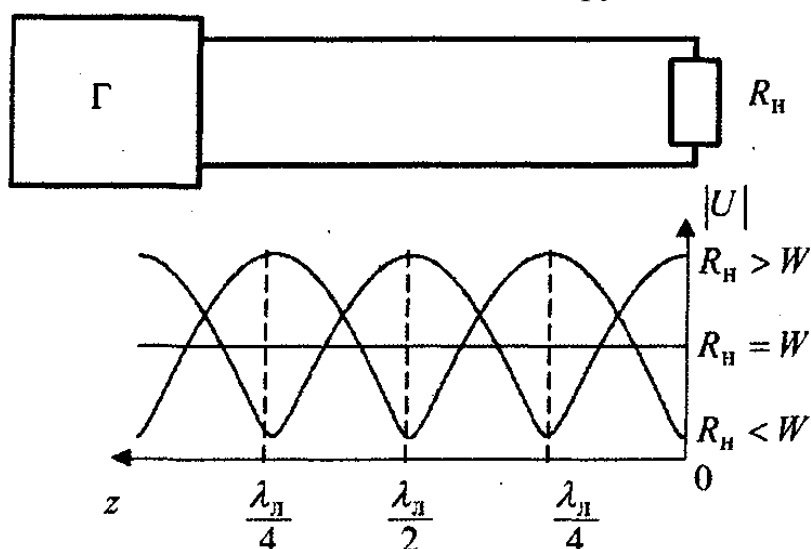
$\sin^2(\beta z_{\min}) = 1$ ,  $\cos^2(\beta z_{\min}) = 0$ , где  $z_{\min}$  - продольные координаты минимумов напряжения:  $z_{\min} = \lambda_{Л}/4 + n\lambda_{Л}/2$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots$ . При этом напряжение в минимуме определяется уравнением  $U_{\min} = U_H W / R_H$ . Таким образом, при  $R_H > W$

$$k_{св} = U_{\max} / U_{\min} = R_H / W.$$

Рассуждая аналогично применительно к третьему случаю, можно показать, что при  $R_H < W$  в конце линии устанавливается минимум напряжения и  $z_{\min} = n\lambda_{Л}/2$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots$ , а  $U_{\min} = U_H$ . При этом координаты максимумов напряжения определяются равенством

$$z_{\max} = \lambda_{Л}/4 + n\lambda_{Л}/2,$$

$n = 0, 1, 2, \dots$ , а значение напряжения в максимумах  $U_{\max} = U_H W / R_H$ . В этом случае  $U_{\max} = U_H W / R_H$ . На рис. 2.14 представлены эпюры напряжения в линии для всех трех рассмотренных случаев. Из графиков следует, что при работе линии на активное сопротивление в ней устанавливается режим смешанных волн за исключением случая  $R_H = W$ , при котором устанавливается режим бегущей волны и вся мощность выделяется в нагрузке.



**Рисунок 2.14 – Эпюры напряжения в работающей на активное сопротивление**

Определим входное сопротивление линии, нагруженной на активное сопротивление, используя выражение для напряжения и тока (2.24):

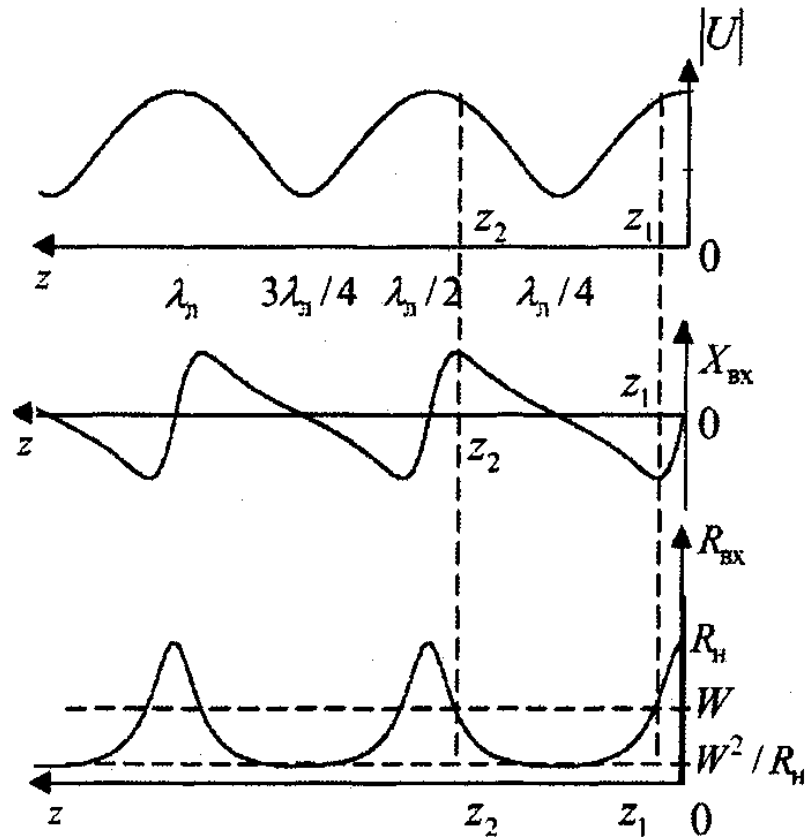
$$Z_{вх} = U / I = R_H \frac{\cos(\beta z) + i(W / R_H) \sin(\beta z)}{\cos(\beta z) + i(R_H / W) \sin(\beta z)}. \quad (2.26)$$

Выделяя здесь действительную и мнимую части, находим

$$X_{\text{вх}} = \frac{W(1 - R_{\text{н}}/W) \sin(2\beta z)}{2 \left[ \cos^2(\beta z) + (R_{\text{н}}/W)^2 \sin^2(\beta z) \right]},$$

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{н}}}{\left[ \cos^2(\beta z) + (R_{\text{н}}/W)^2 \sin^2(\beta z) \right]},$$
(2.27)

Зависимости  $R_{\text{вх}}$  и  $X_{\text{вх}}$  от  $z$  для случая  $R > W$  приведены на рис. 2.15. Здесь же представлена соответствующая эпюра напряжения. Из эпюр следует, что при увеличении сопротивления нагрузки они приближаются к эпюрам, соответствующим линии, разомкнутой на конце. Следует обратить внимание на поперечные сечения линии  $z_1$  и  $z_2$ , в которых активная часть входного со-



**Рисунок 2.15 – Эпюры напряжения и входного сопротивления в линии, нагруженной на активное сопротивление**

противления линии равна волновому сопротивлению  $W$ , а реактивная часть имеет емкостный в точке  $z_1$  или индуктивный в точке  $z_2$  характер. Поперечные сечения линии с такими входными сопротивлениями периодически повторяются через  $\lambda_{\text{л}}/2$ . Из эпюр также следует, что в сечениях линии, в которых напряжение достигает максимума или минимума, входное сопротивление чисто активное. Это остается справедливым и для случая  $R_{\text{н}} < W$ .

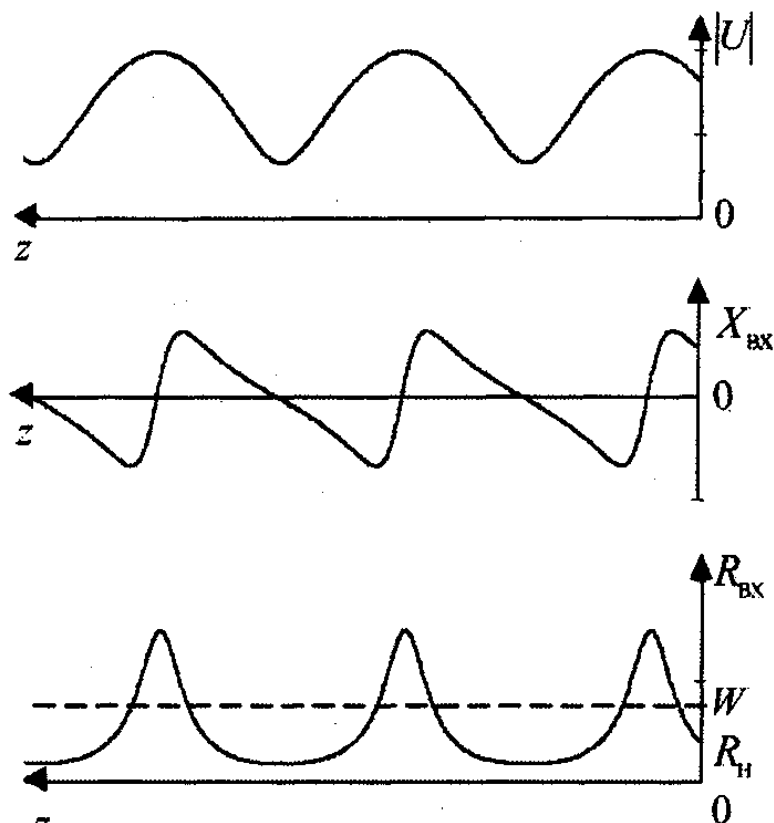
**Работа линии на произвольное комплексное сопротивление.** В этом случае, как и при активной нагрузке, часть мощности падающей волны поглощается активной частью нагрузки и в линии устанавливается режим смешанных волн. Отличие от случая активной нагрузки состоит в фазовом сдвиге, который приобретает отраженная волна в месте включения нагрузки. Этот фазовый сдвиг вызывает сдвиг кривых напряжения и тока без изменения их формы. Для иллюстрации сказанного на рис. 2.16 показаны эпюры напряжения и входного сопротивления в линии, нагруженной на комплексное сопротивление, причем реактивная часть этого сопротивления имеет индуктивный характер.

Как и в случае чисто активной нагрузки, в сечениях линии, где напряжение достигает максимума или минимума, входное сопротивление линии чисто активное. Можно показать, что произведение входных сопротивлений линии в сечениях, отстоящих друг от друга на  $\lambda_L/4$ , равно квадрату волнового сопротивления:

$$Z_{\text{вх}}(z) Z_{\text{вх}}(z + \lambda_L/4) = W^2.$$

Так как напряжение и ток на произвольной комплексной нагрузке связаны соотношением  $U_H = I_H Z_H$ , из (2.21) можно получить уравнение, определяющее коэффициент отражения через сопротивление нагрузки:

$$\Gamma = (Z_H - W) / (Z_H + W).$$



**Рисунок 2.15 – Эшюры напряжения и входного сопротивления в линии, нагруженной на реактивное сопротивление**

**Основные результаты теории линии без потерь:**

1) напряжение, ток и входное сопротивление являются периодическими функциями относительно продольной координаты с периодом  $\lambda_{\text{л}}/2$ , т.е. для любого сечения линии  $z$  справедливы равенства:

$$\begin{aligned} U(z) &= U(z + \lambda_{\text{л}}/2), \quad I(z) = I(z + \lambda_{\text{л}}/2), \\ Z_{\text{вх}}(z) &= Z_{\text{вх}}(z + \lambda_{\text{л}}/2); \end{aligned} \quad (2.28)$$

2) режим стоячих волн в линии реализуется при реактивных нагрузках (холостой ход, короткое замыкание, емкость  $C$ , индуктивность  $L$ );

3) режим бегущей волны реализуется чисто активной нагрузкой, равной волновому сопротивлению линии:

$$R_{\text{н}} = W, \quad X_{\text{н}} = 0;$$

4) режим смешанных волн реализуется остальными нагрузками, кроме перечисленных в п. 2 и 3.

5) в сечениях линии, в которых напряжение или ток достигают максимума или минимума, входное сопротивление линии чисто активное;

6) отрезок линии можно рассматривать как трансформатор сопротивлений, при этом, учитывая (2.28), полуволновой отрезок линии имеет коэффи-

коэффициент трансформации равен единице, а для произвольного сечения  $z$  линии справедливо соотношение:

$$Z_{\text{вх}}(z) Z_{\text{вх}}(z + \lambda_{\text{л}}/4) = W^2. \quad (2.29)$$

## 2.4 Коэффициент полезного действия линий с потерями

Найдем коэффициент распространения  $\gamma$  в линии при наличии тепловых потерь в проводах и диэлектрике:

$$\gamma = \sqrt{Z_1 Y_1} = \sqrt{(R_1 + i\omega L_1)(G_1 + i\omega C_1)} = i\omega \sqrt{L_1 C_1} \sqrt{[1 + R_1/(i\omega L_1)][1 + G_1/(i\omega C_1)]}.$$

Принимая во внимание, что потери в реальной линии малы, а круговая частота  $\omega$  велика, можно сделать вывод о малости величин  $R_1/(\omega L_1)$  и  $G_1/(\omega C_1)$ :

$$R_1/(\omega L_1) \ll 1, \quad G_1/(\omega C_1) \ll 1.$$

Разложив в последнем выражении корень в степенной ряд относительно

но  $R_1/(\omega L_1)$  и  $G_1/(\omega C_1)$  и ограничившись первыми двумя членами в этих разложениях, получим

$$\gamma \approx i\omega \sqrt{L_1 C_1} [1 + R_1/(2i\omega L_1)] [1 + G_1/(2i\omega C_1)] \approx i\omega \sqrt{L_1 C_1} + W G_1/2 + R_1/(2W).$$

Так как  $\gamma = \alpha + j\beta$  из последнего соотношения найдем

$$\alpha = W G_1/2 + R_1/(2W), \quad \beta = \omega \sqrt{L_1 C_1}. \quad (2.30)$$

В практических случаях потери в диэлектрике пренебрежимо малы по сравнению с потерями в металле, поэтому в (2.30) выражение для  $\alpha$  можно упростить:

$$\alpha = R_1/(2W). \quad (2.31)$$

В табл. 2.2 приведены формулы для вычисления основных параметров двухпроводной и коаксиальной линий, выполненных из меди.

**Коэффициент полезного действия линии.** Важным параметром линии с потерями является ее коэффициент полезного действия (КПД). Определим КПД как отношение мощности  $P_{\text{н}}$ , выделившейся в нагрузке, к мощности  $P_{\text{л}}$ , подведенной к линии:

$$\eta = P_{\text{н}} / P_{\text{л}}. \quad (2.32)$$

Примем длину линии равной  $l$ . Найдем КПД линии, работающей в режимах бегущей волны и смешанных волн. В первом случае в соответствии с (2.6) выражения для напряжения и тока примут вид

$$U = A_U e^{\gamma z}, \quad I = A_I e^{\gamma z}. \quad (2.33)$$

Мощность, выделяющаяся в нагрузке, найдем из соотношения

$$P_H = \operatorname{Re} \left[ U(z=0) \dot{I}^*(z=0) \right]. \quad (2.34)$$

Здесь символ  $\operatorname{Re}$  обозначает выделение действительной части из выражения, находящегося в квадратных скобках, а звездочка над буквой - операцию комплексного сопряжения.

Подставляя в выражение для  $P_H$  значения напряжения и тока из (2.33), получаем

$$P_H = A_U \dot{A}_I^*.$$

Найдем мощность, подводимую к линии длиной  $l$ :

$$P_H = \operatorname{Re} \left[ U(z=l) \dot{I}^*(z=l) \right], \quad (2.35)$$

откуда с учетом (2.33)

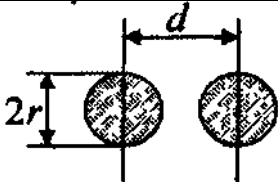
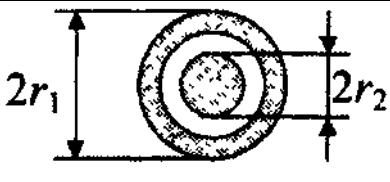
$$P_H = A_U \dot{A}_I^* e^{2\alpha l}.$$

Подставляя найденные значения  $P_H$  и  $P_n$  в (2.32), получаем

$$\eta = e^{-2\alpha l}. \quad (2.36)$$

Если потери малы, т.е.  $\alpha l \ll 1$ , то последняя формула упрощается, если экспоненту представить в виде ряда по степеням аргумента  $-2\alpha l$  и ограничиться в этом ряду первыми двумя членами:  $\eta \approx 1 - 2\alpha l$ .

Таблица 2.2

Параметр		
$C_1$ , пФ/м	$12,1 \varepsilon_r \lg(d/r)$	$24,1 \varepsilon_r \lg(r_1/r_2)$
$L_1$ , мкГн/м	$0,92 \lg(d/r)$	$0,46 \lg(r_1/r_2)$
$R_1$ , Ом/м	$1,44/r\sqrt{\lambda}$	$0,72(1/r_1 + 1/r_2)/\sqrt{\lambda}$
$W$ , Ом	$(276/\sqrt{\varepsilon})\lg(d/r)$	$(138/\sqrt{\varepsilon})\lg(r_1/r_2)$

Примечание:  $\varepsilon$  - относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика; в формулах для  $R_1$  -  $\lambda$  - в метрах, а  $r, r_1, r_2$  - в миллиметрах.

В режиме смешанных волн будем использовать выражение для напряжения и тока в виде (2.6), которые с учетом (2.12) примут вид



$$U = A_U e^{\gamma z} + B_U e^{-\gamma z} = A_U (e^{\gamma z} + \Gamma e^{-\gamma z}), \quad (2.37)$$

$$I = (1/W) (A_U e^{\gamma z} - B_U e^{-\gamma z}) = (A_U/W) (e^{\gamma z} - \Gamma e^{-\gamma z}).$$

Для определения КПД найдем  $P_H$  и  $P_L$ , используя (2.34) и (2.35):

(2.38)

$$P_H = \left( A_U \frac{A_U^*}{W} \right) (1 - |\Gamma|^2);$$

$$P_L = \left( A_U \frac{A_U^*}{W} \right) (1 - |\Gamma|^2 e^{-4\alpha l}) e^{2\alpha l}. \quad (2.39)$$

Выражение для мощности, выделяющейся в нагрузке (2.38), имеет весьма характерный вид. Первое слагаемое в этом выражении представляет собой мощность падающей волны в месте подключения нагрузки ( $z = 0$ ). Второе слагаемое есть мощность, уносимая отраженной волной в этом же сечении. Их разность определяет мощность, поглощаемую в нагрузке. Таким образом, выражение для КПД в режиме смешанных волн примет вид

(2.40)

$$\eta = P_H / P_L = (1 - |\Gamma|^2) e^{-2\alpha l} / (1 - |\Gamma|^2 e^{-4\alpha l}).$$

Зависимость КПД от  $\alpha l$  проиллюстрирована на рис. 2.16. Из графиков следует, что если потери малы, то КПД слабо зависит от модуля коэффициента отражения. Если же потери значительны, то КПД существенно зависит от степени согласования линии с нагрузкой.

Формула (2.40) получена в предположении, что генератор не согласован с линией, т.е. отраженная от нагрузки волна, достигая источника, полностью от него отражается и вновь направляется в нагрузку. Если же отраженная волна поглощается в генераторе,

$$\eta = (1 - |\Gamma|^2) e^{-2\alpha l}$$

Из сравнения этого выражения с (2.39) следу-

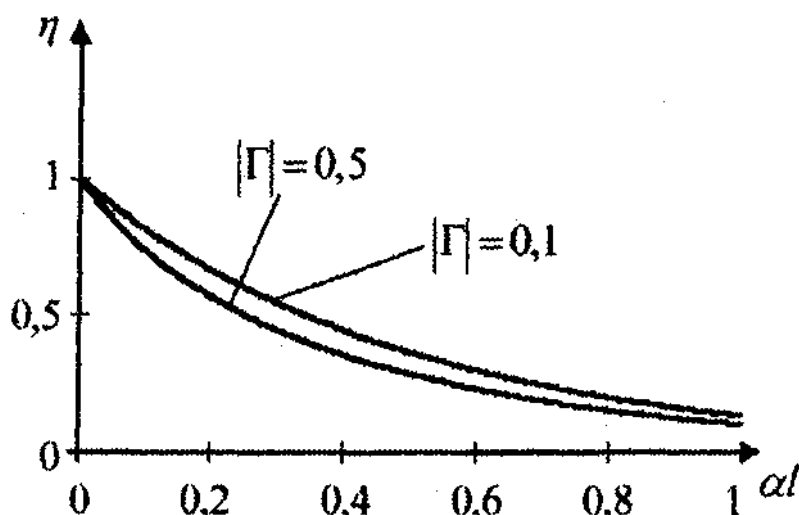


Рисунок 2.16 – Зависимость КПД линии от потерь при различном ее согласовании

ет, что КПД линии при несогласованном генераторе выше, чем при согласованном.

## 2.5 Пределы применимости теории регулярных линий передачи

Рассмотренная теория применима к симметричным и несимметричным линиям передачи, если выполняются следующие условия:

- 1) линии передачи регулярны;
- 2) линии выполнены так, что можно пренебречь их излучением;
- 3) основной волной в таких линиях является поперечная электромагнитная волна (волна типа  $T$ ).

В местах нарушения регулярности линии возникают волны высших типов и анализ таких нерегулярностей следует проводить с применением методов прикладной электродинамики.

При наличии излучения электромагнитных волн, распространяющихся вдоль линии, необходим дополнительный учет потерь энергии на излучение. При этом эквивалентная схема участка линии длиной  $dz$  (см. рис. 2.10) оказывается неприемлемой.

Чтобы в линии основной волной была волна типа  $T$ , порядок связности ее поперечного сечения должен быть больше единицы. При этом размеры поперечного сечения проводников такой линии следует выбирать из условия нахождения волн высших типов в закритическом режиме.

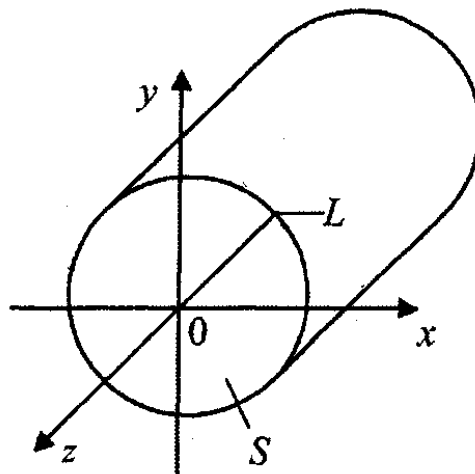
## 3 ХАРАКТЕРИСТИКИ ОСНОВНЫХ ТИПОВ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ СВЧ

### 3.1 Металлические волноводы

В СВЧ - диапазоне наибольшее распространение имеют следующие типы линий передачи: металлические волноводы; коаксиальные волноводы; плосковые линии.

Рассмотрим основные характеристики каждого из перечисленных типов линий передачи.

На рис. 3.1 представлено поперечное сечение металлического волновода с произвольной формой поперечного сечения и система координат. На рисунке обозначено:  $L$  - контур, ограничивающий поперечное сечение волновода  $S$ . В таком волноводе могут существовать волны  $H$ - и  $E$ -типов. Волны типа  $H$  имеют продольную составляющую магнитного поля ( $H_z \neq 0$ ,  $E_z = 0$ ). Волны типа  $E$  имеют продольную составляющую электрического поля ( $H_z = 0$ ,  $E_z \neq 0$ ). Каждая волна в волноводе характеризуется парой индексов  $m$  и  $n$ , физический смысл которых определяется формой поперечного сечения волновода.



**Рисунок 3.1 – Волновод произвольной формы поперечного сечения**

Основной волной в волноводе является низшая  $H$ -волна, для которой критическая длина волны  $\lambda_{кр}$  максимальная.

Аналитические выражения для составляющих полей в волноводе получаются в результате решения однородных волновых уравнений:

для  $H$ -волн

$$\Delta_{\perp} H_z + g^2 H_z = 0, \quad dH_z / dn = 0 \quad \text{на } L,$$

для  $E$ -волн

$$\Delta_{\perp} E_z + g^2 E_z = 0, \quad dE_z = 0 \quad \text{на } L.$$

Здесь  $\Delta_{\perp} = \partial^2 / \partial x^2 + \partial^2 / \partial y^2$  - двумерный оператор Лапласа;  $g$  - поперечное волновое число;  $n$  - нормаль к контуру поперечного сечения волновода  $L$ .

По найденным  $H_z$  и  $E_z$  из уравнений Максвелла определяются остальные составляющие поля. При этом справедливы следующие соотношения: длина волны в волноводе

$$\lambda_{\text{в}} = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{\text{кр}})^2}; \quad (3.1)$$

продольная постоянная распространения

$$k_z = k \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{\text{кр}})^2}; \quad (3.2)$$

фазовая скорость

$$v_{\text{ф}} = c / \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{\text{кр}})^2}; \quad (3.3)$$

характеристическое сопротивление

$$\text{для } H \text{-волн } W_H = W_0 / \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{кр})^2}, \quad (3.4)$$

$$\text{для } E \text{-волн } W_E = W_0 \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{кр})^2},$$

где  $W_0 = 120\pi$  Ом - характеристическое сопротивление свободного пространства.

В этих выражениях  $k$  - волновое число;  $c$  - скорость света в вакууме.

**Характеристическим сопротивлением** называется *отношение амплитуд поперечных составляющих электрического и магнитного полей бегущей волны*. Следует отличать его от волнового сопротивления линии, которое определяется как отношение напряжения к току в линии с бегущей волной.

Рассматривают три режима работы волновода с данным типом волны:

- 1) докритический ( $\lambda < \lambda_{кр}$ );
- 2) критический ( $\lambda = \lambda_{кр}$ );
- 3) закритический ( $\lambda > \lambda_{кр}$ )

В докритическом режиме происходит распространение волны рассматриваемого типа. В этом режиме  $\lambda_B$ ,  $k_Z$  и  $v_\Phi > c$  - действительные величины. В критическом режиме распространение прекращается и  $\lambda_B = \infty$ ,  $k_Z = 0$ ,  $v_\Phi = \infty$ . В закритическом режиме, или в режиме отсечки, волновод эквивалентен для рассматриваемого типа волны чисто реактивной нагрузке. В этом режиме  $\lambda_B$ ,  $k_Z$  и  $v_\Phi$  - чисто мнимые величины.

При этом знак мнимой единицы при вычислении корня в выражениях (3.1) - (3.4) следует выбирать таким, чтобы при удалении от источника волны, находящейся в закритическом режиме, ее амплитуда экспоненциально убывала.

**Прямоугольный волновод.** Поперечное сечение такого волновода представлено на рис. 3.2. Для него критическая длина волны определяется соотношением

$$\lambda_{кр} = 2 / \sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2}. \quad (3.5)$$

Решение однородных волновых уравнений может быть получено в виде

$$H_z = H_0 \cos(m\pi x/a) \cos(n\pi y/b) e^{-ik_z z} \text{ для } H \text{-волн}$$

и

$$E_z = E_0 \sin(m\pi x/a) \sin(n\pi y/b) e^{-ik_z z} \text{ д}$$

Здесь  $H_0$ ,  $E_0$  - амплитуда соответствующих продольных составляющих. Индексы  $m$  и  $n$  определяют количество вариаций поля на стенках  $a$  и  $b$  волновода соответственно. Основной в прямоугольном

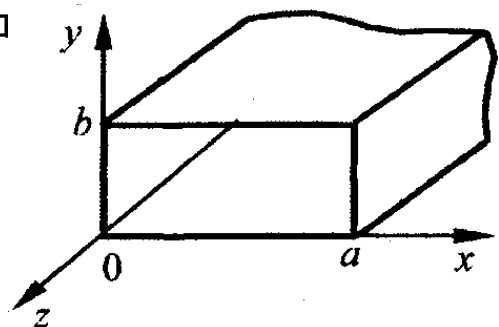


Рисунок 3.2 - Прямоугольный волновод

волноводе является волна  $H_{10}$ . Для нее  $m = 1, n = 0$ , поэтому

(3.6)

$$\lambda_{\text{кр}} = 2a, \quad \lambda_{\text{в}} = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2},$$

$$k_z = k \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}, \quad v_{\text{ф}} = c / \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2},$$

$$W_{H_{10}} = 120\pi / \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2},$$

$$H_z = H_0 \cos(\pi x/a) e^{-ik_z z}, \quad H_y = 0,$$

$$H_x = (iak_z H_0 / \pi) \sin(\pi x/a) e^{-ik_z z}, \quad E_x = 0,$$

$$E_y = (-i2aW_{H_{10}} H_0 / \lambda) \sin(\pi x/a) e^{-ik_z z}.$$

Структура силовых линий волны  $H_{10}$  представлена на рис. 3.3. Здесь же показаны зависимости амплитуд составляющих полей от координат  $x$  и  $y$ .

Как известно, на внутренней поверхности стенок волновода протекают поверхностные токи  $\vec{j}_s$ , которые определяются соотношением

$$\vec{j}_s = [\vec{n}, \vec{H}]. \quad (3.7)$$

Отсюда следует, что поверхностный ток на стенках волновода перпендикулярен к касательным составляющим магнитного поля, а по величине

плотность поверхностного тока равна амплитуде касательной составляющей вектора магнитного поля. На рис. 3.4 показано распределение линий поверхностного тока на развертке волновода с волной  $H_{10}$ . При выборе размеров поперечного сечения волновода с основной волной исходят из условий, при которых волна  $H_{10}$  находится в докритическом режиме, а высшие типы волн, в частности,  $H_{20}$  и  $H_{01}$  находятся в закритическом режиме. Из этих условий следуют неравенства

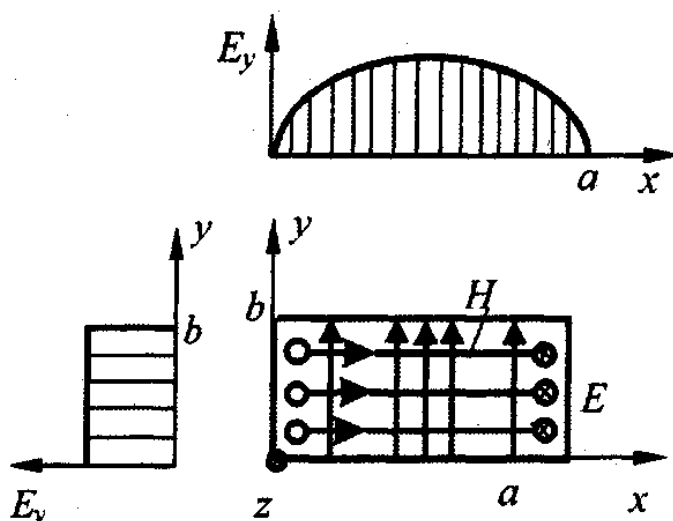


Рисунок 3.3 – Структура силовых линий волны  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе

$$0,5\lambda < a < \lambda, \quad b < 0,5\lambda. \quad (3.8)$$

Практические формулы для выбора размеров поперечного сечения волновода имеют вид

$$0,6\lambda < a < 0,9\lambda, \quad b \approx 0,5a. \quad (3.9)$$

Выбор размера  $b$  снизу ограничен величиной пробивного напряжения. При неограниченном уменьшении этого размера может наступить электрический пробой. Максимальная (предельная) мощность (Вт), пропускаемая волноводом с волной  $H_{10}$ , определяется соотношением

$$P_{\max} = abE_{\max}^2 \sqrt{(1 - \lambda/2a)^2} / (480\pi k_{\text{св}}),$$

где  $E_{\max}$

= 30000 В/см – напря-

женность электрического поля, при которой происходит пробой в воздухе.

Допустимая передаваемая мощность  $P_{\text{доп}}$  определяется как

(3.10)

$$P_{\text{доп}} = (1/3 \dots 1/5) P_{\max}.$$

Определив

по приведенным формулам ориентировоч-

ные размеры  $a$  и  $b$ , далее по справочнику выбирают стандартный волновод,

размеры которого наиболее близки к выбранным.

Для определения КПД волноводного тракта необходимо знать коэффициент затухания волны  $H_{10}$  в волноводе. Этот коэффициент (дБ/м) определяется формулой

$$\alpha = 8,686R_s \left[ 1 + (\lambda/2a)^2 \right] 2b/a \left/ \left( 120\pi b \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2} \right) \right.,$$

где  $R_s = \sqrt{\mu_0 2\pi f / (2\sigma)}$  – поверхностное сопротивление проводни-

ка;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м;  $\sigma$

– удельная проводимость материала стенок волновода.

На рисунке 3.5 представлена зависимость коэффициента  $\alpha$  затухания от длины волны. Из графика следует, что  $\alpha$  достигает минимума при некоторой оптимальной длине волны и

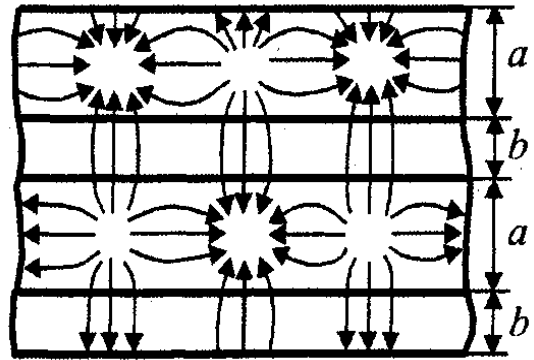


Рисунок 3.4 – Линии поверхностного тока на раз-  
вертке прямоугольного  
волновода

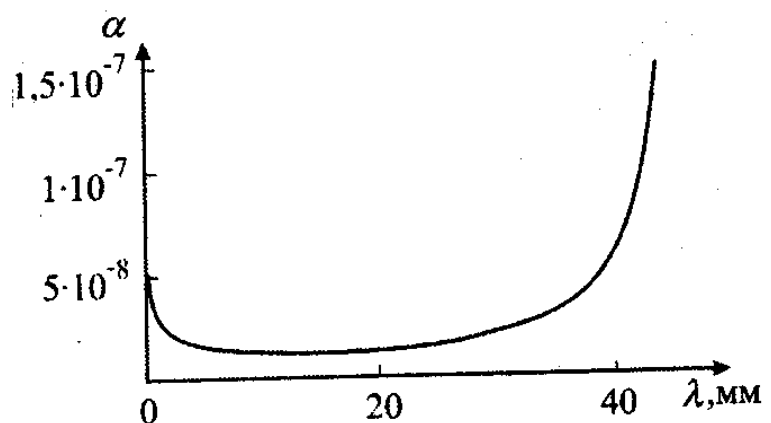


Рисунок 3.5 – Зависимость коэффициен-  
та затухания  $\alpha$  в прямоугольном волно-  
воде от длины волны (для медного  
волновода 23 x 10 мм)

резко возрастает с увеличением  $\lambda$  по мере приближения ее к критическому значению  $\lambda_{кр}$ . При уменьшении  $\lambda$  по сравнению с оптимальным значением потери увеличиваются. Это связано с увеличением значения поверхностного сопротивления  $R_S$  с ростом частоты. -

**Круглый волновод.** Поперечное сечение круглого волновода характеризуется радиусом волновода  $a$ . Критическая длина волны для  $H$  - и  $E$  -волн определяется из соотношений

$$\lambda_{крH} = 2\pi a / \mu_{mn}, \quad \lambda_{крE} = 2\pi a / \beta_{mn},$$

где  $\beta_{mn}$  -  $n$ -й корень функции Бесселя  $m$ -го порядка;  $\mu_{mn}$  -  $n$ -й корень производной функции Бесселя  $m$ -го порядка. Применительно к круглому волноводу индексы  $m$  и  $n$  имеют следующий физический смысл: индекс  $m$  определяет количество вариаций поля по окружности волновода; индекс  $n$  определяет количество вариаций поля вдоль радиуса волновода.

Волн с индексом  $n = 0$  не существует, так как они не удовлетворяют граничным условиям. Значения корней функции Бесселя или ее производной приводятся в таблицах.

Основной в круглом волноводом является волна  $H_{11}$ . Структура силовых этой волны представлена на рис. 3.6,а. Недостатком волны данного типа является неустойчивость ее поляризации, обусловленная наличием в реальном круглом волноводом различных неоднородностей (случайные неточности изготовления волновода).

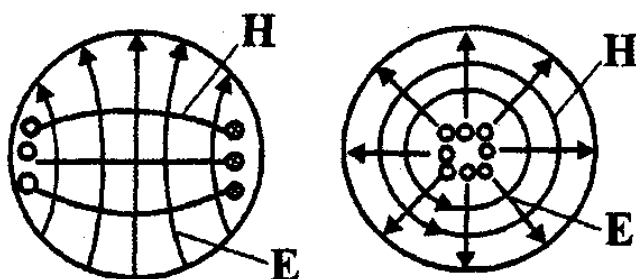


Рисунок 3.6 – Структура силовых линий волн в круглом волноводом: а) – основной волны  $H_{11}$ ; б) – волны  $E_{01}$

В устройствах СВЧ на основе круглых волновопроводов находит применение волна  $E_{01}$ , структура силовых линий полей которой показана на рис. 3:6,б.

Коэффициент затухания для волн круглого волновода (дБ/м) определяется следующими соотношениями:

$$\alpha = 8,686 \left[ \frac{R_S \lambda_B}{a 120 \pi \lambda} \right] \left[ \frac{m^2}{\mu^2 - m^2} + \left( \frac{\lambda}{\lambda_{кр}} \right)^2 \right] \text{ для } H\text{-волн}$$

и

$$\alpha = 8,686 R_S \lambda_B / (a 120 \pi \lambda) \text{ для } E\text{-волн.}$$

Характер зависимости  $\alpha$  от длины волны такой же, как и для случая прямоугольного волновода (см.рис. 3.5).

### 3.2 Обобщение теории линий на волноводные тракты

Волноводные тракты состоят обычно из отрезков регулярных волноводов, между которыми расположены различные нерегулярности. Нерегулярность (или неоднородность) - это часть тракта, в которой имеется скачкообразное или плавное изменение формы или размеров поперечного сечения волновода. Определение полей и характеристик нерегулярностей требует решения уравнений Максвелла для заданных граничных условий. При этом используются методы прикладной электродинамики в сочетании с различными численными методами, ориентированными на ЭВМ различного класса. Сложность решения задачи состоит в том, что вблизи неоднородности поле представляет собой суперпозицию полей всех типов волн в волноводе. При удалении от неоднородности волны высших типов, находящиеся в закритическом режиме, быстро затухают и на расстоянии порядка длины волны поле определяется только падающей и отраженной волнами основного типа. Следовательно, волны высших типов локализованы вблизи неоднородности и образуют так называемое реактивное поле, накапливающее себе определенное количество электромагнитной энергии. Если на данной частоте энергия закритических волн накопленная электрическим полем, превышает энергию закритических волн, накопленную магнитным полем, то такая неоднородность имеет емкостной характер сопротивления, в противном случае - индуктивный. В случае равенства энергий, накопленных электрическим и магнитным полями, неоднородность является резонансной. Эти сопротивления и проводимости включаются в линию, эквивалентную волноводу, параллельно, последовательно или в какой-либо комбинации в зависимости от характера неоднородности. Если неоднородность не вызывает скачка напряжения до и после нее, то эквивалентная реактивность включается в линию параллельно, если нет скачка тока, то последовательно. Сопротивления и проводимости, характеризующие неоднородность, обычно нормируют, т.е. относят к волновому сопротивлению эквивалентной линии:

$$Z_{\text{норм}} = Z_{\text{ненорм}} / W, \quad Y_{\text{норм}} = Y_{\text{ненорм}} W$$

Строгие методы расчета, применяемые для анализа волноводных неоднородностей, позволяют определить все их эквивалентные параметры и характеристики. Эквивалентные схемы многих волноводных нерегулярностей приведены в различных справочниках, например, в [18].

Для инженерного расчета волноводных трактов с регулярными и нерегулярными участками используют эквивалентные схемы, значительно упрощающие расчеты. При этом регулярный волновод заменяют эквивалентной двухпроводной линией. Неоднородности представляют в виде сосредоточенных элементов, включенных в эту линию, а для расчета всей цепи используют теорию длинных линий.



Для определения параметров длинной линии, эквивалентной волноводу, проведем математическую аналогию между ними.

На рис. 3.7 представлены поперечные сечения двухпроводной линии и волновода, а также направления тока в проводах линии и поверхностный ток на стенках волновода. Из рисунка следует, что полный продольный ток, протекающий по проводам линии и по стенкам волновода, в любом сечении равен нулю, т.е. для линии  $I_{1z} + I_{2z} = 0$ ; для волновода

$$\oint_L \delta_s dl = 0, \quad dl = z_0 dl, \quad \text{где } z_0 - \text{единичный вектор, параллельный оси } z.$$

Определим токи  $I_{1z}$  и  $I_{2z}$  в линии, эквивалентной волноводу:

$$I_{1z} = \int_0^a \delta_z(y=0) dx, \quad I_{2z} = \int_0^a \delta_z(y=b)$$

где  $j_z$  - продольная составляющая поверхностного тока на стенках волновода.

Эти токи равны по величине и противоположны по знаку из-за различной ориентации поверхностного тока на верхней и нижней стенках волновода. Определим напряжение в линии, эквивалентной волноводу, как интеграл вдоль силовой линии поперечной составляющей электрического поля бегущей волны с максимальной напряженностью. В случае прямоугольного волновода с волной  $H_{10}$ :

$$U_s = \int_0^b E_y dy \quad \text{при } x = a/2.$$

I

Так как в рассматриваемом случае  $\delta_z(y=0) = -\delta_z(y=b) = H_{xm} \sin(\pi x/a)$ ,  $E_y = E_{ym} \sin(\pi x/a)$ , для токов  $I_{1z}$ ,  $I_{2z}$  и напряжения  $U_s$  получим

$$I_{1z} = -I_{2z} = 2aH_{xm} / \pi; \quad U_s = E_{ym} b.$$

Найдем волновое сопротивление эквивалентной линии, учитывая связь между амплитудами поперечных составляющих полей  $E_{ym} = W_{H_{10}} H_{xm}$ , где  $W_{H_{10}}$  - характеристическое сопротивление волн  $H_{10}$  (3.6):

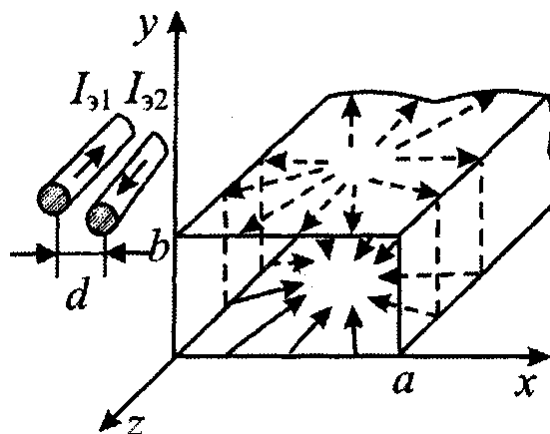


Рисунок 3.7 – Аналогия между двухпроводной линией и волноводом

$$W_3 = U_3 / I_3 = W_{H_{10}} \pi b / (2a).$$

Итак, регулярный волновод, в котором распространяется одна волна, эквивалентен дисперсионной линии с током  $I_3$ , напряжением  $U_3$ , волновым сопротивлением  $W_3$ , постоянной распространения  $\beta_3 = 2\pi / \lambda_B$  и фазовой

скоростью  $v_{фз} = c / \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{кр})^2}$ . Замена волновода эквивалентной линией справедлива в докритическом режиме,  $\lambda < \lambda_{кр}$ .

Если в волноводе одновременно распространяется несколько типов волн, то он эквивалентен соответствующему числу не связанных друг с другом двухпроводных линий, так как волны в волноводах без потерь ортогональны (взаимно не связаны), т.е. энергия, переносимая какой-либо волной по регулярному волноводу, не передается в другие типы волн.

### 3.3 Коаксиальные волноводы

На практике наибольшее распространение имеет круглый коаксиальный волновод, или просто коаксиал, поперечное сечение которого показано на рис. 3.8. Пространство между внешним и внутренним проводниками может быть заполнено воздухом или другим диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$ . Основной является волна типа  $T$  (поперечная электромагнитная волна), структура силовых линий которой показана на рис. 3.8. Волновое сопротивление для  $T$ -волны определяется формулой

$W = 138 \lg(r_1 / r_2) / \sqrt{\epsilon_r}$ . Чтобы все высшие типы волн находились в закритическом режиме, необходимо выполнение условия

$$\pi(r_1 + r_2) < \lambda. \quad (3.11)$$

Потери  $\alpha$  в коаксиальном волноводе складываются из потерь в диэлектрике  $\alpha_d$  и потерь в проводниках  $\alpha_n$ :

$\alpha = \alpha_d + \alpha_n$ . Значения  $\alpha_d$  и  $\alpha_n$  (дБ/м) могут быть найдены из соотношений

$$\alpha_d = 27,3 \sqrt{\epsilon_r} \operatorname{tg} \delta / \lambda, \quad \alpha_n = \frac{16,5 R_S \sqrt{\epsilon_r} \sqrt{f} (1 + r_1 / r_2)}{[r_1 \ln(r_1 / r_2)]}, \quad (3.12)$$

где  $\operatorname{tg} \delta$  - тангенс угла диэлектрических потерь;  $f$  - частота колебаний в ГГц (1 ГГц =  $10^9$  Гц).

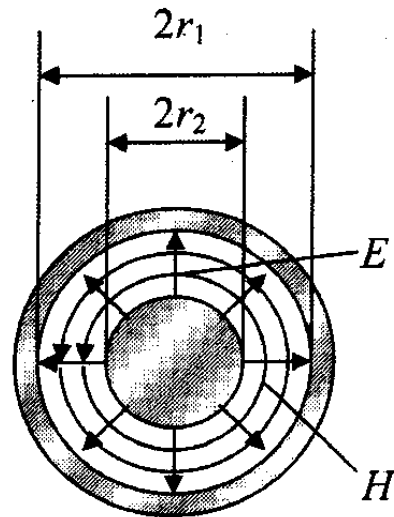


Рисунок 3.8 – Поперечное сечение и структура силовых линий коаксиального волновода

Максимальная мощность (Вт), передаваемая по коаксиалу в режиме бегущей волны, определяется соотношением

$$P_{\max} = E_{\max}^2 r_2^2 \ln(r_1/r_2)/120.$$

Допустимая мощность определяется из (3.10). На рис. 3.9 представлены зависимости затухания, допустимой передаваемой мощности и волнового сопротивления коаксиала от отношения  $r_1/r_2$ . Из графиков следует, что для уменьшения потерь и увеличения допустимой передаваемой мощности желательно увеличивать размеры  $r_1$  и  $r_2$ . Это увеличение ограничивается условием одноволновости коаксиала (8.11). Оптимальное соотношение радиусов проводников коаксиала ( $r_1/r_2 = 3,6$ ), обеспечивает минимальные потери при минимальном волновом сопротивлении  $W_{opt} = 100$  Ом. При  $r_1/r_2 = 1,65$  обеспечивается максимальная электрическая прочность при  $W_{opt} = 30$  Ом. В качестве стандартных выбраны следующие значения волновых сопротивлений коаксиалов: 50, 75, 100 и 150 Ом.

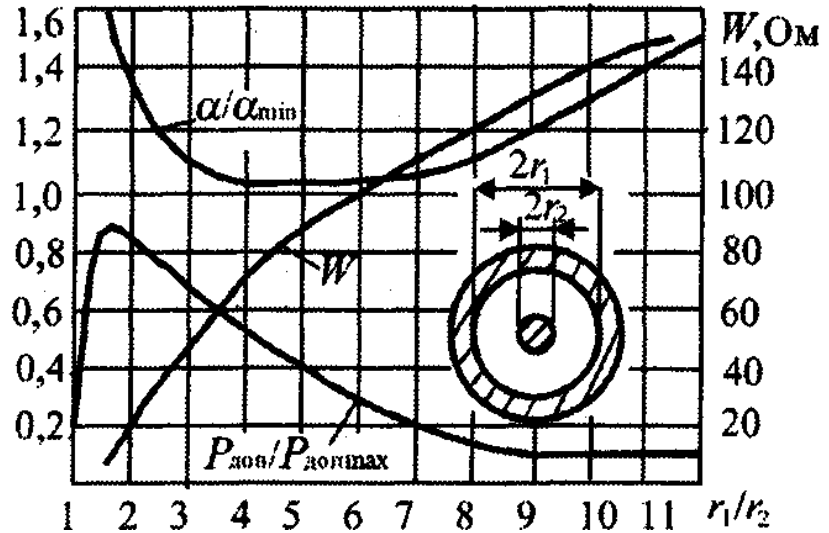


Рисунок 3.9 – Зависимость затухания, допустимой мощности и волнового сопротивления коаксиала от отношения  $r_1/r_2$

### 3.4 Полосковые линии

На практике наибольшее распространение имеют симметричная и несимметричная полосковые линии, геометрия поперечных сечений которых представлена на рис. 3.10. Пространство между пластинами полосковой линии может быть заполнено воздухом или другим диэлектриком. Основной волной является волна типа  $T$ , структура си-

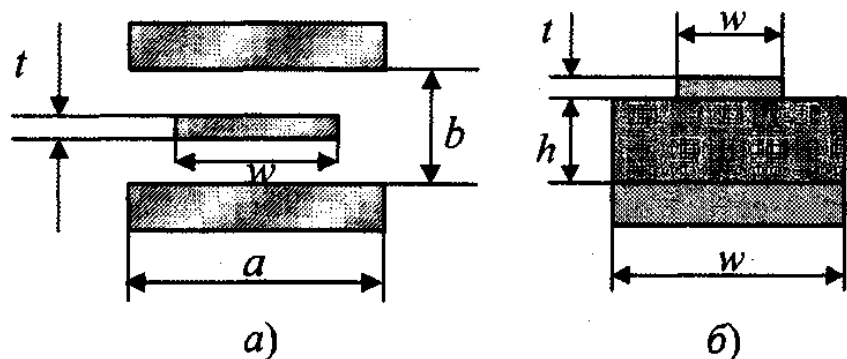


Рисунок 3.10 – Поперечное сечение полосковых линий: а) – симметричной; б) – несимметричной

ловых линий которой показана на рис. 2.3.

Для существования только волны типа  $T$  в симметричной полосковой линии должны быть выполнены условия.

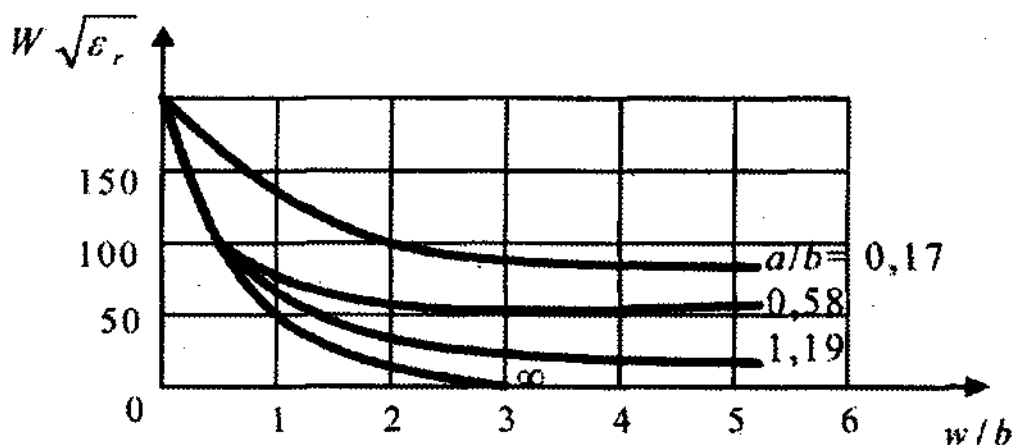
$$b < \lambda / (2\sqrt{\varepsilon}) \text{ и}$$

$$w + 0,44b < \lambda / (2\sqrt{\varepsilon}).$$

Для несимметричной полосковой линии условия имеют вид

$$h < \lambda / (4\sqrt{\varepsilon}) \text{ и } w + \lambda / (4\sqrt{\varepsilon}).$$

Волновое сопротивление полосковой линии сложным образом зависит от ее геометрических размеров и эта зависимость в элементарных функциях не выражается. На рис. 3.11 представлена зависимость волнового сопротивления симметричной идеально проводящей полосковой линии от отношения  $w/b$  при  $t = 0$ . Параметром графиков является нормированная ширина пластины  $a/b$ . Из графиков следует, что если



**Рисунок 3.12 – Зависимость волнового сопротивления симметричной полосковой линии от ширины полоски при различных размерах экрана**

$a/b > w/b + 0,5$ , то точное значение волнового сопротивления при конечном размере пластины  $a$  отличается менее чем на 1% от волнового сопротивления при  $a = \infty$ .

Зависимости волнового сопротивления несимметричной полосковой линии от отношения  $w/h$  для тонкой полоски  $t = 0$  представлены на рис. 3.12. Потери  $\alpha$  полосковых линий складываются, как и в коаксиальном волноводе, из потерь в диэлектрике  $a_D$  и потерь в проводниках  $a_{II}$ :  $a = a_D + a_{II}$ .

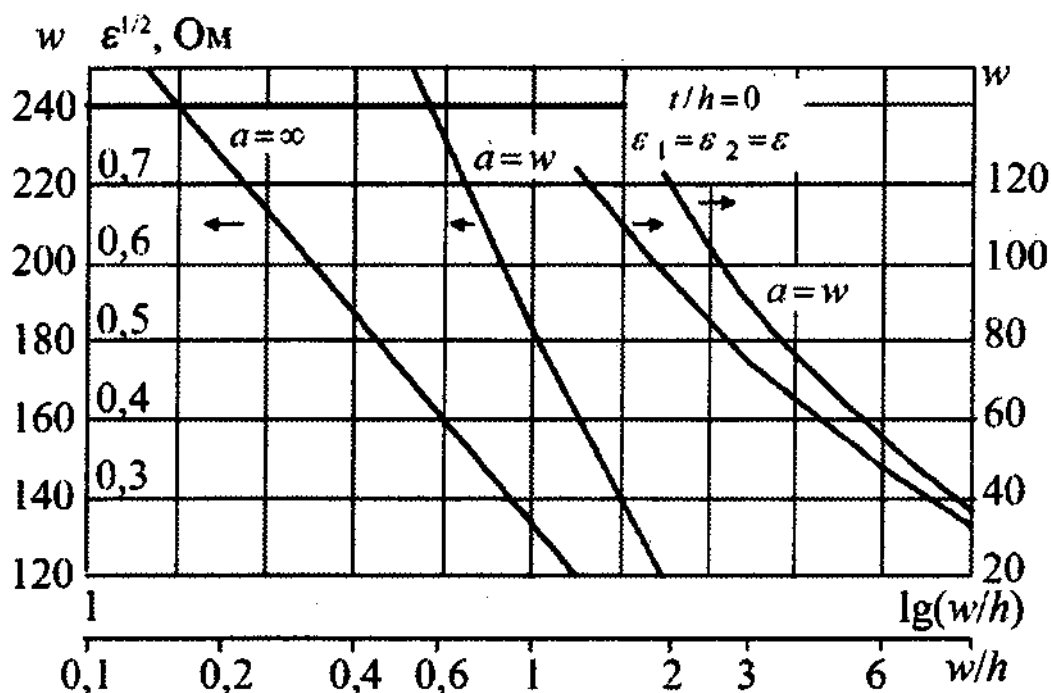


Рисунок 3.12 – Зависимость волнового сопротивления несимметричной полосковой линии от ширины полоски при различных размерах экрана

Следует отметить, что предельная мощность, передаваемая по полосковым линиям, существенно меньше мощности, передаваемой по полым и коаксиальным волноводам. Это объясняется значительной концентрацией энергии поля вблизи края полоски, малым зазором между полоской и экраном, рассеянием мощности в диэлектрике линии, а также малой шириной полоски.

### 3.5 Соединения линий передачи СВЧ

Для сборки и разборки элементов тракта СВЧ они оснащаются специальными разъемами или соединительными устройствами. Такие разъемы должны обеспечивать надежный электрический контакт между соединяемыми устройствами. Они не должны снижать электрическую прочность тракта и вносить значительные отражения в тракт. Кроме того, разъемы должны обеспечивать необходимый уровень электрогерметичности тракта, т.е. минимальный уровень излучения электромагнитных волн из места соединения линий передачи.

В волноводных трактах применяют два типа соединений: *контактное* и *дрессельно-фланцевое*.

Контактное соединение может быть неразъемным и разъемным. Неразъемное соединение волноводов осуществляется с помощью внешних муфт, надеваемых на место соединения с последующей сваркой или пропайкой. Разъемное контактное соединение выполняется в виде гладких фланцев,

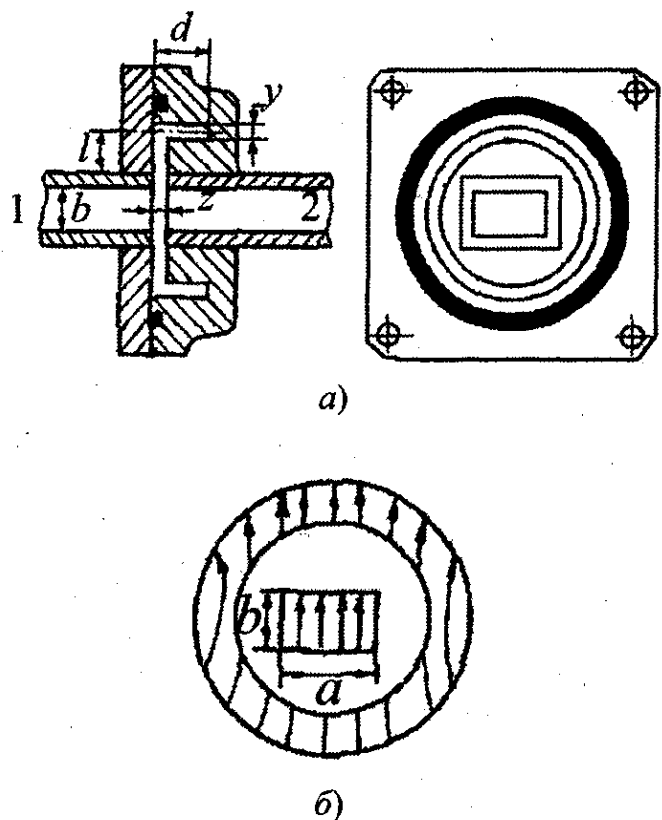
припаиваемых к концам волновода. Направляющие штифты обеспечивают необходимую точность установки волноводов. Фланцы имеют отверстия, через которые с помощью болтов осуществляется стягивание соединения. Для улучшения контакта и обеспечения электрогерметичности между соединяемыми волноводами помещают тонкую контактную прокладку, выполняемую из бериллиевой бронзы. Края этой прокладки, примыкающие к стенкам волновода, рассечены и отогнуты в разные стороны. При необходимости герметизации тракта используют также резиновые прокладки. Контактное разъемное фланцевое соединение обеспечивает  $|\Gamma| < 0,1$  в рабочей полосе частот волновода.

Дроссельно-фланцевое соединение обеспечивает надежный контакт между соединяемыми волноводами электрическим путем. Такое соединение показано на рис. 3.17,а и отличается

от контактного наличием кольцевой канавки во фланце глубиной  $d$ , шириной  $y$  и радиальной проточки с размером  $l$  и шириной  $z$ . Канавка представляет собой короткозамкнутый коаксиал, в котором возбуждается волна  $H_{11}$ , а радиальная проточка участок - так называемого радиального волновода. Структура силовых линий электрического поля в волноводе и канавке с волной  $H_{11}$  показана на рис. 3.13,б. Дроссельная канавка вместе с радиальной проточкой представляют собой два последовательно включенных короткозамкнутых шлейфа. Чтобы входное сопротивление этих шлейфов на рабочей частоте равнялось нулю, необходимо взять их общую длину  $\lambda_{\text{д}} / 2$ , а механический контакт расположить в нуле тока, т.е. на расстоянии  $\lambda_{\text{д}} / 4$  от короткозамыкающей перемычки. Таким образом, глубину канавки  $d$  следует

взять равной  $\lambda_{H_{11}} / 4$ , а размер проточки  $l = \lambda_{\text{д}} / 4$ . Диапазонность дроссельно-фланцевого соединения увеличивается, если  $y > z$ . Обычно  $y = (2...5)z$ . Дроссельно-фланцевые соединения обеспечивают  $|\Gamma| < 0,01$  в полосе частот 20%.

В коаксиальных трактах в качестве соединений используют высоко-частотные разъемы штепсельного типа. При этом с одной стороны соеди-



**Рисунок 3.13 – Дроссельно - фланцевое соединение волноводов:**

- а) – конструкция соединения;**
- б) – структура электрического поля в соединении**

няемых коаксиалов размещается штыревой контакт, а с другой стороны - гнездовой. На практике находят применение различные типы коаксиальных высокочастотных разъемов.

### 3.6 Изгибы и скрутки линий передачи СВЧ

При компоновке тракта СВЧ любой радиотехнической системы возникает необходимость применения изгибов и скруток. Эти элементы нарушают регулярность тракта и могут быть источником недопустимых отражений. В волноводных трактах используют изгибы (рис. 3.14). Размеры отражателей  $X_E$  и  $X_H$  в изгибах, показанных на рис. 3.14, *а, б*, выбирают из условия обеспечения минимального значения коэффициента отражения  $X_H = (0,6 \dots 0,7)a$ ,  $X_E = 0,4b$ .

В изгибе с двойным изломом (рис. 3.14, *в*) улучшение согласования достигается за счет уменьшения отражений от каждого из изломов и взаимной компенсации отраженных волн от каждого из них. Для этого расстояние между изломами  $l$  выбирается примерно равным  $\lambda_B / 4$ . Плавный изгиб (рис. 3.14, *г*) характеризуется своим радиусом  $r$  и углом поворота  $\varphi$ . Чем больше радиус изгиба и меньше угол поворота, тем меньше отражения от изгиба. Для улучшения согласования длину изгиба следует выбирать кратной  $\lambda_B / 2$ .

В волноводных трактах используют также скрутки. Скрутка предназначена для изменения плоскости поляризации, распространяющейся по волноводу волны на требуемый угол.

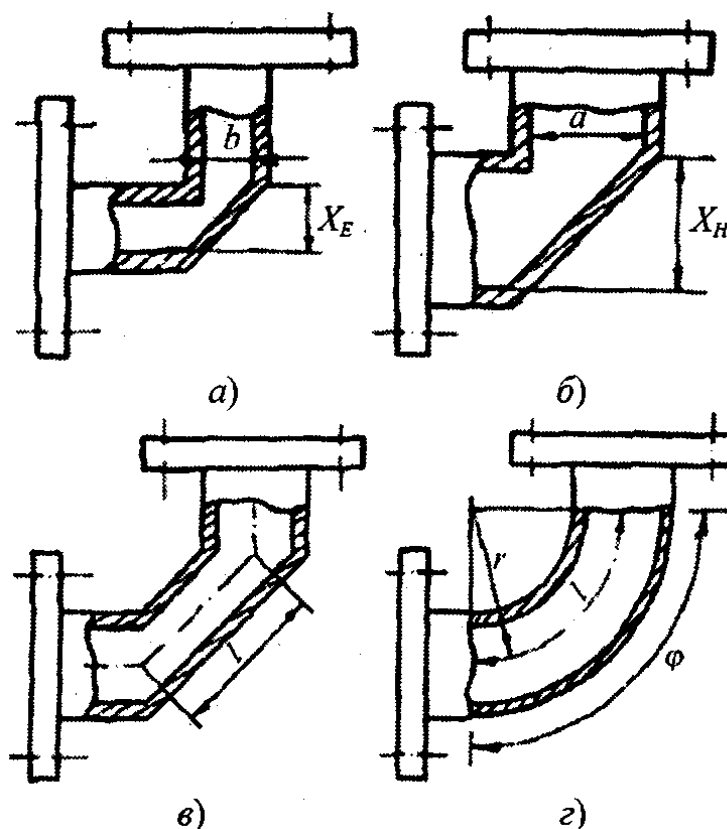


Рисунок 3.14 – Волноводные изгибы:  
*а*) – в плоскости *E*; *б*) – в плоскости *H*; *в*) в плоскости *E* с двойным изгибом; *г*) - плавный

На рис. 3.15 показаны варианты выполнения изгибов полосковых линий. Простой уголкового изгиба (рис. 3.15,а) не обеспечивает хорошего согласования. Изгиб полосковой линии на небольшой угол ( $\alpha < 30^\circ$ ) не вызывает

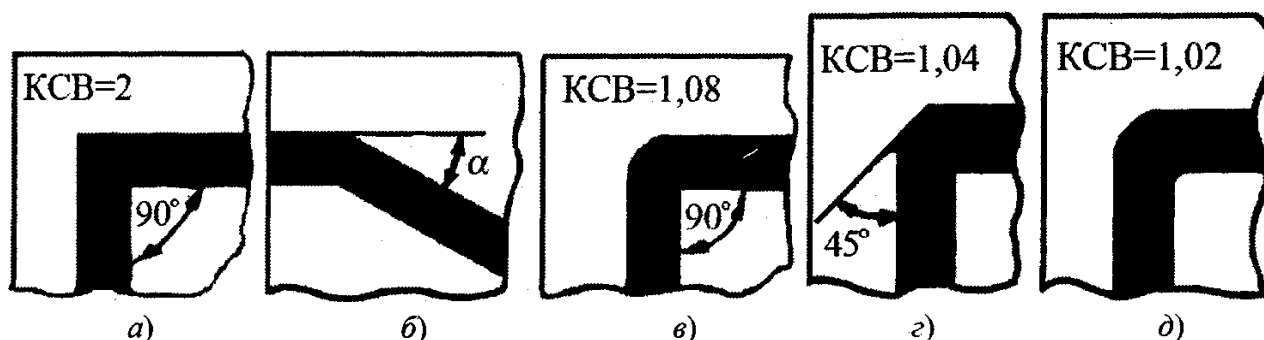


Рисунок 3.15 – Полосковые изгибы:

а), б) – простой; в) - скругленный; г) – с согласующим срезом;  
 д) - плавный

заметных отражений (рис. 3.15,б). На практике чаще всего используют скругленный (рис. 3.15,в) или подрезанный (рис. 3.15,г) изгибы. Для них  $k_{CB} = 1,08$  и  $k_{CB} = 1,04$  соответственно. Лучшие результаты по согласованию дает плавный изгиб (рис. 3.15,д), для которого  $k_{CB} = 1,02$ . Однако он имеет большие размеры по сравнению с подрезанным уголкового изгибом.

### 3.7 Переходы между линиями передачи СВЧ

Очень распространенными узлами трактов СВЧ являются переходы с одной линии передачи на другую, которые называют также возбудителями волны заданного типа. При проектировании переходов основное внимание уделяется достижению хорошего качества согласования в полосе частот при обеспечении необходимой электрической прочности.

Рассмотрим характерные конструкции переходов.

Возбуждение прямоугольного волновода с волной типа  $H_{10}$  от коаксиального волновода с  $T$ -волной производится с помощью **коаксиально-волноводных переходов** (рис. 3.16). 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. 3.16, 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. 3.16, б), однако даже при самом тщательном подборе расстояний  $l$  и  $l_{III}$  рабочая полоса частот составляет около 7%.

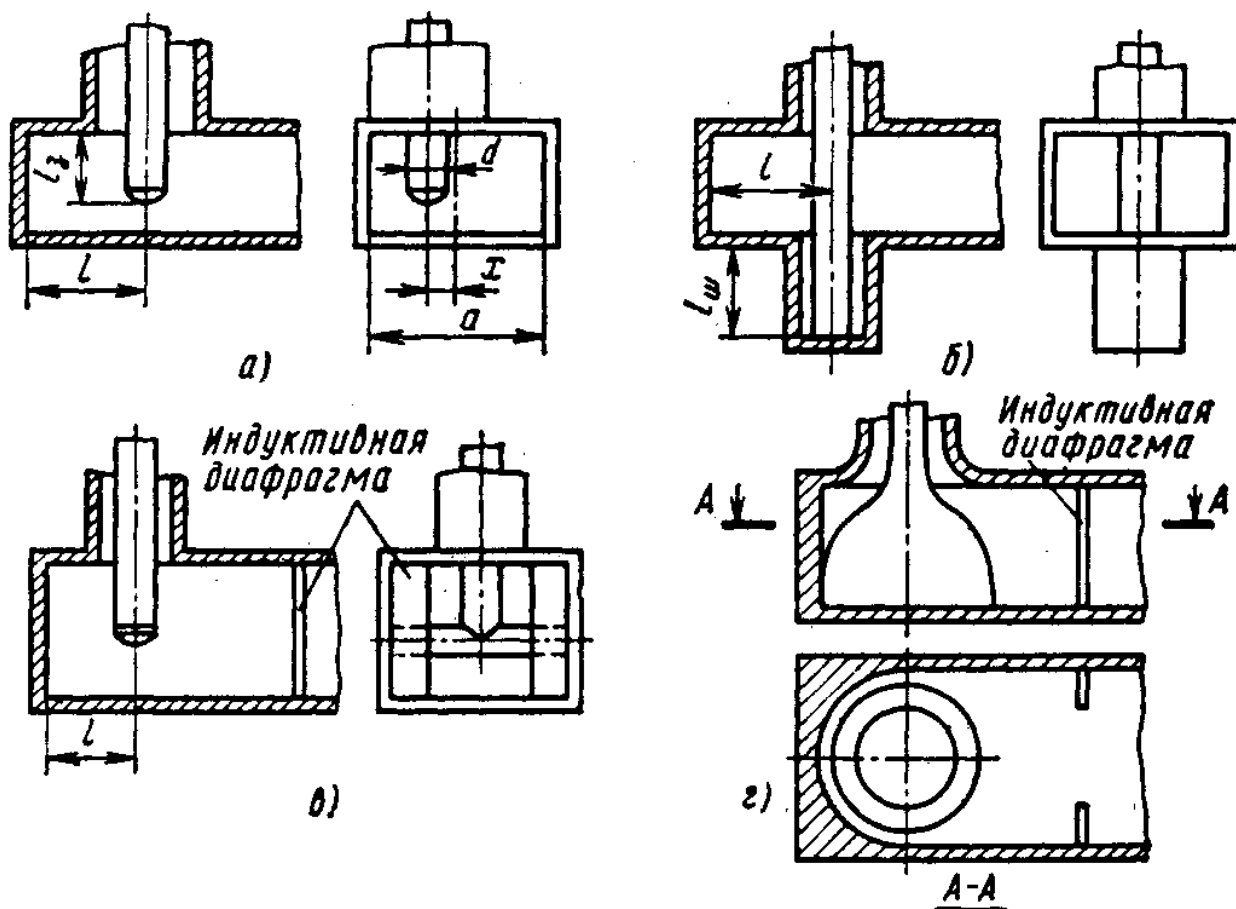


Рисунок 3.17 – Коаксиально – волноводные переходы:

- а) – зондовый; б) – с коаксиальным шлейфом;  
 в) – с поперечным стержнем; г) – “пуговичный”

Лучшие результаты по согласованию и электропрочности имеет *переход с поперечным стержнем* (рис. 3.16, в), дополненный согласующей индуктивной диафрагмой. В таком переходе достижима относительная полоса частот согласования около 15%. Максимальные широкополосность (около 20% при КБВ не менее 0,95) и электропрочность достигаются в коаксиально-волноводных переходах так называемого *пуговичного* типа (рис. 3.16, г), требующих, однако, тщательного подбора формы проводников в сочетании с дополнительной подстройкой согласования с помощью индуктивной диафрагмы.

Применение коаксиально-волноводных переходов для возбуждения волны  $E_{01}$  в круглом волноводе показано на рис. 3.17 на примере вращающегося сочленения. Короткие отрезки коаксиального волновода с  $T$ -волной обеспечивают фильтрацию волн высших типов и исключают возможность возбуждения в круглом волноводе паразитной волны  $H_{11}$  (эта волна более

низкого типа, чем волна  $E_{01}$ ). Соединение вращающихся частей круглого волновода осуществляют с помощью коаксиального дросселя длиной  $\lambda_B/2$ .

**Возбуждение волны низшего типа  $H_{11}$  в круглом волноводе** возможно с помощью плавного перехода с постепенной деформацией поперечного сечения от прямоугольного волновода к круглому (рис. 3.18, а). Если длина такого перехода превышает  $\lambda_B$ , то отражения в широкой полосе частот оказываются незначительными. В более компактном узкополосном переходе, показанном на рис. 3.18, б, сочленение соосных прямоугольного и круглого волноводов осуществляется через согласующую четвертьволновую вставку с овальной формой поперечного сечения.

Возбуждение волны  $H_{11}$  в круглом волноводе может производиться от прямоугольного волновода через отверстие в боковой стенке [2]. Если широкие стенки прямоугольного волновода ориентированы параллельно оси круглого волновода, то в круглом вол-

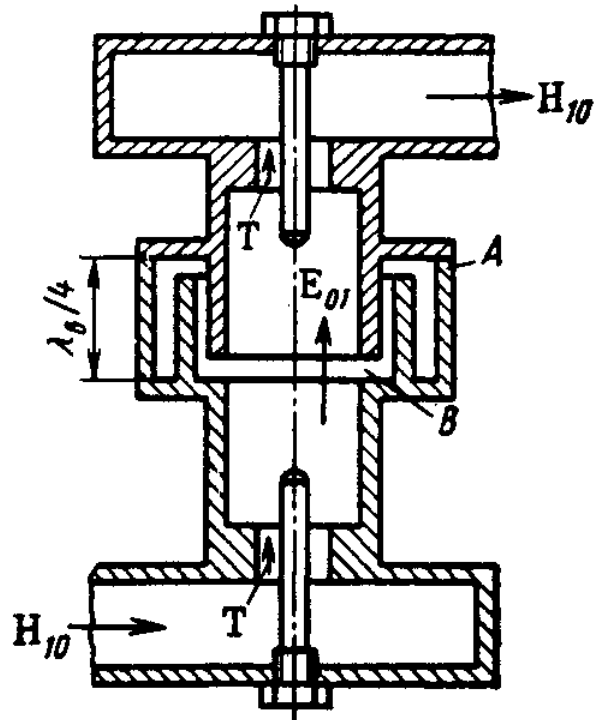


Рисунок 3.17 – Волноводное вращающееся соединение с волной типа  $E_{01}$

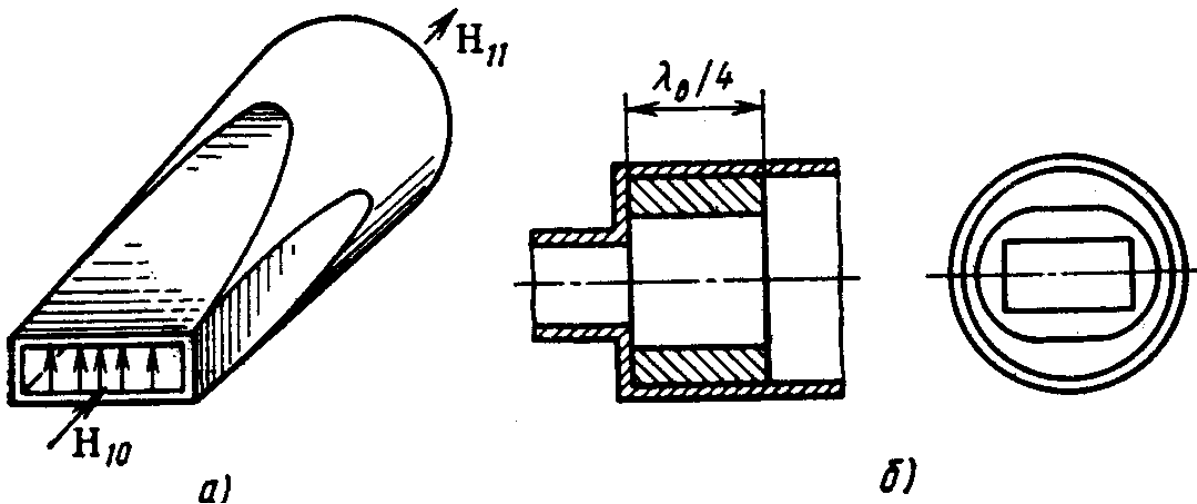


Рисунок 3.18 – Соосные переходы от прямоугольного волновода с волной  $H_{10}$  к круглому волноводу с волной  $H_{11}$

новом возбуждаются волны  $H_{11}$ , распространяющиеся в обе стороны от отвления с одинаковыми фазами.

Определенные трудности, связанные с достижением хорошего качества согласования в широкой полосе частот, возникают также при выполнении пе-

переходов от полосковых линий передачи к коаксиальным и прямоугольным волноводам.

*Коаксиально-полосковые переходы* в зависимости от взаимного распо-

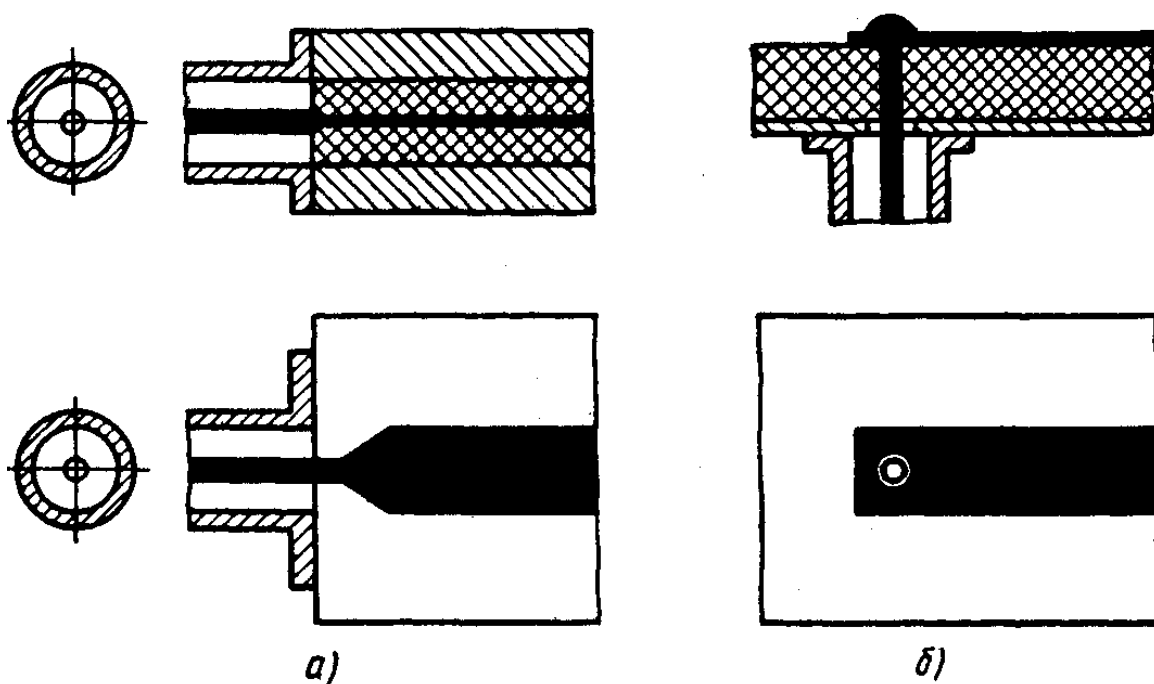


Рисунок 3.19 – Коаксиально – полосковые переходы

ложения соединяемых проводников могут быть *соосными* или *перпендикулярными* (рис. 3.19). Для уменьшения нерегулярности в области сочленения внутренний диаметр внешнего 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. 3.19,а).

Согласование перпендикулярного коаксиально-полоскового перехода (рис. 3.19,б) осуществляют подбором диаметра соединительного штыря, про-

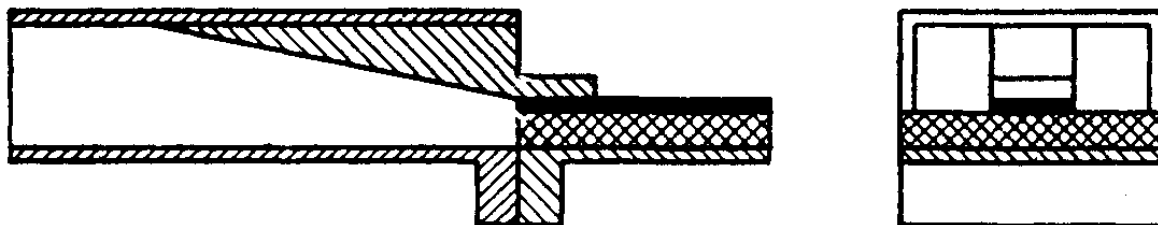


Рисунок 3.20 – Волноводно – полосковый переход

ходящего через диэлектрическое основание, а также размеров коаксиальной диафрагмы на выходе из коаксиальной линии и короткого разомкнутого шлейфа из отрезка полоскового проводника.

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

**переходами.** Соединение полосковой линии с прямоугольным волноводом может быть выполнено через плавный или ступенчатый переход на П - образном волноводе (рис. 3.20). В такой конструкции перехода обеспечивается широкополосное согласование прямоугольного волновода с полосковой линией передачи и устраняется паразитное излучение из открытого конца волновода.

## 4 ПРИНЦИПЫ СОГЛАСОВАНИЯ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ С НАГРУЗКОЙ

### 4.1 Цели согласования

На практике чаще всего длинные линии используются для передачи мощности от генератора к нагрузке. Для этого предпочтительным является режим бегущей волны. Для обеспечения этого режима необходимо, чтобы сопротивление нагрузки  $Z_H = R_H + jX_H$  удовлетворяло двум условиям: активная часть нагрузки  $R_H$  должна равняться волновому сопротивлению линии:

$$R_H = W, \quad (4.1)$$

а реактивная часть нагрузки  $X_H$  должна равняться нулю:

$$X_H = 0. \quad (4.2)$$

Если сопротивление нагрузки удовлетворяет условиям (4.1), (4.2), то говорят, что линия согласована с нагрузкой.

Общий принцип согласования комплексных сопротивлений состоит в том, что в линию дополнительно включается согласующий элемент, отражение от которого компенсирует отражение от нагрузки. При этом стремятся, чтобы согласующий элемент был расположен как можно ближе к нагрузке. Это делается для уменьшения длины несогласованного участка линии от нагрузки до согласующего элемента. Включение в линию согласующего элемента преследует следующие цели:

- увеличение мощности, передаваемой в нагрузку;
- увеличение электрической прочности линии;
- увеличение КПД линии;
- устранение вредного влияния отраженной волны на генератор;
- расширения рабочей полосы частот.

В режиме смешанных волн в линии происходит чередование максимумов и минимумов напряжения. В местах максимумов напряжения облегчаются условия для электрического пробоя. Устранение отраженной волны приводит к уменьшению напряжения в максимуме. Поэтому по такой линии можно передать большую мощность или увеличить ее электрическую прочность.

Ранее установлено, что КПД тем выше, чем лучше согласована линия с нагрузкой, т.е. чем меньше модуль коэффициента отражения  $|\Gamma|$ .

Отраженная от нагрузки волна направляется в генератор и может существенно повлиять на режим его работы. Например, недостаточное согласование генератора с линией передачи может привести к изменению частоты генерируемых колебаний, уменьшению выходной мощности генератора или к полному срыву процесса генерации. Требования к коэффициенту стоячей волны  $k_{СВ}$  на выходе генератора определяются типом этого генератора.

Для согласования комплексных нагрузок используются различные согласующие устройства, которые по соображениям сохранения высокого КПД тракта выполняются чаще всего из реактивных элементов.

## 4.2 Способы узкополосного согласования

Узкой принято считать полосу частот  $2\Delta f$  составляющую единицы процентов от средней частоты  $f_0$ . В этой полосе должен быть обеспечен допустимый уровень согласования  $k_{св} \leq k_{св \text{ доп}}$ . Типичный график зависимости  $k_{св}$  тракта от частоты представлен на рис. 4.1. Конкретное значение  $k_{св}$  определяется назначением и типом тракта, условиями его эксплуатации и лежит обычно в пределах 1,02 - 2.

В узкой полосе частот в качестве согласующих элементов используются следующие устройства: четвертьволновый трансформатор; последовательный шлейф; параллельный шлейф; два и три последовательных или параллельных шлейфа.

Такие согласующие устройства используются в линиях передачи различных типов (двухпроводных, коаксиальных, полосковых, волноводных и др.). Тип линии передачи определяет конкретную конструкторскую реализацию этих устройств.

**Четвертьволновый трансформатор.** Это устройство представляет собой четвертьволновый отрезок линии с волновым сопротивлением  $W_{тр} \neq W$ , включенным в разрыв основной линии передачи. Найдем место включения трансформатора в линию и его волновое сопротивление. Принцип работы такого согласующего устройства основан на трансформирующем свойстве четвертьволнового отрезка линии, которое в рассматриваемом случае примет вид

$$Z_{вх}(z_0)Z_{вх}(z_0 + \lambda_{л}/4) = W_{тр}^2,$$

где  $Z_{вх}(z_0)$  - входное сопротивление линии, нагруженной сопротивлением нагрузки  $Z_H$ , в месте подключения трансформатора  $z_0$  (рис. 4.2);

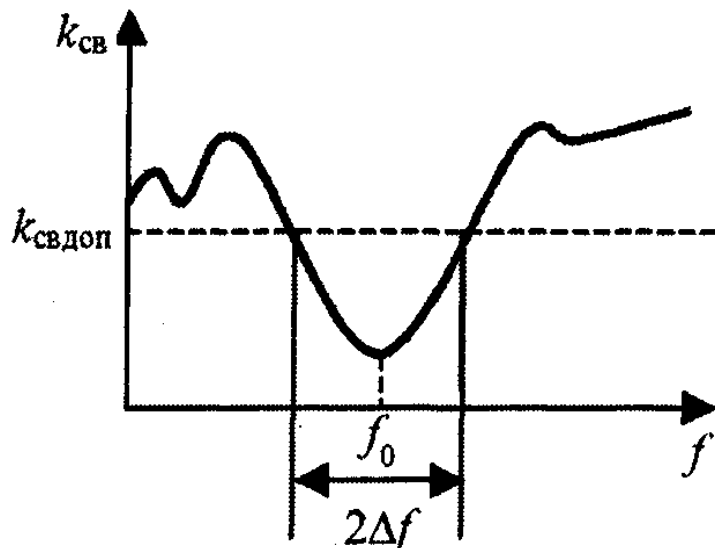


Рисунок 4.1 – Типичная зависимость  $k_{св}$  тракта от частоты

$Z_{\text{BX}}(z_0 + \lambda_n/4)$  - входное сопротивление четвертьволнового трансформатора в сечении  $(z_0 + \lambda/4)$  с подключенным к нему отрезком линии длиной  $z_0$ , нагруженной сопротивлением нагрузки  $Z_{\text{H}}$ .

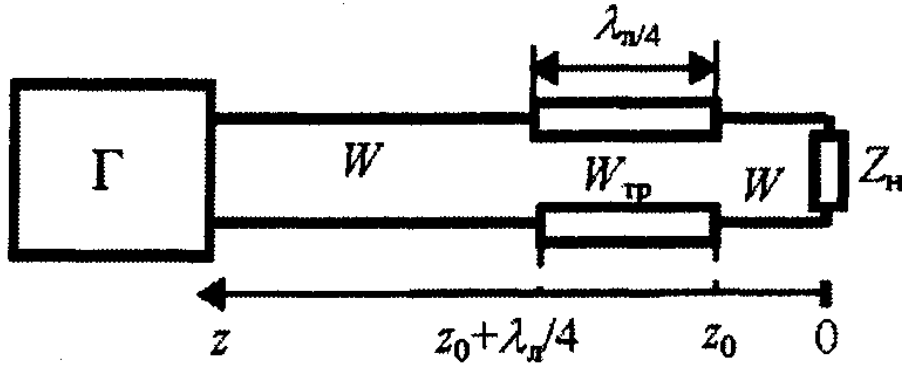


Рисунок 4.2 – Согласование с нагрузкой с помощью четвертьволнового трансформатора

Условия согласования (4.1), (4.2) требуют, чтобы  $Z_{\text{BX}}(z_0 + \lambda_n/4) = W$ , т.е.  $Z_{\text{BX}}(z_0)W = W_{\text{тp}}^2$ .

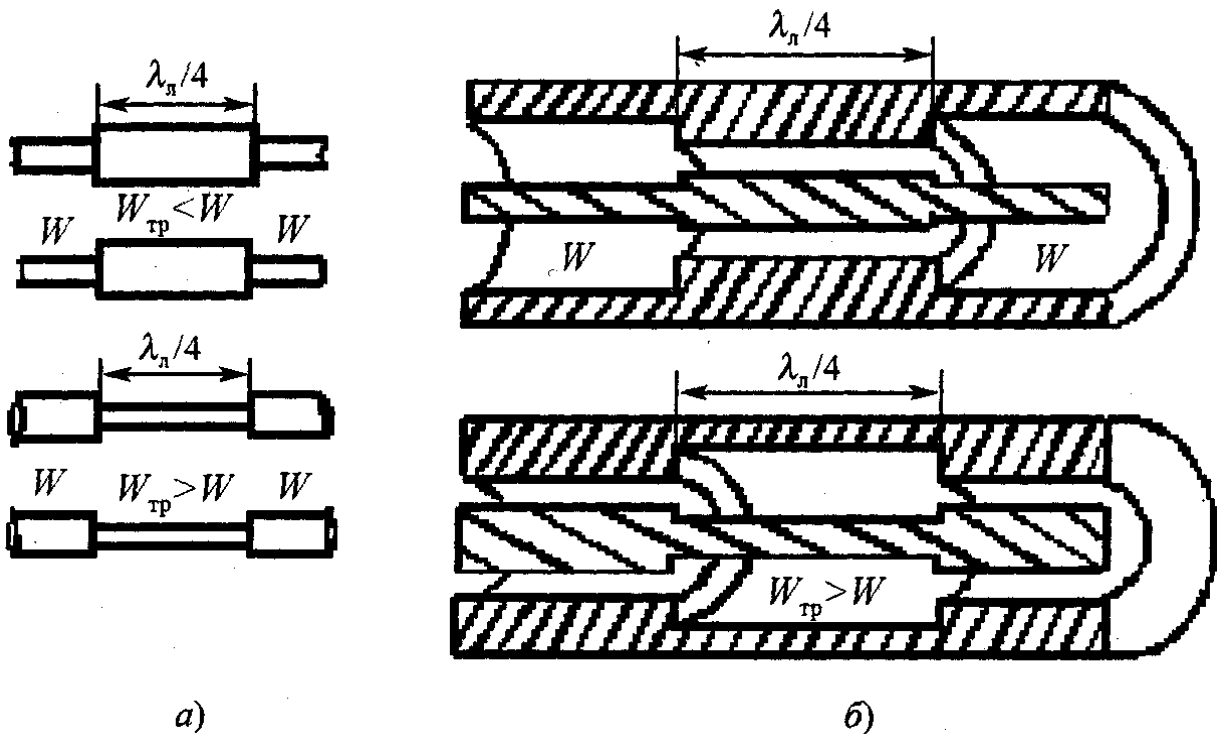


Рисунок 4.3 – Четверть – волновые трансформаторы: а) – на двухпроводной линии; б) – на коаксиальном волноводе

Отсюда следует, что  $Z_{\text{BX}}(z_0)$  должно быть чисто действительной величиной:

$$Z_{\text{BX}}(z_0) = R_{\text{BX}}(z_0).$$

**Таким образом, четвертьволновый трансформатор для согласования может включаться в таких сечениях линии, в которых входное сопротивление линии чисто активное.** Входное сопротивление линии чисто активное в сечениях линии, в которых напряжение достигает максимума или минимума. Поэтому четвертьволновый трансформатор включается в максимумах или минимумах напряжения, и его волновое сопротивление определяется соотношением

$$W_{\text{ТР}} = \sqrt{W \cdot R_{\text{ВХ}}(z_0)}.$$

В максимумах напряжения  $R_{\text{ВХ}} = W \cdot k_{\text{СВ}}$ , поэтому при включении трансформатора в максимум напряжения его волновое сопротивление  $W_{\text{ТР}} > W$ . В минимумах напряжения  $R_{\text{ВХ}} = W / k_{\text{СВ}}$ , поэтому при включении трансформатора в минимум напряжения  $W_{\text{ТР}} < W$ . Таким образом, выбор места включения трансформатора (максимум или минимум напряжения) определяет соотношение его волнового сопротивления с волновым сопротивлением линии, а это, в свою очередь, определяет соотношение геометрических размеров поперечного сечения трансформатора и линии.

На рис. 4.3 представлены варианты исполнения четвертьволнового трансформатора на основе двухпроводной и коаксиальной линий для двух рассмотренных случаев. Из рисунка следует, что в конструкторском отношении предпочтительнее вариант  $W_{\text{ТР}} < W$ .

На рис. 4.4 представлены эпюры напряжения в линии без согласующего устройства и с согласующими четвертьволновыми трансформаторами ( $W_{\text{ТР}} > W$  и  $W_{\text{ТР}} < W$ ).

**Последовательный шлейф.** Согласующее устройство в виде последовательного шлейфа представляет собой отрезок обычно короткозамкнутой линии длиной  $l_{\text{Ш}}$  с волновым сопротивлением  $W$ , который включается в разрыв одного из проводов линии (рис. 4.5). Согласование достигается подбором места включения шлейфа в линию  $z_{\text{Ш}}$  и длины шлейфа  $l_{\text{Ш}}$ . Найдем  $z_{\text{Ш}}$  и  $l_{\text{Ш}}$  из условия согласования линии в сечении  $z_{\text{Ш}}$ . В этом сечении входное реактивное сопротивление шлейфа  $jX_{\text{Ш}}(l_{\text{Ш}})$  включено последовательно с входным сопротивлением линии  $Z_{\text{ВХ}}(z_{\text{Ш}}) = R_{\text{ВХ}}(z_{\text{Ш}}) + jX_{\text{ВХ}}(z_{\text{Ш}})$ . Сумма этих сопротивлений должна быть равна волновому сопротивлению линии:

$$Z_{\text{ВХ}}(z_{\text{Ш}}) + jX_{\text{Ш}}(l_{\text{Ш}}) \equiv R_{\text{ВХ}}(z_{\text{Ш}}) + jX_{\text{ВХ}}(z_{\text{Ш}}) + jX_{\text{Ш}}(l_{\text{Ш}}) = W.$$

Отсюда находим

$$R_{\text{ВХ}}(z_{\text{Ш}}) = W, \quad X_{\text{Ш}}(l_{\text{Ш}}) = -X_{\text{ВХ}}(z_{\text{Ш}}). \quad (4.3)$$

Из (4.3) можно найти  $z_{\text{Ш}}$  и  $l_{\text{Ш}}$ . Расчетные соотношения могут быть представлены в виде

$$z_{\text{Ш}} = (1/\beta) \operatorname{arctg}(1/\sqrt{k_{\text{СВ}}}), \quad l_{\text{Ш}} = (1/\beta) \operatorname{arctg}\left((k_{\text{СВ}} - 1)/\sqrt{k_{\text{СВ}}}\right), \quad \beta = 2\pi/\lambda.$$

Таким образом, из этих соотношений следует, что последовательный шлейф необходимо включать в таком сечении линии, где активная



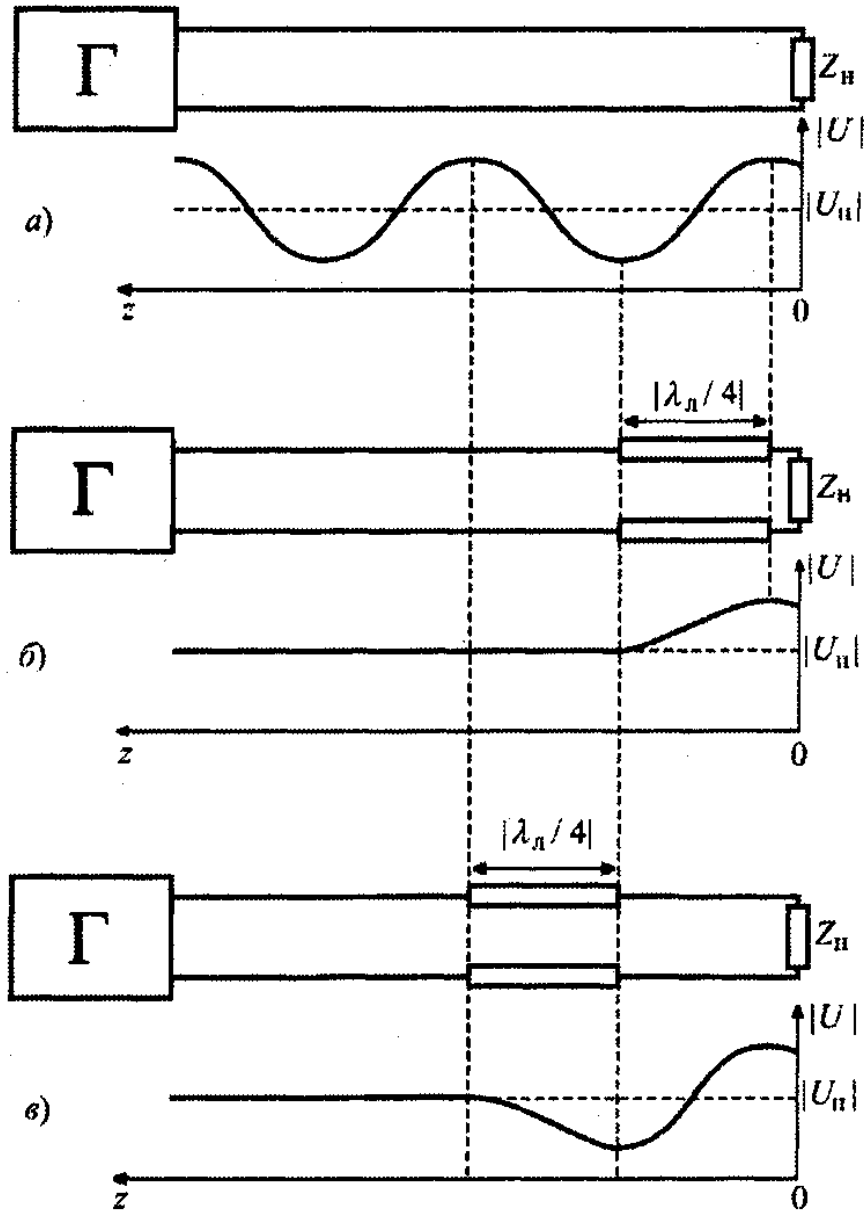


Рисунок 4.4 – Эпюры напряжения в линии:

а) – с комплексной нагрузкой; б) - с комплексной нагрузкой и трансформатором  $W_{TP} > W$ ; в) - с комплексной нагрузкой и трансформатором  $W_{TP} < W$

часть ее входного сопротивления равна волновому сопротивлению линии. Длину шлейфа следует подбирать такой, чтобы его реактивное сопротивление было равно по величине и противоположно по знаку реактивной части входного сопротивления линии в месте включения шлейфа.

*Недостаток такого способа согласования состоит в том, что при изменении нагрузки изменяется не только длина шлейфа, но и место его включения в линию. Конструктивно это крайне неудобно.*

**Параллельный шлейф.** Согласующее устройство в виде параллельного шлейфа показано на рис. 4.6. Как и в предыдущем случае, согласование

достигается подбором места включения шлейфа  $z_{ш}$  в линию и длины шлейфа  $l_{ш}$ .

Условие согласования имеет вид

$$Y_{вх}(z_{ш}) + iB_{ш}(l_{ш}) = 1/W,$$

где  $Y_{вх}(z_{ш}) = 1/[Z_{вх}(z_{ш})] = G_{вх}(z_{ш}) + iB_{вх}(z_{ш})$  - входная про-

водимость линии в месте подключения шлейфа;  $G_{вх}$ ,  $B_{вх}$  - активная и реактивная части входной проводимости линии;  $B_{ш}(l_{ш})$  - реактивная проводимость шлейфа длиной  $l_{ш}$ . Отсюда находим

$$G_{вх}(z_{ш}) = 1/W, \quad (4.4)$$

$$B_{ш}(l_{ш}) = -B_{вх}(z_{ш}). \quad (4.5)$$

Из (4.4) можно найти  $z_{ш}$ , а из (4.5) -  $l_{ш}$ , Расчетные соотношения могут быть представлены в виде

$$z_{ш} - z_{\max} = (1/\beta) \operatorname{arctg}(1/\sqrt{k_{св}}), \quad l_{ш} = (1/\beta) \operatorname{arctg}(\sqrt{k_{св}}/(k_{св} - 1)), \quad \beta = 2\pi/\lambda_{л},$$

где  $z_{\max}$  - расстояние от нагрузки до первого максимума натяжения.

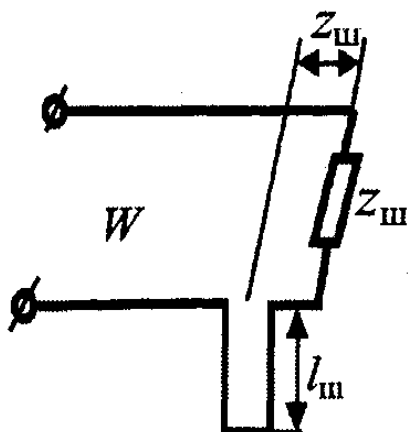


Рисунок 4.5 – Согласующий последовательный короткозамкнутый шлейф

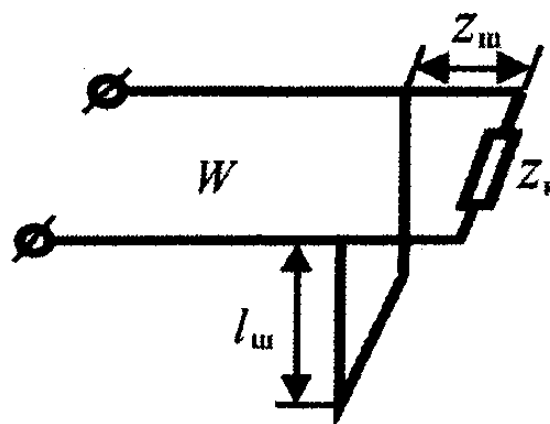


Рисунок 4.6 – Согласующий параллельный короткозамкнутый шлейф

Таким образом, из (4.4), (4.5) следует, что параллельный шлейф нужно включать в таком сечении линии, в котором активная часть входной проводимости линии равна волновой проводимости, а длину шлейфа следует выбирать так, чтобы его реактивная проводимость компенсировала реактивную часть входной проводимости линии.

Недостатки параллельного шлейфа такие же, как и у последовательного: при изменении нагрузки изменяется длина шлейфа и место его включения в линию. В экранированных линиях менять место включения шлейфа конструктивно неудобно, поэтому в качестве согласующего устройства приме-

няют два и три последовательных или параллельных шлейфа. Однако в двухпроводной линии параллельный шлейф может быть сделан подвижным, т.е. перемещающимся вдоль линии.

Конкретная конструкторская реализация согласующих устройств на основе шлейфов определяется типом используемой линии передачи.

### 4.3 Способы широкополосного согласования

На практике применяются сочленения и элементы тракта, предназначенные для работы в полосе частот 10% и более. Такую полосу частот принято называть широкой, а устройства, работающие в такой полосе, - широкополосными. В технических требованиях к этим устройствам указывается полоса частот (см. рис. 4.1) и допустимое рассогласование  $k_{\text{СВ}} \leq k_{\text{СВ доп}}$  в этой полосе. Задача широкополосного согласования возникает, например, при необходимости стыковки линий передачи с различными размерами или формами поперечных сечений, а также при работе тракта с широкополосными сигналами, например, линейно-частотно-модулированными или шумоподобными.

Основными широкополосными согласующими устройствами являются:

- широкополосные частотные компенсаторы;
- ступенчатые трансформаторы;
- неоднородные линии или плавные переходы.

Рассмотрим принцип работы каждого из этих устройств.

**Принцип частотной компенсации** состоит во взаимной компенсации частотных изменений сопротивления нагрузки и согласующих элементов. Он применим в том случае, когда значения  $G_H$  в рабочей полосе частот близки к волновой проводимости линии  $1/W$ , а рассогласование линии обусловлено большим изменением реактивной проводимости нагрузки  $B_H$ . Эти изменения можно компенсировать за счет подбора необходимого закона частотного изменения сопротивления согласующих элементов [1].

**Ступенчатые трансформатор** применяются для согласования линии с активной нагрузкой или нагрузкой, имеющей небольшую реактивную составляющую. Например, согласование при сочленении двух линий передачи с различными волновыми сопро-

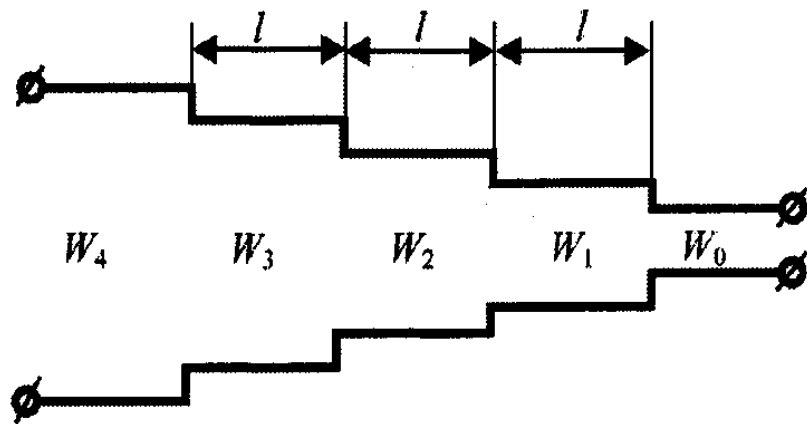


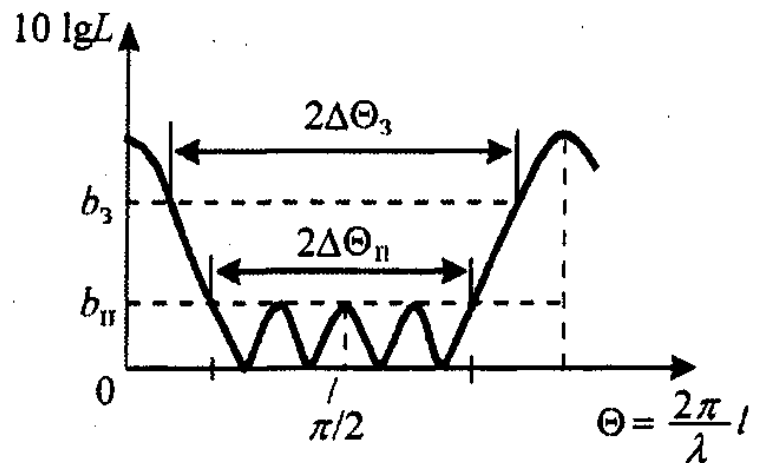
Рисунок 4.7 – Ступенчатый трансформатор

тивлениями достигается с помощью промежуточного нерегулярного отрезка линии, называемого *трансформатором* или *переходом*. Ступенчатые трансформаторы представляют собой каскадное включение отрезков линий передачи с различными волновыми сопротивлениями (рис. 4.7), но имеющими одинаковую длину  $l$ . Волновые сопротивления соседних ступенек отличаются на небольшую величину, и отражения от них невелики. Принцип работы ступенчатого трансформатора заключается в том, что всегда найдутся хотя бы две ступеньки, отражение от которых компенсируется. Чем больше ступенек, тем лучше согласование и шире полоса пропускания. Структура трансформатора определяется числом ступенек  $n$ , длиной ступеньки  $l$  и отношением волновых сопротивлений соседних ступенек. Свойства трансформатора описываются его частотной характеристикой, которая представляет собой зависимость рабочего затухания  $L$  от частоты. Под рабочим затуханием понимают величину

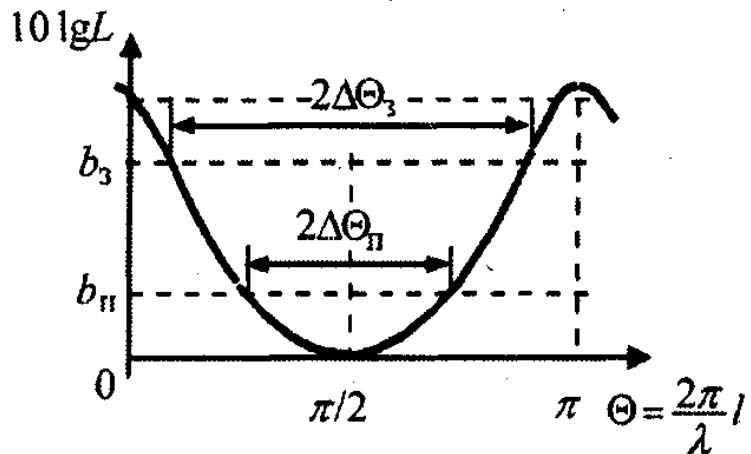
$$L = P_{\text{вх}} / P_{\text{вых}} \text{ или } L(\text{д.})$$

где  $P_{\text{вх}}$ ,  $P_{\text{вых}}$  - мощность на входе и выходе трансформатора соответственно.

Затухание в трансформаторе определяется отражениями от его входа в полосе частот. При этом в качестве аргумента функции рабочего затухания  $L$  берут величину  $\theta = 2\pi l / \lambda = 2\pi f l / c$ , где  $c$  - скорость света в вакууме. Поэтому частотная характеристика трансформатора представляет собой зависимость рабочего затухания  $L$  от электрической длины ступеньки.



а)



б)

Рисунок 4.8 – Частотные характеристики ступенчатых переходов:

а) - чебышевская; б) – максимально плоская

Определение структуры трансформатора по заданной полосе частот  $2\Delta f$  и допустимому рассогласованию  $k_{св доп}$  является задачей синтеза согласующего устройства.

Наибольшее распространение на практике имеют трансформаторы с частотными характеристиками двух типов: чебышевская характеристика и максимально плоская характеристика. **Чебышевская характеристика описывается полиномами Чебышева и имеет вид**

$$L = 1 + h^2 T_n^2(t \cos \theta),$$

где  $h, t$  - масштабные коэффициенты;  $T_n$  - полином Чебышева первого рода  $n$ -го порядка;  $n$  - число ступенек трансформатора.

Типичный график чебышевской характеристики при  $n=3$  представлен на рис. 4.8,а. На рисунке обозначено:  $b_n$  - затухание в полосе пропускания  $2\Delta\theta_{п}$ ,  $b_3$  - затухание в полосе заграждения  $2\Delta\theta_3$ . Характерным для чебышевских характеристик является наличие равноамплитудных осцилляций, количество которых  $n+1$  на единицу превышает число ступенек трансформатора.

**Максимально плоская характеристика описывается функцией вида**

$$L = 1 + h^2 (t \cos \theta)^{2n}.$$

График максимально плоской характеристики показан на рис. 4.8,б). Следует отметить, что основное отличие трансформаторов с чебышевской и максимально плоской характеристиками состоит в том, что при одинаковых параметрах перехода ( $b_n, 2\Delta\theta_{п}, b_3, 2\Delta\theta_3$ ) трансформатор с максимально плоской характеристикой имеет большую длину, но более линейную фазочастотную характеристику.

Из выражений, определяющих функции рабочего затухания  $L$ , следует, что относительно аргумента  $\theta$  они периодические с периодом  $n$ . Практически используется лишь первый период функции, для которого длины ступенек получаются наименьшими.

**Плавные переходы** используются также для согласования активных нагрузок и могут рассматриваться как предельный случай ступенчатого перехода при увеличении числа ступенек  $n$  до бесконечности и неизменной длине перехода.

Частотные характеристики плавных переходов неперiodические. Наиболее часто употребляются на практике экспоненциальный переход, че-

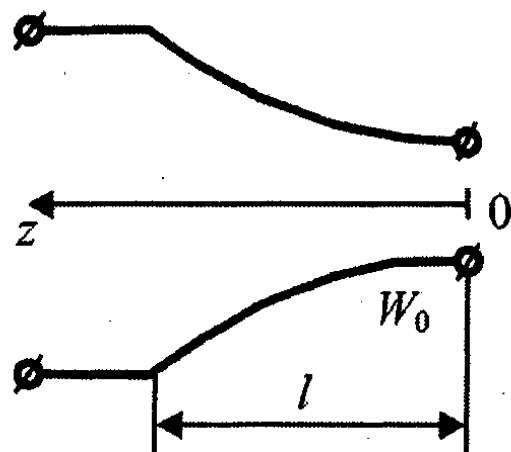


Рисунок 4.9 – Плавный переход в виде экспоненциальной линии

бышевский переход и вероятностный переход, являющийся предельным случаем ступенчатого перехода с максимально плоской характеристикой.

Плавный переход, по существу, является нерегулярной двухпроводной линией передачи, в которой погонные параметры и волновое сопротивление являются функцией продольной координаты. Все входящие в эти уравнения величины зависят от  $z$ . В частности, для двухпроводной экспоненциальной линии (рис. 4.9) при увеличении  $z$   $|Z_1|$  растет, а  $|Y_1|$  уменьшается. Это обусловлено увеличением погонной индуктивности  $L_1$  и уменьшением погонной емкости  $C_1$ , вызванными увеличением расстояния между проводами. Можно подобрать геометрию линии так, чтобы оставалась

постоянной вдоль линии величина  $\gamma = \sqrt{Z_1 Y_1}$ . Можно показать, что волновое сопротивление в такой линии изменяется по экспоненциальному закону:

$$W = W_0 e^{bz}, \quad b \neq 0,$$

где  $W_0$  - волновое сопротивление в начале линии;  $b$  - коэффициент, определяющий скорость изменения волнового сопротивления вдоль линии.

Подбирая значения  $W_0$  и  $b$ , можно обеспечить широкополосное согласование. Эффективность согласования зависит от скорости изменения волнового сопротивления вдоль линии. Чем медленнее изменяется  $W$ , тем шире полоса согласования и больше длина перехода.

Недостатком плавных экспоненциальных переходов является их большая длина при значительных перепадах волнового сопротивления.

Сравнение ступенчатых и плавных переходов показывает, что при одинаковых параметрах длина ступенчатого перехода заметно меньше, чем плавного. Однако при этом полоса пропускания плавного перехода гораздо шире. При повышенных требованиях к электрической точности плавный переход предпочтительнее ступенчатого. Снижение электрической прочности последнего объясняется концентрацией электромагнитного поля в местах стыков отдельных ступенек. Следует отметить, что существует теоретическое ограничение на ширину полосы согласования, которое устанавливается теоремой Фано:

$$\frac{2 \Delta f}{f_0} = \frac{-\pi}{Q \ln |\Gamma|},$$

где  $Q$  - добротность нагрузки, определяемая как отношение реактивной мощности, накапливаемой в нагрузке на средней частоте  $f_0$ , к мощности тепловых потерь. Согласование невозможно также на частотах, соответствующих бесконечно большим реактивным сопротивлениям или проводимостям нагрузки.

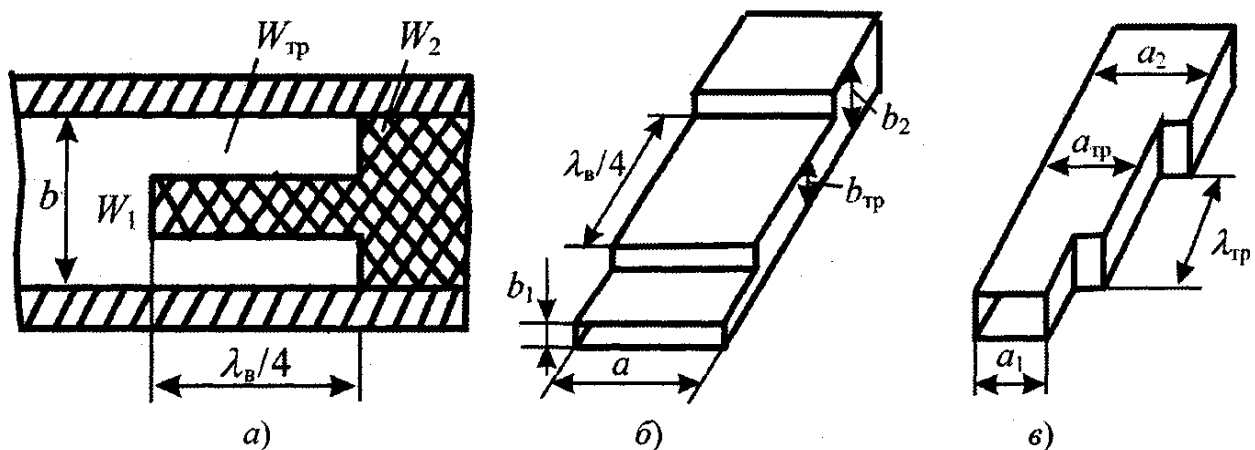
#### 4.4 Согласующие устройства в линиях передачи СВЧ

Рассмотрим согласующие устройства в линиях передачи СВЧ, наиболее распространенные на практике.

В волноводных, коаксиальных и полосковых трактах СВЧ применяются следующие типы согласующих устройств: *четвертьволновые трансформаторы, последовательные и параллельные шлейфы; ступенчатые и плавные переходы.*

Кроме того, в волноводных трактах в качестве согласующих устройств используются диафрагмы и реактивные штыри. На рис. 4.10 представлены варианты волноводного исполнения четвертьволновых трансформаторов. При переходе от волновода, заполненного диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_r$ , к пустому волноводу может быть использован трансформатор, показанный на рис. 4.10,а). Трансформатор длиной  $\lambda/4$  частично заполнен диэлектриком и имеет волновое сопротивление, равное среднему геометрическому волновых сопротивлений соединяемых волноводов:

$$W_{\text{тр}} = \sqrt{W_1 W_2}, \quad W = W_{H_{10}} \pi b / (2a).$$



**Рисунок 4.10 – Четвертьволновые трансформаторы в волноводном исполнении для согласования:**

**а) – волноводов с различным диэлектрическим заполнением; б) – волноводов с различными размерами узких стенок; в) – волноводов с различными размерами широких стенок**

На рис. 4.10,б),в) представлены четвертьволновые трансформаторы, предназначенные для согласования перехода прямоугольных волноводов с различными волновыми сопротивлениями. В частности, для волноводов с различными размерами узких стенок размер  $b_{\text{ТР}}$  определяется из условия  $b_{\text{ТР}} = \sqrt{b_1 b_2}$ , а для волноводов с различными размерами широких стенок согласование обеспечивается при  $\lambda_B / a_{\text{ТР}} = \sqrt{\lambda_{B1} \lambda_{B2} / (a_1 a_2)}$ .

На рис. 4.11 показана топология четвертьволнового трансформатора в полосковом исполнении.

Для целей согласования в трактах СВЧ используются короткозамкнутые реактивные шлейфы. Варианты исполнения шлейфов показаны на рис. 4.12.

Короткое замыкание в волноводных (рис. 4.12,а,б) и коаксиальных (рис. 4.12,в) шлейфах достигается размещением в них проводящих поршней, размеры поперечного сечения которых обеспечивают короткое замыкание стенок волновода и свобод-

ное перемещение поршня вдоль волновода (на рисунках поршни не показаны). На рис. 4.12,г-е показана топология полосковых шлейфов. Параллельный

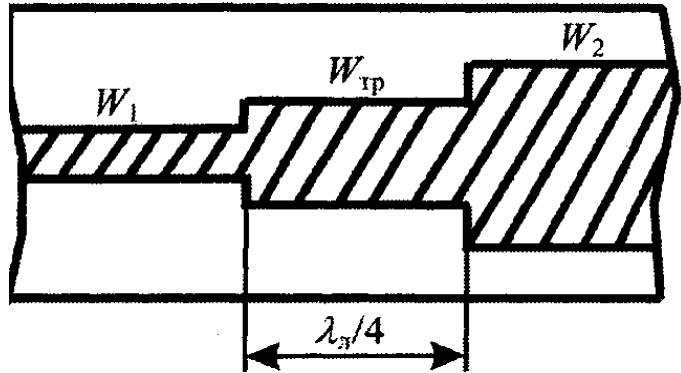


Рисунок 4.11 – Полосковый четвертьволновый трансформатор

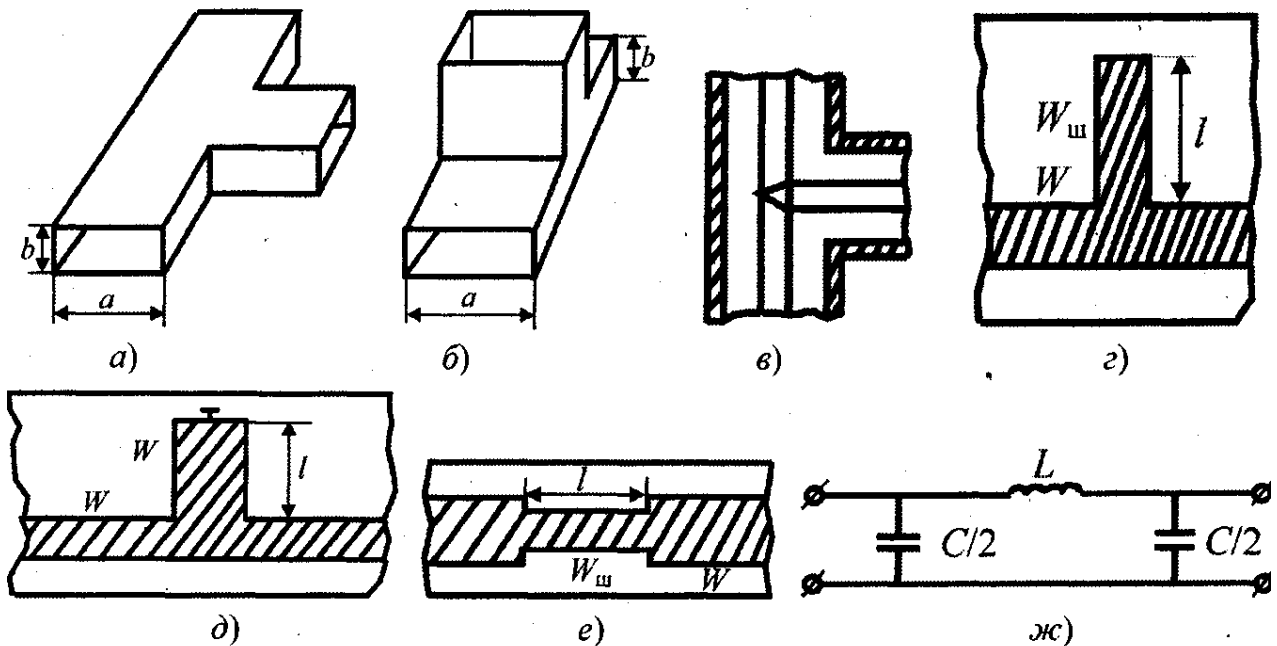


Рисунок 4.12 – Шлейфы:

а) – параллельный волноводный; б) – последовательный волноводный; в) – параллельный коаксиальный; г) – параллельный полосковый разомкнутый; д) – параллельный полосковый короткозамкнутый; е) – последовательный полосковый; ж) – эквивалентная схема последовательного полоскового шлейфа

разомкнутый шлейф (рис. 4.12,г) имеет емкостный характер входного сопротивления:  $X_{ш} = -W_{ш} \operatorname{ctg}(\beta l)$ , при  $l < \lambda_D/4$ . Параллельный короткозамкнутый шлейф (рис. 4.12,д) имеет индуктивный характер входного сопротивления

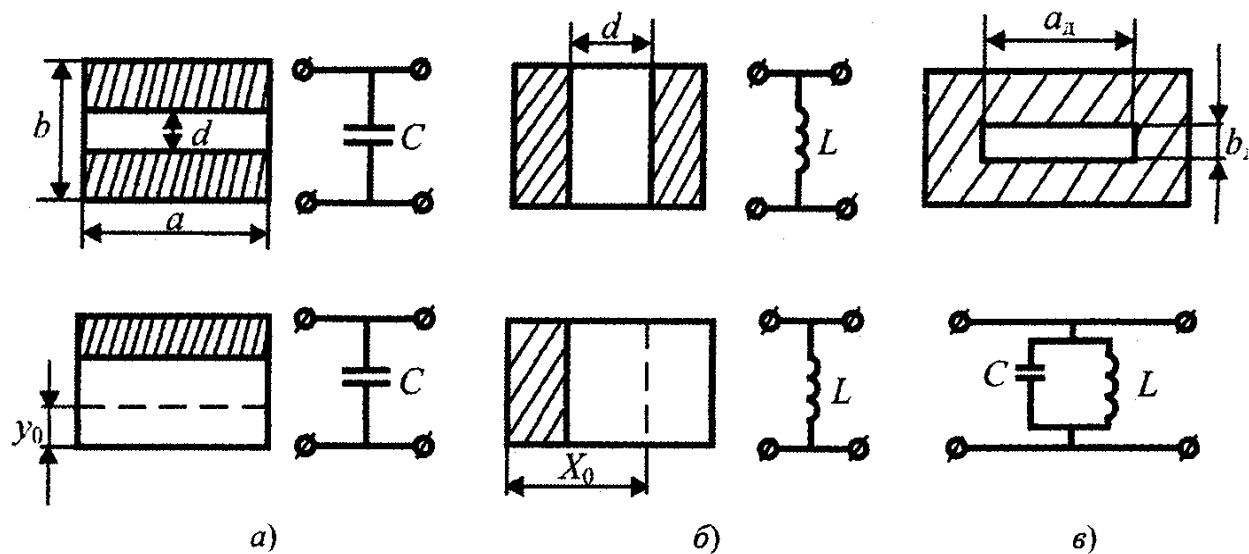


$X_{ш} = W_{ш} \operatorname{ctg}(\beta l)$ , при  $l < \lambda_{л}/4$ . Короткое замыкание достигается соединением металлической перемычкой через отверстие в подложке полоски и металлического экрана. Последовательный полосковый шлейф и его эквивалентная схема показаны на рис. 4.12, е, ж. Параметры эквивалентной схемы определяются из соотношений

$$L = \sqrt{W_{ш}^3 l \sqrt{\epsilon_r}}, \quad C = \sqrt{l \sqrt{\epsilon_r} / W_{ш}}.$$

Четвертьволновые трансформаторы и шлейфы являются узкополосными согласующими устройствами. К широкополосным согласующим устройствам относятся ступенчатые и плавные переходы. На рис. 4.10 – 4.11 показаны варианты таких устройств на основе. Диафрагмы и реактивные штыри применяемые для согласования в волн водных трактах, также являются узкополосными устройствами.

**Диафрагмой** называется тонкая металлическая перегородка, частично закрывающая поперечное сечение волновода. Различают диафрагмы *емкостные индуктивные и резонансные*. Их вид и эквивалентные схемы представлены на рис. 4.13. Нормированные значения проводимости



**Рисунок 4.13 – Диафрагмы в прямоугольном волноводе и их эквивалентные схемы:**

**а) – симметричная и несимметричная емкостные диафрагмы; б) – симметричная и несимметричная индуктивные диафрагмы; в) – резонансная диафрагма**

емкостной и индуктивной диафрагм определяются приближенными соотношениями

$$B_C \approx (4b/\lambda_g) \times \ln(\operatorname{cosec}(\pi d/2b) \operatorname{cosec}(\pi y_0/b))$$

$$B_L = -(\lambda_g/a) \operatorname{ctg}^2(\pi d/2a) \times (1 + \sec(\pi d/2a) \operatorname{ctg}^2(\pi x_0/a)).$$

Резонансная диафрагма образуется наложением емкостной и индуктивной диафрагм. Резонансная частота диафрагмы определяется приближенным соотношением

$$f_p \approx (c/2) \sqrt{(b^2 - b_d^2)/(a_d^2 b^2 - a^2 b_d^2)},$$

где  $c$  - скорость света в вакууме.

Недостаток емкостной и резонансной диафрагм состоит в том, что они значительно снижают электрическую прочность тракта.

На практике находят применение сложные многощелевые диафрагмы. Они имеют многоконтурную эквивалентную схему. Подбирая размеры и количество щелей, удастся создать требуемую частотную характеристику диафрагмы. Пример такой диафрагмы представлен на рис. 4.14.

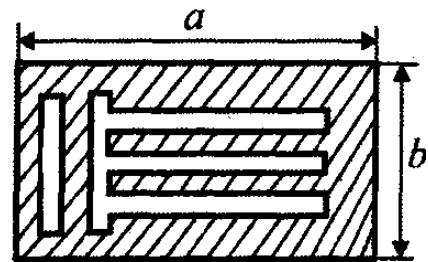


Рисунок 4.14 - Трехщелевая диафрагма

Реактивный штырь представляет собой металлический цилиндр небольшого диаметра, размещаемый в поперечном сечении волновода параллельно или перпендикулярно силовым линиям электрического поля. В зависимости от расположения штыря в поперечном сечении волновода и его размеров на эквивалентной схеме он может быть представлен индуктивностью или емкостью. На рис. 4.15 представлены реактивные штыри в волноводе и их эквивалентные

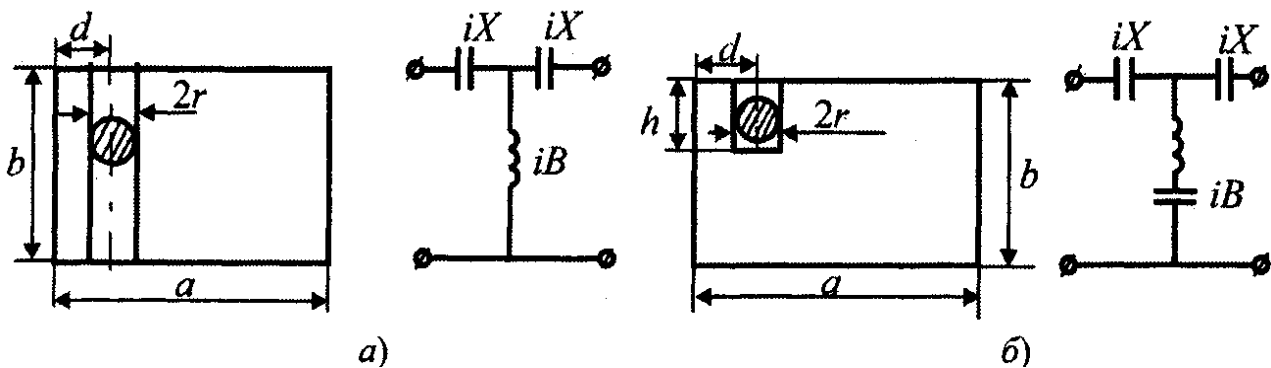
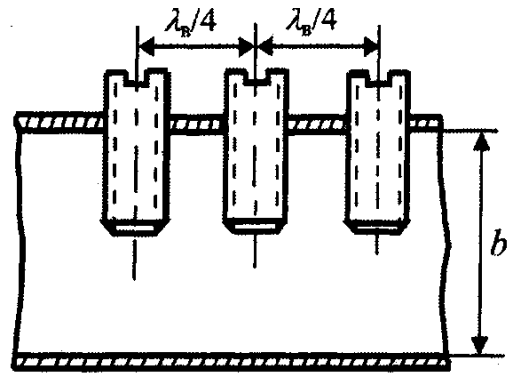


Рисунок 4.15 – Реактивные штыри в волноводе и их эквивалентные схемы: а) – индуктивный штырь; б) емкостной штырь

их эквивалентные схемы. Значения номиналов элементов эквивалентных

схем штырей определяются по формулам, имеющимся в справочной литературе. При неглубоком погружении штыря в волновод параллельно силовым линиям электрического поля он эквивалентен емкости (рис. 4.15,б). Такие штыри используются в перестраиваемом согласующем устройстве, эквивалентном трехшлейфовому согласователю (рис. 4.16). Недостаток емкостных штырей состоит в том, что они снижают электрическую прочность тракта.



**Рисунок 4.16 –  
Перестраиваемое согласо-  
ующее устройство в виде  
трех штырей в волноводе**

## 5 УСТРОЙСТВА СВЧ

### 5.1 Особенности расчета устройства СВЧ

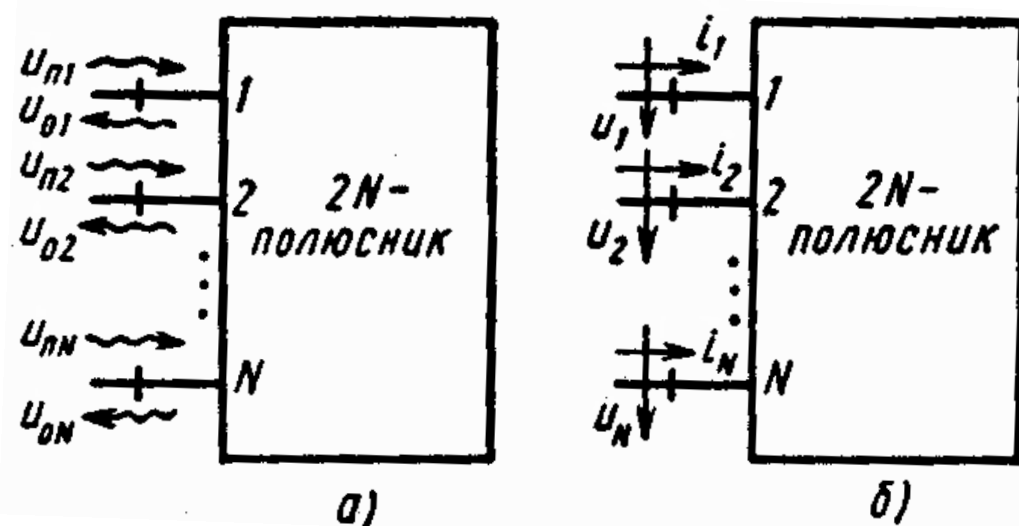
**Общие сведения.** При анализе разветвленных трактов СВЧ фундаментальное значение имеет понятие «**многополюсник СВЧ**». Под **многополюсником СВЧ** понимают любую комбинацию проводников, диэлектриков и других элементов СВЧ, имеющую несколько входов в виде поперечных сечений линий передачи с заданными типами волн в каждой линии. Сечения входов многополюсника называют **плоскостями отсчета фаз**. Положения плоскостей отсчета выбирают таким образом, чтобы нераспространяющиеся волны высших типов, принадлежащие внутреннему электромагнитному полю многополюсника, в сечениях входов были пренебрежимо малы. Это исключает возможность обмена энергией между многополюсником и остальной частью тракта иным путем, кроме переноса электромагнитных мощностей волнами заданного типа в каждой линии передачи.

Каждому входу многополюсника СВЧ приписывают некую фиктивную пару полюсов в подводящей линии передачи, хотя для многих типов линий (например, волноводов или поверхностных волн) эти полюсы не могут быть выделены в явном виде. Поэтому, когда используют термин «**2 N - полюсник СВЧ**», подразумевают устройство с  $N$  подводящими линиями передачи или, более строго, с  $N$  типами волн во всех входных линиях передачи;

Основное внимание в данном разделе уделяется **пассивным линейным многополюсникам**. **Свойство пассивности** означает отсутствие усиления или генерации мощности СВЧ внутри многополюсника и выражается в виде неравенства  $P_{пот} \geq 0$ , где  $P_{пот}$  — мощность потерь внутри многополюсника при любых возбуждениях его входов. **Свойство линейности** означает независимость внешних характеристик многополюсника от уровня мощности СВЧ. Однако этот уровень должен оставаться в определенных границах, например не превышать предела электрической прочности диэлектриков. Электрические колебания в линейных многополюсниках описываются линейными дифференциальными уравнениями, а для рассмотрения стационарных режимов достаточно математического аппарата линейной алгебры.

Теория цепей СВЧ рассматривает преимущественно **внешние характеристики** многополюсника, устанавливающие связи между электрическими режимами его входов. Закономерности структуры и поведения внутреннего электромагнитного поля и ее изменения в многополюснике изучаются в теории цепей СВЧ в меньшей степени, так как относятся к области прикладной электродинамики. Для описания и расчета внешних характеристик линейных многополюсников в основном используется матричный аппарат линейной алгебры, наиболее соответствующий вычислительным возможностям ЭВМ.

**Матрицы многополюсника** выявляют взаимосвязи между электрическими режимами его входов. Режимы в плоскостях отсчета фаз многополюсника могут быть описаны как в терминах нормированных напряжений падающих и отраженных волн — это так называемый *волновой подход*, так и в терминах полных нормированных напряжений и токов — это так называемый *классический подход*, аналогичный принятому в теории электрических низкочастотных цепей.



**Рисунок 5.1 – Описание режима входов многополюсника СВЧ:**  
 а) – волновой подход; б) – классический подход

При волновом подходе для каждого входа  $m$  произвольного  $2N$ -полюсника условимся называть *падающими* нормированные волны напряжения  $u_{Пm}$  (размерностью  $\sqrt{\text{Вт}}$ ), распространяющиеся в сторону к *многополюснику*, и соответственно *отраженными* (или *рассеянными*) нормированные волны напряжения  $u_{Om}$  (размерностью  $\sqrt{\text{Вт}}$ ), распространяющиеся в сторону *от многополюсника* (рис. 5.1, а).

При классическом подходе режимы каждого входа многополюсника задаются нормированными напряжениями  $u_n$  и нормированными токами  $i_n$ , *втекающими внутрь* многополюсника (рис. 4.1, б).

## 5.2 Матричное описание внешних характеристик устройств СВЧ.

В технике СВЧ принято каждому устройству СВЧ ставить в соответствие некоторый многополюсник. При этом каждой распространяющейся волне во входных линиях передачи устройства СВЧ ставится в соответствие пара клемм этого эквивалентного многополюсника. Будем считать, что во входных линиях передачи распространяются лишь волны основных типов. Тогда число пар клемм эквивалентного многополюсника совпадает с числом

входных линий передачи устройства СВЧ. Входы устройства СВЧ представляют собой поперечные сечения входных линий передачи.

На каждой паре клемм эквивалентного многополюсника (рис. 5.2) могут быть определены комплексные напряжения  $u_n$  и токи  $i_n$ . Способы задания эквивалентных напряжений и токов могут быть различные. Чаще всего  $u_n$  и  $i_n$  определяют как амплитуды поперечных составляющих электрического  $\mathbf{E}_{\tau n}$  и магнитного  $\mathbf{H}_{\tau n}$  полей на соответствующем входе устройства СВЧ:

$$\mathbf{E}_{\tau n} = u_n \mathbf{e}_n, \quad \mathbf{H}_{\tau n} = i_n \mathbf{h}_n, \quad n=1, 2, \dots, N, \quad (5.1)$$

где  $\mathbf{e}_n$  и  $\mathbf{h}_n$  - собственные электрические и магнитные поперечные функции основной волны  $n$ -й входной линии передачи;  $N$  - количество входов устройства СВЧ.

Функции  $\mathbf{e}_n$  и  $\mathbf{h}_n$  зависят от координат поперечного сечения  $n$ -й линии передачи и определяют распределение поперечных составляющих полей в этом сечении. Эти функции для каждого типа линии передачи известны. Аналитические выражения для них приведены в любом учебнике по электродинамике. В соотношения (5.1) эквивалентные напряжения и токи входят в нормированном виде. В теории устройств СВЧ принято нормированные ток  $i_n$  и напряжение  $u_n$  связывать с ненормированными значениями тока  $I_n$ , измеряемого в амперах, и напряжения  $U_n$ , измеряемого в вольтах, соотношениями

$$u_n = U_n / \sqrt{W_n}, \quad i_n = I_n / \sqrt{W_n}, \quad n=1, 2, \dots, N, \quad (5.2)$$

где  $W_n$  - характеристическое сопротивление основной волны в  $n$ -й линии передачи.

Единицы измерения нормированных тока и напряжения в соответствии с (5.2) одинаковы ( $\text{Вт}^{1/2}$ ). Так как напряженность электрического поля измеряется в В/м, а магнитного поля - в А/м, из (5.1) определяются единицы измерения функций  $\mathbf{e}_n$  -  $\text{Вт}^{1/2}/\text{м}$  и  $\mathbf{h}_n$  -  $(\text{Вт}^{1/2} \text{ м})^{-1}$ .

Поперечные составляющие полей (5.1) в поперечном сечении  $n$ -й линии передачи складываются из поперечных составляющих полей падающей в устройство СВЧ и отраженной от него волн. Обозначив комплексные падающей и отраженной волн на рассматриваемом входе через  $a_n$  и  $b_n$  соответственно, из (5.1) получим

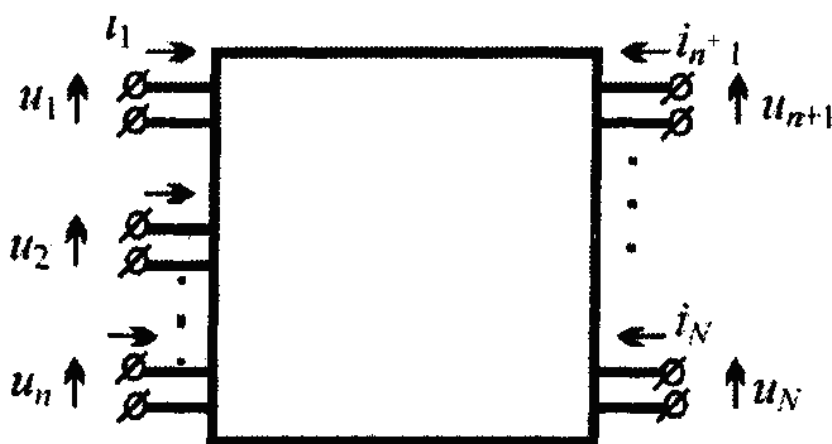


Рисунок 5.2 – Многополюсник, эквивалентный устройству СВЧ

$$\left. \begin{aligned} u_n &= a_n + b_n, \\ i_n &= a_n - b_n, \end{aligned} \right\} \quad n = 1, 2, \dots, N. \quad (5.3)$$

В этих выражениях  $a_n$  и  $b_n$  также измеряются в Вт<sup>1/2</sup>. Знак «минус» в выражении для эквивалентного нормированного тока обусловлен тем, что поперечная составляющая вектора магнитного поля отраженной волны имеет противоположную ориентацию по сравнению с поперечной составляющей вектора магнитного поля падающей волны. В выражениях (5.3)  $a_n$  и  $b_n$  входят в нормированном виде:

$$\left. \begin{aligned} a_n &= \sqrt{P_{n \text{ пад}}} e^{i\varphi_{n \text{ пад}}}, \\ b_n &= \sqrt{P_{n \text{ отр}}} e^{i\varphi_{n \text{ отр}}}, \end{aligned} \right\} \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad (5.4)$$

где  $P_{n \text{ пад}}$ ,  $P_{n \text{ отр}}$  - мощности падающей и отраженной волн на  $n$ -м входе устройства СВЧ;  $\varphi_{n \text{ пад}}$ ,  $\varphi_{n \text{ отр}}$  - фазы падающей и отраженной волн на этом же входе.

Представим множество значений  $u_n$ ,  $i_n$ ,  $a_n$  и  $b_n$  ( $n = 1, 2, \dots, N$ ) в виде матриц, состоящих из одного столбца. Матрицу, состоящую из одного столбца, будем называть **вектором-столбцом** или просто **столбцом**. Таким образом, определены столбцы напряжений  $u$ , токов  $i$ , амплитуд падающих  $a$  и отраженных  $b$  волн:

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_N \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_N \end{bmatrix}, \quad \mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix}. \quad (5.5)$$

К основным внешним характеристикам устройства СВЧ относятся **матрица сопротивлений  $Z$** , **матрица проводимостей  $Y$** , **матрица рассеяния  $S$** , **классическая матрица передачи  $T$**  и **волновая матрица передачи  $Q$** . Каждая из этих матриц связывает линейной зависимостью входные воздействия и реакцию на них устройства СВЧ.

**Матрицы сопротивлений и проводимостей.** Матрицы сопротивлений и проводимостей связывают линейными соотношениями напряжения и токи в клеммных плоскостях эквивалентного многополюсника:

$$\mathbf{u} = \mathbf{Z}\mathbf{i}, \quad \mathbf{i} = \mathbf{Y}\mathbf{u}. \quad (5.6)$$

В развернутом виде эти соотношения можно записать так:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & \dots & z_{1N} \\ z_{21} & z_{22} & \dots & z_{2N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ z_{N1} & z_{N2} & \dots & z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_N \end{bmatrix}, \quad \begin{aligned} u_1 &= i_1 z_{11} + i_2 z_{12} + \dots + i_N z_{1N}, \\ u_2 &= i_1 z_{21} + i_2 z_{22} + \dots + i_N z_{2N}, \\ &\dots \\ &\dots \\ u_N &= i_1 z_{N1} + i_2 z_{N2} + \dots + i_N z_{NN}, \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & \dots & y_{1N} \\ y_{21} & y_{22} & \dots & y_{2N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ y_{N1} & y_{N2} & \dots & y_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_N \end{bmatrix}, \quad \begin{aligned} i_1 &= u_1 y_{11} + u_2 y_{12} + \dots + u_N y_{1N}, \\ i_2 &= u_1 y_{21} + u_2 y_{22} + \dots + u_N y_{2N}, \\ &\dots \\ &\dots \\ i_N &= u_1 y_{N1} + u_2 y_{N2} + \dots + u_N y_{NN}. \end{aligned}$$

Отсюда следует, что матрицы  $\mathbf{Z}$  и  $\mathbf{Y}$  - квадратные и имеют порядок  $N$ , равный числу пар клемм эквивалентного многополюсника.

Так как в (5.6) эквивалентные напряжения и токи имеют одинаковые единицы измерения -  $\text{Вт}^{1/2}$ , элементы матриц  $\mathbf{Z}$  и  $\mathbf{Y}$  безразмерны, т.е. они определенным образом нормированы к характеристическим сопротивлениям входных линий передачи. Установим связь между нормированными и ненормированными матрицами сопротивлений и проводимостей. Для этого запишем соотношения (5.2) в матричном виде:

$$\mathbf{u} = \mathbf{W}^{-0,5} \mathbf{U}, \quad \mathbf{i} = \mathbf{W}^{0,5} \mathbf{I}, \quad (5.7)$$

где  $\mathbf{W}$  - диагональная матрица порядка  $N$ , составленная из характеристических сопротивлений входных линий передачи:

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} W_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & W_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & W_N \end{bmatrix}; \quad (5.8)$$

$\mathbf{U}$ ,  $\mathbf{I}$  - столбцы ненормированных напряжений и токов на клеммах эквивалентного многополюсника.

В (5.7) извлечение корня из диагональной матрицы или ее обращение сводится к простому извлечению корня из диагональных элементов этой матрицы или их обращению. Подставив (5.7) в (5.6), получим

$$\mathbf{W}^{-0,5} \mathbf{U} = \mathbf{Z} \mathbf{W}^{0,5} \mathbf{I}, \quad \mathbf{W}^{0,5} \mathbf{I} = \mathbf{Y} \mathbf{W}^{-0,5} \mathbf{U}.$$



Определяя из первого соотношения столбец  $\mathbf{U}$ , а из второго - столбец  $\mathbf{I}$ , находим

$$\mathbf{U} = \mathbf{W}^{0,5} \mathbf{Z} \mathbf{W}^{0,5} \mathbf{I}, \quad \mathbf{I} = \mathbf{W}^{-0,5} \mathbf{Y} \mathbf{W}^{-0,5} \mathbf{U}. \quad (5.9)$$

Учтем, что ненормированные напряжения и токи связаны друг с другом через ненормированные матрицы сопротивлений  $\mathbf{Z}^H$  и проводимостей  $\mathbf{Y}^H$ :

$$\mathbf{U} = \mathbf{Z}^H \mathbf{I}, \quad \mathbf{I} = \mathbf{Y}^H \mathbf{U}. \quad (5.10)$$

Сравнивая эти уравнения с (5.9), находим

$$\mathbf{Z}^H = \mathbf{W}^{0,5} \mathbf{Z} \mathbf{W}^{0,5}, \quad \mathbf{Y}^H = \mathbf{W}^{-0,5} \mathbf{Y} \mathbf{W}^{-0,5}. \quad (5.11)$$

Элементы матрицы  $\mathbf{Z}^H$  (Ом) и матрицы  $\mathbf{Y}^H$  (Ом<sup>-1</sup>) в соответствии с (5.11) могут быть найдены из соотношений

$$z_{mn}^H = z_{mn} \sqrt{W_m W_n}, \quad y_{mn}^H = y_{mn} / \sqrt{W_m W_n}. \quad (5.12)$$

Из (5.6) следует соотношение, определяющее связь между матрицами  $\mathbf{Z}$  и  $\mathbf{Y}$ :

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Y}^{-1}, \quad \mathbf{Y} = \mathbf{Z}^{-1}. \quad (5.13)$$

Следует подчеркнуть, что эти соотношения справедливы лишь в том случае, если определители матриц  $\mathbf{Z}$  и  $\mathbf{Y}$  отличны от нуля:  $\det(\mathbf{Z}) \neq 0$ ,  $\det(\mathbf{Y}) \neq 0$ , т.е. матрицы  $\mathbf{Z}$  и  $\mathbf{Y}$  - неособенные.

Соотношения (5.6) представляют собой матричные аналоги закона Ома. Определим физический смысл элементов матрицы  $\mathbf{Z}$ . Для этого к  $n$ -й паре клемм эквивалентного многополюсника подключим генератор тока с амплитудой  $i_n$ , а остальные пары клемм оставим разомкнутыми. В этом случае столбец токов примет вид

$$\mathbf{i} = [0, 0, \dots, 0, i_n, 0, \dots, 0]_t,$$

где  $t$  - символ транспонирования.

Тогда из первого соотношения (5.6) получим

$$u_m = z_{mn} i_n, \quad z_{mn} = u_m / i_n, \quad m = 1, 2, \dots, N.$$

Таким образом,  $z_{mn}$  (при  $m \neq n$ ) есть сопротивление между  $n$ -й и  $m$ -й парами клемм эквивалентного многополюсника при холостом ходе на всех парах клемм, кроме  $n$ -й. При  $m=n$   $z_{nn} = u_n / i_n$  - входное сопротивление эквивалентного многополюсника на  $n$ -й паре клемм.

Рассуждая аналогично применительно к матрице  $\mathbf{Y}$  (подключая генератор напряжения к  $n$ -й паре клемм и замыкая все остальные клеммы), можно показать справедливость соотношений

$$i_m = y_{mn} u_n, \quad y_{mn} = i_m / u_n, \quad m = 1, 2, \dots, N.$$

т.е.  $y_{mn}$  (при  $m \neq n$ ) есть проводимость между  $n$ -й и  $m$ -й парами клемм при коротком замыкании на всех остальных парах клемм. При  $m=n$   $y_{nn} = i_n / u_n$  есть входная проводимость многополюсника на  $n$ -й паре клемм. В общем случае матрицы  $\mathbf{Z}$  и  $\mathbf{Y}$  являются комплексными и их можно представить в виде

$$\mathbf{Z} = \mathbf{R} + i\mathbf{X}, \quad \mathbf{Y} = \mathbf{G} + i\mathbf{B}, \quad (5.14)$$

где  $\mathbf{R}$ ,  $\mathbf{X}$ ,  $\mathbf{G}$  и  $\mathbf{B}$  - действительные квадратные матрицы порядка  $N$ , определяющие активные и реактивные части входных и взаимных сопротивлений и проводимостей.

Следует отметить, что не для всех устройств СВЧ определены матрицы сопротивлений и проводимостей, так как входные сопротивления или проводимости некоторых устройств могут принимать бесконечные значения. Примером таких устройств могут служить короткозамкнутые четвертьволновый и полуволновый отрезки линий передачи. В технике СВЧ не всегда удобно пользоваться матрицами  $\mathbf{Z}$  и  $\mathbf{Y}$ , так как в ряде случаев непосредственное измерение напряжений  $u_n$  и токов  $i_n$  на входах некоторых устройств СВЧ сделать весьма затруднительно.

Кроме того, для применения на СВЧ отсутствуют приборы, эквивалентные генератору тока или генератору напряжения. Именно эти приборы необходимы для экспериментального определения элементов матриц  $\mathbf{Z}$  и  $\mathbf{Y}$ .

### 5.3 Матрица рассеяния

При изучении теории линий передачи СВЧ характеристика режимов работы линии определялась соотношением амплитуд падающей и отраженной волн. Амплитуды этих волн и требуемые соотношения между ними в СВЧ - диапазоне могут быть измерены с помощью стандартной измерительной аппаратуры. Поэтому в технике СВЧ к числу основных внешних характеристик устройства СВЧ относят его матрицу рассеяния. Матрица рассеяния связывает линейной зависимостью амплитуды падающих и отраженных волн на входах многополюсника:

$$\mathbf{b} = \mathbf{S}\mathbf{a}. \quad (5.15)$$

В этом выражении  $\mathbf{a}$  и  $\mathbf{b}$ - столбцы падающих и отраженных волн, определяемые из (5.5). В развернутом виде соотношение (5.15) можно записать так:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & \cdots & s_{1N} \\ s_{21} & s_{22} & \cdots & s_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{N1} & s_{N2} & \cdots & s_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix}, \quad \begin{array}{l} b_1 = a_1s_{11} + a_2s_{12} + \cdots + a_Ns_{1N}, \\ b_2 = a_1s_{21} + a_2s_{22} + \cdots + a_Ns_{2N}, \\ \dots\dots\dots \\ \dots\dots\dots \\ b_N = a_1s_{N1} + a_2s_{N2} + \cdots + a_Ns_{NN}. \end{array} \quad (5.16)$$

Отсюда следует, что матрица рассеяния  $\mathbf{S}$  - квадратная и имеет тот же порядок  $N$ , равный числу входов устройства СВЧ, что и матрицы  $\mathbf{Z}$  и  $\mathbf{Y}$ . Так

как в (5.15) амплитуды падающих и отраженных волн имеют одинаковые единицы измерений, элементы матрицы рассеяния безразмерны.

Выясним физический смысл элементов матрицы рассеяния. Для этого к  $n$ -му входу устройства СВЧ подключим генератор с амплитудой  $a_n$ , а к остальным входам - согласованные неотражающие нагрузки. Тогда столбец амплитуд падающих волн примет вид

$$\mathbf{a} = [0, 0, \dots, 0, i_n, 0, \dots, 0]_t.$$

Подставляя этот столбец в (5.16), находим

$$b_m = s_{mn} a_n, \quad s_{mn} = b_m / a_n, \quad m = 1, 2, \dots, N.$$

Таким образом,  $s_{mn}$  (при  $m \neq n$ ) есть коэффициент передачи по амплитуде с  $n$ -го входа устройства СВЧ на  $m$ -й. При  $m = n$   $s_{nn} = b_n / a_n$  есть коэффициент отражения от  $n$ -го входа. Следовательно, диагональные элементы матрицы рассеяния являются коэффициентами отражения от соответствующих входов устройства СВЧ.

Установим связь между матрицами  $\mathbf{S}$ ,  $\mathbf{Z}$  и  $\mathbf{Y}$ . Для этого подставим матричный вид соотношений (5.3) в (5.6). Тогда получим

$$(\mathbf{a} + \mathbf{b}) = \mathbf{Z}(\mathbf{a} - \mathbf{b}), \quad (\mathbf{a} - \mathbf{b}) = \mathbf{Y}(\mathbf{a} + \mathbf{b}).$$

В каждом из этих уравнений раскроем скобки и найдем столбец отраженных волн  $\mathbf{b}$ :

$$\begin{aligned} \mathbf{a} + \mathbf{b} &= \mathbf{Z}\mathbf{a} - \mathbf{Z}\mathbf{b}, & \mathbf{a} - \mathbf{b} &= \mathbf{Y}\mathbf{a} + \mathbf{Y}\mathbf{b}, \\ \mathbf{Z}\mathbf{b} + \mathbf{b} &= \mathbf{Z}\mathbf{a} - \mathbf{a}, & \mathbf{Y}\mathbf{b} + \mathbf{b} &= \mathbf{a} - \mathbf{Y}\mathbf{a}, \\ (\mathbf{Z} + \mathbf{E})\mathbf{b} &= (\mathbf{Z} - \mathbf{E})\mathbf{a}, & (\mathbf{Y} + \mathbf{E})\mathbf{b} &= (\mathbf{E} - \mathbf{Y})\mathbf{a}, \\ \mathbf{b} &= (\mathbf{Z} + \mathbf{E})^{-1}(\mathbf{Z} - \mathbf{E})\mathbf{a}, & \mathbf{b} &= (\mathbf{Y} + \mathbf{E})^{-1}(\mathbf{E} - \mathbf{Y})\mathbf{a}. \end{aligned} \quad (5.17)$$

В этих уравнениях  $\mathbf{E}$  - единичная матрица порядка  $N$ . На главной диагонали такой матрицы стоят единицы, а остальные элементы равны нулю. Сравнивая последнюю строчку соотношений (5.17) с определением матрицы рассеяния (5.15), приходим к выводу, что матрица, стоящая слева от столбца  $\mathbf{a}$  в этих уравнениях, и есть матрица рассеяния:

$$\mathbf{S} = (\mathbf{Z} + \mathbf{E})^{-1}(\mathbf{Z} - \mathbf{E}), \quad \mathbf{S} = (\mathbf{Y} + \mathbf{E})^{-1}(\mathbf{E} - \mathbf{Y}). \quad (5.18)$$

Полученные соотношения устанавливают искомую связь. С их помощью можно найти матрицу рассеяния устройства СВЧ, если известны матрица сопротивлений или матрица проводимостей. Следует отметить, что в (5.18) можно менять местами порядок следования сомножителей, хотя в общем случае произведение матриц некоммутативно:

$$\mathbf{S} = (\mathbf{Z} - \mathbf{E})(\mathbf{Z} + \mathbf{E})^{-1}, \quad \mathbf{S} = (\mathbf{E} - \mathbf{Y})(\mathbf{Y} + \mathbf{E})^{-1}.$$

Нетрудно получить и обратные соотношения, определяющие матрицы  $\mathbf{Z}$  и  $\mathbf{Y}$  через матрицу  $\mathbf{S}$ . Для этого из (5.3) выразим векторы  $\mathbf{a}$  и  $\mathbf{b}$  через  $\mathbf{u}$  и  $\mathbf{i}$ :

$$\mathbf{a} = (\mathbf{u} + \mathbf{i})/2, \quad \mathbf{b} = (\mathbf{u} - \mathbf{i})/2. \quad (5.19)$$

Подставив (5.19) в (5.15) и выполним матричные преобразования, аналогичные ранее проделанным в (5.17), находим

$$\mathbf{Z} = (\mathbf{E} - \mathbf{S})^{-1}(\mathbf{E} + \mathbf{S}), \quad \mathbf{Y} = (\mathbf{E} + \mathbf{S})^{-1}(\mathbf{E} - \mathbf{S}). \quad (5.20)$$

Следует еще раз подчеркнуть, что обращение матриц в (5.18), (5.20) допустимо лишь в тех случаях, когда обрабатываемые матрицы неособенные, т.е. их определители отличны от нуля. В частности, из (5.20) следует, что матрицы  $\mathbf{Z}$  и  $\mathbf{Y}$  определены лишь для тех устройств СВЧ, для которых матрицы  $(\mathbf{E} - \mathbf{S})$  и  $(\mathbf{E} + \mathbf{S})$  - неособенные. При этом *необходимо отметить, что матрица рассеяния  $\mathbf{S}$  существует (определена) для любых линейных пассивных устройств СВЧ.*

#### 5.4 Классическая и волновая матрицы передачи.

В ряде случаев геометрические структуры устройств СВЧ таковы, что можно выделить две группы входных линий передачи, одна из которых является непосредственно входами устройства, а другая - выходами. При этом эквивалентный многополюсник (рис. 5.3, где  $\mathbf{T}$  - классическая матрица передачи) также имеет две группы клемм. Причем первую группу (1) принято считать входными клеммами, а вторую (2) - выходными. Следует отметить, что число пар клемм в каждой из групп может быть различным. Например, как показано на рис. 5.3,

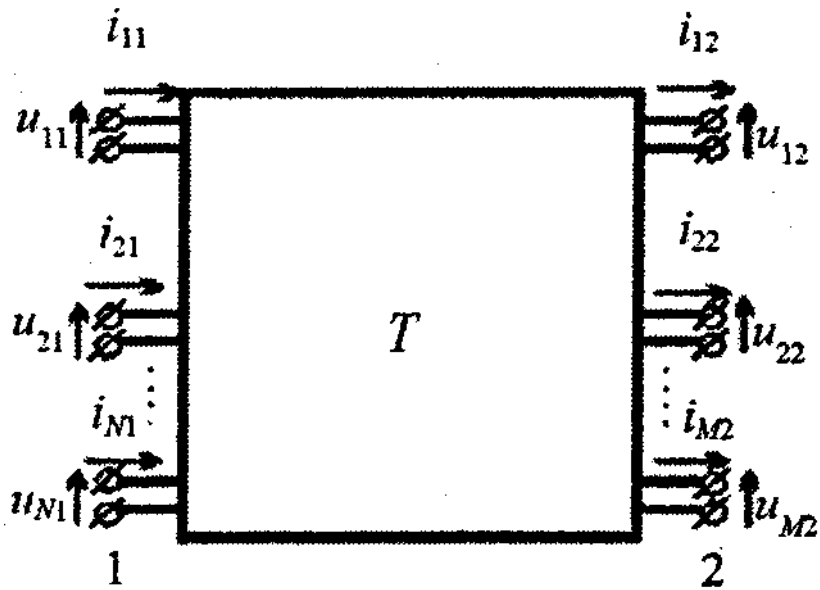


Рисунок 5.3 – К определению классической матрицы передачи многополюсника:

1 – входные клеммы; 2 – выходные клеммы

выходных пар клемм может быть  $M$ , а входных -  $N$ , причем  $N$  необязательно равно  $M$ . Такая ситуация возникает, например, при соединении нескольких устройств СВЧ, которое на эквивалентной схеме представляется каскадным соединением эквивалентных многополюсников (рис. 5.4). При каскадном соединении многополюсников необходимо, чтобы количество пар клемм эквивалентных многополюсников, соответствующих объединяемым выходам и входам устройства СВЧ, было одинаковым. Классическая матрица передачи  $\mathbf{T}$  связывает линейной зависимостью эквивалентные напряжения и токи на выделенных группах клемм эквивалентного многополюсника:

$$\mathbf{t}_1 = \mathbf{T}\mathbf{t}_2, \quad (5.21)$$

где  $\mathbf{t}_1$  - столбец, составленный из напряжений  $U_1$  и токов  $\mathbf{i}_1$  на первой группе входов:

$$\mathbf{t}_1 = [u_{11}, u_{21}, \dots, u_{N1}, i_{11}, i_{21}, \dots, i_{N1}]_t;$$

$\mathbf{t}_2$  - столбец, составленный из напряжений  $u_2$  и токов  $-i_2$  на второй группе входов:

$$\mathbf{t}_2 = [u_{12}, u_{22}, \dots, u_{M2}, -i_{12}, -i_{22}, \dots, -i_{M2}]_t.$$

Для выяснения физического смысла элементов матрицы  $\mathbf{T}$  представим (5.21) в виде

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{i}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_2 \\ -\mathbf{i}_2 \end{bmatrix}, \quad (5.22)$$

где  $\mathbf{u}_1, \mathbf{i}_1, \mathbf{u}_2, \mathbf{i}_2$  - столбцы напряжений и токов на соответствующих группах клемм;  $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$  - блоки классической матрицы передачи. Запишем (5.22) в развернутом виде:

$$\mathbf{u}_1 = \mathbf{A}\mathbf{u}_2 - \mathbf{B}\mathbf{i}_2, \quad (5.23)$$

$$\mathbf{i}_1 = \mathbf{C}\mathbf{u}_2 - \mathbf{D}\mathbf{i}_2,$$

откуда следует, что блок  $\mathbf{A}$  есть матрица коэффициентов передачи по напряжению между входными и выходными клеммами эквивалентного многополюсника при  $\mathbf{i}_2 = 0$ . Эта матрица в общем случае прямоугольная и состоит из  $N$  строк, по числу пар первой группы клемм многополюсника и  $M$  столбцов, по числу пар второй группы клемм многополюсника. Блок  $\mathbf{B}$  есть матрица взаимных сопротивлений между входными и выходными клеммами многополюсника при  $\mathbf{u}_2 = 0$ , имеющая размерность  $N \times M$ . Блок  $\mathbf{C}$  - матрица размерностью  $N \times M$  взаимных проводимостей между входными и выходными клеммами многополюсника при  $\mathbf{i}_2 = 0$ . Блок  $\mathbf{D}$  - матрица размерностью  $N \times M$  коэффициентов передачи по току между входными и выходными клеммами многополюсника при  $\mathbf{u}_2 = 0$ . Таким образом, классическая матрица передачи

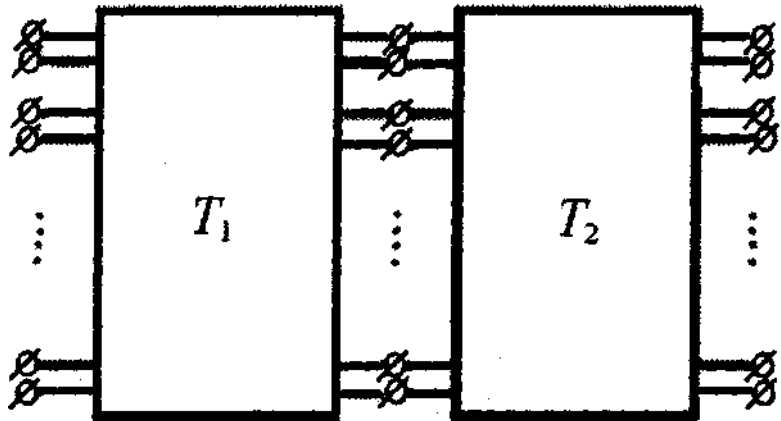


Рисунок 5.4 – Каскадное соединение двух многополюсников

$\mathbf{T}$  в общем случае является прямоугольной, и число ее строк равно удвоенному числу входных пар клемм многополюсника  $2N$ , а число столбцов - удвоенному числу выходных пар клемм  $2M$

Основным достоинством матрицы  $\mathbf{T}$  является то, что при каскадном соединении нескольких многополюсников (рис. 5.4) результирующая классическая матрица передачи этих многополюсников определяется как произведение матриц передачи отдельных многополюсников, причем порядок следования многополюсников определяет порядок перемножения матриц:

$$\mathbf{T} = \mathbf{T}_1 \cdot \mathbf{T}_2. \quad (5.24)$$

Однако следует отметить, что матрица  $\mathbf{T}$ , как и матрицы  $\mathbf{Z}$  и  $\mathbf{Y}$ , определена не для всех устройств СВЧ, а лишь для тех из них, для которых при выделенных группах входных и выходных клемм определены матрицы взаимных сопротивлений и проводимостей, т.е. определены блоки  $\mathbf{B}$  и  $\mathbf{C}$ .

Волновая матрица передачи устройства СВЧ применительно к их каскадному соединению также обладает мультипликативным свойством (5.24), т.е. при каскадном соединении многополюсников их результирующая волновая матрица передачи определяется произведением волновых матриц каждого из многополюсников в порядке их следования.

*Волновая матрица передачи  $\mathbf{Q}$  связывает линейной зависимостью амплитуды падающих и отраженных волн на входных клеммах эквивалентного многополюсника с амплитудами падающих и отраженных волн на выходных клеммах многополюсника* (см. рис. 5.3):

$$\mathbf{q}_1 = \mathbf{Q} \cdot \mathbf{q}_2,$$

где  $\mathbf{q}_1$  - столбец, составленный из амплитуд падающих  $\mathbf{a}_1$  и отраженных  $\mathbf{b}_1$  волн на первой группе входов:  $\mathbf{q}_1 = [a_{11}, a_{21}, \dots, a_{N1}, b_{11}, b_{21}, \dots, b_{N1}]_t$ ;  $\mathbf{q}_2$  - столбец, составленный из амплитуд отраженных  $\mathbf{b}_2$  и падающих  $\mathbf{a}_2$  волн на второй группе входов;

$$\mathbf{q}_2 = [b_{12}, b_{22}, \dots, b_{M2}, a_{12}, a_{22}, \dots, a_{M2}]_t.$$

Последнее равенство может быть представлено в развернутом виде:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{a}_1 \\ \mathbf{b}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_A & \mathbf{Q}_B \\ \mathbf{Q}_C & \mathbf{Q}_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{b}_2 \\ \mathbf{a}_2 \end{bmatrix},$$

откуда следует, что, как и матрица  $\mathbf{T}$ , волновая матрица в общем случае - прямоугольная и имеет размерность  $2M \times 2N$ .

Следует отметить, что элементы блоков волновой матрицы передачи не имеют четкого физического смысла, а сама матрица  $\mathbf{Q}$  определена не для всех устройств СВЧ и ограниченно применяется на практике.

### 5.5 Матрицы внешних характеристик взаимных устройств СВЧ.

В технике СВЧ большой класс устройств составляют взаимные устройства СВЧ. Как известно из электродинамики, взаимность электродинамической структуры при отсутствии сторонних источников поля формулируется в виде леммы Лоренца, которая в интегральной форме имеет вид

$$\oint_{S_0} \{ [\mathbf{E}_1, \mathbf{H}_2] - [\mathbf{E}_2, \mathbf{H}_1] \} d\mathbf{S} = 0, \quad (5.25)$$

где применительно к произвольному (обобщенному) устройству СВЧ (рис. 5.5)  $S_0$  - замкнутая поверхность, ограничивающая объем  $V$  устройства СВЧ;

$\mathbf{E}_1, \mathbf{H}_1$  и  $\mathbf{E}_2, \mathbf{H}_2$  - электрические и магнитные поля внутри устройства СВЧ, соответствующие двум независимым возбуждениям этого устройства;  $d\mathbf{S} = \mathbf{n}dS$  - векторный элемент поверхности;  $\mathbf{n}$  - внешняя по отношению к объему  $V$  нормаль к поверхности  $S_0$ . Поверхность  $S_0$ , ограничивающая устройство СВЧ, состоит из идеально проводящей поверхности  $S'_0$  и клеммной поверхности  $S_\Sigma = S_{\Sigma 1} + S_{\Sigma 2} + \dots + S_{\Sigma N}$

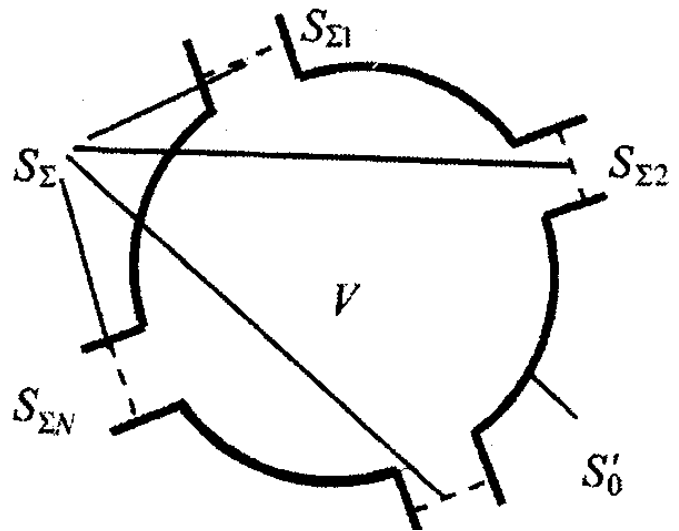


Рисунок 5.5 – Обобщенное устройство СВЧ

представляющей собой совокупность поперечных сечений  $S_{\Sigma n}$  входных линий передачи устройства СВЧ. Вычислив поверхностный интеграл в (5.25) с учетом того, что значение этого интеграла по  $S'_0$  равно нулю, а по  $S_\Sigma$  равно сумме интегралов по каждому из поперечных сечений входных волноводов, получим

(5.26)

$$\mathbf{i}_{2t} \mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_{2t} \mathbf{i}_1 = 0, \quad (5.26)$$

где  $\mathbf{i}_1, \mathbf{u}_1$ , и  $\mathbf{i}_{2t}, \mathbf{u}_{2t}$ , - столбцы токов и напряжений на клеммах эквивалентного многополюсника, соответствующие каждому из двух независимых возбуждений входов устройства СВЧ.

Подставив в (5.26)  $\mathbf{u}_1 = \mathbf{Z}\mathbf{i}_1$  и  $\mathbf{u}_{2t} = \mathbf{Z}\mathbf{i}_{2t}$ , получим

$$\mathbf{i}_{2t} (\mathbf{Z} - \mathbf{Z}_t) \mathbf{i}_1 = 0.$$

При этом учтено, что  $\mathbf{u}_{2t} = (\mathbf{Z}\mathbf{i}_2)_{t_1} = \mathbf{i}_{2t} \mathbf{Z}_t$ . Так как в последнем равенстве токи  $i_1$  и  $i_2$  взяты независимыми и произвольными,

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z}_t. \quad (5.27)$$

В теории матриц данное равенство определяет матрицу  $\mathbf{Z}$  как симметрическую, т.е. элементы этой матрицы, стоящие симметрично относительно ее главной диагонали, равны друг другу:  $z_{mn} = z_{nm}$ . Аналогичный результат получается для матриц:  $\mathbf{Y} = \mathbf{Y}_t$ ,  $\mathbf{S} = \mathbf{S}_t$  [1,2].

Таким образом, взаимные устройства СВЧ имеют симметричные матрицы  $\mathbf{Z}$ ,  $\mathbf{Y}$ ,  $\mathbf{S}$ , для которых  $z_{mn} = z_{nm}$ ;  $y_{mn} = y_{nm}$ ;  $s_{mn} = s_{nm}$ .



## 6 МЕТОДЫ АНАЛИЗА УСТРОЙСТВ СВЧ

### 6.1 Принцип декомпозиции

Устройства СВЧ, применяемые в современных трактах различных радиотехнических систем, представляют собой геометрически сложные структуры. Внутри таких устройств могут находиться различные диэлектрические, а также гиротропные элементы, выполненные, например, на основе ферритов. Определение внешних характеристик таких устройств непосредственно из решения уравнений электродинамики нецелесообразно в силу ограниченности быстродействия ЭВМ.

В настоящее время **анализ сложных устройств СВЧ проводится на основе принципа декомпозиции**, суть которого состоит в том, что сложное устройство СВЧ представляется в виде совокупности небольших простых устройств, называемых *базовыми элементами*. Их внешние характеристики известны или могут быть определены из решения соответствующей электродинамической задачи. Разбиение сложного устройства СВЧ на базовые элементы должно проводиться таким образом, чтобы электродинамическая задача, определяющая внешние характеристики этих элементов, решалась достаточно быстро на современных компьютерах. Базовыми элементами могут быть стыки линий передачи с различными размерами поперечных сечений, разветвления линий передачи и т.п.

Базовые элементы взаимодействуют друг с другом через отрезки линий передачи различной длины. Если длина линии, соединяющей два базовых элемента, равна нулю, то говорят о *виртуальной линии передачи*, связывающей эти элементы. Взаимодействие базовых элементов должно учитываться как по распространяющимся, так и по закритическим волнам соединительных линий, ввиду того, что эти волны не успевают затухать на длине этих линий. Поэтому в результате анализа базовых элементов **должны быть определены обобщенные матрицы внешних характеристик**, определенные как по распространяющимся, так и по закритическим волнам входных линий передач базовых элементов. Чаще всего **определяют обобщенную матрицу рассеяния базовых элементов**.

После определения обобщенных матриц рассеяния всех базовых элементов находят матрицу рассеяния всего устройства СВЧ. Для этого соединяют клеммы многополюсников, эквивалентных двум соседним базовым элементам, и по известным матрицам рассеяния этих элементов определяют результирующую матрицу рассеяния объединенных многополюсников. Этот же прием используется для определения характеристик фрагментов тракта СВЧ, состоящих из соединенных определенным образом устройств СВЧ с из-

вестными матрицами рассеяния. Рассмотрим задачу определения результирующей матрицы рассеяния соединения двух устройств СВЧ.

## 6.2 Объединение устройств СВЧ в общую схему

Рассмотрим два устройства СВЧ (или базовых элемента), матрицы рассеяния которых известны и равны  $S^{(1)}$  и  $S^{(2)}$  соответственно. В результате образуется более сложное устройство СВЧ с результирующей матрицей рассеяния  $S$ . Требуется определить эту матрицу по известным матрицам  $S^{(1)}$  и  $S^{(2)}$ . Эквивалентная многополюсная схема соединения показана на рисунке 6.1. Следует отметить, что соединять можно лишь те клеммы многополюсников, которые соответствуют одинаковым типам линий передачи с одинаковыми размерами поперечного сечения. В противном случае в месте соединения образуется стык различных линий передачи, который на эквивалентной схеме также отображается в виде многополюсника, подлежащего объединению.

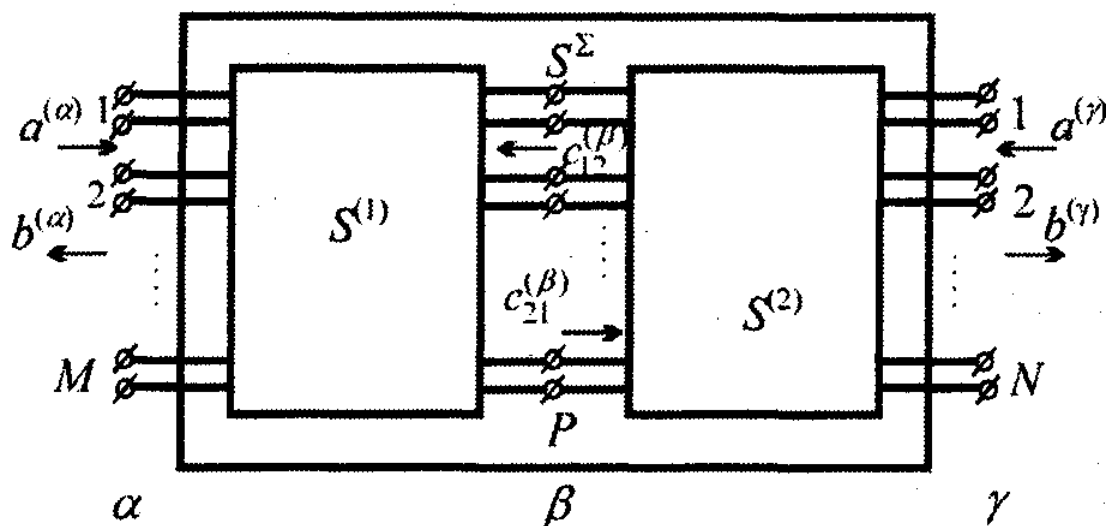


Рисунок 6.1 – Объединение эквивалентных многополюсников в общую схему

На рис. 6.1 клеммы эквивалентных многополюсников представлены в виде трех групп. В *первую группу* входят  $M$  пар клемм, эквивалентных свободным необъединяемым входам первого устройства СВЧ. Эта группа клемм отображена как клеммная плоскость  $\alpha$ . В этой клеммной плоскости определены столбцы амплитуд падающих  $\mathbf{a}^{(\alpha)}$  и отраженных  $\mathbf{b}^{(\alpha)}$  волн:

$$\mathbf{a}^{(\alpha)} = [a_1^{(\alpha)}, a_2^{(\alpha)}, \dots, a_M^{(\alpha)}]_l, \quad \mathbf{b}^{(\alpha)} = [b_1^{(\alpha)}, b_2^{(\alpha)}, \dots, b_M^{(\alpha)}]_l.$$

Во *вторую группу* входят  $P$  пар клемм, эквивалентных соединенным входам первого и второго устройств СВЧ. Она отображена как клеммная плоскость  $\beta$ . В этой клеммной плоскости определены столбцы  $\mathbf{c}_{12}^{(\beta)}$  и  $\mathbf{c}_{21}^{(\beta)}$  ам-

плитуд волн, распространяющихся навстречу друг другу. Столбец  $\mathbf{c}_{12}^{(\beta)}$  составлен из амплитуд волн, бегущих из второго многополюсника в первый, а столбец  $\mathbf{c}_{21}^{(\beta)}$  - из амплитуд волн, бегущих из первого многополюсника во второй. Каждый из этих столбцов можно рассматривать как столбец амплитуд падающих или отраженных волн по отношению к соответствующему многополюснику. Например,  $\mathbf{c}_{12}^{(\beta)}$  можно рассматривать как столбец амплитуд падающих волн со стороны клеммной плоскости  $\beta$  по отношению к первому многополюснику. Но он же является столбцом амплитуд отраженных волн по отношению ко второму многополюснику.

**В третью группу входят  $N$  пар клемм**, эквивалентных свободным необъединяемым входам второго устройства СВЧ. Эта группа клемм отображена как клеммная плоскость  $\gamma$ , где определены столбцы амплитуд падающих  $\mathbf{a}^{(\gamma)}$  и отраженных  $\mathbf{b}^{(\gamma)}$  волн:

$$\mathbf{a}^{(\gamma)} = \left[ a_1^{(\gamma)}, a_2^{(\gamma)}, \dots, a_N^{(\gamma)} \right]_l, \quad \mathbf{b}^{(\gamma)} = \left[ b_1^{(\gamma)}, b_2^{(\gamma)}, \dots, b_N^{(\gamma)} \right]_l.$$

В соответствии с выделенными клеммными плоскостями матрицы рассеяния  $\mathbf{S}^{(1)}$  и  $\mathbf{S}^{(2)}$  первого и второго устройств СВЧ могут быть представлены в блочном виде:

$$\mathbf{S}^{(1)} = \begin{matrix} & \alpha & \beta \\ \alpha & \mathbf{S}_{\alpha\alpha} & \mathbf{S}_{\alpha\beta} \\ \beta & \mathbf{S}_{\beta\alpha} & \mathbf{S}_{\beta\beta}^{(1)} \end{matrix}, \quad \mathbf{S}^{(2)} = \begin{matrix} & \beta & \gamma \\ \beta & \mathbf{S}_{\beta\beta}^{(2)} & \mathbf{S}_{\beta\gamma} \\ \gamma & \mathbf{S}_{\gamma\beta} & \mathbf{S}_{\gamma\gamma} \end{matrix}, \quad (6.1)$$

где  $\mathbf{S}_{\alpha\alpha}$  - квадратная матрица порядка  $M$ , элементы которой определяют коэффициенты отражения и взаимосвязи входов, соответствующих клеммной плоскости  $\alpha$ ;  $\mathbf{S}_{\beta\alpha}$  ( $\mathbf{S}_{\alpha\beta}$ ) - прямоугольная матрица размером  $P \times M$  ( $M \times P$ ), элементы которой определяют коэффициенты передачи со входов клеммной плоскости  $\alpha$  ( $\beta$ ) на входы клеммной плоскости  $\beta$  ( $\alpha$ );  $\mathbf{S}_{\beta\beta}^{(1)}$  - квадратная матрица порядка  $P$ , элементы которой определяют коэффициенты отражения и взаимосвязи входов клеммной плоскости  $\beta$  первого многополюсника.

Аналогичный смысл имеют блоки матрицы  $\mathbf{S}^{(2)}$ . Таким образом,  $\mathbf{S}^{(1)}$  есть квадратная матрица порядка  $P + M$ , а  $\mathbf{S}^{(2)}$  - квадратная матрица порядка  $P + N$ .

Результирующая матрица рассеяния  $\mathbf{S}^{\Sigma}$  связывает столбцы амплитуд падающих и отраженных волн на входах объединенного устройства СВЧ:

$$\mathbf{b} = \mathbf{S}^{\Sigma} \mathbf{a} \quad (6.2)$$

где  $\mathbf{a}$  - столбец амплитуд падающих волн, составленный из элементов столбцов  $\mathbf{a}^{(\alpha)}$  и  $\mathbf{a}^{(\gamma)}$ ;  $\mathbf{b}$  - столбец амплитуд отраженных волн, составленный из элементов столбцов  $\mathbf{b}^{(\alpha)}$  и  $\mathbf{b}^{(\gamma)}$ .

Таким образом, найдены все блоки результирующей матрицы  $\mathbf{S}$ , выраженные через блоки матриц  $\mathbf{S}^{(1)}$  и  $\mathbf{S}^{(2)}$  [1]. Данные соотношения лежат в основе алгоритмов вычисления характеристик сложных устройств СВЧ с помощью ЭВМ.

Следует отметить [1, 2], что при объединении устройств СВЧ, соответствующем каскадному соединению многополюсников с согласованными и развязанными входами в клеммных плоскостях, результирующий многополюсник также имеет согласованные и развязанные входы, а блоки коэффициентов передачи между клеммными плоскостями определяются перемножением соответствующих блоков исходных многополюсников.

### 6.3. Проекционные методы анализа устройств СВЧ

Для анализа сложных устройств СВЧ на основе принципа декомпозиции необходимо уметь вычислять матрицы внешних характеристик базовых элементов. Вычисление этих матриц проводится с помощью соотношений, получающихся в результате решения уравнений Максвелла применительно к конкретным граничным условиям, задаваемым геометрической структурой конкретного базового элемента. При этом в результате решения уравнений электродинамики должна быть составлена математическая модель базового элемента, позволяющая определять матрицы его внешних характеристик. Для составления математической модели могут быть использованы различные методы, однако наибольшее практическое применение получили проекционные методы. Суть проекционных методов состоит в том, что неизвестные поля, являющиеся элементами функционального пространства, проецируются с помощью полной ортонормированной системы функций в числовое пространство. При этом неизвестным становится множество чисел, являющихся коэффициентами базисных функций, совокупность которых определяет неизвестные поля. Роль базисных функций во внутренних задачах электродинамики обычно играют поля различных типов волн волноводов или резонаторов. К проекционным методам относятся: метод Галёркина, метод моментов, метод частичных областей, метод коллокаций и т.п.

Метод Галёркина, как и другие проекционные методы, сводит неоднородную краевую задачу к неоднородной системе линейных уравнений, решение которой определяет коэффициенты разложения искомой функции. При этом чем выше порядок системы, т.е. чем больше  $N$ , тем точнее определяется неизвестная функция  $\mathbf{u}$ . Определив с помощью этого метода поля внутри базового элемента, а следовательно, и в поперечных сечениях его входных линий передачи, можно найти численные значения напряжений и токов на клеммах эквивалентного многополюсника, используя, например, соотношение (6.1). По токам и напряжениям на клеммах многополюсника могут быть найдены любые матрицы внешних характеристик базового элемента. Объединив матрицы рассеяния базовых элементов в общую схему, можно найти матрицу рассеяния сложного устройства СВЧ и вычислить любые его характеристики.

Эти вычисления проводятся, естественно, с применением высокопроизводительных ЭВМ.

## 7 ЭЛЕМЕНТЫ ТРАКТА СВЧ

### 7.1 Нагрузки СВЧ

Нагрузки СВЧ на эквивалентной схеме представляются в виде двухполюсника, который характеризуется величиной коэффициента отражения  $\dot{\Gamma}$ , Матрица рассеяния нагрузки вырождается в число  $s_{11} = \dot{\Gamma}$ . В трактах СВЧ находят применение *согласованные и реактивные нагрузки*.

Идеальная согласованная нагрузка имеет  $\dot{\Gamma} = 0$ . Характеристиками реальных согласованных нагрузок являются зависимость  $\dot{\Gamma}$  от частоты и величина допустимой поглощаемой мощности. На практике используются нагрузки с  $\dot{\Gamma} < 0,01$  в полосе частот не менее 20%. Часто нагрузку характеризуют величиной  $k_{СВ}$  на входе. Требования к фазе отраженной волны не предъявляются. По величине допустимой поглощаемой мощности различают нагрузки на низкий ( $< 1$  Вт) и высокий уровни мощности. В последнем случае нагрузка содержит радиатор, предназначенный для рассеивания тепла в свободное пространство.

На рис. 7.1 показаны согласованные нагрузки в волноводном (а), коаксиальном (б) и полосковом (в) исполнении. Они выполняются объемными из радиопоглощающего материала, например, ферроэпоксида, или имеют тонкие поглощающие пленки. Качество нагрузки существенно зависит от длины  $l$  и

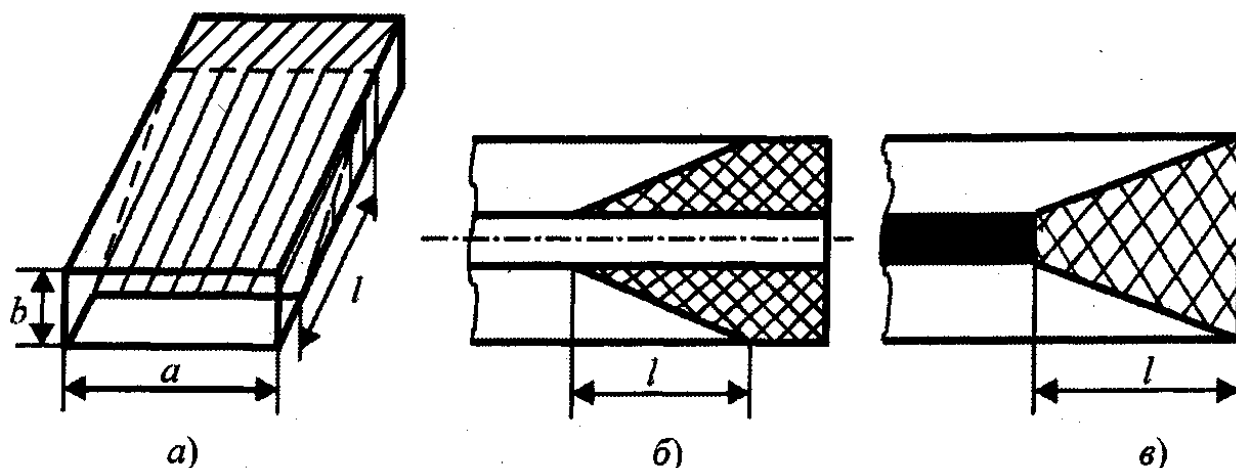


Рисунок 7.1 – Поглощающие нагрузки:

а) – волноводная; б) - коаксиальная; в) - полосковая

профиля нагрузки. Для клиновидных нагрузок  $l$  берется порядка  $\lambda$ . В случае экспоненциального профиля длина нагрузки может быть существенно уменьшена. В дециметровом диапазоне на высокий уровень мощности используют *водяные нагрузки*. В этом диапазоне вода интенсивно поглощает электромагнитную энергию, преобразуя ее в тепло. Такая нагрузка пред-

ставляет собой систему радиопрозрачных трубок, помещенных в область, содержащую электромагнитное поле. По этим трубкам циркулирует вода.

Согласованные нагрузки используются в измерительной аппаратуре СВЧ - диапазона в качестве эквивалента антенны при настройке ее тракта СВЧ, в промышленных установках СВЧ - нагрева различных влагосодержащих материалов.

Идеальная реактивная нагрузка имеет  $|\dot{\Gamma}| = 1$  и характеризуется только фазой коэффициента отражения. Реальная реактивная нагрузка имеет  $|\dot{\Gamma}|$ , близкий к единице, и характеризуется коэффициентом  $k_{СВ}$ , который может достигать значений порядка 100 и более. На практике реактивная нагрузка реализуется в виде неподвижного (запаянного) или подвижного поршня. Основное требование, предъявляемое к поршню, состоит в обеспечении хорошего электрического контакта со стенками линии передачи.

На рис. 7.2 показаны волноводные короткозамыкающие поршни. В дроссельном поршне качество контакта обеспечивается электрическим путем. Дроссель представляет собой свернутую короткозамкнутую попуолновую

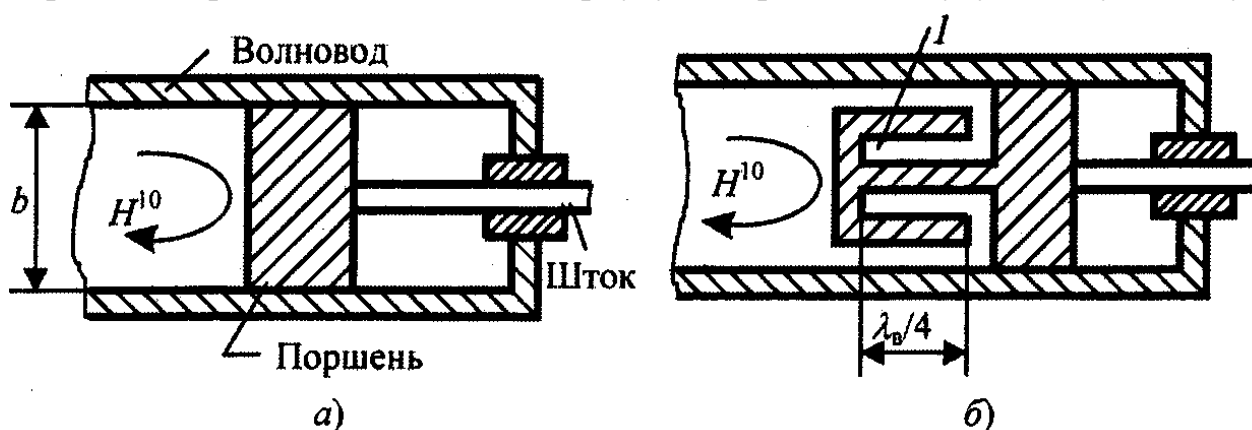


Рисунок 7.2 – Волноводные короткозамыкающие поршни:  
а) – контактный; б) - дроссельный

линию, трансформирующую нулевое сопротивление в поперечное сечение волновода, примыкающего к поршню. Механический контакт располагается на расстоянии  $\lambda_{в}/4$  от короткого замыкания (точка 1 на рис. 7.2,б). Поэтому в сечении механического контакта продольные токи отсутствуют, и качество этого контакта не влияет на качество работы поршня в целом. Аналогично реализуются поршни в коаксиальном исполнении. Они находят применение в измерительных трактах СВЧ, а также в качестве элементов настройки согласующих устройств.

## 7.2 Тройники

**Тройником** называется сочленение трех линий передачи. Тройники на эквивалентной схеме отображаются в виде шестиполосника. На рис. 7.3,а

и  $b$  показаны волноводные симметричные  $Y$ -тройники в плоскостях  $H$  и  $E$  соответственно и их эквивалентные схемы. Определим матрицы рассеяния этих устройств. Матрица рассеяния шестиполосника имеет третий порядок (по числу пар клемм многополосника или входов устройства СВЧ). Коэффициент отражения  $s_{11}$  определяется при подключении к первому входу генератора, а к остальным - согласованных нагрузок. В этом случае нагрузкой эквивалентной линии, соответствующей первому входу, является параллельное соединение двух линий с волновым сопротивлением  $W$ , эквивалентных входам 2 и 3, т.е.  $Z_H = W/2$ . Поэтому  $s_{11} = (Z_H - W)/(Z_H + W) = -1/3$ . Поскольку сочленение симметрично,  $s_{22} = s_{33} = -1/3$ . По этой же причине коэффициенты передачи из первого входа на второй и третий равны, т.е.  $s_{21} = s_{31}$ . Так как рассматривается идеальный  $Y$ -тройник без потерь, его матрица рассеяния унитарна. Поэтому сумма квадратов модулей элементов любой строки или столбца этой матрицы равна единице, т.е.  $|s_{11}|^2 + |s_{21}|^2 + |s_{31}|^2 = 1$ . Учитывая сказанное, находим  $|s_{21}| = |s_{31}| = 2/3$ .

Клеммные плоскости данного устройства могут быть расположены так, чтобы все элементы первого столбца матрицы рассеяния стали действительными. Учитывая, что  $Y$ -тройник является взаимным устройством и его матрица рассеяния симметричная, получаем

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 2 \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{2}{3} \\ \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \\ \frac{2}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (7.1)$$

Рассуждая аналогично по отношению к симметричному  $Y$ -тройнику в плоскости  $E$ , получаем

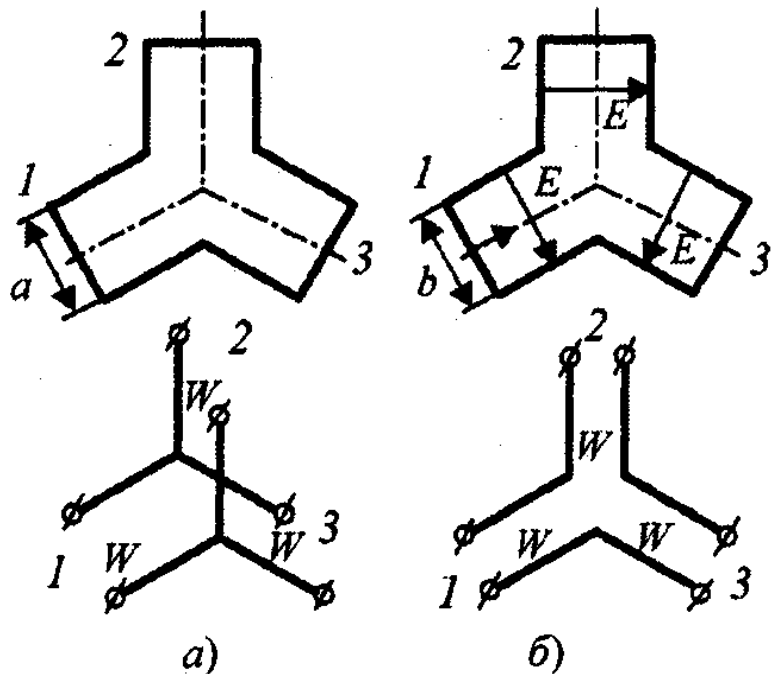


Рисунок 7.3 – Волноводные симметричные  $Y$ -тройники и их эквивалентные схемы:  
*a)* – в плоскости  $H$ ; *б)* – в плоскости  $E$



$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} & -\frac{2}{3} \\ -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{2}{3} \\ -\frac{2}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix}. \quad (7.2)$$

Знак «минус» при коэффициентах передачи этой матрицы объясняется тем, что при возбуждении, например, входа 1 Y-тройника, на оставшихся входах ориентация вектора  $E$  изменяется на противоположную (рис. 7.3,б). Можно проанализировать Y-тройники с учетом их геометрической симметрии относительно оси и

плоскости, проходящей через середину каждого из волноводов. Воспользовавшись методикой влияния геометрической симметрии устройств СВЧ на его внешние характеристики, можно получить матрицы рассеяния таких устройств, совпадающие с (7.1) и (7.2).

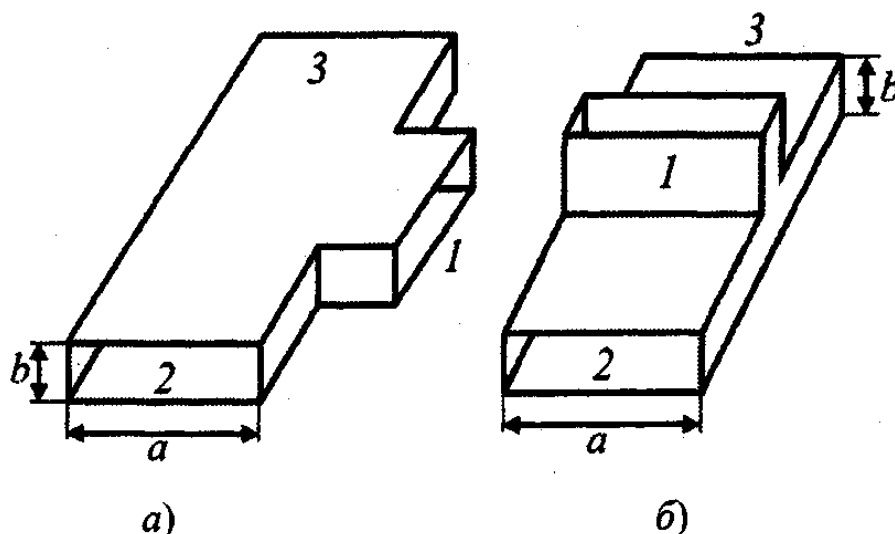


Рисунок 7.4 - Волноводные симметричные T-тройники и их эквивалентные схемы:

*a)* – в плоскости  $H$ ; *б)* – в плоскости  $E$

На рис. 7.4 показаны волноводные T-образные тройники в  $H$ - и  $E$ -плоскостях соответственно. Обычно их выполняют так, чтобы они были согласованы по входам 1, поэтому при возбуждении этих входов мощность делится поровну между плечами 2 и 3 (входы устройства СВЧ иногда называют плечами), поэтому  $|s_{21}| = |s_{31}| = 1/\sqrt{2}$ . В  $E$ -тройнике при этом плечи 2 и 3 возбуждаются в фазе, а в  $H$ -тройнике - в противофазе. Учитывая сказанное и свойство унитарности матрицы ( $S^*S = E$ ), получаем следующие матрицы рассеяния T-образных тройников:

$$\mathbf{S}_H = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S}_E = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (7.3)$$

На рис. 7.5 представлены тройники в коаксиальном и полосковом исполнении соответственно. Они имеют матрицы рассеяния такие же, как у волноводного  $H$ -тройника.

На практике часто возникает задача сложения мощностей двух источников в общей нагрузке.

Рассмотрим возможность применения для этой цели, например,  $T$ -образного  $H$ -тройника. Подключим первый источник с амплитудой  $a_1$  ко второму плечу тройника, второй источник с амплитудой  $a_2$  - к третьему плечу, а согласованную нагрузку - к первому плечу. Найдем амплитуды волн  $b_n$  ( $n = 1, 2, 3$ ), отраженных от тройника, с помощью определения матрицы рассеяния:

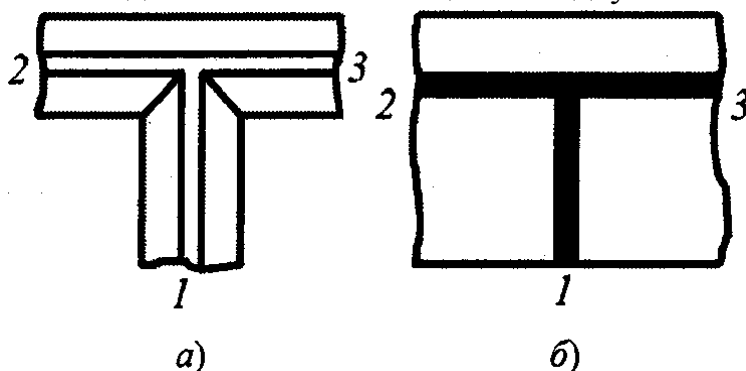


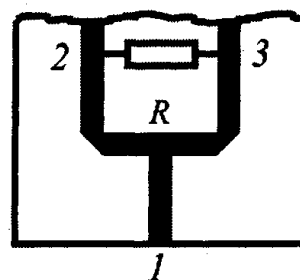
Рисунок 7.5 – Тройники:  
а) – коаксиальный; б) - полосковый

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad \begin{cases} b_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} (a_1 + a_2), \\ b_2 = \frac{1}{2} (a_2 - a_1), \\ b_3 = \frac{1}{2} (a_1 - a_2) \end{cases}$$

Отсюда следует, что мощность источников складывается на первом плече тройника только тогда, когда  $a_1 = a_2$ . В противном случае во втором и третьем плечах тройника появляются нежелательные отраженные волны, для устранения которых при любых амплитудах источников необходимо, чтобы матрица рассеяния шестиполусного устройства сложения мощности имела вид

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Так как эта матрица симметрическая, она соответствует взаимному устройству. Определим наличие тепловых потерь в этом устройстве, для чего найдем собственные числа матрицы рассеяния как корни характеристического многочлена  $\det(\mathbf{S} - \lambda \mathbf{E}) = 0$ . Подставив сюда матрицу  $\mathbf{S}$ , получим  $\lambda(1 - \lambda^2) = 0$ , откуда  $\lambda_1 = 0$ ,  $\lambda_2 = 1$ ,  $\lambda_3 = -1$ . Таким образом, при возбуждении устройства СВЧ первым собственным вектором матрицы  $\mathbf{S}$  он должен полностью поглощаться этим устройством, а второй и третий собственные векторы должны полностью отражаться от устройства СВЧ. Этими свойствами обладает согласованный тройник (или балансный делитель мощности), полосковый вариант которого показан на рис. 7.6. В его состав входит поглощающий элемент в виде резистора  $R$ , сопротивление которого, а также волновые сопротивления плеч подбирают из условия обеспечения максимальной рабочей полосы частот устройства.



**Рисунок 7.6 - Балансный делитель мощности**

### 7.3 Направленные ответвители

Направленные ответвители представляют собой взаимные устройства СВЧ, имеющие четыре плеча. При возбуждении одного из плеч мощность делится в требуемом отношении между какими-либо двумя плечами, а четвертое плечо остается невозбужденным. На эквивалентной схеме направленный ответвитель отображается в виде восьмиполюсника. В зависимости от расположения входов направленных ответвителей, между которыми делится мощность СВЧ, различают три типа восьмиполюсников (рис. 7.7). Первый тип (I) называется сонаправленным, второй (II) и третий (III) - противонаправленными.

Из рисунка следует, что перенумерацией входов направленных ответвителей второго и третьего типов они могут быть сведены к первому типу. Поэтому далее будем рассматривать направленные ответвители первого типа. Идеальные направленные ответвители имеют матрицу рассеяния вида

$$S = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & \sqrt{1-C^2} & -iC \\ 0 & 0 & -iC & \sqrt{1-C^2} \\ \sqrt{1-C^2} & -iC & 0 & 0 \\ -iC & \sqrt{1-C^2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (7.4)$$

где  $C$  - коэффициент связи, определяющий долю ответвляемой мощности.

Из вида матрицы  $S$  следует, что все входы направленного ответвителя согласованы ( $s_{11} = s_{22} = s_{33} = s_{44} = 0$ ), входы 1 и 2, а также 3 и 4 взаимно развязаны, т.е.  $s_{21} = s_{12} = 0$ ,  $s_{43} = s_{34} = 0$ .

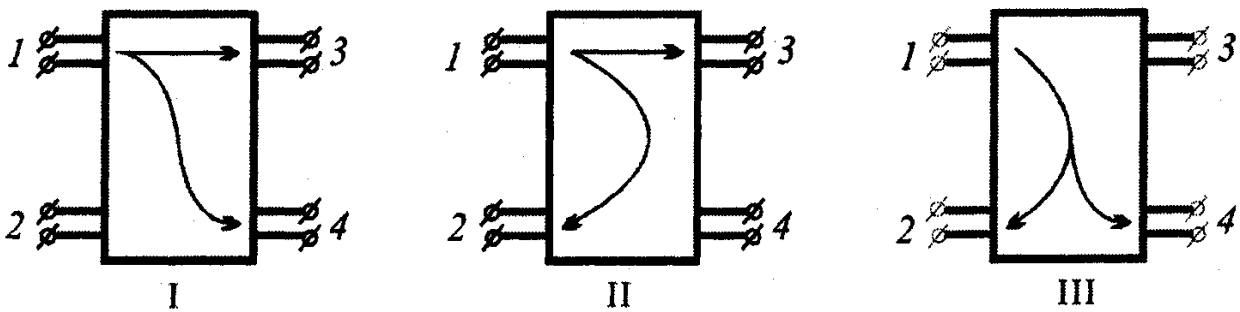


Рисунок 7.7 – Восьмиполюсники, эквивалентные направленные ответвители типов I, II, III

При возбуждении плеча 1 фаза колебаний в плече 4 отстает на  $90^\circ$  от фазы колебаний в плече 3. Об этом говорит отрицательная мнимая единица при коэффициенте  $C$ . Реальные направленные ответвители характеризуются следующими параметрами, определяемыми в режиме возбуждения плеча 1: переходным ослаблением  $c_{41} = 10 \lg (P_1/P_4) = -20 \lg C$ ; направленностью  $c_{24} = 10 \lg (P_4/P_2)$ , рабочим затуханием  $c_{31} = 10 \lg (P_1/P_3)$ ; коэффициентом стоячей волны (КСВ) на входе  $КСВ = (1 + |s_{11}|)/(1 - |s_{11}|)$ . Данные параметры определяются в некоторой рабочей полосе частот направленного ответвителя,

и их числовые значения лежат в пределах:  $0 < c_{41} < 60$  дБ;  $c_{24} > 20$  дБ;  $c_{31} > 0$  дБ;  $k_{СВ} < 1,1$ . Простейшим направленным ответвителем является волноводный двухдырочный ответвитель (рис. 7.8). Он представляет собой два прямоугольных волновода, в общей узкой стенке которых на расстоянии  $\lambda_B/4$  друг от друга прорезаны два отверстия связи. При возбуждении плеча 1 мощность СВЧ в основном проходит в плечо 3, и небольшая ее часть ответвляется в плечо 4. Плечо 2 при этом остается развязанным, т.е.

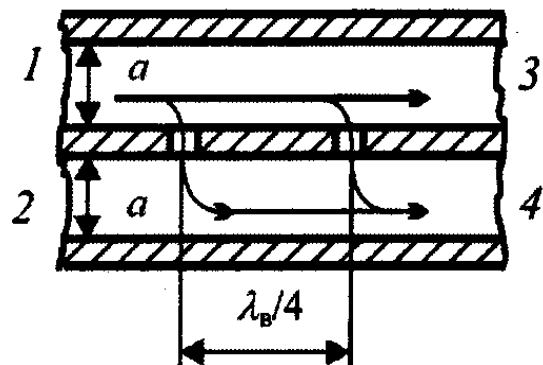


Рисунок 7.8 - Двухдырочный направленный ответвитель

волны, ответвившиеся через отверстия, расстояние между которыми  $\lambda_B / 4$ , оказываются в этом плече противофазными и гасят друг друга. Недостатком данного устройства является его узкополосность. Для устранения этого недостатка направленный ответвитель делают многодырочным. За счет этого удастся также подобрать требуемую частотную характеристику переходного ослабления  $s_{41}$ .

В волноводных трактах СВЧ широко используется направленный ответвитель, представляющий собой два пересекающихся под прямым углом прямоугольных волновода, в общей широкой стенке которых на расстоянии  $a/4$  от узких стенок прорезано отверстие связи какой-либо формы (см. рис. 7.9). Возможные формы отверстий, применяемые в таких ответвителях, показаны на рис. 7.10.

Форма и размеры отверстий существенно влияют на значение переходного ослабления. В направленных ответвителях элементами резонансного типа (щели, крестообразные отверстия) удастся получить малые значения переходного ослабления. Принцип работы такого ответвителя основан на том, что точка расположения отверстия связи является точкой круговой поляризации вектора магнитного поля волны  $H_{10}$ . Направленные вращения вектора  $\mathbf{H}$

однозначно определяет направление распространения волны  $H_{10}$  в волноводе. Направленное ответвление мощности объясняется сохранением направления вращения вектора  $\mathbf{H}$  в верхнем и нижнем волноводах. Для уменьшения переходного ослабления в таких ответвителях делают два диагонально расположенных крестообразных отверстия связи.

На рис. 7.11 показаны полосковые направленные ответвители. Двухшлейфовый ответвитель (рис. 7.11,а) является аналогом двухдырочного волноводного ответвителя. Шлейфы длиной  $\lambda_B / 4$  выполняют роль отверстий и расположены на расстоянии  $\lambda_B / 4$  друг от друга. Требуемое переходное ослабление и согласование входов обеспечивается подбором волновых сопротивлений шлейфов и соединяющих их линий. Принцип работы полоско-

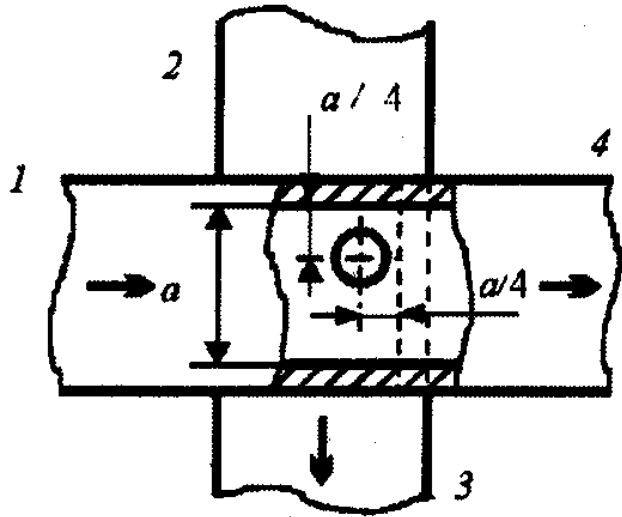


Рисунок 7.9 – Направленный ответвитель на пересекающихся волноводах

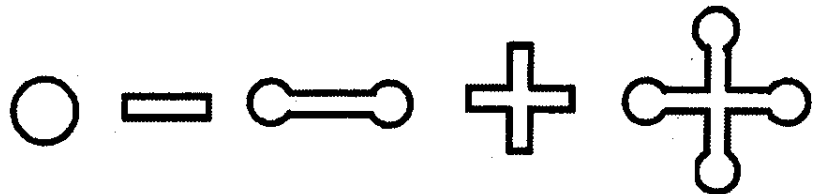
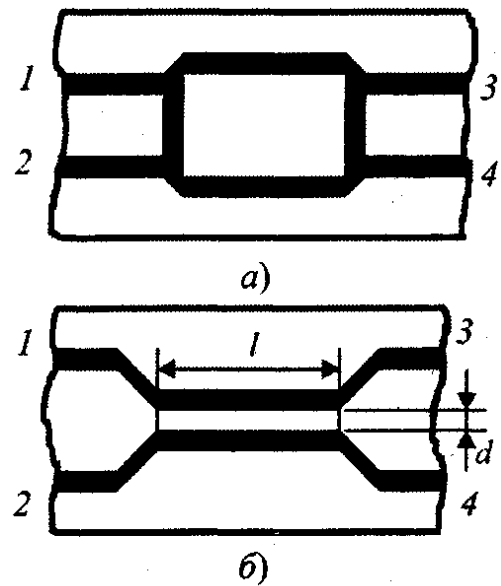


Рисунок 7.10 – Формы отверстий используемые в направленных ответвителях

вого ответвителя на связанных линиях (рис. 7.11,б) состоит в том, что направленный переход из основной линии (1-3) во вторичную (2-4) осуществляется за счет ее расположения в поле линии (1-3). Для этого расстояние между линиями  $d$  делается достаточно малым. Величина переходного затухания в таком ответвителе зависит от зазора между линиями  $d$  и от длины связанного участка  $l$ . В таком направленном ответвителе обеспечивается распределенная по длине связь между линиями.



#### 7.4 Мостовые устройства СВЧ

Мостами СВЧ называются направленные ответвители с переходным ослаблением 3 дБ. Таким образом, мост делит мощность поровну между плечами 3 и 4 (см. рис. 7.7). Различают следующие мостовые устройства СВЧ: волноводно-щелевые мосты в  $H$ - и  $E$ -плоскостях; кольцевой мост; двойной  $T$ -мост; свернутый двойной  $T$ -мост. Мосты СВЧ, являясь частным случаем направленных ответвителей, на эквивалентной схеме отображаются в виде восьмиполюсника [2, 3].

Кольцевой мост представляет собой свернутую в кольцо линию передачи длиной  $3\lambda_{\text{л}}/2$ , в которую с интервалом  $\lambda_{\text{л}}/4$  включены четыре входные линии передачи. В качестве линии передачи могут быть использованы прямоугольный волновод в  $E$ - и  $H$ -плоскостях, коаксиал, полосковая линия и т.п. Для примера на рис. 7.12 представлен кольцевой мост в полосковом исполнении. При возбуждении первого плеча в обе стороны по кольцу распространяются волны, которые в области плеч 2 и 4 оказываются синфазными, а в области плеча 3 - противофазными. Поэтому мощность делится поровну между плечами 2 и 4, а плечо 3 - развязано. При этом плечи 2 и 4 возбуждаются в противофазе, так как расстояние между ними по кольцу  $\lambda_{\text{л}}/2$ . Согласование входов моста обеспечивается подбором волновых сопротивлений входных линий и линий кольца. Возбуждая после-

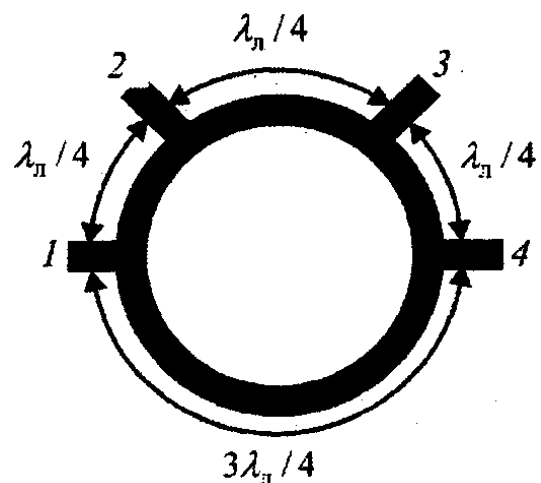


Рисунок 7.12 – Полосковый кольцевой мост

довательно все плечи кольцевого моста, можно составить его матрицу рассеяния:

$$\mathbf{S} = \frac{i}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

Двойной  $T$ -мост является еще одним представителем волноводных устройств. Он представляет собой гибри-

брид волноводных  $E$ - и  $H$ -тройников (см. рис. 7.4). При возбуждении плеча 1 мощность делится поровну между плечами 3 и 4, возбуждая их синфазно. Плечо 2 оказывается развязанным, так как вектор электрического поля волны  $H_{10}$  плеча 1 оказывается ориентированным вдоль волновода плеча 2 и в нем возбуждаются волны типа  $E$ , которые находятся в закритическом режиме. При возбуждении плеча 2 мощность также делится поровну между плечами 3 и 4, возбуждая их однако в противофазе. Плечо 1 оказывается развязанным, так как вектор электрического поля волны  $H_{10}$  плеча

2 ориентирован параллельно широким стенкам волновода плеча 1 и в нем возбуждаются волны типа  $H_{0n}$  ( $n = 1, 2, \dots$ ), которые находятся в закритическом режиме. Учитывая взаимность данного устройства, можно составить его матрицу рассеяния:

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Отличительной особенностью двойного  $T$ -моста является то, что он складывает мощности синфазных равноамплитудных источников, подключенных к плечам 3 и 4, в плече 1, а противофазных - в плече 2. Поэтому такие устройства находят применение в антеннах моноимпульсных радиолокационных станций для формирования суммарно - разностных диаграмм направленности.

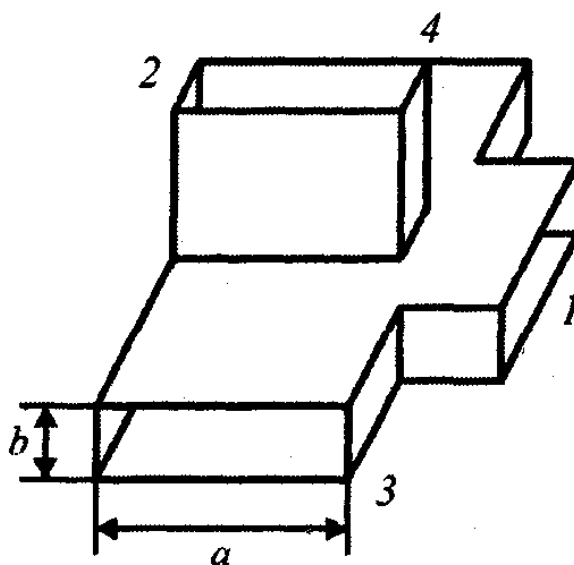


Рисунок 7.13 – Двойной  $T$ -мост

## 7.5 Многоканальные делители мощности СВЧ

Такие делители мощности находят применение в трактах многоэлементных антенных решеток. Они предназначены для деления мощности источника в требуемом соотношении между большим числом выходных каналов, возбуждающих излучающие элементы антенной решетки. Эквивалентный многополюсник такого делителя показан на рис. 7.14. Мощность источника, подключаемого к первой паре клемм (входу), должна быть распределена между  $N$  выходными парами клемм. Элементами для построения таких делителей могут служить тройники, балансные делители мощности, мостовые устройства и их комбинации. Наиболее распространенными являются *параллельная* (рис. 7.15,а), *последовательная* (рис. 7.15,б) и *параллельно-последовательная* (рис. 7.15,в) схемы построения многоканальных делителей. Каждый квадратик на этих схемах обозначает элементарный делитель мощности.

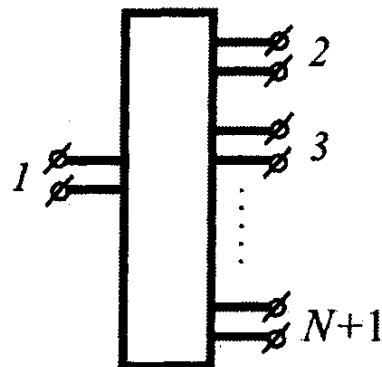


Рисунок 7.14 - Многоканальный делитель мощности СВЧ

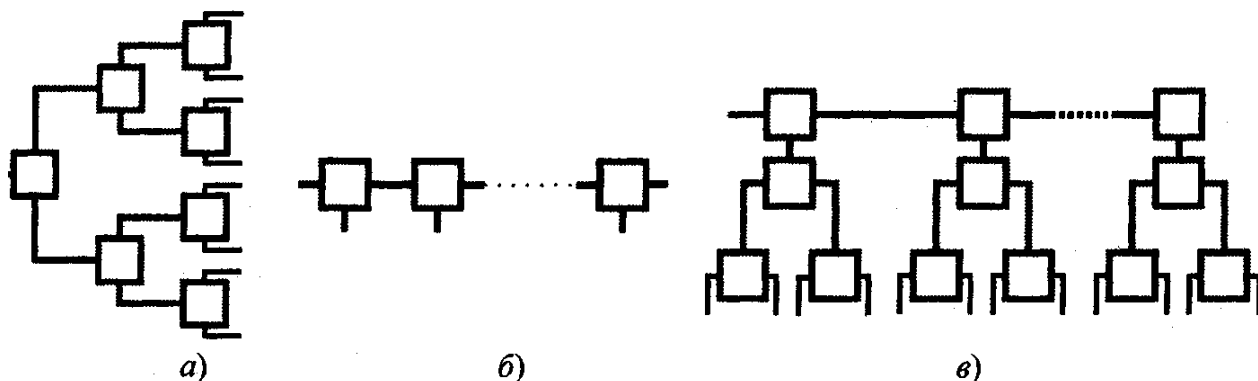


Рисунок 7.15 – Схемы многоканальных делителей мощности:

а) – параллельная; б) - последовательная;

в) – параллельно-последовательная

Характеристики многоканальных делителей могут быть найдены по известным характеристикам элементарных делителей путем объединения их в общую схему. Вопросы расчета и проектирования таких делителей мощности рассмотрены в [5].



## 8 УСТРОЙСТВА СВЧ С ПРИМЕНЕНИЕМ ФЕРРИТОВ

### 8.1 Основные свойства ферритов на СВЧ

Использование ферритов на СВЧ обусловлено спецификой распространения в них радиоволн. Рассмотрим кратко эффекты, происходящие в подмагниченных ферритах при распространении в них электромагнитных волн СВЧ-диапазона.

Феррит представляет собой разновидность магнитной керамики с  $\epsilon_r = 8 - 16$  и  $\text{tg} \delta = 10^{-2} - 10^{-3}$ . Магнитная

проницаемость феррита в диапазоне СВЧ определяется гиромангнитными свойствами электронов. При вращении вокруг своей оси электрон, имеющий массу и заряд, создает механический  $\vec{R}_3$  и магнитный  $\vec{M}_3$ , моменты, направленные в противоположные стороны (рис. 8.1). Области феррита, в которых магнитные моменты большей части электронов ориентированы одинаково, называются *доменами*. Объем одного домена составляет около  $10^{-12} \text{ см}^3$ . Из-за их произвольной ориентации в феррите результирующий магнитный момент равен нулю.

В постоянном магнитном поле  $\vec{H}_0$  ось вращения электрона ориентируется по направлению этого поля. Поэтому магнитные моменты отдельных доменов ориентируются одинаково и образуют результирующий магнитный момент подмагниченного феррита, характеризуемый вектором намагниченности  $\vec{M}$ , определяемым как предел отношения результирующего магнитного мо-

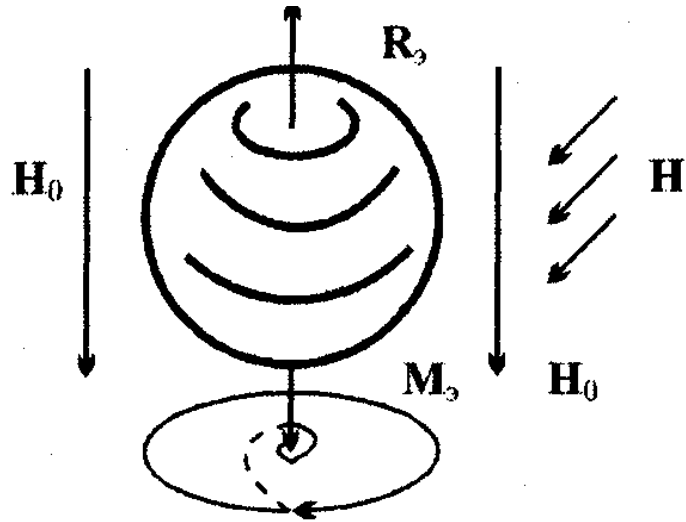


Рисунок 8.1 – Электрон в магнитном поле

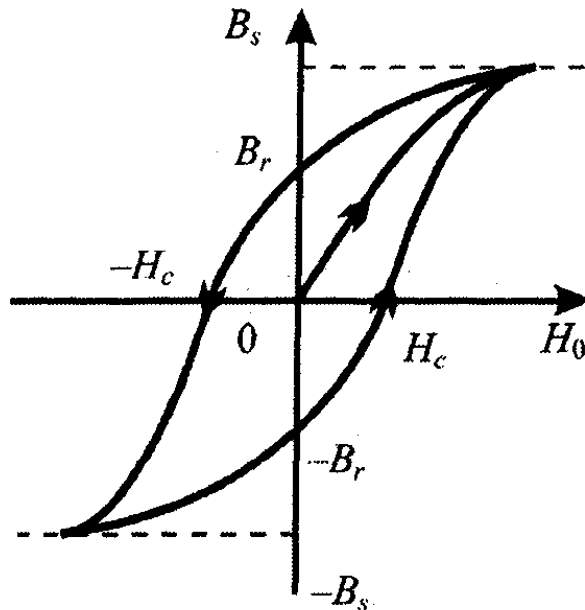


Рисунок 8.2 – Петля гистерезиса

мента, определяемым как предел отношения результирующего магнитного мо-

мента феррита к его объему при стремлении последнего к нулю; тензором магнитной проницаемости  $|\vec{\mu}|$  и вектором магнитной индукции  $\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M}) = |\vec{\mu}|\vec{H}$ . С ростом напряженности постоянного магнитного поля  $\vec{H}_0$  происходит переориентация доменов, растут результирующий магнитный момент и магнитная индукция феррита. Это продолжается до тех пор, пока векторы  $\vec{H}_0$  и  $\vec{M}$  не станут параллельными. При дальнейшем росте величины  $\vec{H}_0$  происходит ориентация по полю несоориентированных электронов в доменах. После чего наступает насыщение феррита. С уменьшением  $\vec{H}_0$  происходит уменьшение магнитной индукции. При этом закон убывания магнитной индукции не совпадает с законом ее нарастания. **Это называется явлением гистерезиса** (рис. 8.2). Петля гистерезиса характеризуется индукцией насыщения  $B_s$ , остаточной намагниченностью  $B_r$  и коэрцитивной силой  $H_c$ . Остаточная намагниченность находит применение в фазовращателях с прямоугольной петлей гистерезиса (ППГ) для обеспечения внутренней магнитной памяти (см. п. 9.2).

При отклонении оси вращения электрона, находящегося в постоянном магнитном поле, какой-либо внешней силой она начинает прецессировать (вращаться) вокруг направления устойчивого равновесия. **Прецессия всегда происходит по часовой стрелке, если смотреть в направлении  $\vec{H}_0$** . При наличии потерь прецессия происходит по спирали, сходящейся к направлению  $\vec{H}_0$  (см. рис. 8.1). Роль внешней силы, отклоняющей ось вращения электрона при распространении в феррите радиоволны, играет переменное магнитное поле этой волны. Таким образом, все многообразие свойств феррита при распространении в нем радиоволн определяется величиной и взаимной ориентацией постоянного подмагничивающего  $\vec{H}_0$  и высокочастотного  $\vec{H}$  полей. Из электродинамики известно, что в феррите, намагниченном полем  $\vec{H}_0$ , которое ориентировано вдоль оси  $z$ , магнитная индукция  $\vec{B}$  и магнитное поле  $\vec{H}$  связаны соотношением

$$\mathbf{B} = \|\boldsymbol{\mu}\| \mathbf{H}, \quad \|\boldsymbol{\mu}\| = \begin{bmatrix} \mu & -ik & 0 \\ ik & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu_0 \end{bmatrix}.$$

В развернутом виде это соотношение имеет вид

$$B_x = \mu H_x - ikH_y,$$

$$B_y = ikH_x + \mu H_y,$$

$$B_z = \mu_0 H_z,$$

где  $\mu, k$  - комплексные элементы тензора магнитной проницаемости, зависящие от  $\vec{H}_0$  и частоты  $\omega$ ;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м - абсолютная магнитная проницаемость.

Отсюда следует, что если вектор  $\vec{H}$  высокочастотного поля параллелен оси  $z$ , т.е.  $H_x = H_y = 0, H_z = H$ , то вектор магнитной индукции имеет единственную компоненту  $B_z = \mu_0 H$  и гироманнитные свойства в феррите не проявляются.

Если же вектор магнитного поля  $\vec{H}$  имеет круговую поляризацию и плоскость вращения перпендикулярна подмагничивающему полю, то вектор магнитной индукции также имеет круговую поляризацию, по направлению совпадающую с вектором  $\vec{H}$ . Действительно, положим  $\vec{H} = \vec{x}_0 \vec{H} \mp j \vec{y}_0 \vec{H}$ , где  $\vec{x}_0, \vec{y}_0$  - единичные орты прямоугольной системы координат; верхний знак соответствует круговой поляризации правого вращения (по часовой стрелке, если смотреть в направлении  $\vec{H}_0$ ), а нижний - левого вращения (против часовой стрелки, если смотреть в направлении  $\vec{H}_0$ ). Найдем  $B_x, B_y$  и  $B_z$ :

$$B_x = \mu_+ H, B_y = -i \mu_+ H, B_z = 0, \mu_+ = \mu - k;$$

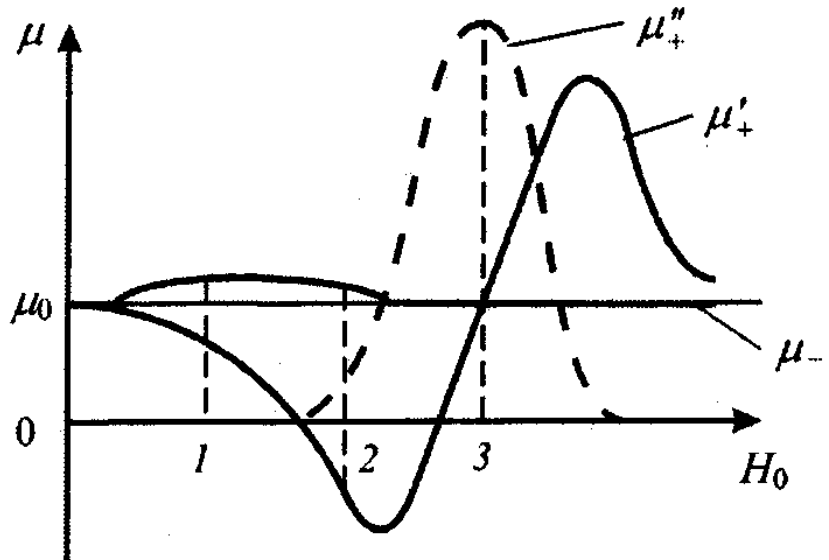
для левого вращения

$$B_x = \mu_- H, B_y = i \mu_- H, B_z = 0, \mu_- = \mu + k.$$

Здесь  $\mu_+$  и  $\mu_-$  - комплексные магнитные проницаемости феррита для волн круговой поляризации правого и левого вращения соответственно.

Итак, зная направление и величину подмагничивающего постоянного поля  $\vec{H}_0$ ,

вычислив действительную и мнимую части  $\mu_+$  и  $\mu_-$  и представив высокочастотное поле  $\vec{H}$  в виде линейной комбинации полей с круговой поляризацией



правого и левого вращения, можно найти значения  $B_x$  и  $B_y$  и установить происходящие в феррите гироманнитные эффекты. На рис. 8.3 представлены зависимости  $\mu_+ = \mu'_+ + j\mu''_+$  и  $\mu_-$  от величины подмагничивающего поля.

**Эффект Фарадея** происходит при распространении в феррите электромагнитной линейно поляризованной волны в направлении подмагничи-

вающего поля (см. рис. 9.17). Он проявляется в повороте плоскости поляризации этой волны на некоторый угол  $\psi$  при прохождении через продольно подмагниченный феррит. При этом величина подмагничивающего поля  $\vec{H}_0$  должна соответствовать точке 1 на рис. 8.3. В этой точке значения действительных частей магнитных проницаемостей феррита различны для волн круговой поляризации правого  $\mu'_+$  и левого  $\mu_-$  вращений, причем  $\mu_- > \mu'_+$ . Линейно поляризованная волна может быть представлена в виде комбинации равно-амплитудных волн правого и левого вращений. Из-за различия магнитных проницаемостей феррита для этих волн они имеют в феррите различные фазовые скорости  $v_{TM-} < v_{TM+}$  и приобретают различные фазовые набег при распространении на одинаковое расстояние. Поэтому линейно поляризованный вектор, образованный суммированием полей волн правого и левого вращений, повернется на некоторый угол  $\psi$ , пропорциональный разности коэффициентов фазы этих волн. Поворот плоскости поляризации всегда происходит по часовой стрелке, если смотреть в направлении вектора подмагничивающего поля  $\vec{H}_0$ , и не зависит от направления распространения волны, т.е. эффект Фарадея является невзаимным.

**Эффект смещения поля** происходит при распространении волны поперек подмагничивающего поля  $\vec{H}_0$ , причем вектор  $\vec{H}$  распространяющейся волны имеет круговую поляризацию правого вращения в плоскости, перпендикулярной  $\vec{H}_0$  (рис. 8.4). При этом величина подмагничивающего поля  $\vec{H}_0$  должна соответствовать точке

2 на рис. 8.3. В этой точке значение действительной части магнитной проницаемости феррита для волны правого вращения отрицательно. Это соответствует мнимому значению коэффициента фазы волны. Поэтому такая волна в феррите не распространяется, и поле вытесняется из феррита. При этом волна левого вращения распространяется в таком феррите как в обычном диэлектрике с повышенными значениями диэлектрической и магнитной проницаемостей. При изменении направления распространения волны на противоположное, изменяется и направление вращения вектора  $\vec{H}_0$ , поэтому эффект смещения поля является невзаимным.

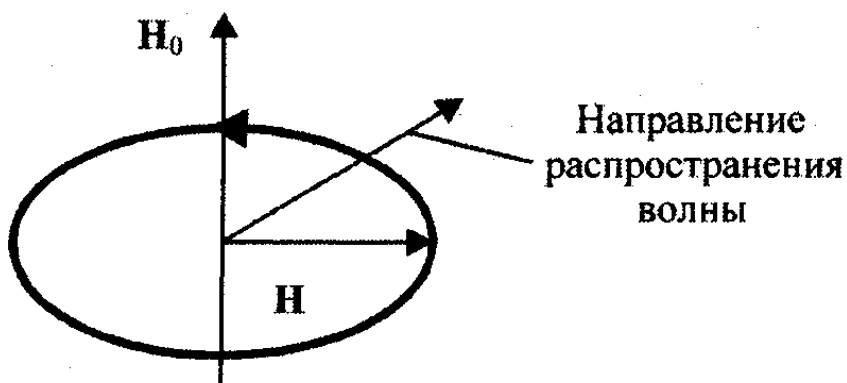


Рисунок 8.4 – Ориентация векторов  $\vec{H}_0$  и  $\vec{H}$  при поперечном ферромагнитном резонансе

**Эффект ферромагнитного резонанса** происходит при тех же условиях, что и эффект смещения поля. Отличие состоит лишь в величине подмаг-

ничающего поля, которая должна соответствовать точке 3 на рис. 8.3. В этой точке **мнимая часть магнитной проницаемости феррита для волны правого вращения имеет резонансное значение**, определяющее большие тепловые потери. Эти потери обусловлены тем, что энергия высокочастотного поля волны расходуется на поддержание прецессии электронов в феррите, так как **направление вращения вектора  $\vec{H}$  этой волны совпадает с направлением прецессии**, а частота электромагнитных колебаний совпадает с частотой прецессии электронов. Как и эффект смещения поля, **поперечный ферромагнитный резонанс является невзаимным эффектом**.

## 8.2 Вентили СВЧ

Вентиль представляет собой устройство СВЧ, пропускающее без потерь мощность в прямом направлении со входа на выход и полностью поглощающее мощность СВЧ, подведенную к его выходу. На эквивалентной схеме вентиль отображается в виде невзаимного четырехполюсника (рис. 8.5) и имеет матрицу рассеяния вида

$$S = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 0 & 0 \\ e^{i\varphi} & 0 \end{bmatrix},$$

где  $\varphi$  - фазовый сдвиг, вносимый вентиляем при прохождении волны со входа 1 на выход 2. Видно, что матрица рассеяния вентиля - несимметрическая и не унитарная. Следовательно, вентиль является невзаимным устройством СВЧ с потерями. Наиболее широкое распространение на практике получили резонансные вентили, вентили со смещением поля и поляризационные вентили. Резонансный вентиль на прямоугольном волноводе с волной  $H_{10}$  (рис. 8.6) состоит из ферритовой пластинки 1, размещенной параллельно продольной оси волновода на таком расстоянии от его узкой стенки, где ампли-

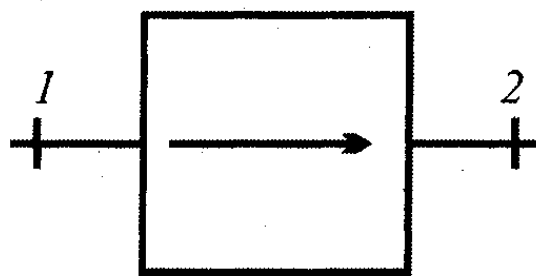


Рисунок 8.5 – Условное обозначение вентиля СВЧ

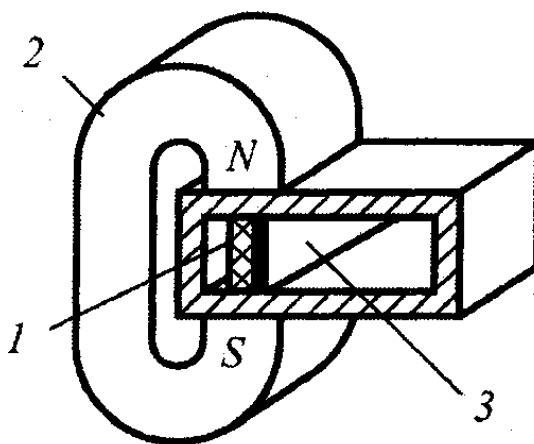


Рисунок 8.6 – Вентиль на прямоугольном волноводе: 1 – феррит; 2 – постоянный магнит; 3 – диэлектрическая пластина (для резонансного вентиля) или поглощающая пленка (для вентиля со смещением поля)

туды продольной и поперечной составляющих магнитного поля равны. В этом сечении вектор магнитного поля вращается в плоскости  $H$  в направлении, задаваемом направлением распространения волны. Поперечное подмагничивающее поле  $\vec{H}_0$  создается постоянным магнитом 2.

В основу работы такого вентиля положен эффект ферромагнитного резонанса. Для падающей волны в месте расположения феррита вектор магнитного поля вращается против часовой стрелки, что соответствует волне левого вращения. Такая волна распространяется по волноводу с ферритом практически без потерь. Отраженная волна в месте расположения феррита имеет вектор магнитного поля правого вращения и интенсивно поглощается ферритом. Диэлектрическая пластина 3 предназначена для расширения рабочей полосы частот вентиля. Недостатком резонансного вентиля является большая напряженность подмагничивающего поля  $\vec{H}_0$  и, следовательно, большой вес постоянного магнита и самого вентиля.

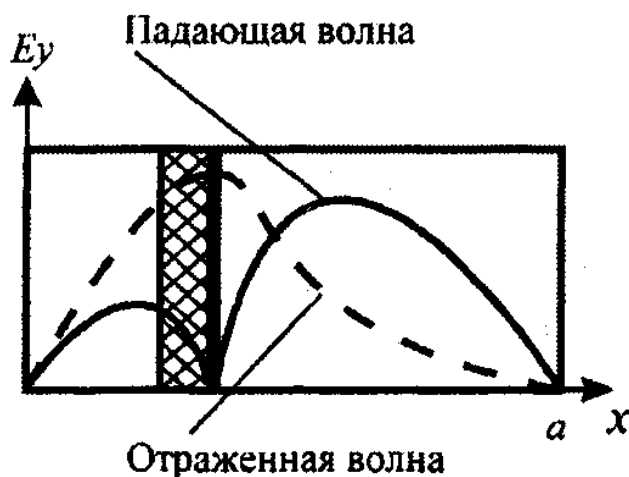


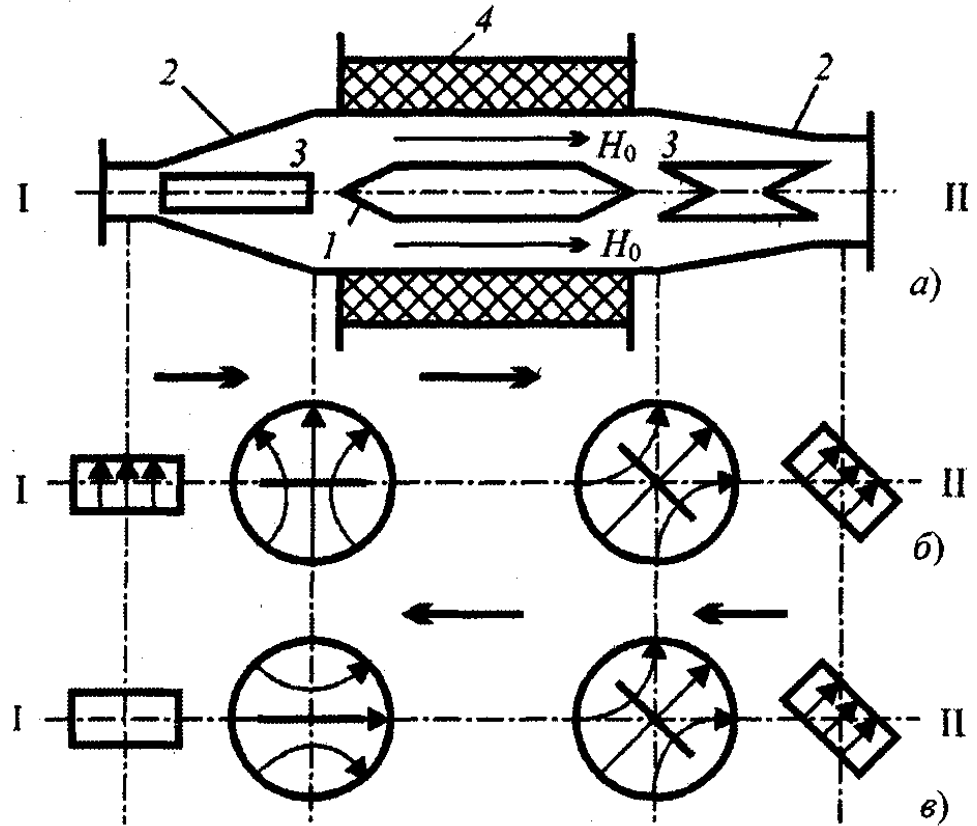
Рисунок 8.7 – Распределение поперечного электрического поля в волновом вентиля со смещением поля

Этот недостаток в значительной степени устраняется в вентилях, построенных на основе эффекта смещения поля. Конструктивно он выполняется так же, как и резонансный вентиль. Отличие состоит в том, что вместо диэлектрической пластины 3 (см. рис. 8.6) боковая поверхность феррита покрывается радиопоглощающей пленкой. Место расположения ферритовой пластинки выбирают таким, чтобы для падающей волны оно соответствовало правому вращению вектора  $H$ . В этом случае магнитная проницаемость феррита отрицательная, коэффициент фазы в феррите становится чисто мнимым и поле волны вытесняется из феррита (рис. 8.7). Волна распространяется по волноводу практически без потерь, так как в месте расположения поглощающей пленки образуется ноль поперечного электрического поля. Отраженная волна в месте расположения феррита имеет положительную магнитную проницаемость. Для этой волны в месте расположения поглощающей пленки образуется максимум поперечной составляющей электрического поля, и она интенсивно поглощается этой пленкой.

**Поляризационный вентиль** (рис. 8.8,а) состоит из поляризатора на круглом волновом с волной  $H_{11}$ , принцип работы которого рассмотрен в п. 9.3 и основан на использовании эффекта Фарадея. К входам поляризатора подключены плавные переходы 2 на прямоугольные волноводы I и II, являющиеся входом и выходом вентиля. Внутри переходов размещены поглощаю-

щие пластины 3. Параметры ферритового стержня 1 и соленоида 4 подобраны так, чтобы обеспечивать поворот на угол  $\psi = 45^\circ$  плоскости поляризации, проходящей по круглому волноводу волны  $H_{11}$ . При возбуждении входа вентилей I волной  $H_{10}$  прямоугольного волновода (рис.

8.8,б) она в плавном переходе 2 преобразуется в волну  $H_{11}$  круглого волновода. Это преобразование происходит без поглощения мощности СВЧ пластиной 3, так как силовые линии электрического поля проходящей волны перпендикулярны пластине. Пройдя через поляризатор, плоскость поляризации



волны  $H_{11}$  поворачивается по часовой стрелке на  $45^\circ$ , и силовые линии электрического поля оказываются параллельными узким стенкам выходного прямоугольного волновода. Второй плавный переход преобразует без потерь волну  $H_{11}$  круглого волновода в волну  $H_{10}$  прямоугольного волновода II. При возбуждении прямоугольного волновода II волной  $H_{10}$  (рис. 8.8,в) она без потерь преобразуется в волну  $H_{11}$  круглого волновода. Пройдя поляризатор, плоскость поляризации волны  $H_{11}$  поворачивается по часовой стрелке на  $45^\circ$ , так как направление вращения плоскости поляризации в эффекте Фарадея определяется направлением подмагничивающего поля  $\vec{H}_0$  и не зависит от направления распространения волны. Таким образом, силовые линии электрического поля волны  $H_{11}$  оказываются параллельными поглощающей пластине и широким стенкам прямоугольного волновода I. Мощность СВЧ, переносимая этой волной, интенсивно поглощается пластиной 3, и на вход I волна не проходит.

Вентили используются как элементы развязки в трактах СВЧ, например, для устранения вредного воздействия отраженной волны на генератор СВЧ - колебаний.

### 8.3 Циркуляторы СВЧ

Циркуляторы представляют собой устройства СВЧ, имеющие три или четыре входных линии передачи (рис. 8.9), причем мощность СВЧ без потерь передается в одном направлении, например, с первого входа на второй, со

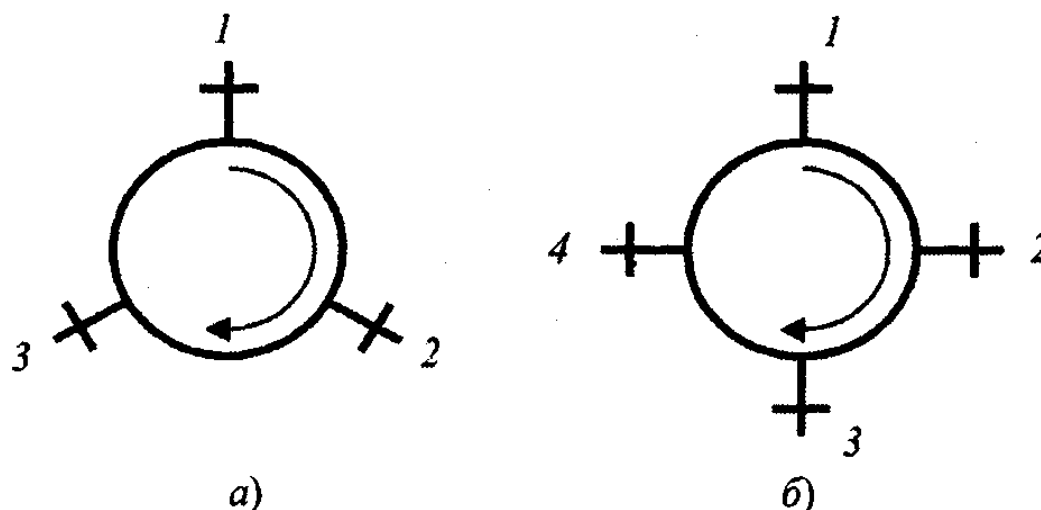


Рисунок 8.9 – Условные обозначения циркуляторов:  
а) – Y-циркулятор; б) - X-циркулятор

второго на третий и т.д. Циркуляторы, имеющие три входных линии передачи, называются Y-циркуляторами. Циркуляторы с четырьмя входами называются X-циркуляторами. На эквивалентной схеме такие циркуляторы отображаются в виде шести- или восьмиполюсника соответственно и имеют матрицы рассеяния

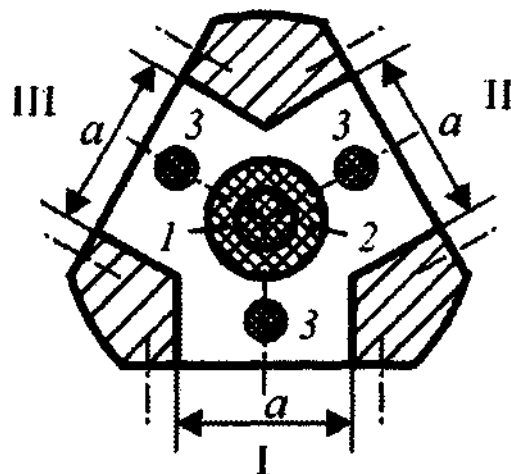
$$S_Y = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} e^{i\varphi}; \quad S_X = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} e^{i\varphi},$$

где  $\varphi$  - фазовый сдвиг, вносимый циркулятором при прохождении волны с одного входа на другой.

Видно, что матрицы рассеяния циркуляторов несимметрические, но унитарные. Следовательно, циркулятор является невзаимным устройством СВЧ без потерь. Наибольшее практическое применение имеют Y-циркуляторы, использующие различие магнитных проницаемостей феррита для волн круговой поляризации магнитного поля правого и левого вращений, а также поляризационный и фазовый X-циркуляторы.



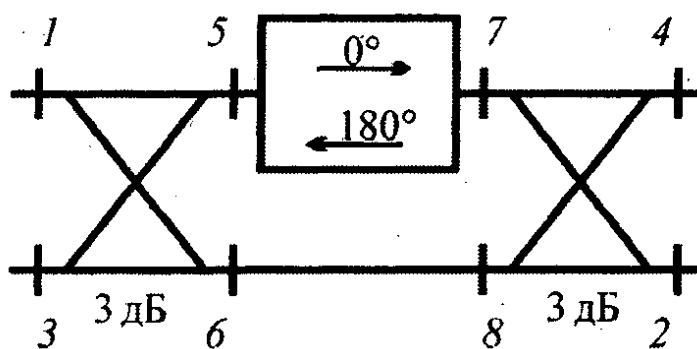
Волноводный  $Y$ -циркулятор (рис. 8.10) выполнен на основе волноводного  $H$ -плоскостного  $Y$ -тройника, на оси которого размещены ферритовый диск 1 и диэлектрическое кольцо 2. Сверху и снизу ферритового диска размещены постоянные магниты (на рис. 8.10 не показаны). Диэлектрические штыри 3 предназначены для согласования входов циркулятора. Диэлектрическое кольцо предназначено для повышения температурной стабильности и устойчивости характеристик  $Y$ -циркулятора к изменению подмагничивающего поля. При возбуждении, например, первого входа волной  $H_{10}$  прямоугольного волновода она разделяется на две волны, огибающие ферритовый диск. Направления вращения вектора  $\vec{H}$  этих волн в месте расположения феррита оказываются противоположными. Поэтому магнитные проницаемости ферритового диска для этих волн  $\mu_+$  и  $\mu_-$  оказываются различными. Это обуславливает различие фазовых скоростей волн, огибающих ферритовый диск с разных сторон. Размеры и параметры феррита подбирают такими, чтобы эти волны на входе II циркулятора складывались в фазе, а на входе III - в противофазе. Из-за поворотной симметрии  $Y$ -циркулятора аналогичные процессы будут происходить при возбуждении входов II и III.



**Рисунок 8.10 – Волноводный  $Y$ -циркулятор:**  
 1 – ферритовый стержень;  
 2 – диэлектрическое кольцо;  
 3 – согласующий диэлектрический штырь

Фазовый циркулятор является  $X$ -циркулятором, и его схема показана на рис. 8.11. Он состоит из двух, например, волноводно-щелевых мостов, между которыми включен невзаимный фазовращатель [1]. При прохождении волны через такой фазовращатель слева направо ее фаза не изменяется, а при обратном прохождении фаза изменяется на  $180^\circ$ .

Такой фазовращатель на прямоугольном волноводе выполняется в виде ферритовой поперечно подмагниченной пластинки, расположенной параллельно оси волновода в месте круговой поляризации магнитного поля волны  $H_{10}$ . Встречные волны в волноводе имеют противоположные



**Рисунок 8.11 – Схема фазового циркулятора**

направления вращения вектора  $\vec{H}$  в месте расположения ферритовой пластинки. Поэтому из-за различных значений магнитных проницаемостей  $\mu_+$  и  $\mu_-$  они приобретают различные фазовые сдвиги.

Следует отметить, что кроме рассмотренных устройств СВЧ с применением ферритов (фазовращателей, вентилях, циркуляторов), существуют управляющие устройства на ферритах в виде выключателей, коммутаторов, аттенюаторов, управляемых делителей мощности, перестраиваемых фильтров и т.п. Их работа основана на изменении тока в управляющих обмотках. Принцип работы и конструкция таких устройств описаны в специальной литературе.

## 9 УПРАВЛЯЮЩИЕ УСТРОЙСТВА СВЧ

### 9.1 Устройства управления амплитудой СВЧ - колебаний

Управляющие устройства СВЧ предназначены для изменения амплитуды, фазы или поляризации волны в тракте СВЧ. Параметры колебаний в тракте могут изменяться за счет механического перемещения его элементов. Такие управляющие устройства называются *механическими*. Параметры колебаний могут изменяться также при изменении свойств среды, заполняющей элементы тракта, под действием электрических сигналов. Такие управляющие устройства называются *электрическими*. Среда с электрически управляемыми параметрами может быть выполнена в виде полупроводниковых диодов СВЧ, подмагниченных ферритов, ионизированной плазмы, сегнетоэлектриков. Существуют также электромеханические управляющие устройства, в которых под действием электрических сигналов происходят механические перемещения в элементах тракта, изменяющие параметры колебаний СВЧ. Такие устройства выполняются, например, на основе пьезоэлектрических элементов.

К управляющим устройствам, изменяющим амплитуду СВЧ-колебаний, относятся *выключатели, коммутаторы, аттенюаторы и ограничители мощности*. К управляющим устройствам, изменяющим фазу СВЧ-колебаний, относятся *фазовращатели*. Устройства, изменяющие плоскость поляризации проходящей волны, называются *поляризаторами*.

Простейшим устройством управления амплитудой СВЧ-колебаний является **выключатель СВЧ**, который на эквивалентной схеме отображается в виде четырехполюсника. Он имеет два режима работы: **режим пропускания**, в котором мощность СВЧ беспрепятственно проходит от входа к выходу, и **режим запирания**, в котором мощность СВЧ не проходит на выход из-за поглощения в выключателе или отражения от него. Механическая реализация

такого устройства сводится к простому перекрытию поперечного сечения линии передачи СВЧ отражающей заслонкой или поглощающей нагрузкой. Такие волноводные выключатели типа заслонки находят применение в радиолокационных станциях для защиты входных цепей приемника от помех, создаваемых соседними близко расположенными станциями. Они имеют скорость переключения  $10^{-5}$  с. В настоящее время наиболее часто применяются в диапазоне СВЧ полупроводниковые выключатели. Их основу составляет полупроводниковый СВЧ-диод, который может иметь структуру типа  $p-n$ ,  $p-i-n$  или  $n-i-p-i-n$ .

Диоды типа  $p-n$  имеют время переключения порядка  $10^{-7} - 10^{-8}$  с. Варакторные диоды  $p-n$ -переходом, выполняемые из монокристаллов кремния, германия или арсенида галлия, имеют самое высокое быстродействие ( $10^{-10}$  с), однако могут управлять мощностью СВЧ в сотые доли ватта. Диоды типа  $p-i-n$  имеют быстродействие  $10^{-7} - 10^{-6}$  с при импульсной мощности в сотни киловатт. Диод типа  $n-i-p-i-n$  представляет собой сдвоенный  $p-i-n$ -диод. Конструктивно диоды СВЧ выполняются бескорпусными, имеющими максимальный размер 1 мм, бескорпусными с металлическим радиатором, в металлокерамическом корпусе, а также в сочетании с резонансной волноводной диафрагмой. В волноводах обычно используется параллельное включение диодов (рис. 9.1, а, б). На рис. 9.1 обозначено:  $C_6$   $L_6$  - элементы высокочастотной блокировки цепи питания диода;  $u$  - управляющее напряжение на диоде;  $L$  - индуктивность ввода диода;  $R_i$  - сопротивление базы диода;  $C_i$  - емкость ба-

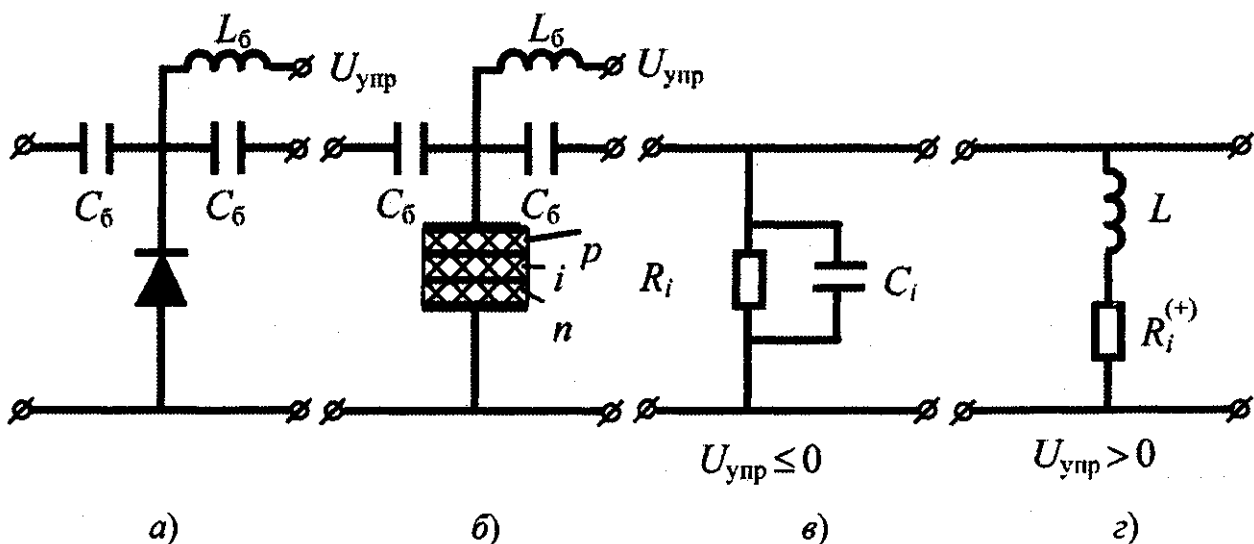


Рисунок 9.1 – Включение  $p-i-n$ -диода в волновод (а и б) и его эквивалентные схемы (в и г)

зы диода. *Базой диода* называют высокоомную область  $i$  с электропроводностью собственного типа. При нулевом или отрицательном напряжении  $U_{упр}$  диод обладает большим сопротивлением (десятки килоом). Его эквивалентная схема показана на рис. 9.1, в. При этом емкость  $C_i$  составляет 0,3-1 пФ. При  $U_{упр} > 0$  ( $\sim 1...2$  В) база диода насыщается электронами и дырками, ее сопро-

тивление резко уменьшается, значение  $R^{(+)}$  (рис. 9.1,2) составляет единицы ом.

При этом ток, потребляемый диодом, составляет 100 мА. В этом режиме диод способен пропускать токи СВЧ до 100 А. На рис. 9.2 представлена конструкция простейшего волноводного выключателя в виде резонансной диафрагмы с  $n-i-p-i-n$ -диодом. Подведение к диоду  $U_{упр} > 0$  соответствует режиму запираания

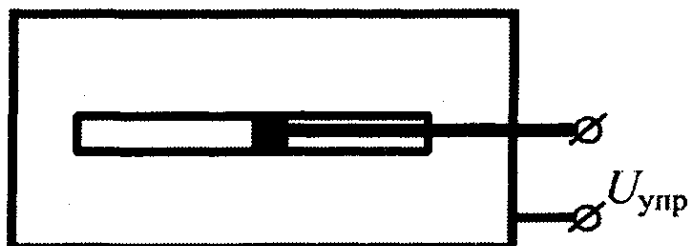


Рисунок 9.2 – Резонансная диафрагма с  $n-i-p-i-n$ -диодом

выключателя, так как малое сопротивление диода шунтирует параллельный колебательный контур резонансной диафрагмы. При непосредственном включении диода в диафрагму ее резонансная частота изменяется из-за емкости диода  $C_i$ . Эта емкость компенсируется укорочением щели диафрагмы. **Основной характеристикой полупроводникового выключателя СВЧ является его качество ( $K$ ),** определяемое как отношение активных сопротивлений диода в закрытом и открытом состояниях и равно  $10^3 - 10^4$ . Качество определяет ослабление мощности СВЧ в выключателе в режимах запираания и пропускания.

**Коммутаторы СВЧ представляют собой устройства, предназначенные для передачи мощности СВЧ с одного или нескольких входов на один или несколько изменяемых выходов** (на эквивалентной схеме отображаются в виде многополюсника). При передаче мощности СВЧ с входа на выходы коммутатора потери должны быть минимальными. На рис. 9.3 показан механический поворотный коммутатор. Коммутация входов в нем достигается простым поворотом ротора на угол, кратный  $\pi / 2$ . Электрически управляемые многоканальные коммутаторы могут быть построены на основе полупроводниковых выключателей СВЧ и делителей мощности, например мостов.

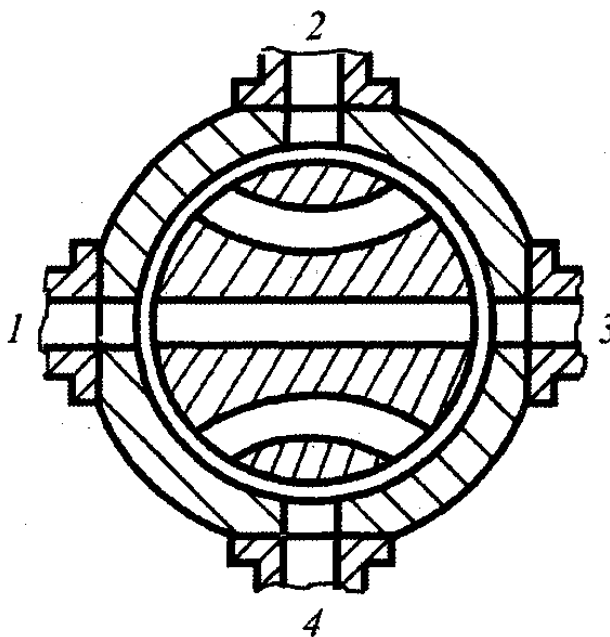


Рисунок 9.3 – Механический волноводный коммутатор

**Аттенюаторы СВЧ предназначены для плавного или дискретного уменьшения амплитуды колебаний СВЧ.** На эквивалентной схеме они отображаются в виде четырехполюсника. Уменьшение амплитуды на выходе аттенюатора может быть обусловлено тепловыми

потерями или отражениями от него. Простейший механический плавный аттенюатор представляет собой отрезок прямоугольного волновода, вдоль оси которого на широкой стенке прорезана щель, через которую внутрь волновода погружается пластинка, покрытая радиопоглощающим материалом. Пластинка имеет выпуклый профиль, и чем глубже она погружается в волновод, тем больше вносимое ею затухание. Величину затухания  $L$  определяют как отношение мощности  $P_{ВХ}$  на входе аттенюатора к мощности на выходе  $P_{ВЫХ}$  и измеряют в децибелах:  $L = 10 \lg (P_{ВХ}/P_{ВЫХ})$ . Роль аттенюатора с фиксированным затуханием может выполнять отрезок запердельного волновода, амплитуда колебаний в котором экспоненциально убывает. Дискретные аттенюаторы могут быть построены в виде каскадно соединенных секций, каждая из которых состоит из Г - образного тройника, диодного выключателя и согласованной нагрузки. Каждая секция вносит фиксированное затухание. От секции к секции величина вносимого затухания изменяется по бинарному закону. Например, аттенюатор, состоящий из каскадно включенных секций, имеющих затухание 1, 2, 4, 8, 16 и 32 дБ, может вносить затухание до 63 дБ с дискретом в 1 дБ.

**Ограничители мощности СВЧ предназначены для передачи со входа на выход колебаний СВЧ малой амплитуды без затухания и ограничения амплитуды колебаний, которая превышает заданное пороговое значение.** На эквивалентной схеме они отображаются в виде нелинейного четырехполюсника, характеристики которого зависят от значения подводимой мощности. Типичными представителями рассматриваемых устройств являются антенные переключатели СВЧ. Они дают возможность использовать одну и ту же радиолокационную антенну для передачи мощных импульсов и для приема слабых отраженных от целей сигналов. Во время излучения мощ-

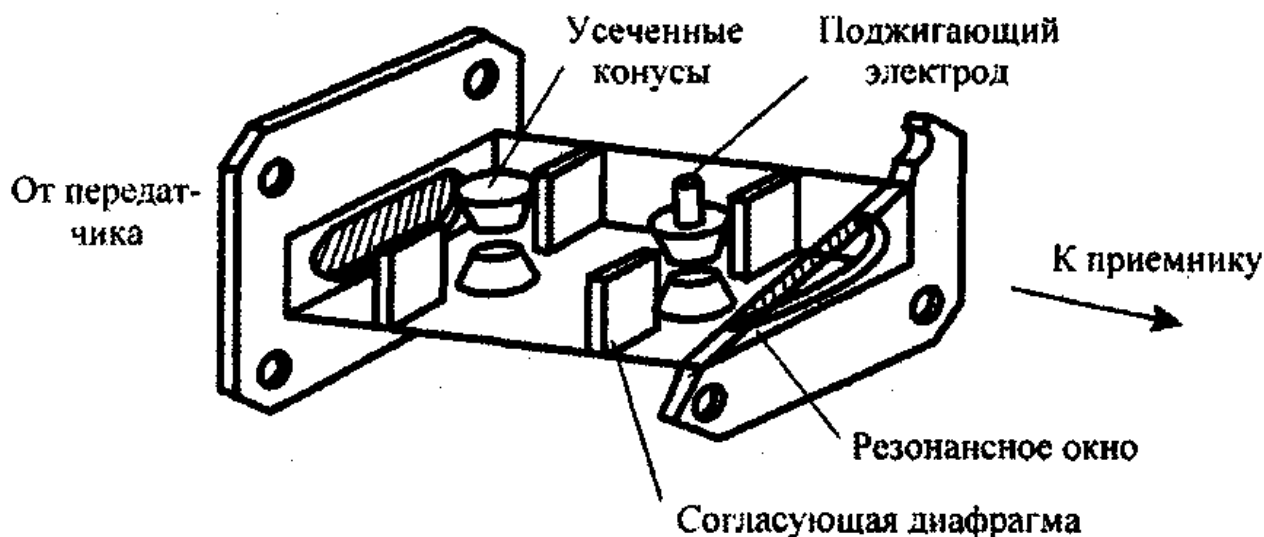


Рисунок 9.4 – Разрядник защиты приемника

ных импульсов необходимо отключить приемник от тракта, а в промежутках между импульсами от антенны отключается передатчик и подключается приемник. Наиболее часто на практике в качестве антенного переключателя ис-

пользуется газовый разрядник, являющийся волноводным электровакуумным прибором (рис. 9.4). Он представляет собой отрезок прямоугольного волновода длиной  $3\lambda_{\text{д}}/4$ , входы которого закрыты резонансными диафрагмами, герметизированными высококачественным диэлектриком. Между резонансными диафрагмами на расстоянии  $\lambda_{\text{в}}/4$  друг от друга на оси волновода расположены две пары конусных электродов, которые в отсутствие разряда эквивалентны емкости. Для согласования этих емкостей здесь же включены индуктивные диафрагмы, образующие вместе с ними резонансные контуры. Таким образом, при отсутствии разряда устройство представляет собой полосно-пропускающий фильтр, состоящий из четырех связанных резонансных контуров с полосой пропускания 5-10%. Возникновение разряда между электродами происходит автоматически во время прохождения мощного импульса. Порог срабатывания разрядника устанавливается поджигающим электродом, который подключен к источнику постоянного тока, поддерживающего в этом электроде тлеющий разряд. Поддержание тлеющего разряда происходит за счет частичной ионизации газа, заполняющего разрядник. При прохождении со стороны входа мощного импульса СВЧ, возникает разряд в поджигающем электроде. После этого пробивается вторая пара электродов, которая находится в максимуме электрического поля. Затем наступает пробой входной резонансной диафрагмы, отключающей приемник от антенны. Основными характеристиками таких разрядников являются потери в дуге, время срабатывания и восстановления. Правильно выполненный разрядник должен вносить малые потери как при приеме, так и при передаче сигналов. Время срабатывания разрядника составляет  $10^{-8}$  с, а время восстановления  $10^{-6}$  с. **Подобные устройства устанавливаются непосредственно на входе приемника и называются разрядниками защиты приемника.** Они имеют низкий порог срабатывания за счет использования поджигающего электрода. В трактах локационных станций используются также разрядники блокировки передатчика, порог срабатывания которых значительно выше, чем у разрядников защиты приемника из-за отсутствия поджигающего электрода.

## 9.2 Фазовращатели СВЧ

**Фазовращатели СВЧ предназначены для изменения фазы отраженной или проходящей волны на требуемую величину.** Различные конструкции таких устройств широко используются в трактах СВЧ, особенно в трактах фазированных антенных решеток. Различают отражательные и проходные фазовращатели СВЧ. Отражательные фазовращатели отображаются на эквивалентной схеме как двухполюсники, а проходные - как четырехполюсники. **Существуют фазовращатели механические, электрические и**

**электромеханические.** Различают также **фазовращатели с плавным и дискретным изменениями фазы.**

Простейший отражательный механический фазовращатель представляет собой отрезок линии передачи с короткозамыкающим поршнем. Такое устройство характеризуется матрицей рассеяния, вырождающейся в одно число - коэффициент отражения от входа фазовращателя. При изменении положения поршня в линии изменяется и фаза коэффициента отражения. Дискретный отражательный фазовращатель строится на основе полупроводниковых выключателей. Волноводный вариант такого фазовращателя показан на рис. 9.5.

Расстояние между диафрагмами  $l$  выбирают в зависимости от требуемого дискрета изменения фазы  $\Delta\varphi$  :

$$\Delta\varphi = -2k_z l,$$

где  $k_z$  - продольная постоянная распространения волны в волноводе. Наличие двойки обусловлено двойным прохождением волной расстояния  $l$  (например,  $l = \lambda_B/8$  при  $\Delta\varphi = -\pi/2$ ).

Простейший фазовращатель проходного типа представляет собой отрезок линии передачи длиной  $l$ , который имеет матрицу рассеяния

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-ik_z l} \\ e^{-ik_z l} & 0 \end{bmatrix}.$$

Входы фазовращателя согласованны, т.е. диагональные элементы его матрицы рассеяния равны нулю. Потери, вносимые таким фазовращателем, минимальны, т.е. модуль коэффициентов передачи матрицы рассеяния равен единице. Фазовый сдвиг, вносимый простейшим фазовращателем, определяется соотношением

$$\varphi = -k_z l.$$

Отсюда следует, что  $\varphi$  зависит от длины линии  $l$  и посто-

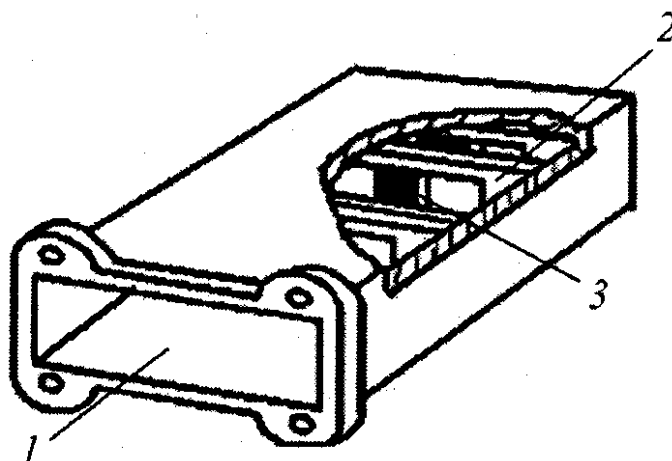


Рисунок 9.5 – Отражательный фазовращатель: 1 – прямоугольный волновод; 2 - диафрагма; 3 – *p-i-n*-диод

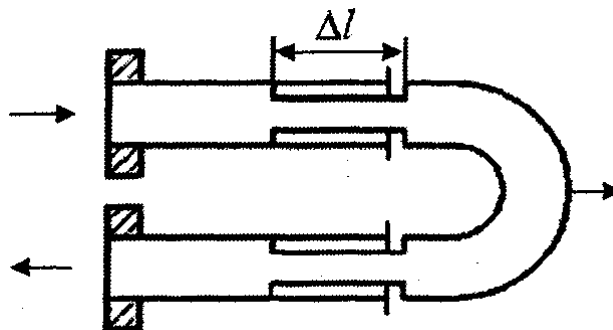


Рисунок 9.6 – Волноводный тромбонный фазовращатель

янной распространения  $k_z$ . Изменяя одну из этих величин, можно изменять фазу  $ср$ . Общее выражение для  $k_z$  имеет вид

$$k_z = (2\pi/\lambda) \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2} = \sqrt{\omega^2 \varepsilon \mu - (2\pi/\lambda_{кр})^2}.$$

Видно, что величина  $k_z$  может изменяться за счет изменения параметров среды  $\varepsilon$  или  $\mu$ , заполняющей линию передачи, или за счет изменения размеров поперечного сечения линии, при котором изменяется  $\lambda_{кр}$

Простейшим механическим проходным фазовращателем с изменяющейся длиной является тромбонный фазовращатель, показанный на рис. 9.6. На этом принципе строятся волноводные и коаксиальные фазовращатели. Максимальная величина вносимого фазового сдвига определяется величиной  $2\Delta l$  - удвоенным ходом подвижной части фазовращателя.

На рис. 9.7 показан механический проходной волноводный фазовращатель, фаза в котором изменяется за счет поперечного перемещения в волноводе диэлектрической пластины. Если пластина прижата к узкой стенке волновода, где напряженность поперечных составляющих поля мала, то фазовая скорость волны в волноводе изменяется незначительно по сравнению с пустым волноводом.

При перемещении пластины к середине волновода напряженность поперечных составляющих поля растет, уменьшается фазовая скорость волны в волноводе, и поэтому растет величина вносимого диэлектрической пластиной фазового сдвига.

Механические фазовращатели находят применение в лабораторных и измерительных установках. Они имеют низкое быстродействие, т.е. малую скорость изменения фазы. На рис. 9.8 представлен проходной волноводный ферритовый фазовращатель. Он состоит из отрезка прямоугольного волновода, внутри которого помещен продольно подмагниченный ферритовый стержень. Продольное магнитное поле в

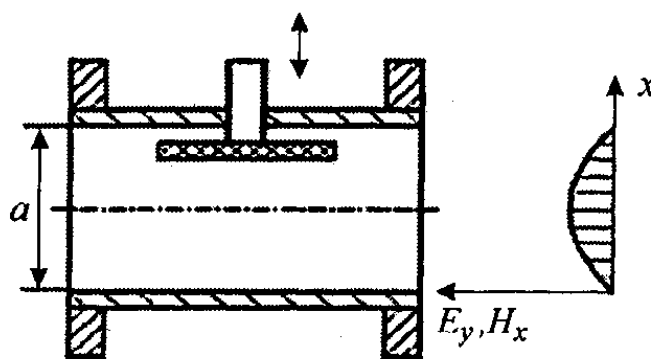


Рисунок 9.7 – Механический фазовращатель с подвижной диэлектрической пластиной

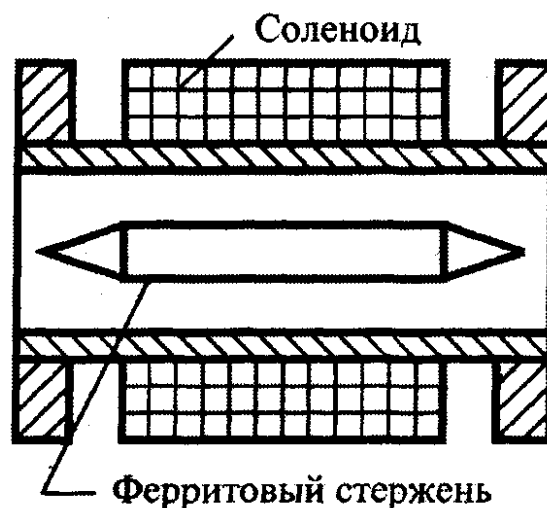
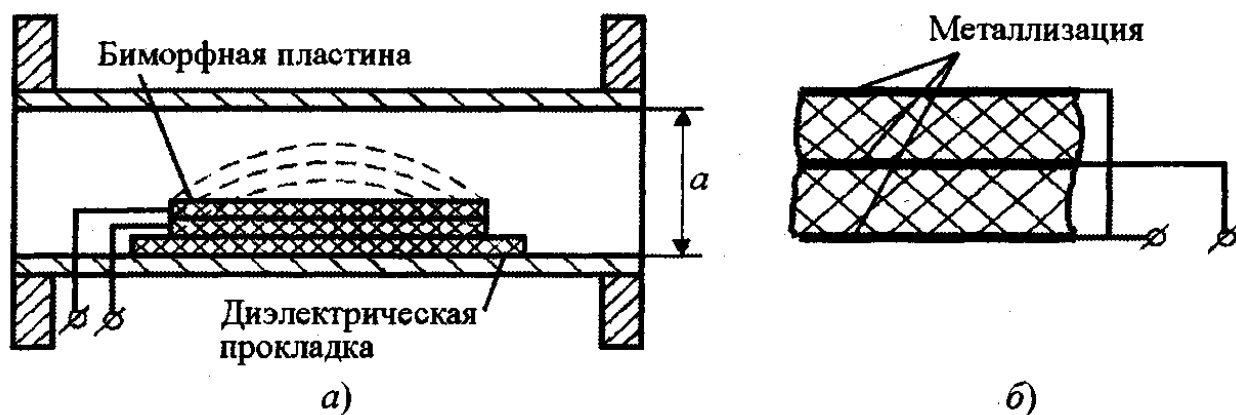


Рисунок 9.8 – Взаимный ферритовый фазовращатель



стержне создает соленоид, намотанный непосредственно на волновод. Фазовый сдвиг такого фазовращателя зависит от подмагничивающего поля, которое определяется током, проходящими через соленоид. При изменении тока в соленоиде изменяется и подмагничивающее поле, которое приводит к изменению магнитной проницаемости стержня и, следовательно, фазовой скорости проходящей волны. **Фазовращатели с плавным изменением фазы называются аналоговыми.** Недостатком ферритового аналогового фазовращателя является низкая точность установки фазы и необходимость постоянного протекания управляющего тока через соленоид для поддержания требуемого фазового сдвига. Наибольшее распространение на практике получили дискретные фазовращатели, которые по сравнению с плавными фазовращателями имеют высокое быстродействие, большую точность установки фазы [1,2].

Один из вариантов электромеханического фазовращателя показан на рис. 9.8,а). Принцип его работы основан на использовании электрострикционного эффекта, который состоит в деформации некоторых диэлектрических материалов, называемых *пьезоэлектриками*, под действием приложенного к ним электрического напряжения. Наиболее сильно этот эффект выражен у диэлектрических образцов, выполненных из керамики на основе цирконат-титанат свинца. Из этой керамики делают тонкие пластинки и склеивают их однополярными сторонами (рис. 9.8,б).



**Рисунок 9.8 – Электромеханический стрикционный фазовращатель**

Такие двухслойные пластинки называются *биморфными*. Под действием электрического напряжения, приложенного к металлизированным сторонам биморфной пластинки, она выгибается в направлении, определяемом полярностью приложенного напряжения. Величина прогиба зависит от значения приложенного напряжения. В электромеханическом фазовращателе, показанном на рис. 9.8,а), прогиб биморфной пластины приводит к уменьшению размера широкой стенки прямоугольного волновода. Из-за изменения фазовой скорости волны на участке расположения биморфной пластины изменяется фаза проходящей волны. Такие и аналогичные фазовращатели находят при-

менение в миллиметровом диапазоне волн. Напряжение, приложенное к биморфной пластине, составляет приблизительно сотни вольт.

### 9.3 Поляризаторы СВЧ

**Поляризаторы СВЧ предназначены для изменения поляризации проходящей волны в тракте.** На эквивалентной схеме они отображаются в виде восьмиполюсника, имеющего по две пары входных и выходных клемм. Каждая пара клемм на входе или выходе такого восьмиполюсника соответствует волнам в волноводе с ортогональными поляризациями. Такие устройства выполняют обычно на круглом волноводе или на волноводе квадратного поперечного сечения с волнами  $H_{10}$  и  $H_{01}$ . Простейший поляризатор на круглом волноводе показан на рис. 9.10,а). Он представляет собой отрезок круглого волновода длиной  $l$  с единственной распространяющейся волной  $H_{11}$ , внутри которого под углом  $\psi$  к вертикальной оси расположена диэлектрическая пластина. На рис. 9.10,б) представлен эквивалентный восьмиполюсник. Клеммы 1 и 3 этого многополюсника соответствуют волне  $H_{11}$  круглого волновода, вектор  $\mathbf{E}$  которой, проходящий через центр окружности поперечного сечения, перпендикулярен пластине. Назовем эту волну *волной перпендикулярной поляризации*. Клеммы 2 и 4 соответствуют волне  $H_{11}$  вектор  $\mathbf{E}$  которой параллелен пластине. Такую волну назовем *волной параллельной поляризации*. Наличие диэлектрической пластины в волноводе обуславливает различные фазовые скорости волн параллельной  $v_{\phi\parallel}$  и перпендикулярной  $v_{\phi\perp}$  поляризаций:  $v_{\phi\parallel} < v_{\phi\perp}$ . Поэтому фазовые сдвиги, вносимые этой пластиной для волн параллельно и перпендикулярной поляризаций, оказываются различными. При этом величина разности фаз  $\varphi = \varphi_{\parallel} - \varphi_{\perp}$  определяется длиной пластины и размерами ее поперечного сечения. Положив для простоты  $\varphi_{\perp} = 0$ , запишем матрицу рассеяния поляризатора относительно волн параллельной и перпендикулярной поляризаций:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j\varphi} \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\varphi} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Отсюда следует, что входные и выходные пары клемм восьмиполюсника согласованны и развязаны. Кроме того,  $s_{41} = s_{32} = s_{23} = s_{14} = 0$ , так как волны ортогональной поляризации распространяются по волноводу независимо друг от друга, т.е. в процессе распространения этих волн не происходит обмена энергией между ними.

Рассмотрим **прохождение** через такой поляризатор **волны  $H_{11}$ , вектор  $\mathbf{E}$  которой направлен по оси  $y$ .** Эту волну можно представить в виде линей-

ной комбинации волн перпендикулярной и параллельной поляризации с амплитудами  $a_{\perp}$  и  $a_{\parallel}$  соответственно. Положив амплитуду волны  $H_{11}$  единичной и используя рис. 9.9,а, получим  $a_{\perp} = \cos\psi$ ,  $a_{\parallel} = \sin\psi$ . Тогда столбец падающих волн  $\mathbf{a}$  можно записать в виде  $\mathbf{a} = [\cos\psi, \sin\psi, 0, 0]_t$ . Используя соотношение  $\mathbf{b} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{a}$ , получим для столбца отраженных волн

$$\mathbf{b} = [0, 0, \cos\psi, \sin\psi \cdot e^{-j\varphi}]_t.$$

Отсюда следует, что на выходе поляризатора изменилась фаза волны параллельной поляризации. Подобрать размеры пластины так, чтобы  $\varphi = 90^\circ$ , и

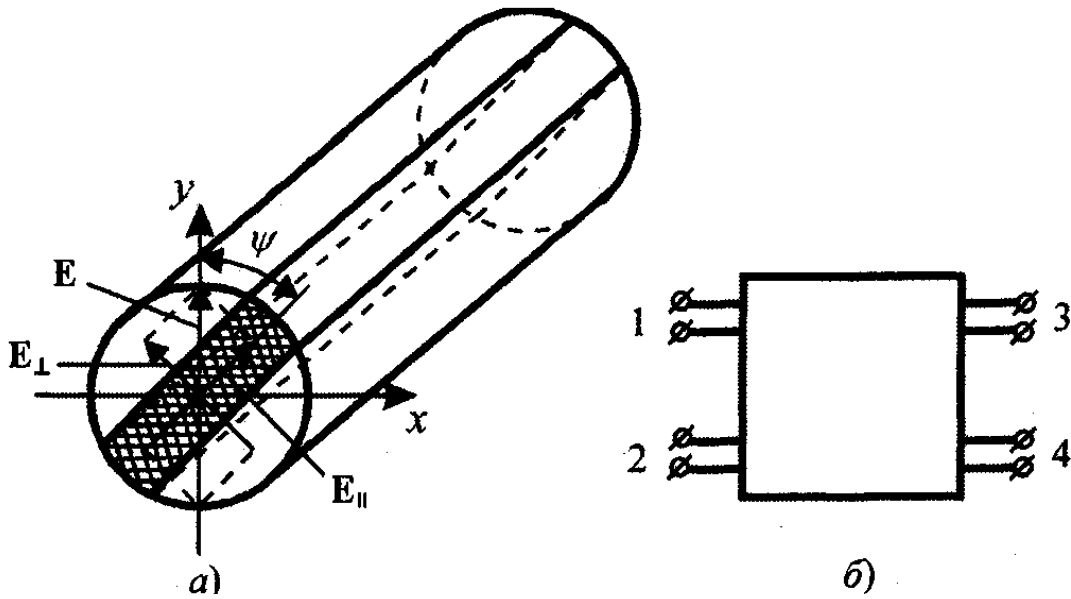


Рисунок 9.9 – Поляризатор на круглом волноводе (а) и его эквивалентная схема (б)

расположив ее под углом  $\psi = 45^\circ$ , получим на выходе такого поляризатора волну с круговой поляризацией. Действительно, на выходе поляризатора  $b_{\perp} = \sqrt{2}/2$ ,  $b_{\parallel} = -j\sqrt{2}/2$ , т.е. волна имеет две ортогональные равные по амплитуде составляющие, сдвинутые по фазе друг относительно друга на  $-90^\circ$ . Вектор  $\mathbf{E}$  такой волны **вращается против часовой стрелки**, если смотреть в направлении распространения волны.

Рассуждая аналогично, можно показать, что при возбуждении поляризатора волной  $H_{11}$ , вектор  $\mathbf{E}$  которой параллелен оси  $x$ , на выходе получим

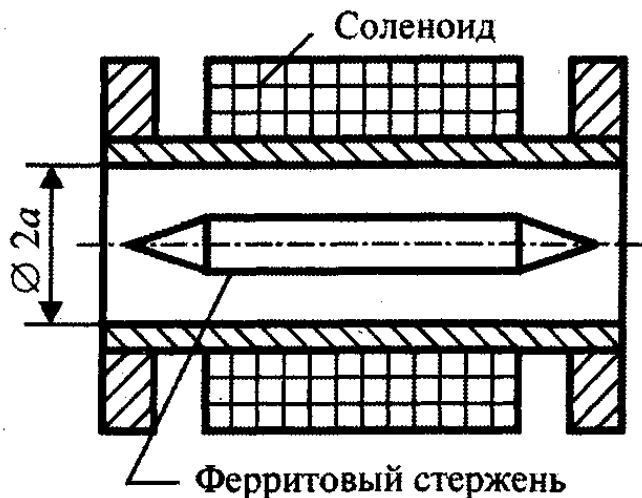
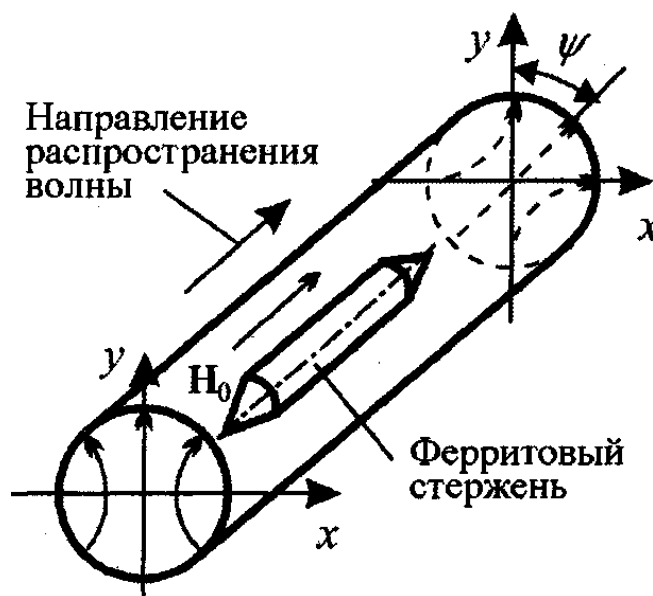


Рисунок 9.10 – Ферритовый поляризатор на эффекте Фарадея

волну  $H_{11}$  -с **круговой поляризацией противоположного вращения**. Следует отметить, что вместо диэлектрической пластины на стенках круглого волновода могут быть выполнены два металлических ребра, располагаемых в той же плоскости, что и пластина. Действие этих ребер эквивалентно действию пластины.

Поляризаторы СВЧ могут быть выполнены также на основе использования эффекта Фарадея в продольно подмагниченном феррите (рис. 9.10). Он состоит из круглого волновода с волной  $H_{11}$ , на оси которого расположен ферритовый стержень. Постоянное подмагничивающее поле создается соленоидом, намотанным непосредственно на волновод. Величина этого поля выбирается такой, чтобы магнитные проницаемости феррита для волн круговой поляризации правого и левого вращений были бы различными. Известно, что линейно поляризованная волна может быть представлена в виде суммы волн круговой поляризации противоположного вращения. Тогда, возбуждая вход

рассматриваемого поляризатора волной  $H_{11}$  вектор  $\mathbf{E}$  которой параллелен оси  $y$  (рис. 9.11), раскладываем ее на две волны правого и левого вращений. Из-за различия магнитных проницаемостей феррита для этих волн они имеют разные фазовые скорости в волноводе с ферритом. Поэтому при распространении волн вдоль волновода между ними образуется сдвиг по фазе, величина которого определяется длиной стержня. Этот фазовый сдвиг определяет поворот на угол  $\psi$  плоскости поляризации волны  $H_{11}$ , образованной сложением этих двух волн круговой поляризации на выходе поляризатора. Рассмотренные поляризаторы СВЧ используются как самостоятельно для изменения поляризации проходящей волны, так и в качестве элемента сложных устройств СВЧ.



**Рисунок 9.11 – Поворот плоскости поляризации волны  $H_{11}$  в круглом волноводе с продольно подмагниченным ферритом**

### **СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Устройства СВЧ и антенны / Под ред. Д.И. Воскресенского. Изд. 2–е доп. и перераб. - М.: Радиотехника, 2006. - 376 с.
2. Антенно – фидерные устройства и распространение радиоволн: Учебник для вузов/Г.А. Ерохин, О.В. Чернышев, Н.Д. Козырев, В.Г. Кочержевский; Под ред. Г.А. Ерохина. – 2–е изд. испр. – М.: Горячая линия - Телеком, 2004. – 491 с.
3. Корогодов В.С. Микроволновые устройства. Конспект лекций. - Томск, ТУСУР, 2001 - 191 с.
4. Бова Н.Т. Микроэлектронные устройства СВЧ. – Киев: Техника, 1984