

Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования  
«Полоцкий государственный университет»

# ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОЛЯ И ВОЛНЫ

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС  
для студентов специальности 1-39 02 01 «Моделирование  
и компьютерное проектирование радиоэлектронных средств»

Составление и общая редакция  
В. Ф. Янушкевича

Новополоцк 2007

УДК 621.3(075.8)

ББК 32я73

Э 45

Рекомендован к изданию методической комиссией  
радиотехнического факультета

**РЕЦЕНЗЕНТЫ:**

А. П. БАННЫЙ, зам. директора ООО «БелМикроволны»;  
Т. В. МОЛОДЕЧКИНА, канд. техн. наук, доцент кафедры КиТРЭС

Э 45      **Электромагнитные поля и волны** : учеб.-метод. комплекс для студ. спец.  
1-39 02 01 «Моделирование и компьютерное проектирование радиоэлектронных  
средств» / сост. и общ. ред. В. Ф. Янушкевича. – Новополоцк : ПГУ, 2007. – 292 с.  
ISBN 978-985-418-556-9.

Изложены основные принципы электродинамики, рассмотрены уравнения Максвелла, даны характеристики и параметры основных приборов, устройств и антенн СВЧ-диапазона, большое внимание уделено элементам и узлам интегральных схем СВЧ, приведен лабораторный практикум.

Предназначен для студентов радиотехнических специальностей.

**УДК 621.3(075.8)**

**ББК 32я73**

ISBN 978-985-418-556-9.

© Янушкевич В.Ф., составление, 2007  
© Оформление. УО «ПГУ», 2007

## СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ .....	5
РАБОЧАЯ ПРОГРАММА .....	6
ВВЕДЕНИЕ .....	12
ГЛАВА 1. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ .....	15
1.1. Методы описания физических явлений и расчета СВЧ-конструкций .....	15
1.2. Электромагнитное поле и его характеристики .....	16
1.3. Уравнения Максвелла и их физический смысл .....	19
1.4. Граничные условия .....	23
1.5. Волновые уравнения .....	24
1.6. Энергия электромагнитного поля .....	25
1.7. Электромагнитное поле в диэлектриках и проводниках .....	26
1.8. Поверхностный эффект .....	34
1.9. Волны на поверхности раздела двух диэлектрических сред .....	34
1.10. Волны на поверхности раздела диэлектрик – проводник .....	37
ГЛАВА 2. КОНСТРУИРОВАНИЕ ЭКРАНОВ .....	38
2.1. Общие замечания .....	38
2.2. Однослойные экраны .....	40
2.3. Многослойные экраны .....	46
2.4. Перфорированные экраны .....	49
2.5. Материалы для экранов .....	52
ГЛАВА 3. ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ СВЧ .....	56
3.1. Требования к линиям передачи .....	56
3.2. Прямоугольные и круглые волноводы .....	57
3.3. Волна $H_{10}$ в прямоугольном волноводе .....	62
3.4. Коаксиальные волноводы .....	65
3.5. Полосковые линии .....	68
ГЛАВА 4. ЭЛЕМЕНТЫ И УЗЛЫ ВОЛНОВОДНЫХ СВЧ-ТРАКТОВ .....	78
4.1. Реактивные элементы волноводных линий передачи .....	78
4.2. Согласование в СВЧ-трактах .....	82
4.3. Согласующие трансформаторы .....	84
4.4. Переходы .....	86
4.5. Изгибы и скрутки .....	91
4.6. Короткозамыкающие поршни в волноводных трактах .....	92
ГЛАВА 5. ВОЛНОВОДНЫЕ СВЧ-УСТРОЙСТВА .....	94
5.1. Нагрузки .....	94
5.2. Атенюаторы .....	98
5.3. Фазовращатели .....	102
5.4. Разветвители .....	103
5.5. Направленные ответвители .....	104
5.6. Мостовые соединения .....	110
5.7. Объемные резонаторы .....	113
5.8. Фильтры .....	120

5.9. Ферритовые устройства .....	126
5.10. Детекторы и смесители .....	133
5.11. Электрически управляемые устройства .....	137
<b>ГЛАВА 6. ЭЛЕМЕНТЫ И УЗЛЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ СВЧ.</b>	
<b>ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ .....</b>	<b>144</b>
6.1. Индуктивности, емкости, резисторы, согласованные нагрузки .....	144
6.2. Резонаторы на микрополосковых и щелевых линиях, диэлектрических структурах .....	152
6.3. Устройства управления фазой и амплитудой сигнала .....	159
6.4. Пролетные клистроны .....	164
6.5. Отражательные клистроны .....	168
6.6. Лампы бегущей волны .....	170
6.7. Лампы обратной волны .....	175
6.8. Магнетроны .....	179
6.9. Полупроводниковые приборы СВЧ .....	183
6.10. Усилители на полупроводниковых приборах .....	188
6.11. Генераторы на полупроводниковых приборах .....	191
<b>ГЛАВА 7. АНТЕННЫ .....</b>	<b>193</b>
7.1. Определения .....	193
7.2. Классификация антенн .....	193
7.3. Основные параметры и характеристики антенн .....	194
7.4. Излучение электромагнитных волн .....	197
7.5. Вибраторные антенны .....	203
7.6. Антенны из двух вибраторов .....	205
7.7. Антенные решетки .....	209
7.8. Директорные антенны .....	213
7.9. Волноводно-щелевые антенны .....	214
7.10. Излучение апертурных антенн .....	216
7.11. Рупорные антенны .....	218
7.12. Линзовые антенны .....	219
7.13. Зеркальные антенны .....	222
7.14. Диэлектрические стержневые антенны .....	224
<b>ГЛАВА 8. АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ УСТРОЙСТВ .....</b>	<b>225</b>
<b>ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ .....</b>	<b>230</b>
Лабораторная работа 1 .....	230
Лабораторная работа 2 .....	238
Лабораторная работа 3 .....	246
Лабораторная работа 4 .....	255
Лабораторная работа 5 .....	263
Лабораторная работа 6 .....	271
Лабораторная работа 7 .....	279
<b>ВОПРОСЫ ТЕКУЩЕГО КОНТРОЛЯ .....</b>	<b>298</b>
<b>СЛОВАРЬ НОВЫХ ТЕРМИНОВ .....</b>	<b>289</b>
<b>ЛИТЕРАТУРА .....</b>	<b>291</b>



## ПРЕДИСЛОВИЕ

В последнее десятилетие существенно расширилась область использования электромагнитных волн сверхвысоких (СВЧ), крайне высоких частот (КВЧ) и волн оптического диапазона. Наряду с традиционными направлениями применения волн этих диапазонов, а именно: наземные и космические телекоммуникационные системы, радиолокация, телеметрия, радионавигация, телевидение появились новые области: медицина (диагностика и терапия), промышленность и сельское хозяйство (системы СВЧ обработки и синтеза материалов, продуктов и т.д.), информатика (тактовые частоты процессоров достигли СВЧ и КВЧ диапазонов), термоядерный синтез (нагрев термоядерной плазмы в КВЧ диапазоне) и системы ПРО и ПВО нового поколения.

Поэтому очень актуальной становится задача подготовки специалистов для работы в данных областях, которые базируются на теории электромагнитного поля и теории электрических СВЧ-цепей. При этом используются аппарат векторного анализа, дифференциальных уравнений, теории комплексных переменных и теории матриц.

Основные законы электродинамики формулируются в виде уравнений Максвелла, которые позволяют определить структуру и основные характеристики электромагнитных полей, понять физику происходящих явлений, предложить методы и соотношения для расчета антенн и СВЧ-устройств.

Учебно-методический комплекс по дисциплине «Электромагнитные поля и волны» будет способствовать повышению качества усвоения знаний студентами по данному курсу и улучшению методического обеспечения учебного процесса.

## РАБОЧАЯ ПРОГРАММА

### ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ДИСЦИПЛИНЫ

#### 1. Цель изучения дисциплины

Основная цель преподавания дисциплины – изучение студентами основных теоретических понятий, расчетных методов и принципов конструирования и технологии различных устройств СВЧ, подготовка к овладению современными методами проектирования устройств СВЧ на базе знаний в области теории электромагнитного поля.

#### 2. Задачи изучения дисциплины

- изучение теоретических основ технической электродинамики;
- изучение конструкций типовых элементов устройств СВЧ;
- приобретение практических навыков по конструированию устройств СВЧ;
- изучение опасных факторов воздействия СВЧ-излучения на человеческий организм и правил техники безопасности.

3. Перечень дисциплин с указанием разделов (тем), усвоение которых студентами необходимо для изучения данной дисциплины:

Название дисциплины	Раздел темы
1. Высшая математика	Векторный анализ, теория поля, дифференциальные уравнения, специальные функции
2. Вычислительная техника	Современные математические методы и средства вычислительной техники, применяемые к решению задач конструирования
3. Физика	Основные законы теории поля
4. Основы радиоэлектроники	Теория цепей
5. Материалы конструкций и технология деталей РЭА	Свойства и методы обработки радиоматериалов

### ВИДЫ ЗАНЯТИЙ И ФОРМЫ КОНТРОЛЯ ЗНАНИЙ

Виды занятий, формы контроля знаний	Д		З	
	П	С	П	С
1	2	3	4	5
Курс	3			4
Семестр	5			7,8
Лекции, ч	54			4

1	2	3	4	5
Экзамен (семестр)	–			
Зачет (семестр)	5			7
Практические (семинарские), ч	–			
Лабораторные занятия, ч	18			4
Расчетно-графические работы (семестр)	–			
Контрольные работы (семестр)	–			
Курсовая работа (семестр/часы)	–			
Курсовой проект (семестр/часы)	–			
Управляемая самостоятельная работа (часы)	–			

## ЛЕКЦИОННЫЙ КУРС

Название тем, их содержание, объем в часах лекционных занятий

Название темы	Содержание	Число часов			
		Д		З	
		П	С	П	С
<b>5 семестр</b>					
1	2	3	4	5	6
1. Введение	Предмет и задачи дисциплины. История развития техники СВЧ. Диапазон СВЧ. Применение техники СВЧ. Основные типы СВЧ-устройств. Содержание дисциплины и ее связь с другими дисциплинами	2			
2. Основы технической электродинамики	Электромагнитное поле и его характеристики. Уравнение Максвелла. Граничные условия. Волновое уравнение. Энергия электромагнитного поля. Вектор мощности электромагнитного поля. Плоские однородные волны. Поляризация волн. Скин-эффект. Переход плоской волны из одной диэлектрической среды в другую. Основные принципы экранирования.	6			
3. Методы экранирования	Проблема обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных устройств и систем. Назначение экранирования. Электромагнитное экранирование. Экранирование магнитных полей. Магнитостатическое экранирование. Многослойное экранирование. Экранирование электрических полей. Отверстия в экране, перфорированные экраны. Конструкции экранов РЭА.	4			

1	2	3	4	5	6
4. Конструкции экранов радиотехнических устройств	Материалы для экранов. Фильтрация электрических цепей. Заземление электрических цепей при экранировании. Особенности экранирования отдельных устройств радиоэлектронной аппаратуры. Экранирование помещений. Безэховые камеры СВЧ. Направленные волны. Характеристики электрических и магнитных волн.	2			
5. Линии передачи	Назначение линий передачи. Основы теории цепей с распределенными параметрами. Круговая диаграмма импедансов (диаграмма Вольперта – Смита). Согласование СВЧ-трактов. Согласующие трансформаторы. Прямоугольные и круглые волноводы. Типы волн в волноводах. Основные конструкции волноводов. Коаксиальные волноводы, область их применения, типы волн, основные конструкции. Полосковые линии, область применения, основные конструкции, структура полей. Диэлектрические волноводы и линии передачи поверхностных волн.	6			
6. Элементы и узлы волноводных трактов	Передающий тракт СВЧ. Соединители волноводных трактов. Общие вопросы компоновки СВЧ-трактов. Реактивности. Неоднородности как реактивные сопротивления. Короткозамкнутые поршни.	2			
7. Миниатюрные устройства СВЧ	Задачи миниатюризации. Применение микросхем СВЧ. Элементы СВЧ-схем. Фильтры. Направленные ответвители. Мостовые соединители. Ферритовые устройства. Устройства на полупроводниковых приборах. Миниатюрные приемники и передатчики. Корпуса микросхем.	4			
8. Волноводные устройства СВЧ	Нагрузки. Атенюаторы, фазовращатели. Поглощающие материалы. Волноводные направленные ответвители. Резонаторы. Двойные тройники. Мосты, направленные ответвители, сумматоры, делители мощности, смесители, детекторы, переключатели. Вентили и циркуляторы. Компоновка волноводных блоков.	2			
9. Электронные приборы СВЧ	Общие принципы действия. Колебательные системы. Пролетные клистроны, отражательные клистроны. Лампы бегущей волны (ЛБВ), лампы обратной волны (ЛОВ). Магнетроны. Полупроводниковые приборы СВЧ.	10			
10. Антенны	Элементы теории излучения. Элементарные излучатели. Антенны, их назначение, классификация, параметры и характеристики. Основные типы антенн СВЧ: вибраторные, директорные, спиральные, диэлектрические, рупорные, линзовые, зеркальные. Микрополосковые излучатели и микрополосковые антенны.	10			

1	2	3	4	5	6
11. Автоматизация проектирования устройств СВЧ	Волновые матрицы передачи и рассеяния. Математические модели СВЧ-схем. Особенности САПР при конструировании СВЧ-устройств.	2			
12. Методы контроля характеристик материалов, СВЧ-устройств и экранов.		2			
13. Заключение	Перспективы развития устройств СВЧ.	2			
Итого: 5 семестр		54			

### ЛАБОРАТОРНЫЕ ЗАНЯТИЯ

Наименование	Число часов			
	Д		З	
<b>5 семестр</b>	П	С	П	С
1. Исследование усилителя СВЧ на биполярном транзисторе	4			
2. Исследование устройств СВЧ на р-і-п-диодах	4			
3. Измерение параметров коаксиальных кабелей.	4			
4. Исследование способов согласования линии питания и нагрузки.	4			
5. Итоговое занятие	2			
Итого: 5 семестр	18			

### УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ ПО ДИСЦИПЛИНЕ

#### **Основная литература**

1. Фальковский, О. И. Техническая электродинамика / О. И. Фальковский. – М. : Связь, 1978. – 429 с.
2. Конструирование СВЧ-устройств и экранов; под ред. А. М. Чернушенко. – М. : Радио и связь, 1990. – 352 с.
3. Лебедев, И. В. Техника и приборы СВЧ. Т. 1, Т. 2 / И. В. Лебедев. – М. : Высш. шк., 1972.

#### **Дополнительная**

4. Бессонов, Л. А. Теоретические основы электротехники. / Бессонов, Л. А. – Ч. 3. Электромагнитное поле – М. : Высш. шк., 1986. – 320 с.

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКАЯ КАРТА ДИСЦИПЛИНЫ

Номер недели	Номер темы	Названия вопросов, выносимых на лекциях				Номера занятий		Наглядные и методические пособия	Управляемая самостоятельная работа студентов		Форма контроля знаний
		Практ. (семина).	Лаборат.	Содержание	Часы						
1	2	3				4	5	6	7	8	9
5-й семестр											
1	1, 2	Введение. Предмет и задачи дисциплины. История развития техники СВЧ. Диапазон СВЧ. Основные типы СВЧ-устройств. Содержание дисциплины. Основные технической электродинамики. Электромагнитное поле и его характеристики. Уравнение Максвелла. Граничные условия. Волновое уравнение.					1	2, 3			Защита лабораторных работ
2	2	Энергия магнитного поля. Вектор мощности электрического поля. Плоские однородные волны.					1	2, 3			
3	2, 3	Поляризация волн. Скин-эффект. Переход плоской волны из одной диэлектрической среды в другую. Основные принципы экранирования. Методы экранирования. Проблема обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных устройств и систем.						2, 3			
4	3, 4	Назначение экранирования. Экранирование магнитных полей. Магнитостатическое экранирование. Экранирование электрических полей. Отверстие в экране, перфорирование экранов РЭА. Конструкция экранов радиотехнических устройств. Материалы для экранов. Фильтрация электрических цепей. Заземление электрических цепей при экранировании. Особенности экранирования отдельных устройств радиоэлектронной аппаратуры. Экранирование помещений. Безэховые камеры СВЧ. Направленные волны. Характеристики электрических и магнитных волн.						2, 3			

1	2	3	4	5	6	7	8	9
5	5	Назначение линий передачи. Основы теории цепей с распределенными параметрами. Круговая диаграмма импедансов (Диаграмма Вольперта – Смита). Согласование СВЧ-трактов. Согласующие трансформаторы. Прямоугольные и круговые волноводы. Типы волн в волноводах. Основные конструкции волноводов.		2	2, 3			Защита лабораторных работ
6	5	Коаксиальные волноводы, область их применения, типы волн, основные конструкции. Полосковые линии, область применения, основные конструкции, структура полей. Диэлектрические волноводы и линии передачи поверхностных волн.		2	2, 3			
7	6, 7	Элементы и узлы волноводных трактов. Передающий тракт СВЧ. Соединители волноводных трактов. Реактивности. Неоднородности как реактивные сопроотивления. Короткозамкнутые поршни. Миниатюрные устройства СВЧ. Задачи миниатюризации. Применение микросхем СВЧ. Элементы СВЧ-схем. Фильтры. Направленные ответвители.			2, 3			
8	7, 8	Мостовые соединения. Ферритовые устройства. Устройства на полупроводниковых приборах. Миниатюрные приемники и передатчики. Корпуса микросхем. Волновые устройства СВЧ. Нагрузки. Агтенуаторы, фазовращатели. Поглощающие материалы. Волноводные направленные ответвители. Резонаторы. Двойные тройники.			2, 3			
9	8, 9	Мосты, направленные ответвители, сумматоры, делители мощности, смесители, дедекторы, переключатели. Вентили и циркуляторы. Компоновка волновых блоков. Электронные приборы СВЧ. Общие принципы работы. Колебательные системы.		3	2, 3			
10	9	Пролетный клистрон, отражательные клистроны.		3	2, 3			
11	9	Лампы бегущей волны (ЛБВ). Лампы обратной волны (ЛОБ).			2, 3			
12	9	Магнетроны.			2, 3			
13	9, 10	Полупроводниковые приборы СВЧ. Антенны. Элементы теории изучения. Элементарные излучатели.		4	2, 3			
14	10	Антенны, их назначение. Классификация, параметры и характеристики.		4	2, 3			
15	10	Основные типы антенн СВЧ: вибраторные, директорные, спиральные, диэлектрические, рупорные, линзовые, зеркальные.			2, 3			
16	10	Микрополосковые антенны.			2, 3			
17	11, 12	Автоматизация проектирования устройств СВЧ. Волновые матрицы передачи и рассеивания. Математические модели СВЧ-схем. Особенности САПР при проектировании СВЧ-устройств. Методы контроля характеристик материалов, СВЧ-устройств и экранов.		5	2, 3			
18	13	Перспективы развития устройств СВЧ. Заключение.		5	2, 3			

## ВВЕДЕНИЕ

### ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА КОЛЕБАНИЙ СВЧ

Согласно рекомендациям Международного консультативного комитета по радио к диапазону сверхвысоких частот (СВЧ) относят сантиметровые волны – от 1 до 10 см (3 – 30 ГГц). Однако на практике принято распространять СВЧ-диапазон на более широкий участок электромагнитного спектра, включающий метровые, деци- и миллиметровые волны.

Нижняя граница СВЧ определилась переходом к схемам на пассивных элементах с распределенными параметрами, возможностью передачи энергии с помощью полых труб (волноводов) и конструкциями активных устройств (усилителей, генераторов и др.) с непосредственным энергетическим обменом между электронным потоком и электромагнитным полем колебательной системы.

Верхняя граница СВЧ определилась близостью к тепловому излучению (длинными инфракрасными волнами), где требуются иные подходы к генерированию, усилению и передаче электромагнитной энергии.

Радиоволны СВЧ-диапазона обладают рядом важных физических особенностей. Перечислим некоторые из них.

1. Квазиоптический характер распространения, т. е. распространение волн на расстояние прямой видимости с тем отличием от оптического диапазона, что, начиная с сантиметровых волн и длиннее, за счет изменения диэлектрической проницаемости воздуха с высотой и связанной с этим рефракцией волн (искривление траектории) возможна передача электромагнитной энергии на расстояния, значительно превышающие прямую видимость.

2. Остронаправленное излучение при сравнительно небольших геометрических размерах антенн, позволяющее осуществить направленную передачу сигналов, достоинством которой являются снижение взаимных помех и увеличение дальности действия радиосистем, скрытность передачи, высокая точность радиолокационного определения координат объектов и др.

3. Большая информационная емкость СВЧ-диапазона, позволяющая осуществлять многоканальные телефонные и телеграфные связи и многоканальную передачу широкополосных телевизионных сигналов с одновременным повышением качества передачи за счет увеличения полосы частот передаваемых сигналов.

4. Малый уровень внешних активных помех, поскольку суммарное значение спектральной плотности мощности всех видов этих помех уменьшается с увеличением частоты. В связи с этим минимальный уровень принимаемых сигналов в диапазоне СВЧ практически определяется сравнительно небольшими помехами, возникающими внутри самих приемных



устройств и обусловленными тепловыми колебаниями во входных цепях и шумами усилительных каскадов приемников.

5. Проникновение волн части СВЧ-диапазона (приблизительно 3 дм – 3 см) с малым затуханием сквозь толщу атмосферы Земли. Это позволяет использовать СВЧ-диапазон для передачи информации через спутники, в астрономии и космонавтике.

6. Затухание в атмосфере волн коротковолновой части СВЧ диапазона (короче 3 см) за счет поглощения водяными парами и кислородом, а также рассеяния взвешенными в атмосфере частицами, например каплями воды.

Затухание в парах или каплях воды возрастает по мере увеличения влажности либо размеров капель и их количества в единице объема. Затухание, обусловленное кислородом, изменяется почти пропорционально квадрату давления и, следовательно, быстро уменьшается с высотой.

Связанное с указанными причинами затухание быстро возрастает с увеличением частоты и становится особенно большим в области миллиметровых волн. Однако и в миллиметровом диапазоне имеются участки с относительно малым затуханием, так называемые окна прозрачности (например, вблизи 8 мм), что позволяет частично использовать и этот диапазон для работы в открытой атмосфере.

В субмиллиметровом диапазоне окна прозрачности в атмосфере практически отсутствуют. Это является одной из причин слабого освоения этого диапазона волн в радиотехнике.

## ТЕХНИКА СВЧ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ

Техника СВЧ особенно широкое применение находит в радиосистемах передачи и извлечения информации (радиосвязи, радиовещании, телевидении, радиолокации, радиоуправлении, радионавигации, радиоастрономии, космонавтике и др.).

В системе передачи информации данные о происходящем физическом процессе с помощью электрофизического преобразователя (микрофона, телекамеры и т. п.) преобразуются в электрический сигнал и подаются на модулятор. К модулятору подводится также СВЧ-сигнал несущей частоты. В модуляторе полезный сигнал (сигнал электрофизического преобразователя) модулирует один из параметров сигнала несущей частоты (амплитуду, фазу, частоту).

После модулятора СВЧ-сигнал, модулированный сигналом электрофизического преобразователя (радиосигнал), поступает на усилитель мощности, проходит через фильтр, отсеивающий побочные колебания, и с помощью линии передачи подводится к антенне, которая излучает модули-

рованный сигнал в свободное пространство в виде электромагнитных волн (радиоволн). Излученная радиоволна возбуждает в приемной антенне, часто находящейся на большом расстоянии, маломощные колебания передаваемого радиосигнала СВЧ, которые выделяются преселектором (фильтром СВЧ) среди множества отличающихся по частоте сигналов, преобразуются в колебания промежуточной частоты, усиливаются, детектируются, подвергаются добавочному усилению усилителем звуковой частоты и поступают на устройства обработки и отображения информации.

В большинстве радиолокационных систем обзора, относящихся к системам извлечения информации, для передачи и приема радиосигналов используется одна антенна. В этом случае для разделения приема и передачи применяются антенные переключатели. Для обзора, сканирования свободного пространства применяются механизмы вращения или специальные конструкции антенн.

СВЧ-устройства широко применяются в ядерной физике для разгона элементарных частиц до скоростей, близких к скорости света, с помощью электромагнитных полей волноводов.

В настоящее время исследуется проблема (в некоторых случаях реализуется) передачи энергии в свободном пространстве с помощью электромагнитных волн СВЧ-диапазона. Широкое применение находит СВЧ-нагрев в пищевой промышленности с целью ускоренного приготовления пищи, пастеризации, стерилизации и обезвоживания пищевых продуктов.

Особенно широкое применение волны СВЧ-диапазона получили в медицине для глубоких локальных нагревов и ускорения лечения многих заболеваний.

## ЭКРАНИРОВАНИЕ В РЭС

В основные задачи радиоинженера входят обеспечение помехозащищенности создаваемой радиоаппаратуры от внешних и внутренних помех, создание недопустимых условий для возникновения электромагнитных помех другим РЭС.

Практически любое РЭС находится в поле действия нежелательных источников электромагнитных помех и само излучает помехи на расположенное рядом электронное оборудование. Обеспечение совместной нормальной работы РЭС без потери информации и ухудшения их функциональных электрических характеристик – основная проблема электромагнитной совместимости. Одним из основных конструктивных средств обеспечения электромагнитной совместимости является экранирование, предназначенное для значительного уменьшения нежелательной электромагнитной энергии, как излучаемой РЭС, так и проникающей в аппаратуру.

## ГЛАВА 1. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ

### 1.1. МЕТОДЫ ОПИСАНИЯ ФИЗИЧЕСКИХ ЯВЛЕНИЙ И РАСЧЕТА СВЧ-КОНСТРУКЦИЙ

В диапазоне низких частот физические явления описываются с помощью понятий тока и напряжения. Понятие электромагнитного поля при этом носит вспомогательный характер.

В диапазоне СВЧ строгое описание физических явлений проводится на основе теории электромагнитного поля. Наглядным примером может служить волноводная линия передачи, имеющая вид металлической трубы, внутри которой распространяется электромагнитная волна. Здесь обычное представление электрической цепи с несущими энергию прямым и обратным токами в проводниках оказывается неприемлемым. Более правильно считать, что энергия передается электромагнитным полем, находящимся между проводниками, а не током, текущим по самим проводникам. Проводники при этом выполняют роль устройств, направляющих электромагнитную энергию,

Теоретическое определение электромагнитных полей в линии передачи сводится к решению уравнений Максвелла (или следующих из них волновых уравнений) при заданных координатах, параметрах границ рассматриваемой области и параметрах заполняющей область среды. Это вынуждает прибегать к трудоемкому математическому аппарату теории поля и ведет к повышенной сложности описания явлений на СВЧ. Подобный подход к явлениям на СВЧ оказывается необходимым не только при рассмотрении полых волноводов, но и многих других видов линий передач и таких радиотехнических устройств, как различные колебательные системы, антенны и др.

Вместе с тем в ряде случаев существует возможность упростить инженерные расчеты СВЧ-устройств. Она основана на аналогии между процессами передачи и накопления энергии в СВЧ-устройствах и в низкочастотных электрических цепях. Кроме того, в большинстве случаев необязательно учитывать все происходящие физические явления внутри СВЧ-устройств или в их элементах. Достаточно знать лишь ответную реакцию узла или элемента на воздействующие внешние СВЧ-колебания, т. е. внешнюю характеристику узла или элемента. Такой подход к расчету позволяет отвлечься от непосредственного оперирования электромагнитными полями и использовать для расчета сложных СВЧ-устройств рассматриваемые в следующей главе уже разработанные методы теории низкочастотных цепей с сосредоточенными и распределенными параметрами, а также методы теории многополюсников (методы эквивалентных схем).

В связи с изложенным, значительная часть современной теории, инженерного анализа и расчета СВЧ-конструкций (СВЧ-схем) посвящается определению параметров эквивалентных схем. Применимость метода эквивалентных схем подтверждается теорией электромагнитного поля и экспериментом при сравнении внешних характеристик реальной конструкции и эквивалента.

Под электродинамикой будем понимать теорию переменного электромагнитного поля. Основные законы электродинамики формулируются в виде уравнений Максвелла, которые позволяют определить структуру и основные характеристики электромагнитных полей, понять физику происходящих явлений, предложить методы и расчетные соотношения для определения конструктивных параметров и электрических характеристик линейных СВЧ-устройств. Уравнения Максвелла являются постулатами.

Максвелл сформулировал свои уравнения в 1873 г. путем обобщения экспериментальных законов полного тока (Ампера), индукции (Фарадея) и законов Гаусса для электрического и магнитного полей [1, 2].

## 1.2. ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ И ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ

Источником электромагнитного поля являются движущиеся заряды. В случае переменных электромагнитных полей величина этих зарядов меняется во времени. Электромагнитное поле проявляет себя в виде силового действия на электрические заряды  $q$ . Его принято характеризовать силой, с которой оно действует на движущийся положительный точечный заряд (Лоренцева сила):

$$F_{\text{эм}} = qE + q[V, B] = F_{\text{э}} + F_{\text{м}}. \quad (1.1)$$

Лоренцева сила раскладывается на две: электрическую  $F_{\text{э}} = qE$  и магнитную  $F_{\text{м}} = q[V, B]$ . Первая характеризует электрическое поле и не зависит от скорости движения заряда. Эта сила является векторной величиной, называемой напряженностью электрического поля  $E$ . Напряженность электрического поля определяют как силу, с которой электрическое поле в вакууме действует на точечный положительный единичный заряд.

Вторая, магнитная, сила характеризует магнитное поле и зависит от скорости движения заряда  $V$ . Эта сила является векторной величиной, называемой индукцией магнитного поля  $B$ . Магнитная индукция численно равна силе, с которой магнитное поле в вакууме действует на единичный точечный положительный заряд, движущийся с единичной скоростью перпендикулярно линиям вектора  $B$ .

Векторы электрического и магнитного полей изображаются линиями, направление которых определяет направление силового действия, а их плотность – величину этого действия (величину поля). График распределения силовых линий в пространстве называется структурой поля. Если линии поля замкнуты, то такое поле называется вихревым, а если разомкнуты (имеют начало и конец) – потенциальным.

Сила действия электромагнитного поля на заряд зависит от среды. Физически это объясняется поляризацией и намагничиванием среды, в результате которых появляются дополнительные электрические и магнитные поля, налагающиеся на основные. Поэтому наличие векторных величин  $E$  и  $B$ , вполне определяющих электромагнитное поле в вакууме, недостаточно в случае описания поля в произвольной среде. Для описания электромагнитного поля в материальных средах дополнительно вводятся вектор электрического смещения (электрической индукции)  $D$  и вектор напряженности магнитного поля  $H$ . Кроме того, для сред со свободными электрическими зарядами вводится вектор плотности тока проводимости  $J_{np}$ . Связь между этими векторами и векторами  $E$  и  $B$  определяется материальными уравнениями, которые дополняют рассматриваемые ниже уравнения Максвелла.

Вектор электрического смещения равен (первое материальное уравнение):

$$D = \varepsilon_a E = \varepsilon_0 \varepsilon E, \quad (1.2)$$

где  $\varepsilon_a$  – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды;  
 $\varepsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-12}$  Ф/м – электрическая постоянная (диэлектрическая проницаемость вакуума);  
 $\varepsilon$  – относительная диэлектрическая проницаемость.

Вектор напряженности магнитного поля (второе материальное уравнение):

$$H = B/\mu_a = B/\mu_0 \mu, \quad (1.3)$$

где  $\mu_a$  – абсолютная магнитная проницаемость;  
 $\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-6}$  Гн/м – магнитная постоянная;  
 $\mu$  – относительная магнитная проницаемость.

Вектор плотности тока проводимости (третье материальное уравнение):

$$J_{np} = \sigma E, \quad (1.4)$$

где  $\sigma$  – объемная удельная проводимость среды.

При исследованиях часто пользуются понятием комплексной диэлектрической проницаемости среды:

$$\epsilon_{ка} = \epsilon_a - i\sigma / \omega \quad (1.5)$$

Вещественная часть комплексной диэлектрической проницаемости  $\epsilon_a$  определяет интенсивность поляризации среды, а мнимая  $\sigma / \omega$  характеризует потери в среде.

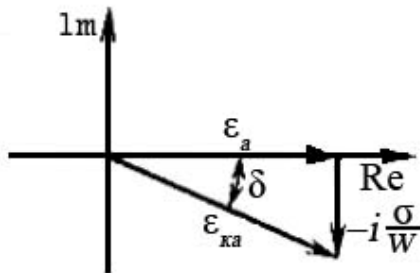


Рис. 1.1. Комплексная диэлектрическая проницаемость

Комплексная диэлектрическая проницаемость может быть представлена векторной диаграммой рис.1.1.

В соответствии с этой диаграммой

$$\epsilon_{ка} = \epsilon_a (1 - itg\delta) = \epsilon_a \cdot e^{-i\delta} / \cos \delta \quad (1.6)$$

где

$$tg\delta = \sigma / (\omega\epsilon_a). \quad (1.7)$$

Отметим, что комплексная диэлектрическая проницаемость, определяемая выражением (1.5), не учитывает поляризационных потерь в диэлектрике, возникающих в результате периодически изменяющейся поляризации вещества на СВЧ. В справочной литературе эти потери учитываются в приведенных экспериментальных значениях  $tg\delta$ , которому соответствует некоторое эффективное значение проводимости  $\sigma$ , отличное от проводимости диэлектриков на постоянном токе.

В зависимости от характера параметров  $\epsilon_a$ ,  $\mu_a$  и  $\sigma$  среды можно классифицировать следующим образом.

Среды, обладающие одинаковыми свойствами во всех точках, называются однородными. Среды, параметры которых задаются функциями координат, называются неоднородными. Среды, свойства которых не зависят от величины поля, называются линейными. Среды, параметры которых являются функциями напряженностей электрического или магнитного поля, называются нелинейными. Среды, свойства которых не зависят от направления вектора напряженности поля  $E$  или  $H$ , называются изотропными. Среды, параметры которых меняются в зависимости от изменения направления векторов магнитного и электрического полей, называются анизотропными.

Ниже, за исключением специально оговоренных случаев, рассматриваются явления в однородных, линейных и изотропных средах.

### 1.3. УРАВНЕНИЯ МАКСВЕЛЛА И ИХ ФИЗИЧЕСКИЙ СМЫСЛ

В технике СВЧ чаще всего используются рассматриваемые ниже уравнения Максвелла для гармонических колебаний [1, 2].

Так же, как и в технике низких частот, в диапазоне СВЧ при анализе гармонических процессов применяется метод комплексных амплитуд, при котором векторы поля и другие величины, изменяющиеся во времени по гармоническому закону, например, поле

$$E(t) = E_{mx} \cos(\omega t + \varphi_x) l_x + E_{my} \cos(\omega t + \varphi_y) l_y + E_{mz} \cos(\omega t + \varphi_z) l_z$$

заменяется комплексной амплитудой

$$E = E_m e^{i\varphi} = E_{mx} e^{i\varphi_x} l_x + E_{my} e^{i\varphi_y} l_y + E_{mz} e^{i\varphi_z} l_z,$$

где  $E_{mx}$ ,  $E_{my}$ ,  $E_{mz}$  амплитуды отдельных составляющих поля, являющиеся функциями пространственных координат  $x$ ,  $y$ ,  $z$ ;  $\varphi_x$ ,  $\varphi_y$ ,  $\varphi_z$  их фазы;  $l_x$ ,  $l_y$ ,  $l_z$  — единичные векторы, направленные вдоль осей  $x$ ,  $y$ ,  $z$  соответственно.

Поскольку в книге рассматриваются только гармонические колебания, то отдельные обозначения для комплексных амплитуд и величин, связанных с ними, не вводятся. В общем случае в электродинамике используется четыре уравнения Максвелла, но в случае гармонических электромагнитных полей система этих уравнений для комплексных амплитуд сводится к двум первым уравнениям. Два других уравнения, представляющие собой обобщение законов Гаусса для электрического и магнитного полей, в случае гармонических колебаний вытекают из двух предыдущих.

Первое уравнение Максвелла является обобщением закона полного тока (Ампера), согласно которому циркуляция вектора напряженности магнитного поля  $H$  по замкнутому контуру  $l$  равна току  $I$ , пронизывающему данный контур:

$$\oint_i H dl = I.$$

До Максвелла под током  $I$  понимался только ток проводимости. Максвелл предположил, что изменяющееся во времени электрическое поле, например, поле между обкладками конденсатора (рис. 1.2), также способно подобно току проводимости создавать магнитное поле. Для качественной оценки этого эффекта Максвелл ввел понятие тока смещения и установил, что плотность тока смещения равна:

$$J_{cm} = dD / dt = \varepsilon_0 dE / dt + dP / dt = \varepsilon_a dE / dt. \quad (1.8)$$

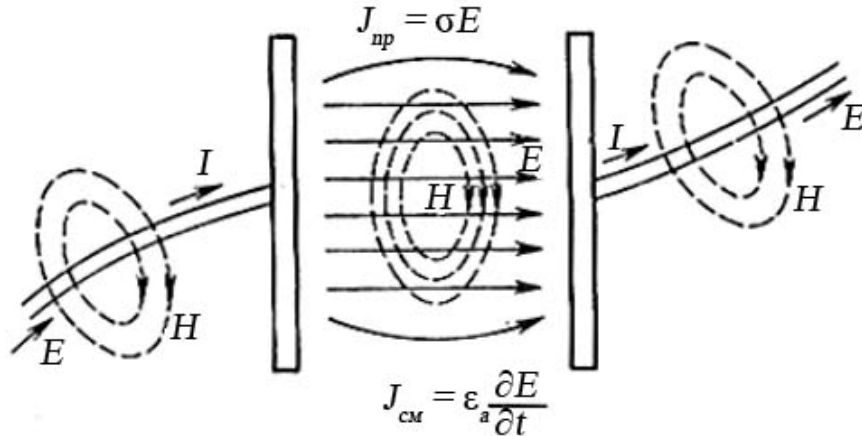


Рис. 1.2 Ток и электромагнитное поле в конденсаторе

Ток смещения состоит из двух составляющих: первая ( $\epsilon_0 dE/dt$ ) соответствует только изменению электрического поля (ток смещения в вакууме); вторая ( $dP/dt$ ) обусловлена движением связанных в атомах зарядов в результате их поляризации переменным током (поляризационный ток),

Таким образом, рассматривая среду, в которой может распространяться электромагнитная энергия, Максвелл пришел к выводу, что полный ток, создаваемый переменным электрическим полем, в этой среде должен включать в себя как ток проводимости  $I_{пр}$ , так и ток смещения  $I_{см}$ :

$$I = I_{пр} + I_{см}.$$

Используя (1.4) и (1.8), можно определить полную объемную плотность токов:

$$J = \epsilon_a (dE / dt) + \sigma E.$$

Очевидно, что полный ток, проходящий через некоторую поверхность  $S$ , опирающуюся на контур  $l$ , будет равен [2]:

$$I = \int_S J dS = \int_S (\epsilon_a \frac{dE}{dt} + \sigma E) dS,$$

где  $dS$  – вектор, перпендикулярный поверхности  $S$ , равный бесконечно малой площади, образующий правовинтовую систему с направлением обхода  $S$ .

Учитывая предположения Максвелла, закон полного тока можно представить уравнением:

$$\oint_s H dl = \int_s (\epsilon_a \frac{dE}{dt} + \sigma E) dS \quad (1.9)$$

которое принято называть *первым уравнением Максвелла в интегральной форме*.



Используя теорему Стокса, известную из векторного анализа, это уравнение можно представить в следующем виде:

$$\int_S \text{rot} H dS = \int_S (\epsilon_a \frac{dE}{dt} + \sigma E) dS$$

Поскольку площадь  $S$  выбрана произвольно, то из этого следует равенство подынтегральных величин, что позволяет получить первое уравнение Максвелла в дифференциальной форме, которой для случая гармонических колебаний имеет следующий вид [2]:

$$\text{rot} H = \sigma E + i\omega \epsilon_a E = i\omega \epsilon_{ка} E. \quad (1.10)$$

Первое уравнение Максвелла утверждает: если в некоторой точке пространства существует переменное электрическое поле, создающее токи проводимости и смещения, то в окрестности этой точки возникает переменное вихревое магнитное поле, создаваемое этими токами.

Электрическое поле и создаваемое им магнитное поле образуют праввинтовую систему.

Второе уравнение Максвелла является обобщением закона индукции Фарадея. Фарадей установил, что если через поверхность  $S$ , ограниченную проводящим контуром  $l$ , проходит меняющийся во времени магнитный поток, то в замкнутом контуре  $l$  возникает электродвижущая сила индукции  $e$ , равная:

$$e = - d\Phi / dt. \quad (1.11)$$

До Максвелла считалось, что это уравнение справедливо только для случая проводящего контура. Максвелл предположил, что оно справедливо также и в том случае, если среда не обладает проводимостью, т. е. всякое изменение магнитного поля во времени вызывает (независимо от параметров среды) появление электрического поля.

Электродвижущую силу, наводимую в замкнутом контуре, можно представить как циркуляцию вектора  $E$  по этому контуру:

$$e = \int_l E dL,$$

а связь магнитного потока с вектором  $B$  определить соотношением:

$$\Phi = \int_S B dS.$$

Это позволяет представить уравнение (1.11) в следующем виде:

$$\oint_l E dl = - \frac{d}{dt} \int_S B dS,$$

которое называется вторым уравнением Максвелла в интегральной форме.

Используя теорему Стокса, с помощью тех же преобразований, как и в предыдущем случае, получим уравнение для гармонических колебаний [2]:

$$\operatorname{rot} E = -i\omega\mu_0 H. \quad (1.12)$$

Второе уравнение Максвелла утверждает: если в некоторой точке пространства существует переменное магнитное поле, то в окрестности этой точки возникает переменное вихревое электрическое поле. Магнитное поле и создаваемое им электрическое поле образуют левовинтовую систему.

Особо отметим, что электрическое поле может быть также потенциальным.

Таким образом, гармоническое электрическое поле может быть вихревым, потенциальным или представлять собой суперпозицию потенциального и вихревого полей, в то время как магнитное поле всегда вихревое.

Заключения по первому и второму уравнениям Максвелла позволяют сделать вывод о тесной связи электрической и магнитной составляющих, в переменном электромагнитном поле. Эта взаимосвязь выражается в том, что созданное сторонними источниками меняющееся во времени электромагнитное поле может существовать вне этого источника за счет собственной энергии, т. е. преобразования энергии электрического поля в энергию магнитного поля и обратно.

Третье уравнение Максвелла является обобщением закона Гаусса для электрического поля. Оно связывает поток вектора электрического смещения через произвольную замкнутую поверхность  $S$  с зарядом  $Q$  внутри этой поверхности:

$$\int_S D dS = Q$$

Максвелл предложил использовать его в случае переменных полей, полагая, что заряд  $Q$  может быть произвольно распределен внутри поверхности  $S$ . Поэтому в общем случае

$$\int_S D dS = \int_V \rho dV$$

– третье уравнение Максвелла в интегральной форме.

Перейти к дифференциальной форме этого уравнения, используемой при гармонических колебаниях, можно, применив теорему Остроградского – Гаусса, известную из векторного анализа. При этом его можно представить в следующем виде;

$$\int_V \operatorname{div} D dV = \int_V \rho dV .$$

Это равенство удовлетворяется при любом объеме  $V$ , что возможно при

$$\operatorname{div} D = \rho .$$

В случае гармонических колебаний соответствующее движение зарядов в диэлектриках отсутствует, поэтому принимают  $\rho = 0$ ,

$$\operatorname{div} D = 0 \quad (1.13)$$

– третье уравнение Максвелла для гармонических колебаний.

Из третьего уравнения Максвелла следует, что дивергенция (изменение) вектора  $D$  отлична от нуля в тех точках пространства, где имеются свободные заряды. В таких точках линии вектора  $D$  имеют начало (исток) или конец (сток). Линии вектора  $D$  начинаются на положительных зарядах и заканчиваются на отрицательных.

Четвертое уравнение Максвелла является обобщением закона Гаусса для магнитного поля. В интегральной форме оно совпадает с соответствующим уравнением, выражающим закон Гаусса

$$\oint_S B dS = 0.$$

На том же основании, что и в предшествующем случае, можно перейти к записи этого уравнения в следующем виде:

$$\operatorname{div} B = 0, \quad (1.14)$$

являющимся *четвертым уравнением Максвелла для гармонических колебаний*. Оно показывает, что в природе отсутствуют магнитные заряды, а силовые линии магнитного поля всегда замкнуты (непрерывны).

При решении конкретных задач систему уравнений Максвелла необходимо дополнить материальными уравнениями (1.2), (1.4), которые характеризуют влияние среды на протекающие в ней электромагнитные процессы.

## 1.4. ГРАНИЧНЫЕ УСЛОВИЯ

Граничными условиями называются соотношения, устанавливающие связь между векторами электромагнитного поля в различных средах у границы раздела. Используя граничные условия на поверхности, ограничивающей внутренний объем СВЧ-устройства, с помощью уравнений Максвелла можно рассчитать поле внутри этого объема, а затем, зная электрические характеристики используемых материалов, можно определить основные электрические характеристики СВЧ-устройства.

Граничные условия удобно формулируются для тангенциальных  $E_\tau$  и  $H_\tau$  и нормальных  $E_n$  и  $H_n$  составляющих электромагнитного поля. Можно показать [2], что граничные условия в комплексной форме для нормальных составляющих поля будут удовлетворены, если выполняются граничные

условия для тангенциальных составляющих поля. Последние на границе раздела произвольных сред имеют вид:

$$E_{1\tau} = E_{2\tau}; \quad H_{1\tau} = H_{2\tau} \quad (1.15)$$

Тангенциальные составляющие векторов напряженности электрического и магнитного полей на границе раздела двух сред непрерывны.

При изучении переменного электромагнитного поля вне металлических проводников, на границе раздела с металлом, проводники часто заменяются идеально проводящей средой, которая характеризуется значением  $\sigma = \infty$ . Эта замена основана на том обстоятельстве, что идеально проводящая среда достаточно правильно воспроизводит влияние реальных металлических проводников на электромагнитное поле вне их.

Внутри идеального проводника  $E = J_{np}/\sigma = 0$ , т. е. электрическое поле внутри идеального проводника всегда равно нулю. Из второго уравнения Максвелла(1.12) следует, что при  $E = 0$ ,  $dB/dt = 0$  и  $B = \text{const}$ , т. е. только переменное магнитное поле в проводнике равно нулю, а постоянная составляющая может быть отличной от нуля. Таким образом, переменное электромагнитное поле внутри идеального проводника равно нулю.

Граничные условия для поверхности идеального проводника имеют следующий вид:

$$E_{1\tau} = 0; \quad H_{1\tau} = J_s \quad (1.16)$$

На поверхности идеального проводника тангенциальная составляющая вектора напряженности электрического поля  $E_{1\tau}$  равна нулю, а тангенциальная составляющая вектора напряженности магнитного поля  $H_{1\tau}$  по величине равна плотности поверхностного тока и направлена перпендикулярно направлению  $J_s$ ,

## 1.5. ВОЛНОВЫЕ УРАВНЕНИЯ

Определить структуру и другие характеристики поля непосредственно из уравнений Максвелла затруднительно, поэтому уравнения (1.10) и (1.12) преобразуют [2] и приводят к следующему виду:

$$\nabla^2 H + k^2 H = 0; \quad (1.17)$$

$$\nabla^2 E + k^2 E = 0; \quad (1.18)$$

где

$$k = \omega \sqrt{\epsilon_{ka} \mu_a} \quad (1.19)$$

– волновое число.

Уравнения (1.17) и (1.18) известны как однородные уравнения Гельмгольца или однородные волновые уравнения. Уравнения Гельмгольца описывают распространение волн в пространстве и являются доказательством того, что изменение во времени электрических и магнитных полей приводит к распространению электромагнитных волн в пространстве.

Доказательство волнового характера распространения электромагнитной энергии является одним из важнейших результатов теории Максвелла.

В декартовой системе координат волновые уравнения для составляющих поля по осям  $x$ ,  $y$  и  $z$  имеют одинаковую форму. Например, уравнения для составляющих электромагнитного поля по оси распространения  $z$  имеют вид:

$$\partial^2 E_z / \partial x^2 + \partial^2 E_z / \partial y^2 + \partial^2 E_z / \partial z^2 + k^2 E_z = 0; \quad (1.20)$$

$$\partial^2 H_z / \partial x^2 + \partial^2 H_z / \partial y^2 + \partial^2 H_z / \partial z^2 + k^2 H_z = 0. \quad (1.21)$$

Это позволяет ограничиться рассмотрением однородного уравнения для какой-либо одной составляющей, например  $E_z$ .

## 1.6. ЭНЕРГИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

При исследовании гармонических электромагнитных полей в установившемся режиме пользуются средним за период колебаний значением энергетических величин [2].

Из уравнений Максвелла следует, что энергия электромагнитного поля  $W_{cp}$ , заключенная внутри объема  $V$ , складывается из суммы энергий электрического  $W_{э.ср}$  и магнитного  $W_{м.ср}$  полей:

$$W_{cp} = W_{э.ср} + W_{м.ср} \quad (1.22)$$

Где  $W_{э.ср} = \frac{1}{4} \int_V \epsilon_a E E^* dV$  – электрическая энергия;

$$W_{м.ср} = \frac{1}{4} \int_V \mu_a H H^* dV \quad (1.23)$$

– магнитная энергия.

На основании общих физических представлений можно предположить, что энергия электромагнитного поля расходуется на тепловые потери и рассеивается в окружающее пространство.

Пользуясь уравнениями Максвелла, можно найти следующие количественные соотношения этих величин:

– средняя мощность джоулевых потерь, где «\*» обозначает комплексно-сопряженную величину:

$$P_{n.cp} = \frac{1}{2} \int_V \sigma E E^* dV \quad (1.24)$$

– средний поток энергии, излучаемой через замкнутую поверхность  $S$ , ограничивающую объем  $V$ :

$$P_{\Sigma cp} = \int_S \operatorname{Re} \Pi dS \quad (1.25)$$

где комплексный вектор Пойнтинга, определяющий количество энергии, протекающей в единицу времени через единичную площадку, перпендикулярную направлению потока энергии.

$$\Pi = 0,5[E, H^*] \quad (1.26)$$

Направление  $\Pi$  определяется направлением движения буравчика, рукоятка которого вращается от  $E$  к  $H$ . Вектор Пойнтинга характеризует интенсивность излучения электромагнитной энергии; средняя за период плотность мощности излучения:

$$\Pi_{cp} = 0,5\operatorname{Re}[E, H^*]. \quad (1.27)$$

## 1.7. ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ В ДИЭЛЕКТРИКАХ И ПРОВОДНИКАХ

Рассмотрим электромагнитное поле плоской однородной волны, распространяющейся в неограниченной однородной изотропной среде, которую создает любой источник электромагнитного излучения на достаточно большом расстоянии на ограниченной поверхности.

Тип волны (плоская, сферическая, цилиндрическая и др.) определяется формой волнового фронта. Волновым фронтом называется поверхность равных фаз электромагнитной волны. Если поверхности равных фаз и равных амплитуд совпадают, то такие волны называются однородными. В соответствии со сказанным, плоской однородной электромагнитной волной называется волна, у которой поверхности равных фаз и амплитуд являются одной и той же плоскостью.

Выберем декартову систему координат с направлением оси  $z$ , совпадающим с направлением распространения волны. Волновое уравнение (1.18) для составляющей  $E_x$  в рассматриваемом случае примет вид:

$$d^2 E_x / dz^2 + k^2 E_x = 0. \quad (1.28)$$

Решение этого уравнения для неограниченной среды, в которой возбуждена бегущая волна (волна, распространяющаяся в направлении оси  $z$ ), будет следующим:

$$E_x(z) = E_{mx} e^{-\gamma_1 z} \quad (1.29)$$

Аналогично для магнитной составляющей:

$$H_y(z) = H_{my} e^{-\gamma_1 z} \quad (1.30)$$

где  $\gamma_1 = \alpha + i\beta$  – коэффициент распространения.

Запишем решение волновых уравнений (1.29) и (1.30) для среды без потерь в тригонометрической форме:

$$E_x(z, t) = E_{mx} \cos(\omega t - \beta z + \varphi_1);$$

$$H_y(z, t) = H_{my} \cos(\omega t - \beta z + \varphi_2).$$

На рис. 1.3 приведены графики, соответствующие последним уравнениям. Эти графики представляют собой картину распределения электромагнитного поля плоской однородной волны при  $t = \text{const}$  для случая, когда в среде отсутствуют потери ( $\alpha = 0$ ).

Если в среде имеются потери ( $\alpha \neq 0$ ), то амплитуды волн  $E$  и  $H$  будут уменьшаться по экспоненциальному закону и между ними появится фазовый сдвиг.

Пользуясь известными аналитическими соотношениями, запишем уравнения Максвелла (1.10) и (1.12) в декартовой системе координат [2]:

– первое уравнение:

$$\begin{aligned} \frac{\partial H_z}{\partial y} + k_1 H_y &= i\omega \epsilon_{ka} E_x \\ -k_1 H_x - \frac{\partial H_z}{\partial x} &= i\omega \epsilon_{ka} E_y \\ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} &= i\omega \epsilon_{ka} E_z \end{aligned} \quad (1.31)$$

– второе уравнение:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_z}{\partial y} + k_1 E_y &= -i\omega \mu_a H_x \\ -k_1 E_x - \frac{\partial E_z}{\partial x} &= -i\omega \mu_a H_y \\ \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} &= i\omega \mu_a H_z \end{aligned} \quad (1.32)$$

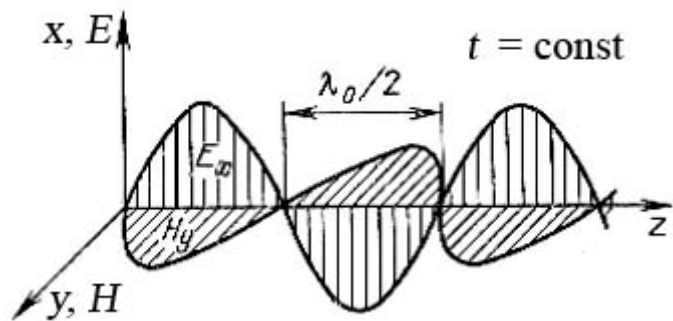


Рис. 1.3. Распределение составляющих поля вдоль оси  $Z$  в плоской однородной волне

В этих уравнениях производные по координате  $z$  заменены множителем  $k_1$ , так как для всех направленных волн, в том числе и плоских (1.29) и (1.30), зависимости составляющих поля по этой координате определяются множителем  $e^{-k_1 z}$ .

Поскольку в однородной плоской волне  $E(x, y) = \text{const}$  и  $H(x, y) = \text{const}$ , то  $\partial E_x / \partial x = \partial E_y / \partial y = \partial H_x / \partial x = \partial H_y / \partial y = 0$ . Анализируя (1.31) и (1.32), можно утверждать, что в плоской однородной волне отсутствуют продольные, составляющие поля  $H_z = 0$  и  $E_z = 0$ , а векторы поперечных составляющих электрического и магнитного полей взаимно перпендикулярны.

**Поляризация электромагнитного поля.** В принятом на рис. 1.3 расположении координатных осей вектор  $E$  всегда колеблется в плоскости  $xOz$ . При этом конец вектора  $E$  в плоскости, перпендикулярной направлению распространения и неподвижной относительно его самого, описывает прямую линию. Волна, обладающая этими свойствами, называется линейно поляризованной. Плоскость  $xOz$  называется плоскостью поляризации.

Предположим, что волна возбуждается двумя когерентными источниками с взаимно перпендикулярными по направлению и одинаковыми по величине векторами  $E$  в зависимости от фазового угла  $\varphi$  между составляющими векторами будет описывать прямую при  $\varphi = 0$ , эллипс при  $\varphi \neq 0$  (рис. 1.4, а) и окружность при  $\varphi = 90^\circ$  (рис. 1.4, б). Аналогично и волны называются с линейной, эллиптической и круговой поляризацией. В зависимости от направления вращения вектора  $E$  различают волны с правой (вектор  $E$  вращается по часовой стрелке) или левой (вектор  $E$  вращается против часовой стрелки) поляризацией.

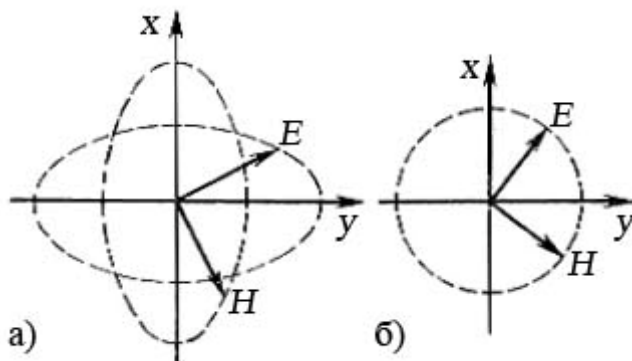


Рис. 1.4. Поляризация поля плоских однородных волн

В обоих случаях для определения направления вращения необходимо смотреть навстречу волне.

Заметим, что любую волну с вращающейся плоскостью поляризации можно представить как суперпозицию двух сдвинутых по фазе и в пространстве линейно поляризованных волн.



Основные характеристики электромагнитного поля. К основным характеристикам электромагнитного поля относятся:

1. *Коэффициент распространения* – характеризует изменение амплитуды и фазы бегущей электромагнитной волны. Под бегущей волной будем понимать электромагнитную волну определенного типа, распространяющуюся в линии передачи только в одном направлении. Коэффициент распространения находится путем подстановки решения однородного волнового уравнения (1.29) в волновое (1.28):

$$\gamma^2 E_x + k^2 E_x = 0 \text{ или } (\gamma^2 + k^2) E_x = 0.$$

Эти уравнения удовлетворяются при условии

$$\gamma^2 + k^2 = 0, \text{ т. е. } \gamma_1 = ik = i\omega \sqrt{\epsilon_{ka} \mu_a}. \quad (1.33)$$

Из (1.33) следует, что коэффициент распространения является комплексной величиной и для плоских однородных волн на заданной частоте определяется только параметрами среды  $\epsilon_{ka} \mu_a$ .

2. *Коэффициент затухания* – определяет уменьшение амплитуды электромагнитной волны при прохождении одного метра пути и при размерности в децибелах на метр (дБ/м) равен действительной части коэффициента распространения, умноженной на 8,68:

$$\alpha_e = 8,68\omega \sqrt{|\epsilon_{ka} \mu_a|} \sin(\delta/2) = 8,68 \omega \sqrt{\epsilon_a \mu_a / \cos \delta} / \sin(\delta/2). \quad (1.34)$$

3. *Коэффициент фазы* – показывает изменение фазы волны при прохождении одного метра пути. Коэффициент фазы в радианах на метр (рад/м) равен мнимой части коэффициента распространения:

$$\beta = \omega \sqrt{|\epsilon_{ka} \mu_a| \cos(\delta/2)} = \omega \sqrt{\epsilon_a \mu_a / \cos \delta} \cos(\delta/2). \quad (1.35)$$

4. *Фазовая скорость* – скорость перемещения фронта гармонической волны. Гармоническая волна описывается уравнением (1.29) или

$$E_x(z, t) = E_{mx} e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z + \varphi). \quad (1.36)$$

Волновой фронт этой волны, как плоскость постоянных фаз, не меняющихся при движении, должен удовлетворять уравнению  $\omega t - \beta z = \text{const}$ . Для бесконечно малых изменений  $t$  и  $z$   $\omega dt - \beta dz = 0$  или  $\omega dt = \beta dz$ . Пользуясь обычным определением скорости, найдем, что фазовая скорость плоской волны:

$$v_{\phi 0} = dz / dt = \omega / \beta. \quad (1.37)$$

С учетом (1.35) можно записать:

$$v_{\phi 0} = 1 / [\sqrt{\epsilon_a \mu_a} \cos \delta \cos(\delta/2)]. \quad (1.38)$$

5. *Длина волны* – расстояние, пройденное волной за период колебания. Используя соотношения  $T = 2\pi/\omega$ , (1.37) и (1.38), получаем

$$\lambda = v_{\phi 0} T = 2\pi/\beta; \quad (1.39)$$

$$\lambda = 2\pi / [\omega \sqrt{\epsilon_a \mu_a / \cos \delta} \cdot \cos(\delta/2)]. \quad (1.40)$$

6. *Групповая скорость* – скорость распространения огибающей сложного сигнала. Понятие групповой скорости вводится в случаях дисперсной системы передачи и сложных сигналов, состоящих из колебаний нескольких частот, когда понятие фазовой скорости неприменимо.

Рассмотрим сигнал, состоящий из двух колебаний с близко расположенными частотами и одинаковыми амплитудами:

$$E_1 = E_m e^{i\omega_1 t - \gamma_1 z}; \quad E_2 = E_m e^{i\omega_2 t - \gamma_2 z};$$

Для упрощения примем, что волны распространяются без затухания  $\gamma_1 = \gamma_2 = \beta$ . В этом случае уравнение для суммарного поля:

$$E = E_m [1 + e^{i(\Delta\omega t - \Delta\beta z)}] e^{i(\omega_1 t - \beta_1 z)},$$

Далее будем полагать, что  $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$  и  $\Delta\beta = \beta_2 - \beta_1$  являются величинами достаточно малыми.

Рассмотрим скорость, с которой перемещается в направлении распространения какая-либо точка на огибающей электромагнитной волны. Эта точка должна удовлетворять уравнению  $\Delta\omega t - \Delta\beta z = \text{const}$ . Для бесконечно малых  $t$  и  $z$  получим  $\Delta\omega dt - \Delta\beta dz = 0$ . Отсюда скорость распространения какой-либо точки на огибающей волны сложного сигнала, т. е. групповая скорость, будет равна

$$v_{gp} = dz/dt = \Delta\omega/\Delta\beta.$$

Если рассматривать непрерывный частотный спектр модулированного колебания, то в пределе можно полагать:

$$v_{gp} = d\omega/d\beta = [d\beta/d\omega]^{-1}. \quad (1.41)$$

Если произведем замену переменных  $\beta = \omega/v_{\phi 0}$  и  $\omega = 2\pi v_{\phi 0}/\lambda$ , то после несложных преобразований получим [2]

$$v_{gp} = \left[ \frac{d}{d\omega} \left( \frac{\omega}{v_{\phi 0}} \right) \right]^{-1} = \left[ \frac{1}{v_{\phi 0}} - \frac{\omega}{v_{\phi 0}^2} \frac{dv_{\phi 0}}{d\omega} \right]^{-1} = v_{\phi 0} - \lambda \frac{dv_{\phi 0}}{d\lambda} \quad (1.42)$$

Уравнение (1.42) показывает, что в случае изменения фазовой скорости от частоты (длины волны) групповая скорость не равна фазовой скорости. Зависимость фазовой скорости волны от частоты (длины волны) называется дисперсией.

7. *Характеристическое сопротивление волны* – это отношение поперечной составляющей напряженности электрического поля к поперечной составляющей напряженности магнитного поля бегущей волны.

Найдем это отношение для плоской однородной волны. Для этого воспользуемся вторым уравнением Максвелла (1.32), откуда следует, что для плоской однородной волны:

$$H_y = \frac{\gamma_1}{\omega \mu_a} E_x = \sqrt{\frac{\epsilon_{ka}}{\mu_a}} E_x$$

Из этого выражения следует, что для плоской волны отношение электрической  $E_x$  и магнитной  $H_y$  составляющих поля для данной среды есть величина постоянная. Это отношение, равное:

$$Z_c = \sqrt{\mu_a / \epsilon_{ka}} = \sqrt{\mu_a \cos \delta / \epsilon_a} [\cos \delta / 2 + i \sin \delta / 2], \quad (1.43)$$

имеет размерность сопротивления.

**Диэлектрики с большими потерями** ( $\operatorname{tg} \delta \approx 1$ ). Свойствами диэлектриков с большими потерями обладают питьевая и морская вода, оксиды металлов и др. Для расчета основных характеристик электромагнитного поля в этих средах пользуются соотношениями (1.33) – (1.35), (1.38), (1.40), (1.42), (1.43) без изменений. Их анализ позволяет сделать следующие заключения:

- диэлектрики с большими потерями являются диспергирующими средами;
- все основные характеристики волны в этих диэлектриках зависят от частоты;
- коэффициент затухания имеет большое значение и его необходимо учитывать во всех практических расчетах;
- характеристическое сопротивление имеет комплексный характер, при этом вектор  $H$  опаздывает по фазе относительно вектора  $E$  на угол  $\delta/2$ .

**Диэлектрики без потерь** ( $\operatorname{tg} \delta \approx 0$ ,  $\alpha = 0$ ). Свойствами диэлектрика без потерь обладает вакуум. Соотношения для расчета основных характеристик электромагнитного поля приводятся к виду:

$$\gamma_1 = i\beta = i\omega \sqrt{\epsilon_a \mu_a} = i\beta_0 \sqrt{\epsilon \mu} \quad (1.44)$$

$$v_{\phi 0} = v_{sp} = 1 / \sqrt{\epsilon_a \mu_a} = 3 \cdot 10^8 / \sqrt{\epsilon \mu} = c / \sqrt{\epsilon \mu}; \quad (1.45)$$

$$\lambda = 2\pi / \omega \sqrt{\epsilon_a \mu_a} = \lambda_0 / \sqrt{\mu \epsilon}; \quad (1.46)$$

$$Z_c = \sqrt{\mu_a / \epsilon_a} = Z_{c0} \sqrt{\mu / \epsilon} = 377 \sqrt{\mu / \epsilon} \quad (1.47)$$

где  $\beta_0$  – коэффициент фазы в вакууме;

$Z_{c0} = 377$  Ом – характеристическое сопротивление плоской волны в вакууме;

$c = 1 / \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} = 3 \cdot 10^8$  м/с – скорость плоской волны (света) в вакууме;

$\lambda_0$  – длина волны в вакууме.

Пользуясь этими уравнениями, установим следующие характерные свойства плоских однородных волн в диэлектрике без потерь:

- отсутствие затухания;
- независимость скорости распространения от частоты (нет дисперсии);
- равенство скоростей распространения волны и света;
- независимость характеристического сопротивления от частоты;
- отсутствие временного фазового сдвига между составляющими поля  $E_x, H_y$ .

**Диэлектрики с малыми потерями** ( $\text{tg} \delta < 10^{-2}$ ). Свойствами диэлектриков с малыми потерями обладают все диэлектрики, используемые в технике СВЧ (полиэтилен, фторопласт, керамика и др.). Для расчета основных характеристик электромагнитного поля в этих средах пользуются соотношениями (1.44) – (1.47). Поскольку  $\text{tg} \delta$  – конечная величина, то во многих расчетах необходимо учитывать потери в этих средах. Коэффициент затухания в этом случае, согласно (1.34), при  $\mu = 1$ :

$$\alpha_\epsilon = 27,3 \sqrt{\epsilon} \text{tg} \delta / \lambda_0, \quad (1.48)$$

Важно отметить, что диэлектрики, используемые в СВЧ-устройствах, не являются диспергирующими средами, так как их параметры  $\xi_e$  и  $\mu_e$  слабо зависят от частоты.

**Металлы** ( $\text{tg} \delta \gg 1$ ). Для расчета основных характеристик, электромагнитного поля, используя (1.33), можно получить следующие соотношения:

$$\gamma_1 = (1 + i) \sqrt{\pi f \mu_a \sigma} \quad (1.49)$$

$$\alpha = \beta = \sqrt{\pi f \mu_a \sigma} \quad (1.50)$$

$$v_{\phi 0} = \omega / \beta = 2 \sqrt{\pi f / \mu_a \sigma}; \quad (1.51)$$

$$\lambda = 2\pi / \beta = 2 \sqrt{\pi / \mu_a \sigma f}; \quad (1.52)$$

$$Z_c = \sqrt{i \omega \mu_a / \sigma} = (1 + i) \sqrt{\pi f \mu_a / \sigma}. \quad (1.53)$$

Сравним параметры плоских волн в металле и вакууме на частоте 1 ГГц:

в вакууме:	в металле (меди):
$Z_{c0} = 377 \text{ Ом}$	$Z_c = 1,16 \cdot 10^{-2} \text{ Ом}$
$\alpha_0 = 0$	$\alpha = 4,75 \cdot 10^5 \text{ Нп/м}$
$\beta_0 = 21 \text{ рад/м}$	$\beta = 4,75 \cdot 10^5 \text{ рад/м}$
$\lambda = 0,3 \text{ м}$	$\lambda = 1,32 \cdot 10^{-5} \text{ м}$
$v_{\phi} = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}$	$v_{\phi 0} = 1,32 \cdot 10^4 \text{ м/с}$

Анализируя (1.49) – (1.53), можно сделать следующие выводы относительно основных свойств электромагнитного поля в металлах:

– коэффициенты фазы и затухания равны между собой; реактивная и активная составляющие характеристического сопротивления равны между собой;

– вектор  $H$  отстает по фазе от вектора  $E$  на угол, равный  $45^\circ$ ; основные характеристики по абсолютной величине на несколько порядков отличаются от соответствующих характеристик в диэлектриках (характеристическое сопротивление, фазовая скорость, и длина волны уменьшаются, коэффициент затухания возрастает);

– амплитуды волн вдоль направления распространения быстро уменьшаются.

Последнее свойство металлов принято оценивать глубиной проникновения. Под глубиной проникновения  $\delta_c$  следует понимать расстояние, при прохождении которого электрическое поле ослабевает в  $e = 2,72$  раз, т. е.:

$$Ee^{-\alpha z} / Ee^{-\alpha(z+\delta_c)} = e$$

Из этого соотношения следует  $\alpha(z + \delta_c - z) = 1$ , т. е.:

$$\delta_c = 1/\alpha = 1/\sqrt{\pi f \mu_a \sigma} \quad (1.54)$$

Глубина проникновения определяется как величина, обратная коэффициенту затухания. Как видно из (1.54),  $\delta_c$  зависит от частоты: чем больше частота, тем меньше глубина проникновения. На СВЧ глубина проникновения в металлах незначительна и тем меньше, чем больше их проводимость и магнитная проницаемость.

## 1.8. ПОВЕРХНОСТНЫЙ ЭФФЕКТ

В предыдущем параграфе было показано, что переменное электромагнитное поле внутри металла, а, следовательно, и плотность токов проводимости ( $J_{np} = \sigma E$ ) быстро убывают по мере удаления от поверхности. Это создает концентрацию токов СВЧ у поверхности металла. Анализ этого явления [2], называемого поверхностным эффектом, или скин-эффектом, позволяет прийти к следующим полезным для практики выводам:

– поверхностное сопротивление металла  $Z_s$  равно его характеристическому сопротивлению  $Z_c$ , т. е.:

$$Z_s = Z_c = (1 + i)\sqrt{\pi f \mu_a / \sigma} = (1 + i) / (\sigma \delta_c); \quad (1.55)$$

– активная составляющая поверхностного сопротивления  $R_s$  равна реактивной составляющей  $X_s$ :

$$R_s = \sqrt{\pi f \mu_a / \sigma} = 1 / \sigma \delta_c, \quad (1.56)$$

– при толщине пластины (пленки), превышающей  $\delta_c$ , не зависит от самой толщины и равна сопротивлению аналогичной пластины (пленки) толщиной  $\delta_c$  на постоянном токе;

– поверхностный эффект уменьшает эффективное сечение проводника, являясь причиной увеличения его активного сопротивления и затухания;

– поверхностное сопротивление  $R_s$  увеличивается, а внутренняя индуктивность:

$$L_i = X_s / \omega = 1 / \omega \sigma \delta_c \quad (1.57)$$

уменьшается с увеличением частоты;

– на поверхности реального проводника существует не равная пулю касательная составляющая электрического поля

$$E_\tau = Z_{c2} H_\tau = Z_{c2} 2 H_{над} \quad (1.58)$$

Соотношение (1.58) принято называть условием Леонтовича – Щукина.

## 1.9. ВОЛНЫ НА ПОВЕРХНОСТИ РАЗДЕЛА ДВУХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СРЕД

**Нормальное падение волны.** Рассмотрим случай, когда волна переходит из диэлектрической среды с параметрами  $\epsilon_{a1}, \mu_{a1}, \sigma_1 = 0$  (среда 1 на рис. 1.5) в диэлектрическую среду с параметрами  $\epsilon_{a2}, \mu_{a2}, \sigma_2 = 0$  (среда 2 на рис. 1.5). При переходе волн из одной среды в другую можно, естественно, предполагать существование трех типов волн: падающей  $P_{над}$ , отраженной  $P_{отр}$  и преломленной  $P_{пр}$ .

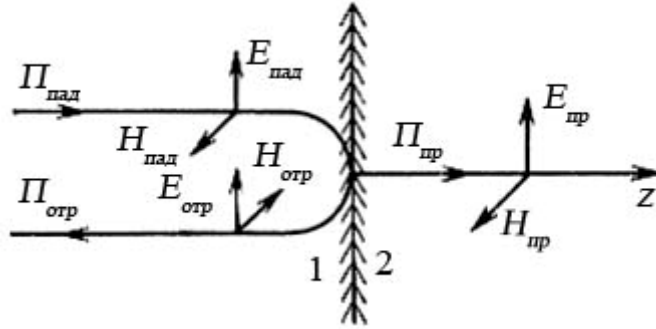


Рис. 1.5. Нормальное падение волны на границу раздела двух сред

На практике принято выражать комплексную амплитуду отраженной волны через комплексный коэффициент отражения:

$$\Gamma_{\kappa} = E_{отр} / E_{пад}, \quad (1.59)$$

а комплексную амплитуду преломленной волны через комплексный коэффициент преломления:

$$T_{\kappa} = E_{пр} / E_{пад}. \quad (1.60)$$

Для определения  $\Gamma_{\kappa}$  и  $T_{\kappa}$  пользуются условиями (1.15). Необходимые при этих расчетах значения тангенциальных составляющих на границах раздела определяются соотношениями:

$$\begin{aligned} E_{1\tau} &= E_{пад} + E_{отр}; & E_{2\tau} &= E_{пр}; \\ H_{1\tau} &= H_{пад} - H_{отр}; & H_{2\tau} &= H_{пр}. \end{aligned}$$

Перед  $H_{отр}$  знак минус определяется изменением направления движения отраженной волны на противоположное по отношению к падающей. В соответствии с граничными условиями:

$$E_{1\tau} = E_{2\tau}; \quad E_{пад} + E_{отр} = E_{пр}$$

или

$$\begin{aligned} E_{пад} + \Gamma_{\kappa} E_{пад} &= T_{\kappa} E_{пад}; \\ H_{1\tau} = H_{2\tau}, & \quad H_{пад} - H_{отр} = H_{пр} \end{aligned}$$

или

$$\frac{E_{пад}}{Z_{c1}} - \Gamma_{\kappa} \frac{E_{пад}}{Z_{c1}} = T_{\kappa} \frac{E_{пад}}{Z_{c2}}$$

Используя эти уравнения, определим:

$$\begin{aligned} \Gamma_{\kappa} &= (Z_{c2} - Z_{c1}) / (Z_{c2} + Z_{c1}); \\ T_{\kappa} &= 2Z_{c2} / (Z_{c2} + Z_{c1}). \end{aligned} \quad (1.61)$$

Как следует из этих соотношений, величины  $\Gamma_{\kappa}$  и  $T_{\kappa}$  определяются параметрами граничащих сред.

**Падение волны под произвольным углом.** При падении волны под произвольным углом коэффициенты отражения и преломления зависят как от угла падения и преломления, так и от поляризации падающей волны [2].

Здесь важно отметить два крайних случая:

1. *Падение волны с перпендикулярной поляризацией* (рис. 1.6, а, вектор  $E_{пад}$  перпендикулярен плоскости падения). В этом случае изменяются значения тангенциальных магнитных составляющих поля, которые станут равными,  $H_{1\tau} = H_{пад} \cos \varphi - H_{отр} \cos \varphi$ ; и  $H_{2\tau} = H_{пр} \cos \psi$ .

Учитывая эти зависимости, получим:

$$\Gamma_{\kappa} = \frac{Z_{c2} \cos \varphi - Z_{c1} \cos \psi}{Z_{c2} \cos \varphi + Z_{c1} \cos \psi};$$

$$T_{\kappa} = \frac{2Z_{c2} \cos \psi}{(Z_{c2} \cos \varphi + Z_{c1} \cos \psi)}. \quad (1.62)$$

2. *Падение волны с параллельной поляризацией* (рис. 1.6, б, вектор  $E_{пад}$  параллелен плоскости падения). В этом случае измеряются значения тангенциальных электрических составляющих поля, которые станут равными  $E_{1\tau} = E_{пад} \cos \varphi + E_{отр} \cos \varphi$  и  $E_{2\tau} = E_{пр} \cos \psi$ . При этих условиях:

$$\Gamma_{\kappa} = \frac{Z_{c1} \cos \varphi - Z_{c2} \cos \psi}{Z_{c1} \cos \varphi + Z_{c2} \cos \psi}$$

$$T_{\kappa} = \frac{2Z_{c2} \cos \varphi}{Z_{c1} \cos \varphi + Z_{c2} \cos \psi} \quad (1.63)$$

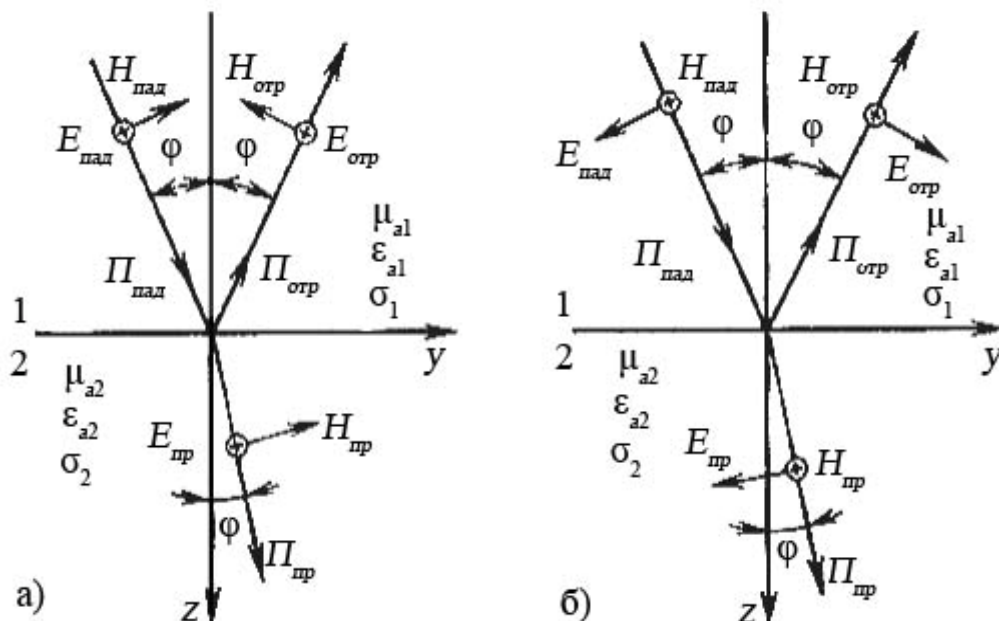


Рис. 1.6. Падение волны на границу разделов под произвольным углом:  
а – перпендикулярная поляризация; б – параллельная поляризация



Для рассмотренных случаев справедливы законы геометрической оптики. Сформулируем их:

- векторы Пойнтинга падающей, отраженной и преломленной волн лежат в одной плоскости, называемой плоскостью падения;
- угол падения  $\varphi$  равен углу отражения  $\varphi'$ ;
- отношение синуса угла падения  $\varphi$  к синусу угла преломления  $\varphi'$  есть величина постоянная для двух данных сред:

$$\sin \varphi / \sin \psi = n_2 / n_1 = n, \quad (1.64)$$

где  $n_1 = \sqrt{\epsilon_{a1} \mu_{a1}}$ ,  $n_2 = \sqrt{\epsilon_{a2} \mu_{a2}}$  – абсолютные показатели преломлений;  
 $n = \sqrt{\epsilon_{a2} \mu_{a2} / \epsilon_{a1} \mu_{a1}}$  – относительный показатель преломления

Используя эти законы и формулы (1.60) – (1.63), можно установить два практически важных случая:

- а) для обычных диэлектриков с  $\epsilon_{a1} \neq \epsilon_{a2}$  и  $\mu_{a1} = \mu_{a2} = \mu_0$  существует угол (угол Брюстера), определяемый из (1.63)

$$\varphi_B = \arctg \sqrt{\epsilon_2 / \epsilon_1},$$

при котором вся энергия проходит параллельно поляризованной волне из первой среды во вторую ( $\Gamma_k = 0$ );

- б) если волна приходит из оптически более плотной среды в оптически менее плотную  $n_1 > n_2$ , то согласно (1.62) – (1.64) при угле падения, больше чем  $\varphi_{no} = \arcsin(n_2 / n_1)$ , она полностью отражается от поверхности раздела этих сред ( $T_k = 0$ ,  $\varphi_{no} = 90^\circ$ ).

## 1.10. ВОЛНЫ НА ПОВЕРХНОСТИ РАЗДЕЛА ДИЭЛЕКТРИК – ПРОВОДНИК

Рассмотрим случай, когда волна, движущаяся в диэлектрической среде с параметрами  $\epsilon_{a1}$ ,  $\mu_{a1}$  и  $\sigma_1 = 0$ , встречает на своем пути идеальную проводящую поверхность с  $\sigma_2 = \infty$ . Будем полагать, что поверхность раздела находится в плоскости  $xOy$ . Направление распространения падающей волны соответствует положительному направлению оси  $z$ .

Характеристическое сопротивление идеально проводящей поверхности равно нулю. Поэтому при падении плоской волны из диэлектрика на идеально проводящую поверхность надо принять  $Z_{c2} = 0$ . Тогда коэффициент отражений для волн с нормальным падением и для волн, падающих под углом с перпендикулярной поляризацией, будет равен минус единице,

а для волн, падающих под углом, но с параллельной поляризацией – плюс единице [см. формулы (1.61) – (1.63)].

В случае отрицательного коэффициента отражения электрическое поле падающей и отраженной волн на поверхности проводника вычитается и общее поле равно нулю  $E_\tau = 0$ , а магнитное, наоборот, складывается и удваивается  $H_\tau = H_{nad} + H_{omp} = 2H_{nad}$ . Поверхностный ток  $J_s$  при этом протекает в направлении  $E_{nad}$ , а его амплитуда, согласно (1.16), равна удвоенной амплитуде магнитного поля падающей волны  $J_s = H_\tau = 2H_{nad}$ .

Если плоская электромагнитная волна падает из воздуха под углом  $\varphi$  на плоскую металлическую поверхность с большой, но конечной проводимостью, то из (1.64) следует, что при  $\mu_{a1} = \mu_{a2}$  показатель преломления  $n = \sqrt{\epsilon_{ka2}/\epsilon_0} = \sqrt{\sigma_2/i\omega\epsilon_0} \gg 1$ , а угол преломления  $\psi$  будет очень малым. Другими словами, при любом угле падения волна входит внутрь металла почти по нормали к поверхности.

## ГЛАВА 2. КОНСТРУИРОВАНИЕ ЭКРАНОВ

### 2.1. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

К искусственным источникам помех относятся приборы, аппаратура, оборудование, которые могут находиться как на Земле, так и над ее поверхностью (на самолетах, искусственных спутниках, космических кораблях). Такими источниками помех могут являться системы радиовещания и телевидения, радиорелейные, спутниковые линии связи, линии ионосферного и тропосферного рассеяния, навигационные, радиолокационные и подвижные наземные службы. Особую группу составляют источники промышленных помех: линии электропередачи, транспортные средства, промышленное оборудование, ЭВМ, системы контроля и управления производством, телевизионная, радиовещательная и электробытовая аппаратура и т. д. [23].

Следует отметить особую важность проблемы охраны человека и окружающей среды, являющихся по приведенной классификации естественными рецепторами электромагнитных помех. Отрицательное воздействие электромагнитных полей на человека заключается в возможности вызывать различные функциональные изменения к организму, которые могут

стать необратимыми при больших интенсивностях облучения или при систематическом облучении малыми, но выше предельно допустимых, дозами. В связи с этим, например, для защиты персонала, обслуживающего передатчики высоких уровней мощности, должны применяться специальные средства безопасности (экранирование поглощающими и отражающими высокочастотную энергию материалами).

Для снижения уровня помех с целью обеспечения электромагнитной совместимости РЭС применяются следующие основные методы: рациональная компоновка (пространственное размещение и ориентация), экранирование, фильтрация, заземление и компенсация.

Необходимость экранирования должна быть обоснована и рассматриваться только после того, как полностью исчерпаны конструктивные рекомендации по оптимальной компоновке проектируемой РЭА. Экранирование является конструктивным средством локализации электромагнитного поля помех в пределах определенного пространства и предназначено для обеспечения электромагнитной совместимости РЭА, средств и систем. Экранирование применяется как для отдельных элементов, функциональных узлов, блоков РЭА, так и радиоэлектронных устройств в целом, которые могут быть либо источниками, либо рецепторами помех.

Помимо обеспечения заданной эффективности, к экрану могут предъявляться дополнительные конструктивные требования, связанные с особенностями проектируемых РЭС:

1) экран является кожухом аппаратуры и, исходя из общего технического задания при его проектировании, должны учитываться требования обеспечения нормального теплового режима, пыле- и влагозащитности, устойчивости к вибрационным и ударным воздействиям, эргономики, технологичности РЭС и т. д.;

2) экранируются отдельные элементы и узлы аппаратуры, форма и размеры которых определяют конструкцию экрана. При этом экран должен компоноваться в общем устройстве и обеспечивать минимальную реакцию на экранируемый объект, а также нормальный тепловой режим элементов и узлов РЭС, ремонтпригодность и т.д.;

3) экран проектируется как самостоятельное сооружение в случае, если он предназначен для защиты от внешних электромагнитных полей или локализации излучений целого радиоэлектронного комплекса; проведения специальных радиотехнических измерений в условиях, близких к условиям свободного пространства, а также для настройки и регулировки аппаратуры.

Отметим, что экранирование является одним из эффективных средств защиты и повышения стойкости РЭС и аппаратуры к действию мощного электромагнитного импульса, возникающего при атомных и термоядерных взрывах, а также при грозовых разрядах

Эффективность экранирования характеризуется коэффициентом экранирования  $K_{\text{э}}$ , являющимся отношением напряженности электрического  $E_1$  или магнитного  $H_1$  поля в какой-либо точке экранированного пространства к напряженности поля  $E_2$  или  $H_2$  в той же точке при отсутствии экрана:

$$K_{\text{э}} = K_{\text{э}E} = E_1 / E_2 \quad \text{или} \quad K_{\text{э}} = K_{\text{э}H} = H_1 / H_2 \quad (2.1)$$

На практике действие экрана принято оценивать эффективностью экранирования в децибелах:

$$A = 20 \lg |1 / K_{\text{э}}| \quad (2.2)$$

Для электромагнитного экрана как линейной системы справедлив принцип взаимности, согласно которому эффективность экранирования остается неизменной независимо от расположения помехонесущего поля внутри или вне экрана. Это позволяет при определении эффективности экранирования ограничиться вариантом расположения источника поля внутри экрана.

Следует отметить, что электромагнитный экран одновременно с выполнением основной функции – ослабления помех – оказывает воздействие на собственные параметры цепей экранируемого объекта, что связано с перераспределением электромагнитного поля внутри экрана. Относительные изменения параметров экранируемых элементов учитываются с помощью коэффициентов реакции экрана.

Номинальная эффективность экранирования рассчитывается исходя из требуемого подавления электромагнитных помех и допустимых пределов изменений параметров экранируемых элементов. При этом необходимо иметь в виду, что эффективность экранирования сильно зависит от неоднородностей и разрывов экрана, возникающих за счет сварных швов, соединений и отверстий.

## 2.2. ОДНОСЛОЙНЫЕ ЭКРАНЫ

**Прямоугольные и цилиндрические экраны.** Основные конструкции однослойных экранов приведены на рис. 2.1. Форма этих экранов влияет на коэффициент экранирования, поскольку от нее зависят коэффициенты преломления и отражения волн на границах раздела двух сред (см. § 1.10).

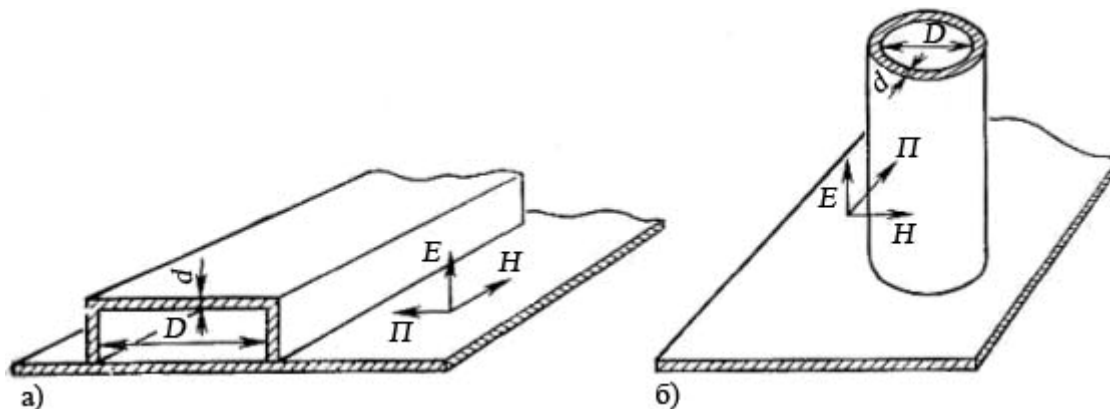


Рис. 2.1. Конструкция однослойных экранов:  
а – прямоугольный; б – цилиндрический

Эффективность экранирования экранов  $H_n$ , можно определить с помощью формул [13]:

$$A_0 = \begin{cases} \frac{1}{2} \ln \left[ 1 + \left( \frac{Dd}{\mu m \delta_c^2} \right)^2 \right] & \text{для } d < \delta_c \\ \frac{d}{\delta_c} + \ln \left[ \frac{D}{\mu 2 \sqrt{2} m \delta_c} \right] & \text{для } d > \delta_c \end{cases} \quad (2.3)$$

где  $m = 1$  для прямоугольных экранов (рис 2.1, а) и  $m = 2$  для цилиндрических экранов (рис. 2.1, б);

$D$  – расстояние между стенками экрана на рис. 2.1, а и диаметр экрана на рис. 2.1, б.

Из приведенных формул следует, что во всех случаях эффективность экранирования больше в плоской конструкции экрана по сравнению с цилиндрической и эффективность экранирования сильно возрастает в области  $d > \delta_c$ .

В практических задачах часто требуется определить толщину экрана  $d$  так, чтобы экран при заданных частоте и размере обеспечивал необходимую эффективность экранирования. Согласно (2.3):

$$d = \begin{cases} \frac{\mu m \delta_c^2}{D} \sqrt{e^{2A_0} - 1} & \text{для } d < \delta_c \\ \delta_c \left[ A_0 - \ln \frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{D}{\mu m \delta_c} \right] & \text{для } d > \delta_c \end{cases} \quad (2.4)$$

При определении  $d$  расчет необходимо начать с выбора материала, затем определить  $\delta_c$ , задаться величиной  $D$  и в зависимости от того, какой будет величина  $d$ , выбрать для расчета одну из формул. Заметим, что приведенные формулы справедливы при  $d \ll D$ , что на практике всегда имеет место.

При конструировании экранов следует учитывать возможность возникновения резонансных явлений в экране. Любой электромагнитный экран, как объемный резонатор, обладает рядом резонансных частот, которым соответствует длина волны  $\lambda_p = (l/2) \cdot n$ , где  $n = 1, 2, 3, \dots$ ;  $l$  – размер внутренней области экрана в одном из направлений. Кроме этого, значение резонансных частот зависит от компоновки, размеров и материала, размещаемых внутри экрана элементов и узлов аппаратуры. Если частота электромагнитного поля помехи совпадает с одной из резонансных частот экрана или близка к ней, то напряженность электромагнитного поля в экранируемой области возрастает пропорционально добротности экрана и, следовательно, эффективность экранирования резко снижается.

Прямоугольный экран (рис. 2.2, а) из ферромагнитного материала используется для экранирования квазистатических магнитных полей. При этом происходит шунтирование магнитного поля экраном вследствие его малого магнитного сопротивления. Величина магнитного сопротивления  $R_m$ , оказываемого магнитопроводом с магнитной проницаемостью  $\mu_a$ , длиной  $l$  вдоль линии магнитной индукции и поперечным сечением  $S$ , определяется соотношением:

$$R_m = l/\mu_a S \quad (2.5)$$

Эффективность экранирования для экрана, приведенного на рис. 2.2, а, может быть определена с помощью формул, полученных из анализа схем замещения (рис. 2.2, б, в), где  $R_{B1}$  и  $R_{Э}$  – магнитное сопротивление областей пространства соответственно без экрана и с экраном. Эффективность экранирования определяется отношением магнитного потока в экранируемой области и в отсутствия экрана  $\Phi_2$  к магнитному потоку в этой же области при наличии экрана  $\Phi_{2э}$ . В рассматриваемом случае поперечное сечение экранируемой области обозначено  $S_2$ , а поперечное сечение магнитопровода –  $S_1$ . Учитывая, что распределение магнитного потока обратно пропорционально магнитному сопротивлению, обращаясь к эквивалентным схемам (рис. 9.5, б, в), находим:

$$A_0 = 20 \lg \frac{\Phi_2}{\Phi_{2э}} = 20 \lg \left[ \frac{(\mu S_1 + S_2)}{S} \right] \approx 20 \lg \left( 1 + \frac{\mu S_1}{S_2} \right) \quad (2.6)$$

где  $S = S_1 + S_2$ .

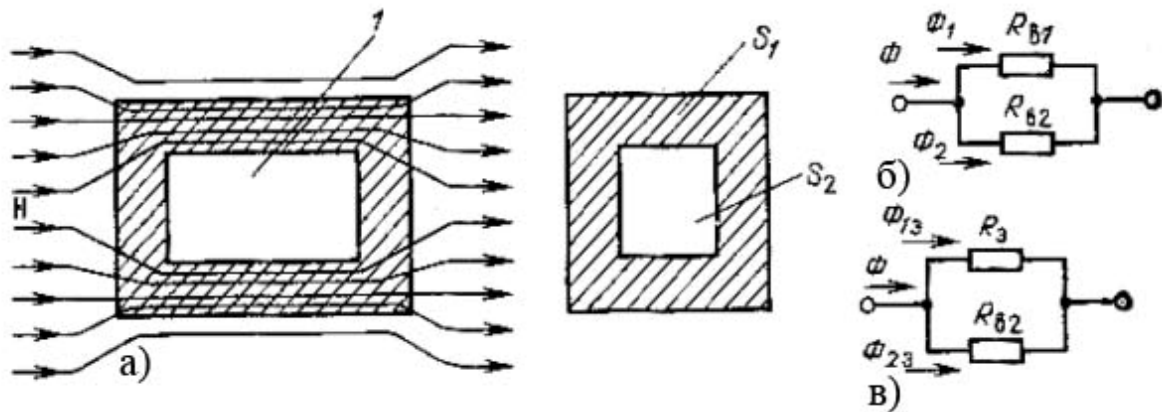


Рис. 2.2. Экранирование магнитоэстатического поля:  
 а – прямоугольный экран из ферромагнитного материал; б – схема замещения для расчета эффективности экранирования при отсутствии экрана;  
 в – тоже, с применением экрана: 1 – экранированная область

Цилиндрический экран (рис. 2.3), применяемый при экранировании высокочастотных магнитных полей, помещают так, чтобы направление его оси совпадало с направлением линий магнитной индукции. В этом случае в нем, как в короткозамкнутом витке, согласно закону электромагнитной индукции, наводится ЭДС, создающая ток, магнитное поле которого направлено внутри цилиндра встречно, а за его пределами – в ту же сторону, что и возбуждающее поле (рис. 2.3, а).

Результирующее поле оказывается ослабленным внутри экрана и усиленным вне его (рис. 2.3, б), что определяет эффективность экранирования.

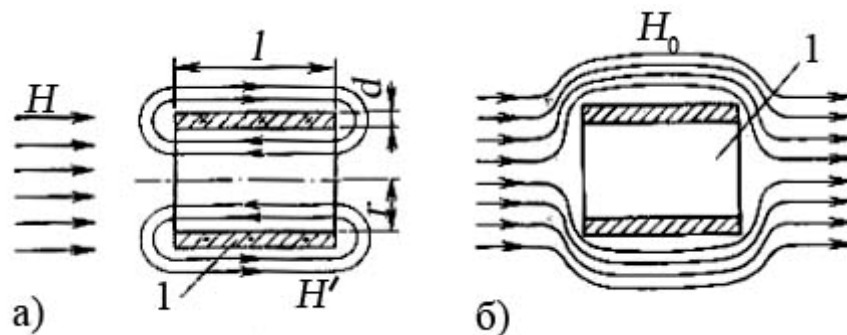


Рис. 2.3. Экранирование высокочастотного магнитного поля помех магнитным полем цилиндрического экрана:  
 а – внешнее поле  $H$  и поле экрана  $H'$ ; б – суммарное поле  $H_0$

Расчет эффективности экранирования цилиндрического экрана, выполненного из немагнитного материала с большой проводимостью (меди), можно осуществить, используя следующие физические и аналитические выводы. Основными причинами неполной компенсации полей внутри эк-

ранируемой области является, во-первых, наличие активных потерь энергии в экране ( $R_{\text{э}} \neq 0$ ), что не позволяет наведенному в экране вихревому току  $I_{\text{э}}$  полностью компенсировать помехообразующий поток своим противонаправленным потоком, и, во-вторых, наличие краевых эффектов, по-разному искажающих структуру компенсируемого и компенсирующего полей на краях экрана. Если длина экрана  $l$  выбрана достаточно большой, то краевыми эффектами можно пренебречь и предположить, что коэффициент экранирования определяется только активными потерями электромагнитной энергии в экране:

$$A_0 = 20 \lg e_{\text{э}} / U_{\text{э}} \quad (2.7)$$

где  $e_{\text{э}} = -d\Phi/dt$  – наведенная в экране ЭДС;

$U_{\text{э}}$  – падение напряжения на активной составляющей сопротивления экрана.

– активное сопротивление экрана:

$$R_{\text{э}} = 2\pi r / (\sigma dl) \quad (2.8)$$

– индуктивность экрана:

$$L_{\text{э}} = \mu S / l \quad (2.9)$$

где  $S = \pi r^2$  – площадь поперечного сечения;

$r$  – радиус экрана;

$d$  – толщина экрана.

Учитывая сделанные замечания, а также (2.8) и (2.9), можно прийти к следующей расчетной формуле:

$$A_0 = 10 \lg \left[ 1 + (\omega \mu_0 \sigma r d / 2)^2 \right] \quad (2.10)$$

Экранирующее действие за счет вытеснения магнитного поля полем вихревых токов в экране, изготовленном из любого металла, в значительной степени характеризуется произведением  $\mu\delta$ . В результате сталь дает больший экранирующий эффект, чем немагнитные металлы. Однако применение стального экрана возможно в тех редких случаях, когда вносимые потери не сказываются на работоспособности экранируемых узлов и элементов РЭА.

Например, сталь не применяется для экранов высокочастотных контуров аппаратуры из-за больших вносимых потерь за счет малой электропроводности и потерь на гистерезис при перемагничивании. Стыки и швы должны располагаться в направлении вихревых токов в экране, протекающих в плоскости, перпендикулярной направлению помехонесущего маг-



нитного поля. При этом обеспечивается меньшее сопротивление вихревым токам, определяющим эффект экранирования.

Основные рекомендации по конструированию однослойных экранов для высокочастотных магнитных полей можно сформулировать следующим образом:

- для изготовления экранов желательно применять металлы с большой проводимостью, поэтому чаще всего высокочастотные экраны изготавливают из алюминия, меди, латуни.

- увеличение толщины стенок экрана  $d$  приводит к повышению эффективности экранирования, однако при этом следует принимать во внимание ограничения по массе и габаритам;

- стыки, разрезы и швы в экране должны размещаться перпендикулярно линиям магнитной индукции помехонесущего поля.

**Сетчатые экраны.** Действие сетчатого однослойного экрана на помехонесущее магнитное поле, как и действие сплошного экрана, основано на возбуждении токов, наводимых магнитной составляющей поля в направлении, перпендикулярном линиям магнитной индукции. В результате, проволоки, расположенные в направлении помехонесущего поля, практически не оказывают влияния на эффективность экранирования сетчатого экрана. Магнитное поле возбуждаемых токов вблизи перпендикулярно ориентированных проволок существенно отличается от однородного магнитного поля, создаваемого током, равномерно распределенным по сечению сплошного экрана. Однако на расстоянии, превышающем шаг сетки, это различие уменьшается и при дальнейшем его увеличении перестает сказываться. Проведенные исследования эффективности экранирования сетчатых экранов позволили выявить следующие общие закономерности:

- при шаге сетки  $b = \text{const}$  и одном и том же материале сетки из толстой проволоки радиусом  $r_0$  эффективнее сетки из тонкой проволоки как в области низких ( $\delta_c > 2r_0$ ), так и высоких ( $\delta_c \ll 2r_0$ ) частот;

- при  $b / r_0 = \text{const}$  редкие сетки из однородного металла на низких частотах более эффективны, а на высоких частотах менее эффективны, чем густые. Это объясняется тем, что на низких частотах основное влияние оказывает активное сопротивление проволоки, а на высоких частотах – индуктивность, которая мало зависит от  $r_0$ ;

- при одинаковых  $b$  и  $r_0$  в области низких частот медные сетки эффективнее стальных за счет более высокой удельной проводимости меди, однако с повышением частоты это различие уменьшается;

- для нормальной работы экрана следует обеспечивать надежный электрический контакт в местах соединений отдельных частей сетки.

### 2.3. МНОГОСЛОЙНЫЕ ЭКРАНЫ

Многослойные комбинированные конструкции экранов, состоящие из последовательно чередующихся немагнитных (медь, алюминий, латунь) и магнитных (сталь, пермаллой) слоев, применяются для получения высокой эффективности экранирования в широком частотном диапазоне, включая область низких частот, и обеспечения малых вносимых потерь в экранируемые цепи радиоэлектронной аппаратуры. При рассмотрении принципа работы однородного электромагнитного экрана ранее показано, что экранирующий эффект определяется совместным ослаблением энергии за счет поглощения в толще металла и отражения, обусловленного различными значениями характеристических сопротивлений среды на границах внешняя среда – металл и металл – экранируемая область. С уменьшением частоты коэффициент затухания в металле уменьшается, и эффективность экранирования за счет поглощения падает, поэтому экран, состоящий из нескольких тонких слоев различных металлов, в низкочастотной области за счет увеличения отражений обладает большим экранирующим действием по сравнению с однородным экраном той же толщины.

Эффективность экранирования многослойного экрана зависит от применяемых материалов, их расположения и соотношения толщин. Например, сочетание сталь – медь – алюминий обеспечивает меньшую эффективность экранирования, чем медь – сталь – алюминий. Кроме того, за счет внутреннего слоя экрана, выполненного из немагнитного металла, уменьшаются вносимые потери в экранируемые цепи аппаратуры по сравнению со сплошным магнитным экраном такой же толщины. Многослойная конструкция экрана оказывается особенно эффективной при экранировании квазистатических магнитных полей большой напряженности. В случае однослойного магнитного экрана при большом значении напряженности магнитной составляющей поля материал экрана уходит в насыщение и магнитная проницаемость его резко снижается. Чтобы исключить насыщение, первый слой составного двухслойного экрана, обращенный к источнику магнитного поля, выполняется из магнитного материала с низкой магнитной проницаемостью, имеющего высокий уровень насыщения, или немагнитного металла, а второй слой – из материала с высокой магнитной проницаемостью и низким уровнем насыщения. При этом первый слой экрана уменьшает напряженность магнитного поля до величины, не вызывающей насыщение второго слоя, который обеспечивает в основном экранирование.

Рассмотрим процессы отражения и преломления электромагнитной волны на примере плоского двухслойного экрана, у которого толщины

слоев  $d_1$  и  $d_2$  (рис. 2.4). Выразив составляющие электромагнитного поля через коэффициенты экранирования  $K_{1э}$  и  $K_{2э}$ , которые можно определить, используя (2.2) и учитывая коэффициенты отражения слоев экрана, получим, что в экранируемой области пространства суммарная амплитуда прошедших через экран волн равна:

$$E_{np} = K_{1э} K_{2э} E \sum_{n=1}^{\infty} (\Gamma_1 \Gamma_2)^{n-1} = K_{1э} K_{2э} E / (1 - \Gamma_1 \Gamma_2) \quad (2.11)$$

Следовательно, коэффициент экранирования двухслойного экрана  $K_{э12}$  определяется коэффициентами экранирования и отражения отдельных слоев экрана:

$$K_{э12} = K_{1э} K_{2э} / (1 - \Gamma_1 \Gamma_2) \quad (2.12)$$

Таким образом, коэффициент экранирования двухслойного экрана больше, чем произведение коэффициентов экранирования двух однородных экранов, что связано с дополнительным проникновением электромагнитного поля в экранируемую область за счет отражений между слоями составного экрана.

Аналогично могут быть получены расчетные выражения для определения коэффициента экранирования комбинированных экранов с тремя и более слоями. Для трехслойного составного экрана коэффициент экранирования  $K_{э123}$  определяется выражением:

$$K_{123э} = K_{1э} K_{2э} K_{3э} / \left[ (1 - \Gamma_1 \Gamma_2)(1 - \Gamma_2 \Gamma_1) - \Gamma_2 \Gamma_3 K_{2э}^2 \right] \quad (2.13)$$

На практике наиболее широко применяются трехслойные экраны с одинаковыми наружными слоями  $K_{1э} = K_{3э}$  и  $\Gamma_1 = \Gamma_3$ . В этом случае согласно (2.12) коэффициент экранирования:

$$K_{123э} = K_{1э}^2 K_{2э} / \left[ (1 - \Gamma_1 \Gamma_2)^2 - (\Gamma_1 K_{2э})^2 \right] \quad (2.14)$$

На основании приведенных расчетных выражений можно сформулировать основные рекомендации по проектированию многослойных комбинированных экранов.

1. Внутренние слои многослойного экрана для обеспечения большего экранирующего действия и достижения минимальных потерь, вносимых в экранируемые узлы РЭА, следует выполнять из немагнитных металлов. Наилучшие результаты дает экран с сочетанием слоев из немагнитных и магнитных материалов (например, медь – сталь, медь – сталь – медь и т.д.). Это связано с тем, что наибольшая эффективность экранирования обеспечивается за счет высокой отражательной способности меди и поглощательной – стали.

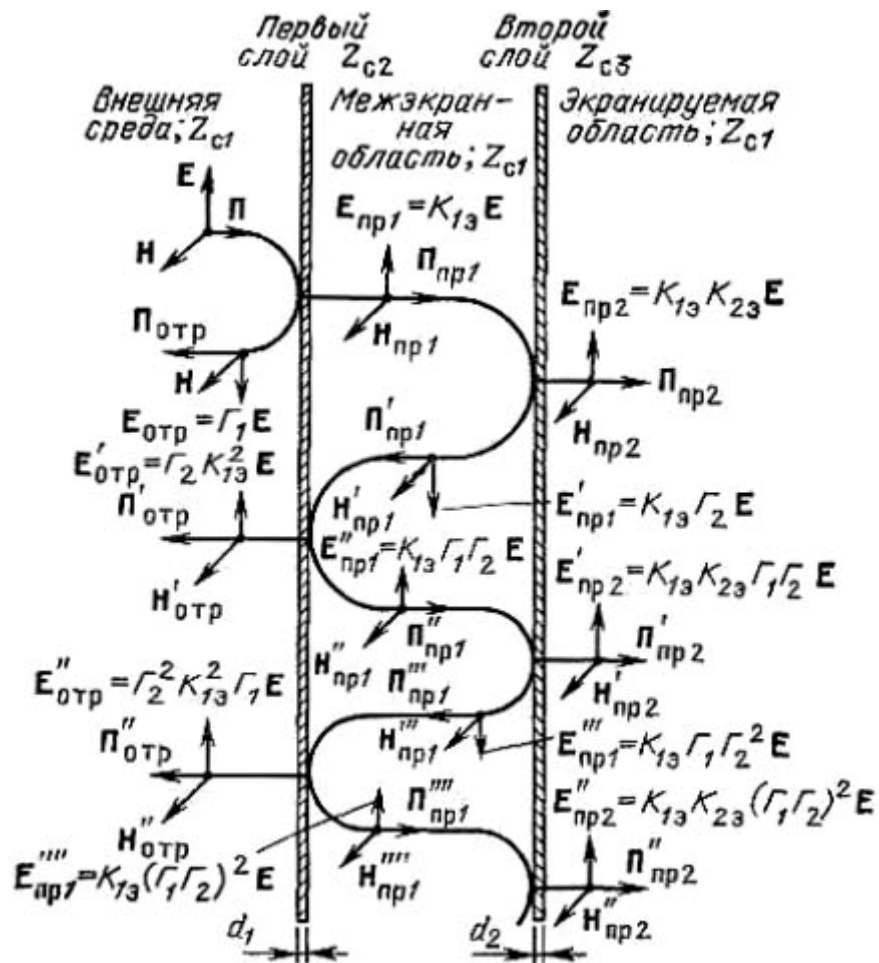


Рис. 2.4. Прохождение электромагнитной волны через двухслойный металлический экран

Применение диэлектрических прокладок (пластмассы, картона, бумаги) или воздушных зазоров между металлическими слоями комбинированного экрана может приводить к повышению эффективности экранирования в случае, если их толщина, значительно превышает толщину металлических слоев. Поэтому такие составные экраны могут использоваться, если по условиям проектирования допускается некоторое увеличение их габаритов и массы.

При выборе оптимального соотношения толщин слоев в экране медь – сталь для наиболее сложно обеспечиваемого экранирования магнитных полей следует рассматривать следующие характерные частотные области:

- а) 0 – 0,5 кГц (наибольшая эффективность экранирования обеспечивается однородным стальным экраном);
- б) 0,5 – 10 кГц (наибольшая эффективность экранирования обеспечивается при равной толщине медного и стального слоев);

в) 10 – 50 кГц( наибольшая эффективность экранирования достигается при уменьшающейся толщине медного слоя экрана и увеличивающейся толщине стального);

г) свыше 50 кГц (применение составного экрана нецелесообразно, так как достаточно большая эффективность экранирования обеспечивается однородным металлическим экраном из меди, алюминия или латуни).

Необходимо отметить, что конструктивно составные комбинированные экраны сложны и громоздки. Поэтому при проектировании следует рассмотреть возможные способы изменения компоновки аппаратуры для снижения влияния помехонесущего электромагнитного поля с целью обеспечения необходимой эффективности экранирования с помощью однослойного, экрана.

## 2.4. ПЕРФОРИРОВАННЫЕ ЭКРАНЫ

Эффективность экранирования замкнутого металлического экрана может быть получена сколь угодно высокой. Однако практически полностью сплошными экраны не бывают из-за наличия крышек для доступа к узлам РЭА, жалюзи для отвода тепла, швов, отверстий для выводов и вводов сигналов, окон для размещения измерительных приборов, переключателей, вентиляции и др. Все это заметно снижает эффективность экранирования экранов.

Поле, возбуждаемое отверстием, пропорционально отношению  $r^3/\lambda_0$ , где  $r$  – радиус отверстия;  $\lambda_0$  – длина волны возбуждающего поля. Из этих зависимостей можно сделать вывод, что при прочих равных условиях проникновение полей помех через отверстие пропорционально кубу его радиуса. Отверстие является электрическим и магнитным излучателем. Сильнее возбуждает та составляющая поля, которая в месте расположения отверстия имеет большую амплитуду. Для уменьшения излучения отверстий их необходимо располагать в местах слабых электрических и магнитных составляющих электромагнитного поля.

Щель является магнитным излучателем. Излучение щели пропорционально отношению  $l/\lambda_0$ , где  $l$  – длина щели. Щель не излучает, если она располагается вдоль линий тока в экране, т. е. перпендикулярно тангенциальной составляющей магнитного поля  $H_r$  у поверхности экрана. Сказанное относится к узкой щели, ширина которой значительно меньше длины волны возбуждающих колебаний. С увеличением ширины щели она

начинает реагировать и на электрическую составляющую поля и возбуждается электрической составляющей поля так же, как любое отверстие.

Излучение из отверстий растет примерно пропорционально их числу. Поскольку излучение одного отверстия пропорционально  $r^3$ , то замена одного большого отверстия  $n$  малыми с той же общей площадью приводит к ослаблению поля, проникающего в экранируемую область, в  $\sqrt{n}$  раз.

Заметим, что излучение отверстий и щелей размерами, близкими к  $\lambda/2$ , сильно возрастает из-за резонансных явлений, поэтому большие отверстия и щели необходимо снабжать перемычками.

Эффективным средством ослабления электромагнитного СВЧ-поля, хорошо проникающего через отверстия в экране, является их конструктивное выполнение в виде запердельного волновода. Эффективность экранирования подобных волноводов зависит от радиуса  $R$ , длины  $l$ .

Рассмотренные способы повышения эффективности экранирования в зависимости от конкретных условий проектирования могут быть реализованы различно: углублением отверстий за счет вытяжки (рис. 2.5), применением патрубков, насаженных на отверстия, или перфорированных вставок, изготовленных из металла с большей толщиной, чем экран. Для больших по размерам корпусов РЭА могут применяться сотовые металлические экраны (рис. 2.6).

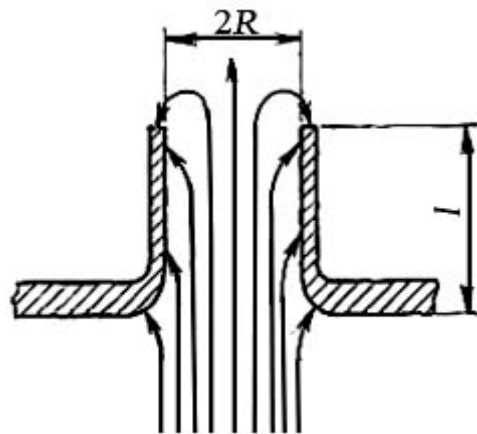


Рис. 2.5. Углубление отверстия за счет его вытяжки

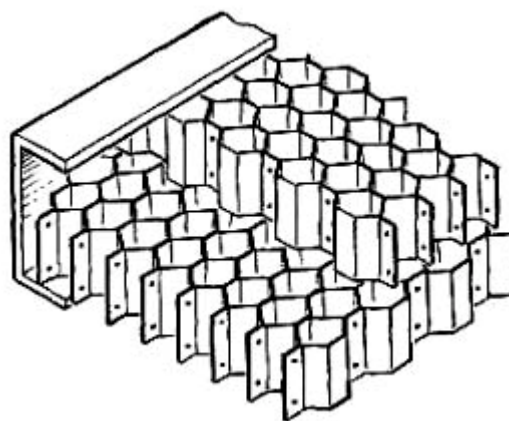


Рис. 2.6. Экран типа сотовой решетки

Таким образом, для повышения эффективности экранирования экранов с отверстиями рекомендуется:

- располагать отверстия в зонах со слабыми электромагнитными полями;
- при заданной площади перфорации исходя из конструкции уменьшать диаметр отверстий, увеличивая их количество;

- щелевые отверстия располагать вдоль линий токов, наводимых в стенках экрана (перпендикулярно силовым линиям магнитного поля);
- выполнять отверстия в виде запердельных волноводов.

В выводах напряжений источников питания следует использовать блокировочные конденсаторы, катушки индуктивности и дроссели, образующие фильтры нижних частот. Примеры конструкций подобных выводов из корпуса 1 приведены на рис. 2.7. Используется блокировочный конденсатор 2, сосредоточенная индуктивность, выполненная в виде провода, на который надет цилиндр из феррита 4 с большим  $\mu$ . На рис. 2.7, в индуктивности выполнены в виде дросселя, представляющего собой короткозамкнутую линию 3 длиной  $\lambda_g/4$ , включенную последовательно во внешний провод коаксиального вывода. В фильтрах вводов источников питания мощных передатчиков желательно, чтобы фильтр был поглощающий. Для этого в конструкции фильтра необходимо использовать твердые объемные поглотители. Удобной конструкцией является коаксиальный фильтр. Поглотитель в нем следует располагать в области тонких внутренних проводников, реализующих индуктивности фильтра.

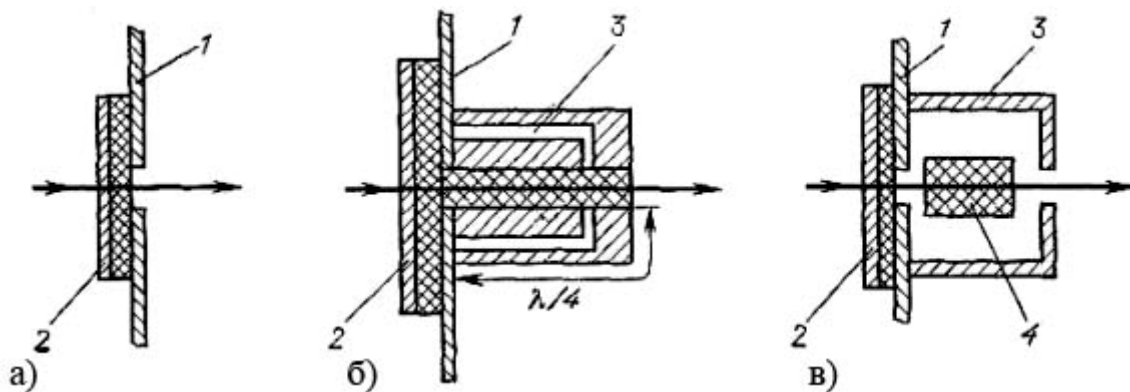


Рис. 2.7. Выводы источников питания: а – с блокировочным конденсатором; б – фильтром на элементах с сосредоточенными параметрами; в – фильтром с распределенной индуктивностью

При экранировании больших каркасов мощных передатчиков и помещений необходимо использовать многослойные сетчатые или цельнометаллические экраны. Следует иметь в виду, что с увеличением экранируемой области вероятность возникновения резонансных явлений в объеме экрана возрастает. Эффективность экранирования снижается пропорционально росту добротности резонатора, образованного экраном, которая в свою очередь растет с увеличением его объема и уменьшением потерь в стенках. Поэтому внутренние поверхности экранов больших размеров (корпусов, помещений и др.) рекомендуется обклеивать материалами с большими потерями.

## 2.5. МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ЭКРАНОВ

Выбор материала экрана проводится исходя из обеспечения заданной эффективности экранирования в рабочем диапазоне частот с учетом влияния на экранируемый объект, массогабаритных параметров, устойчивости против коррозии, обеспечения механической прочности, технологичности конструкции и т. д.

*Металлические материалы*, применяемые при экранировании, выпускаются в виде листов и сеток (сталь, медь, алюминий, латунь) и фольги (алюминий, латунь, цинк). Требования устойчивости против коррозии удовлетворяют все названные металлы при использовании соответствующих защитных покрытий. Наиболее технологичными являются конструкции экранов из стали, так как при их изготовлении и монтаже можно широко использовать сварку. Толщина стали выбирается, как правило, исходя из назначения конструкции экрана и условий его сборки, а также возможности обеспечения сплошных сварных швов при изготовлении. При толщине экрана 1,5 – 2 мм сварку выполняют на переменном токе, при толщине 1 мм – на постоянном токе и при толщине 0,8 мм применяют газовую сварку. Преимущества стали теряются при экранировании элементов и узлов РЭА, критичных к вносимым в них потерям.

Экраны из *сеточных материалов* легки, проще в изготовлении, удобны при сборке и эксплуатации, светопроницаемы и обеспечивают облегченный тепловой режим РЭА. Однако к недостаткам сеточных материалов следует отнести меньшую эффективность экранирования по сравнению с листовыми материалами, а также невысокую механическую прочность. Для защиты от коррозии сеточные экраны следует покрывать антикоррозийным лаком.

*Фольговые материалы* изготавливают толщиной 0,01 – 0,05 мм. Монтаж фольговых материалов достаточно прост, так как крепят фольгу к экрану с помощью клея.

*Проводящие пластмассы* обеспечивают экранирование за счет введения проводящего наполнителя. Преимущества применения проводящих пластмасс по сравнению с металлизированными пластмассами объясняются отсутствием трещин, коррозии и отслаивания поверхностного слоя, влияющих на качество экранирования и долговечность изделия. В качестве наполнителей используются смеси графита с карбоволоконом, алюминия с углеродом, никеля с графитом, проводящая стеклоткань и т. д. Основой для изготовления подобных пластмасс являются термопластичные поли-



меры типа пропилена, полистирола и т. д. Для защиты изделий от статического электричества широко применяются в качестве проводящего покрытия карбоновые пластины – графит.

Следует иметь в виду, что свойства пластмассовых кожухов с высокой электропроводностью приближаются к свойствам металлических, так как теряется характерная для пластмасс электроизоляционность.

Металлизация поверхностей для экранирования изделий из таких материалов, как пластмасса, текстолит, картон, ткань, дерево, получает широкое распространение из-за высокой производительности способов нанесения покрытий, наиболее универсальным из которых является метод распыления. Качество покрытия определяется в основном шероховатостью материала – подложки, которая для лучшей адгезии обрабатывается пескоструйным методом. Металлизационный слой держится прочно в пределах тех механических нагрузок и деформаций, при которых не происходит разрушение подложки; при этом толщина нанесенного слоя практически не зависит от вида наносимого металла и определяется свойствами подложки. Наиболее технологично цинковое покрытие, обеспечивающее сравнительно высокую эффективность экранирования и обладающее достаточной механической прочностью. Менее технологичное алюминиевое покрытие имеет большую эффективность экранирования. Металлизация поверхности может применяться для экранирования отдельных отсеков РЭА при неметаллических несущих конструкциях, пластмассовых корпусах аппаратуры, кабин, помещений и т. д. К металлизированным поверхностям можно припаивать контакты и клеммы для заземления и подключения различных цепей РЭА.

*Стекла* с токопроводящим покрытием должны обеспечивать необходимую эффективность экранирования при ухудшении их оптических свойств. Наибольшее распространение получили пленки из окиси олова, которые являются химически устойчивыми, механически прочными и имеют хорошую адгезию со стеклянной подложкой. Выпускаемые промышленностью стекла с токопроводящим покрытием имеют поверхностное сопротивление не менее 6 Ом, зависящее от толщины пленки, при ухудшении прозрачности не более чем на 20 %. Стекла с токопроводящим покрытием предназначены для установки индикаторных измерительных приборов, в смотровых окнах и шкальных системах РЭА, в экранированных камерах для обеспечения освещенности и т. д. Отметим, что для этих же целей может применяться оптически прозрачная тонкая проволочная сетка, обеспечивающая лучшее экранирование, особенно на частоте выше 30 МГц.

*Специальные ткани*, содержащие металлическую нить, отражают электромагнитные волны и предназначены для изготовления специальных костюмов для индивидуальной биологической защиты. Ткань типа РТ изготавливается из капроновых нитей, скрученных с расплющенной и посеребренной медной проволокой диаметром 35 – 50 мкм. В ткани артикула 4381, предназначенной для защиты от электромагнитного поля в диапазоне СВЧ, нитка переплетена с эмалированным микропроводом ПЭЛ-0,06.

*Радиопоглощающие материалы* предназначены для уменьшения отражения радиоволн внутри экранируемых объектов (производственных помещений, экранированных камер, каркасов передатчиков и др.). Существенное поглощение электромагнитной энергии радиопоглощающим материалом в значительной степени устраняет возникновение диффузного поля, ослабляет реакцию экрана на экранируемые элементы, облегчают обеспечение биологической защиты. Радиопоглощающие материалы могут применяться для покрытия производственных помещений с целью проведения испытаний РЭА в условиях, приближающихся к свободному пространству, а также для обеспечения электрогерметичности РЭА, например, путем покрытия воздухопроводов системы охлаждения аппаратуры. Радиопоглощающие материалы реализуют в виде тонких резиновых коврик, гибких или жестких листов из поролона или древесных волокон, пропитанных соответствующими составами, а также тонких ферритовых пластин. Эти материалы можно приклеивать или крепить к экрану специальными скрепками. Основные справочные сведения о некоторых радиопоглощающих материалах приведены в табл. 2.1.

*Токопроводящие краски* позволяют изготавливать экраны на любой основе, а также могут облегчить монтаж сложной конструкции экрана при соединении его листов и элементов между собой. Токопроводящие краски создают на основе диэлектрического пленкообразующего материала с добавлением в него проводящих составляющих, пластификатора и отвердителя. В качестве токопроводящих пигментов используют графит, сажу, коллоидное серебро, оксиды металлов, порошковую медь, алюминий. При этом наиболее технологичен способ нанесения краски, изготовленной на основе токопроводящего пигмента из ацетиленовой сажи или графита.

Хорошими свойствами обладает токопроводящая краска на основе композиции лака 9-32 (ТУ МХП-3219-52) и 300 %-го карандашного графита марки КТБ. Такая краска обладает поверхностным сопротивлением 7 – 7,5 Ом при толщине покрытия  $(1,5 – 1,7) \cdot 10^{-4}$  м и 5 – 6 Ом при толщине покрытия  $(2 – 2,1) \cdot 10^{-4}$  м, имеет хорошую адгезию к металлу, дереву, текстолиту, фанере и оштукатуренным поверхностям.

Композиции токопроводящие, поглощающие полимерные покрытия и электропроводные клеи предназначены соответственно для создания электропроводящих и поглощающих соединений и покрытий, а также для получения неразъемных соединений. К ним относятся контактолы К-136, К-12; композиции ТПК-1 ... ТПК-4; токопроводящие эмали ХС-928, ХС-5141, АС-588; смолы токопроводящие Р-2М-70, Р-2М-50, Р-2М-35, Р-2М-12, клеи ЭНКС-2, Д-03 и т. д. Шовное соединение, крепление контактных систем и различных элементов экранов, заполнение щелей и отверстий, монтаж экрана на несущую конструкцию могут быть выполнены с помощью электропроводных клеев, способствующих высокой эффективности экранирования и сокращению трудоемкости сборочных работ. Электропроводный клей, созданный на основе эпоксидной смолы, заполняемой тонкодисперсионными металлическими порошками (железо, никель, кобальт), обладает высокой прочностью на отрыв (до 50 МПа), удельной электропроводимостью до  $10^{-6}$  См/м, химической стойкостью к влаге и различным агрессивным средам и обеспечивает незначительную усадку после отверждения.

Таблица 2.1

Характеристики радиопоглощающих материалов

Марка материалов	Характеристики материалов		
	Диапазон рабочих волн, см	Отраженная мощность, %	Толщина, мм
Ферритовые пластины СВЧ-068	15 – 200	3	4
Древесные пластины «Луч»	15 – 150	1 – 3	–
Шиповидные резиновые коврики: В2Ф2 В2Ф3 ВКФ-1	0,8 – 2 0,8 – 4 –	2 4 –	11 – 14 Включая высоту шипа 8 – 11
Поролонные покрытия «Болото»	0,8 – 100	1 – 2	–
Магнитодиэлектрические пластины: ХВ-0.8 – ХВ-10.6	0,8 – 10,6	2	1 – 3

## ГЛАВА 3. ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ СВЧ

### 3.1. ТРЕБОВАНИЯ К ЛИНИЯМ ПЕРЕДАЧИ

Линией передачи называется устройство, направляющее поток электромагнитной энергии в заданном направлении. Линии передачи служат для передачи электромагнитной энергии от источника к потребителю, например от передатчика к антенне и от антенны к приемному устройству, а также для соединения отдельных частей и узлов радиоаппаратуры. На базе отрезков линий передачи конструируются многие СВЧ-элементы и узлы радиоаппаратуры [1 – 6].

К линиям передачи предъявляются следующие требования:

- незначительные паразитные излучения при приеме энергии, так как возникающие паразитные связи нарушают правильное функционирование радиоаппаратуры и радиосистем в целом;

- минимальные амплитудно- и фазочастотные искажения;

- минимальные потери энергии, уменьшающие дальность действия радиосистем и ухудшающие электрические характеристики элементов и узлов радиоаппаратуры, конструируемых на базе линий передачи;

- высокая электрическая прочность, необходимая для передачи большой мощности, а также для конструирования элементов и узлов радиоаппаратуры;

- высокая механическая прочность, обеспечивающая высокую надежность, длительный срок службы и устойчивость к механическим воздействиям;

- большая широкополосность, допускающая одновременную работу нескольких каналов радиосистем и передачу сложных сигналов с широким спектром частот;

- передача энергии волной одного типа. Использование нескольких типов волн приводит к понижению КПД возбуждающих устройств на входе линии, к возрастанию потерь из-за увеличения затухания на паразитных типах волн и увеличению отражений на приемном конце линии из-за повышенного коэффициента отражения паразитных типов волн. Кроме того, различным типам волн соответствуют различные групповые скорости, что в свою очередь является причиной искажения передаваемого сообщения; один и тот же сигнал приходит в точку приема в виде нескольких сигналов, смещенных во времени.

Используемые на практике линии передачи можно разделить на два класса: открытые линии передачи и волноводы. В открытых линиях передачи электромагнитное поле сообщается с пространством, окружающим линию. В волноводах электромагнитное поле сосредоточено в пространстве, экранированном от внешней среды металлической оболочкой.

### 3.2. ПРЯМОУГОЛЬНЫЕ И КРУГЛЫЕ ВОЛНОВОДЫ

Прямоугольные и круглые волноводы (рис. 3.1, а, б) выполняются в виде труб прямоугольного и круглого сечений. Преимуществами этих волноводов являются простота и жесткость конструкции, высокая электрическая прочность и малые потери. Применяются они в деци-, санти- и миллиметровом диапазоне волн. Основными недостатками прямоугольных и круглых волноводов являются узкополосность (ширина полосы не более  $\pm 20\%$  средней частоты), наличие дисперсии, большие масса, габариты для волн длиннее 20 см и сложность при изготовлении для волн короче 5 мм.

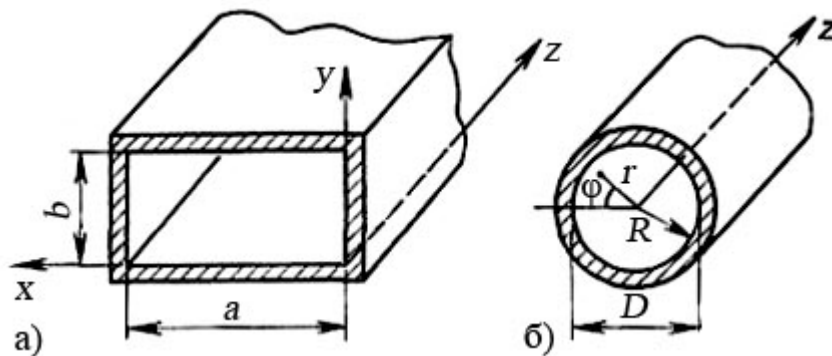


Рис. 3.1. Полые волноводы: а – прямоугольный; б – круглый

**Структура электромагнитного поля в прямоугольных волноводах.** В прямоугольных волноводах возбуждаются дисперсионные волны  $E$ - и  $H$ -типов. Основные характеристики этих волн можно вычислить с помощью формул, но для этого необходимо знать критическую длину волны, которая в заданном волноводе зависит от структуры поля (типа волны). Рассмотрим  $E$ -волны, предполагая  $E_z \neq 0$  и  $H_z = 0$ .

Для определения составляющей поля  $E_z$  воспользуемся граничными условиями (1.15), согласно которым можно полагать, что на металлических стенках волновода тангенциальные составляющие электрического поля равны нулю, т. е.:

- 1)  $E_z = 0$  при  $x = 0, y = 0$ ;
- 2)  $E_z = 0$  при  $x = a, y = b$ .

Из условия 1 следует обращение в нуль коэффициентов при косинусидальных слагаемых уравнения, т. е.  $E_2 = E_4 = 0$ . Обозначим произведение остальных коэффициентов этого уравнения через  $E_0$  и перепишем его в следующем виде:

$$E_z = E_0 \sin(\gamma_{2x}x) \sin(\gamma_{2y}y) e^{-\gamma_1 z}. \quad (3.1)$$

Из граничного условия 2 следует:

$$\sin(\gamma_{2x}a) = 0; \sin(\gamma_{2y}b) = 0. \quad (3.2)$$

Тождественное выполнение этих равенств возможно лишь при условии:

$$\gamma_{2x} = m\pi/a; \gamma_{2y} = n\pi/b, \quad (3.3)$$

где  $m$  и  $n$  – любые целые положительные числа, определяющие тип волны  $E_{mn}$ .

Отметим, что для  $E$ -волн ни одно из этих чисел не может быть равно нулю, в противном случае составляющая поля  $E_z = 0$ , а следовательно, и все другие составляющие электромагнитного поля обратятся в нуль, т. е. волн  $E_{0n}$  и  $E_{0m}$  не существует. Итак, окончательно:

$$E_z = E_0 \sin(m\pi x/a) \sin(n\pi y/b) e^{-\gamma_1 z} \quad (3.4)$$

Существование  $H$ -волн предполагает  $H_z \neq 0$ ,  $E_z = 0$ . Преобразуем решения волнового уравнения, используя эти условия. В соответствии с (1.31) граничное условие (1.15) примет вид:

$$\partial H_z / \partial y = 0 \text{ при } y = 0, y = b$$

$$\partial H_z / \partial x = 0 \text{ при } x = 0, x = a.$$

Найдя производные  $dH_z/dy$  и  $dH_z/dx$ , так же, как и в предыдущем случае, получим:

$$H_z = H_0 \cos(m\pi x/a) \cos(n\pi y/b) e^{-\gamma_1 z}. \quad (3.5)$$

Составляющие поля  $H_x$ ,  $H_y$ ,  $E_x$  и  $E_y$  для  $E$ - и  $H$ -волн определяются с помощью формул перехода при подстановке в них для  $E$ -волн  $H_z = 0$  и  $E_z$  по (3.4), для  $H$ -волн  $E_z = 0$  и  $H_z$  по (3.5).

Критическая длина волны. Уравнения (3.3) позволяют определить поперечный коэффициент распространения в прямоугольном волноводе:

$$\gamma_2 = \sqrt{(m\pi/a)^2 + (n\pi/b)^2}. \quad (3.6)$$

Получим соотношение для определения критических длин  $H$ - и  $E$ -волн в прямоугольном волноводе через геометрические размеры волновода:

$$\lambda_{кр} = 2 / \sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2}. \quad (3.7)$$

Анализируя вышеизложенное, можно сделать следующие выводы и замечания.

Каждой паре чисел  $m$  и  $n$  в конкретной конструкции волновода (заданы величины  $a$  и  $b$ ) соответствуют определенная структура электромагнитного поля и значение  $\lambda_{кр}$ . Электрические и магнитные волны данного типа обозначаются  $E_{mn}$  и  $H_{mn}$  соответственно. Числа  $m$ ,  $n$  называются *индексами* данного типа колебаний. Физически они соответствуют числу стоячих полуволн, существующих в поперечном сечении вдоль координатных осей  $x$  и  $y$ . Поскольку индексы могут быть любыми, то в прямоугольном металлическом волноводе возможно существование сколь угодно большого числа  $H$ - и  $E$ -волн.

В табл. 3.1 показана структура электромагнитного поля и приведены формулы, определяющие основные характеристики некоторых типов волн в прямоугольном волноводе.

Таблица 3.1

Структура поля и расчетные соотношения для прямоугольных волноводов

Тип волны	$H_{10}$	$H_{20}$	$H_{11}$	$E_{11}$
Структура поля в плоскости поперечного сечения				
Структура поля в плоскости продольного сечения				
Критическая длина на волны $\lambda_{KP}$ , м	$2a$	$a$	$2a/\sqrt{5}$	$2a/\sqrt{5}$
Длина волны в волноводе $\lambda_B$ , м	$\lambda_B = \lambda_0 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{KP})^2}$			
Характеристическое сопротивление $Z_H$ и $Z_E$ , Ом	$Z_H = 376,7 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{KP})^2}$ $Z_E = 376,7 \div \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{KP})^2}$			
Коэффициент затухания $\alpha_R$ , Нп/м	$\alpha_R = (\sqrt{\omega \epsilon_0} / (2\sigma_{CT})) \times [1 + 2(b/a)(\lambda_0 / \lambda_{KP})^2]$	$\alpha_R = (\sqrt{\omega \epsilon_0} / (2\sigma_{CT})) / [b \cdot \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{KP})^2}] \times [1 + 2(b/a)(\lambda_0 / \lambda_{KP})^2]$	—	$\alpha_R = (\sqrt{\omega \epsilon_0} / (2\sigma_{CT})) / [b \cdot \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{KP})^2}] \times [1 + 2(b/a)^2 + 1]$
Предельная мощность $P_{пр}$ , кВт	$P_{пр} \approx 597ab\sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{KP})^2}$	—	—	—

У высших типов волн структура поля волн  $E_{11}$ ,  $H_{10}$  и  $H_{11}$  повторяется, образуя более сложную картину поля. При этом изображенные в табл. 3.1 распределения следует повторить по той или иной координатной оси такое число раз, которое равно значению индексов тип требуемого типа волн. Поскольку зависимости составляющих электрического и магнитного полей от координат описываются гармоническими функциями, направление силовых линий должно чередоваться.

Магнитные силовые линии  $E$ -волны лежат в плоскости поперечного сечения и являются замкнутыми кривыми. Электрические силовые линии этой волны лежат в плоскости продольного сечения, представляя собой замкнутые и разомкнутые кривые с началом и концом на поверхности металлических стенок волновода.

Рассматривая структуру поля  $H$ -волн, следует отметить, что электрические силовые линии лежат в плоскости поперечного сечения и являются либо замкнутыми кривыми, либо разомкнутыми кривыми с началом и концом на поверхности металлических стенок волновода, а магнитные силовые линии представляют собой замкнутые кривые, лежащие в плоскости продольного сечения.

На рис. 3.2 приведены распределения критических длин волн для волновода квадратного (рис. 3.2, *a*) и прямоугольного (рис. 3.2, *б*) сечений. Из сравнения графиков видно, что с увеличением высоты волноводов  $b$  растет количество типов волн, возбуждаемых в волноводе. Это является одной из причин преимущественного применения волноводов с высотой  $b \leq 0,5a$ . Рассматривая график, относящийся к волноводу с  $b = 0,5a$ , можно сделать следующие выводы:

а) чем меньше длина волны возбуждающих колебаний, тем больше типов волн она может возбудить в данном волноводе;

б) наибольшую критическую длину волны в прямоугольном волноводе имеет волна  $H_{10}$ . Эта волна называется низшим или основным типом волны в прямоугольном волноводе. Все другие типы волн, имеющие меньшие критические длины волн, называются высшими типами;

в) в волноводе могут существовать волны с различным распределением поля, но одинаковой критической частотой ( $E_{11} - H_{11}$ ,  $E_{21} - H_{21}$  и др.). Эти волны называются вырожденными;

г) в области, границы которой определяются критическими длинами волн  $H_{10}$  и  $H_{20}$ , устойчиво возбуждается только один тип волны –  $H_{10}$ .



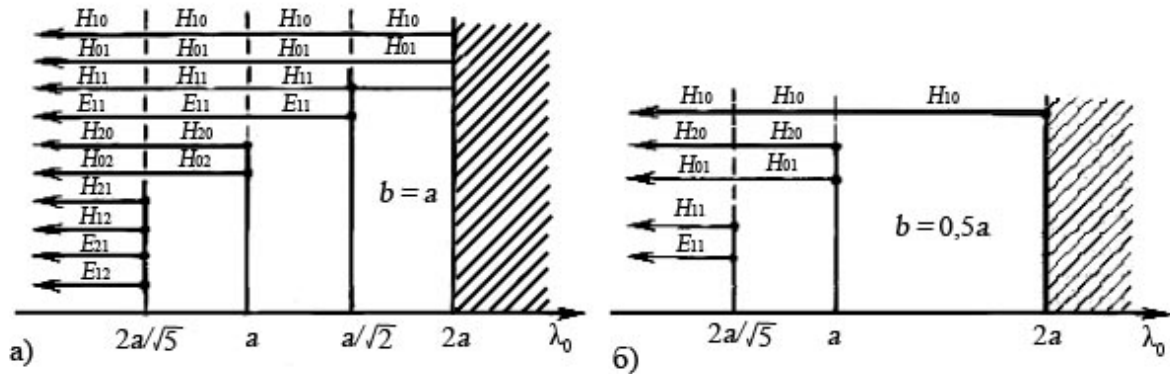


Рис. 3.2. Распределение критических длин волн в прямоугольных волноводах (заштрихована область отсечки)  
 а – для сечения  $b = a$ ; б – для сечения  $b = 0,5a$

**Структура поля в круглых волноводах.** Решения волновых уравнений для круглого волновода радиусом  $R$  позволили определить основные характеристики направляемых волн в круглом волноводе.

Результаты этих расчетов сведены в табл. 3.2, где показана структура полей наиболее часто встречающихся волн типа  $E_{01}$ ,  $E_{11}$ ,  $H_{01}$ ,  $H_{11}$  и приведены формулы, определяющие основные их характеристики. На рис. 3.3 показаны распределения критических длин волн для круглого волновода. Из рассмотрения структуры полей этих волн и графика на рис. 3.3 следует:

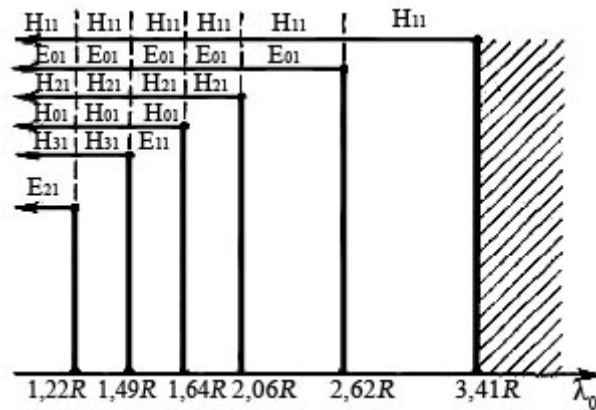


Рис. 3.3. Распределение критических длин волн в круглом волноводе (заштрихована область отсечки)

- низшим типом волны в круглом волноводе является волна типа  $H_{11}$ ;
- волна  $H_{11}$  в круглом волноводе сходна с волной низшего типа  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе. Волну  $H_{11}$  можно представить в виде суммы двух взаимно перпендикулярных волн (рис. 3.4). Обе волны имеют одинаковый коэффициент распространения и являются вырожденными. При наличии неоднородности, в том числе небольшой эллиптичности или другого нарушения формы поперечного сечения круглого волновода, амплитуды и фазовые скорости двух волн становятся не равными, что приводит к повороту плоскости поляризации суммарной волны. Контроль плоскости поляризации труден, поэтому волны  $H_{11}$  в круглом волноводе редко используются для передачи энергии;

– простейшее по строению азимутально-однородное поле волны  $H_{01}$ , как и поля других волн  $H_{0n}$  в круглом волноводе, интересно тем, что на стенках волновода составляющая  $H_\phi$  отсутствует и существует только продольный компонент вектора  $H$ . Последний также стремится к нулю при  $\lambda_g/R \rightarrow 0$ , следовательно, в пределе у стенок поле отсутствует и ток по стенкам не течет. Это объясняет малое затухание волн  $H_{01}(H_{0n})$  в круглом волноводе;

– волна  $E_{01}$  в круглом волноводе обладает круговой симметрией. Благодаря этому она используется во вращающихся соединениях антенных устройств. Кроме того, наличие продольной составляющей электрического поля, сконцентрированного вдоль оси волновода, позволяет применять круглые волноводы на волне  $E_{01}$  в линейных электронных ускорителях;

– при передаче энергии выгодно использовать круглый волновод на волне  $H_{01}$ , отличающийся малым затуханием. Основная трудность использования волны  $H_{01}$  в круглом волноводе связана с тем, что эта волна не является низшим типом колебаний. При передаче энергии на волне  $H_{01}$  могут возбуждаться волны  $H_{11}$ ,  $E_{01}$ ,  $E_{11}$ ,  $H_{21}$ .

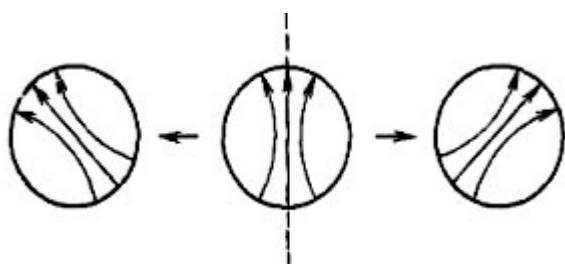


Рис. 3.4. Представление волны  $H_{11}$  в виде суммы двух линейно-поляризованных взаимно перпендикулярных волн

Поэтому любые неоднородности (изгибы, скрутки, несовпадение и овальность сечений и т. д.) приводят к преобразованию типов волн, искажению сигналов и увеличению потерь энергии, что обуславливает повышенные требования к точности изготовления волноводов и устройств на их основе.

### 3.3. ВОЛНА $H_{10}$ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ

В технике СВЧ для направленной передачи большой мощности чаще всего применяются прямоугольные волноводы. Преимущество прямоугольных волноводов объясняется положительными свойствами волны  $H_{10}$ , среди которых:

- устойчивость плоскости поляризации;
- отсутствие высших типов волн в широком диапазоне частот;

- независимость критической частоты от одного из размеров (высоты волновода);
- малое затухание из-за потерь в стенках волновода;
- высокая электрическая прочность.

В соответствии с определениями для волны  $H_{10}$  имеем  $E_z = 0$ ;  $m = 1$ ;  $n = 0$ ;  $\gamma_2 = \pi/a$ . При этих условиях (3.5) принимает вид:

$$H_z = H_0 \cos(\pi \cdot x/a) e^{-\gamma_1 z}. \quad (3.8)$$

Подставив (3.8) в формулы перехода, получим [2]:

$$E_x = 0; H_y = 0;$$

$$E_y = \frac{i\omega\mu_0 a}{\pi} H_0 \sin \frac{\pi x}{a} e^{-\gamma_1 z}; \quad (3.9)$$

$$H_x = i\gamma_1 \frac{a}{\pi} H_0 \sin \frac{\pi x}{a} e^{-\gamma_1 z}. \quad (3.10)$$

Эпюры электрического и магнитного полей в поперечном и продольном сечениях прямоугольного волновода на волне  $H_{10}$  приведены на рис. 3.5.

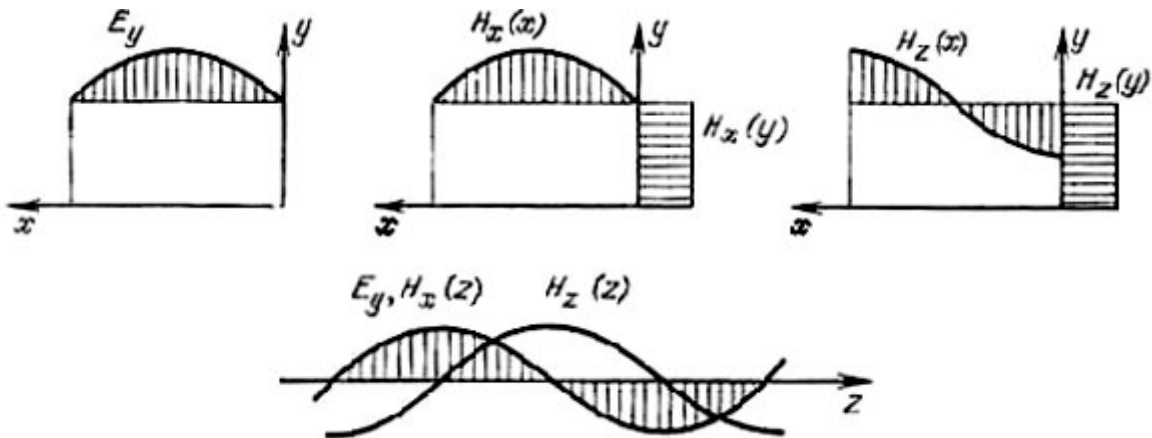


Рис. 3.5. Распределение электрического и магнитного полей в поперечном и продольном сечениях прямоугольного волновода на волне  $H_{10}$

Полученная с помощью уравнений структура поля волны  $H_{10}$  показана в табл. 3.1. В таблице приведены выражения для расчета основных характеристик этой волны. Рассматривая выражение для характеристического сопротивления волны  $H_{10}$ , приходим к выводу, что оно не позволяет

правильно решать задачи согласования, так как в него не входит высота волновода, а при соединении двух волноводов различной высоты наблюдаются большие отражения. Естественно обратиться к параметру, называемому *волновым сопротивлением линии передачи*  $Z_в$ .

Для его определения необходимо знать ток и напряжение в линии, которые в случае многих волноводов (прямоугольных, круглых и др.) теряют смысл. При определении эквивалента волнового сопротивления прямоугольного волновода на волне  $H_{10}$  можно использовать формулу:

$$Z_в = \frac{b}{a} \sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a}} \Big/ \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2} \frac{1}{\epsilon\mu}, \quad (3.11)$$

которая позволяет получать удовлетворительные результаты при решении задач согласования.

В волноводах текут два вида токов: токи смещения – между стенками волноводов и токи проводимости – по внутренним поверхностям металлических стенок волновода. Система токов смещения и проводимости определяется структурой поля в волноводе.

Токи смещения в прямоугольном волноводе на волне  $H_{10}$  проходят между широкими стенками вдоль линий электрического поля. Вектор плотности этих токов согласно (1.9) равен  $J_{см y} = \epsilon_a \partial E_y / \partial t$  и может быть вычислен с помощью (3.9).

Величина поверхностных токов проводимости определяется из граничного условия (1.16), в соответствии с которым плотность тока на поверхности проводника численно равна тангенциальной составляющей напряженности магнитного поля у этой поверхности. В соответствии с этим, используя (3.8) и (3.10), можно вычислить плотность токов проводимости, текущих вдоль широких стенок волновода  $J_{np z} = H_x$ , поперек широких стенок  $J_{np x} = H_z \Big|_{y=0; y=b}$ , вдоль узких стенок  $J_{np z} = H_x \Big|_{x=0; x=a} = 0$  и поперек узких стенок  $J_{np y} = H_z \Big|_{x=0; x=a}$ .

Картину распределения токов в волноводе можно представить как два вида замкнутых линий, одни из которых располагаются в продольном сечении волновода в плоскости  $yOz$  (рис. 3.6, а), а другие в поперечном сечении в плоскости  $yOx$  (рис. 3.6, б). Общая картина распределения токов в прямоугольном волноводе на волне  $H_{10}$  показана на рис. 3.6, б.

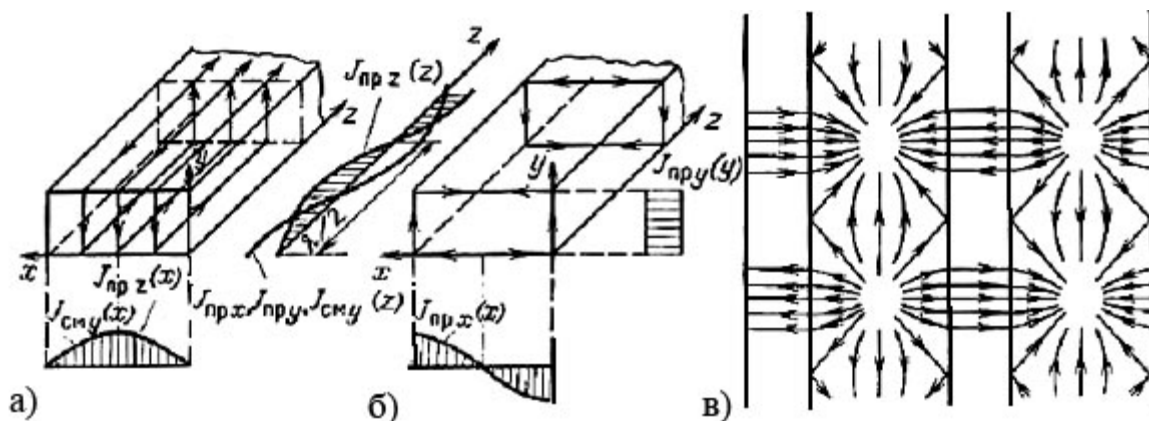


Рис. 3.6. Распределение плотностей токов смещения и проводимости в прямоугольных волноводах на волне  $H_{10}$ :

а – в продольном сечении; б – в поперечном сечении; в – общая картина

### 3.4. КОАКСИАЛЬНЫЕ ВОЛНОВОДЫ

Коаксиальные волноводы (рис. 3.7) состоят из металлического цилиндра и круглого металлического провода, располагаемого вдоль оси цилиндра. Сечение коаксиальных волноводов может быть и другой формы, например прямоугольной. Основными достоинствами коаксиальных волноводов являются широкополосность, отсутствие паразитного излучения и возможность изготовления в виде гибких коаксиальных кабелей. К числу основных недостатков относятся большое затухание, малая электрическая прочность и сложность конструкции. Коаксиальные волноводы чаще всего применяются в виде коаксиальных кабелей для соединения узлов и блоков радиоаппаратуры. Жесткие конструкции коаксиальных волноводов применяются для передачи больших мощностей в метровом диапазоне волн, где они могут иметь достаточно большие размеры поперечного сечения и обеспечивать необходимую электрическую прочность. Коаксиальные волноводы и элементы коаксиального типа используются на частотах не выше 20 ГГц. В некоторых специальных случаях они могут применяться и на более высоких частотах, при этом обычно используются только короткие отрезки коаксиального кабеля из-за большого затухания (более 1 дБ/м).

Существуют гибкие (коаксиальные кабели) и жесткие конструкции коаксиальных волноводов. Коаксиальные кабели заполняются гибким диэлектриком, внешний проводник выполняется из оплетки, изготовленной из медной проволоки, а внутренний проводник из медной проволоки или нескольких сплетенных проволок. В жестких конструкциях внешний и внутренний проводники изготавливаются из латуни и биметалла (стальная трубка или проволока, покрытые слоем меди).

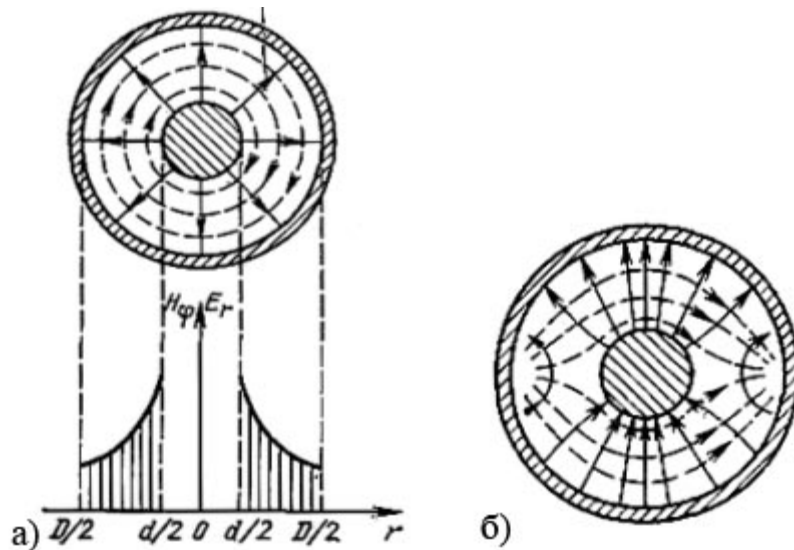


Рис. 3.7. Коаксиальный волновод:

а – структура поля  $T$ -волны; б – структура поля  $H_{11}$

Коаксиальное расположение внутреннего и внешнего проводников фиксируется изолирующими шайбами, стержнями и др.

Известно, что по коаксиальному волноводу может передаваться электрическая энергия на любых частотах, включая частоту постоянного тока. Последнее означает, что в коаксиальной линии, могут возбуждаться статические поля, отличительной особенностью которых является отсутствие продольных составляющих, т. е. поля  $T$ -волн. Структура этих полей относится к низшим (рабочим) волнам в коаксиальной линии.

**Структура поля.** Рассматривая уравнения Максвелла в цилиндрических координатах [2] при  $E_z = H_z = 0$ , можно установить, что магнитное поле коаксиального волновода содержит лишь одну составляющую  $H_\phi$ . Магнитные силовые линии располагаются концентрически вокруг внутреннего провода (вокруг оси  $z$ ). Электрическое поле имеет также только одну составляющую  $E_r$ , направленную по радиусам поперечного сечения волновода. Структура поля  $T$ -волны в поперечном сечении коаксиального волновода показана на рис. 3.7, а.

Используя закон полного тока, найдем, что:

$$H_\phi = I / 2\pi r, E_r = Z_c H_\phi = (377 / \sqrt{\epsilon}) (I / 2\pi r)$$

или

$$E_r = 60I / (\sqrt{\epsilon} r). \quad (3.12)$$

Рабочий диапазон частот коаксиальных волноводов ограничивается только со стороны высоких частот возможным возбуждением высших типов волн. Ближайшим высшим типом волн, возбуждаемых в коаксиальном

волноводе, является волна  $H_{11}$ , сходная с волной  $H_{11}$  в круглом волноводе. Структура поля волны  $H_{11}$  в плоскости поперечного сечения приведена на рис. 3.7, б. Критическая длина волны типа  $H_{11}$  определяется формулой:

$$\lambda_{кр} \approx \pi(D + d)/2. \quad (3.13)$$

Таким образом, высшие типы волн в коаксиальном волноводе появляются тогда, когда длина волны возбуждающих колебаний становится меньше полусуммы периметров проводников.

Из (3.13) следует, что поперечные размеры коаксиальной линии необходимо выбирать так, чтобы при заданной минимальной длине волны рабочего диапазона  $\lambda_{\min}$  удовлетворялось условие:

$$D + d \leq \lambda_{\min}/1,57. \quad (3.14)$$

Уменьшение размеров поперечного сечения коаксиального волновода, необходимое для расширения частотного диапазона, ограничивается увеличением тепловых потерь, уменьшением электрической прочности и усложнением технологии изготовления.

**Волновое сопротивление** рассчитывается в соответствии с теорией длинных линий как отношение напряжения к току  $Z_B = U / I$  в линии без потерь и отражений. Напряжение в коаксиальном волноводе может быть определено интегрированием напряженности электрического поля  $E_r$  вдоль радиуса поперечного сечения коаксиального волновода:

$$U = \int_{d/2}^{D/2} E_r dr = \int_{d/2}^{D/2} \frac{60I}{\sqrt{\epsilon}r} dr = \frac{60I}{\sqrt{\epsilon}} \ln \frac{D}{d}; \quad (3.15)$$

$$Z_e = \frac{U}{I} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} \ln \frac{D}{d}.$$

**Пробивное напряжение.** Пробой коаксиального волновода наступает при таком напряжении, когда максимальная напряженность электрического поля в линии достигает значения  $E_{np}$ . Напряженность электрического поля в коаксиальном волноводе максимальна у поверхности внутреннего проводника и согласно (3.15) равна  $E_d = 120I/(d\sqrt{\epsilon})$ . Следовательно ток при пробое равен  $I_{np} = E_{np}d\sqrt{\epsilon}/120$ . Исходя из величины тока, пробивное напряжение определится соотношением

$$U_{np} = I_{np}Z_e = (E_{np}d/2)\ln(D/d)]. \quad (3.16)$$

Для коаксиального волновода с воздушным заполнением ( $E_{np} = 30$  кВ/см) напряжение пробоя:

$$U_{np} = 15 \cdot 10^3 d \ln(D/d). \quad (3.17)$$

Максимум пробивного напряжения наступает при  $D / d = e = 2,718$ . Это соответствует волновому сопротивлению  $Z_0 = 60$  Ом.

Предельная мощность, передаваемая по коаксиальному волноводу, может быть вычислена по формуле:

$$P_{np} = U_{np}^2 / (2Z_0) = E_{np}^2 \sqrt{\epsilon} d^2 \ln(D/d) / 480. \quad (3.18)$$

Максимум этой зависимости наступает при  $D / d = 1,65$ , что составляет  $Z_0 = 30$  Ом. Если коаксиальная линия заполнена диэлектриком, но не принято специальных мер к удалению воздушных включений, разряд начинается в тонкой воздушной пленке на границе между диэлектриком и внутренним проводником, где пробивная напряженность поля снижается в  $\sqrt{\epsilon}$  раз.

Затухание коаксиальных линий, работающих на Т-волне, за счет тепловых потерь в проводниках:

$$\alpha_R = \frac{1,898 \cdot 10^4 \sqrt{\epsilon} \sqrt{f} (1 + D/d)}{D \ln(D/d)} \quad (3.19)$$

Размерность  $\alpha_R$  – дБ/м.

Минимальному значению затухания в коаксиальной линии соответствует  $D / d = 3,6$ , при этом  $Z_0 = 77$  Ом.

Из вышеизложенного видно, что оптимальные параметры коаксиальных волноводов находятся вблизи волнового сопротивления  $Z_0 = 50$  Ом, которое принято государственным стандартом. Кроме того, широко используются коаксиальные волноводы и коаксиальные кабели с волновым сопротивлением 75 Ом, что объясняется применением в антенных устройствах симметричных полуволновых вибраторов, имеющих входное сопротивление 75 Ом. При питании вибраторов через 75-омный коаксиальный волновод не требуются дополнительные согласующие устройства. Однако более тонкий внутренний провод 75-омного волновода затрудняет создание надежных соединителей и внутренних проводов без прогибов.

### 3.5. ПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ

Важными достоинствами полосковых линий являются широкополосность, малые массы и габаритные размеры, возможность применения печатного монтажа и легко осуществляемая автоматизация процесса производства. Все это послужило причиной широкого использования полосковых линий при микроминиатюризации СВЧ-устройств в производстве интегральных СВЧ-схем.



**Основные конструкции полосковых СВЧ-линий передачи.** Все они состоят из диэлектрической пластины, на поверхности которой нанесены проводники в виде полосок или слоя металлизации.

**Волны в полосковых линиях.** Если диэлектрическая пластина покрыта с обеих сторон сплошными слоями металлизации и между этими слоями нет других проводников, то в образованном волноводе могут одновременно распространяться  $T$ -,  $E$ - и  $H$ -волны различной структуры. В такой же пластине, но покрытой сплошным слоем металлизации с одной стороны, могут распространяться поверхностные  $E$ - и  $H$ -волны. Если в первом случае между слоями металлизации (рис. 3.8, *а*), а во втором случае на поверхности пластины (рис. 3.8, *б*) поместить полосковый проводник полоски, то структура полей изменится за счет появления дополнительных волн, энергия которых локализуется вблизи полосок. То же можно сказать и относительно линий, образованных прорезанием щелей в слое металлизации (рис. 3.8, *в* и *г*), а также относительно линий, образованных краями двух противоположных слоев металлизации (рис. 3.8, *д*).

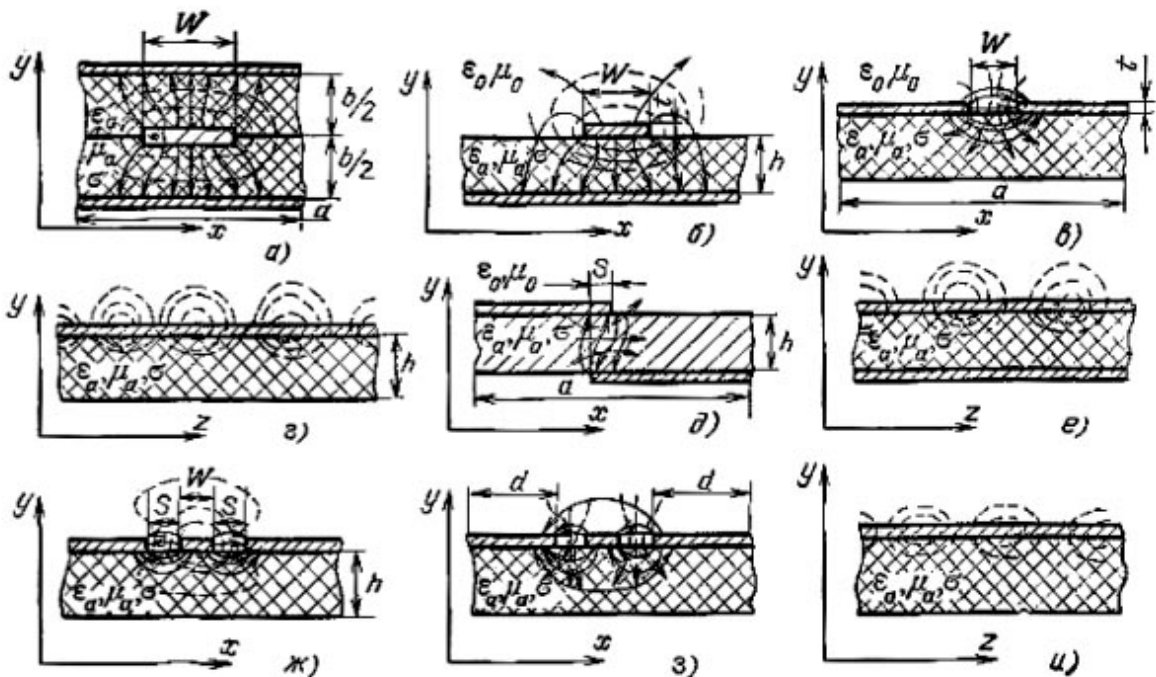


Рис. 3.8. Конструкции полосковых линий и структуры электромагнитного поля в них:  
 а – симметричная полосковая; б – несимметричная полосковая;  
 в, г, – симметричная щелевая; д, е – несимметричная щелевая;  
 ж – копланарная с  $T$ -волной; з, и – копланарная с  $H$ -волной

Сказанное говорит о том, что в общем случае в полосковых линиях можно возбудить большое количество волн различного типа. Возможность возбуждения того или иного типа волн зависит от конструкции возбуж-

дающего устройства, конструкции самой линии передачи, а также наличия потерь и неоднородностей. В качестве рабочих стремятся использовать волны, меньше всего склонные к излучению. Чтобы в рабочем диапазоне частот сохранить только рабочий тип волны и устранить излучение из устройств, созданных на базе полосковых линий, в интегральных схемах (ИС) СВЧ широко применяется экранирование.

Металлический экран полосковых линий, чаще всего прямоугольного сечения, может рассматриваться как прямоугольный волновод, низшими типами волн в котором являются волны  $H_{01}$  и  $H_{10}$ . Чтобы исключить возбуждение этих волн, необходимо выбрать размер экрана, ширину  $a \leq \lambda_g/2$  и высоту  $b \leq \lambda_g/2$ . Теоретических ограничений для применения полосковых линий в области низких частот не существует. Практически, поскольку размеры полосковых резонансных элементов на очень низких частотах становятся значительными, рекомендуется применять полосковые линии на частотах выше 100 МГц. На высоких частотах применение полосковых линий ограничено требованием жестких допусков на размеры при изготовлении, увеличением потерь и возникновением волн паразитных типов.

Основными характеристиками полосковых линий являются волновое сопротивление  $Z_g$ , коэффициент затухания  $\alpha$ , предельная частота  $f_{кр}$  и эффективная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_{эф}$ . Введение  $\epsilon_{эф}$ , вместо ранее используемого  $\epsilon$ , связано с тем, что полосковые линии в большинстве случаев имеют неоднородную диэлектрическую среду. Кроме того, используются такие производные характеристики как фазовая скорость  $v_{ф}$  и длина волны  $\lambda_g$ .

Волновое сопротивление полосковых линий, как отношение напряжения к току падающей волны, определяется для конструкций со значительным преобладанием в структуре поля  $T$ -волны. В этом случае можно воспользоваться вычислением или измерением погонной емкости  $C$  и  $\epsilon_{эф}$  с последующим вычислением с помощью формулы:

$$Z_g = 1/v_{ф}C = \sqrt{\epsilon_{эф}}/(3 \cdot 10^8 C), \quad (3.20)$$

Коэффициент затухания полосковой линии определяется как сумма, состоящая из: коэффициента  $\alpha_K$ , обусловленного тепловыми потерями в проводниках и зависящего от типа линии, ее геометрических размеров, формы поперечного сечения и материала проводников; коэффициента  $\alpha_\epsilon$ , определяемого тепловыми потерями в диэлектрике:

$$\alpha_\epsilon = 27,3\sqrt{\epsilon} \text{tg}\delta/\lambda_0, \quad (3.21)$$

и коэффициента затухания  $\alpha_\Sigma$ , определяемого излучением.

При экспериментальных исследованиях для определения коэффициента затухания  $\alpha$  часто пользуются параметром, называемым собственной добротностью линии  $Q_0$ , которая обратно пропорциональна коэффициенту затухания:

$$Q_0 = 27,3/\lambda_g \alpha, \quad (3.22)$$

откуда

$$\alpha = 27,3/\lambda_g Q_0, \quad (3.23)$$

где  $Q_0$  – добротность полуволнового резонатора, выполненного из отрезка линии, замкнутого с обоих концов;

размерность  $\alpha$  – дБ/м.

Эффективная диэлектрическая проницаемость теоретически определяется лишь для линий с Т-волной. Экспериментально  $\epsilon_{эф}$  находится с помощью измерения длины волны в исследуемой линии  $\lambda_g$  и вычисляется по формуле:

$$\epsilon_{эф} = (\lambda_0/\lambda_g)^2, \quad (3.24)$$

где принято  $\mu = 1$ .

**Симметричная полосковая линия (СПЛ)** (см. рис. 3.8, а) по сравнению с другими конструкциями мало изучена и может использоваться без дополнительных экранов. Элементы и узлы СВЧ-схем, изготовленные на базе СПЛ, сложны в настройке и производстве [1].

Критическая частота ближайшего высшего типа колебаний, являющаяся одновременно предельной частотой для данной полосковой линии, определяется из приближенного соотношения:

$$f_{кр} \approx 300/\sqrt{\epsilon}[2W + \pi b/2], \quad (3.25)$$

где  $W$  и  $b$  выражены в мм,  $f_{кр}$  – в ГГц.

Для подавления паразитных волн и увеличения предельной частоты СПЛ используется соединение металлическими штырями противоположных металлизированных слоев вблизи полоски.

Волновое сопротивление СПЛ с малой толщиной полоски ( $t \ll b$ ) и при  $W/b < 0,5$  достаточно точно для многих практических расчетов может быть найдено с помощью соотношения [1]:

$$Z_g \approx 200/\sqrt{\epsilon}(1 + 2W/b), \quad (3.26)$$

где  $\epsilon$  – диэлектрическая проницаемость подложки.

При расчетах конструкций обычно задаются  $Z_B$ ,  $\epsilon$ ,  $b$  и, согласно (3.26), определяется:

$$W \approx (100b/Z_g \sqrt{\epsilon}) - 0,5b.$$

Коэффициент затухания, дБ/м, обусловленный потерями в диэлектрике, определяется по (3.21) и за счет потерь в проводниках приближенно равен [1]

$$\alpha_R \approx 4,34R_s / Z_0 W \quad (3.27)$$

Потерями на излучение в СПЛ можно пренебречь.

Симметричная полосковая линия на базе диэлектрической пластины с  $\epsilon = 2,5$ ;  $b = 4$  мм при  $Z_B = 50$  Ом имеет в дециметровом диапазоне погонные потери примерно 1,2 – 1,7 дБ/м, добротность 250 – 350. Как следует из вышеизложенного, характеристика СПЛ (критическая частота, волновое сопротивление, затухание) зависят от конструктивных размеров, высоты линии  $b$ , ширины полоски  $W$ . Кроме того, следует отметить, что для поддержания «чистой»  $T$ -волны (отсутствия высших типов волн)  $b$  и  $W$  должны быть меньше  $\lambda_g / 2$ . Ширина основания выбирается из условия  $a \geq W + 2b$ , при котором электрическое поле у кромки основания незначительно.

#### Микрополосковая линия

(МПЛ) (рис. 3.8, б) наиболее проста в изготовлении печатным методом. На рис. 3.8 приведены графики распределения электрического поля в поперечном сечении МПЛ. Напряженность электрического поля достигает максимального значения вблизи края полоски (линии 1 и 2, на рис. 3.9), что обусловлено повышенной концентрацией электрических зарядов в этом месте. При удалении от краев полоски напряженность электрического поля уменьшается и стремится к нулю. В центре слоя металлизации и внутренней поверхности полоски (линии 1 и 3 на рис. 3.9) она достигает напряженности поля плоского конденсатора  $E = U / h$ ; на внешней поверхности полоски (линия 2 на рис. 3.9), в центре,  $E$  практически равно нулю.

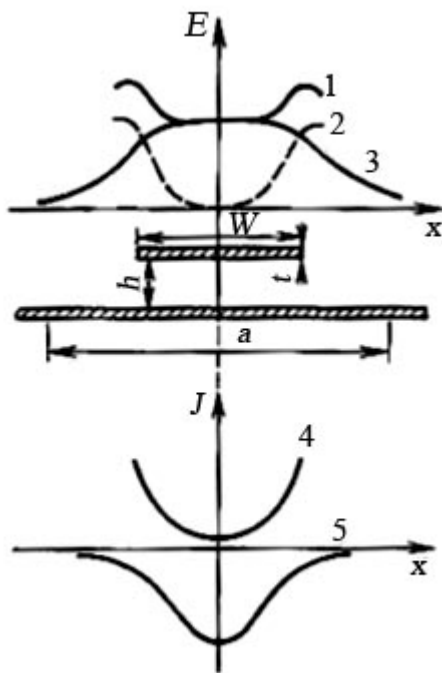


Рис. 3.9. Распределение напряженности электрического поля и тока в микрополосковой линии:

- 1 – у внутренней поверхности полоски;
- 2 – у внешней поверхности полоски;
- 3 – у металлизированного слоя; 4 – на полоске; 5 – на металлизированном слое

Характеристики линии рассчитываются, как правило, в предположении о распространении квази- $T$ -волны. Квази- $T$ -волна – гибридная волна, которая на низких частотах по структуре и свойствам не отличается от  $T$ -волны, но при достаточно большом увеличении частоты появляются предельные составляющие  $E_z$  и  $H_z$ , а с ними дисперсия, т. е. возникает зависимость параметров линии ( $Z_0$ ,  $v_f$  и др.) от частоты.

В реальных МПЛ дисперсия почти не проявляется на частотах до 3 ГГц, при этом основные характеристики линии определяются в квазистатическом приближении.

Верхний предел рабочего диапазона частот МПЛ определяется условиям интенсивного возбуждения паразитных поверхностных волн. Частота интенсивного возбуждения таких волн, являющаяся верхней предельной частотой использования МПЛ, находится из соотношения

$$f_{кр} = 75/h\sqrt{\epsilon - 1}, \quad (3.28)$$

где  $f_{кр}$  выражено в ГГц,  $h$  – в мм.

С погрешностью не более 0,6 % [5]  $Z_0$  МПЛ можно определить по формуле:

– при  $W/h < 2$ :

$$Z_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} 60 \left[ \ln \frac{8h}{W} + 32 \frac{W}{h^2} \right], \quad (3.29)$$

– при  $W/h > 2$ :

$$Z_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} 120\pi \left[ \frac{W}{h} + \frac{2}{\pi} \ln \left\{ 17,08 \left( \frac{W}{2h} + 0,92 \right) \right\} \right]^{-1}. \quad (3.30)$$

Эффективная диэлектрическая проницаемость подложки МПЛ приближенно вычисляется по формуле [10]:

$$\epsilon_{эф} = \frac{\epsilon + 1}{2} + \frac{\epsilon - 1}{2\sqrt{1 + 10h/W}}. \quad (3.31)$$

Эта формула справедлива для достаточно малых частот, на которых дисперсия слабо выражена. На более высоких частотах зависимости волнового сопротивления и эффективной диэлектрической проницаемости МПЛ от геометрических размеров  $W$  и  $h$  подложки, рассчитанные по более точным формулам, приведены в [8].

Возникновение дисперсии на высоких частотах в МПЛ объясняется увеличением  $\epsilon_{эф}$  с ростом  $f$  из-за увеличения концентрации электромагнитного поля в диэлектрической подложке.

Размеры МПЛ по заданному  $Z_B$  определяются по формулам согласно [5]:  
 – при  $Z_0 \sqrt{\epsilon} \leq 132$ :

$$W/h = 1/r - 2[\ln(\pi/r - 2\ln 2) + 1]/\pi, \quad (3.32)$$

– при  $Z_0 \sqrt{\epsilon} \geq 132$ :

$$W/h = 8e^{-2\pi r}, \quad (3.33)$$

где  $r = Z_0 \sqrt{\epsilon} / 120\pi$ .

Наиболее противоречивыми являются факторы, которыми должен руководствоваться конструктор при выборе толщины подложки. Уменьшение толщины подложки обеспечивает малые потери на излучение, снижение вероятности возбуждения поверхностных волн, увеличение плотности монтажа. Однако при прочих равных условиях для сохранения постоянного волнового сопротивления необходимо уменьшать  $W$ , что в свою очередь приводит к увеличению потерь в проводниках. Кроме того, при малых  $h$  и  $W$  требуемые технологические допуски для обеспечения удовлетворительных электрических характеристик могут оказаться трудно реализуемыми. Компромиссным решением для выбора  $h$  является принятый ряд стандартных толщин подложек для МПЛ:  $h = 0,25; 0,5; 1$  мм.

Итак, между размерами  $W$  и  $h$  существует тесная связь, поддерживаемая, в частности, заданным волновым сопротивлением  $Z_0$ . Интегральное изменение этих двух размеров можно оценить следующим образом [1]:

$$|\Delta(W/h)| = |W_p/h_p - W_n/h_n|$$

где  $W_p, h_p$  и  $W_n, h_n$  – соответственно расчетные и практически полученные значения ширины проводника и высоты подложки.

При наличии реального конструктивного допуска  $\Delta(W/h)$  имеет место отклонение волнового сопротивления  $\Delta Z_B$  относительно расчетного значения. В свою очередь, изменение волнового сопротивления приводит к рассогласованию МПЛ, характеризуемому величиной  $K_{cm}$ :

$$K_{cm} = 1 + \Delta Z_B / Z_B \text{ для } \Delta Z_B > 0 [\Delta(W/h) < 0].$$

$$K_{cm} = 1 / (1 + \Delta Z_B / Z_B) \text{ для } \Delta Z_B < 0 [\Delta(W/h) > 0].$$

Очевидно, что производственные допуски на геометрические размеры ( $W, h$ ) МПЛ должны быть обоснованы, что с одной стороны позволит получить требуемые электрические характеристики ( $K_{cm}$  и др.), а с другой – избежать неоправданного усложнения технологии изготовления и повышения стоимости.

В МПЛ, как правило, используются высококачественные подложки с низкими диэлектрическими потерями. Поэтому затухание в основном определяется потерями в проводниках и может быть найдено из приближенного соотношения:

$$\alpha_R = 8,68R_s / Z_0 W . \quad (3.34)$$

Зависимость затухания МПЛ примерно в два раза сильнее, чем СПЛ.

Микрополосковая линия с  $\epsilon = 10$ ,  $h = 1$  мм,  $Z_B = 50$  Ом имеет в дециметровом диапазоне погонные потери 2,64 – 4,58 дБ/м, добротность 150 – 260.

В реальных МПЛ затухание повышается из-за шероховатости подложки, конечной толщины адгезионного подслоя между проводником и подложкой.

В режиме непрерывных колебаний потери в МПЛ, а также интенсивность отвода тепла от подложки определяют предельную мощность. Ориентировочные значения предельной средней мощности для линии с сапфировой подложкой составляют 80 – 100 Вт, а предельной импульсной мощности (при скважности сигнала более 50) – несколько киловатт.

Рассмотрим еще один геометрический размер МПЛ – толщину проводника. Ток в проводнике МПЛ протекает в основном по стороне проводника, обращенной к подложке, и концентрируется в слое, толщина которого равна примерно толщине скин-слоя  $\delta_c$ . Для обеспечения малых потерь в проводнике необходимо, чтобы толщина проводника и заземленной пластины составляла примерно 3 – 5 толщин скин-слоя.

**Симметричная щелевая линия (СЩЛ)** (см. рис. 3.8, в) представляет собой узкую щель, прорезанную в тонком проводящем слое, выполненном на одной стороне диэлектрической подложки с большим значением  $\epsilon$  ( $\epsilon > 5$ ).

Поскольку в структуре ее поля имеется большая продольная составляющая магнитного поля  $H_z$  (см. рис. 3.8, г), то принято считать, что в СЩЛ основной тип волны –  $H$ -волна. Поскольку  $H_x$  и  $H_z$  сдвинуты по фазе на  $90^\circ$ , магнитное поле эллиптически поляризовано, что широко используется при создании невзаимных ферритовых устройств.

На рис. 3.10 показаны зависимости волнового сопротивления и величины, обратной замедлению  $n = \sqrt{\epsilon_{эф}}$ , от длины волны возбуждающих колебаний, толщины подложки и ширины щели для диэлектрической проницаемости подложки  $\epsilon = 9,8$  [5]. Частотная зависимость волнового сопротивления имеет экстремум (см. рис. 3.10), поскольку, с одной стороны, она должна падать из-за повышенной концентрации поля в диэлектрике, а с другой – должна расти, так как с ростом частоты повышается концентрация поля в зазоре.

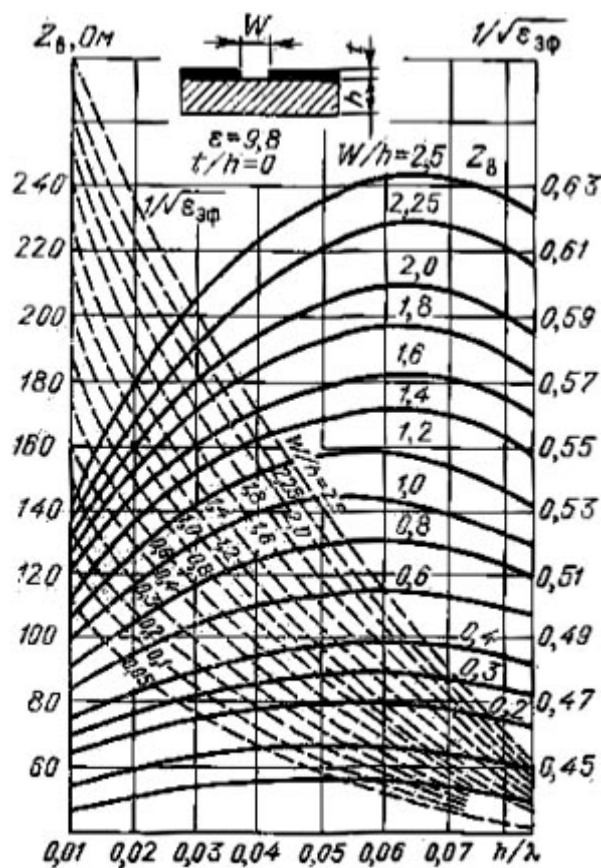


Рис. 3.10. Характеристики симметричной щелевой линии

В зависимости от взаимного расположения полуплоскостей относительно друг друга возможны различные модификации несимметричных щелевых линий: линии с перекрытием, линии без перекрытия, а также линии с нулевым перекрытием полуплоскостей. Ограничения на волновое сопротивление накладываются наличием излучения при больших волновых сопротивлениях (большое расстояние между полуплоскостями), а при малых – возможностью возникновения поверхностных волн.

Этот тип линии находит широкое применение в конструкциях ферритовых устройств.

**Копланарная линия (КЛ)** (см. рис. 3.8, ж) образуется узкой полоской и двумя полубесконечными слоями металла, расположенными на одной стороне диэлектрической подложки.

Формы магнитных и электрических силовых линий КЛ приведены на рис. 3.8, ж – и. В КЛ основной является волна квази- $T$  (см. рис. 3.8, ж). Кроме того, в ней возможны волны высшего типа (см. рис. 3.8, з, и). Для

По сравнению с МПЛ в СЦЛ: 1) более сильно проявляется дисперсия, т. е.  $Z_0$  и  $v_{\phi}$  сильнее зависят от частоты; 2) больше  $Z_0$  при одинаковых отношениях  $W/h$ ; 3) удобнее монтаж навесных компонентов; 4) значительно ниже потери, так как ток в СЦЛ распределен по большей поверхности.

Максимум тока находится на краях щели и по экспоненте спадает по мере удаления от края щели.

**Несимметричная щелевая линия (НЩЛ)** (см. рис. 3.8, д) образуется полуплоскостями, нанесенными на противоположных поверхностях диэлектрической подложки или в разных слоях плоскопараллельных диэлектрических подложек. Форма магнитных и электрических силовых линий в поперечной и продольной плоскостях показана на рис. 3.8, д и е.



уменьшения интенсивности возбуждения высших типов волн в КЛ металлизированные слои по обе стороны полоски соединяются проводником.

Уменьшение ширины металлизированного слоя  $d$  (см. рис. 3.8, з) приводит к небольшому увеличению  $Z_B$ , например, при  $\varepsilon$  подложки, равном 5, изменение  $d$  от  $\infty$  до  $W$  увеличивает  $Z_B$  на 10 %.

При  $t/h = 0$   $d = \infty$ , а  $Z_B$  определяется по следующей формуле:

$$Z_g = (1/\sqrt{\varepsilon + 1})132K_1(k), \quad (3.35)$$

где  $k$  – эллиптическая функция, приближенные значения которой можно вычислить по формуле [5]:

$$K_1(k) = \ln[2(1 + \sqrt{k})/(1 - \sqrt{k})]/\pi. \quad (3.36)$$

при  $0 < k^2 \leq 0,5$ :

$$K_1(k) = \pi/\ln[(1 + \sqrt{k'})/(1 - \sqrt{k'})] \quad (3.37)$$

где  $k = (1 + 2S/W)^{-1}$ ,  $k' = \sqrt{1 - k^2}$ .

Эффективная диэлектрическая проницаемость может быть найдена по приближенной формуле  $\varepsilon_{эф} \approx (\varepsilon + 1)/2$ .

При проведении расчетов задается  $Z_B$  и затем, пользуясь (3.35), определяется  $K_1(k)$ , по значению которого в соответствии с (3.36) и (3.37) вычисляют  $k$ :

– для  $1 \leq K_1 \leq \infty$ :

$$k = [(e^{\pi K_1} - 2)/(e^{\pi K_1} + 2)]^2. \quad (3.38)$$

– для  $0 \leq K_1 \leq 1$ :

$$k = \sqrt{1 - [(e^{\pi K_1} - 2)/(e^{\pi K_1} + 2)]^4}, \quad (3.39)$$

что позволяет вычислить

$$S/W = (1/k - 1)^2 \quad (3.40)$$

При сравнительно малом зазоре  $S$ , узкой полоске  $W$  и при  $W/h < 1$  основная доля потерь определяется потерями в полоске. При  $\varepsilon > 9$   $h > S$ ; толщина подложки практически не влияет на характеристики КЛ. Рекомендуется выбирать  $h > 2S$ .

## ГЛАВА 4. ЭЛЕМЕНТЫ И УЗЛЫ ВОЛНОВОДНЫХ СВЧ-ТРАКТОВ

### 4.1. РЕАКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ВОЛНОВОДНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

Роль реактивностей в волноводных линиях передачи выполняют не-регулярности и короткозамкнутые и разомкнутые отрезки линий передачи.

Штыри в волноводе. Короткий металлический штырь в одной из широких стенок волновода (рис. 4.1, а), направленный вдоль линий электрического поля, увеличивает местное электрическое поле и действует как эквивалентная емкость. Нормированное значение проводимости  $b'$  штыря зависит от его длины  $l$ , радиуса  $r$  и места расположения на широкой стенке  $l_1$  [1]:

$$b' = \frac{2\pi l_1^2 \lambda \lambda_B}{a^3 b} \cdot \frac{(1 - \cos \beta l)^2}{\ln(2l_1/r) \sin 2\beta l - \beta(2l_1 - r)(2 + \cos 2\beta l)}. \quad (4.1)$$

При этом предполагается, что расстояние  $b - l$  от торца штыря до противоположной стенки значительно больше диаметра штыря  $2r$ .

Пробивная прочность волновода при введении такого штыря падает, область максимальной концентрации поля совпадает с вершиной штыря. С целью некоторого увеличения пробивной прочности в устройствах высокого уровня мощности рекомендуется торец штыря закруглять.

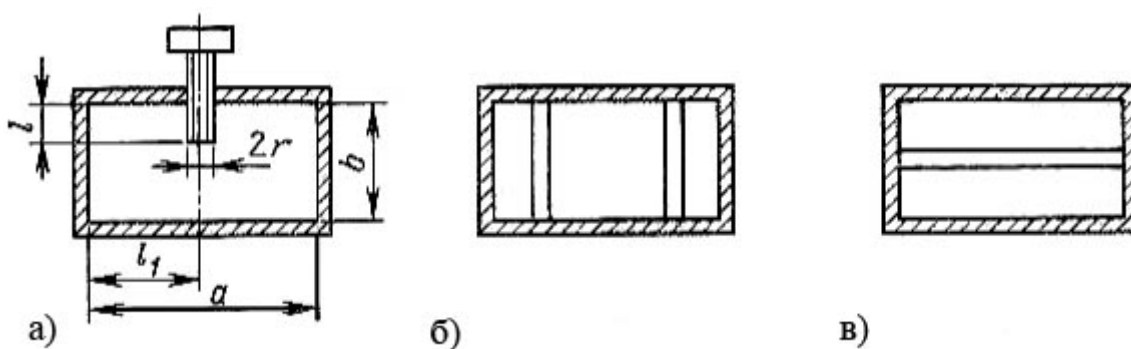


Рис. 4.1. Штыри в волноводе:

а – с регулируемой проводимостью; б – индуктивные; в – емкостные

Соединение штыря с волноводом выполняется резьбовым, паяно-резьбовым или дроссельным методом. При резьбовом соединении штырь закрепляется контргайкой с последующей защитой крепления краской или лаком. К соединению предъявляются требования малого электрического сопротивления, постоянства точки электрического контакта, механической прочности и герметичности.

По мере увеличения глубины погружения штыря в волновод все более сказывается индуктивный характер проводимости штыря и при

$$l = l_p \approx \frac{\lambda}{4} - \frac{2l_1 - r}{2 \ln(2l_1/r)} \quad (4.2)$$

проводимость принимает бесконечно большое значение, что равносильно параллельному включению в волновод последовательного резонансного контура. Штырь длиной  $l_p$  называется *резонансным*. При увеличении длины штыря  $l > l_p$  в шунтирующей цепи преобладает индуктивная проводимость.

Штырь, полностью переполюсовывающий волновод и соединяющий его противоположные стенки (рис. 4.2, б), является индуктивным. Энергия местного поля такого штыря определяется протекающим по нему током, т. е. является энергией магнитного поля. Нормированное значение его эквивалентной индуктивности определяется формулой [2]:

$$b' = \frac{2 \frac{\lambda_B}{a} \sin^2 \frac{\pi l_1}{a}}{\ln\left(\frac{2a}{\pi r}\right) \sin \frac{\pi l_1}{a} - \sin^2 \frac{\pi l_1}{a} \left(2 + \frac{\beta^2 a^2}{\pi^2}\right) + \beta^2 l_1^2 \left(-\ln \frac{2\pi l_1}{a} + \frac{3}{2} + \frac{\pi^2 l_1^2}{36a^2}\right)}, \quad (4.3)$$

где обозначения аналогичны значениям, показанным на рис. 4.1, а.

Индуктивные штыри в меньшей степени по сравнению с емкостными влияют на пробивную мощность волновода и являются одним из основных средств создания реактивной проводимости в трактах высокого уровня мощности.

Помимо штырей, направленных вдоль линий электрического поля, применяются штыри, лежащие перпендикулярно линиям электрического поля (рис. 4.1, в). Такой штырь играет роль емкости, шунтирующей линию передачи, и называется емкостным. Конструкция такой реактивности обладает повышенной электрической прочностью.

Диафрагмы – тонкие металлические пластины, частично перекрывающие поперечное сечение волновода. Их толщина выбирается значительно меньше длины волны и ограничивается лишь механической прочностью.

Конструкции диафрагм в прямоугольном волноводе и их эквивалентные схемы приведены на рис. 4.2.

Емкостные диафрагмы образованы пластинами, свободные края которых перпендикулярны линиям электрического поля (рис. 4.2, а). Концентрация зарядов на краях такой диафрагмы приводит к накоплению энергии электрического поля, что аналогично действию конденсатора,

шунтирующего линию передачи. Емкостные диафрагмы уменьшают электрическую прочность волновода и не рекомендуются к применению в трактах высокого уровня мощности.

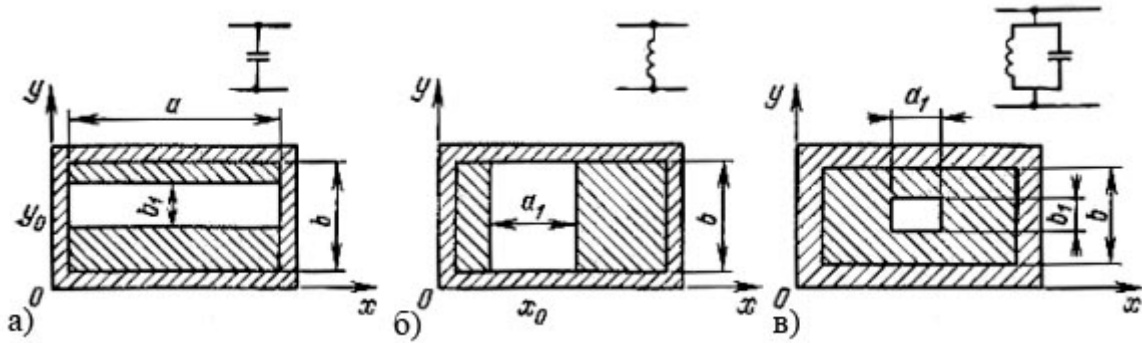


Рис. 4.2. Диафрагмы в волноводе: а – емкостная; б – индуктивная; в – резонансная

Приближенно (без учета толщины) эквивалентная нормированная емкостная проводимость диафрагмы может быть определена по формуле:

$$b' = \frac{4b}{\lambda_B} \ln \left( \operatorname{cosec} \frac{\pi b_1}{2b} \operatorname{cosec} \frac{\pi y_0}{b} \right). \quad (4.4)$$

Индуктивные диафрагмы образованы пластинами, свободные края которых параллельны линиям электрического поля основного типа волны (рис. 4.2, б). Действие такой диафрагмы основано на концентрации магнитного поля, что эквивалентно индуктивности, шунтирующей линию передачи.

Индуктивные диафрагмы незначительно снижают пробивную прочность волноводов. Эквивалентная нормированная индуктивная проводимость диафрагмы определяется следующим приближенным выражением:

$$b' \approx -\frac{\lambda_B}{a} \left[ \left( \operatorname{cosec} \frac{\pi a_1}{2b} \operatorname{cosec} \frac{\pi x_0}{a} \right)^2 - 1 \right] \quad (4.5)$$

Сочетание индуктивной и емкостной диафрагм позволяет осуществить резонансную диафрагму, эквивалентная схема которой представляет собой параллельный колебательный контур (рис. 4.2, в). Резонанс определяется условием:

$$\frac{a_1}{b_1} \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda_0}{2a_1} \right)^2} \approx \frac{a}{b} \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda_0}{2a} \right)^2}. \quad (4.6)$$

При этом волна  $H_{10}$  проходит через диафрагму без отражений, так как отраженные волны компенсируют друг друга. Изменение размеров резонансного окна влияет на величину нагруженной добротности диафрагмы, которая возрастает по мере уменьшения размеров окна.

Окно резонансной диафрагмы может иметь форму, отличную от прямоугольной, например П-образную, в виде гантели и т. д. Широкое применение резонансные окна находят в конструкциях электровакуумных СВЧ-приборов, резонансных разрядниках, при герметизации СВЧ-трактов. Диафрагма при этом выполняет роль металлической рамки, в которую впаена тонкая диэлектрическая пластина из материала с малыми потерями. Условие (4.6) для окна, заполненного диэлектриком, примет вид

$$\frac{a_1}{b_1} \sqrt{1 - \frac{\lambda_0^2}{4a_1^2}} \frac{1}{\sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}}} \approx \frac{a}{b} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}, \quad (4.7)$$

где  $\epsilon$  и  $\mu$  – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости диэлектрика, который впаивается в окно.

Реактивные шлейфы представляют собой короткозамкнутые или разомкнутые отрезки линий передачи различной длины. Меняя длину шлейфа от 0 до  $\lambda_g/2$ , можно получить реактивности любого значения и знака

Конструктивно короткозамкнутые реактивные шлейфы (рис. 4.3) представляют собой жесткое механическое соединение под углом  $90^\circ$  двух отрезков волноводных линий передачи, один из которых замкнут подвижным короткозамкнутым поршнем, обеспечивающим возможность получения переменных значений входной реактивности, а другой обеспечивает возможность включения шлейфа в СВЧ-тракт. Перемещение поршня осуществляется, как правило, с помощью микрометрического винта.

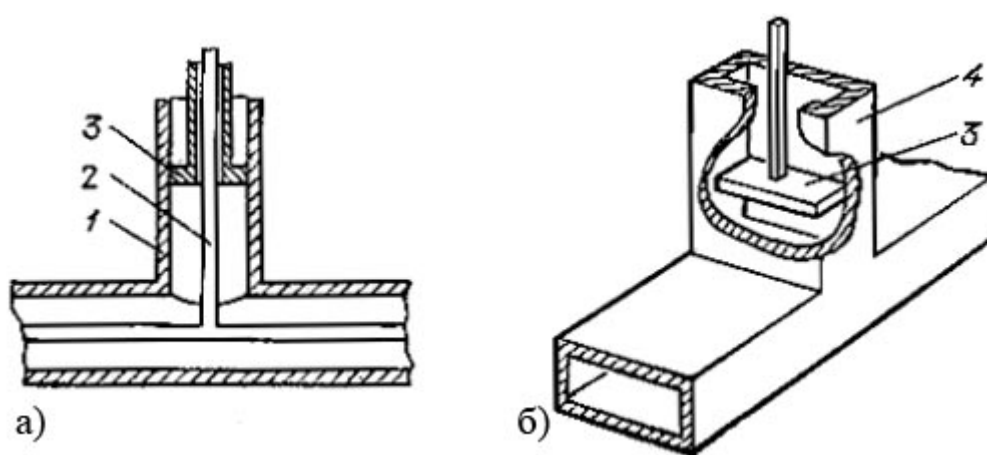


Рис. 4.3. Коаксиальный (а) и волноводный (б) реактивные шлейфы: 1 – внешний проводник; 2 – внутренний проводник коаксиальной линии; 3 – короткозамыкающий поршень; 4 – прямоугольный волновод

## 4.2. СОГЛАСОВАНИЕ В СВЧ-ТРАКТАХ

Под согласованием принято понимать условия, при которых поступает максимальная мощность от генератора в нагрузку через передающий тракт. При этом полагают, что потери в линиях передачи малы и не влияют на согласование.

Полная передача энергии генератора с помощью линии ( $Z_0$ ) в нагрузку ( $Z_n$ ) возможна при условии

$$Z_n = Z_0; \quad Z_2 = Z_0, \quad (4.8)$$

где  $Z_2$  – выходное сопротивление генератора. В этом случае отсутствует отраженная волна.

Наличие отраженной волны в линии приводит к потерям мощности на отражение, уменьшению максимально допустимой мощности, передаваемой в нагрузку, уменьшению полосы частот, передаваемых по линии передачи и т. д.

**Потери мощности на отражение.** При отсутствии отражений мощность  $P_n$ , передаваемая в нагрузку, имеет максимальное значение и равна падающей мощности  $P_{nad}$ . При несогласованной нагрузке выделяемая на ней мощность  $P'_n$  уменьшается на значение отраженной мощности  $P_{omp}$ :

$$P'_n = P_{nad} - P_{omp} = \frac{U_{nad}^2}{2Z_0} - \frac{U_{omp}^2}{2Z_0} = \frac{U_{nad}^2}{2Z_0} \left( 1 - \frac{U_{omp}^2}{U_{nad}^2} \right) = P_{nad} (1 - |\Gamma|^2). \quad (4.9)$$

Уменьшение максимально допустимой величины мощности  $P_{n \max}$ , передаваемой в нагрузку,

$$P_{n \max} = U_{np}^2 / 2Z_0 = P_{np}, \quad (4.10)$$

где  $P_{np}$  – пробивная мощность в линии.

Для несогласованной линии напряжение в пучности волны  $U_{\max} = U_{nad}(1 + |\Gamma|)$ . При этом максимальная мощность в линии, при которой возникает пробой при наличии отражений:

$$P'_{nad} = P_{np} / (1 + |\Gamma|)^2. \quad (4.11)$$

Таким образом, максимально возможное значение мощности, выделяемой на несогласованной нагрузке, с учетом потерь на отражение равно

$$P'_{np} = P'_{nad} (1 - |\Gamma|^2) = P_{np} (1 - |\Gamma|^2) / (1 + |\Gamma|)^2 = P_{np} / K_{cm} \quad (4.12)$$

Выражение (4.12) необходимо учитывать при расчете пробивной прочности волноводов.

**Уменьшение широкополосности передающего тракта.** Входное сопротивление несогласованной линии определяется выражением [1]:

$$Z_{вх} = Z_{вх}(1 + |\Gamma|_н e^{-i\beta l}) / (1 - |\Gamma|_н e^{-i\beta l}). \quad (4.13)$$

Анализируя (4.13), нетрудно убедиться в следующем: чем больше коэффициент отражения, тем больше пределы изменения  $Z_{вх}$ , а, следовательно, больше частотная чувствительность СВЧ-тракта и уже его полоса; чем длиннее линия, тем больше скорость изменения фазового угла коэффициента отражения, поскольку:

$$\Phi = 2\beta l + \varphi_n = 4\pi l f / v_\phi + \varphi_n. \quad (4.14)$$

Изменение фазового угла с частотой приводит к изменению входного сопротивления линии, что, как и в предыдущем случае, приводит к сужению полосы рабочих частот линии передачи.

Для получения согласования произвольной нагрузки  $Z_H$  с линией передачи вблизи от нагрузки должно быть включено согласующее устройство, назначением которого является обеспечение режима бегущей волны в линии до места его включения.

Рассмотрим наиболее распространенные методы согласования.

Метод создания компенсирующих отражений основан на создании дополнительных отражений, суммарная амплитуда которых  $U'_{отр}$  равна амплитуде отраженной волны от согласуемого устройства  $U''_{отр}$ , а фаза отличается на  $180^\circ$ . При этом условии общее отражение  $U_{отр} = U'_{отр} - U''_{отр} = 0$ . Устройства, с помощью которых реализуется этот метод, называются согласующими трансформаторами.

Метод поглощения отраженной волны основан на включении перед согласуемым устройством поглощающего четырехполюсника, не вносящего дополнительных отражений.

Метод плавных переходов основан на использовании для согласования волновых сопротивлений двух линий  $Z_1$  и  $Z_2$  отрезка нерегулярной линии передачи, размеры поперечного сечения которой изменяются небольшими скачками или плавно вдоль ее длины.

В энергетическом отношении предпочтительным являются первый и третий методы согласования, позволяющие создать устройства, обладающие свойствами идеального трансформатора (без внесения активных потерь).

Второй метод согласования имеет преимущества при нагрузке переменного характера, либо когда согласование осуществляется в широкой полосе частот.

### 4.3. СОГЛАСУЮЩИЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Принцип действия согласующих трансформаторов с компенсирующей реактивностью иллюстрируется рис. 4.4.



Рис. 4.4. Пояснение принципа согласования с помощью компенсирующей реактивности

В этом случае роль согласующего элемента сводится только к компенсации реактивной составляющей входного сопротивления в том сечении линии, где активная составляющая входного сопротивления равна волновому сопротивлению линии. Слева от реактивности (в сторону к генератору Г) в линии устанавливается режим бегущей волны (1), справа от реактивности (в сторону к нагрузке Н) в линии сохраняется режим смешанных волн (2).

В качестве согласующих реактивностей широко используются шлейфы (короткозамкнутые или разомкнутые отрезки линий передачи различной длины), штыри, диафрагмы и другие нерегулярности.

Наиболее распространены конструкции трансформаторов с регулируемыми параметрами (регулируемые трансформаторы), действие которых основано на изложенном выше принципе. На рис. 4.5, а показан трансформатор типа передвижной регулируемой реактивной проводимости, на рис. 4.5, б – трансформатор с регулируемой неперемещаемой реактивностью и фазовращателем, позволяющим изменять электрическую длину линии, на рис. 4.5, в – трансформатор с двумя регулируемыми неперемещаемыми реактивностями, расположенными на расстоянии, равном нечетному числу  $\lambda_g/8$ , на рис. 4.5, г – двухвтулочный трансформатор с нерегулируемыми перемещаемыми неоднородностями.

Недостатком конструкции рис. 4.5, в является невозможность согласования любых значений сопротивлений (наличие «недосягаемой зоны»). Этот недостаток может быть устранен применением трех регулируемых реактивностей, расположенных на расстоянии, кратном нечетному числу четвертей длины волны.

Общим недостатком трансформаторов с компенсирующей реактивностью является их узкополосность и снижение электрической прочности передающего тракта.



Четвертьволновой согласующий трансформатор представляет собой отрезок линии передачи с волновым сопротивлением  $Z_{TP}$  и длиной  $\lambda_B/4$ , включенный между согласуемыми линиями передачи с разными волновыми сопротивлениями ( $Z_{B1}$  и  $Z_{B2}$ ) или между линией передачи и нагрузкой ( $Z_{B1}$  и  $Z_H$ ). Волновое сопротивление трансформатора подбирается таким, чтобы создавались два равные по амплитуде отражения на его входе и выходе. Поскольку длина трансформатора  $\lambda_B/4$ , то отражения на входе компенсируются отражениями, возникающими на выходе.

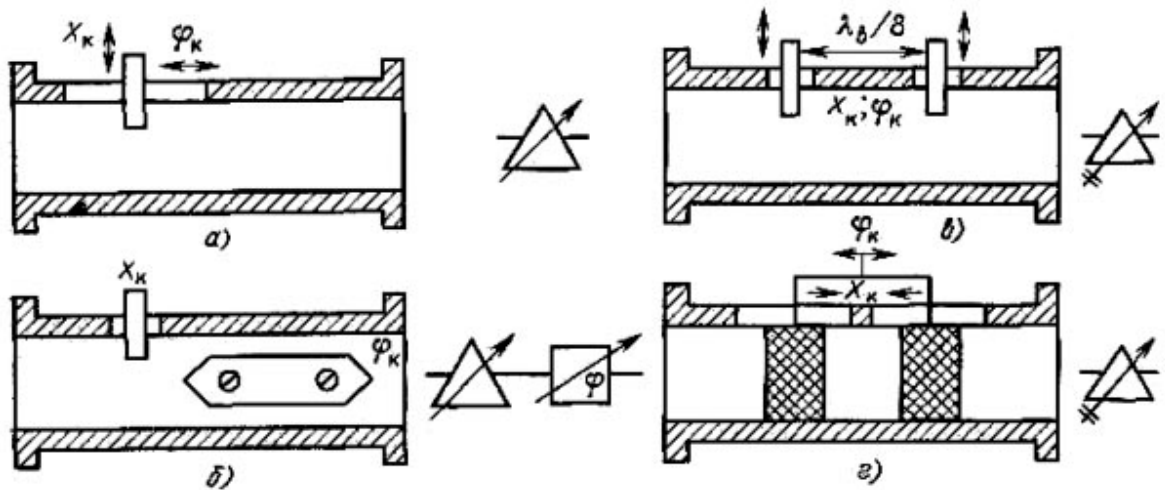


Рис. 4.5. Регулируемые согласующие трансформаторы с компенсирующей реактивностью

Для определения волнового сопротивления трансформатора воспользуемся формулой, которая позволяет найти коэффициенты отражения на входе  $\Gamma_{вх} = (Z_{B1} - Z_{TP}) / (Z_{B1} + Z_{TP})$  и выходе трансформатора  $\Gamma_{вых} = (Z_{B2} - Z_{TP}) / (Z_{B2} + Z_{TP})$ . Если уравнять эти коэффициенты с противоположными знаками, то получим вывод, который следовало ожидать. Входное сопротивление четвертьволнового отрезка линии, нагруженного на сопротивление  $Z_{B2}$ , равно:

$$Z_{вх} = Z_{TP}^2 / Z_{B2} = Z_{B1}, \quad (4.15)$$

следовательно,

$$Z_{TP} = \sqrt{Z_{B1}Z_{B2}}, \quad (4.16)$$

для случая согласования двух линий и

$$Z_{TP} = \sqrt{Z_{B1}Z_H}. \quad (4.17)$$

для случая согласования линии с произвольной поглощающей (активной) нагрузкой  $Z_H$ . Если нагрузка четвертьволнового трансформатора имеет реактивную составляющую, то для ее компенсации необходимо изменить длину четвертьволнового отрезка.

В реальных линиях передачи нерегулярности, имеющие место на входе и выходе трансформатора, искажают структуру поля в этих местах и создают реактивности емкостного характера. Для компенсации этих емкостей несколько укорачивают длину трансформатора по сравнению с длиной  $\lambda_g/4$ .

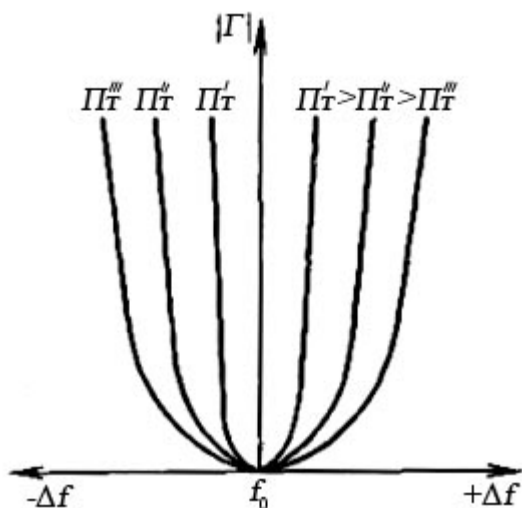


Рис. 4.6. Зависимость частотной характеристики четвертьволнового трансформатора от скачка волновых сопротивлений

Полоса рабочих частот четвертьволнового трансформатора, в которой сохраняется приемлемое согласование, зависит от скачка трансформируемых сопротивлений. Чем меньше скачок  $n$  сопротивлений, тем шире полоса (рис. 4.6).

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

#### 4.4. ПЕРЕХОДЫ

Для решения задачи широкополосного согласования активных сопротивлений применяют ступенчатые переходы (трансформаторы), представляющие собой каскадное соединение четвертьволновых трансформаторов (ступенек) с различными волновыми сопротивлениями  $Z_{B1}, Z_{B2}, \dots, Z_{Bn+1}$  (рис. 4.7, а).

Для улучшения характеристик ступенчатого перехода скачки волновых сопротивлений отдельных ступенек делаются различными. Наибольшее распространение получили переходы, у которых скачки волновых сопротивлений меняются пропорционально коэффициентам бинома Ньютона (биномиальные переходы) или пропорционально полиномам Чебышева (чебышевские переходы). В первом случае переход имеет максимально плоскую характеристику (линия 1 на рис. 4.7, б), во втором случае характеристика носит колебательный характер в полосе пропускания перехода (линия 2 рис. 4.7, б). Сравнительный анализ характеристик показывает, что

чебышевский переход имеет большую крутизну фронтов частотной характеристики затухания при такой же длине, однако уступает биномиальному переходу в линейности фазочастотной характеристики.

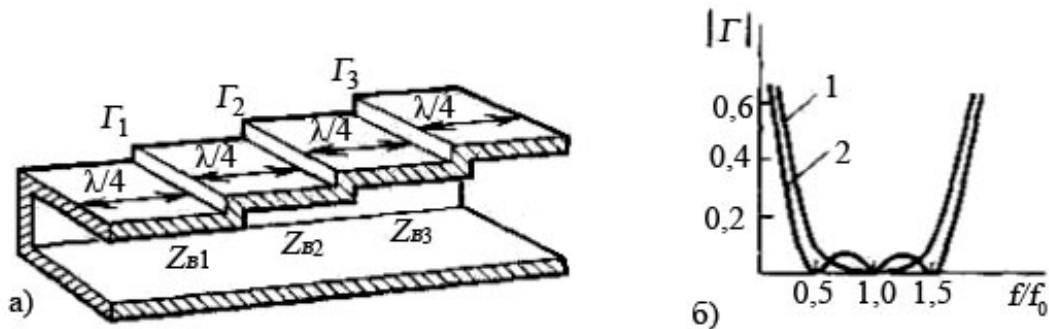


Рис. 4.7. Ступенчатые переходы: а – конструкции; б – частотные характеристики биномиального (1) и чебышевского ступенчатого перехода (2)

В плавном переходе, в отличие от ступенчатого, волновое сопротивление меняется не скачками, а непрерывно вдоль всей линии, т. е. плавный переход, по существу, является нерегулярной линией, в которой волновое сопротивление является функцией продольной координаты.

Плавные переходы могут рассматриваться как предельный случай ступенчатого перехода, у которого число ступенек стремится к бесконечности, а длина каждой ступеньки – к нулю.

От чебышевского и биномиального переходов можно перейти к соответствующим плавным переходам, при этом чебышевский плавный переход будет иметь наименьшую длину из всех типов плавных переходов при одинаковых требованиях к коэффициенту отражения.

Одной из часто используемых разновидностей плавных переходов является экспоненциальный переход, у которого волновое сопротивление изменяется вдоль оси по экспоненциальному закону.

Малых значений коэффициента отражения можно достигнуть в экспоненциальных переходах лишь при длине  $l = (2 \dots 3)\lambda_B$ , однако, вследствие простоты изготовления, а также большей пробивной прочности, чем у ступенчатых переходов, они находят достаточно широкое применение.

Переходы с одного типа волновода на другой создаются по принципу возбуждения одной линии другой с помощью возбуждающих устройств (щелей, отверстий, штырей и др.) или по принципу постепенного изменения структуры поля и создания условий для быстрого затухания трансформируемого типа волны. Хорошее согласование переходов достигается в ограниченном диапазоне частот и при отклонении частоты от расчетной ухудшается за счет нарушения правильной трансформации волн и появления реактивной составляющей входной проводимости перехода.

Характеризуются переходы типом, размерами и волновым сопротивлением соединяемых линий передачи, типом волн в линиях, минимальным  $K_{ст}$  в рабочей полосе частот, допустимым изменением фазы сигнала, минимальными потерями рабочего типа волны, допустимой мощностью и др.

Одним из наиболее распространенных переходов является коаксиально-волноводный переход, примеры конструкций которого показаны на рис. 4.8. Они применяются для подключения к волноводным устройствам коаксиальных кабелей или других коаксиальных устройств, во вращающихся соединениях и т. д.

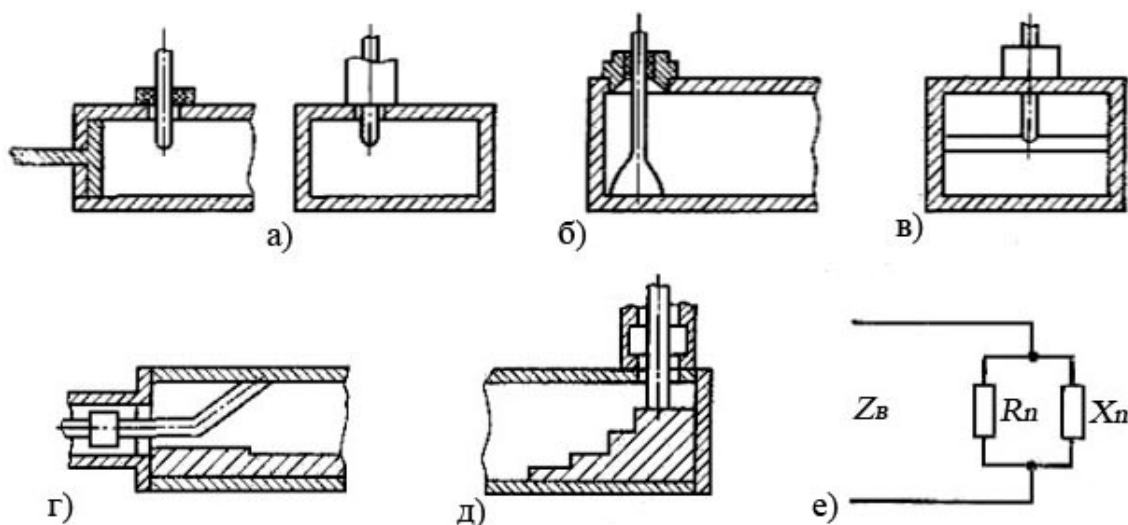


Рис. 4.8. Примеры конструкции коаксиально-волноводных переходов

Действие этих переходов основано на возбуждении отрезка волновода электрическим или магнитным излучателем, служащим элементом связи между коаксиальным и прямоугольным волноводами. При этом  $T$ -волна в коаксиальном волноводе трансформируется в волну типа  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе. Для обеспечения минимального значения  $K_{ст}$  перехода в его конструкции предусматриваются согласующие элементы.

Эквивалентная схема перехода показана на рис. 4.8, *е*. Для согласования перехода необходимо уравнивать активную составляющую сопротивления перехода  $R_n$  и волновое сопротивление линии  $Z_B$ , а также компенсировать реактивную составляющую сопротивления перехода  $X_n$ . В конструкциях переходов согласование осуществляется с помощью выбора места расположения и геометрических размеров возбуждающего устройства и с помощью согласующих элементов в виде короткозамкнутых настраиваемых или ненастраиваемых отрезков линий (см. рис. 4.8, *а – в*), ступенчатых переходов (см. рис. 4.8, *г, д*) и др.

Следует отметить, что все рассмотренные выше переходы являются взаимными устройствами. На рис. 4.9 в качестве примера приведен чертеж коаксиально-волнового перехода.

Более широкую полосу рабочих частот имеют переходы, у которых проводник излучателя соединен с емкостным штырем (см. рис. 4.8, в), а также переходы, у которых снижение волнового сопротивления прямоугольного волновода до уровня сопротивления коаксиальной линии достигается с помощью вкладыша, преобразующего прямоугольный волновод в  $\Pi$ - или  $H$ -волновод (см. рис. 4.8, г, д).

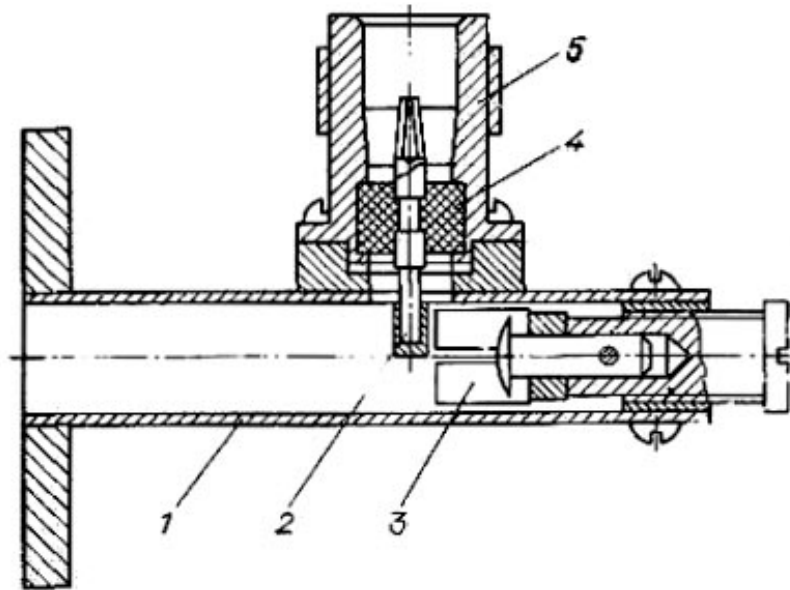


Рис. 4.9. Настраиваемый коаксиально-волноводный переход:

- 1 – волновод; 2 – электрический зонд; 3 – короткозамыкающий поршень;
- 4 – диэлектрическая втулка; 5 – коаксиальный соединитель

Различные типы переходов прямоугольного волновода на круглый показаны на рис. 4.10. Переход волны  $H_{10}$  ( $H_{20}$ ) в прямоугольном волноводе к волноводу круглого сечения с волной  $H_{11}$  ( $H_{01}$ ) осуществляется плавным изменением (деформацией) формы и размеров поперечного сечения, приводящим к постепенному изменению структуры электромагнитного поля. Если длина перехода равна 2 – 3 длинам волн, то  $K_{cm}$  в рабочей полосе волновода не превышает 1,1.

Преобразование волны  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе в волну  $E_{01}$  в круглом волноводе, как это используется в конструкции, приведенной на рис. 4.11, происходит с помощью штыревого излучателя, закрепленного в прямоугольном волноводе и входящего в круглый волновод вдоль его оси.

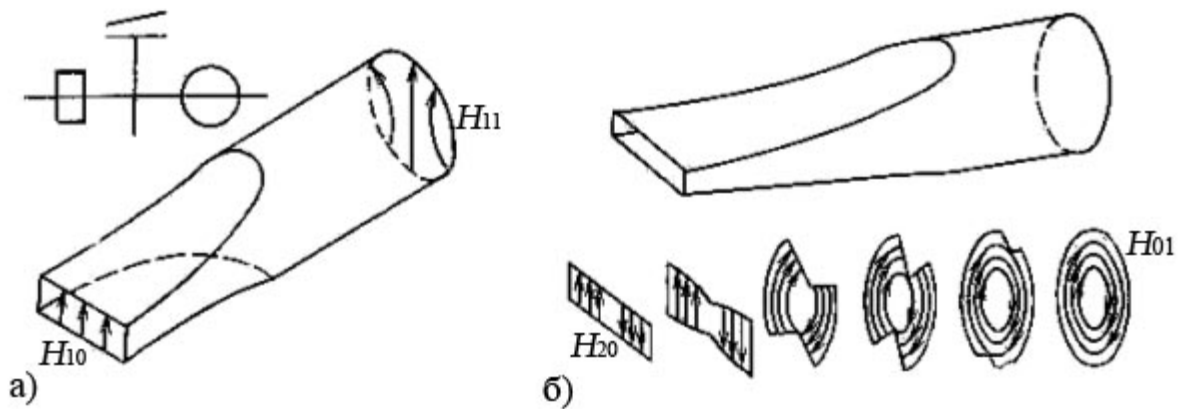


Рис. 4.10. Переходы с прямоугольного волновода на круглый:  
 а – прямоугольного волновода с волной  $H_{10}$  на круглый волновод с волной  $H_{11}$ ;  
 б – прямоугольного волновода с волной  $H_{20}$  на круглый волновод с волной  $H_{01}$

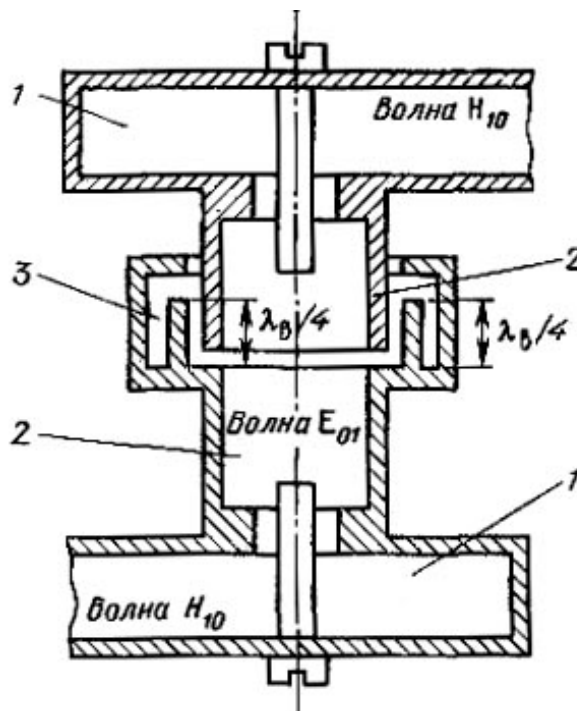


Рис. 4.11. Вращающийся переход: 1 – обычные переходы;  
 2 – вращающаяся секция; 3 – дроссельное соединение

В тех случаях, когда тип трансформируемых волн не является низшим (например, волны  $E_{01}$ ,  $H_{01}$  и другие в круглом волноводе), необходимо в конструкциях переходов предусматривать фильтры для нежелательных типов волн. В качестве фильтров могут быть использованы короткозамкнутые шлейфы, проводящие решетки, направление проводников у которых совпадает с направлением вектора электрического поля нежелательного типа волны, и т. д.

Вращающийся переход (рис. 4.11) используется для передачи энергии электромагнитных волн по волноводу, когда одна его часть, соединяемая с приемником или передатчиком, неподвижна, а другая, соединяемая с вращающейся антенной, вращается. В рассматриваемом случае вращающийся переход состоит из двух обычных переходов, круглого волновода и дроссельного соединения, обеспечивающего подвижный электрический контакт в месте вращения. Обычные переходы преобразуют волну, распространяющуюся в линии передачи, в волну с аксиально-симметричным типом колебаний. Аксиально-симметричную структуру поля имеют, например, круглые волноводы, работающие на волне  $E_{01}$ , используемые в конструкции, представленной на рис. 4.11, и коаксиальные волноводы, работающие на основной  $T$ -волне.

#### 4.5. ИЗГИБЫ И СКРУТКИ

Изгибы используются для изменения направления потока энергии в линии передачи. Прямоугольные волноводы могут быть изогнуты в плоскости электрического (изгиб в плоскости  $E$ , рис. 4.12) и магнитного (изгиб в плоскости  $H$ ) полей волны  $H_{10}$ . Такие волноводы обладают протяженной нерегулярностью, оказывающей влияние на отражение и затухание волн в волноводах.

У плавных изгибов (рис. 4.12, *a*) область нерегулярности начинается с места искривления оси волновода и может быть существенно уменьшена, если длина средней линии изгиба кратна величине  $l_{cp} = n\lambda_g/2$ , где  $n = 1, 2, 3$ .

Для уменьшения нерегулярности, вносимой изгибом, необходимо обеспечить постоянство геометрических размеров внутреннего сечения волновода и высокую чистоту токонесущих поверхностей по всей длине изгиба.

Для уменьшения габаритных размеров волноводных устройств вместо плавных изгибов могут быть использованы уголкивые изгибы (рис. 4.12, *б*). Для компенсации нерегулярности, вносимой уголком, применяют двойной поворот со средней длиной промежуточного участка, равной примерно четверти длины волны в волноводе, а также вводят подстроечные штыри (рис. 4.12, *б*).

Для изменения плоскости поляризации волны  $H_{10}$ , передаваемой по волноводной линии передачи, используют отрезки скрученных волноводов – скрутки (рис. 4.13, *a*). При этом направление продольной оси волновода остается постоянным, а его поперечное сечение плавно изменяет свое

положение. Для получения минимальных отражений в широкой полосе частот длина скрученного волновода при повороте на  $90^\circ$  должна быть не меньше  $2 \dots 3\lambda_g$ .

В круглых волноводах для изменения плоскости поляризации волны типа  $H_{11}$  размещают по диаметру тонкую металлическую пластину, окруженную вдоль оси волновода (рис. 4.13, б). Требования к выбору длины скрученной части аналогичны требованиям к скруткам в прямоугольных волноводах.

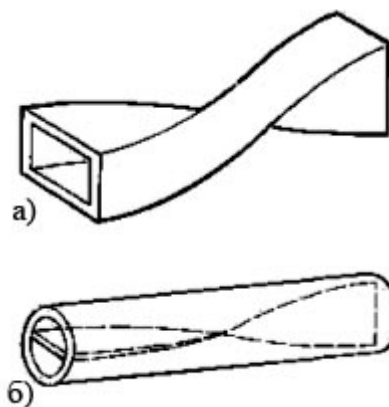
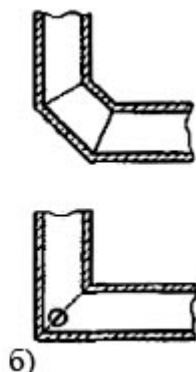
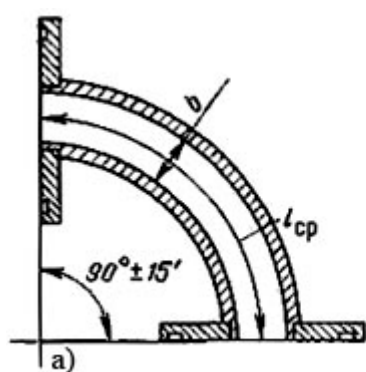


Рис. 4.12. Изгибы в плоскости  $E$ :  
а – плавный; б – уголкового

Рис. 4.13. Волноводные скрутки в прямоугольном (а) и круглом (б) волноводах

#### 4.6. КОРОТКОЗАМЫКАЮЩИЕ ПОРШНИ В ВОЛНОВОДНЫХ ТРАКТАХ

Короткозамыкающие поршни используются для изменения длины отрезков линий передачи, а также для настройки резонаторов (рис. 4.14). Основным требованием, предъявляемым к поршню, является получение чисто стоячей волны в волноводе. В связи с этим поршень должен иметь минимальные потери, не зависящие от его перемещения. Из других наиболее важных требований к поршням следует отметить необходимость постоянства положения плоскости короткого замыкания, неизменность сопротивления контакта в процессе эксплуатации, отсутствие искрений в контактах между поршнем и волноводом при работе на больших уровнях мощности.

Недостатки простого механического контакта очевидны: это чрезвычайно жесткие требования к допускам на размеры и шероховатость поверхности и быстрое срабатывание контактирующих плоскостей.

Ввиду трудности обеспечения хорошего механического контакта по всему периметру поршня, как и в случае соединения волноводов, широкое



распространение получили дроссельные бесконтактные поршни. В конструкции, показанной на рис. 4.15, *а*, поршень имеет механический контакт в минимуме продольного тока (точка *С*), поэтому качество контакта не скажется на работе поршня. Входное сопротивление в точках *А*, *В* равно нулю, так как они находятся на расстоянии  $\lambda_g/2$  от плоскости короткого замыкания внутренней полости поршня.

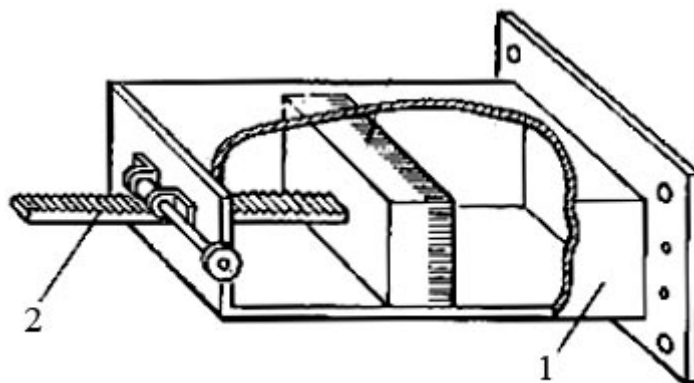


Рис. 4.14. Волноводный короткозамыкающий поршень:  
1 – волновод; 2 – механизм перемещения; 3 – контактные пружины

Волноводный поршень, показанный на рис. 4.14, *б*, образован двумя четвертьволновыми отрезками линий. Входное сопротивление  $Z_A$  в плоскости короткого замыкания *АА* согласно равно  $Z_A = Z_{B1}^2/Z_{B2}$ , где  $Z_{B1}$  и  $Z_{B2}$  – волновые сопротивления волноводов, образованных поршнем и стенками волноводов. Следовательно, для получения минимального  $Z_A$  необходимо так подбирать геометрические размеры дроссельных зазоров, чтобы сопротивление  $Z_{B2}$  было значительно больше  $Z_{B1}$ .

Изложенные принципы полностью распространяются на конструктивное выполнение короткозамкнутых поршней в коаксиальном волноводе (рис. 4.15, *з – е*). Одной из разновидностей бесконтактных поршней является *Z*-образный поршень (рис. 4.15, *з*). Преимуществом поршня такой конструкции является отсутствие механического контакта с внутренним проводником коаксиального волновода.

К недостаткам дроссельных поршней следует отнести частотную селективность (рабочая полоса дроссельного поршня составляет примерно  $\pm 15\% f_0$ ) сложность в изготовлении, требования к тщательности центровки при малых зазорах между поршнем и волноводом.

Технологически более проста конструкция емкостного поршня (рис. 4.15, *д*), в котором гальванический контакт заменен достаточно большой емкостью между поршнем и стенками волновода.

В тех случаях, когда в волноводах продольные токи равны нулю (например, в круглом волноводе с волной  $H_{01}$ , необходимость в дросселях отпадает, и короткозамыкающий поршень может иметь конструкцию в виде диска (рис. 4.15, в), не касающегося стенок волновода.

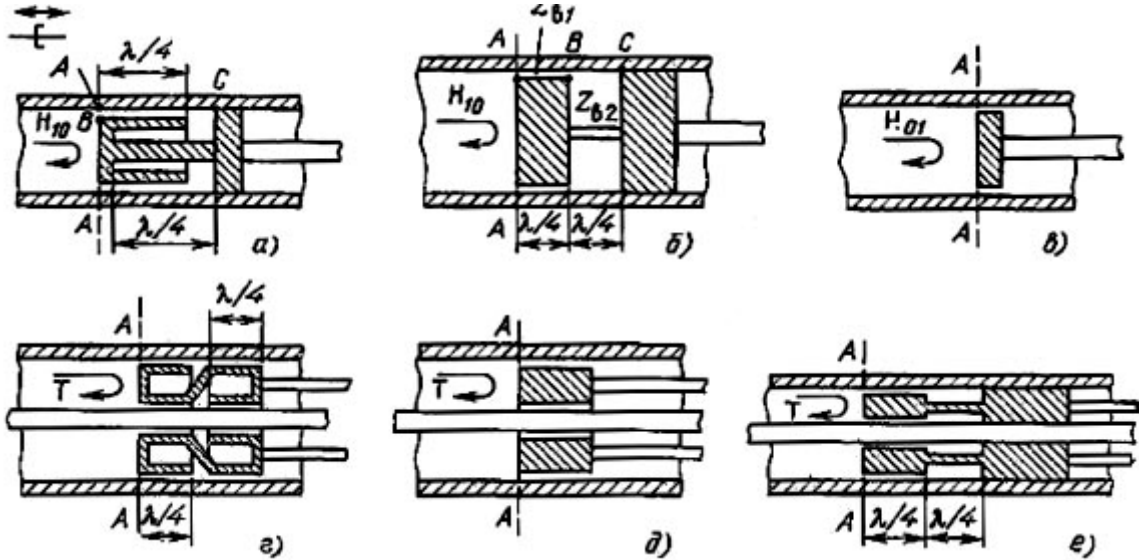


Рис. 4.15. Бесконтактные поршни в волноводах:  
 а – в – для круглых и прямоугольных волноводов; г – е – для коаксиальных волноводов

## ГЛАВА 5. ВОЛНОВОДНЫЕ СВЧ-УСТРОЙСТВА

### 5.1. НАГРУЗКИ

Устройство, частично или полностью поглощающее подводимую к нему высокочастотную мощность, называется СВЧ-нагрузкой и характеризуется  $K_{cm}$ , фазой коэффициента отражения, рабочим диапазоном частот, допустимой мощностью рассеяния, а также геометрическими размерами, типом и волновым сопротивлением волноводного тракта.

Под рабочим диапазоном частот здесь и далее будем понимать интервал частот, в котором заданные параметры и характеристики СВЧ-устройств сохраняются в установленных пределах.

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

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

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

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

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

Поглотитель на основе пленочного резистора представляет собой диэлектрическую пластину (например, из гетинакса, керамики, слюды), покрытую тонким слоем проводящего материала. В качестве последнего используют нихром, платину и другие материалы, наносимые способом распыления металла в вакууме, причем толщина пленки делается меньше глубины проникновения тока в металл. С целью защиты от воздействия окружающей среды пленку можно покрыть тонким слоем лака. Необходимо отметить, что нихромовая пленка отличается высокой стабильностью электрического сопротивления на протяжении длительного времени эксплуатации и при изменении в широких пределах окружающей температуры.

Используемые на практике пленочные резисторы имеют поверхностное сопротивление поглощающего слоя  $R_s$  в пределах 100 – 400 Ом/м.

Уменьшение отражений от пластины достигается приданием ей специальной клиновидной формы (рис. 5.1, б). Длина клина берется, как правило, больше половины длины волны в волноводе. Для получения максимального поглощения пластина устанавливается в волновод параллельно вектору  $E$  поглощаемой волны, что и обуславливает наличие в поглощающем слое токов проводимости.

Для получения  $K_{cm}$  нагрузки, не превышающего 1,05, затухание электромагнитных волн в поглотителе должно быть не менее 23 дБ. Обеспечение заданного затухания осуществляется с помощью нескольких параллельных пластин (рис. 5.1, а).

В качестве твердых объемных поглотителей используются смеси полупроводящих окислов или мелкодисперсного карбонильного железа с твердеющими наполнителями (полистирол, эпоксидная смола) [1], а также

различные керамики с примесью проводящих веществ, например, алюмооксидная керамика и др.

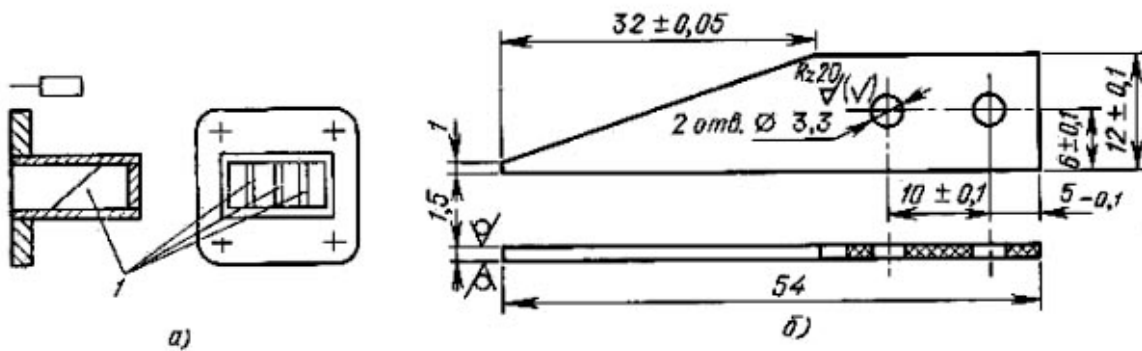


Рис. 5.1. Сogласованная волноводная нагрузка с поверхностным поглотителем: а – эскиз конструкции; б – чертеж поглощающей пластины (1)

На рис. 5.2 приведена конструкция волноводной нагрузки с объемным поглотителем, выполненным из ферроэпоксида. Интервал рабочих температур такой нагрузки от  $-60$  до  $+150$  °С. Малая длина поглощающего клина достигается благодаря использованию экспоненциального профиля клина в плоскости  $E$ . Расчет экспоненциального профиля  $h$  (рис. 5.2) при заданной длине клина производится по формуле:

$$h = e^{(l/l_0)\ln(h_0+1)} - 1, \quad (5.1)$$

где  $l$  – текущая координата,  
 $h_0 = b$  – высота волновода.

В волноводных нагрузках высокого уровня мощности поглотитель (твердый или жидкий) заполняет часть объема волновода (рис. 5.3). Тепло отводится обычными способами охлаждения с помощью ребристых радиаторов (см. рис. 5.3), принудительным жидкостным или воздушным и т. д.

В качестве твердых поглотителей высокого уровня мощности применяются керамика на основе карбида кремния, окиси бериллия или компаунды на основе окиси алюминия. Требования к форме поглотителей аналогичны рассмотренным выше. Разработка нагрузок на уровне мощности в сотни ватт и выше сопряжена с рядом конструктивных и технологических трудностей, связанных с местными пробоями между поглотителями и стенками волновода и с сильными локальными нагревами, приводящими к растрескиванию поглотителей. Для диэлектрического заполнения обязательным является отсутствие воздушных включений и зазоров между диэлектриками и металлическими стенками волновода. Такой зазор уменьшает допустимую мощность в  $\epsilon^2$  раз. Устранить указанные недостатки можно, обеспечив хороший контакт между поглотителем и волноводом путем герметичного

впаивания поглотителей в волновод либо гальваническим наращиванием волноводного кожуха на поглотитель. При этом следует иметь в виду, что форма поглотителя помимо требования высокого качества согласования должна соответствовать требованиям равномерности нагрева.

Принцип действия водяной нагрузки основан на поглощении жидкостью выделяемого тепла (рис. 5.4).

Рассмотренные типы нагрузок обеспечивают получение  $K_{cm} = 1,1 - 1,2$  в полосе частот порядка  $20 - 30 \% f_0$ .

Пример конструкции нагрузки для коаксиального волновода приведен на рис. 5.5.

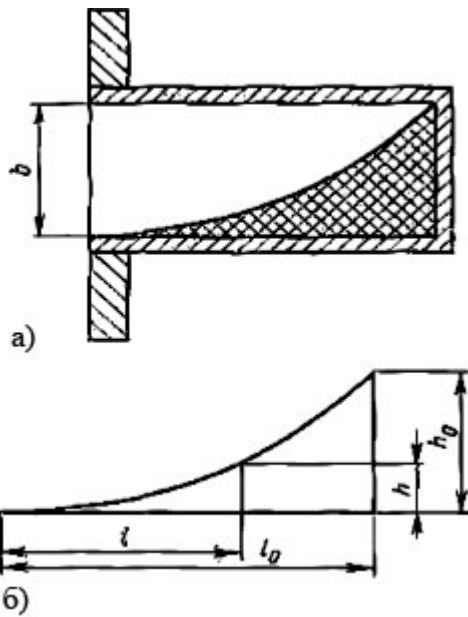


Рис. 5.2. Согласованная волноводная нагрузка с объемным поглотителем: а – эскиз конструкции; б – чертеж поглощающей пластины

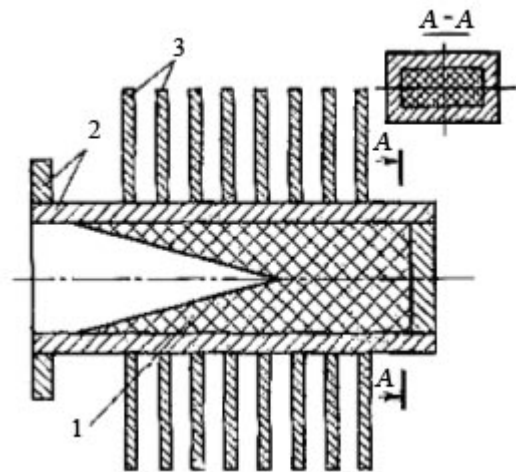


Рис. 5.3. Волноводная нагрузка на высокий уровень мощности с воздушным охлаждением: 1 – поглотитель; 2 – волновод; 3 – радиаторы

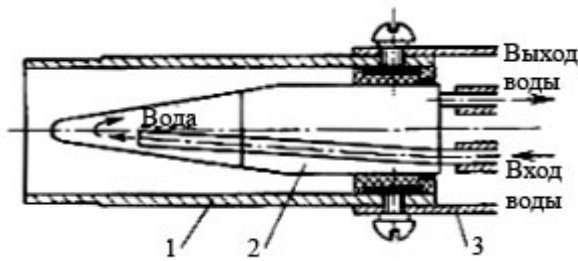


Рис. 5.4. Волноводная нагрузка на высокий уровень мощности с водяным охлаждением: 1, 3 – составные детали корпуса нагрузки; 2 – стеклянный корпус объемного водяного поглотителя

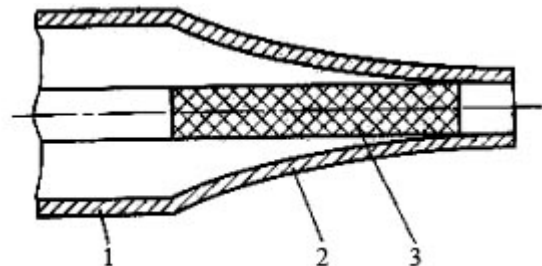


Рис. 5.5. Согласованная нагрузка для коаксиального волновода: 1 – цилиндрическая часть корпуса; 2 – согласующий экспоненциальный корпус; 3 – стандартный резистор

## 5.2. АТТЕНЮАТОРЫ

Устройства, предназначенные для ослабления и регулировки мощности сигнала, проходящего по СВЧ-тракту, называются аттенюаторами. Аттенюаторы применяются в схемах СВЧ-приемников для установки уровня сигнала в смесителе путем регулирования мощности гетеродина, в измерительной технике – для создания необходимого уровня сигнала в различных измерительных приборах, для согласования СВЧ-устройств и т. д.

Аттенюатор является четырехполюсником, коэффициент передачи которого меньше единицы, а ослабление (в децибелах) между входом и выходом  $A_{12} = 10 \lg(P_{ВХ}/P_{ВЫХ})$ . При этом желательно, чтобы изменение фазы проходящего сигнала было постоянным.

В данном пункте будут рассматриваться только взаимные аттенюаторы, для которых  $S_{12} = S_{21}$ .

К числу основных характеристик аттенюаторов относятся: вносимое ослабление, пределы регулировки ослабления,  $K_{см}$  входа и выхода, допустимая мощность рассеивания, точность калибровки ослабления, тип и геометрические размеры основного тракта.

По принципу действия различают аттенюаторы предельного типа и поглощающие. По характеру вносимого ослабления – постоянные и переменные. В зависимости от типа рабочего тракта применяются аттенюаторы для прямоугольных, круглых, коаксиальных волноводов и других типов линий передачи.

**Предельные аттенюаторы.** Принцип их действия основан на затухании электромагнитных волн в запредельном волноводе. Они выполняются в виде отрезков волноводов, геометрические размеры которых меньше критических для данного типа волны. При этих условиях распространения волн не происходит, и амплитуда местного поля убывает по экспоненциальному закону.

Поскольку режим работы предельных аттенюаторов характеризуется условием  $\lambda \gg \lambda_{кр}$ , то используется выражение  $\alpha \approx 8,68 \times (2\pi/\lambda_{кр})$ .

Наиболее распространены конструкции предельных аттенюаторов (рис. 5.6) на основе отрезков круглых волноводов (фиксированных или изменяющейся длины), через которые осуществляется емкостная или индуктивная связь с коаксиальными волноводами.

В случае возбуждения в круглом волноводе волн типа  $E_{01}$  используют емкостную связь (рис. 5.6, а) с помощью дисков, расстояние между которыми  $l$  можно, как правило, изменить, осуществляя тем самым регулировку

вносимого ослабления. Для круглого волновода при волне типа  $E_{01}$  критическая длина волны  $\lambda_{кр} = 2,62R$ , где  $R$  – радиус запредельного волновода.

Затухание аттенюатора (в децибелах) (рис. 5.6, а) при  $\lambda \gg \lambda_{кр}$  определяется выражением

$$A_{12(E_{01})} = 8.68(2\pi l / \lambda_{кр}) = 20,8l / R. \quad (5.2)$$

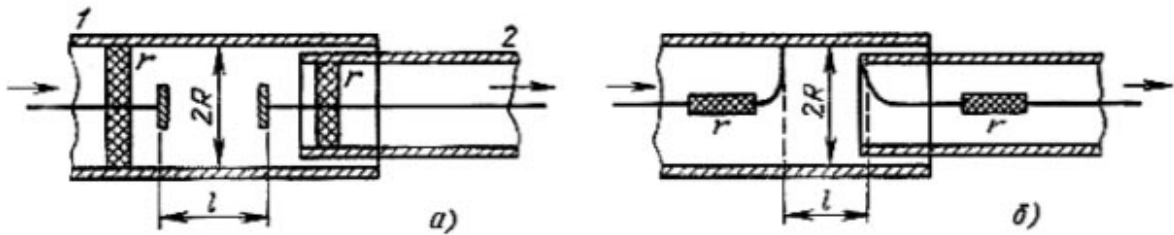


Рис. 5.6. Предельные аттенюаторы:  
а – с емкостной связью; б – с индуктивной связью

Проводя аналогичные преобразования для круглого волновода с волной типа  $H_{11}$ , критическая длина волны которой  $\lambda_{кр} = 3,41R$ , а индуктивная связь (рис. 5.6, б) осуществляется с помощью петель, получаем выражение для ослабления:

$$A_{12(H_{11})} = 16l / R. \quad (5.3)$$

Поскольку ослабление в предельных аттенюаторах не связано с поглощением энергии, а обусловлено отражением волн, необходимо на входе и выходе аттенюатора включать для согласования шайбовые или цилиндрические поглотители (сопротивления  $r$  на рис. 5.6), улучшающие его  $K_{ст}$ . Наличие этих поглотителей не позволяет получать нижний предел затухания меньше 20 дБ. Верхний предел затухания может достигать 120 – 160 дБ и ограничен трудностями экранирования аттенюатора. Погрешность вносимого ослабления в зависимости от конструкции аттенюатора не превышает  $\pm 0,1 - 1$  дБ.

**Поглощающие аттенюаторы.** По принципу действия они аналогичны волноводным поглощающим нагрузкам. Простейшими фиксированными аттенюаторами для коаксиальных волноводов могут служить отрезки коаксиальных кабелей, затухание которых в зависимости от диапазона частот и диэлектрического заполнения составляет 0,5 – 3 дБ/м.

Разновидностью фиксированных аттенюаторов для коаксиальных волноводов является аттенюатор на основе стандартных поверхностных резисторов типа УНУ и УНУШ, включенных по схеме симметричного Т-образного четырехполюсника. Конструкция такого аттенюатора приведе-

на на рис. 5.7, а. В параллельную ветвь включается шайбовый резистор  $R_2$ , а в последовательные – цилиндрические  $R_1$ . Расчет резисторов проводится исходя из равенства входного и выходного сопротивлений аттенюатора волновому сопротивлению используемого отрезка линий  $Z_{BX} = Z_{ВЫХ} = Z_B$ , заданного ослабления  $A_{12}$ , допустимого  $K_{см}$  и уровня рабочей мощности. Аттенюаторы такого типа применяются на частотах 10 – 6000 МГц и имеют затухание 10 – 30 дБ.

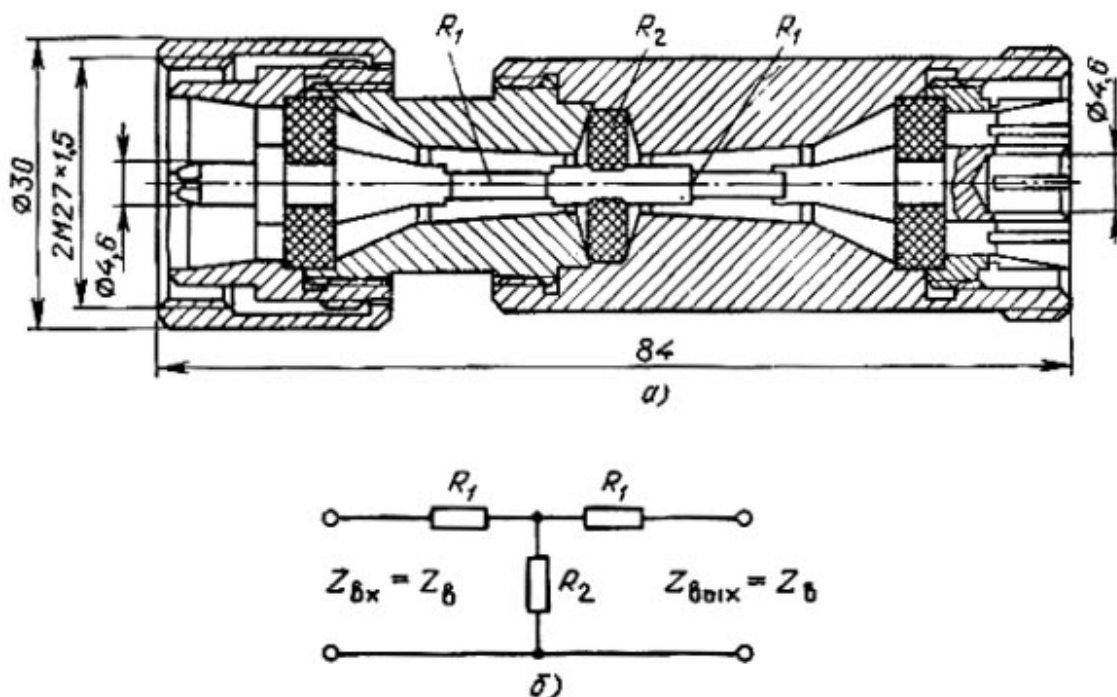


Рис. 5.7. Фиксированный аттенюатор для коаксиального волновода:  
а – конструкция; б – эквивалентная схема

Пример конструкции переменного поглощающего аттенюатора в прямоугольном волноводе приведен на рис. 5.8. В этой конструкции используются пластины, выполненные из поверхностных поглотителей на основе пленочных резисторов. Пластины помещают параллельно вектору  $E$  (параллельно узкой стенке волновода). Регулировка вносимого ослабления осуществляется следующими способами:

1) перемещение пластины от узкой стенки волновода, где ослабление близко к нулю, к центру волновода, где оно максимально. Изменение ослабления в этом случае является функцией распределения напряженности электрического поля  $E$  в поперечном сечении волновода, создающим ток проводимости в поверхностном слое поглотителя;



2) введением поглотителя параллельно вектору  $E$  через узкую продольную неизлучающую щель в середине широкой стенки волновода (аттенюаторы ножевого типа). Изменение величины ослабления достигается изменением глубины погружения поглотителя;

3) использованием регулируемых направленных ответвителей.

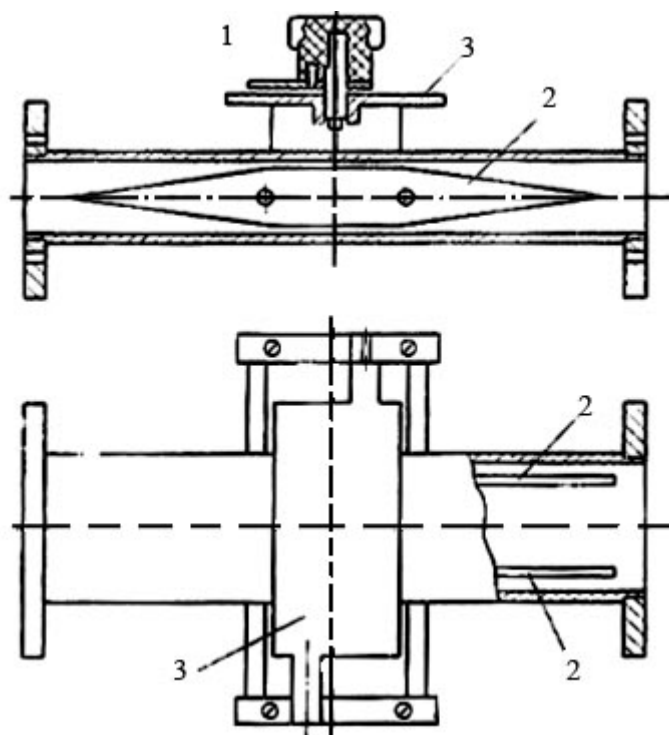


Рис. 5.8. Переменный поглощающий аттенюатор:  
1 – волновод; 2 – поглощающая пластина; 3 – механизм перемещения

На рис. 5.9 изображена конструкция аттенюатора на высокий уровень мощности, использующего регулируемый направленный ответвитель, состоящий из двух щелевых мостов и фазовращателя. Изменяя разность фаз между входными сигналами второго моста, можно регулировать ослабление от нуля до очень большого значения. При регулировке не нарушается согласование, так как избыточная мощность поглощается в нагрузке. Большое ослабление можно получить, если фазовращатель дает фазовый сдвиг  $\varphi = 180^\circ$  и малое при  $\varphi = 0^\circ$ . Нагрузка необходима для поглощения мощности, создающейся за счет несовершенства мостовых соединений и устройства в целом.

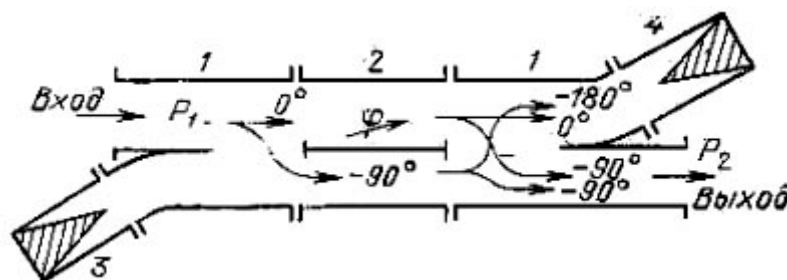


Рис. 5.9. Аттенюатор на высокий уровень мощности

Для уменьшения  $K_{cm}$  входа аттенуаторов поглотители изготавливаются с плавными переходами в виде скосов. У таких аттенуаторов  $K_{cm}$  не должен превышать значения 1,2 в полосе рабочих частот волновода, что определяется длиной скоса, который должен быть кратным  $\lambda_B/2$ . В реальных конструкциях длина скоса  $(3/2) \lambda_B$  позволяет получить  $K_{cm} \leq 1,2$ .

Существенным недостатком этих конструкций аттенуаторов является зависимость фазового сдвига от места положения пластины.

### 5.3. ФАЗОВРАЩАТЕЛИ

Фазовращателем называется устройство, используемое для изменения фазы проходящей через него волны и представляющее собой четырехполюсник, коэффициент передачи которого близок к единице, а разность фаз имеет некоторое постоянное значение или меняется в определенных пределах.

Фазовращатели находят широкое применение в измерительной технике при согласовании высокочастотных трактов, в антенной технике при формировании диаграмм направленности антенных решеток и т. д. К числу основных характеристик фазовращателей относятся: пределы изменения фазы,  $K_{cm}$  входа и выхода, уровень допустимой мощности, точность отсчета фазы.

По принципу действия различают фазовращатели, основанные на изменении геометрической длины линии  $l$ , и фазовращатели, основанные на изменении параметров заполняющей среды, длины волны в волноводе  $\lambda_g$ . По характеру вносимого фазового сдвига фазовращатели делятся на фиксированные и регулируемые (дискретные и плавные). По конструктивному оформлению различают фазовращатели для прямоугольных, круглых и коаксиальных волноводов.

Существуют многочисленные конструкции фазовращателей, основанных на принципе изменения длины пути, проходимого сигналом от входа до выхода устройства. Наиболее распространены отражательный (рис. 5.10, а) и телескопический (рис. 5.10, б) фазовращатели.

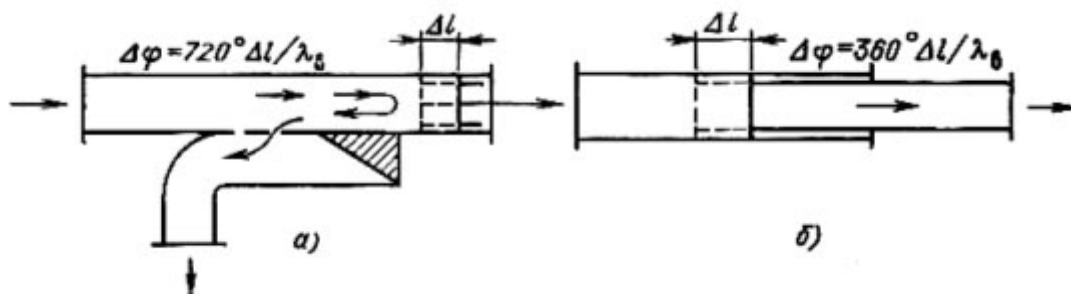


Рис. 5.10. Фазовращатели с изменением длины линии:  
а – отражательный; б – телескопический

Конструкции фазовращателей, основанных на изменении параметров заполняющей волновод среды (диэлектрических фазовращателей), ничем не отличаются от конструкции поглощающих аттенюаторов (рис. 5.10), только на диэлектрических пластинах отсутствует поглощающий слой, а в качестве диэлектрика выбираются материалы с малым  $\operatorname{tg}\delta$  и большим  $\epsilon$ . Принцип действия таких фазовращателей основан на изменении фазовой скорости рабочего типа волны при прохождении волновода с изменяющимся диэлектрическим заполнением. Фазосдвигающая пластина располагается параллельно вектору  $E$  рабочего типа волны.

Диэлектрические фазовращатели обеспечивают получение фазового сдвига волны до нескольких сотен градусов.

#### 5.4. РАЗВЕТВИТЕЛИ

Для распределения высокочастотной энергии по волноводным каналам в заданном отношении используют различного рода разветвители. Простейшая конструкция разветвителя представляет собой отрезок волновода с помещенной параллельно широкой стенке проводящей пластиной (рис. 5.11, *a*). При этом образуется разветвление с делением мощности пропорционально высотам вновь образованных волноводов  $b_3$  и  $b_4$ .

Одним из наиболее широко встречающихся видов разветвителей является так называемое Т-образное разветвление или волноводный тройник. Если плоскость разветвления совпадает с плоскостью, в которой лежат силовые линии вектора  $E$  основного типа волны  $H_{10}$ , то такой тройник называется  $E$ -тройником (рис. 5.11, *б, г*), в случае разветвления в плоскости магнитных силовых линий –  $H$ -тройником (рис. 5.11, *е, д*). В зависимости от угла, под которым происходит разветвление волноводов, различают 90-градусные (рис. 5.11, *б, в*) и 120-градусные  $Y$ -тройники (рис. 5.11, *г, д*).

Используя упрощенные эквивалентные схемы тройников (рис. 5.11, *е, ж*), рассмотрим основные свойства тройников на волне  $H_{10}$  при условии, если плечи 1 и 2 нагружены на согласованные нагрузки. Волна поступает в плечо 3  $E$ -тройника (рис. 5.11, *е*). В сторону плеч 1 и 2 будут распространяться волны, равные по амплитуде и противоположные по фазе. Если волна поступает в плечо 3  $H$ -тройника (рис. 5.11, *ж*), то, как и в предыдущем случае, будут распространяться равные по амплитуде, но синфазные волны.

Т-образные разветвители обладают свойствами взаимной связи, если к плечам 1 и 2  $E$ -тройника подключены противофазные генераторы, то в пле-

че 3 выделится энергия суммарной волны, для выделения энергии в плече 3  $H$ -тройника необходимо подключить к плечам 1 и 2 синфазные генераторы.

Если в  $E$ - и  $H$ -плечи тройников ввести подвижные короткозамыкающие поршни, то они могут играть роль переменных реактивных сопротивлений, включенных параллельно либо последовательно в такт.  $E$ - и  $H$ -тройники являются несогласованными устройствами.

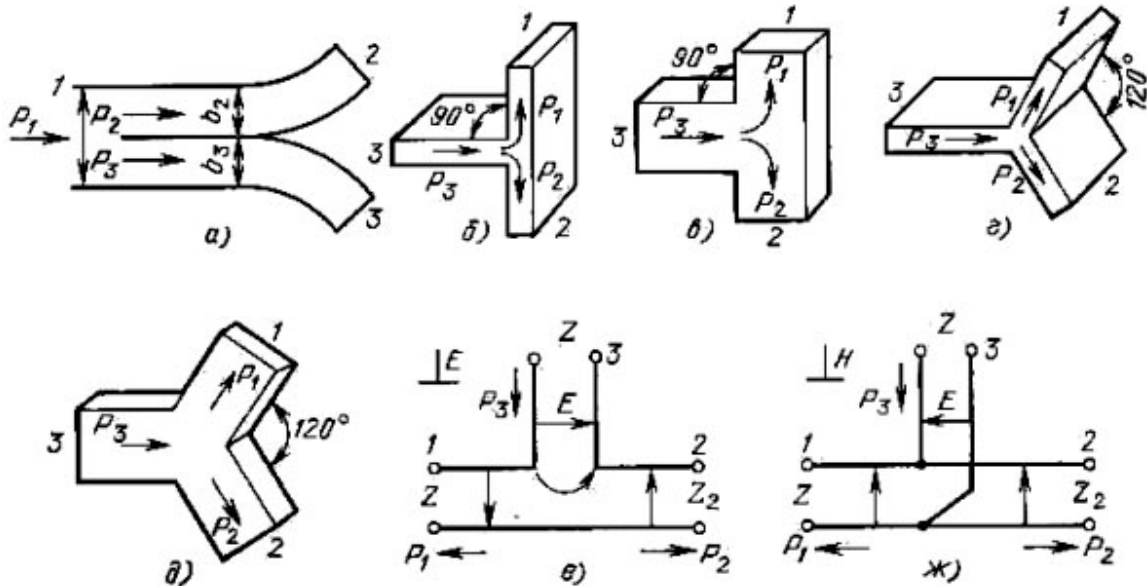


Рис. 5.11. Волноводные разветвители: а – с перегородкой в волноводе; б, г –  $E$ -тройники; в, д –  $H$ -тройники; е, ж – эквивалентные схемы

## 5.5. НАПРАВЛЕННЫЕ ОТВЕТВИТЕЛИ

Направленными ответвителями (НО) называются восьмиполюсники, предназначенные для направленного ответвления СВЧ-энергии. В частности, они могут использоваться для отдельного ответвления из линии передачи энергии падающей и отраженной волн.

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

Линия передачи НО, по которой передается основная мощность, называется первичной, или основной, а линия, в которую ответвляется часть мощности, – вторичной, или вспомогательной. Как правило, НО является устройством взаимным, хотя существуют и невзаимные направленные ответвители, у которых связь линий передачи осуществляется через намагниченный феррит.

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

На рис. 5.12 представлено схематичное изображение НО с принятой в дальнейшем нумерацией плеч. Рассмотрим основные свойства НО при условии подачи сигнала в плечо 1 и согласованных нагрузках в остальных плечах.

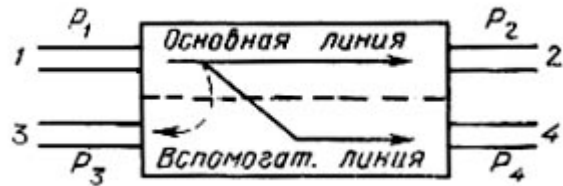


Рис. 5.12. Схема направленного ответвителя

Переходное ослабление представляет собой выраженное в децибелах отношение входной мощности основной линии к мощности, ответвленной в рабочее плечо 4 вспомогательной линии:

$$A_{14} = 10 \lg P_1/P_4. \quad (5.4)$$

Величина переходного ослабления в 10 дБ принята за границу сильной и слабой связи. Для взаимных НО переходное ослабление не зависит от направления сигнала  $A_{14} = A_{23}$ .

Направленность представляет собой выраженное в децибелах отношение мощностей на выходе рабочего 4 и нерабочего 3 плеч вторичной линии:

$$A_{43} = 10 \lg P_4/P_3. \quad (5.5)$$

и характеризует просачивание мощности в нерабочее плечо за счет неидеальности свойств НО.

Развязкой называется выраженное в децибелах отношение мощности на входе первичной линии к мощности в нерабочем плече вторичной линии:

$$A_{13} = 10 \lg P_1/P_3. \quad (5.6)$$

Коэффициент  $K_{cm}$  первичной линии характеризует отражения, вносимые НО в СВЧ-тракт, и определяется со стороны входного плеча при наличии согласованных нагрузок в остальных плечах.

Выход нерабочего плеча вторичной линии всегда нагружается на согласованную нагрузку, значение  $K_{cm}$  которой существенно влияет на параметры НО. В волноводных конструкциях НО эта нагрузка конструктивно объединена со вторичной линией.

Все рассмотренные выше параметры НО зависят от конструктивно-технологических факторов, наличия неоднородностей и потерь в линиях передачи, а также качества соединительных элементов. Ответвители с равным энергораспределением, то есть с ответвлением во вторичную линию половины мощности, распространяющейся по первичной линии, получили название гибридных соединений.

Матрица рассеяния идеального направленного ответвителя (коэффициенты отражения равны нулю, направленность – бесконечности) имеет вид:

$$\begin{bmatrix} 0 & \sqrt{1-K^2} & 0 & iK \\ \sqrt{1-K^2} & 0 & iK & 0 \\ 0 & iK & 0 & \sqrt{1-K^2} \\ iK & 0 & \sqrt{1-K^2} & 0 \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

где  $K = S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32}$ ;  $A_{14} = A_{41} = A_{23} = A_{32} = 201 \text{gl}/K$  [дБ].

**Элементы связи волноводных направленных ответвителей.** При конструировании волноводных НО наиболее широко применяются элементы в форме круглых отверстий, щелей (продольных и поперечных), крестов, Т-образных щелей и шлейфов.

**Направленные ответвители с одним элементом связи.** Наиболее распространенной конструкцией одноэлементного НО является ответвитель Бете, показанный на рис. 5.13, а. В качестве элемента связи здесь используется круглое отверстие посередине широкой стенки волновода. Электрическое поле (рис. 5.13, б) основного волновода возбуждает во вспомогательном волноводе две равные по амплитуде синфазные волны, направленные в разные стороны:

$$E'_{2\partial} = E''_{2\partial} = E_{\text{ПАДи}} \frac{4\pi r^3}{3\lambda_B ab} \left( \frac{\lambda_B}{\lambda_0} \right)^2 F_E(\Delta). \quad (5.8)$$

Магнитное поле (рис. 5.13, в) возбуждает во вспомогательном волноводе также две волны, равные по амплитуде, но противофазные.

$$E'_{2M} = -E''_{2M} = E_{\text{ПАДи}} \frac{8\pi r^3}{3\lambda_B ab} \cos \theta F_H(\Delta), \quad (5.9)$$

где  $r$  – радиус элемента связи;

$F_E(\Delta)$  и  $F_H(\Delta)$  – функциональные зависимости ослабления от толщины стенки волновода  $\Delta$  для  $E$ - и  $H$ -составляющих поля.

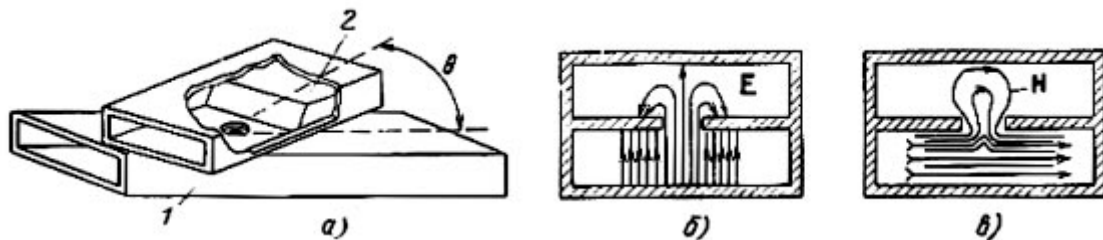


Рис. 5.13. Ответвитель Бете: а – эскиз конструкции; б – распределение электрического поля в области связи; в – распределение магнитного поля в области связи: 1 – основной волновод; 2 – поглотитель

Электромагнитные волны, возбуждаемые во вспомогательном волноводе полем основного волновода, в одном направлении складываются ( $E'_{2Э} + E'_{2М} = E_4$ ), а в другом вычитаются ( $E''_{2Э} - E''_{2М} = E_3$ ). Поскольку магнитная связь зависит от взаимного расположения волноводов (угла  $\Theta$ , рис. 5.13, *a*), то, поворачивая волноводы относительно друг друга (меняя угол  $\Theta$ ), можно уравнивать амплитуды волн  $E'_{2Э} = E'_{2М}$  и  $E''_{2Э} = E''_{2М}$  и таким образом осуществить направленное возбуждение волноводов.

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

Рисунок 5.14, *a* иллюстрирует принцип работы НО с двумя элементами связи. Пусть волна  $H_{10}$  поступает в плечо 1 основного волновода. Каждое отверстие связи возбуждает во вспомогательном волноводе две волны, равные по амплитуде и противоположные по фазе. В плечо 3 приходят две волны, фазовый сдвиг между которыми составляет  $\Delta\phi = 2\beta l = \pi$ , при этом волны вычитаются. В плечо 4 приходят также две волны, фазовый сдвиг между которыми  $\Delta\phi = 0$ , при этом волны складываются. Переходное ослабление таких НО велико и составляет не менее 20 дБ, что позволяет их рекомендовать для работы на высоких уровнях мощности.

Другой простейшей конструкцией НО является ответвитель со взаимно перпендикулярными волноводами, приведенный на рис. 5.14, *б*. В качестве элементов связи используются как круглые, так и крестообразные отверстия (рис. 5.14, *в*), расположенные по диагонали общей части широких стенок. В области расположения отверстий магнитное поле имеет противоположно направленную поляризацию. В результате этого отверстия создают во вспомогательном волноводе противоположно направленные волны, которые вычитаются в направлении плеча 3 и складываются в направлении плеча 2, так как в нем волна, создаваемая верхним отверстием в этом направлении (рис. 5.14, *б*), имеет дополнительный сдвиг на угол  $\pi$  из-за удлинения пройденного пути на  $\lambda_B/2$ . Поскольку элементы связи располагаются в местах с относительно слабым электрическим полем, то НО имеет повышенную электрическую прочность и рекомендуется для использования на высоких уровнях мощности.

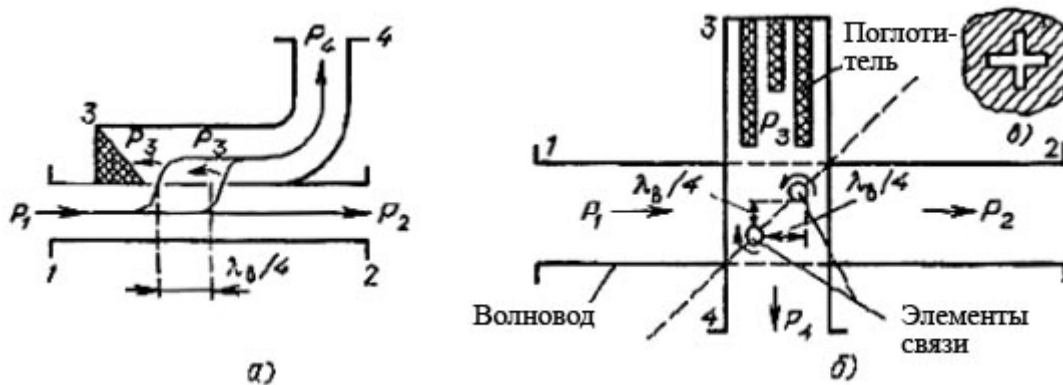


Рис. 5.14. Двухэлементный направленный ответвитель (а);  
НО – со связью по широкой стенке (б); крестообразный элемент связи (в)

**Многоэлементные направленные ответвители.** Для расширения полосы частот, в которой сохраняются заданные значения направленности и переходного ослабления, применяют многоэлементные НО. В таких ответвителях могут быть использованы как элементы связи, обладающие направленностью, так и ненаправленные элементы. Расстояние между элементами связи не обязательно должно быть равно четверти длины волны. Однако четвертьволновые расстояния обеспечивают максимальную направленность и широкополосность НО.

Значительного увеличения широкополосности НО можно достичь, используя такой выбор размеров элементов связи, при котором амплитуда возбуждаемой во вторичной линии волны меняется от отверстия к отверстию по законам биномиального или чебышевского разложения и зависит от размеров, числа и типа элементов связи.

На рис. 5.15 показан многоэлементный направленный ответвитель, имеющие переходное ослабление 10 дБ. Подобный НО обеспечивает направленность не менее 35 дБ, перепад переходного ослабления не более 0,6 дБ в рабочем диапазоне частот волновода.

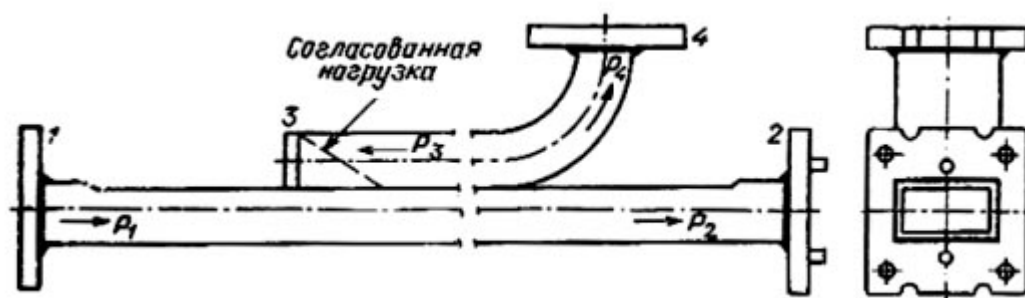


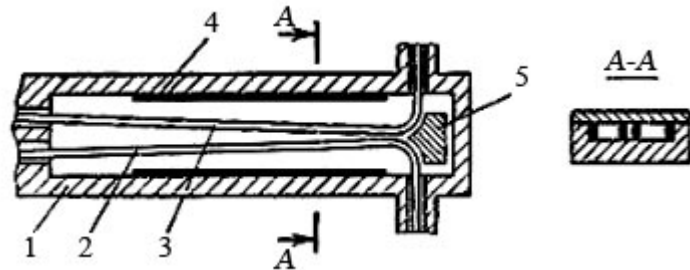
Рис. 5.15. Многоэлементный направленный ответвитель



При изготовлении элементов связи НО наиболее широко применяется метод прецизионной электроискровой обработки, позволяющей получить все отверстия связи одновременно по 7 – 10 классу шероховатости поверхности. Точность размеров элементов связи обеспечивается до сотых долей миллиметра.

**Направленные ответвители на основе коаксиальных волноводов.** На рис. 5.16 представлена конструкция НО с меняющейся распределенной связью, где путем выбора закона изменения связи по длине линий, конструкции поглотителя и с помощью настраивающего элемента удается в широком диапазоне частот уравнивать амплитуды волн во вспомогательной линии, возбуждаемых электрическим и магнитным полями основной. Ответвитель отличается большой широкополосностью (1,0 – 18 ГГц), направленность в этой полосе не менее 20 дБ.

Рис. 5.16. Коаксиальный направленный ответвитель:  
1 – корпус; 2 – основная линия; 3 – вспомогательная линия; 4 – поглотитель; 5 – элемент настройки



Зависимость основных параметров этих НО от частоты определяется изменением относительных амплитуд волн, возбуждаемых во вторичной линии двумя видами связей: электрической и магнитной.

Для этого ответвителя переходное ослабление и направленность определяются формулами [1]

$$A_{14} = 20 \lg \left[ \frac{|K_L| + |K_C|}{2} \sin \beta l \right], \quad (5.10)$$

$$A_{43} = 20 \lg \left[ \frac{|K_C| + |K_L| \sin \beta l}{|K_C| - |K_L| \beta l} \right], \quad (5.11)$$

где  $K_L = L_{12} / \sqrt{L_1 L_2}$  – коэффициент магнитной связи;

$K_C = C_{12} / \sqrt{C_1 C_2}$  – коэффициент электрической связи;

$C_1, C_2, L_1, L_2$  – собственные емкости и индуктивности одной линии в присутствии другой на единицу длины;

$C_{12}, L_{12}$  – взаимные погонные емкости и индуктивности связанных линий;

$\beta$  – постоянная распространения;

$l$  – длина области связи.

## 5.6. МОСТОВЫЕ СОЕДИНЕНИЯ

Мостовые соединения (рис. 5.17) – разветвители, обладающие свойствами, сходными со свойствами обычного низкочастотного моста (при равенстве сопротивлений в плечах 1 и 3 сигнал, поданный в плечо 4, не попадает в плечо 2). Используются они в циркуляторах, смесителях, модуляторах, делителях, сумматорах мощности, измерительной технике и т. д. Мостовое соединение является взаимным восьмиполусником.

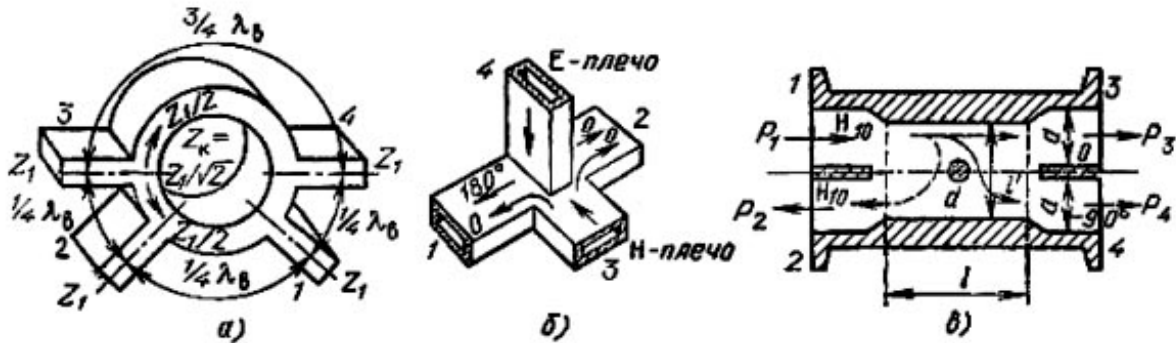


Рис. 5.17. Мостовое соединение:

а – кольцевой мост; б – двойной волноводный тройник; в – щелевой мост

Основными характеристиками мостовых соединений являются коэффициент стоячей волны каждого из плеч при наличии согласованных нагрузок в остальных плечах, неравномерность деления мощности, развязка и фазовые соотношения волн в выходных плечах.

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

Развязка характеризуется отношением мощности, подводимой к мосту, к мощности в развязанном плече:

$$A_{13} = 10 \lg(P_1/P_3) = 10 \lg(l/|S_{31}|^2). \quad (5.12)$$

Наиболее широкое распространение получили волноводные конструкции таких мостовых соединений, как кольцевой мост, двойные тройники и щелевые мосты.

Волноводный кольцевой мост (рис. 5.17, а) технологически удобно выполнять в виде кольца с разветвлениями в плоскости  $E$ , где каждое из разветвлений можно представить в виде последовательного подсоединения двухпроводных линий к кольцу. Расстояния между плоскостями разветвления выбраны так, чтобы, мощность, поданная в одно из плеч, делилась поровну, попадала, в соседние плечи и не проходила в противоположное

плечо. Например, если генератор подключен к плечу 4, то сигнал, разветвляясь на две равные части, к плечу 2 подходит с фазовым сдвигом, и энергия туда ответвляться не будет. В то же время энергия будет делиться поровну между плечами 3 и 2, к которым волны приходят с фазовым сдвигом  $2\pi$ . Если волновые сопротивления всех плеч одинаковы и равны  $Z_1$ , то для согласования моста, кольцо должно иметь волновое сопротивление  $Z_K = Z_1/\sqrt{2}$ .

Двойной волноводный тройник (рис. 5.17, б) образуется путем соединения в единое симметричное устройство разветвителей в плоскостях  $E$  и  $H$  ( $E$ - и  $H$ -тройников).

Существенным недостатком двойного волноводного тройника является появление волн высших типов в области разветвления и, как следствие, рассогласованность его плеч с сопротивлением подводящих линий. Поэтому для обеспечения нормальной работы  $T$ -моста необходимо его согласовать. В качестве элементов согласования используются односторонние диафрагмы, штыри и др.

Реальные конструкции двойных волноводных тройников имеют  $K_{cm} = 1, 2$  в полосе частот  $10 - 15 \% f_0$ , при этом полоса частот определяется полосой используемых согласующих элементов.

К недостаткам двойных волноводных тройников следует также отнести и пониженный уровень пробивной мощности.

При конструировании и изготовлении двойных волноводных тройников необходимо предусмотреть высокие точности в отношении их симметрии и равенства длин плеч, однако неизбежная асимметрия тройников не позволяет получить развязки плеч более чем  $30 - 50$  дБ.

Из технологических методов, обеспечивающих требуемую точность изготовления, распространение получили пайка и сварка предварительно подготовленных и отъюстированных волноводных труб (для больших сечений волноводов), гальванопластика (для волноводов малых сечений; отличается высокой стоимостью и не позволяет создавать высокопрочные конструкции), точное литье (применяется в массовом производстве, обеспечивает чистоту токонесущих поверхностей в пределах 5 – 6 классов шероховатости).

Волноводный щелевой мост (рис. 5.17, в) состоит из двух одинаковых прямоугольных волноводов, имеющих общую узкую стенку, часть которой вырезается, образуя щель (область связи). Участок соединенных волноводов без узкой стенки образует отрезок широкого прямоугольного волновода с размерами широкой стенки равной  $2a$ . При определенной длине щели  $l$  и согласовании щелевого моста мощность волны  $H_{10}$ , поступающая на вход 1, делится поровну между плечами 3 и 4 с отставанием по фазе в плече 4 по отношению к плечу 3 на  $\pi/2$ , при этом мощность в плечо 2 не проходит.

Поступившая на вход плеча 1 волна  $H_{10}$ , достигнув начала щели  $l$ , возбудит в области связи волноводов волны различных типов, в том числе и волны  $H_{10}$  и  $H_{20}$ .

Размеры волновода в области щели ( $l'$ ) позволяют распространяться как волнам  $H_{10}$ , так и волнам  $H_{20}$ . Все другие типы волн являются затухающими. Распределение полей таково, что со стороны плеча 1 обе волны находятся в фазе, а со стороны плеча 2 – в противофазе, т. е. волна в плече 2 распространяться не будет.

В области связи волны  $H_{10}$  и  $H_{20}$  одинаковой амплитуды распространяются с разными фазовыми скоростями и на длине щели  $l$  претерпевают различную фазовую задержку. Преобразование волн в начале области связи и обратное преобразование в конце этой области сопровождается отражениями. Для компенсации этих отражений в центре щели помещают согласующий элемент (как правило, подстроечный винт).

Для обеспечения нормальной работы щелевого моста необходимо устранить возможность возникновения и распространения в области связи волн высших типов. Ближайшим высшим типом по значению критической длины волны является волна  $H_{30}$ , для которой  $\lambda_{KP} = 2l'/3$  может оказаться в рабочем диапазоне частот. Чтобы такой опасности не возникало, ширину общего волновода  $l'$  делают несколько меньше  $2a$  и с таким расчетом, чтобы значение  $\lambda_{KP}$  было меньше минимальной рабочей длины волны. Для этого в конструкции щелевого моста предусматривают специальные вставки с плавными скосами, в области щели.

Хорошо согласованный волноводный щелевой мост позволяет получать развязку плеч более 20 дБ в полосе частот 15 – 20 %  $f_0$  при неравномерности распределения мощности, не превышающей 0,3 – 0,5 дБ и  $K_{cm} < 1,15 – 1,3$ .

Идеальный волноводный щелевой мост имеет следующую матрицу рассеяния:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & i & 1 \\ 0 & 0 & 1 & i \\ i & 1 & 0 & 0 \\ 1 & i & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

Используя эту матрицу, можно определить полный комплекс свойств этого восьмиполюсника.

Обобщенные данные теоретических и экспериментальных исследований по щелевым мостам позволяют рекомендовать простые соотношения для определенных размеров  $l$  и  $l'$ :

$$l' = (1,32 – 1,38) \lambda_{cp}, \quad (5.14)$$

$$l = 0,7l'. \quad (5.15)$$

Диаметр емкостного винта обычно равен  $d = (0,18 \dots 0,26)l'$ . Для повышения электрической прочности щелевого моста торец винта выполняется в виде полусферы.

## 5.7. ОБЪЕМНЫЕ РЕЗОНАТОРЫ

Объемным резонатором называется колебательная электромагнитная система, представляющая собой область, ограниченную металлической поверхностью либо поверхностью, соприкасающейся с менее плотной электромагнитной средой. В соответствии с данным определением возможны два вида объемных резонаторов: полый металлический и диэлектрический.

В технике СВЧ резонаторы используются в качестве колебательных систем электронных приборов, в фильтрах различного назначения, измерительных приборах и т.д.

При существовании электромагнитного поля во внутренней полости резонатора происходит непрерывный обмен между электрической и магнитной составляющими этого поля подобно тому, как в колебательном контуре происходит обмен энергией между электрическим полем конденсатора и магнитным полем индуктивности.

При изменении частоты возбуждающих колебаний в резонаторе могут образовываться самые различные структуры электромагнитного поля, определяя этим большое количество резонансных частот. Структура поля, которой соответствует минимальная частота, называется низшим типом колебаний. Если резонансные частоты двух или более видов колебаний с различной структурой полей совпадут, то такие колебания называются вырожденными.

Полная эквивалентная схема резонатора с учетом многоволнового режима работы может быть представлена в виде бесконечного числа связанных резонансных контуров. На практике используются резонаторы, возбуждаемые на одном определенном типе колебаний. В этом случае в пределах возбуждения только данного типа колебаний эквивалентная схема представляет собой обычный параллельный резонансный контур, характеризующийся эквивалентными активным сопротивлением  $R$ , эквивалентной емкостью  $C$ , эквивалентной индуктивностью  $L$ . Однако целесообразно рассматривать те эквивалентные параметры резонатора, которые могут быть непосредственно измерены. В качестве основных параметров, определяющих свойства резонаторов, приняты следующие:

– резонансная частота  $f_p$  – частота, на которой при прочих равных условиях амплитуда колебаний достигает наибольшей величины;

– добротность  $Q$ , характеризующая ширину полосы резонансной характеристики на уровне половинной мощности:

$$Q = f_p / 2\Delta f, \quad (5.16)$$

где  $2\Delta f$  – полоса пропускания резонатора.

Разделение видов колебаний характеризуется частотным интервалом между резонансной частотой рабочего и ближайшего наиболее интенсивного нерабочего вида колебаний.

Коэффициент связи ( $K_{св}$ ) – это отношение мощности, передаваемой резонатором во внешнюю цепь ( $P_n$ ), к мощности, теряемой в резонаторе на резонансной частоте ( $P_{p0}$ ):

$$K_{св} = P_n / P_{p0}. \quad (5.17)$$

**Резонансные частоты объемных резонаторов.** Условие резонанса в резонаторе определяется равенством, накапливаемой в нем на данной частоте электрической и магнитной энергии:

$$\frac{\epsilon_a}{2} \int_V E^2_m dV = \frac{\mu_a}{2} \int_V H^2_m dV. \quad (5.18)$$

Из этого равенства с учетом первого уравнения Максвелла (1.10) следует, что собственная частота колебаний резонатора может быть определена выражением:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{\epsilon_a \mu_a} \frac{\int_V |\text{rot} H_m|^2 dV}{\int_V H_m^2 dV}. \quad (5.19)$$

Анализ этого уравнения показывает, что резонансная частота зависит от размеров резонатора, параметров заполняющей среды и структуры электромагнитного поля. Таким образом, перестройку резонансной частоты резонатора можно осуществить изменением длины резонатора, его объема (помещая внутрь полости металлическое тело) либо изменением параметров среды (используя диэлектрическое тело).

**Собственная добротность резонаторов.** Для расчета собственной добротности резонатора воспользуемся энергетическим определением, согласно которому:

$$Q_0 = 2\pi W_3 / W_{ном}(T) = \omega_0 W_3 / P_{ном}, \quad (5.20)$$

где  $W_3$  – энергия, запасенная в резонаторе;

$W_{ном}(T)$  – энергия, теряемая в резонаторе за один период колебаний;

$\omega_0 = 2\pi/T$  – резонансная круговая частота резонатора;

$P_{ном}$  – мощность потерь в резонаторе.

Рассмотрим резонатор без диэлектрического заполнения. Значение запасенной энергии определим для момента времени, когда магнитное поле проходит через максимум:

$$W_3 = \frac{\mu_0}{2} \int_V |H_m|^2 dV. \quad (5.21)$$

Средняя мощность тепловых потерь находится по формуле:

$$P_{\text{пот}} = \frac{R_s}{2} \int_S |H_\tau|^2 dS, \quad (5.22)$$

где  $H_\tau$  – тангенциальная составляющая напряженности магнитного поля у поверхности металлической оболочки резонатора;

$S$  – поверхность внутренней полости резонатора;

$R_s$  – сопротивление единицы поверхности оболочки резонатора.

Полная энергия, теряемая в резонаторе за период колебаний, равна:

$$W_{\text{ном}}(T) = P_{\text{пот}}T = [T/2\sigma\delta_0] \int_S |H_\tau|^2 dS. \quad (5.23)$$

Полагая, что материал оболочки резонатора не обладает магнитными свойствами, перепишем (5.20) с учетом (5.21) – (5.23) и (1.56):

$$Q_0 = \frac{2}{\delta_c} \frac{\int_V |H_m|^2 dV}{\int_S |H_\tau|^2 dS} \quad (5.24)$$

Качественная оценка зависимости добротности от геометрических размеров резонатора позволяет сделать вывод, что в первом приближении добротность пропорциональна отношению объема резонатора к его поверхности и обратно пропорциональна глубине проникновения  $Q_0 \sim (2/\delta_c) (V/S)$ .

Используя для изготовления оболочки резонатора хорошо проводящий металл, можно получить резонаторы с добротностью порядка  $10^5$ . Возможность получения высокой добротности – одно из важнейших достоинств объемных резонаторов.

**Конструкции резонаторов на отрезках линий передачи.** Резонансные свойства отрезка линии передачи проявляются в тех случаях, когда потери при отражениях волн от его концов достаточно малы и на длине отрезка происходит сложение многократно отраженных волн (рис. 5.18). Последнее возможно при условии:

$$\varphi + \pi + 2\beta l_{\text{рез}} = \varphi + \pi + \left( \frac{4\pi}{\lambda_B} \right) l_{\text{PEЗ}} = 2\pi p \quad (5.25)$$

где  $p = 1, 2, 3, \dots$  – число вариаций поля вдоль линии;

$\varphi$  – фаза коэффициента отражения от нагруженного конца линии;

$\beta = 2\pi/\lambda_g$  – фазовая постоянная.

Из условия резонанса имеем

$$l_{PE3} = \frac{2\pi p - \pi - \varphi}{4\pi} \lambda_B. \quad (5.26)$$

При выборе длины резонатора следует иметь в виду, что при  $p > 1$  уменьшается добротность резонатора из-за роста потерь.

Рассмотрим резонатор, короткозамкнутый на обоих концах ( $\varphi = \pi$ ). Для этого случая (5.26) примет вид:

$$l_{PE3} = (p - 1)\lambda_B/2 = p'\lambda_B/2, \quad (5.27)$$

где  $p = 1, 2, 3, \dots$

Короткозамкнутые резонаторы, у которых  $p' = 1$ , получили название полуволновых.

В случае разомкнутого (открытого) второго конца линии ( $\varphi = 0$ ) (5.26) примет вид:

$$l_{PE3} = (2p - 1)\lambda_B/4. \quad (5.28)$$

Резонаторы, закороченные с одного конца и разомкнутые с другого, у которых  $p = 1$ , получили название четвертьволновых (рис. 5.19). Четвертьволновые резонаторы не изготавливаются на основе полых волноводов из-за трудностей создания разомкнутого неизлучающего конца.

Резонаторы на отрезках линий передачи широко используются в качестве волномеров, отличающихся простотой конструкции.

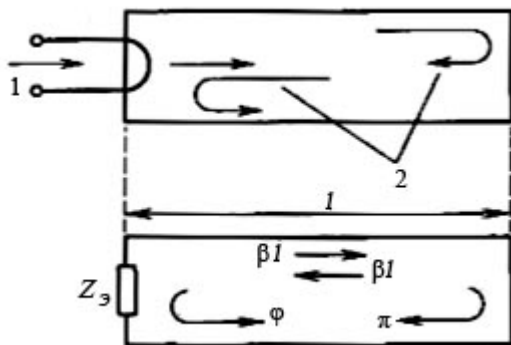


Рис. 5.18. Схема резонатора на отрезке линии передачи:  
1 – возбуждение колебаний;  
2 – повторное отражение

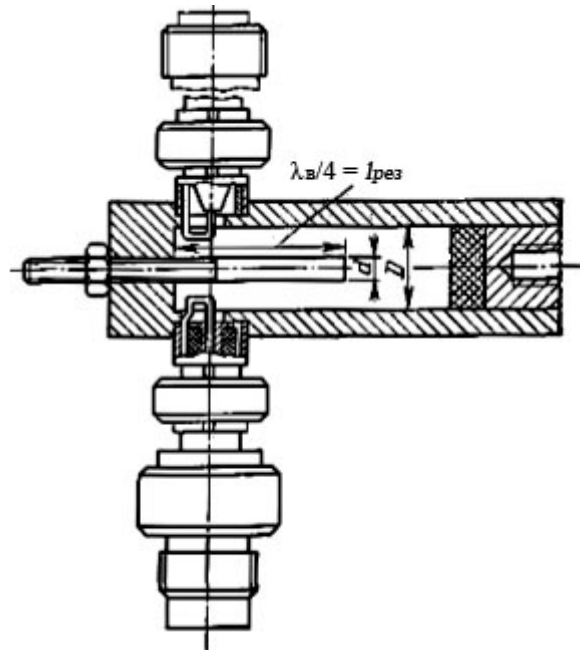


Рис. 5.19. Четвертьволновый резонатор



**Коаксиальные резонаторы.** Основные конструкции коаксиальных резонаторов показаны на рис. 5.20. Резонатор рис. 5.20, б имеет на разомкнутом конце конструктивную емкость, позволяющую уменьшить длину резонатора, что особенно необходимо в длинноволновой части СВЧ-диапазона, где длина резонатора может быть чрезмерно большой.

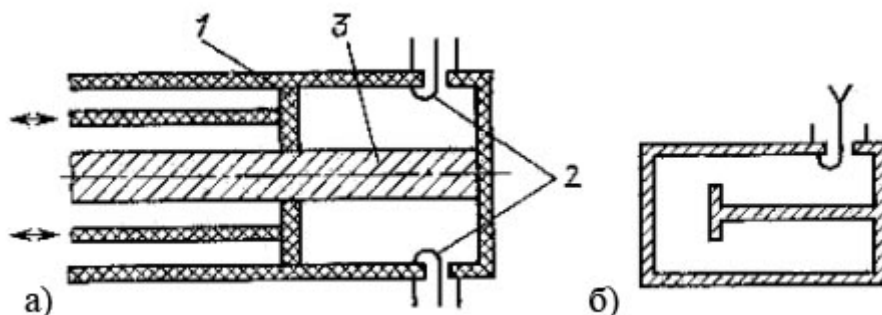


Рис. 5.20. Коаксиальные резонаторы: а – полуволновый; б – с укорачивающей емкостью: 1 – настраивающий поршень; 2 – петля связи; 3 – внутренний провод

Поперечные размеры коаксиального резонатора, так же как и размеры коаксиального волновода, выбираются в соответствии с условием (3.20)  $(D + d) \leq \lambda_{\min} / 1,57$ , где  $D$  и  $d$  – диаметры наружного и внутреннего проводников коаксиального волновода.

Значения диаметров  $D$  и  $d$  определяют потери в проводниках и, следовательно, влияют на добротность резонатора  $Q_0$ . Наибольшей  $Q_0$  соответствует отношение диаметров  $D / d = 3,6$ ; при этом можно получить в ненастраиваемом резонаторе  $\lambda_p = 10$  см  $Q_0 \leq 5 \cdot 10^3$  и в настраиваемом  $Q_0 = (2 \dots 3) \cdot 10^3$ .

**Резонаторы на основе прямоугольных и круглых волноводов.** Этот класс резонаторов представляет собой отрезки прямоугольных и круглых волноводов, замкнутые с двух сторон поперечными металлическими стенками. В этом случае справедливо общее условие резонанса (5.27):

$$L_{рез} = p\lambda_g / 2, \quad (5.29)$$

где  $\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}$ .

Если длина резонатора  $e$  задана, то его резонансные частоты  $\lambda_0 = \lambda_{PEЗ}$  согласно (5.29) можно определить, используя формулу:

$$\lambda_{рез} = 1 / \theta_x. \quad (5.30)$$

Если  $p = 0$ , т. е. вариаций поля вдоль оси нет, в соответствии с (5.30) получим  $\lambda_{PEЗ} = \lambda_{КР}$ . Таким образом, в тех случаях, когда поле не имеет вариаций вдоль оси волновода, резонансы возможны на критических частотах

тах в поперечных плоскостях. На рис. 5.21 приведены конструкции перестраиваемых резонаторов на отрезках круглых волноводов.

Резонатор на рис. 5.21, а при выведенном настраивающем поршне работает на волне  $E_{010}$  ( $m = 0; n = 1; p = 0; \lambda_{кр} = 2,62R$ ). Поскольку его длина  $l < \lambda_B/2$  ( $p = 0$ ), он резонирует на критической длине волны. По мере перемещения поршня во внутреннюю полость резонатора резонансная длина волны укорачивается, начинает преобладать структура поля коаксиального резонатора ( $T$ -волна), и при достижении поршнем противоположной стенки  $\lambda_p = \lambda_{\min} = 2l$ .

Рекомендуется ( $R/r = 2,5 \dots 3,6; l = (1 \dots 0,75)R$ ). Возможная собственная добротность такого резонатора при  $\lambda_p = 10$  см  $Q_0 \leq 10^4$ .

Резонаторы на рис. 5.21, б и в – полуволновые. Первый (рис. 5.21, б) работает на волне  $H_{111}$  ( $m = 1; n = 1; p = 1; \lambda_{кр} = 3,41R$ ); возможный диапазон перестройки равен рабочему диапазону круглого волновода ( $\lambda_{\max} = 3,2R; \lambda_{\min} = 2,7R$ );  $Q_0 \leq 1,5 \cdot 10^3$  при  $\lambda_p = 10$  см. Второй (рис. 5.21, в) работает на волне  $H_{011}$  ( $m = 0; n = 1; p = 1; \lambda_{кр} = 1,64R$ ); возможный диапазон перестройки очень небольшой из-за трудностей борьбы с паразитными типами волн;  $Q_0 < 40 \cdot 10^3$  при  $\lambda_p = 10$  см. В этом случае плохой контакт поршня со стенками волновода мало влияет на его добротность, но ухудшает условия возбуждения паразитных типов волн. Последнему способствует также метод возбуждения и вывода энергии резонатора.

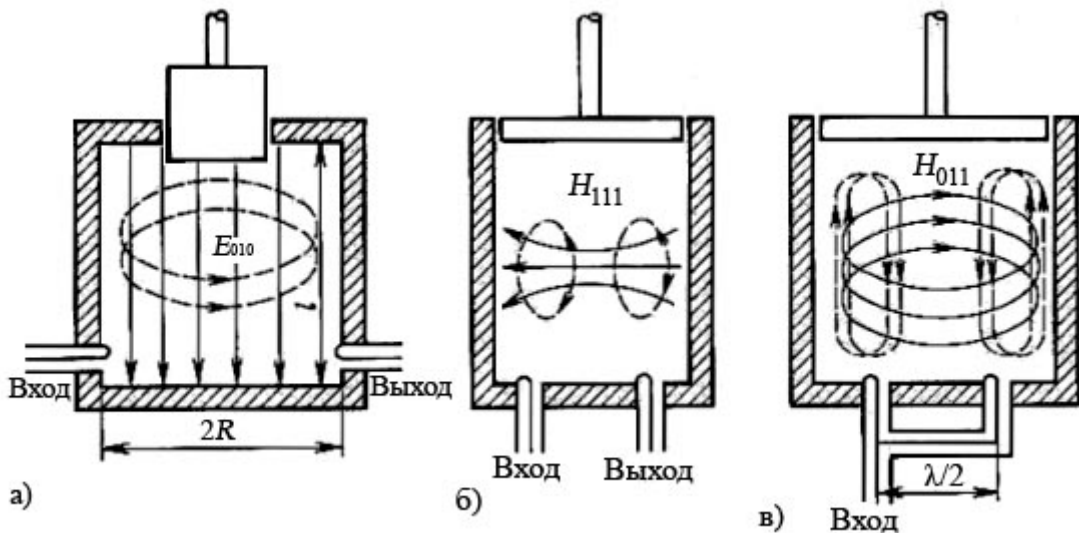


Рис. 5.21. Структуры полей и конструкции круглых полей резонаторов на волне:  
а –  $H_{010}$ ; б –  $H_{111}$ ; в –  $H_{011}$

**Требования к обработке поверхностей резонаторов.** Все приведенные выше соотношения для расчета собственной добротности резона-

торов, активных потерь и так далее справедливы для идеальных поверхностей. Реальные токопроводящие поверхности содержат шероховатости и различные отклонения в структуре металла, вызванные несовершенством гальванических покрытий и механической обработки.

Наличие шероховатостей может привести к удлинению пути СВЧ-токов по поверхности, что увеличивает потери. Это и определяет требование к чистоте поверхности: высота шероховатостей должна быть существенно меньше глубины скин-слоя. Чтобы достигнуть требуемой шероховатости поверхности (10 – 11 класс до покрытия металлом с высокой электропроводностью), прибегают к его шлифованию, причем полирование иногда проводят дважды – до и после покрытия. Следует иметь в виду, что при механическом полировании может несколько снизиться электрическая проводимость материала за счет проникновения частиц полирующего состава, а также образования на поверхности тонкого слоя аморфного металла. Это также приводит к снижению добротности резонаторов. Поэтому для изготовления высокодобротных систем рекомендуется использовать электроискровое или электрохимическое шлифование и полирование.

**Элементы связи объемных резонаторов с внешними цепями.** Связь объемных резонаторов с внешними цепями осуществляется с помощью штыря, петли или отверстия. Штырь располагается вдоль электрических силовых линий возбуждаемого типа колебаний. Для размещения штыря в корпусе резонатора просверливают небольшое отверстие, диаметр которого значительно меньше длины волны в резонаторе. Петля располагается перпендикулярно магнитным силовым линиям. Для размещения петли в корпусе резонатора фрезеруют щель, геометрические размеры которой должны быть значительно меньше длины волны.

В коротковолновой части СВЧ-диапазона осуществляется непосредственная связь резонатора с волноводом через небольшое отверстие в общей стенке. Размеры отверстия выбирают такими, чтобы оно обладало нерезонансными свойствами и имело на рабочей частоте индуктивную проводимость. Резонатор должен быть так ориентирован относительно волновода, чтобы направления полей в области отверстия связи и резонаторе совпадали.

Помимо рассмотренных конструкций резонаторов в технике СВЧ находят применение ряд резонаторов других типов. В первую очередь к ним следует отнести диэлектрические и ферритовые резонаторы, конструкции которых в микроминиатюрном исполнении будут рассмотрены в гл. 6.

Особый класс колебательных электромагнитных систем составляют открытые резонаторы (рис. 5.22). Разработка их была вызвана необходимостью создания высокочастотных колебательных систем для миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов. Резонатор представляет собой систему из двух металлических зеркал, плоских (рис. 5.22, а) или сферических (рис. 5.22, б). Условием резонанса является целое число полуволн, укладываемых на длине  $l = p\lambda_0/2$ . Потери в таком резонаторе определяются лишь поглощением в зеркалах и частичным излучением через открытые боковые поверхности за счет дифракции волн. При поперечных размерах зеркал, значительно превышающих рабочую длину волны, собственная добротность открытого резонатора может достигать в миллиметровом диапазоне волн  $10^4 - 10^5$ .

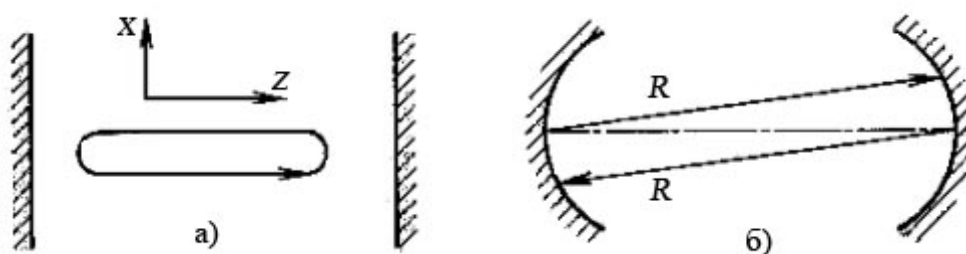


Рис. 5.22. Открытые резонаторы:  
а – с плоским зеркалом; б – со сферическим зеркалом

## 5.8. ФИЛЬТРЫ

Фильтр – четырехполюсник, затухание которого мало в заданной полосе (полоса пропускания) и велико на всех других частотах вне этой полосы (полоса заграждения). Большое затухание в полосе заграждения создается за счет поглощения и отражения энергии подводимых сигналов.

По взаимному расположению полос пропускания и заграждения фильтры делятся на фильтры нижних частот (ФНЧ), т.е. пропускающие частоты ниже заданной и подавляющие сигналы на других частотах; верхних частот (ФВЧ), пропускающие сигналы на частотах выше заданной и подавляющие сигналы вне этой полосы; полосовые (ПФ), пропускающие сигналы в пределах заданной частоты и подавляющие сигналы вне этой полосы; режекторные (РФ), подавляющие сигналы на частотах в пределах заданной полосы. Частотные характеристики фильтров приведены на рис. 5.23.

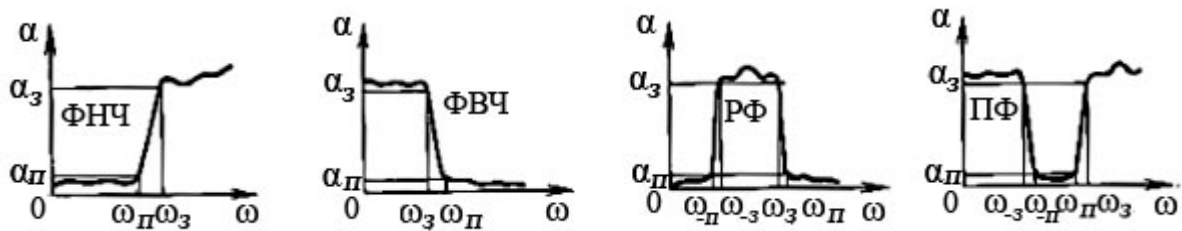


Рис. 5.23. Частотные характеристики фильтров

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

Синтез фильтров СВЧ сводится к синтезу эквивалентной схемы (низкочастотного прототипа), удовлетворяющей заданной частотной характеристике, и замене сосредоточенных элементов схемы соответствующими эквивалентами на СВЧ.

Эквивалентность каждого звена фильтра СВЧ звену прототипа приводит к тому, что обе системы имеют подобные частотные характеристики. Последовательность операций синтеза прототипа состоит в следующем. Синтез эквивалентной схемы ведут по схеме П- и Т-образных четырехполюсников (рис. 5.24).

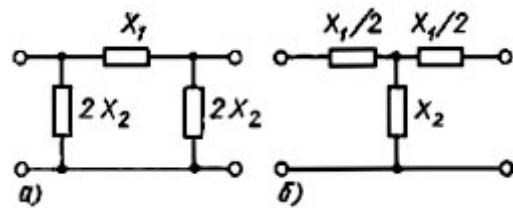


Рис. 5.24. Схемы четырехполюсников: а – П-образная; б – Т-образная

Условие прозрачности таких четырехполюсников определяется неравенством:

$$-1 \leq X_1 / 4X_2 \leq 0. \quad (5.31)$$

При этом предполагается, что все элементы имеют реактивный характер, знаки  $X_1$  и  $X_2$  различны и абсолютное значение  $X_2$  больше  $X_1$ . Для расчета задаются граничными частотами, которые определяются соотношениями:

$$X_1 / 4X_2 = -1; \quad X_1 / 4X_2 = 0 \quad (5.32)$$

и волновым сопротивлением, которое принимается равным сопротивлению нагрузки фильтра:

$$Z_B = Z_H = \sqrt{L/C}, \quad (5.33)$$

где  $L$  и  $C$  – эквивалентные индуктивности и емкости элементов схемы фильтра.

Для улучшения частотных характеристик СВЧ-фильтров их делают из нескольких однотипных звеньев.

При реализации СВЧ-фильтров в качестве элементов, соответствующих емкостям, индуктивностям и резонансным контурам, используют диафрагмы, штыри, резонаторы, отрезки линий передачи различной длины и др. При этом необходимо учитывать следующие особенности СВЧ-элементов:

- зависимость параметров реактивных элементов от частоты. Например, короткозамкнутый отрезок линии передачи длиной  $l < \lambda/4$  эквивалентен индуктивности, на более высоких частотах длина этого отрезка становится  $l > \lambda/4$ , что эквивалентно емкости. Это приводит к тому, что в диапазоне частот эквивалентная схема фильтра может измениться;

- в местах соединения реактивных элементов с линией передачи или элементов друг с другом за счет появления волн высшего порядка образуются дополнительные реактивности, которые могут изменять параметры фильтра.

В наиболее распространенных конструкциях фильтров на основе коаксиальных волноводов для реализации последовательных индуктивностей применяются короткие высокоомные отрезки линий передачи, нагруженные на сопротивления значительно меньше волнового. Роль малого сопротивления выполняют утолщения центрального проводника коаксиала, одновременно являющиеся параллельной емкостью.

На рис. 5.25 приведен пример возможной реализации ФНЧ, использование которого возможно на частотах от 500 МГц до 10 ГГц. Отрезки коаксиального волновода с большим и малым сопротивлением подбирают так, чтобы их длина не превышала  $1/8$  длины волны на граничной частоте.

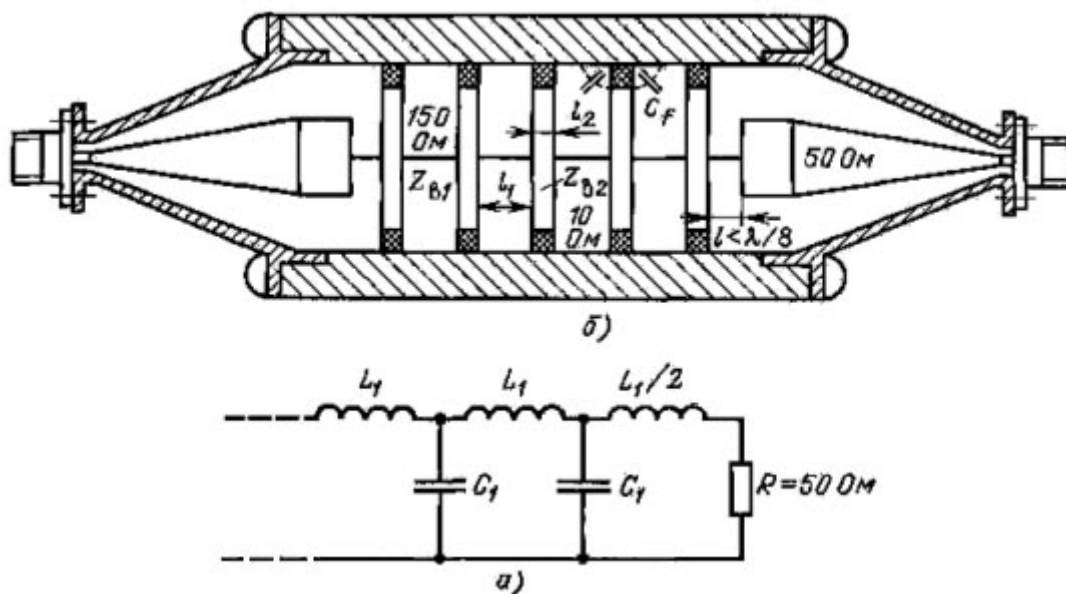


Рис. 5.25. Фильтр нижних частот на основе коаксиального волновода:  
а – эквивалентная схема; б – эскиз конструкции

В рассматриваемом случае  $X_1 = \omega L_1$ ;  $X_2 = 1 / \omega C_1$ . Используя (5.32) найдем граничные частоты фильтра  $\omega_{1cp} = 0$ ,  $\omega_{2cp} = 2 / \sqrt{L_1 C_1}$ , задаваясь значениями  $\omega_{2cp}$ ,  $Z_H$ . Используя (5.33) найдем необходимые параметры прототипа фильтра  $L_1 = 2Z_H / \omega_{cp}$ ;  $C_1 = 2 / Z_H \omega_{cp}$ . По длине отрезков линий  $l < \lambda_g / 8$  можно принять  $\omega L_1 = Z_{c1} \text{tg} \beta l \approx Z_{c1} \beta l$ ;  $1 / \omega C_1 \approx Z_{c2} / \beta l$ . Поскольку  $\beta = \omega / v_\phi$ , то соотношения, связывающие параметры прототипа с длиной отрезков, линий и их электрическими параметрами, приобретают вид:

$$L_1 = L'_1 + L_2 = Z_{c2} l_1 / v_{\phi 1} + Z_{c2} l_2 / v_{\phi 2};$$

$$C_1 = C'_1 + C_2 + C_f = l_2 / Z_{c2} v_{\phi 2} + l / Z_{c1} v_{\phi 1} + C_f,$$

где  $L'_1, C'_1, v_{\phi 1}$  – параметры высокоомного отрезка линии, выполняющего функцию индуктивности;

$L_2, C_2, v_{\phi 2}$  – параметры низкоомного отрезка линии, выполняющего функцию емкости фильтра;

$C_f$  – паразитная емкость низкоомного отрезка линии. Рассмотренный метод перехода от заданных параметров фильтра к параметрам его конструктивной реализации может быть использован и в других типах фильтров, основанных на отрезках линий передачи.

При реализации ФВЧ (рис. 5.26) на основе коаксиальных волноводов роль параллельных индуктивностей выполняют короткозамкнутые отрезки высокоомных линий, ответвляемые под прямым углом от основной линии. Последовательные емкости получаются в результате разрыва центрального проводника коаксиального волновода.

Фильтры верхних частот на основе прямоугольных волноводов, как правило, специально не конструируются, так как волновод сам является ФВЧ с граничной частотой, равной критической частоте. При желании сместить граничную частоту волновод сужают по широкой стенке.

Фильтры нижних частот на базе прямоугольных волноводов создают в виде рифленых (рис. 5.27,а) волноводов с поперечными канавками в широкой стенке или вафельных (рис. 5.27,б) волноводов с дополнительными канавками вдоль широкой стенки.

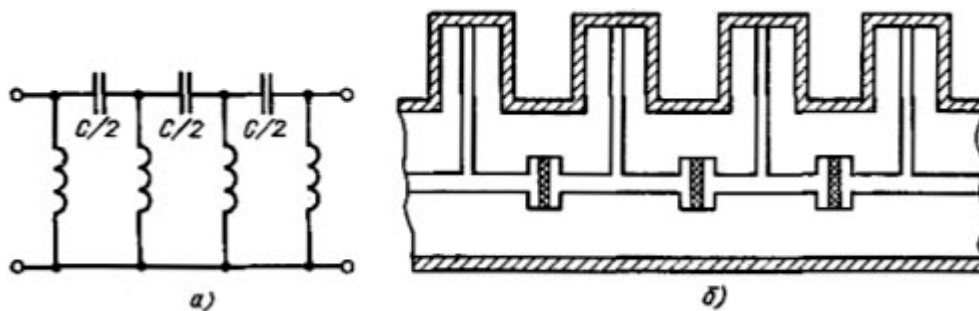


Рис. 5.26. Фильтр верхних частот на основе коаксиального волновода:  
а – эквивалентная схема; б – эскиз конструкции

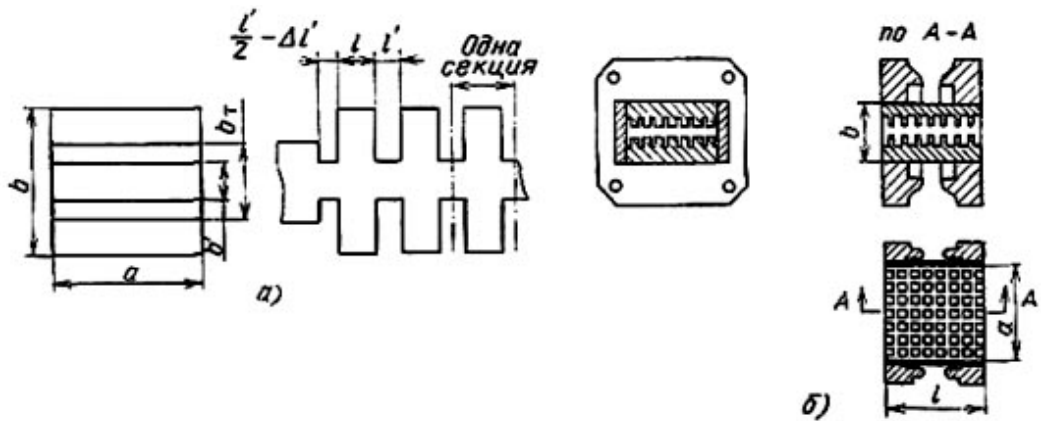


Рис. 5.27. Фильтры нижних частот на основе прямоугольного волновода:  
а – рифленый; б – вафельный

В качестве полосовых фильтров используют отдельные резонаторы (рис. 5.28, а, б) или каскадное соединение нескольких резонаторов. В последнем случае связь резонаторов может быть непосредственной (рис. 5.28, в, г) или осуществляться через отрезки линий передачи (рис. 5.28, д, е).

При конструировании волноводных фильтров широко используются трансформирующие свойства четвертьволновых отрезков линий передачи. В теории фильтров четвертьволновый отрезок называют инвертором сопротивлений. На рис. 5.29 приведены наиболее распространенные типы возможных инвертирований сопротивлений, где  $L' = Z_T^2 C$  и  $C' = L/Z_T^2$ .

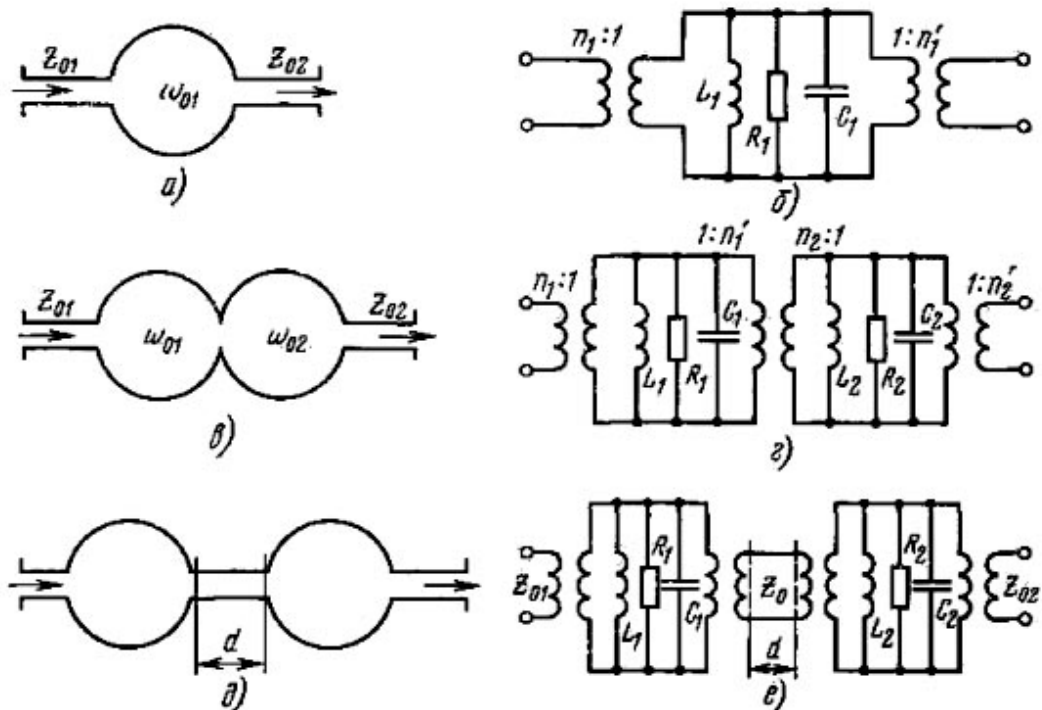


Рис. 5.28. Полосовые фильтры и их прототипы:  
а, б – одиночный резонатор; в, г – резонаторы с непосредственными связями;  
д, е – резонаторы, связанные отрезком линии передачи



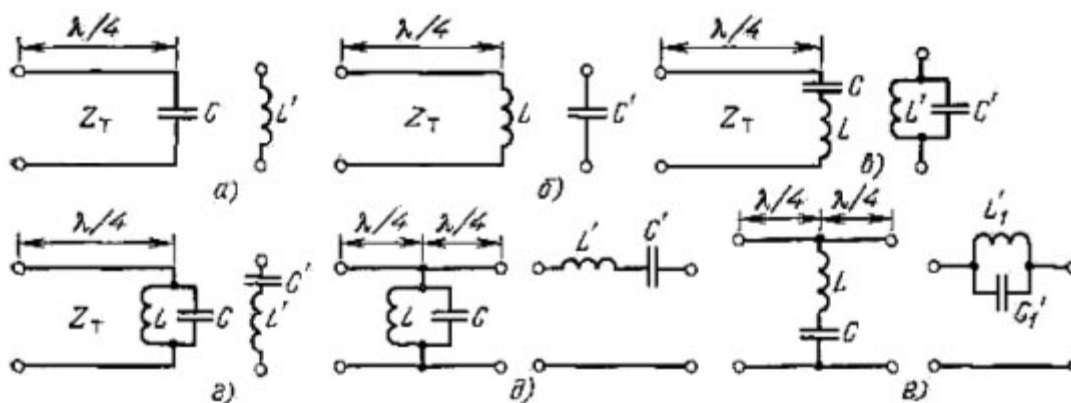


Рис. 5.29. Возможные варианты инвертирующих свойств четвертьволновых отрезков линии передачи

Применение четвертьволновых связей позволяет создать фильтры на однотипных элементах.

На рис. 5.30, а приведена конструкция полосового фильтра, выполненного на основе прямоугольного волновода с использованием четвертьволновых связей. Параллельный колебательный контур схемы прототипа (рис. 5.30, б) образован системой индуктивных штырей с емкостным подстроечным винтом, последовательный резонансный контур образуется за счет четвертьволновых связей. Такой фильтр позволяет пропускать значительные уровни мощности и чрезвычайно прост в настройке. Недостатком его является значительная длина из-за соединительных отрезков.

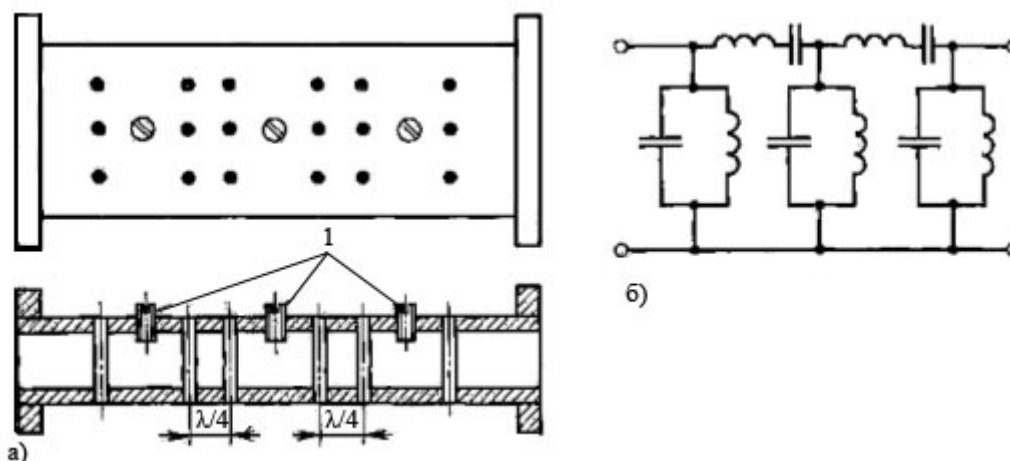


Рис. 5.30. Волноводный полосовой фильтр:  
а – конструкция; б – прототип: 1 – настраиваемые емкостные штыри

В конструкциях режекторных фильтров целесообразно использовать последовательное соединение резонаторов с помощью отрезков длиной, кратной четверти длины волны (рис. 5.31).

Фильтры высокого уровня мощности (рис. 5.32), устанавливаемые на выходе передатчика, предназначены для подавления паразитного излучения и подключения к одной антенне нескольких передатчиков, работающих на различных частотах.

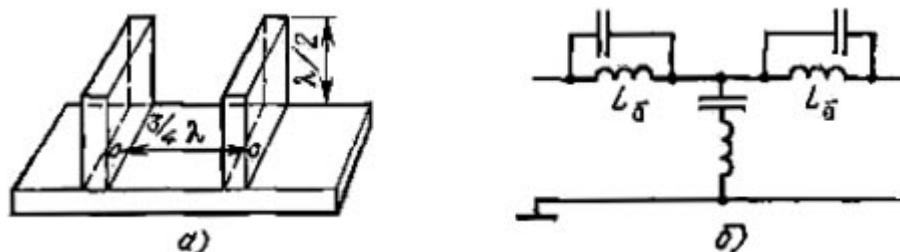


Рис. 5.31. Режекторный фильтр: а – конструкция; б – прототип

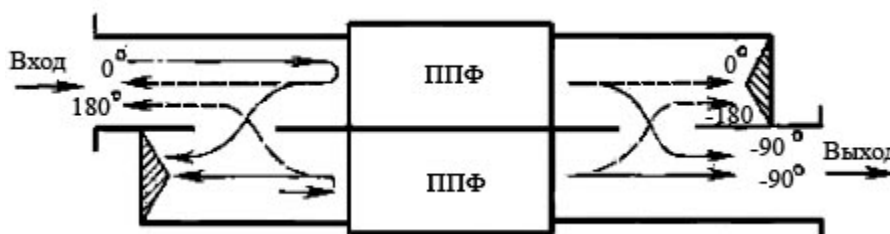


Рис. 5.32. Пример конструктивной реализации полосно-пропускающего фильтра (ППФ) высокого уровня мощности

Особенности конструкций фильтров высокого уровня мощности связаны с возможностью их перегрева и электрического пробоя. Повышенный нагрев фильтров требует принудительного охлаждения или создания конструкций с сильно развитой наружной поверхностью (ребристые поверхности). Для увеличения электрической прочности применяют те же меры, что и в линиях передачи. Особое внимание следует обращать на выступы и острые углы токонесущих поверхностей. Для уменьшения концентрации электрического поля эти места необходимо округлять.

## 5.9. ФЕРРИТОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Ферриты представляют собой твердые тела или монокристаллы, образованные спеканием порошка окиси железа с соединениями какого-либо двухвалентного металла, например никеля, марганца, магния и т. д. Характерным свойством ферритов является сочетание магнитных свойств ферромагнетика и электрических свойств диэлектрика (на СВЧ ферриты имеют  $\epsilon = 5 \dots 20$ ,  $\text{tg} \delta \approx 10^{-4}$ ).

В постоянном магнитном поле феррит является анизотропной средой. Эта особенность ферритов позволяет использовать их в технике СВЧ для создания невзаимных устройств.

Свойства ферритов на СВЧ проявляются при взаимодействии собственного магнитного момента электрона с внешним полем постоянного и переменного магнитных полей. Под действием постоянного магнитного поля  $H_0$  (рис. 5.33) спины электронов стремятся ориентироваться по направлению приложенного поля, прецессируя подобно гироскопу вокруг оси, совпадающей по направлению с вектором  $H_0$  и образуя с ним правовинтовую систему. Частота свободной прецессии  $\omega_0 = \gamma H_0$ , где  $\gamma = 2,21 \cdot 10^5$  м/А·с – гиромагнитное отношение.

Наличие магнитных потерь приводит к тому, что угол  $\psi$  (рис. 5.33) быстро уменьшается, векторы магнитных моментов всех атомов ориентируются по направлению приложенного постоянного магнитного поля  $H_0$  и феррит намагничивается до насыщения.

Рассмотрим случай воздействия на намагниченный феррит высокочастотного магнитного поля с круговой поляризацией (ориентированного перпендикулярно постоянному полю  $H_0$ ), круговая частота которого близка к частоте прецессии  $\omega_0$  (рис. 5.33).

Если направление вращения вектора  $H_0$  совпадает с прецессией магнитного момента  $M$ , то угол  $\psi$  увеличивается. Возрастание угла  $\psi$  ограничивается магнитными потерями. В результате наступает режим  $\psi = \text{const}$ , при котором энергия высокочастотного магнитного поля рассеивается в виде тепла в кристаллической решетке феррита. Если частоты  $\omega$  и  $\omega_0$  не совпадают, то эффект взаимодействия уменьшается и потери в феррите снижаются. В случае противоположных направлений вращения вектора  $H_0$  и магнитного момента  $M$  поглощения энергии в феррите практически не происходит. Величина магнитной проницаемости комплексна:

$$\mu_+ = \mu'_+ - i\mu''_+, \quad \mu_- = \mu'_- - i\mu''_-.$$

На рис. 5.34 показано изменение относительной магнитной проницаемости феррита для волн круговой поляризации правого (положительно-го)  $\mu_+$  и левого (отрицательного)  $\mu_-$  направлений вращения в зависимости от напряженности постоянного магнитного поля  $H_0$  при неизменной частоте  $\omega$ . Из рис. 5.34 видно, что значение мнимой части магнитной проницаемости  $\mu_+$  для волн с положительным направлением вращения в точке  $H_0 = H_{рез}$  резко возрастает, что указывает на увеличение потерь энергии в феррите. Зависимость потерь от  $H_0$  носит резонансный характер, в связи с чем рассмотренное явление называют ферромагнитным резонансом. Значение действительной части магнитной проницаемости для волн положительного направления вращения (рис. 5.34) также претерпевает сильные изменения.

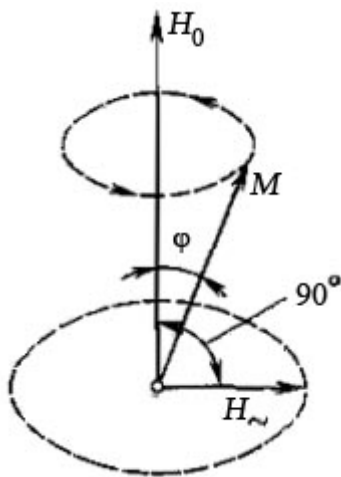


Рис. 5.33. Прецессия магнитного момента электрона в постоянном магнитном поле

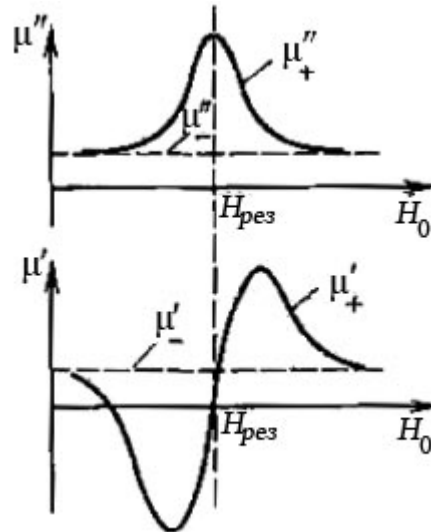


Рис. 5.34. Характер зависимости активной и реактивной составляющих магнитной проницаемости феррита для волн с левой и правой круговой поляризациями от напряженности магнитного поля

Если переменное магнитное поле имеет линейную поляризацию, то его можно представить как сумму двух полей левой и правой круговой поляризации. При отсутствии в волноводе феррита волны левой и правой круговой поляризации распространяются с равными фазовыми скоростями и в сумме дают волну с неизменным положением плоскости поляризации. Если же в волноводе расположить ферритовый стержень, намагниченный в продольном направлении постоянным магнитным полем  $H_0$ , то при  $H_0 < H_{рез}$  волны круговой поляризации правого направления вращения будут распространяться с большей фазовой скоростью, чем левого:

$$v_{\phi+} = c \sqrt{\epsilon \mu_+}; \quad v_{\phi-} = c \sqrt{\epsilon \mu_-}.$$

При этом происходит поворот плоскости поляризации волны. Эффект вращения плоскости поляризации электромагнитной волны, проходящей через диэлектрик (в рассматриваемом случае – феррит) при наличии постоянного магнитного поля, носит название *эффекта Фарадея*.

Благодаря этим свойствам ферриты используются для создания широкого класса невзаимных устройств СВЧ, т. е. устройств, обладающих невзаимными потерями, вращением плоскости поляризации, фазовым сдвигом и т. д. Зависимость параметров ферритов от напряженности внешнего магнитного поля позволяет создавать на их основе управляемые СВЧ-устройства – переключатели, модуляторы, перестраиваемые фильтры, регулируемые фазовращатели, аттенюаторы и т. д.

**Ферритовый вентиль.** Волноводное устройство, вносимое затухание которого зависит от направления движения волны через него, принято называть ферритовым вентиляем. Основными характеристиками ферритового вентиля являются: затухание волн в прямом и обратном направлениях, полоса рабочих частот, допустимый уровень мощности,  $K_{cm}$ , тип и размеры волноводного тракта.

**Резонансный вентиль.** В прямоугольном волноводе, работающем на волне  $H_{10}$ , существуют две продольные плоскости, параллельные узкой стенке волновода, где магнитное поле имеет круговую поляризацию. Эти плоскости находятся на расстоянии  $x = \frac{a}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{\lambda_B}{2a}$  от узких стенок волновода.

Направление вращения вектора  $H$  в каждом из указанных продольных плоскостей взаимно противоположно и зависит от направления движения волны по волноводу. Поместим в волноводе в одной из двух указанных плоскостей ферритовую пластинку, намагниченную перпендикулярно широкой стенке волновода (рис. 5.35) при  $H_0 = H_{рез}$ .

В этом случае феррит будет поглощать мощность волны, создающей правополяризованное высокочастотное магнитное поле. Волна, распространяющаяся вдоль волновода в противоположном направлении, испытывает малое затухание. Серийно выпускаемые ферритовые вентиля в полосе частот 10 – 15 % обеспечивают в прямом направлении затухание не более 0,5 дБ, в обратном направлении 20 дБ и  $K_{cm} = 1,08 \dots 1,1$ .

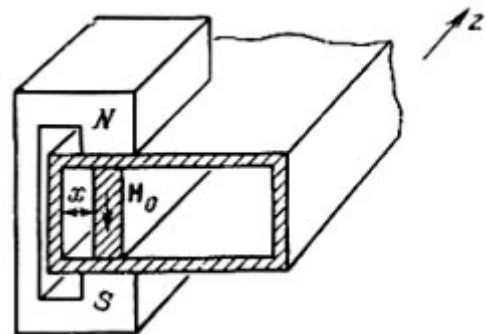


Рис. 5.35. Эскиз конструкции резонансного вентиля

**Вентиль со смещением поля.** Для получения вентиля, основанного на эффекте смещения поля (рис. 5.36), к поверхности феррита приклеивают пленку из поглощающего материала, в которой происходит поглощение волны одного направления (допустим, отраженной). Феррит работает в режиме, когда  $H_0 < H_{рез}$ .

При этом происходит вытеснение из феррита поля падающей волны и концентрация в феррите поля отраженной волны. На поверхности феррита напряженность электрического поля падающей волны близка к нулю, а отраженной волны имеет большое значение. Затухание в вентиле волн обратного направления зависит от параметров поглощающего материала. Преимуществами этого вентиля по сравнению с резонансным являются

меньшие значения намагничивающего поля  $H_0$  (что уменьшает габариты и массу устройства) и более широкая полоса рабочих частот, которая достигает 20 – 25 %  $f_0$ .

Устройство без поглощающей пленки является невзаимным фазовращателем, поскольку волны в волноводе в двух противоположных направлениях будут иметь различные постоянные распространения, а следовательно, различные фазовые сдвиги.

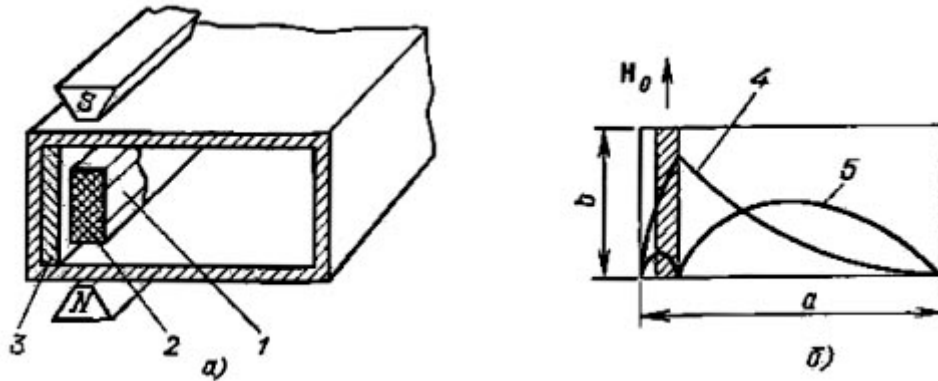


Рис. 5.36. Вентиль со смещением поля: а – эскиз конструкции; б – распределение напряженности электрического поля: 1 – поглотитель; 2 – феррит; 3 – диэлектрик; 4 – обратная волна; 5 – прямая волна

Вентиль, основанный на эффекте Фарадея (рис. 5.37), представляет собой круглый волновод, вдоль оси которого расположен тонкий ферритовый стержень, намагниченный в продольном направлении постоянным магнитным полем  $H_0$ . Напряженность магнитного поля  $H_0$  ниже резонансной  $H_{рез}$ . На входе вентилья расположена поглощающая пластина. Если в волноводе распространяется волна типа  $H_{11}$  с поляризацией, показанной на рис. 5.37, а, поглощающая пластина создаст минимальные потери для волны, поступающей со стороны входа вентилья.

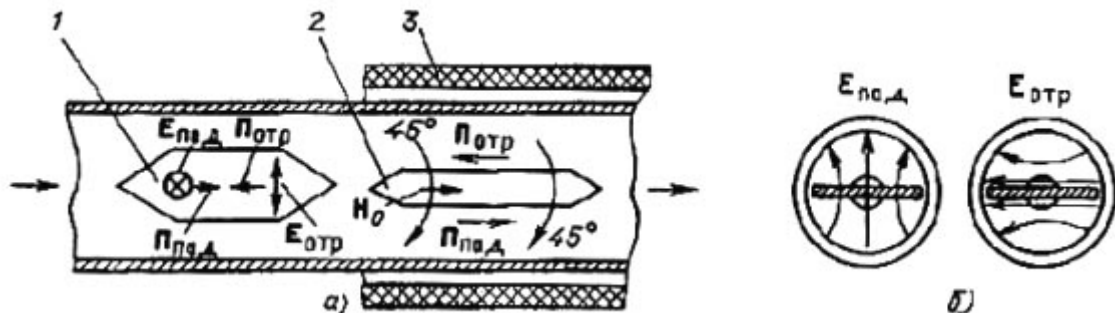


Рис. 5.37. Вентиль, основанный на эффекте Фарадея: а – элементы конструкции; б – распределение электрического поля на входе вентилья: 1 – поглощающая пластина; 2 – феррит; 3 – намагничивающая обмотка

За счет эффекта Фарадея плоскость поляризации волны на выходе вентилля поворачивается на  $45^\circ$  (при соответствующем подборе длины и диаметра ферритового стержня). Плоскость поляризации волны обратного направления поворачивается в ту же сторону еще на  $45^\circ$ . В результате электрическое поле отраженной волны (рис. 5.37, б) оказывается параллельным плоскости поглощающей пластины. Отраженная волна практически полностью поглощается.

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

**Коаксиальные вентилли.** Особенностью конструкций вентиллей для коаксиальных волноводов является необходимость искажения Г-волны таким образом, чтобы в ней наряду с поперечной составляющей появилась продольная составляющая магнитного поля  $H_z$  и результирующий вектор  $H$  был бы поляризован по кругу.

Для этого коаксиальный волновод частично заполняют диэлектриком (рис. 5.38).

Подбором размеров и формы диэлектрического вкладыша и его диэлектрической проницаемости удастся получить область круговой поляризации магнитного поля, где и располагается ферритовая пластина. Направление постоянного тока  $H_0$  должно быть перпендикулярно плоскости, в которой вращается вектор  $H$ , а величина  $H_0$  соответствовать области ферромагнитного резонанса. В коаксиальных ферритовых вентиллях затухание волн прямого направления составляет  $1 - 1,5$  дБ, волн обратного направления –  $15 - 20$  дБ и полоса рабочих частот определяется шириной области ферромагнитного резонанса.

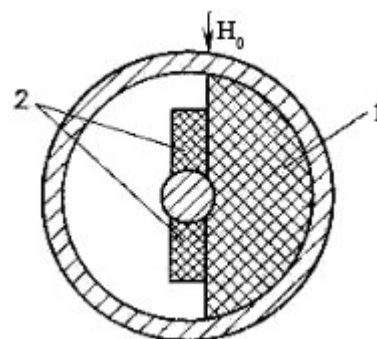


Рис. 5.38. Поперечное сечение коаксиального вентилля:  
1 – диэлектрик; 2 – феррит

**Ферритовые циркуляторы.** Ферритовым циркулятором называют многополюсник, у которого электромагнитные волны распространяются из одного плеча в другое только в определенной последовательности. В частности, такие устройства могут быть использованы как вентилли, быстродействующие переключатели и т. д. Существует большое число различных конструкций циркуляторов: поляризационные, фазовые, Y-циркуляторы и т. д. В настоящем разделе рассмотрим две из них.

Y-циркулятор представляет собой симметричный тройник в плоскости  $H$  с намагниченным ферритовым вкладышем в его центре (рис. 5.39, а). Намагничивающее поле  $H_0$  значительно меньше резонансного. Действие Y-циркулятора можно объяснить следующим образом. Волна типа  $H_{10}$ , поступающая в плечо 1, возбуждает на ферритовом цилиндрическом вкладыше равные по амплитуде поверхностные волны, огибающие феррит в противоположных направлениях. Взаимодействие этих поверхностных волн с намагниченным ферритом характеризуется различными значениями магнитной проницаемости. При этом фазовые скорости поверхностных волн оказываются разными.

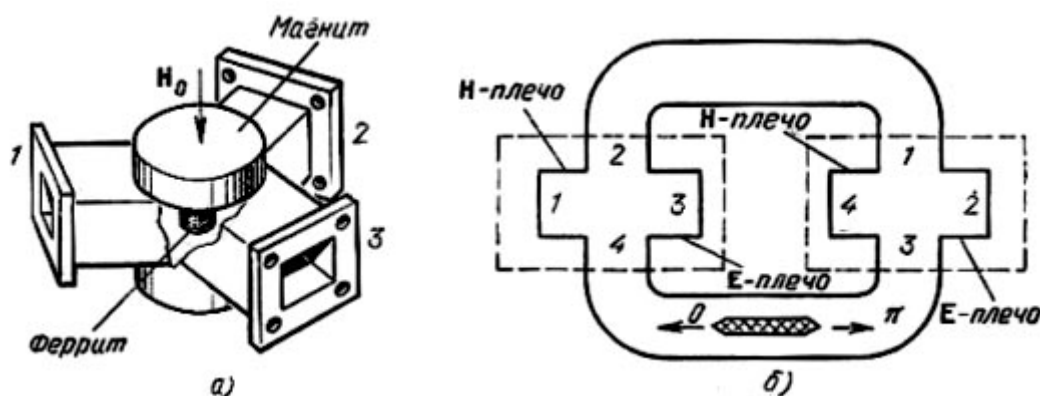


Рис. 5.39. Ферритовые циркуляторы:  
а – Y-циркулятор; б – фазовый ферритовый циркулятор

Подбирая диаметр ферритового цилиндра и значение намагничивающего поля  $H_0$  можно при сложении поверхностных волн получить пучность напряженности электрического поля в центре плеча 2, а узел напряженности электрического поля в центре плеча 3. При этом энергия из плеча 1 поступит в плечо 2 и не поступит в плечо 3. Если энергия подается со стороны плеча 2, то она передается в плечо 3 и не поступает в плечо 1. В реальных конструкциях Y-циркуляторов имеет место просачивание мощности из плеча 1 в плечо 3. Рассматривая подачу энергии в другие плечи, можно установить, что циркуляция энергии происходит по схеме  $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 1$ . Поэтому для характеристики Y-циркуляторов используются такие параметры, как развязка между плечами  $A_{13} = \lg P_1/P_3$  и прямые потери  $A_{12} = \lg P_1/P_2$

Y-циркуляторы чувствительны к колебаниям окружающей температуры, величине магнитного поля, размерам ферритов и т. д. Для устранения этого феррит помещают в диэлектрическую втулку, которая может являться своеобразным элементом настройки циркулятора, так как подбором ее диаметра можно регулировать ширину рабочей полосы. Y-циркуляторы имеют прямые потери порядка 0,1 дБ, развязку между плечами 30 дБ и  $K_{cm} \leq 1,04$ .



Принцип действия фазовых циркуляторов основан на свойстве не-  
взаимного фазового сдвига в феррите. На рис. 5.39,б схематически изо-  
бражен фазовый ферритовый циркулятор, который состоит из двух двой-  
ных волноводных тройников и одного невзаимного фазовращателя с фазо-  
вым сдвигом  $\pi$ . Энергия, поступающая в плечо 1, делится поровну в двой-  
ном тройнике и синфазно выходит из плеч 2 и 4. Две волны, приходящие  
ко второму двойному тройнику, оказываются в противофазе ввиду сдвига  
в феррите на  $\pi$ . Передача энергии в этом случае возможна только в плечо  
2. Аналогично можно доказать, что циркуляция энергии происходит по  
схеме  $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 1$ .

Фазовый циркулятор может выполнять функции переключателя, по-  
скольку изменение направления намагничивающего поля  $H_0$  меняет на-  
правление невзаимного фазового сдвига ферритов. В рассмотренном слу-  
чае изменение направления  $H_0$  приведет к передаче мощности из плеча 1 в  
плечо 4. Для современных управляемых устройств, содержащих ферриты,  
быстродействие составляет  $(1 - 0,05) \cdot 10^{-6}$  с.

## 5.10. ДЕТЕКТОРЫ И СМЕСИТЕЛИ

Детекторы предназначены для преобразования (детектирования) ам-  
плитудно-модулированного радиосигнала в низкочастотный сигнал, несущий  
первоначальную информацию. Детектирование основано на примене-  
нии нелинейных устройств, функции которых на СВЧ выполняют полу-  
проводниковые диоды.

Конструкции детекторов, используемых на СВЧ, принято называть  
детекторными головками (рис. 5.40). Они представляют собой отрезки ли-  
нии передачи, содержащие элементы ввода энергии (коаксиальный соеди-  
нитель или фланец), включения детектора (полупроводниковый диод), на-  
стройки или согласования, а также низкочастотный соединитель. Конст-  
рукция детектора должна обеспечить замкнутый путь для высокочастот-  
ных токов (наличие конденсатора) и выпрямленного тока (наличие замкну-  
той гальванической цепи).

Если ограничиться квадратичной характеристикой диода, то при  
подведении к детектору радиосигнала  $U = U(t)\cos\omega t$  ток определяется за-  
висимостью:

$$I_{\partial} = I_0 + S_1 U + S_2 U^2 = I_0 + S_1 U(t)\cos \omega t + S_2 U^2(t)\cos^2 \omega t.$$

Последний член этой зависимости:

$$S_2 U^2(t) \cos^2 \omega t = S_2 U^2(t) (0,5 + 0,5 \cos \omega t)$$

содержит составляющую тока  $0,5 S_2 U^2(t)$ , которая выделяется на нагрузке детектора и представляет собой результат амплитудного детектирования радиосигнала. Высокочастотные составляющие тока детектора фильтруются с помощью конденсаторов. Постоянные составляющие тока диода замыкаются через элементы настройки, основная функция которых – согласование входного сопротивления детектора.

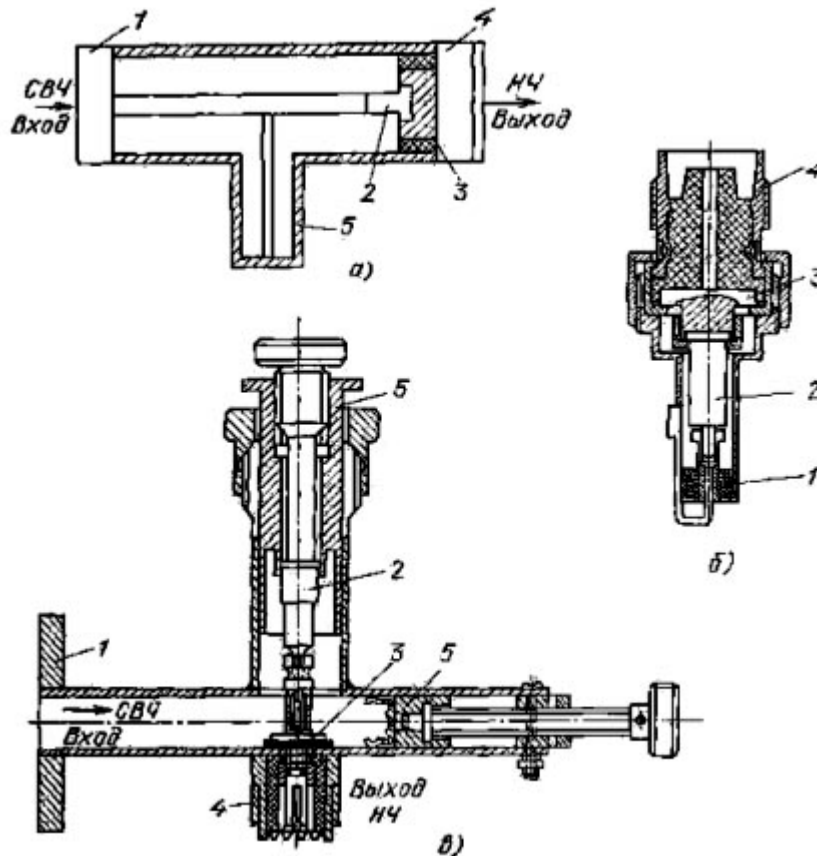


Рис. 5.40. Детекторные головки: а – коаксиальная; б – коаксиальная для связи с волноводом; в – волноводная: 1 – СВЧ-соединение; 2 – детектор; 3 – конденсатор; 4 – низкочастотный соединитель; 5 – согласующий элемент

Основными параметрами детекторов являются полоса рабочих частот, чувствительность по току,  $K_{ст}$ , коэффициент шума.

Чувствительность детектора по току

$$K_D = I / P_c,$$

где  $K_D$  – выходной ток детектора;

$P_c$  – мощность входного СВЧ-сигнала, составляющая для современных реальных конструкций от 1 до  $15 \cdot 10^{-6}$  Вт.

Увеличить чувствительность можно путем использования прямого смещения на диоде. При этом следует иметь в виду, что шумы детектора возрастают. Величина  $K_{cm}$  характеризует качество согласования детектора со стороны СВЧ-входа с учетом согласования выходного сопротивления детектора с сопротивлением нагрузки, подключенной к его низкочастотному выходу. Коэффициент шума детектора определяется в основном низкочастотными шумами диода.

Для малых мощностей, подводимых к детектору (вплоть до  $5 \cdot 10^{-5}$  Вт), детектирование можно считать квадратичным. При росте входной мощности выше указанного значения наблюдается отклонение от квадратичности в сторону уменьшения показателя степени.

**Смесители** используются для преобразования принимаемого СВЧ-сигнала в сигнал промежуточной частоты. Основные параметры смесителя:

- 1) потери преобразования  $A_{12}$ , определяемые соотношением

$$A_{12} = 10 \lg(P_c/P_{np}),$$

где  $P_c$  – мощность преобразуемого сигнала;

$P_{np}$  – мощность выходного сигнала промежуточной частоты;

- 2) коэффициент шума, определяющий чувствительность приемника:

$$K_{ш} = 10 \lg \left[ \frac{\frac{P_c}{P_{ш.вх}}}{\frac{P_c}{P_{ш.вых}}} \right]$$

где  $P_{ш.вх}$ ,  $P_{ш.вых}$  – мощность шумов на входе и выходе смесителя со стороны входного преобразуемого сигнала;

- 3) рабочая частота и ширина рабочих частот;

4) динамический диапазон (относится к линейному участку амплитудной характеристики смесителя):

$$N = 10 \lg(P_{\max}/P_{\min}),$$

где  $P_{\max}$  – максимальная мощность входного сигнала, не вызывающая разрушения диода и не приводящая к амплитудному искажению сигнала;

$P_{\min}$  – минимальная мощность подводимого сигнала, различаемая на уровне шумов (определяет пороговую чувствительность смесителя).

В зависимости от принципиальной схемы смесители делятся на небалансные (НБС) (рис. 5.41) и балансные (БС) (рис. 5.42).

Конструктивно НБС представляют собой детекторную головку с дополнительным элементом связи с гетеродином, к которой подводится преобразуемый сигнал  $P_c$  и сигнал гетеродина  $P_g$ ; элемент связи с гетеродином выполняется в виде штыря, тройника, направленного ответвителя и др. Де-

текторная головка имеет два входа для СВЧ-сигналов (см. рис. 5.41). На один из входов подается радиосигнал  $U_C = U(t)\cos\omega_c t$ , на другой сигнал гетеродина  $U_G = U_{mr}\cos\omega_r t$ . Если ограничиться квадратичной характеристикой диода, то ток на выходе детектора при подаче на его вход суммы сигналов  $U_C + U_G$  будет равен:

$$I_D = I_0 + S_1 [U(t)\cos\omega_c t + U_{mr}\cos\omega_r t] + S_1 [U(t)\cos\omega_c t + U_{mr}\cos\omega_r t]^2.$$

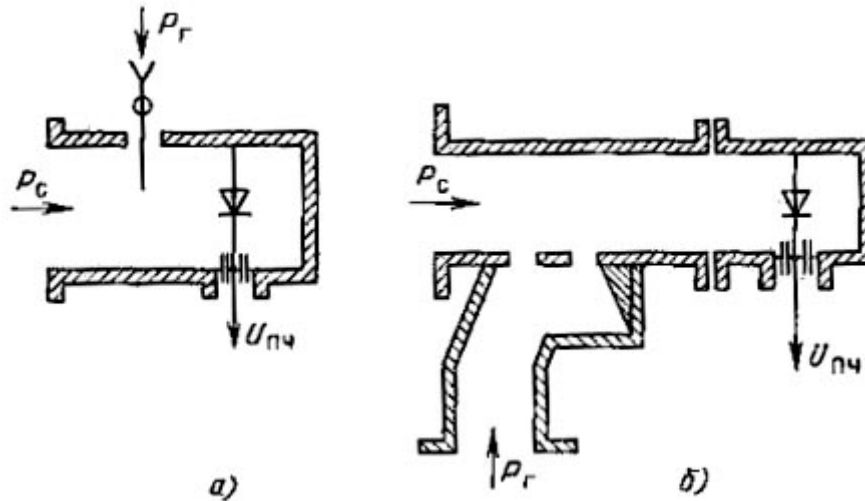


Рис. 5.41. Небалансные смесители: а – связь с гетеродином с помощью штыря; б – связь с гетеродином с помощью направленного ответвителя

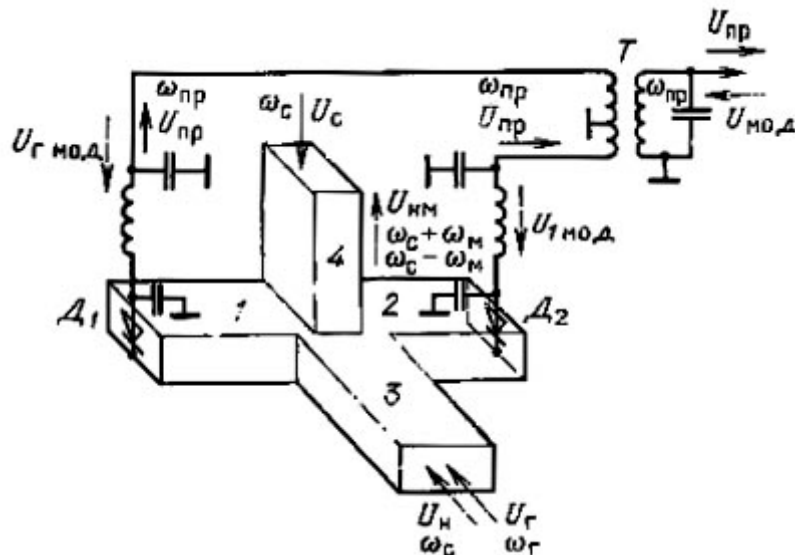


Рис. 5.42. Балансный смеситель (балансный модулятор)

Если возвести в квадрат последний член, то после несложных преобразований получим составляющую тока промежуточной частоты

$$I_{D(пр)} = S^2 U(t) U_{mr} \cos(\omega_c - \omega_r)t \quad \text{при } \omega_c > \omega_r$$

или

$$I_{D(пр)} = S^2 U(t) U_{mr} \cos(\omega_r - \omega_c)t \quad \text{при } \omega_r > \omega_c.$$

Таким образом, в промежуточную частоту могут преобразоваться два радиосигнала, один – с частотой  $\omega_c - \omega_r$ , а другой –  $\omega_r - \omega_c$ . Один из них всегда является помехой и называется зеркальным. Для его подавления в СВЧ-приемниках используются устройства подавления зеркального канала (фильтры). Для облегчения задачи подавления зеркального канала необходимо выбирать значение  $\omega_{np}$  по возможности больше, в связи с чем с целью обеспечения высокой селективности по соседнему каналу возникает необходимость повторного преобразования частоты в более низкую промежуточную частоту.

Основным недостатком НБС является возрастание коэффициента шума приемника из-за шумов гетеродина  $P_{ш.г}$ . Этому недостатка лишена конструкция БС (рис. 5.42), обеспечивающая вычитание шумов гетеродина при соответствующем включении диодов. В качестве элементов связи в конструкциях БС используются мостовые соединения. Помимо указанного достоинства схемы БС имеют и другие преимущества: возможность использования маломощных гетеродинов, повышенную помехоустойчивость, повышенную надежность защиты приемника от импульса просачивающейся мощности и др.

На рис. 5.42 показано однополярное включение диодов; при разнополярном включении необходимость использования трансформатора  $T$  для сложения сигналов отпадает. В рассматриваемом случае радиосигнал разветвляется в плечи 1 и 2 в противофазе, поэтому если после детектора  $D_1$  фаза сигнала промежуточной частоты равна  $\omega_{np}t$ , то после детектора  $D_2 - \omega_{np}t - \pi$ . Этот сигнал в трансформаторе  $T$  складывается. Шумы гетеродина разветвляются в плечи 1 и 2 в фазе. Образованный ими сигнал помехи на промежуточной частоте после детекторов  $D_1$  и  $D_2$  также будет в фазе и в трансформаторе  $T$  он вычитается.

Для балансных смесителей выпускаются одно- или разнополярные подобранные пары диодов с минимальным относительным разбросом параметров.

## 5.11. ЭЛЕКТРИЧЕСКИ УПРАВЛЯЕМЫЕ УСТРОЙСТВА

В последние годы в технике СВЧ широкое распространение получили электрически управляемые устройства на ферритах и диодах. Основными достоинствами этих устройств является возможность автоматического управления амплитудой и фазой проходящего сигнала, а также решения коммутационных и логических задач.

К положительным характеристикам этих устройств на диодах следует отнести малую управляющую мощность (от долей микроватт до 1 Вт), высокое быстродействие ( $10^{-3} - 10^{-10}$  с), значительный срок службы, высо-

кую надежность и возможность работы на высоких уровнях мощности (импульсная мощность может достигать десятков киловатт, средняя мощность – сотен ватт). Рабочая полоса частот регулирующих СВЧ-устройств на полупроводниковых диодах соизмерима с полосой частот волновода. К таким устройствам относятся модуляторы, аттенюаторы, выключатели, фазовращатели, ограничители и др.

**Диодный выключатель.** Применяемые для этого диоды (эквивалентная схема на рис. 5.43), отличаются тем, что при прямом смещении они имеют очень малое сопротивление ( $r \approx 1$  Ом), а при обратном смещении – очень большое ( $r_0 = 10^4$  Ом). Недостатком является малое быстродействие (несколько сот тысяч переключений в секунду). Значительно большим быстродействием обладают диоды с барьером Шотки, но они имеют более высокую стоимость и худший коэффициент качества.

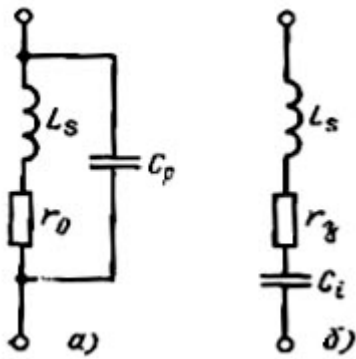


Рис. 5.43. Эквивалентная схема  $p-i-n$ -диода: а – в открытом состоянии; б – в закрытом состоянии

В соответствии с рассмотренными выше применениями  $p-i-n$ -диодов наиболее важным их параметром является коэффициент качества, определяемый отношением большого сопротивления диода в открытом состоянии (параллельный резонанс) к малому сопротивлению диода в закрытом (последовательный резонанс). В соответствии с эквивалентной схемой диода для открытого состояния (рис. 5.43, а) его сопротивление на частоте параллельного резонанса:

$$Z_{\partial 0} = 1 / \omega_{p0}^2 C_p^2 r_0,$$

где  $\omega_{p0}$  – резонансная частота;

$C_p$  – емкость корпуса диода;

$r_0$  – сопротивление потерь открытого диода.

Сопротивление диода в закрытом состоянии на частоте последовательного резонанса  $\omega_{pz} = 1 / \sqrt{L_s C_i}$  ( $L_s$  – индуктивность выводов диода;  $C_i$  – емкость перехода, рис. 5.43, б),  $Z_{\partial 3} = r_3$ . Следовательно, коэффициент качества диода определится соотношением:

$$K_{\partial} = Z_{\partial 0} / Z_{\partial 3} = 1 / \omega_{p0}^2 C_p^2 r_0 r_3. \quad (5.34)$$

Различные типы переключающих диодов на сантиметровых и миллиметровых волнах имеют  $K_{\partial} = 150 - 2000$ .

В качестве обобщенного параметра диодов используют значение критической частоты, при которой  $K_{\partial} = 1$ :

$$f_{kp} = 1 / 2\pi C_p \sqrt{r_0 r_3} \quad (5.35)$$

Простейшие конструкции диодных выключателей не содержат настраиваемых элементов: оба резонанса обеспечиваются параметрами самого диода. При этом подбирают диод таким образом, чтобы частота параллельного резонанса открытого диода равнялась рабочей частоте:  $\omega_{po} = 1/\sqrt{L_S C_p}$ . Последовательный резонанс закрытого диода  $\omega_{pz} = 1/\sqrt{L_S C_i}$  обеспечивают путем выбора напряжения смещения, изменяющего емкость диода  $C_i$ . В случае значительного отличия рабочей и резонансной частоты диода вводят элементы подстройки, заметно усложняющие конструкцию диодного выключателя.

Емкость перехода  $C_i$  в сантиметровом диапазоне составляет от сотых до десятых долей пикофард, индуктивность выводов диода  $L_S = 0,2$  нГн, паразитная емкость корпуса диода для современных миниатюрных диодов  $C_p = 0,2 - 0,4$  пФ. Для исключения реактивностей  $L_S$  и  $C_p$  некоторые типы диодов выпускаются без корпуса.

Параметры данного выключателя (широкополосность и потери) могут быть значительно улучшены, если использовать несколько диодов, расположенных вдоль волновода.

Диодные выключатели на  $p-i-n$ -диодах применяются в схемах балансных антенных переключателей на импульсных мощностях до 100 кВт. Диодные выключатели на диодах с  $p-n$ -переходом используются на импульсных мощностях до 1 кВт. Недостатком диодных выключателей является отсутствие защиты от внешних помех, несинхронных с управляющим сигналом выключателя.

На рис. 5.44, а показана конструкция диодного выключателя, которая является типичной для таких регулирующих устройств, как аттенуатор, фазовращатель и модулятор. Конструкция представляет собой отрезок волновода, в средней части которого помещен диод, согласованный с обеих сторон ступенчатым переходом.

Выключатели в состоянии «выключено» отражают поступающую к ним энергию. В это время диод закрыт и имеет место последовательный резонанс диода, обеспечивающий малое сопротивление и большое отражение от места включения диода. В состоянии «Включено» диод открыт, имеет место параллельный резонанс, что обеспечивает большое сопротивление диода и отсутствие отражений (сигнал проходит через выключатель).

Основными параметрами выключателя являются его коэффициенты передачи в состоянии «Выключено» и «Включено», коэффициент отражения в состоянии «Включено» и полоса пропускания.

Коэффициент передачи определяется следующим образом. В соответствии с эквивалентной схемой выключателя (рис. 5.44, б) коэффициент отражения от входа выключателя:

$$\Gamma_{ex} = -Z_e / (Z_e + 2Z_d). \quad (5.36)$$

При этом коэффициент передачи:

$$K_{пер} = 1 - \Gamma_{вх} = 1 - Z_B / (Z_B + 2Z_0). \quad (5.37)$$

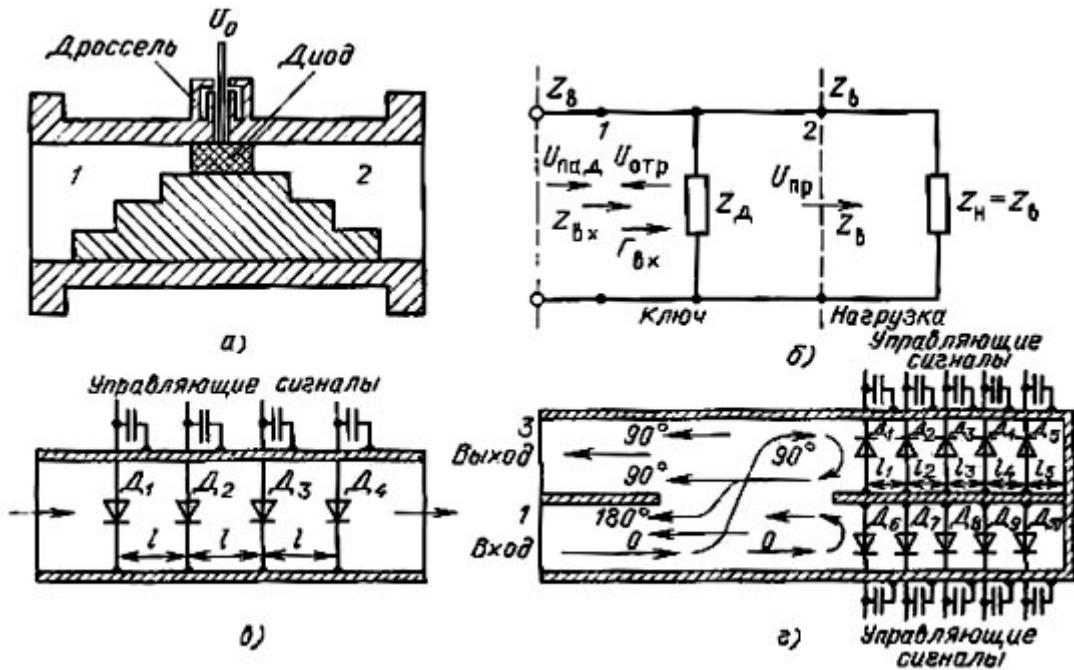


Рис. 5.44. Диодные электрически управляемые устройства:  
 а – конструкция выключателя; б – эквивалентная схема выключателя;  
 в – схема аттенюатора; г – схема фазовращателя

При вычислении коэффициента передачи в состоянии «Включено» в (5.37) подставляется  $Z_0 = Z_{00}$ . При вычислении коэффициента передачи для состояния «Выключено» подставляется  $Z_0 = Z_{03}$ .

Приближенно полоса выключателя может быть определена из уравнений:

$$\Delta f = f_0 / Q; \quad Q = 1 / \omega_p C_p r_0 \approx \sqrt{K_D}; \quad \Delta f = f_0 \sqrt{K_D} \quad (5.38)$$

Аттенюаторы на полупроводниковых диодах (см. рис. 5.44, в) работают в режиме дискретного или плавного изменения затухания, которое регулируется дискретно или плавно управляющим сигналом. В обоих режимах диоды должны представлять собой преимущественно активное сопротивление. Чем больше диодов, тем легче решить задачу широкополосного согласования, так как каждый диод может иметь большое сопротивление и при прочих равных условиях создает меньше отражения, а располагая их на расстояниях  $\lambda_0/4$ , можно взаимно компенсировать отражения от отдельных диодов и получить достаточно хорошее согласование (малый  $K_{сг}$  входов) без применения дополнительных согласующих устройств. Выбор типа диода определяется диапазоном рабочих частот аттенюатора, типом используемой линии передачи, количеством диодов и их характери-



стиками. Конструкция вводов управляющих сигналов и согласующих устройств может быть решена так, как показано на рис. 5.44, а.

Электрически управляемые аттенюаторы на высокий уровень мощности можно выполнить в виде конструкции, показанной на рис. 5.9, используя при этом электрически управляемые фазовращатели.

Фазовращатели на полупроводниковых диодах (рис. 5.44, з) представляют собой комбинацию моста (щелевой мост) с короткозамкнутыми отрезками волновода, внутри которых устанавливают несколько полупроводниковых выключателей на диодах, подключающих короткозамкнутые линии различной длины к плечам 2 и 4 моста. Подобная конструкция фазовращателя может быть создана на двойном тройнике, трехдецибельном направленном ответвителе и других устройствах. Значительные трудности в создании хорошо согласованного фазовращателя подобной конструкции представляет требование идентичности электрических характеристик пар диодов (1 – 6, 2 – 7 и т. д.).

**Амплитудные модуляторы** бывают трех видов: обычные, на входе которых имеются все три составляющие спектра модулированного сигнала (несущая и две боковые частоты); балансные, на выходе которых отсутствует несущая частота, и однополосные балансные, на выходе которых отсутствуют одна боковая и несущая частоты. Обычные амплитудные модуляторы конструируют на основе электрически управляемых аттенюаторов или модулируемых генераторов и усилителей, в которых модуляция осуществляется путем изменения режимов их питания.

**Балансные модуляторы** конструируют на базе мостовых соединений, в частности, на базе двойного тройника (см. рис. 5.44), где модулируемая несущая  $U_H = U_m \cos \omega t$  подается в плечо 3, а модулирующий сигнал в противофазе  $U_{1мод} = U_m \cos(\omega_m t + \pi)$  и  $U_{2мод} = U_m \cos(\omega_m t - \pi)$  на детекторы 1 и 2 соответственно. Модулирующие сигналы меняют сопротивление диодов, что приводит к изменению коэффициентов отражения в плече 1 ( $\Gamma_1 = \Gamma_0 \cos \omega_m t$ ) и в плече 2 ( $\Gamma_2 = \Gamma_0 \cos(\omega_m t + \pi)$ ). В данном случае предполагается, что характеристики диодов идентичны и их сопротивление меняется пропорционально приложенному напряжению. Поскольку  $\Gamma_1$  и  $\Gamma_2$  имеют разные знаки, то в области разветвления приходят противофазные волны, которые суммируются в плече 4

$$\begin{aligned}
 U_{нм} &= \Gamma_0 \cos \omega_m t \frac{U_{3над}}{2} + \Gamma_0 \cos \omega_m t \frac{U_{3над}}{2} = U_m \Gamma_0 \cos \omega_m t \cos \omega_c t = \\
 &= U_m \Gamma_0 \frac{e^{i\omega_M} + e^{-i\omega_M}}{2} e^{-i\omega_M t} = \frac{\Gamma_0 U_m}{2} [\cos(\omega_C + \omega_M)t + \cos(\omega_C - \omega_M)t].
 \end{aligned}$$

Таким образом, при модуляции несущей балансным модулятором в плечо 4 поступают соответствующие спектра с боковыми частотами  $\omega_C - \omega_M$  и  $\omega_C + \omega_M$ , а несущая поглощается в диодах. Степень подавления несущей зависит от симметрии моста и идентичности характеристик диодов.

Однополосный балансный модулятор отличается от приведенного на рис. 5.42 тем, что отрезок линии в плече 2 короче отрезка линии в плече 1 на  $\lambda_g/8$  и модулирующие напряжения, подаваемые на диоды 1 и 2, не противофазны, а сдвинуты по фазе относительно друг друга на  $90^\circ$ . В этом случае:

$$\begin{aligned} \Gamma_1 &= \Gamma_0 \cos \omega_M t; \\ \Gamma_2 &= i \Gamma_0 \cos (\omega_M + 90^\circ) = i \Gamma_0 \sin \omega_M t. \end{aligned}$$

Если на вход плеча 3 подан сигнал несущей  $U_H = U_m e^{i\omega_C t}$ , то разветвившись в плечи 1 и 2 и отразившись от диодов  $D_1$  и  $D_2$ , он образует в плече 4 сигнал:

$$\begin{aligned} U'_{HM} &= \frac{\Gamma_1 - \Gamma_2}{2} U_H \frac{\Gamma_0 U_H}{2} [\cos \omega_M t + i \sin \omega_M t] = \\ &= \frac{\Gamma_0 U_m}{2} e^{i\omega_C t} e^{i\omega_M t} = \frac{\Gamma_0 U_m}{2} e^{i(\omega_C + \omega_M)t} \end{aligned}$$

который представляет собой однополосный радиосигнал с верхней боковой частотой ( $\omega_C + \omega_M$ ). Аналогично в плече 3 образуется сигнал

$$U''_{HM} = \frac{\Gamma_1 + \Gamma_2}{2} U_H = \frac{\Gamma_0 U_m}{2} e^{i(\omega_C - \omega_M)t}$$

нижней боковой частоты ( $\omega_C - \omega_M$ ), который направляется в плечо 3 и поглощается в согласованном выходе источника несущей  $U_H$ . Часть мощности сигнала несущей  $U_H$  поглощается диодами  $D_1$  и  $D_2$ .

Ограничители на диодах (рис. 5.45) рассчитываются так, чтобы на малых уровнях мощности сопротивление закрытого диода было большим (не менее 1 кОм), а на больших уровнях мощности – малым (не более 1 Ом). В приведенной конструкции с помощью короткозамкнутого шлейфа добиваются последовательного резонанса диода на резонансной частоте при низком уровне мощности. В этом случае малое сопротивление диода с помощью отрезка линии  $l_2 = \lambda_g/4$  трансформируется в большое сопротивление в месте соединения. Емкостным винтом устанавливается  $C_n$  так, чтобы наступил параллельный резонанс диода на рабочей частоте при высоком уровне мощности, что приводит к росту сопротивления диода, которое трансформируется в малое сопротивление в месте соединения.

Подобные конструкции диодных ограничителей обеспечивают в сантиметровом диапазоне затухание в режиме ограничения порядка 20 дБ. При необходимости увеличить затухание используют два последовательно включенных ограничителя.

Включение полупроводниковых элементов в прямоугольный волновод. Элементы типа  $p-i-n$ -диодов включаются в волновод с помощью штырей либо выступов, являющихся эквивалентными индуктивностями, которые соединяются в линию последовательно с емкостью полупроводниковой структуры. Разновидностью включения  $p-i-n$ -диода является использование в месте включения низкоомных  $H$ -образных волноводов, что обеспечивает получение индуктивности примерно  $0,12$  нГн. Широкое распространение получил способ включения полупроводникового элемента в центре резонансной диафрагмы, что позволяет на резонансной частоте полностью скомпенсировать емкость  $p-i-n$ -элемента.

Ферритовые управляющие устройства создаются на базе конструкций вентилях и циркуляторов. В вентилях управление осуществляется за счет изменения напряженности намагничивающего магнитного поля  $H_0$ . В фазовращателях отсутствуют потери, поэтому феррит работает в дорезонансной области при малых значениях  $H_0$  (см. рис. 5.34) и ведет себя как диэлектрик с меняющейся диэлектрической проницаемостью при изменении  $H_0$ . В аттенюаторах феррит используют в области ферромагнитного резонанса (см. рис. 5.34), а также в дорезонансной области, если его действие основано на принципе смещения поля (см. рис. 5.36) или эффекта Фарадея (см. рис. 5.37). Циркуляторы (см. рис. 5.39) эффективно используют как переключатели (для переключения выходов необходимо изменить направление намагничивающего поля на обратное).

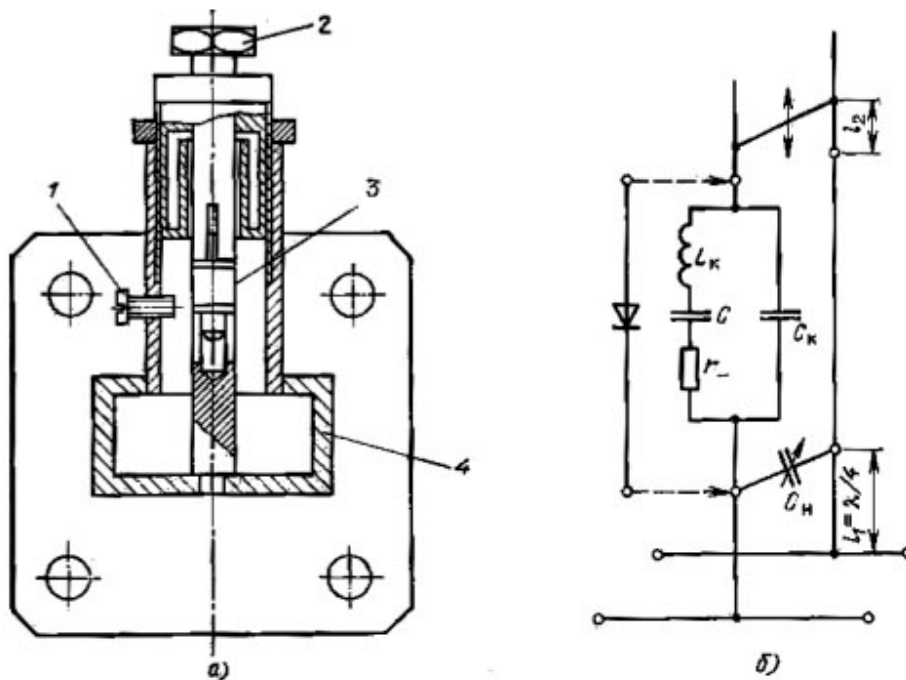


Рис. 5.45. Диодный ограничитель: а – конструкция; б – эквивалентная схема:  
 1 – винт для настройки параллельного резонанса; 2 – устройство настройки последовательного резонанса; 3 – диод; 4 – волновод

## ГЛАВА 6. ЭЛЕМЕНТЫ И УЗЛЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ СВЧ. ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ.

### 6.1. ИНДУКТИВНОСТИ, ЕМКОСТИ, РЕЗИСТОРЫ, СОГЛАСОВАННЫЕ НАГРУЗКИ

В интегральных схемах диапазона СВЧ различают элементы с распределенными и сосредоточенными параметрами. Элементы с сосредоточенными параметрами имеют максимальный размер  $l$ , значительно меньший, чем длина волны  $\Lambda$  в линии (как правило,  $l / \Lambda < 0,1$ ). В этом случае можно пренебречь фазовым сдвигом на длине элемента.

При большом объеме выпуска интегральных схем элементы с сосредоточенными параметрами дешевле элементов с распределенными параметрами. Кроме того, они обладают большей широкополосностью. Однако на частотах более 10 ГГц элементы с сосредоточенными параметрами, как правило, имеют более высокие потери и низкую добротность по сравнению с элементами с распределенными параметрами, а также обладают паразитными связями. Поэтому на частотах выше 10 ГГц применяются главным образом элементы с распределенными параметрами.

Рассмотрим наиболее типичные элементы интегральных схем СВЧ. *Последовательная индуктивность* (рис. 6.1, а) может выполняться в виде отрезка МПЛ с высоким волновым сопротивлением и длиной  $l$ , не превышающей  $\Lambda/8$ . (рис. 6.1, б). Значение индуктивности можно оценить по формуле:

$$L=2\pi Z_1 l / (\omega \Lambda), \quad (6.1)$$

где  $Z_1$  – волновое сопротивление узкого отрезка МПЛ;  
 $\omega$  – круговая частота.

Недостатками такой индуктивности являются большие габариты, а также трудности, возникающие при необходимости ее подстройки.

Короткозамкнутый на конце шлейф с высоким волновым сопротивлением  $Z_1$  (рис. 6.2, б) представляет собой *параллельную индуктивность* (рис. 6.2, а). Его длина  $l < \Lambda / 8$ . Значение индуктивности рассчитывается по формуле (6.1). По постоянному току параллельная индуктивность обеспечивает короткое замыкание на «землю». Если необходимо избежать короткого замыкания, применяется разомкнутый на конце шлейф длиной  $\Lambda / 4 < l < \Lambda / 2$  (рис. 6.2, в).

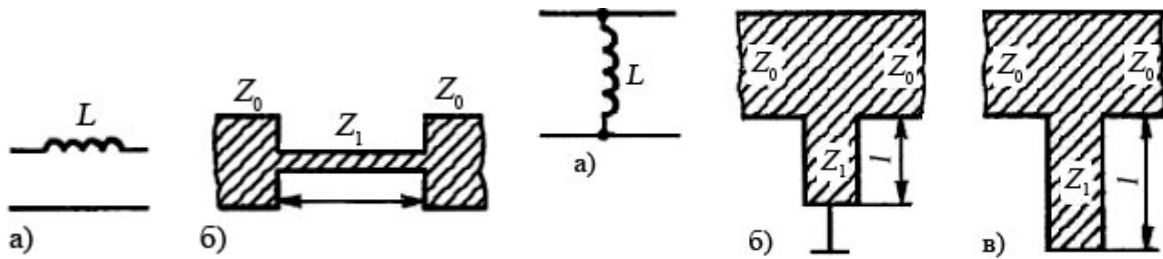


Рис. 6.1. Эквивалентная схема последовательной индуктивности (а) и ее топология (б)

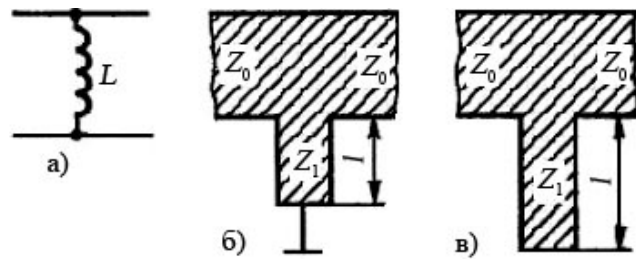


Рис. 6.2. Эквивалентная схема параллельной индуктивности (а) и ее реализация в виде короткозамкнутого (б) и разомкнутого (в) шлейфов

Малые индуктивности (до единиц наногенри) выполняются в виде прямоугольного проводника (рис. 6.3, а), петли в форме круга (рис. 6.3, б) или квадрата (рис. 6.3, в). В качестве дросселей и контурных индуктивностей используются *спиральные индуктивности* круглой или прямоугольной формы (рис. 6.4, а, б). Современная технология позволяет получать индуктивности от единиц до сотен микрогенри.

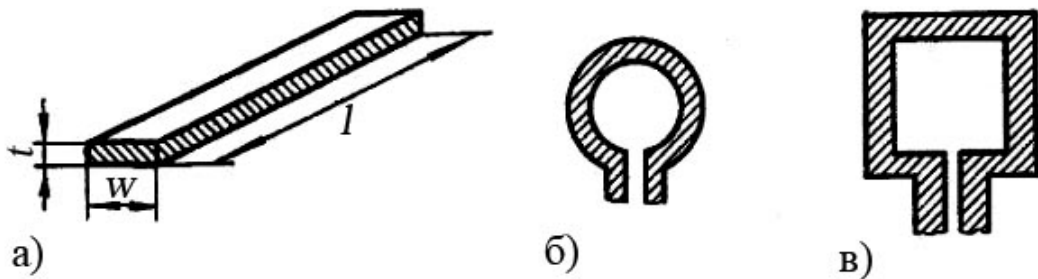


Рис. 6.3. Варианты топологии малых индуктивностей

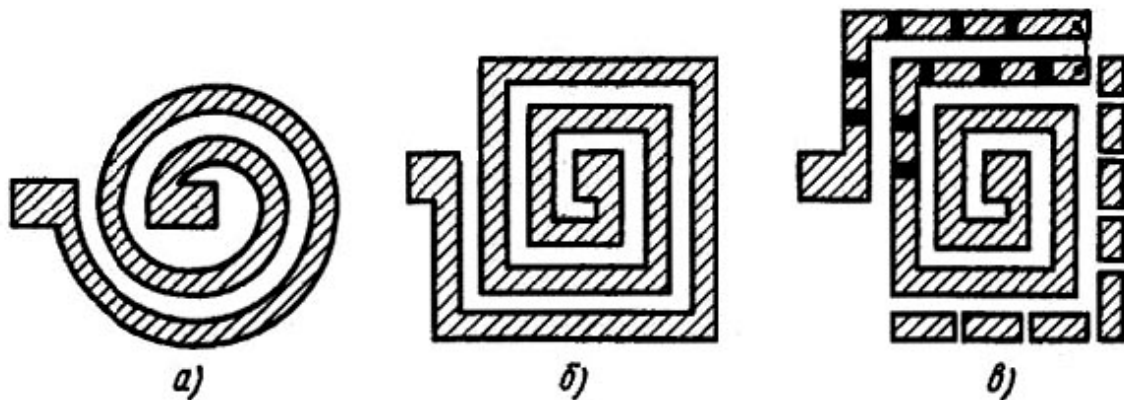


Рис. 6.4. Варианты топологии спиральных индуктивностей в микрополосковом исполнении

При расчете индуктивностей влиянием экрана можно пренебречь, если толщина подложки в 10 – 20 раз превышает ширину проводника. При необходимости для устранения влияния экрана металлизация на нижней стороне подложки непосредственно под индуктивностями удаляется. Расчет индуктивностей можно провести с помощью справочных материалов. Подстройка индуктивностей может осуществляться запайкой перемычек контактных площадок (рис. 6.4, в), что позволяет изменять число витков.

Для экономии площади плоские катушки могут выполняться в многослойном варианте. Витки индуктивностей располагаются на керамических пластинках, которые наклеиваются друг на друга, при этом осуществляются необходимые соединения.

В нижней части диапазона СВЧ часто применяются обычные малогабаритные катушки индуктивности.

Сосредоточенная *последовательная емкость* (рис. 6.5, а) может быть образована зазором в линии передачи, как показано на рис. 6.5, б. Такая емкость обычно невелика (единицы пикофард) и может быть рассчитана по формуле:

$$\frac{s}{2\omega} = \frac{1}{\pi} \ln(\operatorname{ctg} \frac{\Lambda}{4\omega} \omega Z_0 C) \quad (6.2)$$

Несколько большие емкости (10 – 20 пФ) можно получить на основе гребенчатой структуры (рис. 6.5, в). Достоинствами их являются высокая добротность и большое пробивное напряжение. Так, на частоте 2 ГГц достигнута добротность 677 при емкости 2,9 пФ. Несмотря на сложность подстройки и малую емкость, показанные на рис. 6.5, б, в структуры находят широкое применение благодаря своей простоте.

Трехслойная конструкция (рис. 6.5, г) может обеспечить значительно большую емкость. Емкость (пФ) определяется при этом по формуле плоского конденсатора:

$$C = 8,855 \cdot \epsilon \omega l / t, \quad (6.3)$$

где все размеры берутся в миллиметрах.

*Параллельную емкость* (рис. 6.6, а) можно выполнить в виде короткого отрезка несимметричной полосковой линии длиной  $e < \Lambda / 8$  с низким волновым сопротивлением, как показано на рис. 6.6, б, либо в виде одностороннего шлейфа (рис. 6.6, в). В обоих случаях емкость рассчитывается по формуле:

$$C = 2\pi l / (Z_1 \omega \Lambda). \quad (6.4)$$

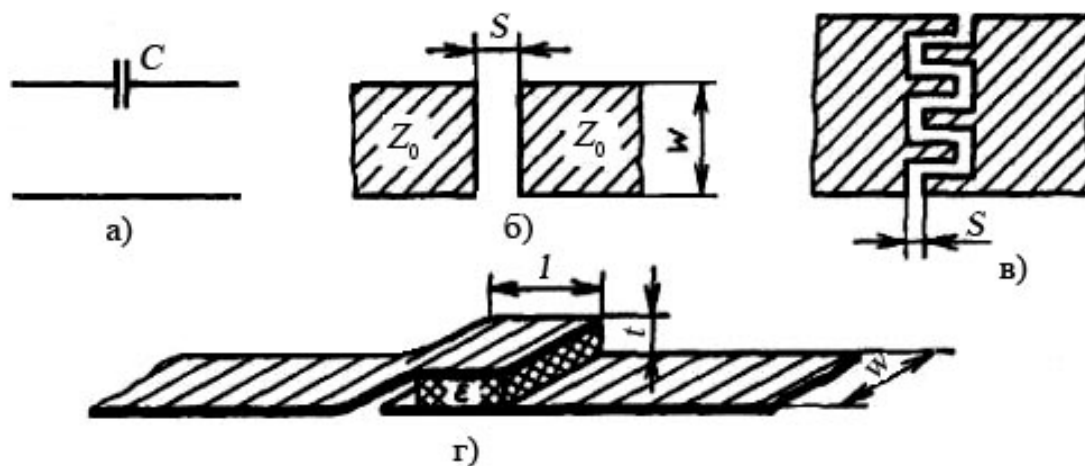


Рис. 6.5. Эквивалентная схема (а) сосредоточенной последовательной емкости и варианты ее реализации (б) – (г)

При необходимости подстройки емкости применяется сетчатая структура, отдельные ячейки которой первоначально изолируются друг от друга (рис. 6.6, г). Недостатком таких структур является малая удельная емкость. Например, подобный элемент на поликоровой подложке толщиной 1 мм и площадью 1 см<sup>2</sup> имеет емкость 8,85 пФ.

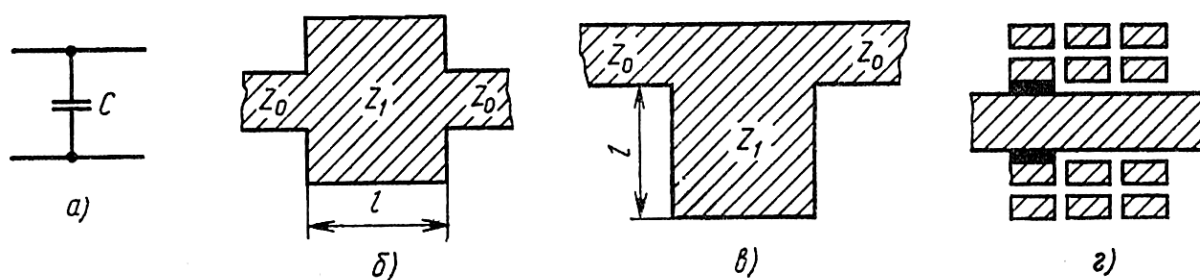


Рис. 6.6. Параллельная емкость (а) и примеры ее выполнения (б) – (г)

Параллельная емкость реализуется также в виде плоского конденсатора прямоугольной (рис. 6.7) или любой иной формы.

Подобные конденсаторы также имеют малую удельную емкость. Так, на подложке толщиной  $h = 0,5$  мм при  $\epsilon = 10$  удельная емкость составляет  $0,1$  пФ/мм<sup>2</sup>.

Достоинствами конденсаторов этого типа являются высокая добротность, большое пробивное напряжение, возможность точной реализации требуемой емкости.

Конденсаторы на основе *пленочных структур* (рис. 6.8) обладают большой удельной емкостью. Нижней обкладкой такого конденсатора является металлизированный слой, нанесенный на подложку. На него напыляет-

ся пленка диэлектрика, в качестве которого применяют  $\text{SiO}_2$ ,  $\text{SiO}$ ,  $\text{Si}_3\text{N}$ . Сверху напыляется проводящая площадка, играющая роль второй обкладки конденсатора. Вместе с верхней обкладкой могут формироваться площадки для дискретной подстройки. Емкость пленочного конденсатора с точностью до 5 % можно определить по формуле для плоского конденсатора.

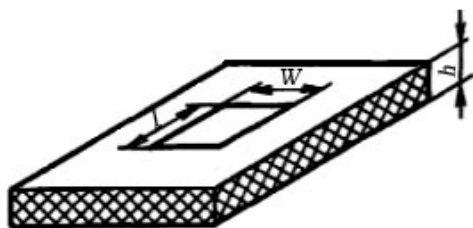


Рис. 6.7. Параллельная емкость в виде плоского конденсатора

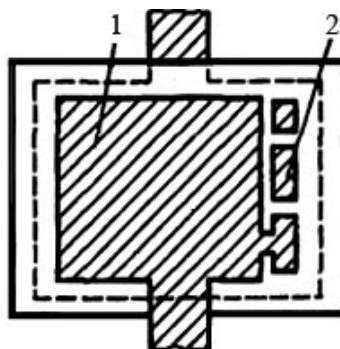


Рис. 6.8. Конденсатор большой емкости на основе пленочной структуры: 1 – основной конденсатор; 2 – элементы дискретной подстройки

Емкость пленочного конденсатора можно увеличить, уменьшая толщину пленки, однако до определенного предела. Дальнейшее уменьшение ее толщины приводит к появлению технологических дефектов (проколов) и к значительному снижению пробивного напряжения. Практически достижимыми в настоящее время являются удельные емкости  $30 - 50$  пФ/мм<sup>6</sup>.

На рис. 6.9 показана структура МОП-конденсатора. Технология изготовления таких конденсаторов во многом сходна с технологией изготовления транзисторных и диодных структур.

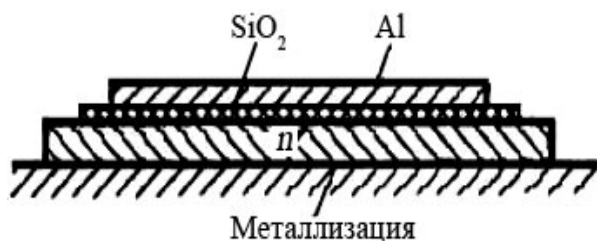


Рис. 6.9. Структура МОП-конденсатора

Роль нижней обкладки играет пластина сильно легированного кремния ( $n+$ ). На ней выращивается пленка диоксида кремния, толщину которой можно уменьшать до  $0,3 - 0,5$  мкм, не опасаясь пробоя. Это позволяет получать высокие значения удельной емкости.

При толщине пленки  $\text{SiO}_2$   $0,4$  мкм удельная емкость составляет  $100$  пФ/мм<sup>6</sup>. Пробивное напряжение при этом может достигать  $100$  В и выше. Пленка алюминия, напыляемая поверх диэлектрика термическим испарением, является второй обкладкой конденсатора. Нижняя плоскость конденсатора припаивается к контактной площадке на подложке.



В качестве навесных конденсаторов в интегральных устройствах СВЧ применяют миниатюрные *керамические конденсаторы* типа К10-42 на частотах до 2 ГГц, представляющие собой параллелепипеды из керамики, торцы которых металлизированы и облужены. Конденсаторы устанавливаются с помощью пайки на контактные площадки, как показано на рис. 6.10. На частотах до 1,5 – 2 ГГц используют также конденсаторы типов К10-9, К10-17, К10-43, имеющие аналогичную конструкцию.

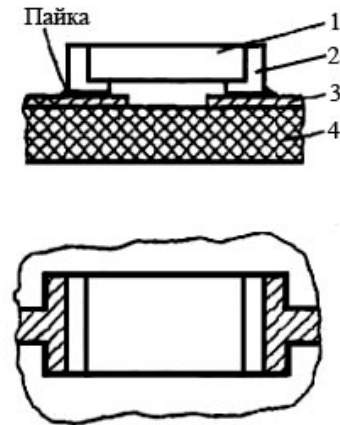


Рис. 6.10. Общий вид миниатюрного керамического конденсатора:  
1 – конденсатор; 2 – выводы;  
3 – контактная площадка; 4 – подложка

*Резисторы* широко используются в цепях питания и управления, в схемах сумматоров и делителей мощности, резистивных аттенюаторов, в качестве согласованных нагрузок. Применяют резисторы двух типов: распределенные и сосредоточенные.

*Распределенные резисторы* выполняются на основе МПЛ с большим вносимым затуханием, которое создается за счет высокого поверхностного сопротивления полоски  $R_s$ . МПЛ изготавливается либо из материала с низкой проводимостью, либо должна иметь толщину, значительно меньшую глубины скин-слоя. Для уменьшения размеров такие линии сворачиваются в меандр или спираль, подобно распределенной индуктивности (см. рис. 6.4).

*Сосредоточенный резистор* представляет собой отрезок линии передачи с высоким поверхностным сопротивлением. Длина  $l$  этого отрезка много меньше длины волны в линии (рис. 6.11, а). Перекрытие  $\delta$  резистивной пленки с подводщими линиями обеспечивает надежный стабильный контакт. При реализации сопротивлений от 25 до 500 Ом перекрытие составляет 0,7 – 0,2 мм.

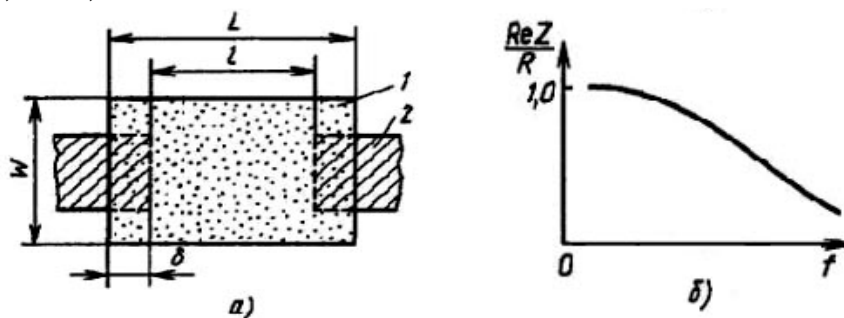


Рис. 6.11. Конструкция пленочного сосредоточенного резистора (а) и частотная зависимость активной составляющей его сопротивления (б):  
1 – резистивная пленка; 2 – полосковый проводник

Номинальное сопротивление резистора определяется выражением

$$R = R_s l / \omega, \quad (6.5)$$

где  $R_s$  – поверхностное сопротивление слоя, Ом/м;  
 $l$  и  $\omega$  – длина и ширина резистивного слоя.

Для напыления резистивных пленок используют тантал, нихром, хром. Структура такого резистора имеет распределенную емкость, которую можно приближенно оценить по формуле для плоского конденсатора. Если пренебречь влиянием распределенной индуктивности, комплексное сопротивление резистора может быть определено из соотношения:

$$\dot{Z} = \frac{R}{1 + j\omega CR/3} \quad (6.6)$$

Частотная зависимость активной составляющей сопротивления представлена на рис. 6.11, б.

Пленочные резисторы длиной не более 1 мм можно применять на частотах до 18 ГГц. Увеличение их длины приводит к снижению верхней частоты рабочего диапазона. Для устранения влияния паразитной шунтирующей емкости удаляют часть металлизации непосредственно под резистором на противоположной стороне подложки.

Одной из важнейших характеристик резисторов является допустимая мощность рассеяния, которая зависит от теплопроводности материала подложки и площади резистивной пленки. Для резистора, выполненного на поликоровой подложке толщиной 1 мм, при температуре подложки 70 – 80 °С удельная мощность рассеяния составляет 5 – 10 Вт/см<sup>2</sup>. Чтобы избежать локальных перегревов, резисторы обычно проектируют на мощность рассеяния около 0,5 Вт. При большей мощности рассеяния применяют распределенные резисторы либо резисторы в виде сектора или трапеции (рис. 6.12).

Резисторы, служащие согласованными нагрузками СВЧ, включаются между подводящей линией и короткозамыкателем. Короткое замыкание осуществляется через металлизированное отверстие в подложке или через металлизированную торцевую поверхность платы. Иногда в качестве короткозамыкателя применяется разомкнутый шлейф длиной  $l = \lambda/4$  (рис. 6.13). В заданной полосе частот требуемое качество заземления может быть обеспечено параллельным включением нескольких шлейфов разной длины.

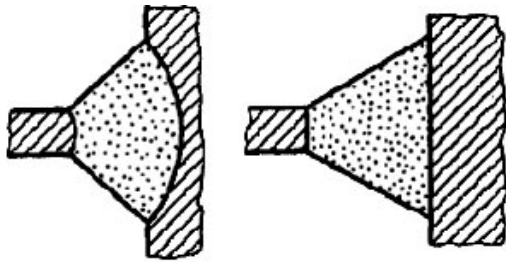


Рис. 6.12. Варианты пленочных резисторов повышенной мощности рассеяния

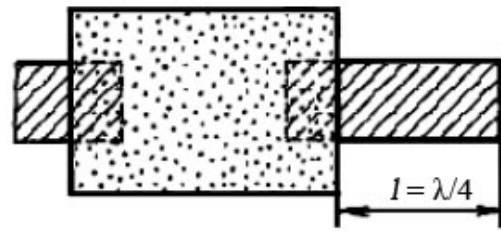


Рис. 6.13. Согласованная нагрузка в виде резистора со шлейфом

В микроэлектронных устройствах СВЧ используются также различные *навесные малогабаритные резисторы*: ниточные, таблеточные, в форме параллелепипеда. *Ниточные резисторы* имеют малые линейные размеры и достаточно просто устанавливаются в схему (рис. 6.14). Они применяются на частотах до 3 ГГц. *Таблеточные резисторы* имеют форму кругового цилиндра с металлизацией по торцам и устанавливаются в отверстия в подложке (рис. 6.15). Резисторы в *виде параллелепипеда* представляют собой миниатюрные элементы, разработанные специально для устройств на МПЛ.

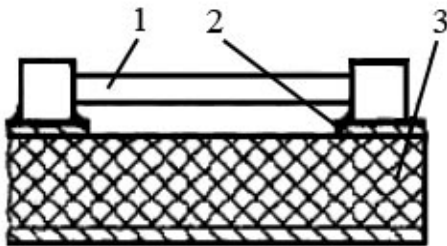


Рис. 6.14. Общий вид ниточного резистора:  
1 – резистор; 2 – контактная площадка;  
3 – подложка

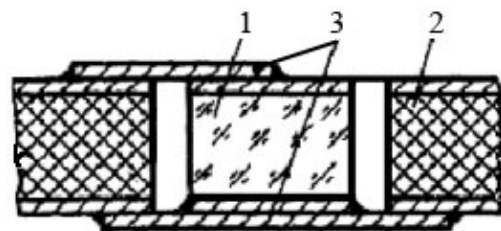


Рис. 6.15. Конструкция таблеточного резистора: 1 – резистор; 2 – подложка;  
3 – контактная пластина

Наиболее распространенные их конструкции показаны на рис. 6.16. В плоском варианте (рис. 6.16, а) резистивный слой  $l$  выполняется в одной плоскости с контактными площадками 2 на общем основании 3. В объемном варианте (рис. 6.16, б) резистор имеет форму параллелепипеда, на двух противоположных гранях которого расположены контактные площадки 3, а на третьей грани (между ними) напылена резистивная пленка б. Установка такого резистора производится в отверстие в подложке, аналогично установке таблеточного резистора. В качестве материала оснований таких резисторов используют ситаллы, керамику из оксида алюминия, кремний. Малые размеры этих резисторов позволяют использовать их на частотах до 16 – 18 ГГц.

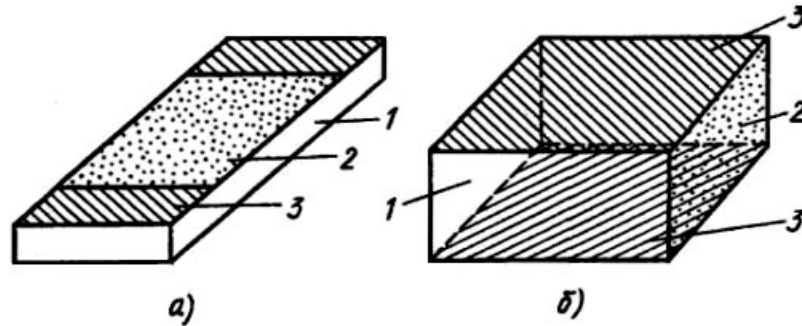


Рис. 6.16. Общий вид резистора в виде параллелепипеда в плоском (а) и объемном (б) вариантах (толщина металлизации и резистивного слоя не показаны): 1 – основание; 2 – резистивный слой; 3 – контактная площадка

Все рассмотренные навесные резисторы являются маломощными. Их мощность рассеяния не превышает обычно 0,125 Вт. При больших мощностях рассеяния на частотах до 16 – 18 ГГц используют резисторы со специальными устройствами для отвода тепла.

## 6.2. РЕЗИСТОРЫ НА МИКРОПОЛОСКОВЫХ И ЩЕЛЕВЫХ ЛИНИЯХ, ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТРУКТУРАХ

Резонаторы являются основными элементами колебательных систем и устройств СВЧ. По способу реализации резонаторы можно разделить на плоскостные и объемные.

*Плоскостные резонаторы* выполняются на основе линий передачи различных типов: микрополосковой, щелевой и т. п. В настоящее время задача анализа плоскостных резонаторов строго еще не решена, поэтому для их расчета используются различного рода приближенные методы. Один из методов состоит в замене трехмерного плоскостного резонатора моделью Олинера. Модель имеет однородное диэлектрическое заполнение с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_{\text{эфф}}$ , а ее геометрические размеры являются эффективными размерами резонатора. По периметру модели резонатора расположены магнитные стенки. Эффективные размеры и диэлектрическую проницаемость находят, исходя из условия равенства полной энергии поля резонатора и его модели.

На рис. 6.17, а показана топология резонатора на несимметричной МПЛ, на рис. 6.17, б – модель этого резонатора. При малой толщине подложки ( $h \ll \omega \epsilon_{\text{эфф}}$ ,  $l \ll \omega \epsilon_{\text{эфф}}$ ) вариациями поля вдоль оси  $y$  можно пренебречь. В такой структуре могут существовать колебания типа квази- $E_{m0n}$ , где индекс  $m$  указывает число полувольт, укладывающихся по ширине резонатора (вдоль оси  $x$ ), индекс  $n$  – число полувольт на длине резонатора (вдоль оси  $z$ ).

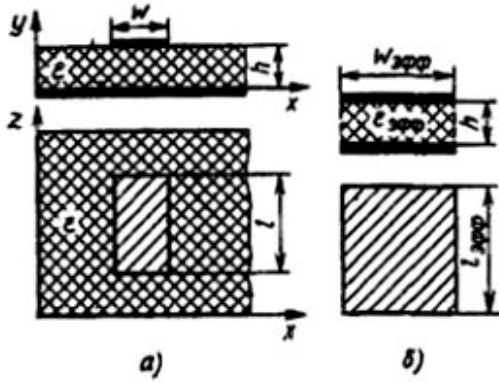


Рис. 6.17. Резонатор на несимметричной МПЛ (а) и модель Олинера (б)

Резонансную длину волны для волны произвольного типа можно определить по приближенной формуле:

$$\lambda_{PE3} = \frac{2\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}}{\sqrt{(m/W_{\text{эфф}})^2 + (n/l_{\text{эфф}})^2}}, \quad (6.7)$$

где  $W_{\text{эфф}}$ ,  $l_{\text{эфф}}$  – эффективные размеры резонатора (см. рис. 6.17, б).

Низшими типами колебаний являются  $E_{001}$  и  $E_{101}$ . Структура электромагнитного поля этих типов колебаний показана на рис. 6.18. Для колебаний  $E_{001}$  эффективная длина резонатора:

$$l_{\text{эфф}} = \lambda_{PE3} / (2\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}) = \Lambda / 2 \quad (6.8)$$

где  $\Lambda$  – длина волны в линии передачи, на основе которой выполнен резонатор.

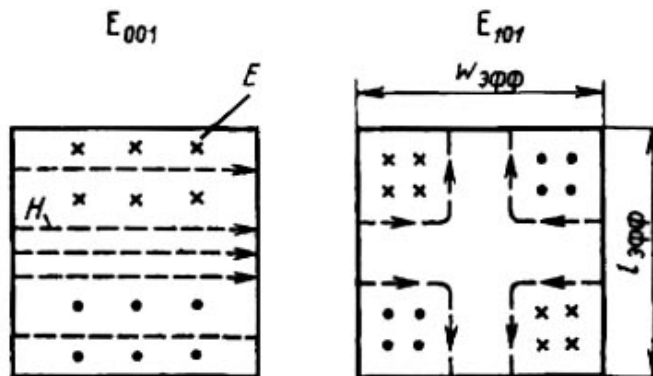


Рис. 6.18. Распределение электромагнитного поля для колебаний  $E_{001}$  и  $E_{101}$  в резонаторе, изображенном на рис. 6.17

В интегральных схемах СВЧ обычно  $\Lambda/h \gg 1$ , поэтому эффективную длину резонатора можно считать равной его геометрической длине. Резонанс электромагнитных волн возможен также и в резонаторе длиной  $\Lambda/4$ .

Конструктивно резонатор может быть выполнен короткозамкнутым или разомкнутым на конце. Анализ систем, содержащих резонаторы на основе линий передачи, удобно проводить с помощью представления резонаторов их эквивалентными схемами. Эквивалентная схема короткозамкнутого на конце прямоугольного резонатора для случая  $l = \Lambda/4$  показана на рис. 6.19, а, для случая  $l = \Lambda/2$  – на рис. 6.19, б; эквивалентная схема разомкнутого прямоугольного резонатора при  $l = \Lambda/2$  представлена на рис. 6.19, а, при  $l = \Lambda/4$  – на рис. 6.19, б. Параметры  $L$  и  $C$  эквивалентной схемы находятся по амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) резонатора.

Существенным недостатком разомкнутого резонатора является наличие значительных потерь на излучение, что имеет следствием низкие достижимые добротности. Изгибая резонатор в виде подковы (рис. 6.20), влияние краевого эффекта в полуволновом резонаторе можно уменьшить, поскольку сведение вместе противофазных концов резонатора снижает потери на излучение. Однако при уменьшении зазора  $s$  наряду с уменьшением потерь на излучение наблюдается рост потерь в проводнике линии. Вследствие этого зависимость добротности резонатора от  $s$  имеет максимум, что позволяет выбрать оптимальное значение зазора. Исследования показывают, что добротность подковообразного резонатора, имеющего оптимальный зазор, приблизительно на 55 % выше, чем прямолинейного. Применение подковообразных резонаторов позволяет также снизить занимаемую ими площадь.

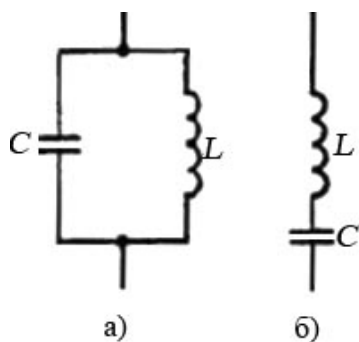


Рис. 6.19. Эквивалентные схемы прямоугольного короткозамкнутого резонатора: а – четвертьволнового; б – полуволнового

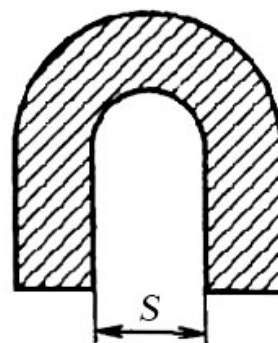


Рис. 6.20. Подковообразный резонатор на МПЛ

Короткозамкнутые резонаторы имеют большие достижимые добротности, но реализация короткозамыкателя не всегда удобна в технологическом отношении.

В линию резонаторы могут включаться по-разному. Наиболее распространенные способы включения резонаторов по схеме двухполюсника показаны на рис. 6.22. Размер зазора  $S$  выбирается исходя из заданного коэффициента связи.

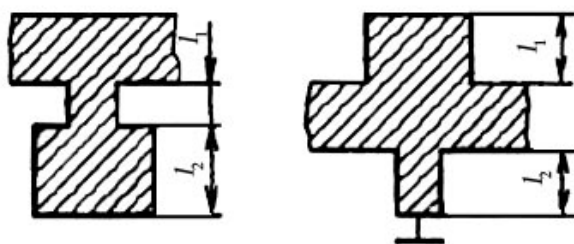


Рис. 6.21. Топологии резонаторов в виде комбинации шлейфов

Возможные способы включения резонаторов по схеме четырехполюсника показаны на рис. 6.23. Резонаторы могут выполняться также в виде шлейфов (рис. 6.21).

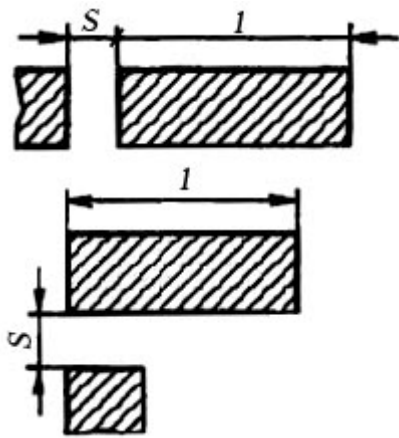


Рис. 6.22. Варианты включения резонатора в линию по схеме двухполюсника

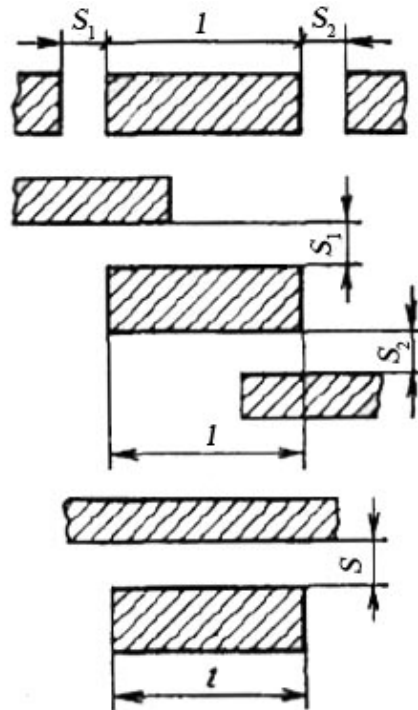


Рис. 6.23. Варианты включения резонатора по схеме четырехполюсника

На основе прямоугольных резонаторов конструктивно просто выполняются составные резонаторы, представляющие набор последовательно или параллельно включенных резонаторов. Методики расчета собственной и внешней добротности резонаторов для каждого способа включения различны и в общем случае представляют достаточно сложную электродинамическую задачу.

В современных микроволновых устройствах СВЧ находят применение и другие типы резонаторов, топологии которых представлены на рис. 6.24.

При использовании тонкой подложки в круглом резонаторе (рис. 6.24, а) возможны колебания типа квази- $E_{mn0}$ , где  $m$ ,  $n$  – число полуволн, укладываемых соответственно на окружности резонатора и вдоль радиуса. Резонансная длина волны круглого резонатора определяется формулой

$$\lambda_{PE3} = 2\pi r_{\text{эфф}} \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}} / \nu_{mn} \quad (6.9)$$

где  $r_{\text{эфф}}$  – эффективный радиус;

$\epsilon_{\text{эфф}}$  – эффективная диэлектрическая проницаемость двумерной модели резонатора;

$\nu_{mn}$  –  $n$ -ный корень производной функции Бесселя  $m$ -ного порядка.

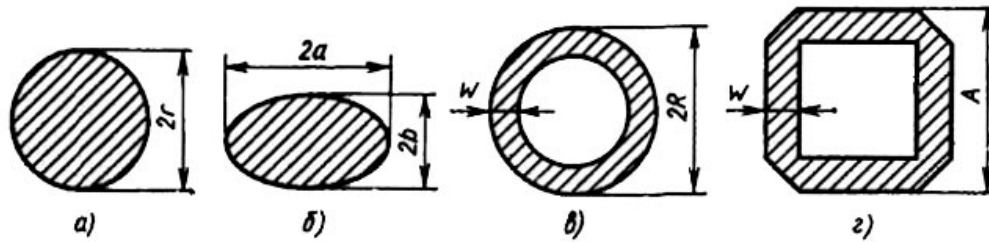


Рис. 6.24. Варианты топологии резонаторов:

а – круглый; б – эллиптический; в – круглый кольцевой; г – прямоугольный кольцевой

Низшими типами колебаний в плоской круглой резонансной структуре являются колебания типа  $E_{110}$  и  $E_{210}$  ( $\nu_{11}$  и  $\nu_{21}$  – минимально возможные значения корней производной функции Бесселя). Структура полей колебаний низших типов в этом резонаторе показана на рис. 6.25.

Расчет эллиптических резонаторов производится на основе теории эллиптических волноводов. В резонаторах могут существовать колебания двух видов: четные квази- $E_{mn0}^S$ , имеющие симметричные относительно главной оси эллипса составляющие электромагнитного поля, и нечетные квази- $E_{mn0}^C$  симметричные относительно малой оси.

Структура полей в эллиптическом резонаторе для колебаний  $E_{010}^S$  и  $E_{101}^C$  показана на рис. 6.26. Резонансные длины волн эллиптического резонатора можно определить из выражения:

$$\lambda_{PEZ} = a\pi\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}} e} / \sqrt{q_{mn}^{s,c}}, \quad (6.10)$$

где  $e = \sqrt{a^2 - b^2} / a$  – эксцентриситет эллипса;

$q_{mn}^S$  –  $n$ -ный корень четной или нечетной функции Матье первого рода  $m$ -ного порядка.

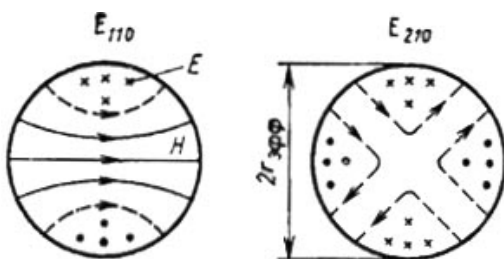


Рис. 6.25. Структура полей колебаний  $E_{110}$  и  $E_{210}$  в круглом резонаторе на МПЛ

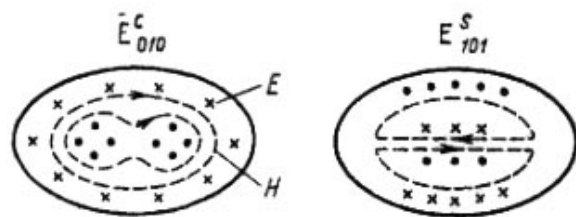


Рис. 6.26. Структура полей низших типов колебаний в эллиптическом резонаторе

Резонансную длину волны кольцевых структур в наиболее часто встречающихся на практике случаях  $R / \omega \gg l$  и  $A / \omega \gg l$  (см. рис. 6.24, в, г) можно найти по формуле:

$$\lambda_{PEZ} = \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}} P_{CP}, \quad (6.11)$$

где  $P_{CP}$  – средний периметр кольцевого резонатора.



Возможные варианты топологии резонаторов на щелевой линии передачи показаны на рис. 6.27. Полуволновая щель (рис. 6.27, а) имеет реальную длину, при слабой внешней связи несколько меньшую  $\Lambda/2$  ( $\Lambda$  – длина волны в щелевой линии передачи).

Это объясняется индуктивным характером неоднородности, возникающей на концах щели. Введение емкостной нагрузки (рис. 6.27, б) или изгиб резонатора (рис. 6.27, в) позволяет уменьшить площадь, занимаемую резонатором. Замкнутые резонансные структуры (рис. 6.27, г, д) не имеют краевых неоднородностей, однако в них наблюдается излучение электромагнитных волн на определенных частотах.

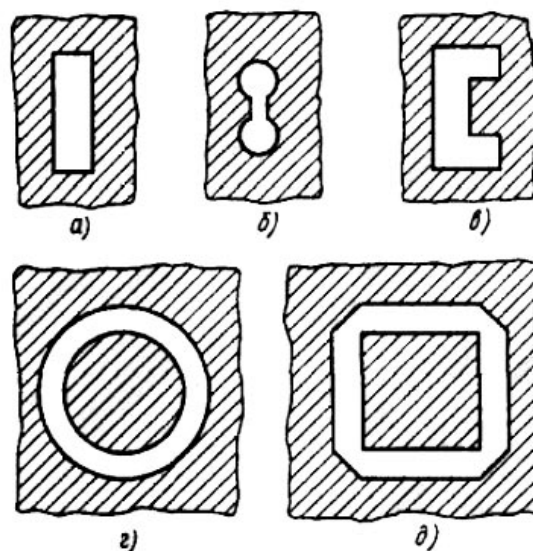


Рис. 6.27. Варианты топологии резонаторов на щелевой линии передачи

При построении устройств СВЧ применяются *объемные резонаторы*. *Прямоугольный полосковый объемный резонатор* представляет собой полосковый проводник, ограниченный со всех сторон прямоугольным экраном. По сравнению с обычными полосковыми резонаторами он имеет более высокую добротность. Анализ такой структуры можно проводить, рассматривая ее как волновод, частично заполненный диэлектриком. Резонатор имеет большие габариты, что затрудняет его использование. К образованию объемного полоскового резонатора может привести неудачный выбор размеров корпуса интегральной схемы, что является крайне нежелательным. Тщательная отработка конструкции позволяет предотвратить это явление.

Объемный резонанс в *диэлектрическом резонаторе* аналогичен резонансу в полном волноводном резонаторе. Диэлектрические резонаторы могут иметь различную форму: прямоугольную, цилиндрическую, дисковую (рис. 6.28), однако наибольшее распространение благодаря высокой технологичности получили цилиндрические резонаторы.

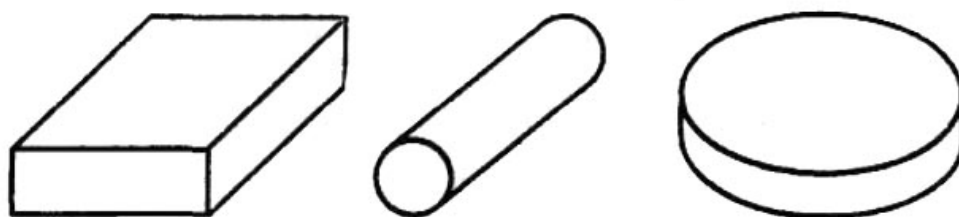


Рис. 6.28. Разновидности объемных диэлектрических резонаторов

Обычно резонаторы изготавливают из материалов с высокой диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$ . Электромагнитное поле концентрируется внутри резонатора и потери на излучение пренебрежимо малы. При  $\epsilon > 100$  нагруженная добротность резонатора зависит только от диэлектрических потерь [13]:

$$Q_H \approx l / \text{tg} \delta \quad (6.12)$$

и может достигать нескольких тысяч. Преимуществом диэлектрических резонаторов являются малые габариты. Так, при  $\epsilon = 100$  длина волны в резонаторе  $\Lambda = \lambda / \sqrt{\epsilon} = 0,1 \lambda$  и его размеры оказываются на порядок меньше длины волны.

Применение керамики термостабильных марок позволяет создавать резонаторы с температурным коэффициентом частоты (ТКЧ) не более  $10^{-4} K^{-1}$ .

**Шлейфный направленный ответвитель (НО)** представляет собой два отрезка линии передачи, соединенных между собой двумя или большим числом шлейфов, длина которых равна четверти длины волны в линии (рис. 6.29). Шлейфы включаются в линию также на расстоянии  $\Lambda/4$ . При возрастании числа шлейфов расширяется полоса рабочих частот, однако при числе шлейфов более трех волновые сопротивления крайних шлейфов становятся очень большими. Это создает существенные трудности при выполнении таких НО методами интегральной технологии, поэтому в практических устройствах число шлейфов не превышает трех.

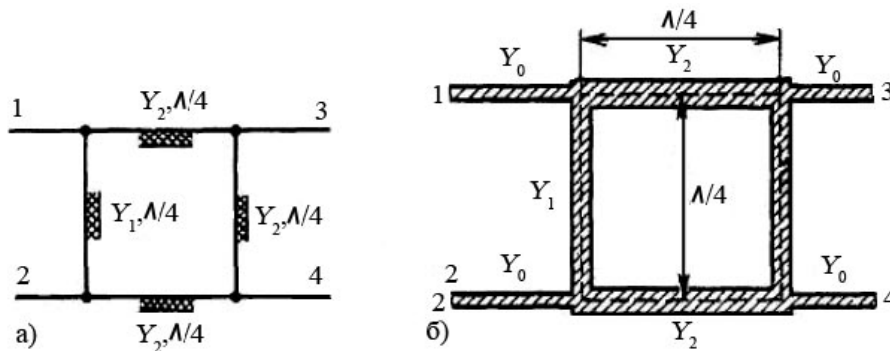


Рис. 6.29. Электрическая схема (а) и топология (б) двухшлейфного НО

Условие идеального согласования двухшлейфного НО на средней частоте рабочего диапазона:  $y_1^2 = y_2^2 - 1$ , где  $y_1$  и  $y_2$  – нормированные волновые проводимости отрезков линии передачи. При идеальном согласовании матрица рассеяния двухшлейфного НО имеет вид:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & y_1 \\ 0 & 0 & y_1 & j \\ j & y_1 & 0 & 0 \\ y_1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Через элементы матрицы рассеяния легко определяется рабочее затухание в первичной линии  $C_{13} = 10 \lg y_2^2$  и переходное ослабление  $C_{14} = 10 \lg(y_2^2 / y_1^2)$ .

### 6.3. УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ ФАЗОЙ И АМПЛИТУДОЙ СИГНАЛА

Управление фазой сигнала в тракте СВЧ производится с помощью двух- или четырехполюсных устройств с переменными параметрами, изменяющимися под воздействием электрического или магнитного поля. Такие устройства называют фазовращателями (ФВ) и широко применяют в фазированных антенных решетках, радиопередающих и радиоприемных устройствах СВЧ, аппаратуре для физических исследований и контрольно-измерительной аппаратуре различного назначения.

В настоящее время значительное распространение получили ФВ на полупроводниковых диодных структурах (*p-n*, *p-i-n*, *n-i-p-i-n*). Это обусловлено их малыми массогабаритными показателями, технологической простотой изготовления.

Работа *p-i-n*-диода основана на изменении активной составляющей сопротивления *i*-области при положительном смещении, когда через диод протекает ток. При отсутствии положительного напряжения смещения сопротивление диода составляет единицы килоом. При положительном смещении (обычно  $U_{см} = 1$  В) сопротивление падает до единиц Ом и зависит от тока.

Фазовращатели с полупроводниковыми диодами могут быть как проходными (в этом случае их следует рассматривать как четырехполюсники), так и отражательными (двухполюсники).

На рис. 6.30 показана принципиальная электрическая схема дискретного проходного ФВ на *p-i-n*-диодах с использованием 3-дБ направленного ответвителя. Схема представляет собой восьмиполюсник, два плеча которого используются как вход (плечо 1) и выход (плечо 2) ФВ, а два плеча (3 и 4) нагружены идентичными отражающими ячейками. Входной сигнал подается в плечо 1 и делится на два сигнала равной амплитуды, поступающих в плечи 3 и 4. Фазы этих сигналов отличаются на  $90^\circ$ . Поступившие в плечи 3 и 4 сигналы отражаются, причем фазы отраженных сигналов определяются входным сопротивлением отражателей, а, следовательно, наличием или отсутствием положительного смещения на *p-i-n*-диодах. Отраженные сигналы складываются синфазно в плечо 2 и поступают в на-

грузку. Согласование по входу такого ФВ в полосе частот определяется главным образом частотными свойствами НО и идентичностью коэффициентов отражения ячеек.

Отражательные ФВ обычно объединяются с  $Y$ -циркуляторами.

Принцип действия другой разновидности проходного ФВ (рис. 6.31, а) рассмотрим с помощью его эквивалентной схемы (рис. 6.31, б). Схема представляет отрезок длинной линии, обеспечивающий между «точками А и В» набег фазы  $\varphi_1 = (\pi + \alpha)/2$ , где  $\alpha$  – требуемый фазовый сдвиг фазовращателя.

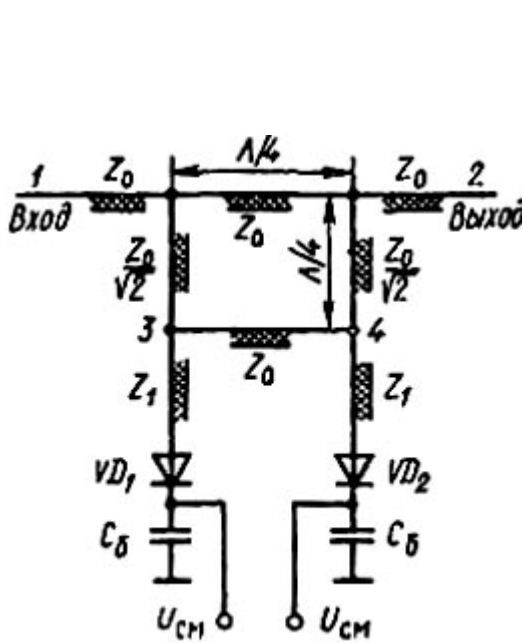


Рис. 6.30. Схема дискретного проходного ФВ с использованием 3-дБ НО

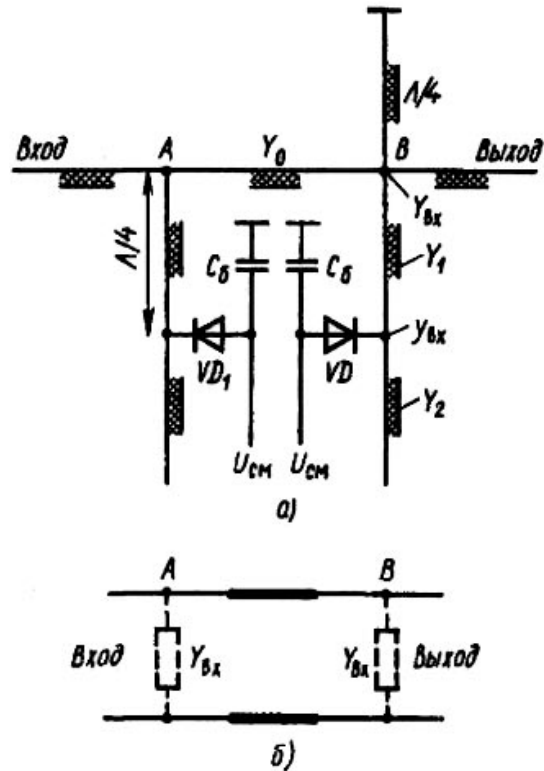


Рис. 6.31. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) электрические схемы ФВ с оптимизацией по потерям

Можно показать, что если в указанных точках включить одинаковые проводимости  $Y_{ex} = j2Y_0 \operatorname{tg}(\alpha/2)$ , то набег фазы между точками А и В изменится и будет равен  $\varphi_2 = (\pi - \alpha)/2$ . В результате получается фазовый сдвиг, равный разности фаз в двух состояниях:  $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \alpha$ .

Подключаемые к линии проводимости  $Y_{ex}$  реализуются в виде шлейфов (рис. 3.30, а). При одновременном включении диодов каждый шлейф можно рассматривать как короткозамкнутый четвертьволновый отрезок линии с нулевой проводимостью на входе (в точках А и В). В этом случае шлейфы не влияют на прохождение сигнала по основной линии. При закрытых диодах проводимость  $Y_{ex}$  определяется входной проводимостью

короткого участка линии  $Y_{ex} = jB_m$ , емкостной проводимостью диода  $jB_c$  и волновой проводимостью  $Y_1$  четвертьволнового шлейфа:

$$Y_{ex} = Y_1^2 / (jB_c + jB_m) = -Y_1^2 / (B_c + B_m).$$

Таким образом, соотношение между величинами  $Y_1$ ,  $B_c$  и  $B_m$  выбирается из условия обеспечения требуемого фазового сдвига:

$$Y_1^2 / (B_c + B_m) = 2Y_0 \operatorname{tg}(\alpha/2).$$

В реальных ФВ наличие малого, но отличного от нуля сопротивления диода  $r$  в открытом состоянии и большого, но конечного сопротивления  $R$  закрытого диода приводит к потерям мощности, определяемым активными составляющими проводимостей шлейфов. Так, полагая, что проводимость открытого диода  $G = l / r$ , для входной проводимости шлейфа легко получить выражение  $Y_{BX}^{OTK} = Y_1^2 / G$ . При закрытом диоде, имеющем активную проводимость  $g = l / R$ , входная проводимость шлейфа определяется по формуле:

$$Y_{BX}^{3AK} = Y_1^2 / [g + j(B_c + B_m)] \approx gY_1^2 / j(B_c + B_m)^2 - Y_1^2 / j(B_c + B_m).$$

Для оптимизации ФВ по потерям, т. е. для выполнения условия равенства потерь в обоих его состояниях, необходимо обеспечить равенство активных составляющих входных проводимостей шлейфа

$$Y_1^2 / G = gY_1^2 / j(B_c + B_m)^2,$$

откуда легко найти выражение для определения  $B_m$  и  $Y_1$ :

$$B_m = \sqrt{Gg} - B_c, \quad Y_1 = \sqrt{2Y_0 \sqrt{Gg} \operatorname{tg}(\alpha/2)}.$$

В оптимизированном ФВ потери (дБ) определяются по формуле:

$$L_{\Phi B} = 10 \lg[l + (4\sqrt{K}) \operatorname{tg}(\alpha/2)],$$

где  $K = R / r$  – параметр, называемый качеством  $p$ - $i$ - $n$ -диода (в реальных диодах  $K = 100 - 2000$ ; для идеального диода  $K \rightarrow \infty$ ).

Из последней формулы видно, что потери возрастают с увеличением  $\alpha$ , а при  $\alpha \rightarrow \pi$   $L_{AD} \rightarrow \infty$ . Следовательно, в рассмотренной схеме можно реализовать фазовый сдвиг, не превышающий  $\pi$ . На практике такие фазовращатели используются для получения небольших фазовых сдвигов (до  $\pi/4$ ).

Каскадное включение фазовращателей, дающих фазовые сдвиги  $\alpha$ ;  $\alpha/2$ ;  $\alpha/4$ ;  $\alpha/8$ , ..., образует многоразрядный ФВ на  $2^{n+1}$  дискретных значений фазы. Он обеспечивает в заданных пределах  $2\alpha$  любой фазовый сдвиг с требуемой степенью точности, определяемой значением  $n$ .

Управление амплитудой сигнала в тракте СВЧ производят с помощью выключателей (импульсных модуляторов), переключателей (коммутаторов), аттенуаторов, модуляторов, ограничителей. Все эти устройства нередко имеют одинаковые схемные решения и отличаются друг от друга

управляющим элементом, характеристиками управляющего воздействия и т. п. Эти отличия соответствуют специфическим требованиям к устройствам каждого конкретного типа. Так, управляемые аттенюаторы можно использовать в качестве амплитудных модуляторов в широкой полосе частот.

Одной из основных характеристик устройств управления амплитудой является вносимое затухание  $L = 10 \lg(P_{вх}/P_{вых})$ , где  $P_{вх}$  – мощность, поступающая на вход;  $P_{вых}$  – мощность на выходе.

Коммутационные устройства должны пропускать сигнал в состоянии «включено» со входа на один или несколько выходов с минимальным вносимым затуханием и обеспечивать максимальное затухание между входом и выходом (выходами) в состоянии «выключено».

На рис. 6.32 показана схема трехкаскадного переключателя на  $p-i-n$ -диодах. Последовательное включение трех каскадов через полуволновые отрезки линии передачи позволяет увеличить затухание в состоянии «выключено». Цепи питания выполнены на основе четвертьволновых шлейфов и индуктивностей.

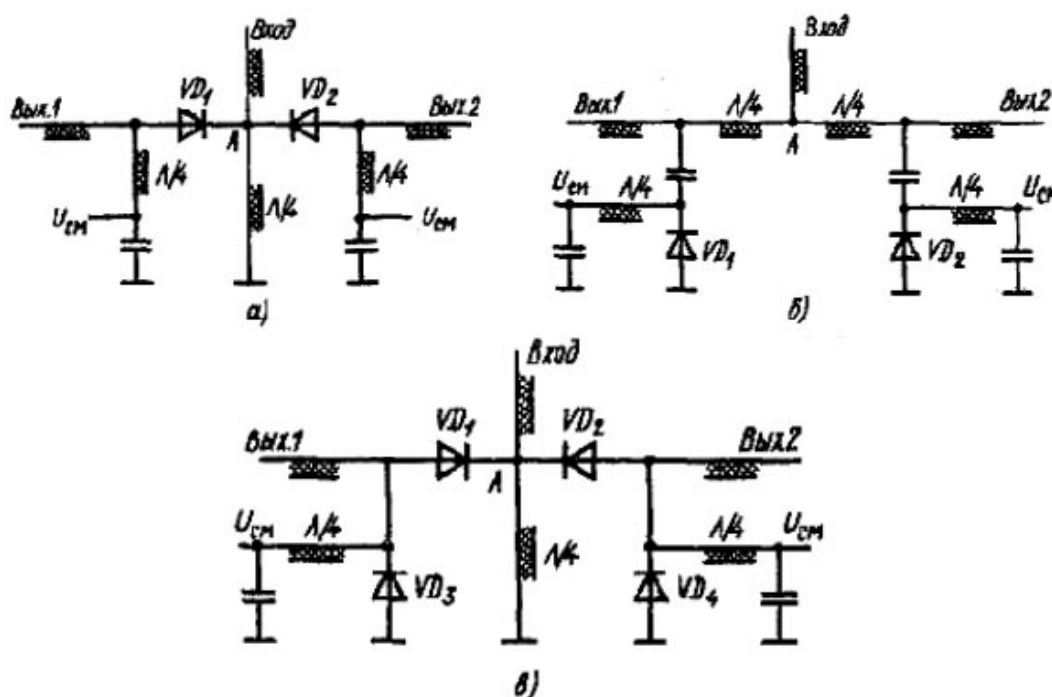


Рис. 6.32. Варианты электрических схем двухканальных переключателей

В состоянии «включено» диоды имеют большое сопротивление и мощность передается на выход с минимальными потерями. В состоянии «выключено» сопротивление диодов много меньше волнового сопротивления линии передачи. Это создает в сечениях включения диодов режим, близкий к короткому замыканию.

Поступившая на вход выключателя мощность отражается. Подобный выключатель обеспечил в состоянии «выключено» затухание не менее 90 дБ и потери в состоянии «включено» не более 1 дБ в полосе частот 1,7 – 2,3 ГГц.

На рис. 6.33 приведены варианты схем двухканальных переключателей с различным включением диодов в линию: последовательным (а), параллельным (б) и комбинированным (в).

Принцип работы схем очевиден: состояние «включено» соответствует открытым последовательным диодам и закрытым параллельным, и наоборот.

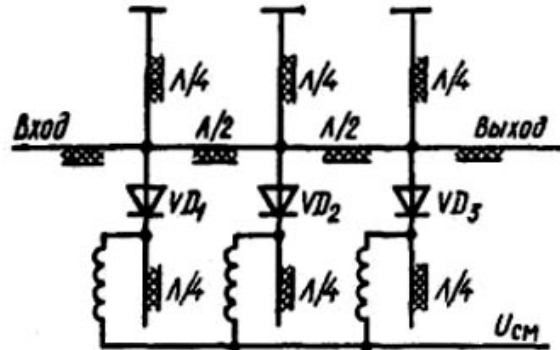


Рис. 6.33. Электрическая схема трехкаскадного переключателя на р-и-п-диодах

В двухканальном переключателе в микрополосковом исполнении (рис. 6.34) на расстоянии  $\lambda/4$  от точки разветвления А включены р-и-п-диоды, осуществляющие коммутацию. Развязка по постоянному току выполнена на основе разомкнутых четвертьволновых отрезков линий передачи, которые в точках подключения напряжений смещения  $U_{см1}$  и  $U_{см2}$  создают режим короткого замыкания по сигналу СВЧ.

Рассмотрим упрощенный расчет этого переключателя. Пусть диод  $VD1$  открыт, а диод  $VD2$  закрыт. В этом случае мощность, поступающая на вход, передается на выход 6. Входная проводимость канала 1 переключателя в точке разветвления линий передачи  $Y_{ex1} = Y_0^2 / (Y_0 + G)$ , где  $Y_0$  – волновая проводимость подводящих линий;  $G = l / r$  – проводимость диода в открытом состоянии. При  $G \gg Y_0$ , что справедливо для открытого диода,  $Y_{ex1} \rightarrow 0$ .

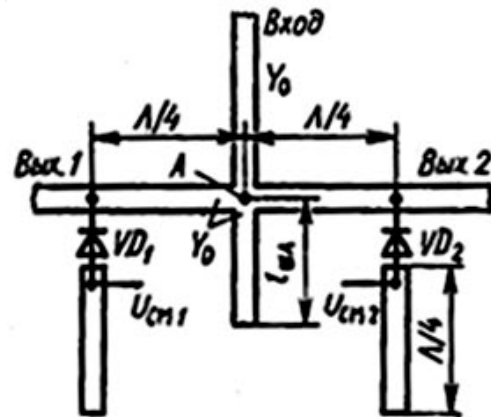


Рис. 6.34. Топология простейшего двухканального переключателя

Входная проводимость канала 2 в точке А при закрытом диоде  $VD2$  определяется соотношением

$$Y_{ex2} = \frac{Y_0^2}{Y_0 + g + jB_c} = \frac{Y_0^2(Y_0 + g)}{(Y_0 + g)^2 + B_c^2} - j \frac{B_c Y_0^2}{(Y_0 + g)^2 + B_c^2},$$

где  $g$ ,  $B_c$  – активная и реактивная составляющие проводимости р-и-п-диода в закрытом состоянии. При  $g \ll Y_0$  и  $B_c \ll Y_0$ , что имеет место при закрытом диоде,  $Y_{ex2} \approx Y_0 - jB_c$ .

Компенсация индуктивного компонента  $Y_{ex2}$  осуществляется подключением к точке  $A$  дополнительного шлейфа, входная проводимость которого равна проводимости  $B_c$  диода. Длина шлейфа  $l_{шл}$  выбирается из условия:

$$Y_{шл} = jY_0 \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi}{\Lambda} l_{шл}\right) = jB_c,$$

откуда 
$$l_{шл} = \left(\frac{2\pi}{\Lambda}\right) \operatorname{arctg}\left(\frac{B_c}{Y_0}\right).$$

Включение шлейфа обеспечивает режим согласования ( $Y_{ex2} \approx Y_0$ ) и мощность, поступающая на вход переключателя, практически полностью поступает на выход 2 и не поступает на выход 1.

Вследствие неидеальности характеристик реальных  $p-i-n$ -диодов (значения  $G$  и  $g$  конечные) часть входной мощности ответвляется в закрытый канал. Соотношение между мощностями, прошедшими в закрытый и открытый каналы, можно найти из условия, что при параллельном соединении активных проводимостей мощность делится пропорционально их значениям. Полагая, что  $B_c$  достаточно мало, можно получить:

$$P_{отк} / P_{ex} \approx 1 - Y_0 / G - g / Y_0, P_{зак} / P_{ex} \approx Y_0^2 / G.$$

Если выполняется условие  $Y_0 = \sqrt{Gg}$ , то мощность в открытом канале максимальна, а в закрытом минимальна:

$$P_{отк}^{max} / P_{ex} = 1 - 2\sqrt{k}, P_{зак}^{min} / P_{ex} = 1/k,$$

где  $k = R/r$  – качество  $p-i-n$ -диода.

При возрастании  $k$  доля мощности, поступающей в открытый канал, увеличивается, а доля мощности, поступающей в закрытый канал, уменьшается.

Подобные схемы могут быть использованы для построения многоканальных коммутаторов. При этом к точке  $A$  (см. рис. 6.34) подключается несколько идентичных каналов.

## 6.4. ПРОЛЕТНЫЕ КЛИСТРОНЫ

*Пролетный клистрон* – электровакуумный прибор, работающий по принципу кратковременного взаимодействия электронов с электрическим полем двух и более резонаторов.

На рис. 6.35 показаны устройство и схема питания двухрезонаторного пролетного клистрона. Входной резонатор клистрона служит для модуляции скорости электронного пучка, а выходной резонатор забирает высокочастотную энергию электронного пучка, имеющего модуляцию по плотности.



Между резонаторами располагается труба дрейфа, в которой происходит группирование и модуляция по плотности модулированного по скорости электронного пучка. Металлическая труба дрейфа экранирует пространство дрейфа от внешних электрических полей. На рабочей частоте труба дрейфа обладает свойствами запердельного волновода и препятствует установлению обратной связи между выходом и входом клистрона.

Максимально достижимая глубина модуляции в двухрезонаторном клистроне ограничена явлением электростатического расталкивания электронов в пучке. Используя три и более резонаторов с небольшой расстройкой можно добиться значительного увеличения глубины модуляции пучка по плотности и тем самым увеличить усиление, КПД и полосу рабочих частот клистрона.

На рис. 6.36 приведен общий вид трехрезонаторного пролетного клистрона. Выходной резонатор всегда настраивается на частоту выходного сигнала. Если клистрон усилительный, то частоты настройки входного и выходного резонаторов одинаковы. В умножительных клистронах выходной резонатор настраивается на частоту заданной гармоники входного сигнала.

Чтобы клистрон работал в режиме генератора с самовозбуждением, создается внутренняя или внешняя цепь обратной связи. Внешняя цепь обратной связи обычно состоит из фазовращателя для создания условий баланса фаз и аттенюатора для подбора баланса амплитуд. В цепь обратной связи нередко включается резонатор, настроенный на рабочую частоту клистрона и способствующий повышению стабильности частоты генерируемого сигнала.

Рассмотрим основные параметры и характеристики пролетных клистронов.

*Коэффициент усиления* двухрезонаторного клистрона удается получить не более 10 – 15 дБ. Ориентировочно максимальный коэффициент усиления (в децибелах) для  $N$ -резонаторного клистрона:

$$K_y = 15 + 20(N - 2). \quad (6.13)$$

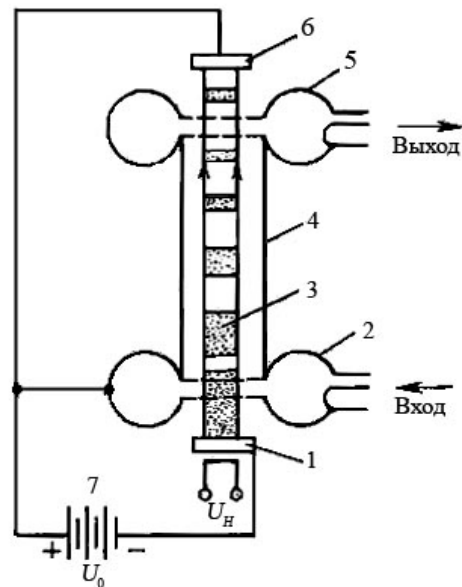


Рис. 6.35. Двухрезонаторный пролетный клистрон: 1 – катод; 2 – входной резонатор; 3 – электронный пучок; 4 – трубка дрейфа; 5 – выходной резонатор; 6 – коллектор

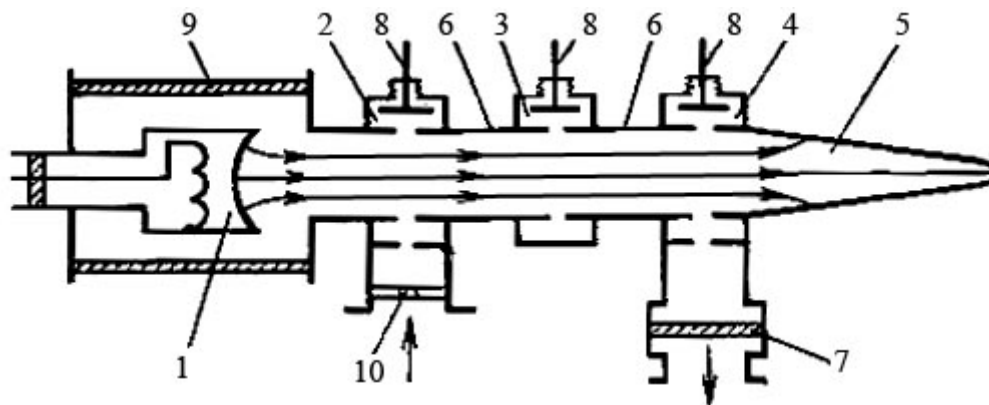


Рис. 6.36. Трехрезонаторный пролетный клистрон на большую мощность:  
 1 – катод; 2, 3, 4 – входной, промежуточный и выходной резонаторы; 5 – коллектор;  
 6 – пролетные трубы; 7 – выходное окно; 8 – механизм настройки;  
 9 – керамическая труба; 10 – входное окно

Получить коэффициент усиления многорезонаторного клистрона более 60 дБ трудно из-за паразитных обратных связей и самовозбуждения колебаний. На рис. 6.37, а приведена амплитудная характеристика клистрона, из которой видно, что при малых сигналах (область I) клистрон представляет собой линейное устройство, в области II наступает насыщение, коэффициент усиления уменьшается (рис. 6.37, б), а выходная мощность продолжает расти.

Выходная мощность зависит от тока электронного пучка, ускоряющего напряжения, мощности входного сигнала и настройки резонаторов. Ускоряющее напряжение подбирается таким, чтобы обеспечить оптимальное группирование электронного пучка в области выходного резонатора.

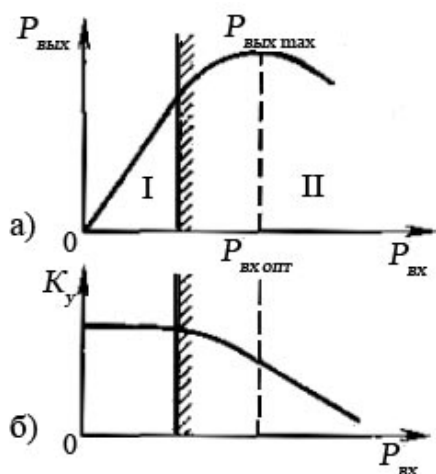


Рис. 6.37. Амплитудные характеристики пролетного двухрезонаторного клистрона

Максимум характеристики (рис. 6.37, а) соответствует оптимальным условиям группирования. Дальнейшее увеличение входной мощности приводит к тому, что в области выходного резонатора происходит разгруппировка электронов, и мощность на выходе падает. Выходная мощность многорезонаторных клистронов в режиме непрерывного генерирования достигает до 100 кВт, а в импульсном режиме – до десятков мегаватт.

Полоса рабочих частот в двухрезонаторном клистроне зависит главным образом от полосы пропускания резонаторов и составляет менее 1 %. В

многорезонаторных клистронах при взаимной расстройке резонаторов полоса пропускания достигает 10 %. В этом случае выходной резонатор также настраивается на частоту усиливаемых колебаний. Если предшествующие резонаторы обеспечивают полосу 5 – 10 %, то нагруженная добротность выходного резонатора  $Q_H$  должна быть не более 10 – 20.

В меньшей степени полоса пропускания пролетного клистрона зависит от ускоряющего напряжения, расстояния между резонаторами и амплитуды входного сигнала.

*Фазочастотная характеристика* зависит от взаимной расстройки резонаторов. Соответствующей расстройкой резонаторов можно добиться достаточно линейной фазочастотной характеристики клистрона. Пульсации ускоряющего напряжения приводят к паразитной фазовой модуляции выходного сигнала.

*Электронный КПД* клистрона представляет собой отношение выходной мощности к мощности, расходуемой источником ускоряющего напряжения. Электронный КПД двухрезонаторного клистрона не превышает 59 %, в многорезонаторных клистронах он может быть больше. В табл. 6.1 приведены параметры типичных усилительных прямопролетных клистронов.

Таблица 6.1

Усредненные параметры пролетных клистронов

Вид клистрона	Диапазон частот, МГц	Выходная мощность, кВт	$U_0$ , кВ	$I_0$ , А	Коэффициент усиления, дБ
Двухрезонаторный непрерывного режима	5965 – 6385	0,004	0,6	0,16	7 – 10
Четырехрезонаторный непрерывного режима	10000 – 11000	20	21	3,1	57
Пятирезонаторный непрерывного режима	2650 – 3950	500	63	140	56

Пролетные клистроны в основном применяются в качестве выходных усилителей радиолокационных и телевизионных передатчиков. Импульсные клистроны большой мощности используются для питания линейных ускорителей.

Частотно-умножительные клистроны используются главным образом в тех случаях, когда требуется получить СВЧ-колебания высокой стабильности. Возбудителем умножителя частоты служит стабилизированный кварцем генератор метрового диапазона. При коэффициенте умножения  $n = 10$  и более на выходе умножителя могут быть получены высокостабильные колебания дециметрового и сантиметрового диапазонов.

## 6.5. ОТРАЖАТЕЛЬНЫЕ КЛИСТРОНЫ

*Отражательный клистрон* – электровакуумный прибор, работающий по принципу кратковременного взаимодействия электронов с электрическим полем одного резонатора, в котором электроны, пролетев в одном направлении, возвращаются тормозящим полем отражателя и вторично пролетают в другом направлении.

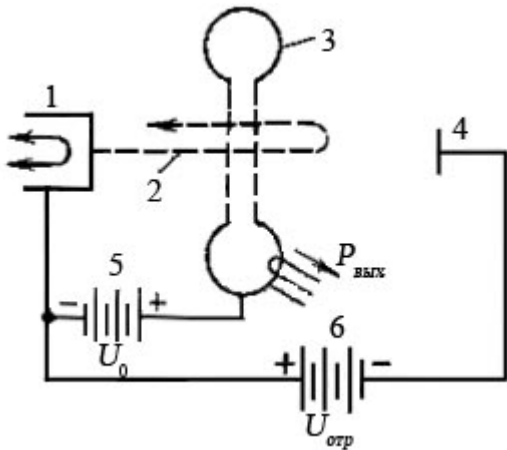


Рис. 6.38. Отражательный клистрон:  
 1 – катод; 2 – электронный пучок;  
 3 – резонатор; 4 – отражатель; 5 – источник ускоряющего напряжения;  
 6 – источник напряжения отражения

На рис. 6.38 показано устройство и схема питания отражательного клистрона. Работу отражательного клистрона можно пояснить следующим образом. Электроны, ускоренные напряжением  $U_0$ , попадают в резонатор, где модулируются по скорости колебаниями высокочастотного электрического поля. Пролетев резонатор, электроны попадают в пространство между резонатором и отражателем. Последний, имея отрицательный потенциал, тормозит электроны и возвращает их обратно в резонатор. При торможении и возврате электроны формируются в сгустки.

Рассмотрим процесс группирования электронов в сгустки (рис. 6.39). Электроны пучка влетают в резонатор с одинаковой скоростью  $v_e$  и в разное время  $t$ . Электрон 1, вылетевший из резонатора в момент времени  $U$  и пролетевший зазор резонатора в ускоряющем СВЧ-поле  $U_1$ , увеличивает свою скорость ( $v_{e1} > v_e$ ). Электрон 2, влетевший в резонатор несколько позже (момент времени  $t_2$ ) и пролетевший зазор в тот момент, когда высокочастотное поле было равно нулю, не изменяет свою скорость ( $v_{e2} = v_e$ ). Электрон 3, влетевший в резонатор еще позже (момент времени  $t_3$ ) и пролетевший резонатор в тормозящем СВЧ-поле, уменьшает свою скорость ( $v_{e3} < v_e$ ). Как показано на рис. 6.39, электроны 1, 2, 3 в зависимости от времени вылета пройдут разные пути  $z$  и затратят на это разное время, но при определенном напряжении на отражателе могут возвратиться в резонатор в одно и то же время  $t_n$ .

Для того чтобы клистрон мог генерировать незатухающие СВЧ-колебания, сгустки электронов при обратном движении должны проходить через резонатор, когда в нем имеется тормозящее высокочастотное поле. Этому режиму соответствуют оптимальное время пролета  $t_{opt}$  электронов в пространстве группирования и оптимальный угол пролета:

$$\theta_{opt} = t_{opt} \dot{\omega} = (3/2) \pi. \quad (6.14)$$

Изменение угла пролета приводит к уменьшению времени эффективного взаимодействия возвращающихся электронов с СВЧ-полем резонатора и, как следствие, уменьшению амплитуды колебаний и, наконец, срыву генерации. Естественно, что изменение угла пролета на  $2\pi$  снова восстанавливает оптимальное условие генерации. Таким образом, оптимальный угол пролета:

$$\theta_{opt} = t_{opt} \dot{\omega} = (3/2) \pi + 2 \pi n, \quad (6.15)$$

где  $n = 1, 2, 3, \dots$  – целое число, называемое номером зоны генерации.

Угол пролета меняется регулированием напряжения  $U_{отр}$  на отражателе.

Рассмотрим основные параметры и характеристики отражательных клистронов.

Выходная мощность отражательных клистронов не превышает нескольких ватт. На рис. 6.40, а показана зависимость этой мощности от напряжения на отражателе в разных зонах генерации. Из рисунка видно, что чем выше номер зоны, т. е. чем меньше напряжение на отражателе, тем меньше выходная мощность клистрона. Объясняется это уменьшением модуляции пучка по плотности из-за взаимного расталкивания электронов. Отражательные клистроны имеют малый КПД (1 – 3 %), поэтому не могут разрабатываться на большие мощности.

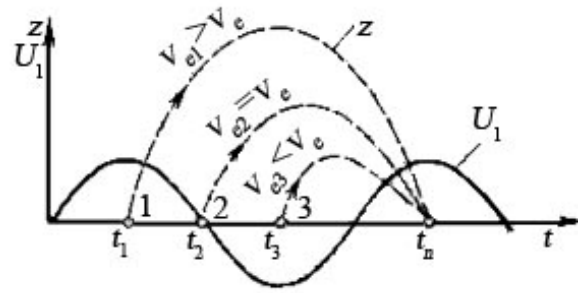


Рис. 6.39. Группирование электронов в сгустки в отражательном клистроне

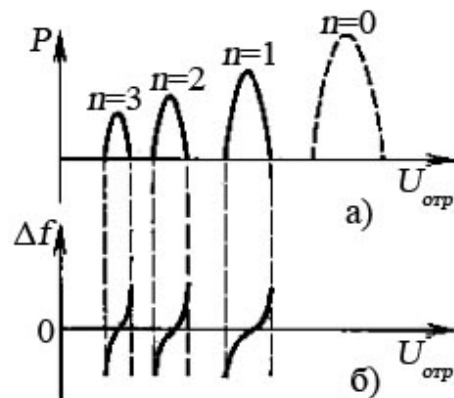


Рис. 6.40. Характеристики отражательного клистрона: а – изменение мощности в зоне генерации; б – изменение частоты в зоне генерации

*Частота колебаний* клистрона может меняться в широких пределах механической перестройкой резонатора и в узком диапазоне частот в пределах зоны генерации путем изменения напряжения на отражательном электроде (рис. 6.40, б). Отклонения частоты генерации клистрона при изменении напряжения на отражателе объясняются изменением реактивной составляющей проводимости, вносимой электронным пучком в резонатор клистрона.

Выпускаемые промышленностью клистроны имеют диапазон электронной перестройки  $\Delta f = 10 - 20$  МГц на волнах  $\lambda_0 = 10$  см и  $\Delta f = 20 - 50$  МГц на волнах  $\lambda_0 = 3$  см. Диапазон механической перестройки частоты в пределах одной зоны генерации не превышает  $\pm 25\%$  средней частоты. При изменении зоны генерации диапазон механической перестройки частоты можно увеличить до октавы и более. В табл. 6.2 приведены параметры типичных отражательных клистронов.

Таблица 6.2

Усредненные параметры отражательных клистронов

Генерируемая мощность, мВт	Рабочий диапазон частот, ГГц	$U_0$ , В	$I_a$ , мА	$U_{отр}$ , В	Диапазон электрической настройки, МГц
80 – 140	1,15 – 3,75	300	30	110 – 230	20
20 – 30	8,5 – 9,6	300	25	130 – 185	55
6 – 700	3,5 – 4,3	750	80	800	20
15 – 30	48 – 60	600	25	150 – 450	60 – 180

Отражательные клистроны применяются в качестве гетеродинов СВЧ-приемников, задающих генераторов передатчиков, маломощных однокаскадных генераторов передатчиков и в измерительной технике.

Возможность электронной перестройки частоты клистрона позволяет относительно просто решать задачи автоматической подстройки частоты гетеродина и стабилизации частоты задающего генератора передатчика.

Отражательные клистроны могут быть выполнены в металлическом оформлении с внутренним резонатором (см. рис. 6.38) и в стеклянном баллоне с внешним резонатором. Чаще всего используются внешние резонаторы тороидальной формы (см. рис. 6.6, б).

## 6.6. ЛАМПЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

*Лампой бегущей волны* (ЛБВ) называется электровакуумный прибор, работающий по принципу длительного взаимодействия электронного потока с бегущей прямой замедленной электромагнитной волной [8]. В конструкции ЛБВ, приведенной на рис. 6.41, источником электронов является

электронная пушка, образованная катодом, управляющим электродом, первым и вторым анодами. Электронная пушка обеспечивает необходимую скорость, начальную фокусировку и регулировку тока электронного пучка. Регулировка тока пучка осуществляется с помощью управляющего напряжения  $U_y$ . Скорость пучка определяется ускоряющим напряжением  $U_0$ .

Форма электродов пушки, их взаимное расположение и потенциалы на них относительно катода в совокупности действуют как электронная линза, фокусирующая электронный пучок. Для фокусировки электронного пучка при его движении внутри спирали используется магнитное поле. Для создания магнитного поля применяется соленоид или кольцевые магниты фокусирующей системы (пакетированные ЛБВ), которые не требуют источника питания и позволяют получить лучшее качество фокусировки пучка. В качестве колебательной системы ЛБВ используется спираль, которая вместе с кожухом составляет спиральную замедляющую систему. Электронный пучок, проходя внутри спирали в направлении распространения электромагнитной волны, вначале модулируется по плотности продольной составляющей СВЧ-поля этой волны, а затем отдает часть энергии своих электронов этой же волны, что приводит к усилению входного сигнала.

Согласующий переход является элементом спиральной замедляющей системы с входным и выходным волноводами. К входному волноводу подводится усиливаемый сигнал, а усиленный отводится выходным волноводом. Для подстройки согласования входного и выходного волноводов с замедляющей системой предусмотрены подстроечные элементы устройства согласования. Для развязки выхода и входа ЛБВ, а также для предотвращения самовозбуждения на систему крепления спирали (керамические или кварцевые стержни) наносят слой поглотителя (локальный поглотитель).

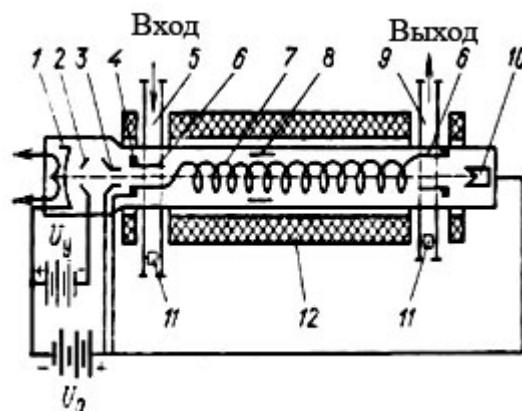


Рис. 6.41. Лампа бегущей волны:  
 1 – катод; 2 – управляющий электрод;  
 3 – первый анод; 4 – второй анод; 5 – входной волновод; 6 – согласующий переход;  
 7 – спиральная замедляющая система;  
 8 – локальный поглотитель; 9 – выходной волновод; 10 – коллектор; 11 – устройство согласования; 12 – фокусирующая система

Поглотитель располагают на достаточном удалении от входа, чтобы обеспечить хорошее группирование электронов, и на достаточном удалении от выхода, чтобы обеспечить максимальную передачу энергии пучка СВЧ-полю (получить большой коэффициент усиления).

Рассмотрим основные параметры и характеристики ЛБВ. Характер зависимости *выходной мощности* от мощности входного сигнала (амплитудная характеристика) и коэффициента усиления приведены на рис. 6.42. Линейный режим работы лампы сохраняется до тех пор, пока все электроны сгустков находятся в течение всего времени взаимодействия в тормозящем СВЧ-поле. При дальнейшем увеличении амплитуды поля часть электронов в конце интервала взаимодействия попадает в ускоряющее СВЧ-поле, что приводит к уменьшению коэффициента усиления. Максимальная выходная мощность ЛБВ соответствует режиму насыщения. При значительном увеличении входной мощности выходная мощность может уменьшаться, но затем опять увеличиваться за счет прямого прохождения входного сигнала. В последнем режиме лампа работает как ослабитель (аттенюатор).

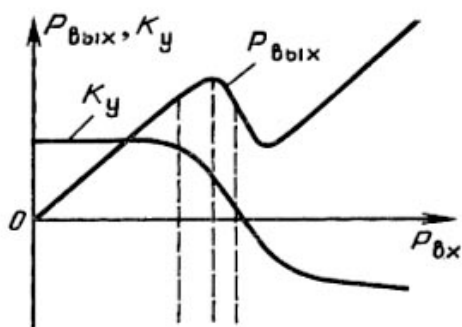


Рис. 6.42. Амплитудные характеристики лампы бегущей волны

В зависимости от входной мощности ЛБВ могут быть малой мощности ( $P_{вых}$  в режиме насыщения не превышает 1 Вт), средней мощности ( $P_{вых} = 1 - 100$  Вт), большой мощности ( $P_{вых} > 100$  Вт) и сверхмощные ( $P_{вых} > 100$  кВт).

Коэффициент усиления ЛБВ зависит от входной мощности, частоты сигнала, режимов питания, нагрузки, а также других факторов. Коэффициент усиления (в децибелах) в линейном режиме работы ЛБВ определяется уравнением:

$$K_y = -9,54 + 47,3 l_3 C_y - a_n, \quad (6.16)$$

где параметр усиления:

$$C_y = \sqrt[3]{\frac{I_0 R_{св}}{4U_0}};$$

$I_0$  — ток электронного пучка;

$U_0$  — ускоряющее напряжение;

$R_{св}$  — сопротивление связи (величина, определяющая эффективность связи электронного пучка с СВЧ-полем замедляющей системы);

$l_3 = l / \lambda_{зам}$  — электрическая длина замедляющей системы;

$l$  — геометрическая длина замедляющей системы;

$a_n$  — затухание локального поглотителя.



Из приведенных формул и анализа принципа действия относительно линейного режима работы ЛБВ необходимо сделать следующие заключения:

а) усиление растет с увеличением тока пучка  $I_0$ , так как увеличивается количество электронов, взаимодействующих с электромагнитной волной;

б) усиление растет с увеличением электрической длины  $l$  замедляющей системы, поскольку увеличивается время взаимодействия электронов с электромагнитной волной. Обычно  $l = (10 - 30)\lambda_{зам}$ . При дальнейшем увеличении  $l$  возникает нелинейная зависимость и коэффициент усиления не возрастает;

в) локальный поглотитель уменьшает усиление. Однако это уменьшение легко компенсируется увеличением длины спирали и отсутствие угрозы самовозбуждения лампы позволяет, наоборот, повысить коэффициент усиления;

г) изменение ускоряющего напряжения вызывает «рассинхронизацию» пучка и волны и приводит к уменьшению коэффициента усиления (рис. 6.43). Различные типы ЛБВ имеют коэффициент усиления в пределах 15 – 60 дБ.

Частотная характеристика лампы бегущей волны приведена на рис. 6.44. Частотные свойства ЛБВ определяются свойствами замедляющей системы, качеством согласования выводов и локального поглотителя, режимом питания и др. Качество частотной характеристики оценивается неравномерностью усиления в диапазоне частот. У широкополосных ЛБВ (полоса около одной октавы) разница между максимальным и минимальным усилением достигает 6 – 8 дБ. Диапазон рабочих частот ЛБВ обычно отсчитывается на заданном уровне минимального усиления ЛБВ.

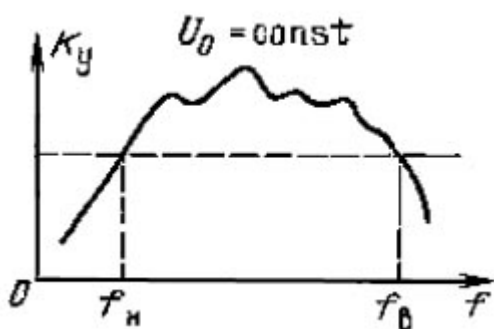


Рис. 6.43. Зависимость коэффициента усиления лампы бегущей волны от ускоряющего напряжения

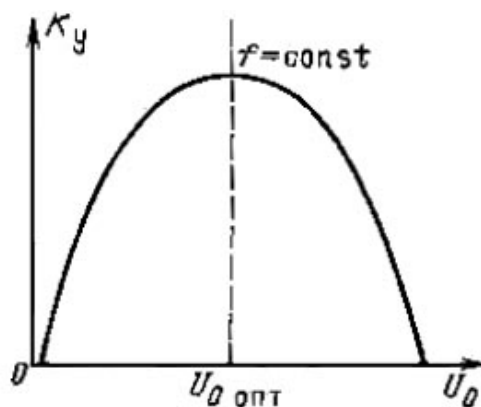


Рис. 6.44. Частотная характеристика лампы бегущей волны

Фазовая характеристика зависит от ускоряющего напряжения, качества согласования входа и выхода ЛБВ и входной мощности. Изменение фазы выходного напряжения при изменении ускоряющего напряжения  $\Delta U_0$  приблизительно выражается формулой:

$$\Delta\varphi = -105l_p(\Delta U_0/U_0)$$

Изменение входной мощности ЛБВ изменяет кинетическую энергию электронов и этим вызывает фазовый сдвиг выходного сигнала. Поэтому при усилении амплитудно-модулированного сигнала с помощью ЛБВ возникает небольшая фазовая паразитная модуляция.

Шумы ЛБВ вызываются флуктуацией скорости электронов, изменением токораспределения, ионизацией, вторичной электронной эмиссией и тепловыми шумами. Шумы ЛБВ можно уменьшить выбором электрического режима работы (в основном уменьшением тока пучка), улучшением согласования на входе и выходе и улучшением фокусировки пучка.

Шумы ЛБВ имеют особое значение при использовании их в качестве входных усилителей радиоприемников. Лампы бегущей волны подобного применения называются малошумящими. Их коэффициент шума находится в пределах 4 – 20 дБ.

Широкое распространение получили малошумящие ЛБВ в качестве входных усилителей высокой частоты приемников, что позволяет на 10 – 20 дБ увеличить чувствительность приемника и защитить детектор смесителя от выгорания.

Лампы бегущей волны средней и большой мощности применяются в качестве промежуточных, а иногда и оконечных каскадов усилителей мощности передатчика. Отличительной особенностью таких усилителей является широкополосность и большое усиление на каскад. В табл. 6.3 приведены усредненные электрические параметры ЛБВ, а на рис. 6.41 показана одна из ее конструкций.

Таблица 6.3

Усредненные параметры ЛБВ

Вид ЛБВ	Коэффициент перекрытия диапазона	Коэффициент шума дБ	Коэффициент усиления, дБ	Выходная мощность, Вт	Напряжения питания, В
Малошумящие	1,1 – 2	4 – 10	15 – 35	$10^{-3} - 10^{-2}$	250 – 1200
Промежуточные	1,1 – 4	10 – 30	25 – 60	$10^{-2} - 1,0$	600 – 2000
Малой мощности	1,5 – 2	20 – 30	20 – 60	1,0 – 10	$10^3 - 4 \cdot 10^3$
Средней мощности	1,5 – 2	–	25 – 35	$10 - 10^2$	$1,5 \cdot 10^3 - 4 \cdot 10^3$
Большой мощности	1,5 – 2	–	13 – 30	$10^2$	$2 \cdot 10^3 - 2 \cdot 10^4$

## 6.7. ЛАМПЫ ОБРАТНОЙ ВОЛНЫ

Лампой обратной волны (ЛОВ) называется электровакуумный прибор, основанный на принципе длительного взаимодействия электронов с СВЧ-полем волны, движущейся в обратном направлении по отношению к электронному потоку [7]. В качестве колебательной системы ЛОВ используются широкополосные замедляющие системы.

Устройство ЛОВ показано на рис. 6.45. Электронный пучок формируется пушкой, состоящей из катода, фокусирующего электрода первого и второго анодов. Сфокусированный электронный пучок проходит вдоль замедляющей системы типа «встречные штыри» и попадает на коллектор. Фокусировка электронов в процессе их движения вдоль замедляющей системы осуществляется как в ЛБВ, соленоидом или кольцевыми магнитами (пакетированная ЛОВ).

Вывод СВЧ-энергии через ступенчатый переход электрически соединен с концом замедляющей системы, находящимся вблизи электронной пушки, а противоположный ее конец нагружен на согласованное сопротивление (поглотитель). Согласованное сопротивление устраняет паразитную обратную связь в ЛОВ, возникающую за счет повторных отражений.

Флуктуации электронного потока вызывают в замедляющей системе ЛОВ слабые электромагнитные колебания самых различных частот, распространяющиеся в сторону вывода энергии (обратные волны). Продольная электрическая составляющая поля этих колебаний в замедляющей системе может быть представлена суммой пространственных гармоник, фазовая скорость одной из которых может иметь то же направление и примерно то же значение, что и скорость электронного потока, удовлетворяя этим условиям синхронизации. В ЛОВ путем выбора параметров замедляющей системы и электрического режима создаются условия синхронизации для первой гармоники обратной волны, отличающейся тем, что направление ее групповой скорости (направление распространения энергии) противоположно фазовой скорости. Характерной особенностью использования этой волны ЛОВ является то, что условия синхронизации сохраняются в узком диапазоне частот. Для изменения частоты необходимо подбирать новые условия синхронизма и менять скорость пучка путем изменения ускоряющего напряжения.

Обратная связь в генераторе на ЛОВ создается за счет противоположных направлений фазовой и групповой скоростей при условии совпадения направления скорости электронов и фазовой скорости волны. При этом электронный поток несет СВЧ-энергию от пушки к коллектору, а волна – в обратном направлении.

При наличии обратной связи для возбуждения генератора необходимо удовлетворение условий баланса фаз и амплитуд. Для обеспечения самовозбуждения сумма фазовых углов при обходе по контуру автогенератора должна быть равна целому числу  $2\pi$ . Поэтому условие фазового баланса для ЛОВ запишется в виде:

$$\omega l / v_{\Phi(1)} - \omega l / v_e - \pi = 2\pi n, \quad (6.17)$$

где  $\omega l / v_{\Phi(1)}$  – изменение фазы волны при ее движении вдоль замедляющей системы;

$\omega l / v_e$  – набег фазы для сигнала, переносимого электронным потоком на том же пути;

$l$  – длина замедляющей системы;

$v_{\Phi(1)}$  – фазовая скорость первой пространственной гармоники обратной волны;

$\pi$  – смещение электронного сгустка относительно волны при их совместном движении;

$n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Из (6.17) следует, что ЛОВ имеет несколько зон генерации, характеризующихся различными значениями  $n$ . Возбуждение колебаний в той или иной зоне зависит от тока пучка (см. рис. 6.46). Ток пучка, при котором начинается возбуждение ЛОВ, называется пусковым током  $I_{\text{пуск}}$ . При токах меньше пускового условие баланса амплитуд не удовлетворяется, и ЛОВ работает как узкополосный усилитель.

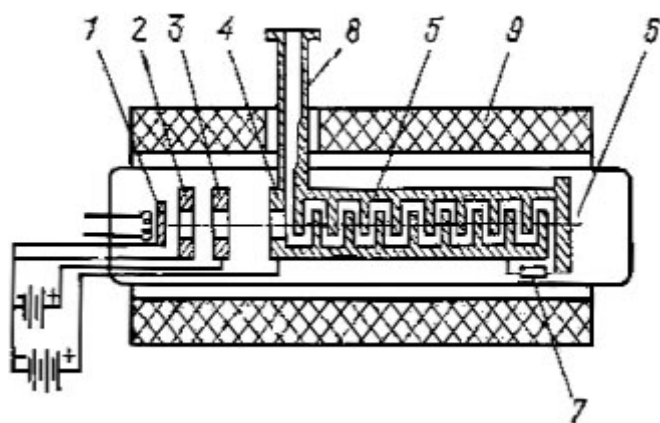


Рис. 6.45. Лампа обратной волны:  
1 – катод; 2 – фокусирующий электрод; 3 – первый анод; 4 – второй анод; 5 – замедляющая система; 6 – коллектор; 7 – нагрузка замедляющей системы; 8 – вывод энергии; 9 – фокусирующая система

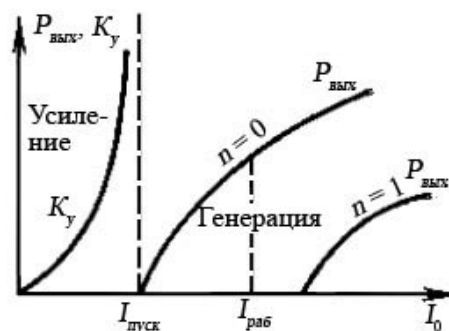


Рис. 6.46. Зависимость выходной мощности и коэффициента усиления лампы обратной волны от тока пучка

В качестве рабочего вида колебания ЛОВ выбирается основной вид  $n = 0$ . Для того чтобы обеспечить уверенный режим генерации при  $n = 0$ , рабочий ток  $I_{раб}$  (см. рис. 6.46) выбирают в 2 – 5 раз больше пускового тока рабочего вида колебания ЛОВ  $n = 0$ , но меньше пускового тока первой зоны.

Уравнение баланса фаз (6.17) используется для расчета частоты колебаний, генерируемых ЛОВ. Очевидно, что частота будет зависеть от ускоряющего напряжения  $U_0$ , поскольку последнее определяет скорость электронов  $v_e$ . Увеличение  $U_0$  увеличивает частоту.

Рассмотрим основные характеристики и параметры ЛОВ.

Выходная мощность ЛОВ в основном зависит от меняющихся при перестройке ускоряющего напряжения и согласования. Зависимость выходной мощности ЛОВ от ускоряющего напряжения показана на рис. 6.47. Основной причиной неравномерности и изрезанности этой кривой является плохое согласование из-за отражения электромагнитной волны от нагрузки и выходного конца замедляющей системы. Волна, отраженная от выхода, идет к коллектору и ее поле не взаимодействует с электронным потоком. При плохом согласовании поглотителя у коллекторного конца замедляющей системы пришедшая волна снова отражается и направляется к выходному концу, на этот раз, взаимодействуя с электронным потоком. Если при этом фазы прямых и отраженных волн совпадают, то выходная мощность растет, если противоположны – то уменьшается. Так как сдвиг фаз зависит от частоты, то должно наблюдаться колебание выходной мощности при перестройке ЛОВ.

Степень неравномерности кривой выходной мощности в диапазоне перестройки оценивается перепадом мощности:

$$\delta_M = 10 \lg(P_{\max} / P_{\min}), \quad (6.18)$$

где  $P_{\max}$  и  $P_{\min}$  – максимальное и минимальное значения выходной мощности в диапазоне электронной перестройки.

В современных ЛОВ перепады мощности не превышают 5 дБ. Для уменьшения перепадов мощности ЛОВ прибегают к ее стабилизации. Стабилизацию можно осуществить за счет отрицательной обратной связи с регулировкой мощности за счет изменения тока пучка напряжением на фокусирующем электроде. Недостатком этого метода является искажение характеристики электронной перестройки из-за изменения тока пучка. Лучшие, но более сложные методы стабилизации мощности основываются на использовании управляемых ограничителей и аттенюаторов, автоматически регулируемых по цепи обратной связи.

Лампы обратной волны являются маломощными генераторами, их выходная мощность не превышает нескольких сот милливатт.

Диапазон электронной перестройки характеризуется коэффициентом перекрытия диапазона:

$$K_D = f_{\max} / f_{\min},$$

где  $f_{\max}$  и  $f_{\min}$  – максимальная и минимальная граничные частоты диапазона перестройки.

Коэффициент перестройки ЛОВ с коаксиальными выводами энергии  $K_D = 2$ , а с волноводными выводами  $K_D \approx 1,5 - 1,6$ .

Характеристика электронной перестройки представляет собой зависимость частоты от напряжения на замедляющей системе. Характеристика электронной перестройки показана на рис. 6.48. Волнистость этой характеристики объясняется теми же отражениями, что и выходной мощности (см. рис. 6.47). Степень искажения характеристики электронной перестройки оценивается перепадом крутизны относительно усредненной кривой (штриховая линия на рис. 6.48):

$$\delta_k = S_{\text{эmax}} / S_{\text{эmin}}, \quad (6.19)$$

где  $S_{\text{эmax}}$  и  $S_{\text{эmin}}$  – максимальное и минимальное значения крутизны электронной перестройки в рабочем диапазоне частот.

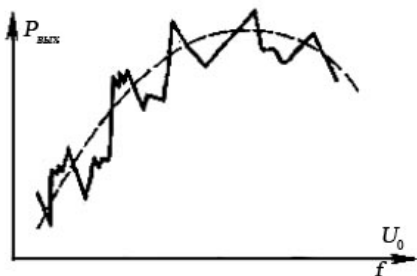


Рис. 6.47. Зависимость выходной мощности лампы обратной волны от ускоряющего напряжения

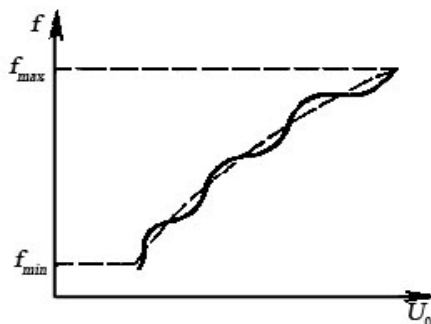


Рис. 6.48. Характеристика электронной перестройки лампы обратной волны

Крутизна электронной перестройки частоты уменьшается с ростом  $U_0$ . Для ЛОВ сантиметрового диапазона она составляет несколько мегагерц на вольт, в миллиметровом диапазоне – десятки мегагерц на вольт.

Спектр генерируемых колебаний, создаваемых в ЛОВ, как и колебания большинства генераторов, не являются монохроматическими. Их спектр расширен за счет амплитудной и частотной модуляции выходного сигнала, которую можно объяснить плохим вакуумом, дискретным характером тока электронного пучка и эффектами распределения тока между отдельными электродами и элементами замедляющей системы.

У современных ЛОВ уровень боковых (паразитных) составляющих спектра по сравнению с уровнем несущей частоты снижен до 60 дБ. Уровень боковых составляющих можно снизить улучшением фокусировки пучка, уменьшением тока пучка и хорошей фильтрацией питающих напряжений.

Лампы обратной волны применяются в качестве гетеродинов приемников, задающих генераторов передатчиков и в измерительной технике в качестве свипируемых генераторов.

Применение ЛОВ в качестве гетеродинов совместно с ЛБВ, используемыми в качестве усилителя высокой частоты на входе приемника, позволяет создать приемники с широким диапазоном быстрой электронной перестройки. В этом случае большое значение имеет монохроматичность сигналов ЛОВ, так как расширение спектра проявляется на выходе приемника в виде частотных и амплитудных шумов. Недостатками гетеродинов на ЛОВ является высокий уровень шумов и высоковольтные питающие напряжения.

Применение ЛОВ в качестве свипируемых генераторов способствовало развитию автоматизации измерений, в частности, панорамных измерительных устройств для измерения  $K_{cm}$ , затухания и др. В этом случае серьезным недостатком ЛОВ является большое непостоянство выходной мощности по диапазону при электронной перестройке, требующее применения специальных мер для ее стабилизации.

В табл. 6.4 приведены основные усредненные электрические параметры ЛОВ.

Таблица 6.4

Усредненные параметры ЛОВ

Рабочий диапазон частот, ГГц	Ускоряющее напряжение, кВ	Ток пучка, мА	Генерируемая мощность, мВт
6,4 – 4,8	0,17 – 1,4	40	50 – 500
14,0 – 15,0	3,3 – 4,6	45	5
48,5 – 61,5	2 – 4	50	1 – 7

## 6.8. МАГНЕТРОНЫ

Магнетроном называется генераторный прибор *M*-типа, в котором анод и катод являются коаксиальными цилиндрами, магнитное поле аксиально, а замедляющая система является резонансной [8].

Принцип действия многорезонаторного магнетрона основывается на сочетании методов кратковременного и длительного взаимодействия электронов с высокочастотным электрическим полем системы резонаторов, об-

разующих замкнутую на себя узкополосную замедляющую систему. Устройство многорезонаторного магнетрона показано на рис. 6.49, а.

Конструктивно магнетрон представляет собой диод (рис. 6.49, а), состоящий из анодного блока (анода) и катода. Анодный блок – основной конструктивный элемент магнетрона, содержащий замедляющую систему и служащий для подсоединения других элементов конструкции (выходного устройства, катода и др.).

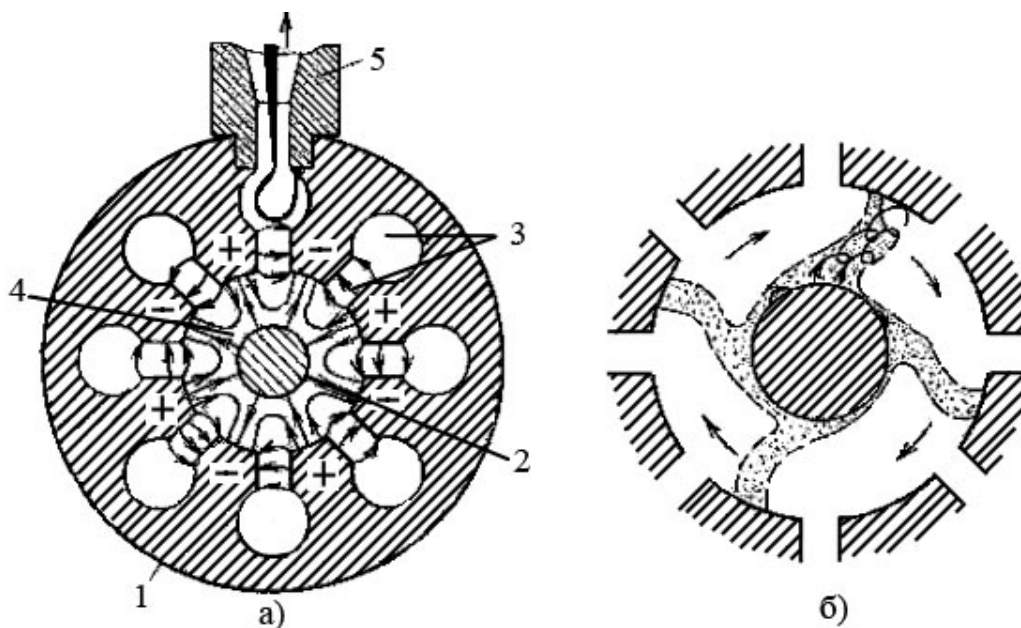


Рис. 6.49. Многорезонаторный магнетрон: а – принцип устройства; б – форма электронного потока: 1 – анодный блок; 2 – катод; 3 – резонатор; 4 – пространство взаимодействия; 5 – вывод энергии;

Замедляющая система состоит из связанных, замкнутых в кольцо резонаторов.

Катод магнетрона имеет цилиндрическую форму и располагается вдоль оси анодного блока. Пространство между катодом и анодным блоком называется пространством взаимодействия, в котором происходит обмен энергией между электронами и СВЧ-полем. Поле СВЧ в пространстве взаимодействия образуется за счет «провисания» поля щели. Энергия выводится с помощью петли, находящейся в одном из резонаторов. Петля и отрезок линии передачи (коаксиальный или полый волновод) образуют вывод энергии.

Электрическое поле  $E_r$  в магнетроне создается источником анодного напряжения  $U_a$ , отрицательный полюс которого подключен к катоду, а положительный к заземленному аноду. Магнитное поле создается постоянным магнитом или электромагнитом, полюса которого находятся вблизи



торцевых поверхностей анодного блока. Электрическое поле в магнетроне направлено вдоль радиусов цилиндра, а магнитное поле перпендикулярно ему и направлено параллельно оси цилиндра.

Если магнитное поле отсутствует, то траектория электронов совпадает с направлением силовых линий электрического поля. Движение электронов под действием магнитного и электрического полей описывается уравнением Лоренца (1.1) и в магнетроне происходит по эпициклоидам, т. е. по кривым, которые описывает точка окружности, катящейся по поверхности катода. Средняя переносная скорость движения электронов определяется отношением напряженностей электрического и магнитного полей.

Флуктуации вращающегося вокруг катода электронного облака вызывают в резонаторах СВЧ-колебания, под действием которых электронное облако модулируется по плотности, образуя электронные «спицы», имеющие форму, показанную на рис. 6.49, б.

Условием резонанса анодного блока магнетрона так же, как и обычного кольцевого резонатора, является целое число длин волны, укладывающихся по окружности кольца. Если обозначить длину волны в замедляющей системе  $\lambda_{зам}$ , то условием резонанса анодного блока магнетрона будет:

$$2\pi r_a = n\lambda_{зам}. \quad (6.20);$$

Это же условие можно выразить через разность фаз колебаний  $\varphi$  в любых двух соседних резонаторах:

$$\varphi N = 2\pi n, \quad (6.21)$$

где  $r_a$  – внутренний радиус анодного блока магнетрона;

$N$  – число резонаторов;  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Из (6.21) видно, что разность фаз колебаний в резонаторах может принимать только дискретные значения:  $\varphi = 2\pi n$

Виды колебаний анодного блока обозначаются числом (номером) или величиной фазового сдвига  $\varphi$ . Многорезонаторные магнетроны, как правило, работают на колебаниях  $n = N/2$ , или  $\pi$ -вида ( $\varphi = 180^\circ$ ), так как при этом виде колебаний обеспечиваются лучшие электрические характеристики генератора. Работа на  $\pi$ -виде требует четного числа резонаторов. У колебаний  $\pi$ -вида число спиц равно половине числа резонаторов. Подбирая значение анодного напряжения (напряженности электрического поля), можно установить такую скорость вращения спиц, что будет выполняться условие синхронизма между изменением полярности высокочастотного поля в резонаторах и положением спиц, а электронные спицы будут проходить у щели резонатора в момент тормозящего электрического

поля, отдавая свою энергию электромагнитному полю колебательной системы. Это приводит к увеличению амплитуды колебаний в резонаторах и к самовозбуждению магнетрона.

Рассмотрим основные характеристики и параметры магнетронов.

К рабочим характеристикам относятся постоянная мощность, вольт-амперная характеристика и КПД прибора. Рабочие характеристики магнетрона (рис. 6.50) построены для фиксированных значений индукции магнитного поля  $B$  при заданном  $K_{cm}$  нагрузки. Из рабочих характеристик видно, что при малых анодных напряжениях анодный ток в магнетроне отсутствует, т. е. почти все электроны, вылетевшие из катода, возвращаются обратно на катод. При некотором значении анодного напряжения, когда выполняется условие синхронизма  $v_e = v_{\phi}$ , в магнетроне возбуждаются интенсивные колебания. В этой области при незначительном увеличении анодного напряжения резко возрастает анодный ток. При увеличении напряженности магнитного поля интенсивные колебания в магнетроне возбуждаются при более высоком анодном напряжении.

При очень малых и очень больших значениях анодного тока работа магнетрона неустойчива. В областях малых токов происходят скачкообразные изменения (перескоки) частоты рабочего вида колебаний на частоты других видов колебаний, токи возбуждения которых меньше токов возбуждения рабочего вида колебаний. В области больших токов возникают искрения внутри магнетронов (пробои), приводящие к разрушению активной поверхности катода, а также могут наблюдаться срывы (пропуски импульсов) СВЧ-колебаний. Коэффициент полезного действия возрастает с увеличением напряженности магнитного поля, что объясняется улучшением условия взаимодействия электронов с СВЧ-полем.

К нагрузочным характеристикам относятся постоянные мощность и частота. Нагрузочные характеристики, приведенные на рис. 6.51, построены на плоскости комплексного значения коэффициента отражения (круговой диаграмме) для фиксированных значений анодного тока и напряженности магнитного поля. В заштрихованной области магнетрон работает неустойчиво.

Магнетроны отличаются простотой конструкции, высоким КПД и большой генерируемой мощностью. Особенно широкое применение магнетроны находят в радиолокации как генераторы мощных (до десятков мегаватт) прямоугольных СВЧ-импульсов, а также в промышленности, медицине и быту как генераторы непрерывных сигналов мощностью от десятков ватт до десятков киловатт. В табл. 6.5 приведены значения основных усредненных параметров импульсных магнетронов.

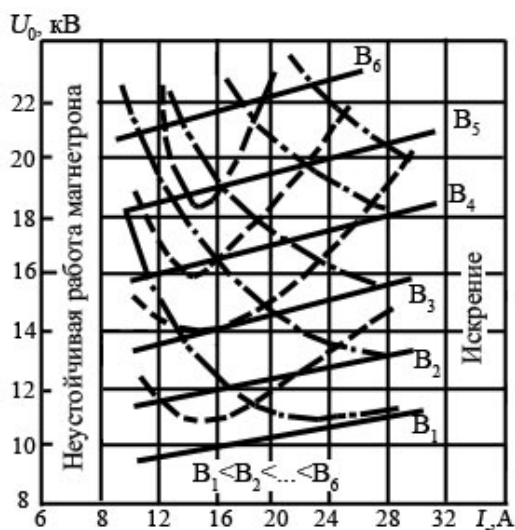


Рис. 6.50. Рабочие характеристики магнетрона: сплошная линия – вольт-амперная; штриховая – постоянного КПД; штрихпунктирная – постоянной мощности

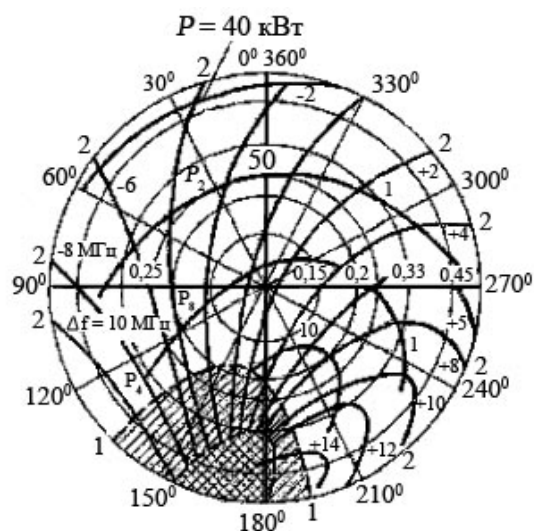


Рис. 6.51. Нагрузочные характеристики магнетрона: 1 – при постоянной мощности; 2 – при постоянной частоте

Таблица 6.5

### Усредненные параметры магнетронов

Рабочий диапазон частот, МГц	Максимальная генерируемая мощность в импульсе, кВт	Анодное напряжение, кВ	Анодный ток, А	КПД, %
2720 – 2820	1100	27	65	63
9375	280	22	27	36
8500 – 9600	60	13,3	14	30
3000	5000	48	250	42

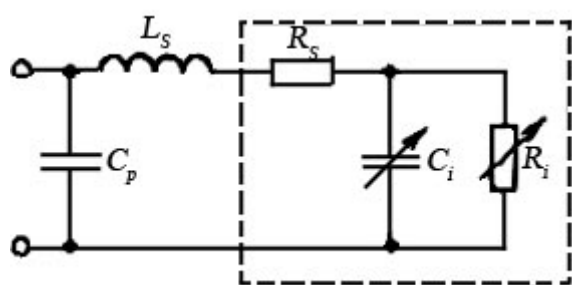
## 6.9. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ

Наиболее широкое применение в СВЧ радиоэлектронной аппаратуре находят полупроводниковые приборы (диоды и транзисторы) в схемах детекторов, смесителей, фазовращателей, ограничителей, переключателей, усилителей, генераторов и др.

Устройства на полупроводниковых приборах при удовлетворительных электрических параметрах отличаются весьма малыми габаритами и массой, низковольтным питанием, высокой механической прочностью, большой долговечностью и повышенной надежностью. Использование полупроводниковых приборов открыло широкие возможности для успешного решения задач миниатюризации РЭА.

Эквивалентная схема СВЧ-диода показана на рис. 6.52, где штриховой линией выделена полупроводниковая пластина. Отличие эквивалентных схем различных типов диодов в основном определяется характером, емкостью и сопротивлением перехода. Емкость перехода  $C_i$ , может быть постоянной или переменной, меняясь в зависимости от приложенных постоянных и переменных напряжений; сопротивление перехода  $R_i$  может быть положительным или отрицательным и также может меняться от приложенных постоянных и переменных напряжений.

К основным параметрам диода относятся параметры эквивалентной схемы рис. 6.52 и некоторые другие общие параметры, к которым можно отнести: чувствительность по току (отношение выпрямленного тока к



подводимой мощности), выходное сопротивление (дифференциальное сопротивление в рабочем режиме), допустимую мощность, обратное напряжение и диапазон рабочих частот. Кроме этого диоды характеризуются специальными параметрами,

Рис. 6.52. Эквивалентная схема СВЧ-диода связанными с их применением.

Конструктивное оформление СВЧ-диодов предполагает сведение к минимуму паразитной емкости корпуса  $C_p$ , индуктивности выводов  $L_s$  и удобное включение в коаксиальные, волноводные и полосковые конструкции СВЧ-устройств. Наиболее употребительные конструкции диодов содержат полупроводниковый элемент, заключенный в металлокерамический или металлостеклянный корпус патронного или таблеточного типа. В бескорпусной конструкции диодов поверхность полупроводника защищена пленкой оксидов и имеет золоченые контакты для включения в цепь СВЧ. Бескорпусные конструкции в основном применяются при микроминиатюризации СВЧ-устройств и имеют габаритные размеры, не превышающие  $50 \times 250 \times 250$  мкм.

Диоды с барьером Шотки имеют плоский нелинейный контакт металл – полупроводник, образованный напыленным слоем металла на поверхность полупроводника. Такой контакт обладает свойствами  $p-n$ -перехода. В отличие от диодов с  $p-n$ -переходами у диодов с барьером Шотки отсутствуют время обратного восстановления и емкость накопленных зарядов, что приводит к улучшению импульсных и частотных свойств. Кроме того, вольт-амперная характеристика диода с барьером Шотки (линия 1 на рис. 6.53) в отличие от характеристики диода с  $p-n$ -переходом (линия 2 на рис. 6.53) имеет более крутую прямую ветвь и очень малый ток при обрат-

ном включении напряжения. Диоды с барьером Шотки широко применяются в схемах переключателей, ограничителей, детекторов и смесителей.

Лавинно-пролетные диоды в отличие от туннельных имеют вольт-амперную характеристику (рис. 6.54), которая похожа на характеристику обычного  $p-n$ -перехода (без спадающего участка с отрицательным сопротивлением). При повышении обратного напряжения до нескольких десятков вольт происходит процесс лавинного пробоя запирающего слоя. Если не принять мер для ограничения тока, то лавинный пробой перейдет в тепловой и диод выйдет из строя. Допустим, что такой диод включен в цепь резонатора, в котором из-за тепловых флуктуации или других причин существуют установившиеся колебания  $U(t)$ . Если к  $p-n$ -переходу кроме этого напряжения приложено постоянное напряжение начала лавинного пробоя  $U_{np}$ , то в связи с сильной зависимостью тока диода от приложенного напряжения в цепи диода возникают импульсы тока  $I(t)$  (рис. 6.54). Синфазность импульсов тока с ускоряющим полупериодом переменного напряжения наблюдается на относительно низких частотах. Поскольку на образование лавины требуется некоторое время, то на достаточно высокой частоте импульс тока в полупроводнике отстает на четверть периода от вызвавшего его положительного (ускоряющего) полупериода переменного напряжения. За счет конечного времени пролета носителей заряда в  $p-n$ -переходе импульс тока отстает от приложенного напряжения еще на четверть периода. В этом случае будет наблюдаться эффект отрицательного сопротивления, поскольку образовавшийся сгусток свободных зарядов будет тормозиться изменившим свое направление переменным электрическим полем, отдавая в цепь резонатора часть энергии. Если потери в резонаторе окажутся достаточно малыми, то возникнут незатухающие колебания, т. е. устройство превратится в генератор. При неполной компенсации потерь возбужденные в резонаторе колебания, как в усилителе, будут увеличены по амплитуде.

При существенном отклонении от угла  $\pi/2$  усиление и генерация невозможны. А это означает, что эффект отрицательного сопротивления у таких диодов возможен только в некотором (узком) диапазоне СВЧ.

Диоды Ганна имеют однородную полупроводниковую структуру (без перехода) с невыпрямляющими контактами выводов. Вольт-амперная характеристика диода Ганна, снятая на постоянном токе, в начальной стадии подобна характеристике обычного резистора. На СВЧ диод Ганна обладает отрицательным сопротивлением.

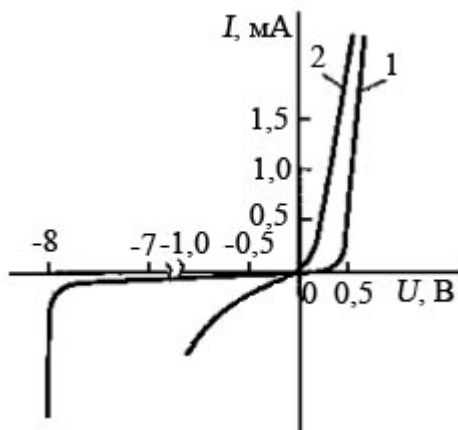


Рис. 6.53. Вольт-амперные характеристики диодов: 1 – с барьером Шоттки; 2 – с  $p-n$ -переходом

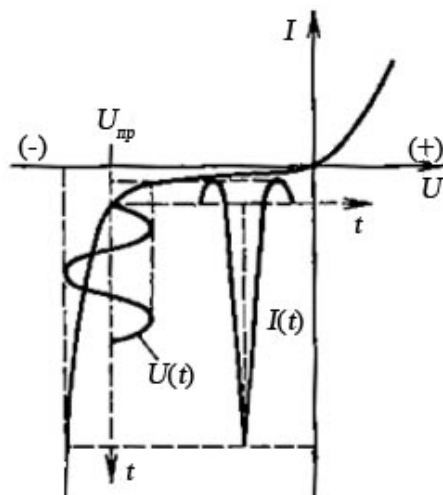


Рис. 6.54. Вольт-амперная характеристика лавинно-пролетного диода

Появление отрицательного сопротивления на определенных частотах СВЧ-диапазона обусловлено объемными эффектами, возникающими при высокой напряженности электрического поля в некоторых полупроводниковых материалах (арсенид галлия). Упомянутые эффекты были обнаружены в 1963 г. английским физиком Д. Ганном, установившим, что при приложении электрического поля, превышающего некоторое критическое значение, к произвольно ориентированным однородным образцам с двумя омическими контактами во внешней цепи возникают колебания тока. Период колебаний приближенно равнялся времени пролета электронов от катода к аноду, и для использованных Ганном образцов частота колебаний лежала в СВЧ-диапазоне. Полученные впоследствии объяснения этого эффекта говорят о том, что колебания в полупроводнике и отрицательное сопротивление диода определяются возбуждением высоким напряжением носителей, которые переходят из низко лежащей долины (зоны проводимости), где их подвижность велика, в обычно незаполненную долину, где их подвижность мала.

Главным достоинством диода Ганна является то, что в нем в отличие от других диодов и транзисторов работает весь объем, а не узкая часть  $p-n$ -перехода. Благодаря этому на базе диодов Ганна имеется возможность создания наиболее эффективных и мощных усилителей и генераторов СВЧ на твердом теле, обеспечивающих выходную мощность до нескольких киловатт в импульсе или несколько ватт в непрерывном режиме.

$p-i-n$ -диоды внутри  $p-n$ -перехода имеют обедненный  $t$ -слой (до 0,5 мм) большой толщины. Сопротивление  $p-i-n$ -диода почти полностью определяется проводимостью  $n$ -слоя, которая при обратном включении носит в основном емкостный характер, а при прямом – чисто активный. Емкость

*p-i-n*-диода вследствие большой толщины *l*-слоя очень мала и не зависит от приложенного напряжения. Прямое сопротивление так же, как и у обычных диодов, обратно пропорционально прямому току. Большая толщина *i*-слоя позволяет получать высокие пробивные напряжения. *p-i-n*-диоды применяются для коммутации, стабилизации, регулируемого ослабления, модуляции и ограничения мощности СВЧ-сигналов.

Параметрический (варакторный) диод является полупроводниковым прибором, который используется как элемент цепи с переменным реактивным сопротивлением (емкостным). По своей структуре параметрические диоды разделяются на диоды с *p-n*-переходом и контактами металл – полупроводник (диоды с барьером Шотки). Наиболее перспективными являются последние. Изменение реактивного сопротивления обусловлено тем, что емкость *p-n*-перехода или барьерная емкость контакта металл – полупроводник изменяется под воздействием приложенного напряжения. Это позволяет использовать параметрические диоды для модуляции или переключения СВЧ-сигналов, генерирования гармоник управляющего сигнала, усиления СВЧ-колебаний, преобразования частоты одного из двух подводимых сигналов. Параметрические диоды используются в режиме обратного смещения. Малый обратный ток параметрического диода в рабочем режиме позволяет получить очень малый коэффициент шума параметрических усилителей на этих диодах.

**Транзисторы.** В настоящее время разработаны конструкции полевых и биполярных транзисторов, работающих в схемах генераторов и усилителей на частотах более 30 ГГц.

На рис. 6.55 представлена эквивалентная схема транзистора, аналогичная схеме, используемой для низкочастотных транзисторов, но с той лишь разницей, что в нее дополнительно включены элементы, не оказывающие существенного влияния на работу транзистора на более низких частотах. Элементы схемы внутри штриховой линии (рис. 6.55) относятся к полупроводнику, а вне ее – к корпусу. Индексы «э» означает эмиттер, «к» – коллектор, «б» – базу, «*i*» – внутренняя часть выводов и «*o*» – внешняя часть выводов. Для получения хороших характеристик транзистора в СВЧ-диапазоне необходимо сильно сократить размеры его активной области (особенно базы) и одновременно максимально уменьшить паразитные емкости и индуктивности *p-n*-перехода, корпуса и выводов. Все это связано с большими технологическими трудностями, усложняющими производство транзисторов для высоких частот и больших выходных мощностей.

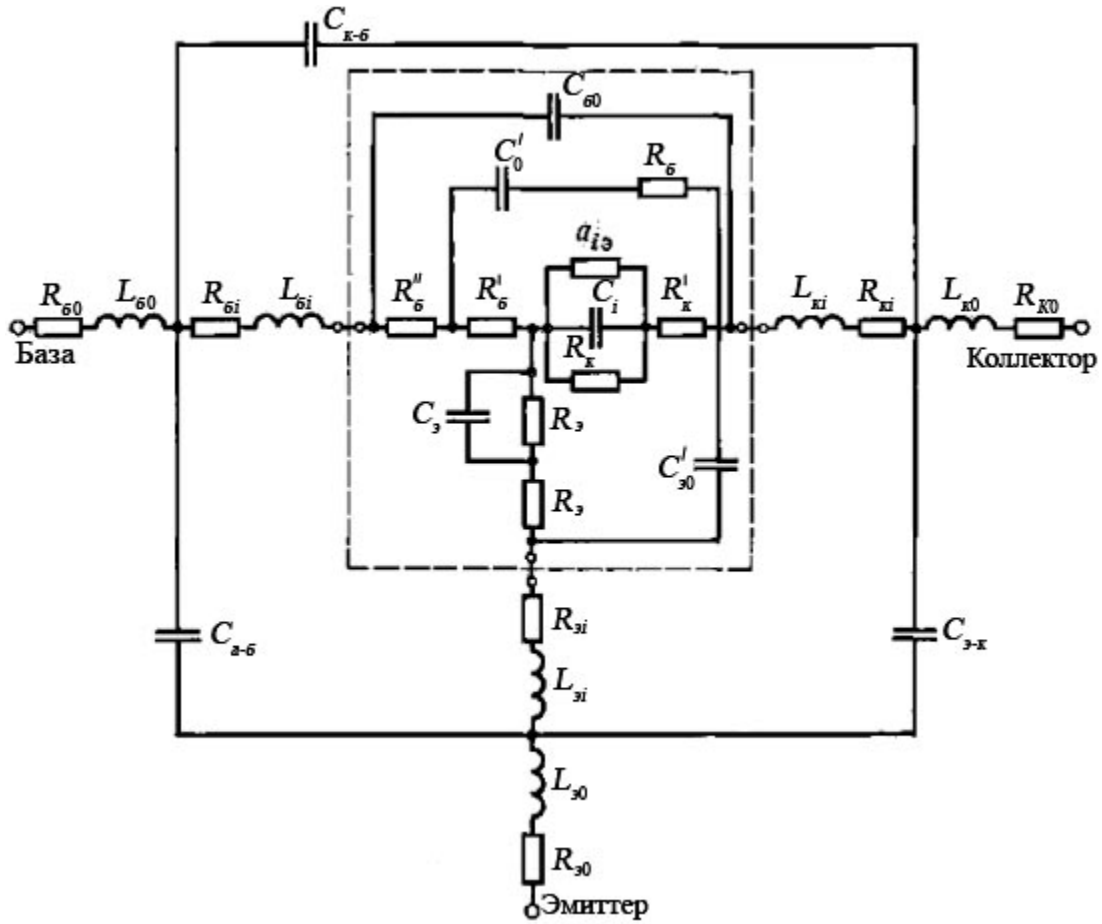


Рис. 6.55. Эквивалентная схема транзистора

## 6.10. УСИЛИТЕЛИ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

Наиболее распространенными из полупроводниковых приборов для усиления колебаний являются входные усилители высокой частоты в приемниках, в которых основными электрическими требованиями являются малый коэффициент шума при достаточно большом коэффициенте усиления и широкий диапазон перестройки.

**Регенеративные усилители на диодах** (рис. 6.56). Регенеративными усилителями называются устройства, в которых эффект усиления получается за счет введения в колебательный контур отрицательного сопротивления.

Как было установлено выше, эффектом отрицательного сопротивления обладают лавинно-пролетные диоды и диоды Ганна. Кроме этого эффект отрицательного сопротивления может быть создан с помощью параметрического диода путем изменения его емкости под действием напряжения высокой частоты. Для устойчивой работы усилителя необходимо, чтобы отрицательное сопротивление  $p$ - $n$ -перехода  $R_i$  по своему абсолютному значению было меньше общего сопротивления потерь  $|R_i| > R_{ном}$ .



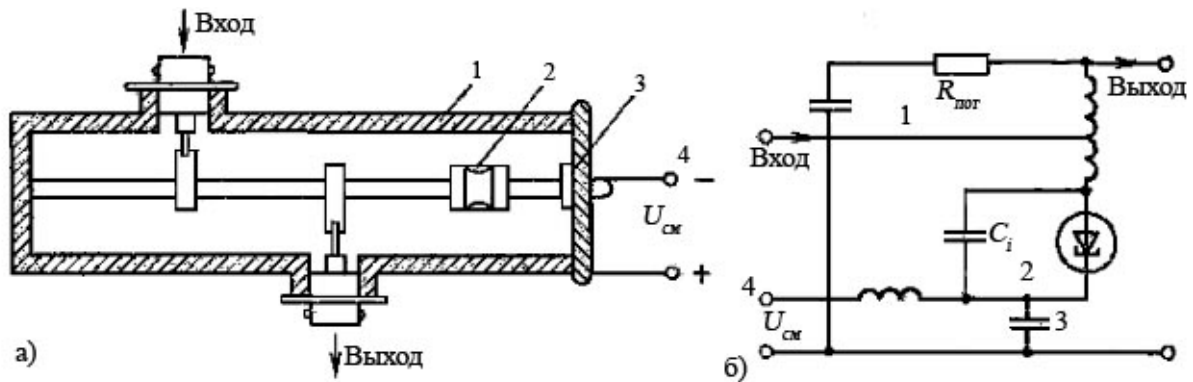


Рис. 6.56. Регенеративный усилитель на лавинно-пролетном диоде:  
 а – конструкция: 1 – резонатор; 2 – диод; 3 – блокирующая емкость;  
 4 – подключение напряжения смещения; б – эквивалентная схема

Усилитель, показанный на рис. 6.57, является параметрическим. Его особенностью является наличие изменяющейся во времени реактивности, функции которой в приведенной конструкции выполняет закрытый обратным смещением параметрический диод с меняющейся емкостью перехода  $C_i$ . Поскольку в этом режиме в диоде практически отсутствует ток, обусловленный движением носителей зарядов через  $p-n$ -переход, то отсутствуют и шумы, вносимые в усиливаемый сигнал активным элементом. В силу этих обстоятельств параметрические усилители являются малошумящими. Емкость параметрического диода  $C_i$  меняется с изменением подводимого к ней высокочастотного напряжения от генератора, называемого генератором накачки. Усиление сигнала происходит за счет преобразования энергии генератора накачки с помощью частоты  $f_n$  в энергию полезного выходного сигнала.

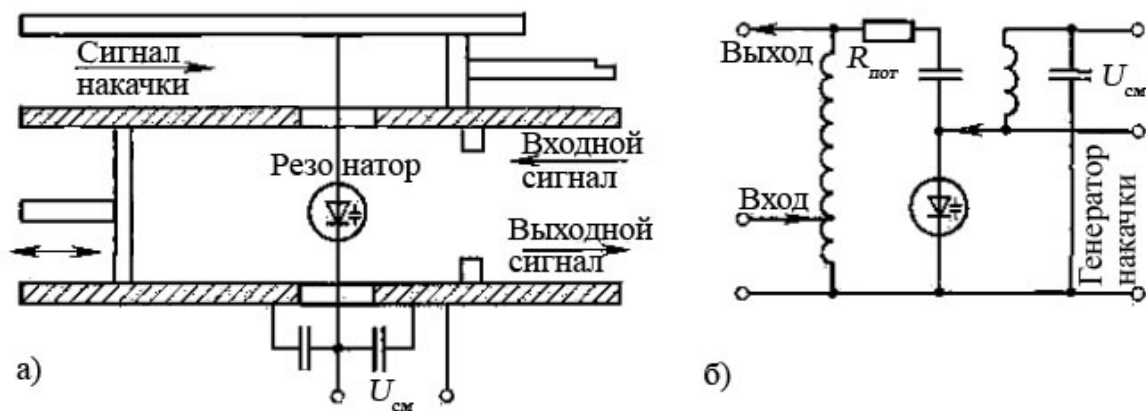


Рис. 6.57. Регенеративный усилитель на параметрическом диоде:  
 а – конструкция; б – эквивалентная схема

При изменении емкости диода в схеме кроме электрических колебаний с частотой подводимых сигналов  $f_c$  и  $f_n$  существуют и колебания ряда комбинационных частот. На практике в качестве выходных используются, сигналы с частотой усищаемого сигнала  $f_c$  либо с суммарной комбинационной частотой  $f_c + f_n$ , либо с разностной комбинационной частотой  $f_c - f_n$ .

Усилители с повышением частоты  $f_c + f_n$  более устойчивы (не проявляют склонности к самовозбуждению), не реагируют на шумы нагрузки и могут работать без специальной развязки (циркулятора). Величина усиления такого усилителя пропорциональна отношению  $(f_c + f_n) / f_c$ , поэтому большое усиление возможно лишь при большом повышении частоты.

Усилители на разностной частоте  $f_c - f_n$ , как правило, имеют два контура: один настраивается на частоту сигнала, а другой на разностную частоту. В зависимости от того, к какому контуру подключено сопротивление нагрузки, двухконтурный усилитель может работать на частоте сигнала  $f_c$  или на разностной частоте  $f_n - f_c$ .

Если усилители (см. рис. 6.56 и 6.57) имеют частоту выходного сигнала, равную частоте входного, то, как и в других подобных, когда входы и выходы совмещены, шум, генерируемый выходной цепью, поступает в усилитель и усиливается так же, как и полезный входной сигнал. Это приводит к увеличению общего коэффициента шума усилителей. Чтобы избежать увеличения коэффициента шума, развязывают входы и выходы усилителей с помощью ферритовых вентиляй и циркуляторов (рис. 6.58).

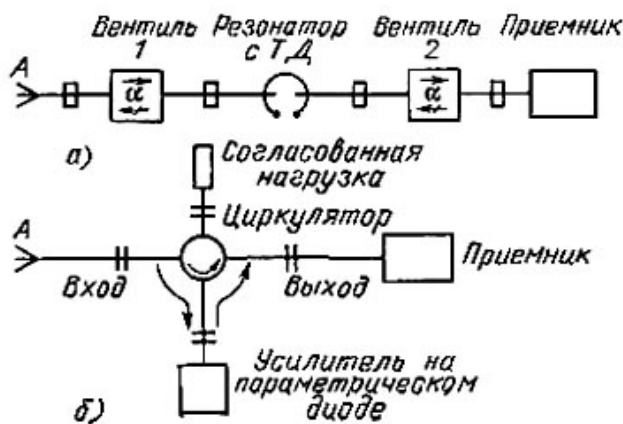


Рис. 6.58. Регенеративный усилитель на параметрическом диоде с развязкой входа и выхода: а – с помощью вентиляй; б – с помощью циркулятора

**Усилители на транзисторах.** В диапазоне СВЧ так же, как и на более низких частотах, в усилителях используются три схемы включения транзистора: с общим эмиттером, с общей базой и с общим коллектором. Усиление на каскад, как правило, получается малым, поэтому используются многокаскадные схемы. Выполняются усилители в гибридно-интегральных конструкциях.

Большим достоинством усилителей на транзисторах является устойчивость работы, широкая полоса пропускания и возможность работы без

циркуляторов и вентиляей. Напротив, регенеративные усилители при большом усилении неустойчивы, их полоса пропускания значительно уже, малый коэффициент шума реализуется только при использовании вентиляей и циркуляторов. Следует отметить, что реализация усилителей на транзисторах для частот выше 10 ГГц представляет значительные трудности, в то время как регенеративный усилитель может быть сделан практически на любую частоту. К тому же габариты циркуляторов на этих частотах невелики. Поэтому усилители на транзисторах чаще всего используются на частотах ниже 10 ГГц, а усилители на диодах с отрицательным сопротивлением – на верхних частотах дециметрового диапазона, в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн. Усредненные значения параметров современных усилителей на полупроводниковых приборах приведены в табл. 6.6.

Таблица 6.6.

Усредненные параметры усилителей на полупроводниковых приборах

Наименование параметров	Усилитель				
	На туннельном диоде	На лавинно-пролетном диоде	На диоде Ганна	На параметрическом диоде	На транзисторе
Диапазон рабочих частот, ГГц	0,5 – 18	4 – 60	3 – 20	0,5 – 35	0,5 – 10
Рабочая полоса, %	15 – 100	5 – 10	15 – 100	5 – 15	10 – 70
Коэффициент усиления, дБ	10 – 20	10 – 20	5 – 30	15 – 40	15 – 45
Коэффициент шума, дБ	4 – 7	15 – 30	7 – 25	0,3 – 3	2 – 20

## 6.11. ГЕНЕРАТОРЫ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

Генераторы на полупроводниковых приборах в настоящее время наиболее широко используются как местные гетеродины приемников и в измерительной технике. Они могут быть изготовлены как на фиксированные частоты, так и с возможностью перестройки (механической и электрической) частоты. При электрической перестройке частоты применяются железо-иттриевые гранаты и параметрические (варакторные) диоды.

Для получения генерации диод, как отрицательное сопротивление, включается в схему резонатора параллельно.

На рис. 6.59 приведен пример конструкции генератора непрерывного генерирования на лавинно-пролетном диоде. В этой конструкции диод помещен в резонатор; для подачи смещения на диод предусмотрен вывод, заблокированной СВЧ-дросселем; частота генерации перестраивается винтом,

меняющим резонансную частоту резонатора; энергия выводится через окно связи; коэффициент связи окна меняется винтом; согласование генератора с линией передачи осуществляется с помощью ступенчатого трансформатора.

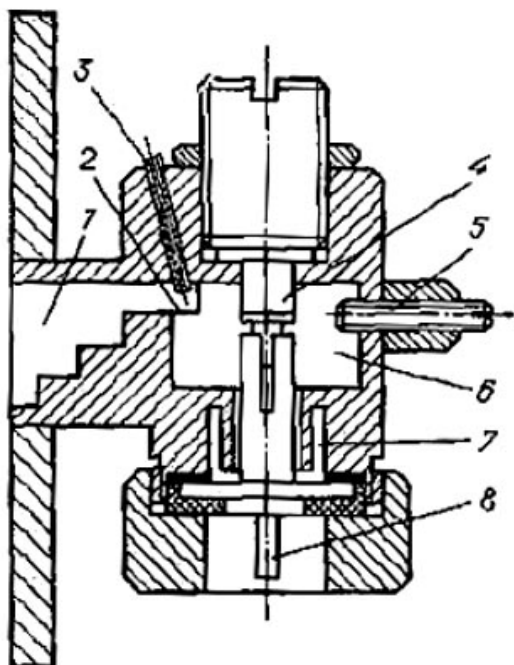


Рис. 6.59. Генератор на лавинно-пролетном диоде: 1 – ступенчатый трансформатор; 2 – окно связи; 3 – винт для изменения коэффициента связи; 4 – диод; 5 – винт для перестройки частоты генерации; 6 – резонатор; 7 – дроссель источника смещения; 8 – подключение источника смещения

В схему генератора на транзисторах кроме самого транзистора входят резонатор и схема положительной обратной связи. Обратная связь осуществляется как с помощью внешних цепей, так и благодаря внутренним процессам в транзисторе.

Усредненные значения параметров генераторов на полупроводниковых приборах приведены в табл. 6.7.

Таблица 6.7

Усредненные параметры генераторов на полупроводниковых приборах

Наименование параметров	Усилитель			
	На туннельном диоде	На лавинно-пролетном диоде	На диоде Ганна	На транзисторе
Диапазон рабочих частот, ГГц	0,5 – 18	1,5 – 70	1,3 – 40	0,5 – 18
Диапазон перестройки, %	15 – 100	5 – 20	15 – 100	10 – 70
Выходная мощность, Вт	0,01 – 0,05	0,01 – 2	0,01 – 1	0,01 – 5
Коэффициент полезного действия, %	–	0,5 – 7	0,1 – 8	–

## ГЛАВА 7. АНТЕННЫ

### 7.1 ОПРЕДЕЛЕНИЯ

*Антенной* называется устройство, предназначенное для излучения в свободное пространство и приема из свободного пространства энергии электромагнитных волн [9].

Первоисточником электромагнитного излучения (электромагнитных волн) являются движущиеся заряды (переменные токи проводимости), поэтому излучать электромагнитную энергию в свободное пространство при определенных условиях может любой проводник. Система «передающая антенна – свободное пространство – приемная антенна» обычно является взаимной системой, а основные параметры в режиме передачи и приема являются одними и теми же.

В технике СВЧ для приема и передачи часто применяются одинаковые антенны. Нередко в приемопередающем устройстве используется одна и та же антенна. Следует подчеркнуть, что антенна не только выполняет функции излучения и приема электромагнитной энергии, но и обеспечивает требуемое распределение плотности излучения в пространстве (направленность), решая при этом ряд технических задач, связанных с увеличением дальности действия, обеспечением электромагнитной совместимости, увеличением информационной способности и улучшением других важнейших характеристик радиосистем.

### 7.2. КЛАССИФИКАЦИЯ АНТЕНН

Антенны классифицируются по диапазону радиоволн, применению общности отдельных характеристик (полосы пропускания, диаграммы направленности и т. д.) и принципу действия наиболее целесообразно антенны классифицировать по принципу действия, который во многом определяет форму, основные характеристики и применение антенн. В соответствии с этим антенны можно разделить на три группы:

Линейная антенна – излучающая система с поперечными размерами значительно меньше длины волны и переменными токами, текущими вдоль оси системы. К линейным антеннам, применяемым в диапазоне СВЧ, относятся вибраторы.

Антенная решетка – система однотипных излучателей, расположенных определенным образом и возбуждаемых одним генератором или несколькими когерентными генераторами. Типичными антенными решетками являются директорная антенна, щелевая антенна, поверхностные антенны из полуволновых симметричных вибраторов и др.

Апертурная антенна – устройство, отличающееся тем, что его выход можно представить как некоторую поверхность, через которую проходит весь поток излучаемой (принимаемой) электромагнитной энергии. Эта поверхность, называемая апертурной, или раскрывом, обычно больше длины волны. К апертурным антеннам относятся системы акустического типа (рупоры), оптического типа (зеркала и линзы), а также антенны поверхностной волны.

### 7.3. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕНН

1. Под диаграммой направленности (ДН) будем понимать зависимость амплитуды напряженности электрического поля  $E$ , создаваемого антенной в точке наблюдения, от направления на эту точку (угловых координат  $\theta$ ,  $\varphi$ ) при постоянном расстоянии точки наблюдения до антенны ( $r = \text{const}$ ). Для наглядности и простоты графического наблюдения ДН чаще всего изображаются в виде двух плоских кривых в полярной системе координат. Одна из этих кривых – диаграмма направленности в горизонтальной плоскости – представляет собой распределение напряженностей электрического поля излучения на описанной в горизонтальной плоскости вокруг антенны окружности и является функцией угла (азимута) в горизонтальной плоскости  $E_\varphi$ . Другая кривая – диаграмма направленности в вертикальной плоскости – представляет собой распределение напряженностей электрического поля излучения на описанной в вертикальной плоскости вокруг антенны окружности и является функцией угла в вертикальной плоскости (угла места)  $E_\theta$ . На рис. 7.1 приведены наиболее распространенные формы диаграммы направленности: игольчатая, которая применяется на радиорелейных линиях, в радиолокации, радиоуправлении и веерная, имеющая хорошую направленность горизонтальной плоскости и малую в вертикальной, что облегчает поиск целей в радиолокационных системах.

2. **Ширина главного лепестка.** Диаграмма направленности может иметь несколько направлений максимального излучения (несколько лепестков). Один из них, имеющий наибольшую величину, называется главным. Ширина главного лепестка, являющегося рабочим, характеризует

ширину диаграммы направленности. Ширина главного лепестка определяется как угловая величина  $2\theta_{0,5}$ ,  $2\varphi_{0,5}$  по точкам половинного ( $E_{max}/\sqrt{2}$ ) спада мощности относительно вершины  $E_{max}$  (рис. 7.1, б). У направленных антенн ширина главного лепестка бывает от нескольких десятков градусов до единиц минут (например, у радиоастрономических антенн).

3. Эффективная площадь характеризует размер площади, через которую приемная антенна собирает энергию:  $S_g = K_u S$ , где  $K_u < 1$  – коэффициент использования поверхности раскрыва;  $S$  – поверхность раскрыва антенны.

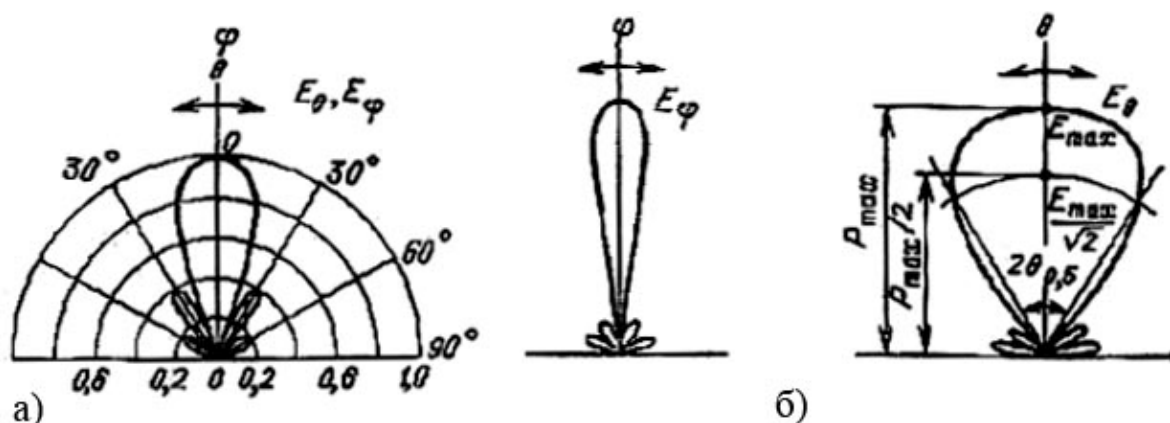


Рис. 7.1. Диаграмма направленности: а – игольчатая в горизонтальной и вертикальной плоскостях; б – веерная в вертикальной плоскости

4. Коэффициент направленного действия (КНД) – отношение мощностей излучения направленной и ненаправленной антенн, создающих в данном направлении на одном и том же расстоянии одинаковую напряженность поля. Таким образом, КНД показывает, какой энергетический выигрыш дает применение направленной антенны по сравнению с ненаправленной. Обычно КНД определяется в направлении максимума диаграммы направленности антенны.

Вычисляют КНД антенны по формуле:

$$КНД = 4\pi S_g / \lambda_0^2. \tag{7.1}$$

Оценивают КНД по формуле:

$$КНД \approx 41253 / \varphi_0 \theta_0,$$

где  $\varphi_0$  и  $\theta_0$  – ширина главного лепестка по точкам нулевой мощности.

Иногда вместо КНД удобнее использовать коэффициент усиления (КУ) антенны, который представляет собой произведение КНД на КПД антенны. Так как КПД антенны близок к единице, то без большой ошибки можно считать, что КНД и КУ равны между собой.

5. Поляризационная характеристика – это зависимость амплитуды сигнала в приемной антенне с линейной поляризацией, принимающей электромагнитные волны от рассматриваемой передающей антенны, от угла поворота этой антенны в плоскости, перпендикулярной излучению. Поляризационная характеристика определяется видом поляризации волны. При этом различают линейную, круговую и эллиптическую поляризации.

6. Входное сопротивление антенны ( $Z_a$ ) является эквивалентной величиной, определяющей согласование антенны с СВЧ-трактом. В общем случае:

$$Z_a = R_a + iX_a,$$

где  $R_a = R_{II} + R_{\Sigma}$  – активная составляющая;

$R_{II}$  – сопротивление потерь, характеризующее тепловые потери;

$R_{\Sigma}$  – сопротивление излучения, характеризующее эффект излучения;

$X_a$  – реактивная составляющая, характеризующая отражение от антенны.

Обычно коэффициент стоячей волны антенны  $K_{cm} \leq 1,5$ . При этом условии  $X_a \ll R_a$  и входное сопротивление антенны примерно равно волновому сопротивлению питающего тракта  $Z_a \approx Z_B$ .

7. Коэффициент полезного действия (КПД) вычисляют как отношение излучаемой мощности  $P_2$  к полной мощности, подводимой к антенне

$$\eta = \frac{P_{\Sigma}}{P_{\Sigma} + P_{II}} = \frac{R_{\Sigma}}{R_{\Sigma} + R_{II}},$$

где  $P_{II}$  – мощность тепловых потерь в антенне.

8. Рабочий диапазон частот антенны характеризуется интервалом частот от  $f_{\max}$  до  $f_{\min}$ , в котором значения всех параметров антенны не выходят за пределы заданных. Чаще всего критерием для определения полосы частот является входное сопротивление.

9. Характеристики управления лучом антенны вытекают из требований к характеристикам сканирования (сектор обзора, скорость обзора, непрерывный либо дискретный обзор и т. д.) и характеризуются допустимым изменением КНД в различных режимах работы (обнаружение или сопровождение), временем переключения с одного луча на другой, временем переключения с передачи на прием. В антенне с механическим сканированием луча заданные характеристики управления лучом определяют необходимые механизмы вращения антенны и не связаны непосредственно с расчетом антенны.

10. К энергетическим характеристикам относится максимально допустимая без пробоя и перегрева антенны мощность излучения, а также



мощность управления положением луча (при механическом сканировании эта мощность определяется конструкцией антенны и ее электроприводом, а при электрическом – затратами мощности на управление фазовращателями в цепи отдельных излучателей антенны).

11. Климатические и механические характеристики определяются местом их установки – на космических кораблях, ракетах, самолетах, вертолетах, морских и речных судах, автомашинах, станках, наземных РЛС и станциях радиотелевизионных, переносных РЛС и пр.

12. К эксплуатационным характеристикам относятся масса, габаритные размеры, удобство и простота обслуживания, периодичность регламентных работ антенн. Требования к ним зависят от назначения СВЧ-устройств и условий их применения.

13. К экономическим характеристикам относятся стоимость и затраты на эксплуатацию. В зависимости от назначения антенн их стоимость меняется от единиц рублей для простейшей штырьковой антенны до миллионов рублей для радиоастрономических антенн либо антенн станций слежения за спутниками.

#### 7.4. ИЗЛУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

Любую излучающую антенну можно рассматривать как состоящую из множества элементарных излучателей. Это позволяет воспользоваться принципом суперпозиции и определить поле антенны как сумму полей элементарных излучателей. Поля самих элементарных излучателей находятся по заданному распределению тока с помощью решения уравнений Максвелла. Обычно полагают, что ток не меняется вдоль длины элементарного вибратора. К элементарным излучателям относятся элементарный электрический вибратор (диполь Герца), элементарная электрическая рамка (магнитный диполь), элементарная щель и излучатель Гюйгенса.

**Элементарный электрический вибратор (диполь Герца)** (рис. 7.2, а) представляет собой тонкий проводник с шарами на концах. Шары создают емкость, которая позволяет получить постоянную амплитуду тока вдоль проводника.

Решение уравнений Максвелла для элементарного поля диполя Герца позволяет получить следующие уравнения [9]:

$$H_{\varphi} = i \frac{Ik^2}{4\pi} \left[ \frac{1}{kr} - i \left( \frac{1}{kr} \right)^2 \right] \sin \theta e^{-ikr}; \quad (7.3)$$

$$E_r = \frac{Ilk^3}{2\pi\omega\epsilon_a} \left[ \left( \frac{1}{kr} \right)^2 - i \left( \frac{1}{kr} \right)^3 \right] \cos\theta e^{-ikr}; \quad (7.3)$$

$$E_\theta = i \frac{Ilk^3}{4\pi\omega\epsilon_a} \left[ \frac{1}{kr} - i \left( \frac{1}{kr} \right)^2 - \left( \frac{1}{kr} \right)^3 \right] \sin\theta e^{-ikr}, \quad (7.4)$$

где  $I$  – амплитуда возбуждающего тока вибратора;

$l$  – длина вибратора;

$k = i\omega\sqrt{\epsilon_a\mu_a}$  – волновое число или коэффициент распространения плоской волны;

$r$  – расстояние от излучателя до точки наблюдения.

Из (7.2) – (7.4) следует, что вектор напряженности электрического поля диполя Герца имеет две составляющие  $E_r$  и  $E_\theta$ , которые лежат в плоскости, проходящей через его ось, а вектор напряженности магнитного поля – одну составляющую  $H_\varphi$ , которая лежит в плоскости, перпендикулярной его оси. Характеристики антенн определяются, как правило, для дальней зоны, которой соответствует расстояние  $r \gg \lambda_0/2\pi$ .

При этом условии в уравнениях (7.2) – (7.4) можно пренебречь  $(l/kr)^2$  и  $(l/kr)^3$ , переписав их в следующем виде:

$$E_\theta = \frac{iIl}{2\lambda_0 r} Z_c \sin\theta e^{-ikr}; \quad (7.5)$$

$$H_\varphi = \frac{iIl}{2\lambda_0 r} \sin\theta e^{-ikr}. \quad (7.6)$$

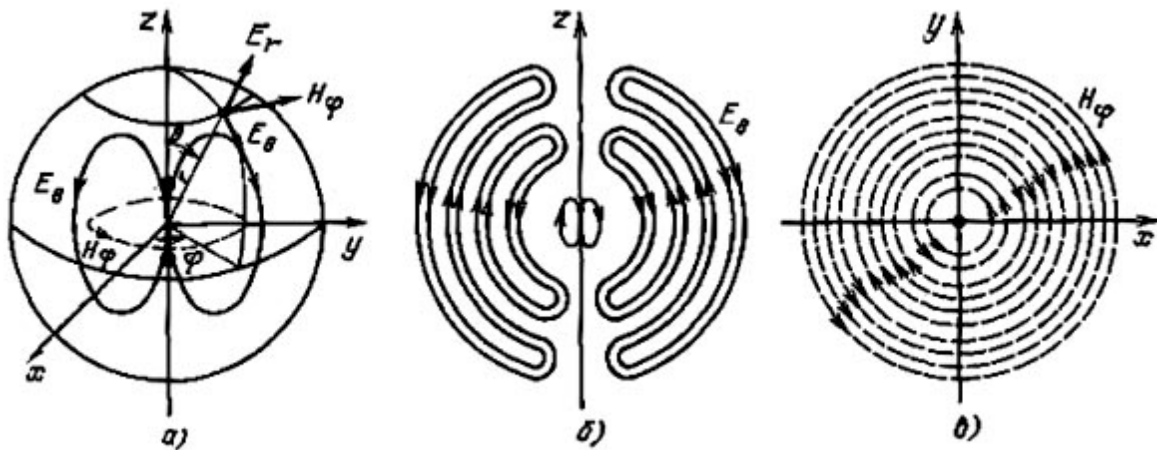


Рис. 7.2. Поле диполя Герца: а – в ближней зоне; б – электрическое в дальней зоне; в – магнитное в дальней зоне

Структура поля вибратора Герца в дальней зоне (рис. 7.2, б, в) соответствует структуре поля сферической волны, где поверхности равных фаз образуют концентрические сферы с центром в начале координат (в середине вибратора);  $E_\theta$  и  $H_\varphi$  взаимно перпендикулярны; отношение  $E_\theta/H_\varphi$  равно характеристическому сопротивлению волны  $Z_c$ .

Из (7.5) следует, что приведенная ДН вибратора Герца в меридиональной плоскости:

$$\Phi_1(\theta) = E_\theta / E_{\max} = \sin \theta \quad (7.7)$$

представляет собой две касательные окружности, центры которых лежат на прямой, перпендикулярной оси вибратора и проходящей через его середину (рис. 7.3, а). В азимутальной плоскости напряженность электрического поля не зависит от угла  $\varphi$ , следовательно  $\Phi_1(\varphi) = E_\varphi / E_{\max} = 1$  и ДН представляет собой окружность с центром на середине вибратора (рис. 7.3, б). Пространственное изображение ДН элементарного электрического вибратора дано на рис. 7.3, в.

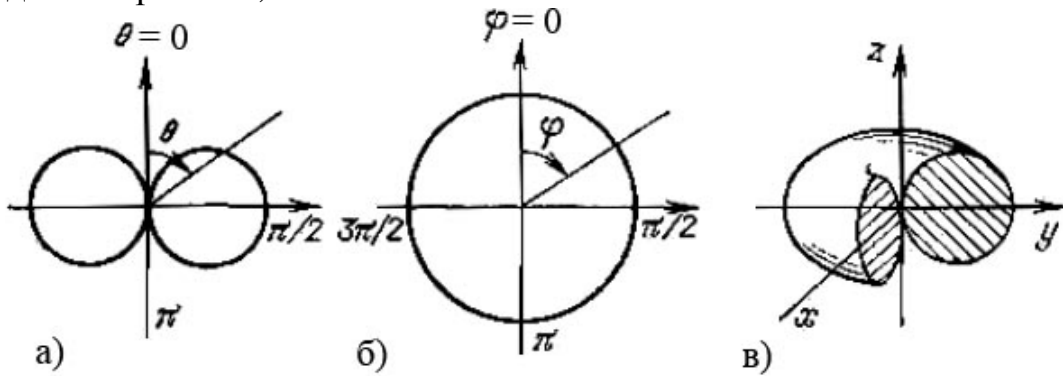


Рис. 7.3. Диаграмма направленности диполя Герца: а – в плоскости вибратора; б – в плоскости, перпендикулярной вибратору; в – пространственная форма

Средняя за период плотность потока энергии согласно (1.27):

$$P_{cp} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left[ E H^* \right] = \frac{1}{2} \left( \frac{I l}{2 \lambda_0 r} \right)^2 Z_c \sin^2 \theta,$$

где \* обозначает комплексно-сопряженную величину.

Из этого уравнения следует, что излучение электромагнитной энергии максимально в направлениях, перпендикулярных оси вибратора ( $\theta = \pi/2$ ), и не зависит от угла  $\varphi$ . Вдоль своей оси ( $\theta = 0$  или  $\theta = 180^\circ$ ) вибратор не излучает.

Мощность, излучаемая элементарным электрическим вибратором:

$$P_\Sigma = \int_S P_{cp} dS = \frac{1}{2} \left( \frac{I l}{2 \lambda_0} \right)^2 Z_c \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin^3 \theta d\theta d\varphi.$$

Выполняя вычисления и принимая  $Z_c = 120\pi$ , получаем:

$$R_\Sigma = 40\pi^2 (l/\lambda_0)^2. \quad (7.8)$$

Эта же мощность, выраженная через сопротивление излучения, равна  $P_\Sigma = 0.5I^2 R_\Sigma$ . Сравнивая это выражение с предыдущим, можно определить сопротивление излучения:

$$R_\Sigma = 80\pi^2 (l/\lambda_0)^2. \quad (7.9)$$

**Элементарный магнитный вибратор.** Физическую модель элементарного магнитного вибратора (рис.7.4,а) можно получить, если взять стержень из материала с магнитной проницаемостью значительно больше магнитной проницаемости окружающей среды, например из феррита. В качестве возбуждающего устройства можно использовать петлю, обтекаемую током проводимости. Постоянство вектора магнитной индукции  $B$  вдоль стержня обеспечивается с помощью шаров на его концах.

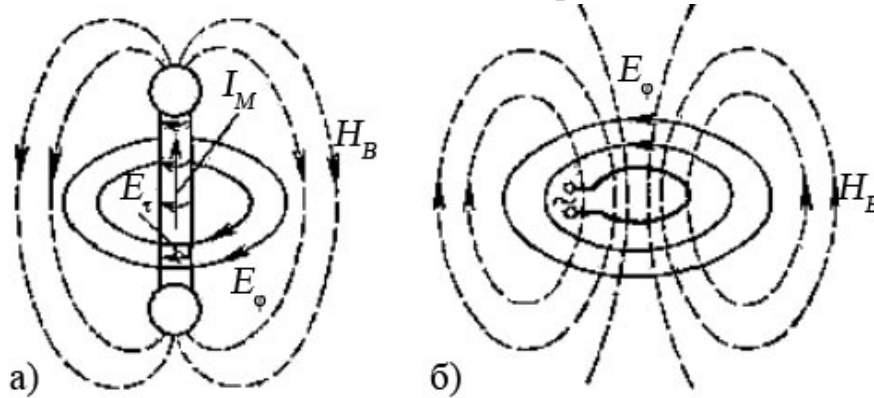


Рис. 7.4. Элементарный магнитный вибратор:  
а – физическая модель; б – элементарная рамка

На основании инвариантности уравнений Максвелла можно утверждать [9], что элементарный магнитный вибратор отличается по структуре поля от элементарного электрического вибратора только местами векторов  $E$  и  $H$ . Выражение для составляющих поля элементарного магнитного вибратора в дальней зоне совпадает с (7.5) и (7.6) с заменой  $E$  на  $H$ ,  $H$  на  $-E$ ,  $I$  на  $I_M$  и  $\epsilon_a$  на  $\mu_a$ :

$$E_\varphi = i \frac{I_M l}{2\lambda_0 r} \sin \theta e^{-ikr}; \quad (7.10)$$

$$H_\theta = i \frac{I_M l}{2\lambda_0 r Z_c} \sin \theta e^{-ikr}, \quad (7.11)$$

где  $I_M$  – амплитуда магнитного тока, представляющая собой произведение тангенциальной составляющей напряженности электрического поля у поверхности вибратора  $E_\tau$  на его периметр поперечного сечения.

Структура поля элементарного магнитного вибратора совпадает со структурой поля вибратора Герца с той лишь разницей, что линии вектора  $E$ , образуя концентрические окружности с осью вибратора, лежат в азимутальной плоскости, а линии вектора  $H$  лежат в меридиональной плоскости. Форма диаграммы направленности и характеристики направленности элементарного электрического и магнитного вибраторов одинаковы. Мощность излучения, полученная так же, как и в предыдущем случае, определяется выражением:

$$P_{\Sigma} = \frac{\pi}{3Z_c} \left( \frac{I_M}{\lambda_0} \right)^2. \quad (7.12)$$

Поскольку магнитный ток имеет размерность напряжения, то излучаемую мощность удобно определять через проводимость  $P_{\Sigma} = 0,5G_{\Sigma}I_M$ . Сравнивая последнее с (7.12), получаем:

$$G_{\Sigma} = \frac{2\pi}{3Z_c} \left( \frac{l}{\lambda_0} \right)^2. \quad (7.13)$$

Свойства элементарного магнитного вибратора реализуются в элементарной электрической рамке (петле) и элементарной излучающей щели.

Элементарная рамка (см. рис. 7.4, б) создает электромагнитное поле, линии магнитной составляющей которого проходят перпендикулярно через плоскость петли, а линии электрического поля лежат в плоскости петли или параллельно. Магнитный ток рамки  $I_M$  равен подводимому к ней напряжению. Структура поля рамки с размерами во много раз меньше  $\lambda_0$  и ее направленные свойства одинаковы со структурой поля и направленными свойствами элементарного электрического и магнитного вибраторов. Излучаемая мощность и сопротивление излучения рамки определяются уравнениями (7.12) и (7.13) с заменой  $l$  на действующую высоту рамки  $h_{\partial} = 2\pi S / \lambda_0$ , где  $S$  – площадь рамки.

**Элементарный щелевой вибратор** (рис. 7.5, а) можно представить как бесконечно тонкую металлическую пластинку безграничных размеров, в которой прорезана щель длиной  $l$  и шириной  $\Delta$ , где  $\Delta \ll l \ll \lambda_0$

Электромагнитное поле элементарного щелевого вибратора по своей структуре совпадает с полем элементарного магнитного вибратора с тем отличием, что линии электрического поля в полупространстве I направлены навстречу линиям  $E$  в полупространстве II (рис. 7.5, б).

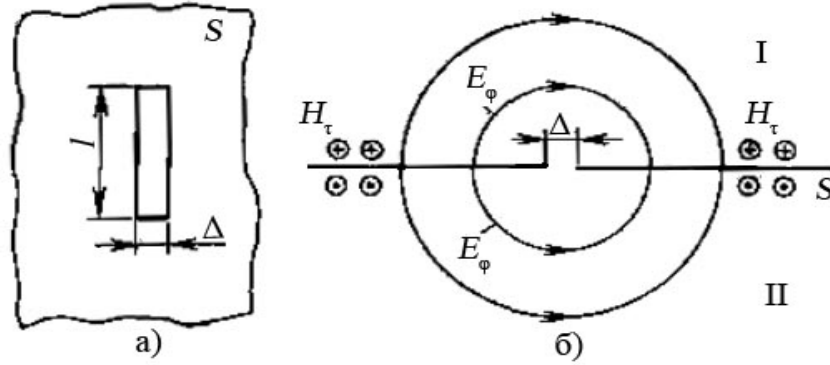


Рис. 7.5. Элементарный щелевой вибратор:  
а – общий вид; б – структура поля

Это различие несущественно, так как оба полупространства независимы. (Магнитный ток в щели равен удвоенному напряжению между краями щели  $I_M = 2U_{щ}$ . Мощность излучения щели определяется уравнением (7.12). Если выразить, эту же мощность через проводимость излучения, то  $P_\Sigma = 0,5G_\Sigma U_{щ}^2$ . Сравнивая (7.12) и последнее уравнение, находим:

$$G_\Sigma = \frac{8}{3} \frac{\pi}{Z_c} \left( \frac{l}{\lambda_0} \right)^2 \quad (7.14)$$

и для свободного пространства, где  $Z_c = 120\pi$

$$G_\Sigma = \frac{1}{45} \left( \frac{l}{\lambda_0} \right)^2. \quad (7.15)$$

**Элементарный излучатель Гюйгенса** может быть представлен как элемент фронта плоской волны, магнитное поле которого  $H_n = H_0 e^{i\omega t}$  можно заменить эквивалентным электрическим током  $I = H_0 \Delta x$ , а электрическое поле  $E_n = E_0 e^{i\omega t}$  – эквивалентным магнитным током  $I_M = -E_0 \Delta y$ . Пусть элемент плоской волны имеет прямоугольную форму площадью  $\Delta S = \Delta y \Delta x$ . Расположим элемент и векторы  $E$  и  $H$  относительно координатных осей так, как показано на рис. 7.6, а. Поле, создаваемое таким элементом, равно сумме полей, создаваемых расположенными перпендикулярна друг другу элементарным электрическим вибратором с током  $I$  и элементарным магнитным вибратором с током  $I_M$ . Комплексные амплитуды напряженности электрических полей, создаваемых каждым из вибраторов, можно вычислить с помощью (7.5) – (7.10) соответственно. Суммируя эти поля [9], можно найти абсолютное значение вектора:

$$|E| = \frac{|E_0| \Delta S}{2\lambda_0 r} (1 + \cos \theta). \quad (7.16)$$

Из этой формулы следует, что элемент Гюйгенса обладает направленными свойствами. Его ДН (рис. 7.6, б) имеет максимум, направленный вдоль оси  $z$ , перпендикулярной площадке  $\Delta S$ . Из (7.16) также следует, что ДН элементарного излучателя Гюйгенса является кардиоидой и определяется соотношением:

$$\Phi_1(\theta) = (1 + \cos \theta) / 2 . \quad (7.17)$$

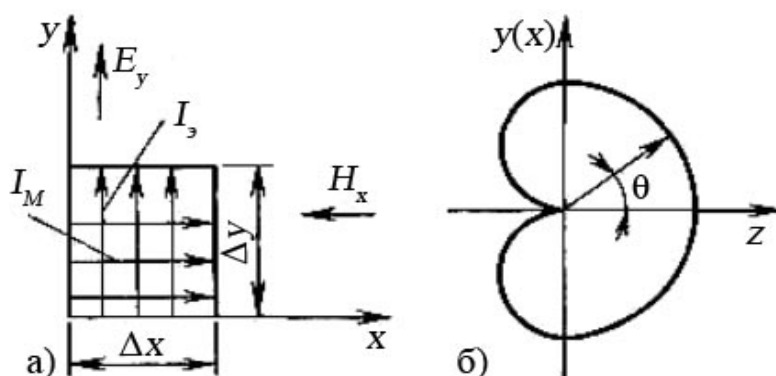


Рис. 7.6. Элементарный излучатель Гюйгенса: а – расположение относительно координатной системы; б – диаграмма направленности

## 7.5. ВИБРАТОРНЫЕ АНТЕННЫ

Вибраторные антенны относятся к числу наиболее простых типов антенн. В СВЧ-диапазоне они используются как возбудители антенных устройств или как элементы сложных устройств с дискретными излучателями (антенных решеток). Вибраторы в качестве антенн чаще всего используются в длинно-, средне- и коротковолновых частях радиодиапазона.

К наиболее распространенным конструкциям вибраторных антенн относятся электрические (рис. 7.7, а, б) и магнитные (рис. 7.7, в, г) четверть- и полуволновые вибраторы. Принципы их работы и основные свойства полностью соответствуют ранее описанным элементарным вибраторам. Полу- и четвертьволновые электрические вибраторы можно рассматривать как разомкнутую линию передачи со свойственным для нее распределением токов и напряжений. Частотная зависимость входного сопротивления вибратора имеет форму резонансной характеристики. Резонансная длина симметричного вибратора равна  $\lambda_0/2$ , а несимметричного –  $\lambda_0/4$ .

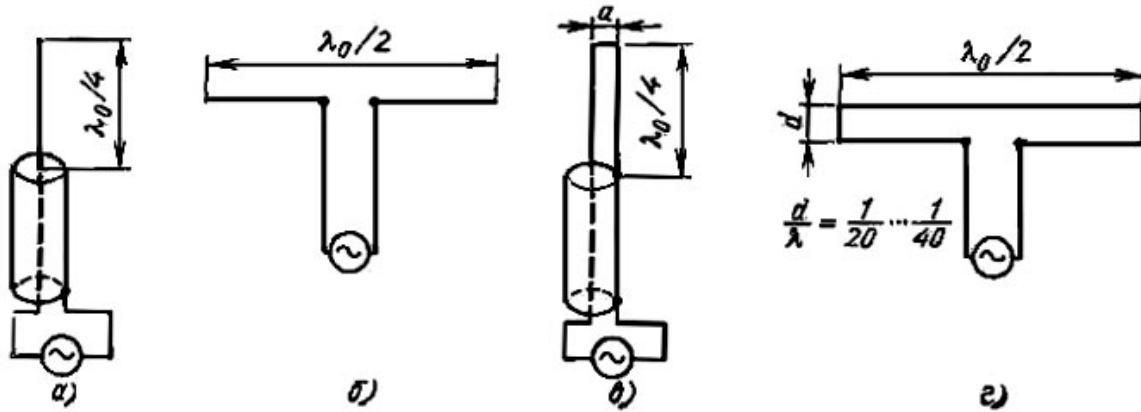


Рис. 7.7. Конструкции вибраторов: а – несимметричного электрического; б – симметричного электрического; в – несимметричного магнитного; г – симметричного магнитного

Поле излучения вибраторов можно найти суммированием полей его отдельных элементарных участков, представляющих собой элементарные вибраторы, [9]:

$$E_{\theta} = iE_{\max} \Phi_1(\theta) e^{-ikr_0}, \quad (7.18)$$

где  $E_{\max}$  – амплитуда поля в направлении максимального излучения ( $\theta = 90^\circ$ ):

$$E_{\max} = 60I_n / r_0 \quad (7.19)$$

$e^{-ikr_0}$  – фазовый множитель;

$\Phi_1(\theta)$  – диаграмма направленности вибратора в меридиональной плоскости:

$$\Phi_1(\theta) = \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta}. \quad (7.20)$$

В азимутальной плоскости рассматриваемые вибраторы не имеют направленности, т. е.  $\Phi_1(\varphi) = 1$ . Это объясняется отсутствием зависимости составляющих электромагнитного поля в элементарном электрическом вибраторе от азимутального угла. Анализируя (7.20), можно сделать следующие выводы:

а) при  $2l \ll \lambda_0/2 \cos kl = 1 - k^2 l^2 / 2$ ;

$$\cos(kl \cos \theta) = 1 - \frac{k^2 l^2 \cos^2 \theta}{2}; \quad \Phi_1(\theta) \approx \sin \theta$$

то есть короткий вибратор имеет такую же направленность, как и вибратор Герца;

б) при увеличении длины антенны  $l > \lambda_0/2$  в диаграмме направленности появляются побочные лепестки, затем главный лепесток расщепля-



ется, при этом чем больше отношение  $l/\lambda_0$ , тем больше число лепестков. Изменение формы диаграммы направленности с увеличением длины вибратора показано на рис. 7.8.

Напряженность электрического поля, создаваемого полуволновым вибратором, согласно (7.18) – (7.20) равна:

$$E_\theta = i \frac{60I_n}{r_0} \frac{\cos\left[\left(\frac{\pi}{2}\right)\cos\theta\right]}{\sin\theta} e^{-ikr_0}. \quad (7.21)$$

Из (7.21) следует, что ДН симметричного полуволнового вибратора соответствует следующее уравнение:

$$\Phi_1(\theta) = \frac{\cos\left[\frac{\pi}{2}\cos\theta\right]}{\sin\theta}. \quad (7.22)$$

Электрический симметричный полуволновый вибратор имеет КНД = 174 –  $S_\theta = 0,21\lambda^2$ ;  $R_\Sigma = 73,1$  Ом. Магнитный полуволновый вибратор имеет КНД = 1,64;  $S_\theta = 0,21\lambda^2$ ;  $R_\Sigma = 292$  Ом.

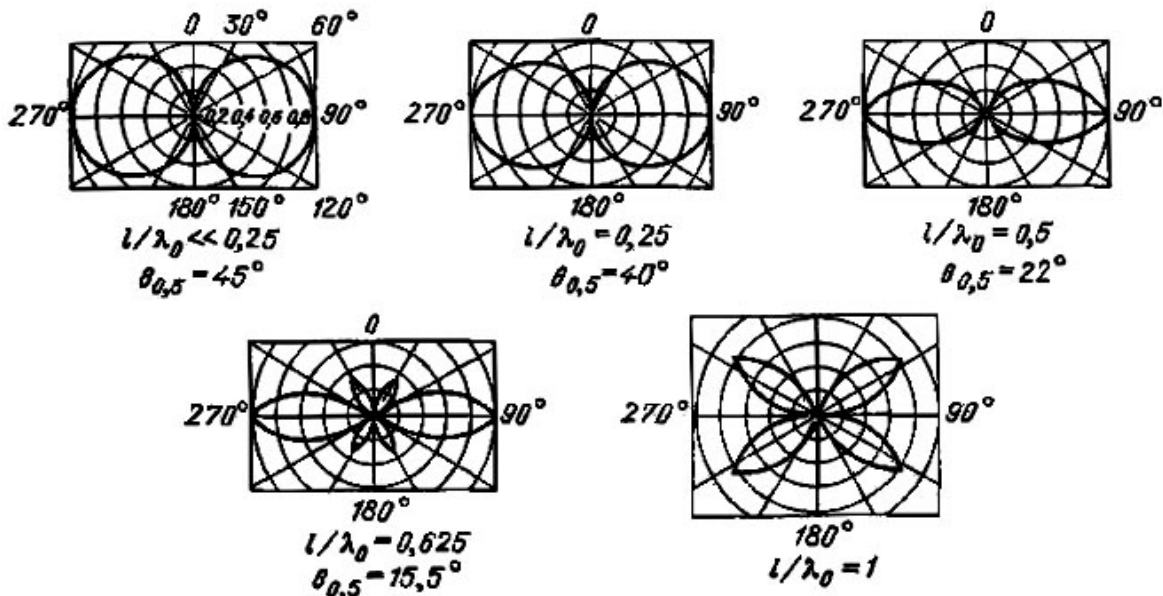


Рис. 7.8. Зависимость диаграммы направленности электрического вибратора от его длины

## 7.6. АНТЕННЫ ИЗ ДВУХ ВИБРАТОРОВ

Рассмотрим диаграмму направленности двух одинаковых и одинаково ориентированных полуволновых вибраторов, расположенных параллельно оси  $z$  на расстоянии  $d$  друг от друга (рис. 7.9). Обозначим напряженность поля, создаваемого в точке наблюдения  $M$  первым вибратором,

через  $E_1$  (рис. 7.9, а). В дальней зоне при достаточно малых  $d$  влиянием разности расстояний  $\Delta r = d \sin \theta$  на амплитуду поля можно пренебречь, поэтому:

$$E_2 = E_1 K_a e^{-ikd \sin \theta} e^{i\psi},$$

где  $-kd \sin \theta$  – пространственный сдвиг фаз полей из-за разности расстояний;

$K_a$  – отношение амплитуд токов в вибраторах;

$\psi$  – временной фазовый сдвиг между токами в вибраторах.

Суммарное поле вибраторов определяется соотношением:

$$E_\theta = E_1 + E_2 = E_1 \left[ 1 + K_a e^{i(\psi - kd \sin \theta)} \right]. \quad (7.23)$$

Амплитуда напряженности суммарного поля на основании (7.21):

$$E_\theta = i \frac{I_n 60 \cos \left[ \left( \frac{\pi}{2} \right) \cos \theta \right]}{r_0 \sin \theta} \sqrt{1 + K_a^2 + 2K_a \cos(\psi - kd \sin \theta)}.$$

Из этого уравнения следует, что приведенная ДН двух полуволновых вибраторов в меридиональной плоскости  $xOz$  (плоскости  $E$  на рис. 7.9, а) выражается соотношением:

$$\Phi_2(\theta) = \frac{\cos \left[ \left( \frac{\pi}{2} \right) \cos \theta \right]}{\sin \theta} \sqrt{1 + K_a^2 + 2K_a \cos(\psi - kd \sin \theta)},$$

то есть

$$\Phi_2(\theta) = \Phi_1(\theta) \Phi_c(\theta)$$

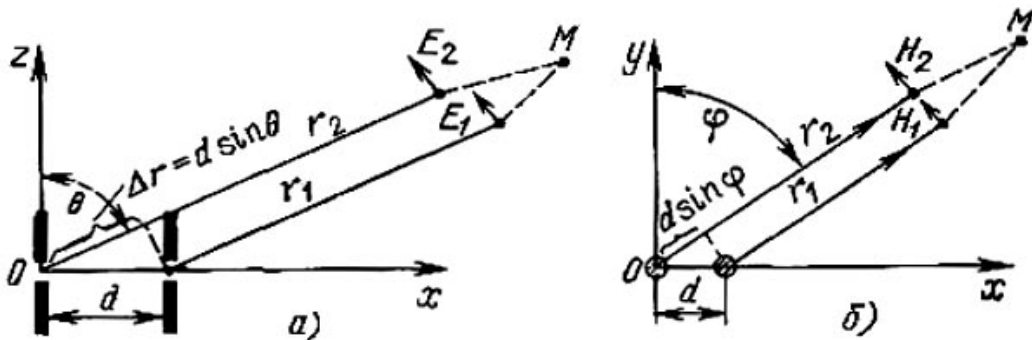


Рис. 7.9. Сложение поля двух вибраторов: а – в плоскости  $E$ ; б – в плоскости  $H$

В этом уравнении первый множитель представляет собой ДН отдельного симметричного полуволнового вибратора (7.22). Второй множитель называется множителем системы и равен:

$$\Phi_c = \sqrt{1 + K_a^2 + 2K_a \cos(\psi - kd \sin \theta)}. \quad (7.24)$$

Множитель системы из двух вибраторов зависит от расстояния между вибраторами  $d$ , отношения амплитуд токов в вибраторах  $K_a$  и сдвига фаз токов  $\psi$ .

В азимутальной плоскости  $уОх$  (плоскость  $H$  на рис. 7.9, б) одиночные вибраторы не обладают направленностью, т. е.  $\Phi_1(\varphi) = 1$ . Произведя сложение полей двух вибраторов в плоскости  $уОх$ , нетрудно убедиться, что множитель и ДН системы из двух вибраторов в плоскости  $H$  определяется уравнением (7.24).

Соотношение  $\Phi_2(\theta) = \Phi_1(\theta)\Phi_c(\theta)$  является математическим выражением теоремы умножения ДН, формулируемой следующим образом: ДН системы идентичных и одинаково ориентированных в пространстве излучателей есть произведение диаграммы направленности одиночного излучателя, входящего в систему, и множителя системы, представляющего собой ДН такой же системы, но состоящей из ненаправленных излучателей. На рис. 7.10 приведены ДН в плоскости  $H$  для двух полуволновых вибраторов, находящихся на расстоянии  $d = \lambda_0/4$ , при условии равенства амплитуд возбуждающих токов  $K_a = 1$ . В случае однонаправленного излучения ( $\psi = 90^\circ$ ) ДН определяется уравнением  $\Phi_2(\varphi) = \cos(\pm 45^\circ - 45^\circ \sin \varphi)$ , описывающим кардиоиду. Напряженность поля в направлении  $\varphi = 90^\circ$  удваивается по сравнению с полем одиночного вибратора, а в направлении  $\varphi = 270^\circ$  она равна нулю. При ( $\psi = -90^\circ$ ) напряженность поля удваивается в направлении  $\varphi = 270^\circ$  и равна нулю при  $\varphi = 90^\circ$ .

Таким образом, в зависимости от разности фаз между токами, питающими два параллельных вибратора, излучение может усиливаться или ослабляться в направлении друг к другу. Это позволяет обеспечить их однонаправленное действие. Отметим, что напряженность поля усиливается в направлении вибратора с отстающей фазой возбуждающего тока.

Вибратор, усиливающий излучение в направлении на другой вибратор, называется *рефлектором*.

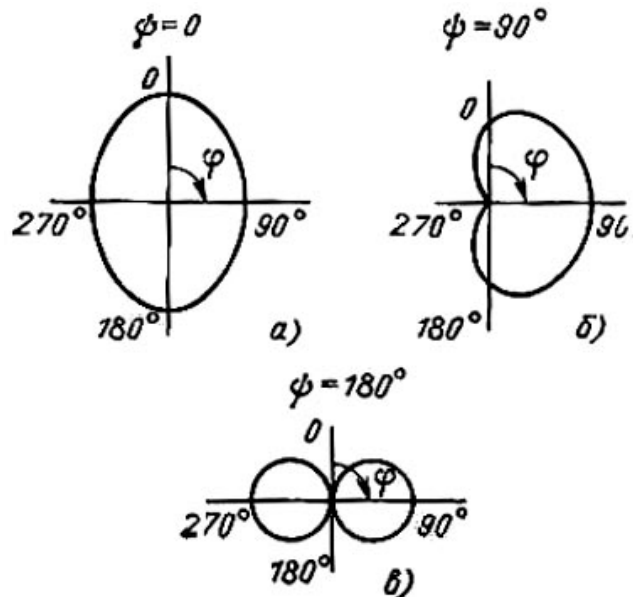


Рис. 7.10. Диаграмма направленности антенны из двух вибраторов: а –  $\psi = 0^\circ$ ; б –  $\psi = 90^\circ$ ; в –  $\psi = 180^\circ$

Вибратор, ослабляющий излучение в направлении на другой вибратор и усиливающий излучение в противоположном направлении, называется *директором*.

Необходимость обеспечения определенных сдвигов фаз между токами, питающими вибраторы, усложняют конструкцию антенны. Поэтому в большинстве случаев вибраторы, выполняющие роль рефлекторов или директоров, не содержат источников питания, т. е. являются *пассивными*. Они возбуждаются электромагнитным полем питаемого (активного) вибратора. Заметим, что в конструкциях с пассивными вибраторами не удается получить равенства амплитуд токов в вибраторах и обеспечить полную однонаправленность.

Чтобы пассивный вибратор работал как рефлектор, необходимо возбуждать в нем ток  $I_p$ , сдвинутый по фазе относительно тока  $I_a$  в активном вибраторе в сторону опережения на  $90^\circ$ . В этом случае электромагнитные волны, излучаемые вибраторами, сложатся в направлении активного и вычтутся в направлении пассивного вибратора. Опережающий сдвиг по фазе в пассивном вибраторе можно получить путем выбора его длины больше  $\lambda_0/2$  (сопротивление вибратора индуктивное), что видно из рассмотрения векторной диаграммы рис. 7.11, а.

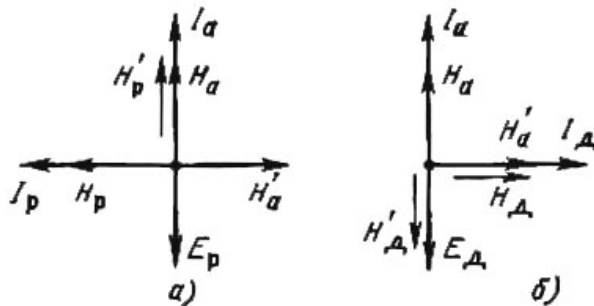


Рис. 7.11. Сложение полей активного и пассивного вибраторов: а – пассивный рефлектор; б – пассивный директор

Начальный вектор тока в активном вибраторе  $I_a$ . Непосредственно у активного вибратора напряженность магнитного поля излучения в сторону рефлектора  $H_a$  совпадает по фазе с током  $I_a$ . Достигнув рефлектора, поле  $H'_a$  отстает по фазе от тока в активном вибраторе на  $90^\circ$ , т. е. на время распространения волны от активного вибратора к рефлектору.

Это поле  $H'_a$  наводит в рефлекторе ЭДС взаимной индукции  $E_p$ , которая отстает от создающего ее поля на  $90^\circ$ . Под действием этой ЭДС в рефлекторе протекает ток  $I_p$ . Так как рефлектор длиннее  $\lambda_0/2$ , то его сопротивление имеет индуктивный характер, ток в рефлекторе отстает от наведенной ЭДС примерно на  $90^\circ$ . Магнитное поле  $H_p$ , созданное этим током, в плоскости активного вибратора  $H'_p$  отстает на  $90^\circ$  и находится в фазе с  $H_a$ . Чтобы пассивный вибратор был директором, необходимо возбуждать в нем ток, сдвинутый по фазе в сторону отставания на  $90^\circ$  относительно тока в активном

вибраторе. На рис. 7.11, б показана векторная диаграмма, из которой видно, что необходимый сдвиг по фазе тока в директоре  $I_D$  может быть получен при его укорочении по сравнению с  $\lambda_0/2$  (сопротивление емкостное).

## 7.7. АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

Многовибраторные антенны называются *антенными решетками*. Вибраторы в антенной решетке располагаются определенным образом относительно друг друга и питаются по заданному закону от общего или когерентных источников сигнала. Заметим, что в качестве излучателей могут использоваться не только рассмотренные вибраторы, но и рупоры, диэлектрические, спиральные и другие антенны. В зависимости от расположения излучателей (вибраторов) различают линейные (одномерные) и поверхностные (двумерные) решетки. Поле, создаваемое решетками, представляет собой результат суперпозиции волн, возбуждаемых каждым излучателем в отдельности.

**Линейная решетка** (рис. 7.12) представляет собой ряд полуволновых вибраторов, расположенных вдоль прямой линии на одинаковом расстоянии  $d$  друг от друга. Предположим, что амплитуды токов в вибраторах одинаковы и фазовый сдвиг токов в соседних вибраторах также одинаков и равен  $\psi$ . Напряженность поля в произвольной точке  $M$  такой решетки [9]:

$$E = iE_{\max} \Phi_1(\theta, \varphi) \frac{\sin[0,5n(kd \sin \theta_n - \psi)]}{\sin[0,5(kd \sin \theta_n - \psi)]} e^{-i(kr_0 - \psi_0)},$$

где  $\Phi_1(\theta, \varphi)$  – диаграмма направленности одного излучателя в плоскости  $E$  как функция угла  $\theta$  или в плоскости  $H$  как функция угла  $\varphi$ ;

$r_0$  – расстояние от среднего излучателя до точки наблюдения;

$\psi_0$  – фаза тока (поля) в среднем излучателе.

Из последнего соотношения следует, что ДН антенны определяется уравнением:

$$\Phi_n(\theta_n) = \Phi_1(\theta, \varphi) \frac{\sin[0,5n(kd \sin \theta_n - \psi)]}{\sin[0,5(kd \sin \theta_n - \psi)]}. \quad (7.25)$$

Множитель системы линейной решетки имеет вид

$$\Phi_n(\theta_n) = \frac{\sin[0,5n(kd \sin \theta_n - \psi)]}{\sin[0,5(kd \sin \theta_n - \psi)]} \quad (7.26)$$

На основании (7.25) можем сделать вывод, что в линейной решетке из  $n$  вибраторов следует ожидать более высокой направленности, чем в случае одного вибратора. При большом числе вибраторов множитель системы с изменением угла  $\theta_n$  меняется значительно быстрее, чем множитель  $\Phi(\theta, \varphi)$ , так как  $0,5nkd$  значительно больше  $kl$ . Множитель системы при изменении угла  $\theta_n$  от  $0$  до  $360^\circ$  может многократно обращаться в нуль, что говорит о многолепестковом характере диаграммы направленности. Формой и направлением главного лепестка множителя решетки можно управлять, меняя фазы  $\psi$  питающих токов. Воспользовавшись (7.26), можно показать [9], что в случае синфазной решетки ( $\psi = 0$ ) пространственная диаграмма множителя системы выглядит так, как показано на рис. 7.13. При появлении фазового сдвига  $\psi = \psi_1$  токов в вибраторах пространственная диаграмма множителя принимает форму воронки (рис. 7.14). Угол раскрытия воронки  $\nu_p$  уменьшается с увеличением фазового угла  $\psi$ . Толщина «стенок» воронки уменьшается с увеличением длины антенны. При  $\psi = kd$  диаграмма направленности множителя системы принимает игольчатую форму, показанную на рис. 7.15.

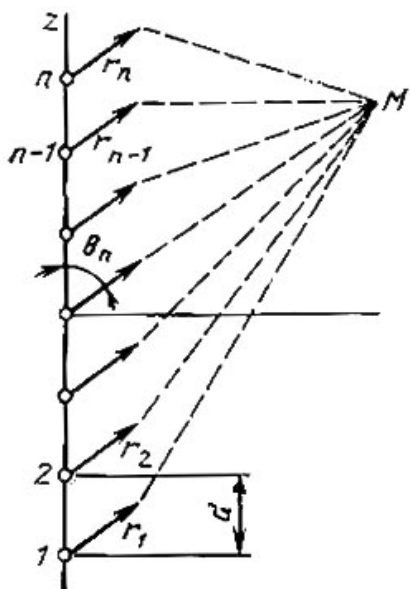


Рис. 7.12. К расчету диаграммы направленности линейной решетки

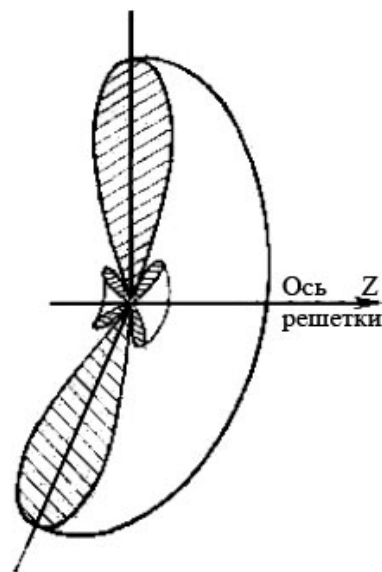


Рис. 7.13. Диаграммы направленности множителя линейной синфазной решетки ( $\psi = 0$ )

Поверхностная антенная решетка создается с целью получения управляемой игольчатой диаграммы направленности. Рассмотрим эквидистантную прямоугольную антенную решетку (рис. 7.16), состоящую из  $m$  рядов, параллельных оси  $y$ , и  $n$  столбцов, параллельных оси  $x$ . Предположим, что все излучатели возбуждаются токами  $I$  одинаковой амплитуды; фазы токов

изменяются по рядам и столбцам по линейному закону;  $m$  и  $n$  – число излучателей в столбцах и рядах;  $d_x$  и  $d_y$  – расстояния между соседними излучателями по оси  $x$  и  $y$ ; углы  $\theta_x$  и  $\theta_y$  отсчитываются в плоскости  $xOz$  и  $yOz$  соответственно. Заменяем каждую строку или каждый столбец одним эквивалентным излучателем и перейдем от двумерной поверхности решетки к эквидистантной линейной решетке идентичных излучателей, расположенных вдоль оси  $y$ . Очевидно, что ДН каждого эквивалентного излучателя определяется уравнением (7.25), а множитель линейной решетки, состоящей из эквивалентных вибраторов, – уравнением (7.26). Следовательно, диаграмма направленности поверхностной решетки описывается уравнением:

$$\Phi_{nm}(\theta_x, \theta_y) = \Phi_1(\theta_x, \theta_y) \times \frac{\sin[0,5m(kd_x \sin \theta_x - \psi_x)]}{\sin[0,5(kd_x \sin \theta_x - \psi_x)]} \frac{\sin[0,5n(kd_y \sin \theta_y - \psi_y)]}{\sin[0,5(kd_y \sin \theta_y - \psi_y)]} \quad (7.27)$$

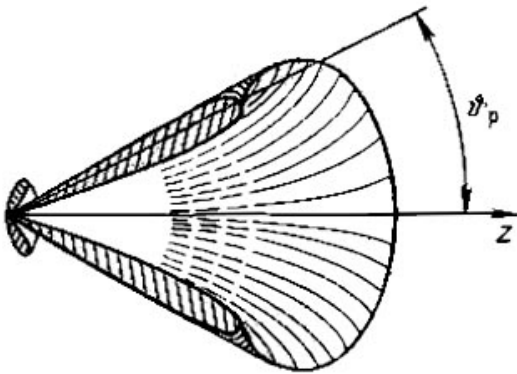


Рис. 7.14. Диаграмма направленности множителя линейной решетки со сдвигом фаз питающих токов ( $\psi = \psi_1$ )

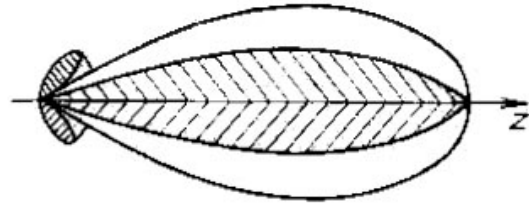


Рис. 7.15. Диаграмма направленности множителя линейной решетки со сдвигом фаз питающих токов ( $\psi = kd$ )

Используя это уравнение, можно установить:

1. Ширина ДН по нулевой мощности при фиксированном расстоянии между излучателями определяется числом вибраторов в соответствующем сечении:

– в плоскости  $xOz$ :

$$2\theta_{0x} \approx 115^\circ \lambda_0 / (md_x); \quad (7.28)$$

– в плоскости  $yOz$ :

$$2\theta_{0y} \approx 115^\circ \lambda_0 / (nd_y). \quad (7.29)$$

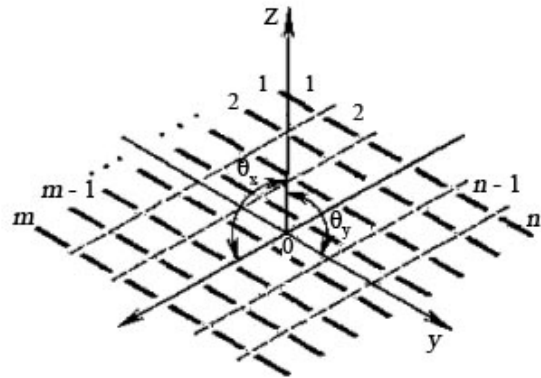


Рис. 7.16. Поверхностная антенная решетка

2. КНД пропорционален числу вибраторов. Действительно, используя (7.1) можно показать, что:

$$КНД \approx 12,6 m n d_x d_y / \lambda^2_0. \quad (7.30)$$

3. Углы наклона  $\theta_{mx}$  и  $\theta_{my}$  главного лепестка ДН относительно осей определяются фазовыми сдвигами  $\psi_x$  и  $\psi_y$  токов:

– в плоскости  $xOz$ :

$$\theta_{mx} = \arcsin(\lambda_0 \psi_x / 2\pi d_x); \quad (7.31)$$

– в плоскости  $yOz$ :

$$\theta_{my} = \arcsin(\lambda_0 \psi_y / 2\pi d_y). \quad (7.32)$$

Таким образом, поверхностная антенная решетка позволяет управлять диаграммой направленности изменением фазовых сдвигов между токами, питающими вибраторы.

Это достигается либо изменением рабочей частоты, либо с помощью электрически управляемых фазовращателей. В соответствии с этим различают два метода электрического сканирования: частотный (рис. 7.17) и фазовый (рис. 7.18). В первом случае фаза меняется за счет изменения электрической длины отрезков линии передачи, а во втором – за счет регулируемого фазового сдвига в фазовращателях. Антенные решетки с электрическим управлением положением главного лепестка называются *фазированными антенными решетками* (ФАР).

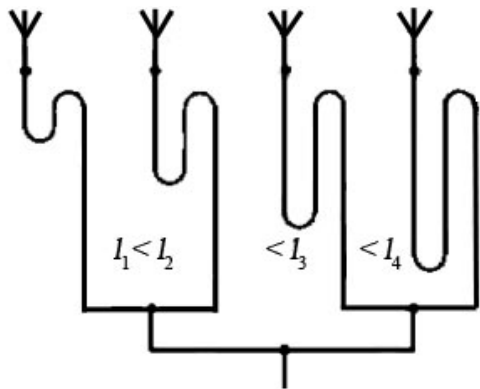


Рис. 7.17. Антенная решетка с частотным сканированием

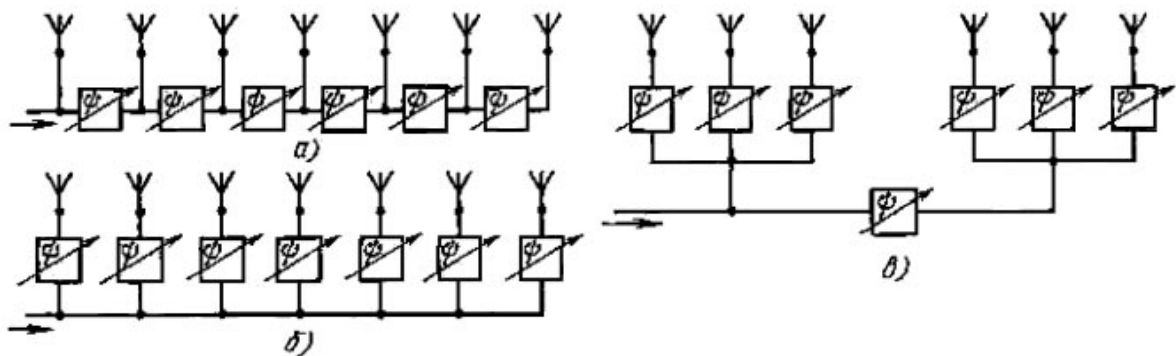


Рис. 7.18. Антенная решетка с фазовым сканированием: а – последовательным; б – параллельным; в – смешанным



Однонаправленное излучение поверхностных решеток получается с помощью металлических экранов или системы рефлекторов (рис. 7.19, а), которые обычно располагают на расстоянии  $h_p = \lambda_0/4$  от поверхности решетки. Конструктивно экраны чаще выполняют в виде металлической сетки с размером ячеек не больше  $\lambda_0/8$ . Увеличение размера ячеек увеличивает излучение через экран. При расчете антенны с рефлекторами в (7.27) вместо  $\Phi_1(\theta_x, \theta_y)$  необходимо подставить выражение для системы из двух вибраторов (7.23). Диаграмма направленности однонаправленной решетки показана на рис. 7.19, б.

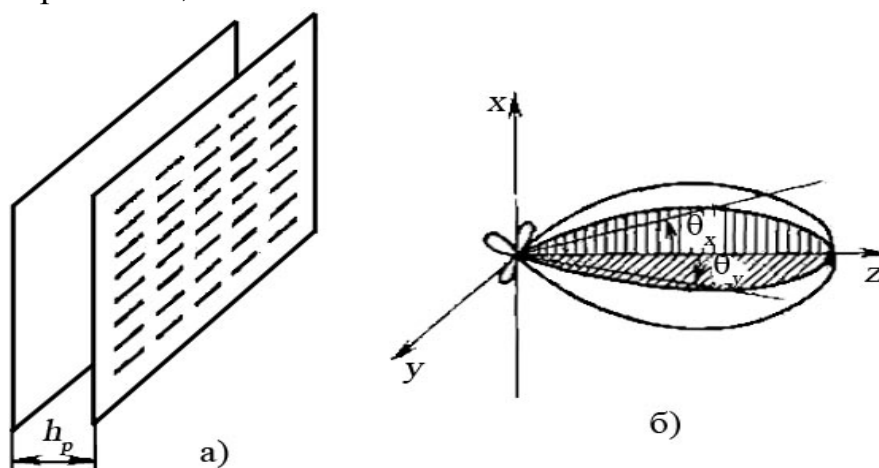


Рис. 7.19. Однонаправленная решетка:  
а – конструкция; б – диаграмма направленности

## 7.8. ДИРЕКТОРНЫЕ АНТЕННЫ

Директорная антенна представляет собой линейную решетку полуволновых вибраторов. Ее конструкция и ДН показаны на рис. 7.20. Директорная антенна состоит из одного активного и нескольких пассивных вибраторов. Вибраторы крепят на металлическом стержне. Такая конструкция допустима в связи с тем, что в месте крепления находится узел электрического поля, и сам крепящий стержень перпендикулярен к плоскости поляризации излучателей.

Взаимное влияние вибраторов уменьшает входное сопротивление антенны, поэтому в качестве активного вибратора выбирают петлевой вибратор, который крепят в центре петли к стержню. Рядом с активным вибратором на расстоянии  $\lambda_0/4$  (со стороны, противоположной излучению) помещают пассивный вибратор, выполняющий функцию рефлектора. Индуктивное сопротивление рефлектора обеспечивается за счет увеличения его дли-

ны по сравнению с длиной активного вибратора до  $l_p = (0,51 - 0,52) \lambda_0$ . Для получения емкостного сопротивления директора его длину укорачивают до  $l_d = (0,35...0,44)$ .

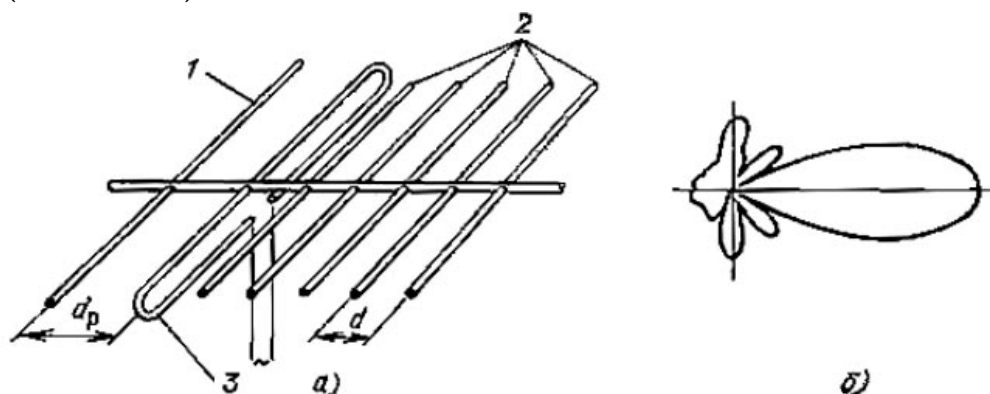


Рис. 7.20. Директорная антенна: а – конструкция; б – диаграмма направленности:  
1 – рефлектор; 2 – директор; 3 – активный вибратор

Так как рефлектор усиливает поле в направлении активного вибратора и ослабляет его в обратном направлении, применение нескольких рефлекторов не имеет смысла, поскольку все рефлекторы, следующие за первым, будут возбуждаться очень слабо. Эффект концентрации электромагнитной энергии в направлении излучения усиливается с увеличением числа директоров. Однако на практике применяется не более 5 – 7 директоров. Это объясняется малым увеличением КНД при дальнейшем увеличении числа вибраторов и удлинении антенны. Коэффициент направленного действия антенны невысок и приближенно вычисляется по формуле:

$$КНД \approx K_a l_a / \lambda_0, \quad (7.33)$$

где  $l_a$  – общая длина антенны;

$K_a \approx (5 - 7)$  – коэффициент, зависящий от длины антенны (убывает с увеличением длины).

Директорные антенны применяются в метровом и дециметровом диапазонах волн, их рабочая полоса частот 5 – 15 %, диаграмма направленности имеет ширину 15 – 40° и зависит от числа вибраторов и качества настройки.

## 7.9. ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВЫЕ АНТЕННЫ

Волноводно-щелевые антенны, используемые в качестве излучателя, имеют несколько щелевых вибраторов, прорезанных в волноводе (рис. 7.21). Щель, как и вибраторы антенны, обладает резонансными свойствами. Резонансная длина щели приблизительно равна  $l \approx \lambda_0 / 2$  Проре-

занная в волноводе щель, естественно имеет однонаправленное излучение. Она может быть прорезана в широкой и узкой стенках волновода. При этом продольная щель в широкой и узкой стенках эквивалентна параллельно включенному в линию резистору, поперечная щель в широкой стенке – последовательно встроенному.

Сопrotивление щели зависит от места расположения в волноводе. В тех случаях, когда необходимо обеспечить согласование антенны с трактом, меняют месторасположение щели или поворачивают ее. Например, продольная щель в центре широкой стенки волновода почти не излучает; если же ее поворачивать или смещать в сторону боковых стенок, то излучение увеличивается; поперечная щель в узкой стенке волновода также почти не излучает, но при ее повороте излучение увеличивается. Ширина щели определяется из условия электрической прочности. Увеличение ширины щели увеличивает ее электрическую прочность и уменьшает резонансную длину, которая становится меньше  $\lambda_0/2$ . Для получения узкой диаграммы направленности применяют многоэлементные волноводно-щелевые антенны.

Если антенны состоят из  $N$  продольных щелей, расположенных на расстоянии  $\lambda_g/2$ , то для достижения полного согласования сопротивление каждой щели должно быть больше волнового сопротивления волновода в  $N$  раз. Аналогично этому сопротивление поперечной щели должно быть меньше волнового сопротивления волновода в  $N$  раз. Если щели возбуждены синфазно, то максимум главного лепестка будет ориентирован перпендикулярно плоскости расположения щелей, причем в плоскости, перпендикулярной продольной оси волновода, ДН будет широкой, а в плоскости, содержащей ось волновода, – узкой и тем уже, чем больше длина антенны.

Достигнуть синфазного возбуждения антенны можно двумя способами: выбором расстояния между соседними щелями, равным  $\lambda_g$  (рис. 7.21, *a*) либо выбором расстояния, равным  $\lambda_g/2$ . При этом дополнительный сдвиг фаз на  $\pi$  можно реализовать за счет неидентичного расположения щелей, как это сделано на рис. 7.21, *б*, где поперечная составляющая тока на разные стороны осевой линии имеет разные направления. Синфазные антенны обычно работают в режиме стоячей волны, для обеспечения которого в конце антенны устанавливают короткозамыкающий поршень. Расстояние между поршнем и последней щелью должно быть таким, чтобы щели находились в пучности стоячей волны в волноводе. Синфазные многощелевые антенны являются резонансными (узкополосными).

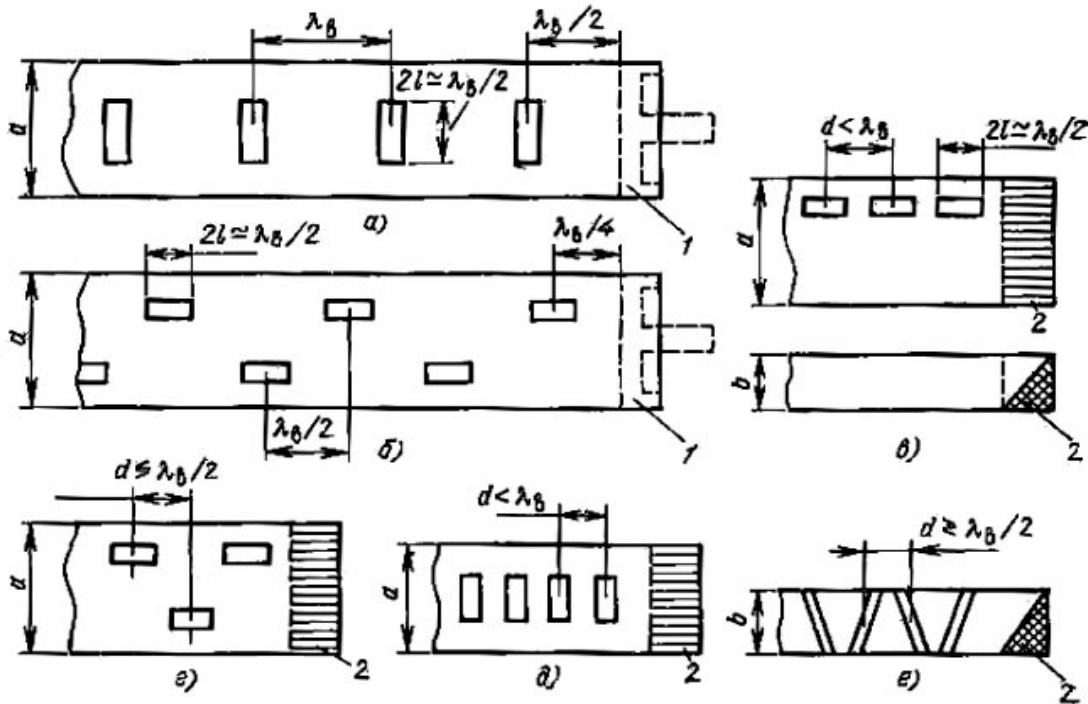


Рис. 7.21. Волноводно-щелевые антенны: а, б – резонансные; в – е – нерезонансные: 1 – короткозамыкающий поршень; 2 – нагрузка

Лучшими диапазонными свойствами обладают нерезонансные антенны (рис. 7.21, в, г), в которых щели расположены на расстояниях несколько больше или меньше  $\lambda_g$ . В связи с тем, что в волноводе имеет место бегущая волна, к нему для устранения отражения от короткозамкнутого конца антенны подключают нагрузку (поглотитель).

Волноводно-щелевые антенны применяются в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн.

В качестве примера приведем параметры волноводно-щелевой антенны, использующей волновод  $7 \times 3,5$  мм и работающей на частоте 36 ГГц; длина – 2,6 м, 432 наклонные щели, уровень боковых лепестков – 25 дБ,  $K_{cm} = 1,08$ , полоса пропускания 12 %, ширина главного лепестка  $14^\circ$ .

## 7.10. ИЗЛУЧЕНИЕ АПЕРТУРНЫХ АНТЕНН

Представим раскрыв апертурной антенны как некоторую плоскую поверхность размерами  $a$  и  $b$  (рис. 7.22), на которой распределены взаимно перпендикулярные векторы  $E$  и  $H$ , имеющие одинаковые амплитуды и фазы.

Отметим, что синфазность в этом случае, как и в случае поверхностной решетки, является необходимым условием получения узкой ДН. Для расчета ДН возбужденной поверхности воспользуемся методом суперпо-

зиции полей элементарных излучателей Гюйгенса, которые составляют рассматриваемую поверхность.

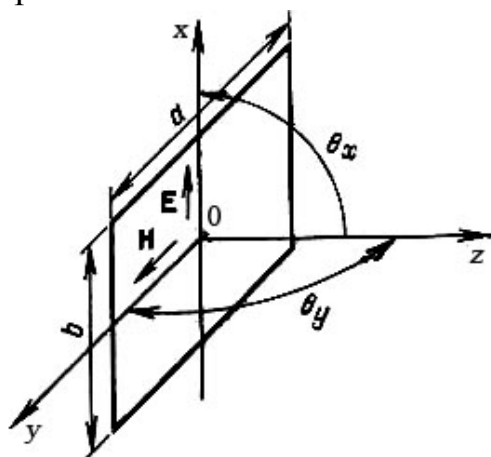


Рис. 7.22. К определению диаграммы направленности апертурных антенн

В результате расчета получены [9] диаграмма направленности для плоскости  $E$  (плоскость  $xOz$ ):

$$\Phi_E(\theta_x) = \frac{1 + \cos \theta_x \sin(0,5kb \sin \theta_x)}{2 \cdot 0,5kb \sin \theta_x} \quad (7.34)$$

и диаграмма направленности для плоскости  $H$  (плоскость  $yOz$ ):

$$\Phi_H(\theta_y) = \frac{1 + \cos \theta_y \sin(0,5ka \sin \theta_y)}{2 \cdot 0,5ka \sin \theta_y}. \quad (7.35)$$

Аналогично случаю антенной решетки первый множитель представляет собой диаграмму направленности элементарного излучателя Гюйгенса (7.17), а второй множитель – ДН непрерывной системы излучателей в соответствующей плоскости.

Для плоской поверхности согласно (7.1)

$$КНД = 4\pi ab / \lambda_0^2. \quad (7.36)$$

Ширина ДН по нулевой мощности определяется по формулам:

– в плоскости ( $xOz$ ):

$$2\theta_{0x} = 115^\circ \lambda_0 / b; \quad (7.37)$$

– в плоскости ( $yOz$ ):

$$2\theta_{0y} = 115^\circ \lambda_0 / a. \quad (7.38)$$

Формулы (7.36) – (7.38) используются для определения характеристик направленности всех апертурных антенн с плоским фронтом в раскрыве. В зависимости от формы апертуры и типа возбуждающего устройства в эти формулы вводятся поправочные коэффициенты (множители)  $K_u$ , называемые *коэффициентами использования поверхности антенны*.

Из приведенных соотношений можно сделать следующие выводы: 1) характеристика направленности максимальна в направлении нормали к излучающей поверхности  $\theta_x = \theta_y = 0$ ; 2) диаграмма направленности ДН тем уже, чем больше размеры плоскости; 3) ширина ДН в данной плоскости не зависит от размеров, перпендикулярных этой плоскости; 4) характеристики направленности плоской поверхности соответствуют характеристикам направленности поверхностной решетки, состоящей из большого числа дискретных излучателей.

### 7.11. РУПОРНЫЕ АНТЕННЫ

Открытый конец волновода можно рассматривать как простейшую антенну СВЧ, но такие излучатели являются слабонаправленными. Кроме того, открытый конец волновода отражает заметную часть СВЧ-энергии, не излучая ее в свободное пространство. Коэффициент отражения открытого волновода равен 0,25 – 0,3.

Расширение волновода, образующее рупор, улучшает направленность и уменьшает отражение. Коэффициент отражения используемых рупоров близок к нулю.

Если волновод расширен по одной из сторон, образуется секторный *E*- или *H*-рупор (рис. 7.23, *a*, *б*). Рупор, расширенный по обеим плоскостям, называется пирамидальным (рис. 7.23, *в*).

Секторный рупор образует веерообразную диаграмму. Рупор, расходящийся в магнитной плоскости (*H*-рупор), имеет меньше побочного излучения, чем рупор, расходящийся в электрической плоскости (*E*-рупор), и поэтому предпочтительнее.

В раскрые рупора образуется электромагнитное поле со взаимно перпендикулярными векторами *E* и *H*. Поверхность равных фаз этих векторов не плоская, а имеет сферическую или цилиндрическую форму, что ухудшает характеристики направленности антенны по сравнению с характеристиками направленности излучающей плоской поверхности.

В рупорных антеннах синфазная поверхность выравнивается с увеличением отношения длины рупора к длине волны  $l/\lambda_0$ . При некотором отношении  $l/\lambda_0$  имеет место оптимум. При секторном рупоре в плоскости *E*:

$$l_{opt} = (1/2)b_m^2/\lambda_0, \quad 2\theta_{0x} = 56^\circ \lambda_0/b_m, \quad (7.39)$$

а в плоскости *H*:

$$l_{opt} = (1/3)a_m^2/\lambda_0, \quad 2\theta_{0y} = 80^\circ \lambda_0/a_m. \quad (7.40)$$

Если необходимо получить максимальный КНД от рупора данной длины  $l$ , то используют пирамидальные рупоры. В случае пирамидального рупора КНД пропорционален КНД двух секторных рупоров соответствующих раскрывов.

Коэффициент непрерывного действия оптимальных  $E$ - и  $H$ -рупоров можно рассчитать по формуле (7.1), которая в этом случае примет вид

$$КНД_E = КНД_D = 4\pi 0,64S / \lambda_0^2, \quad (7.41)$$

где  $S$  – площадь раскрыва рупора;

$K_u = S_g / S = 0,64$  – коэффициент использования поверхности раскрыва, учитывающий неравномерность и несинфазность ее возбуждения.

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

Рупорные антенны используют в дециметровом и сантиметровом диапазонах волн для формирования относительно широких ДН (примерно  $\theta_{0x} = \theta_{0y} = 10...20^\circ$  при небольших КНД (не более 20 дБ). Кроме того, их применяют как элементы антенных решеток, а также как облучатели зеркальных и линзовых антенн.

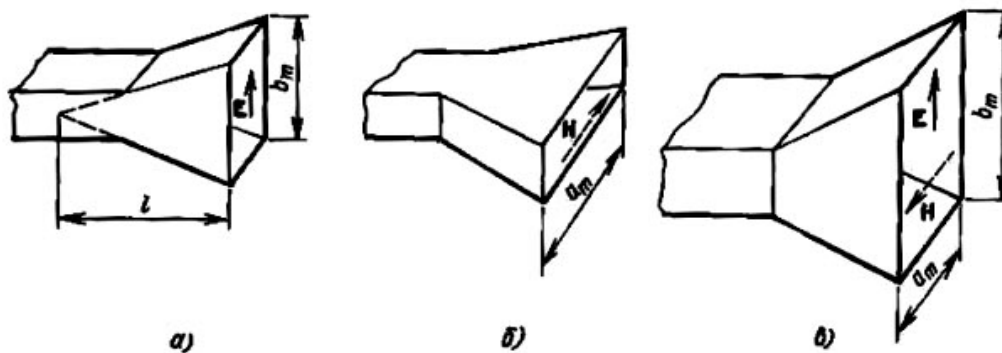


Рис. 7.23. Рупорные антенны: а – секторный  $E$ -рупор; б – секторный  $H$ -рупор; в – пирамидальный рупор

## 7.12. ЛИНЗОВЫЕ АНТЕННЫ

Линзовые антенны состоят из слабонаправленной антенны (облучателя) и линзы. Облучатели, создающие сферические или цилиндрические волны, направляют их на линзу. Линза преобразует волны со сферическим или цилиндрическим фронтом в волны с плоским фронтом. Для преобразования сферических волн используют осесимметричные линзы. Для облу-

чения осесимметричных линз используют пирамидальные рупоры, вибраторы с рефлектором и др. Цилиндрические волны преобразуются с помощью цилиндрических линз. В этом случае в качестве облучателей используют щелевые антенны, линейные решетки и др.

Формирование плоского фронта волны с помощью линзы производится путем преломления электромагнитной волны на поверхностях линзы. Условием фокусировки является равенство оптических путей всех лучей от облучателя до плоскости раскрыва. Это условие можно удовлетворить, увеличивая оптическую длину пути центральных лучей в большей мере, чем периферийных либо уменьшая оптическую длину периферийных лучей в большей мере, чем центральных. Первый способ реализуется в замедляющих линзах (рис. 7.24, а), второй – в ускоряющих линзах (рис. 7.25, а). Замедляющие линзы изготавливают из диэлектрика. Диэлектрические линзы ничем не отличаются от оптических. В целях повышения КПД диэлектрические линзы изготавливают из материалов с малым тангенсом угла потерь ( $\text{tg}\delta < 10^{-3}$ ) и небольшим  $\epsilon$  ( $\epsilon < 2,5$ ). Первое обеспечивает малые тепловые потери, а второе – малые потери на отражение. Наиболее подходящим материалом является полистирол.

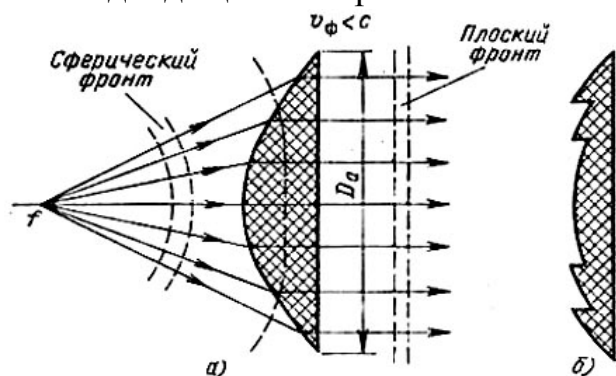


Рис. 7.24. Замедляющие осесимметричные линзы: а – обычная; б – зонированная

Если линза получается слишком толстой, применяют зонирование, состоящее в том, что линзу разбивают на зоны с электрическими длинами путей, отличающимися скачками на целое число волн. При этом закон распределения фаз поля не меняется. Зонированная линза показана на рис. 7.24, б.

Для уменьшения массы и потерь линзу часто выполняют из искусственного диэлектрика. Искусственный диэлектрик представляет собой среду, состоящую из металлических частиц, изолированных друг от друга пенопластом. Размеры частиц малы по сравнению с длиной волны. При воздействии электрического поля на металлодиэлектрик происходит явление, аналогичное поляризации диэлектрика. Имеющиеся в металле свободные электроны смещаются в направлении, противоположном вектору  $E$  внешнего поля, и металлические частицы превращаются в электрические диполи, создающие вторичное поле, направленное против внешнего поля. Таким образом, напряженность результирующего электрического поля в такой среде уменьшается, что эквивалентно увеличению диэлектрической



проницаемости. Коэффициент преломления искусственного диэлектрика зависит от формы, размеров и количества частиц в единице объема. Обычно частицы имеют форму узких тонких лент, шариков или дисков.

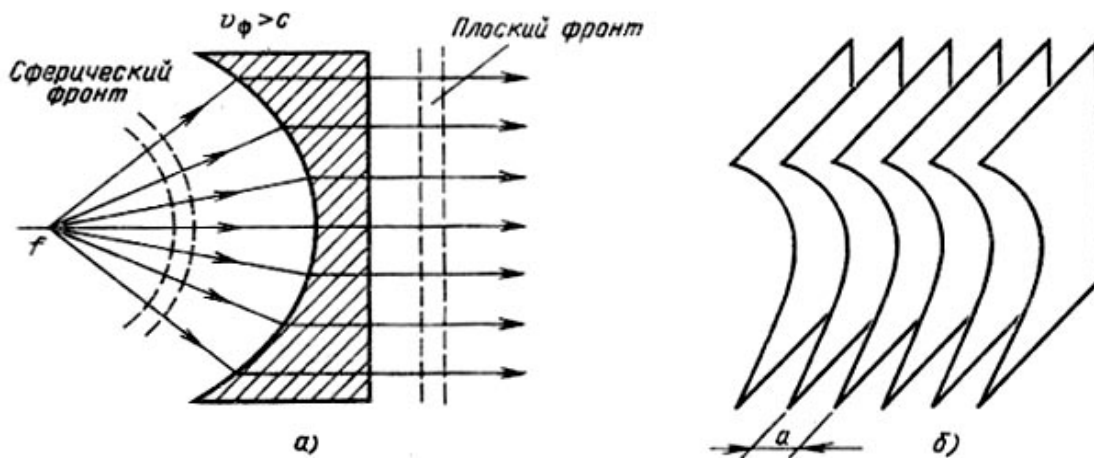


Рис. 7.25. Ускоряющая линзовая антенна:  
а – принцип устройства; б – металлопластинчатая (волноводная) конструкция

Ускоряющие линзы конструируют на базе прямоугольных волноводов, которые обычно представляют собой металлические пластины, параллельные электрическому вектору СВЧ-поля (рис. 7.25, б).

Пространство между пластинами действует как волновод с размером широкой стенки, равным расстоянию между пластинами  $a$ . В таком волноводе образуется волна  $H_{10}$ , фазовая скорость которой больше скорости света и равна  $v_\phi = c / \sqrt{1 - (\lambda_0 / 2a)^2}$ .

Линзовые антенны применяются в основном в диапазоне сантиметровых волн. При помощи линзовых антенн можно получить весьма узкие диаграммы направленности (шириной до долей градусов).

У линзовой антенны КНД определяется по (7.1) в случае излучающей поверхности с коэффициентом использования поверхности  $K_u = 0,5 - 0,65$ .

Для линзы с круглым раскрывом диаметром  $D_a$  и облучателем в виде полуволнового вибратора с рефлектором ширина диаграммы направленности в плоскости  $E$  (вектор  $E$  направлен вдоль оси  $x$ ):

$$2\theta_{0x} \approx 115^\circ \lambda_0 / D_a K_{Eu}$$

и в плоскости  $H$  (вектор  $H$  направлен вдоль оси  $y$ ):

$$2\theta_{0y} \approx 115^\circ \lambda_0 / D_a K_{Hy}$$

где  $K_{Eu} = 0,65$  и  $K_{Hy} = 0,56$ .

Приведенные формулы аналогичны (7.37) и (7.38).

Изготовление антенн-линз требует большой точности, сложно и дорого. Поэтому, несмотря на то, что эти антенны обладают хорошими направленными свойствами, они применяются редко.

### 7.13. ЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

Зеркальная антенна состоит из слабонаправленной антенны (облучателя) и металлического зеркала. Функции и конструкции облучателей примерно те же, что у линзовых антенн. Зеркало формирует диаграмму направленности антенны. При падении электромагнитной волны на металлическую поверхность зеркала на последнем возникают поверхностные токи, создающие вторичное электромагнитное поле. Это поле создает электромагнитную волну с плоским фронтом в раскрыве. В качестве антенн используются металлические поверхности специальной формы, среди них параболические, сферические, плоские и угловые зеркала. Наиболее распространены первые. На рис. 7.26 приведены основные конструкции зеркальных антенн.

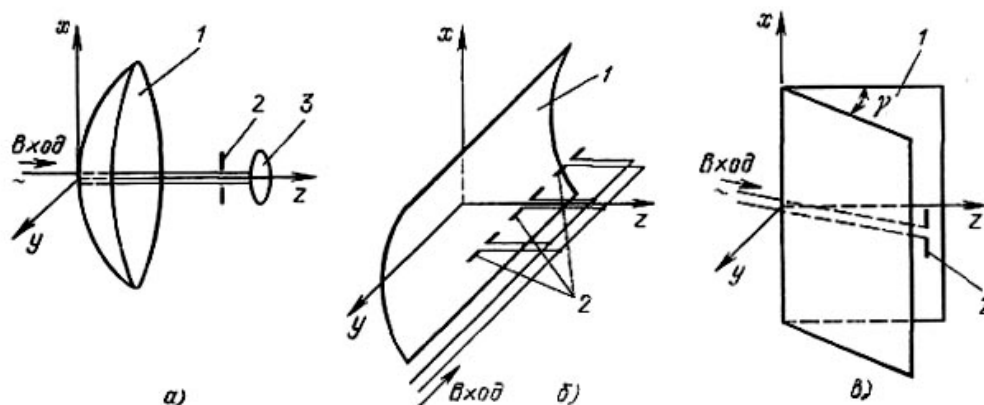


Рис. 7.26. Зеркальные антенны: а – с параболоидом; б – параболическим цилиндром и линейным облучателем; в – с угловым зеркалом: 1 – зеркало; 2 – облучатель; 3 – рефлектор

Параболические отражатели могут выполняться в виде параболоида; части цилиндра с параболическим поперечным сечением; сектора, вырезанного из параболоида и др. Источник возбуждения зеркала антенны – облучатель – помещается в фокус. По законам геометрической оптики точечный источник, помещенный в фокусе параболического зеркала, создает отраженные лучи, параллельные друг другу. В рассматриваемом случае эта концепция не полностью приемлема из-за того, что размеры облучателя не бесконечно малы по сравнению с радиусом кривизны зеркала, что приводит к рассеянному отражению электромагнитных волн. Поэтому, строго

говоря, формируемая зеркалом электромагнитная волна не является плоской, и диаграмму направленности нельзя определить методами геометрической оптики. Однако на практике с некоторым приближением полагают, что параболическое зеркало преобразует сферический волновой фронт облучателя в плоский волновой фронт (плоскую волну). Форму зеркала характеризуют отношением  $R_0/2f$ . Зеркало называется длиннофокусным (мелким), если  $R_0/2f < 1$ , короткофокусным (глубоким), если  $R_0/2f > 1$ , где  $f$  – фокусное расстояние,  $R_0$  – радиус раскрытия параболоида.

Если важен КНД, а боковые лепестки и потери мощности не играют большой роли, то целесообразно использовать относительно плоский параболоид (длиннофокусное зеркало). Если важно уменьшить боковые лепестки и теряемую мощность, то целесообразно использовать более глубокий параболоид (короткофокусное зеркало). Диаграмма направленности облучателя не должна быть слишком широкой, так как при этом часть энергии будет излучаться за пределы зеркала. С этой целью у облучателя ставится рефлектор, исключаящий излучение энергии в сторону, противоположную зеркалу.

Для параболической антенны КНД определяется формулой (7.1) с максимальным коэффициентом использования поверхности  $K_u = 0,5 - 0,6$ .

Если при заданной форме зеркала расширять ДН облучателя, то облучение зеркала становится более равномерным,  $K_u$  растет, что ведет к увеличению КНД. Однако вместе с тем увеличивается доля энергии, проходящая мимо зеркала, что, в свою очередь, уменьшает  $K_u$  и КНД. В связи с этим существует условие оптимального облучения зеркала. Очевидно, что при заданной диаграмме направленности облучателя имеется оптимальная величина  $R_0/2f$ , определяющая максимальный результирующий  $K_u$  и максимальный КНД.

Для параболического зеркала можно управлять диаграммой направленности с помощью смещения облучателя в направлении, перпендикулярном оси зеркала. В этом случае диаграмма направленности смещается в сторону, противоположную смещению облучателя. Практически обычно облучатель перемещается не перпендикулярно оси  $z$ , а по дуге, радиус которой равен фокусному расстоянию. Использовать большие отклонения (углы поворота) нельзя из-за появления искажений ДН вследствие фазовой ошибки, вызывающей уменьшение основного и увеличение боковых лепестков. Обычно место установки облучателя выбирается экспериментально. Неточности выполнения поверхности зеркала и установки облучателя в фокусе, «затемнение» раскрытия зеркала облучателем и элементами его крепления, деформации поверхности и другое вызывают искажение диаграммы направленности.

Зеркальные антенны широко применяются во всех областях радиотехники из-за простоты конструкции, большого коэффициента усиления, широкой полосы пропускания и т. д. Конструкции зеркальных антенн создаются в диапазонах от десятков метров до миллиметров.

#### 7.14. ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СТЕРЖНЕВЫЕ АНТЕННЫ

Диэлектрическая антенна (рис. 7.27) представляет собой конусный диэлектрический стержень (отрезок диэлектрического волновода), который излучает электромагнитные волны в направлении продольной оси  $z$ . При конструировании антенны с помощью перехода в ней стремятся возбудить волну низшего типа  $HE_{11}$ . Эта волна не имеет критической частоты, т. е. может распространяться вдоль диэлектрического стержня на всех частотах и при любом диаметре стержня. Значение фазовой скорости распространения волны в диэлектрическом волноводе лежит между значениями распространения фазовой скорости этой же волны в диэлектрике, из которого сделан волновод. Уменьшая диаметр стержня, приближают фазовую скорость волны диэлектрического волновода к скорости  $T$ -волны в воздухе. Равенство этих скоростей обеспечивает отсутствие отражений (полное излучение энергии). Оно наступает при диаметре конца антенны, равном:

$$d_{\min} = 0.4\lambda_0 / \sqrt{\epsilon - 1}.$$

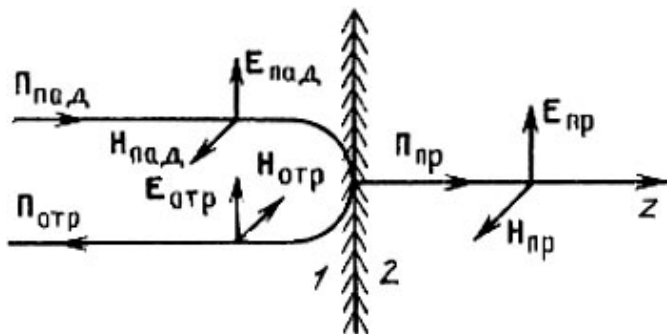


Рис. 7.27. Диэлектрическая стержневая антенна: 1 – конусный диэлектрический стержень; 2 – переход

Для получения хорошей формы ДН важно, чтобы вдоль стержня не распространялись высшие типы волн. Анализ показывает, что для этой цели максимальный диаметр стержня должен удовлетворять неравенству:

$$d_{\max} \leq 0,5\lambda_0 / \sqrt{\epsilon - 1}.$$

Длина диэлектрической антенны обычно не превышает  $l \leq (6...7)\lambda_0$ , при этом ширина главного лепестка ДН равна  $24 - 25^\circ$ , а КНД  $15 - 20$  дБ. Диэлектрические антенны чаще всего применяются как облучатели линз и зеркал, а также как излучающие элементы антенных решеток.

## ГЛАВА 8. АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ-УСТРОЙСТВ

Процесс автоматизированного проектирования устройств СВЧ, как и других радиоэлектронных устройств, может быть условно разбит на пять основных этапов: 1 – постановка задачи; 2 – структурный синтез; 3 – моделирование и анализ; 4 – параметрическая оптимизация; 5 – конструирование.

Рассматриваемый процесс носит итерационный характер и заключается в последовательном приближении к оптимальному по определенным критериям варианту. Так, после синтеза исходного варианта структуры (этап 2) для него составляется модель, рассчитываются исходные значения ее параметров и проводится анализ (этап 3). Если удовлетворительный (по выбранным критериям) результат не достигнут, то возможно улучшение характеристик объекта путем изменения значений параметров – параметрической оптимизации (этап 4). Если и этот путь не позволяет достичь желаемого результата, то необходимо изменение структуры проектируемого объекта (этап 2). Естественно, что для каждого нового варианта структуры должна быть построена и проанализирована модель, а также выполнена процедура параметрической оптимизации.

Специфика автоматизации проектирования СВЧ-устройств обуславливается необходимостью комплексного решения вопросов разработки структуры, схемы, конструкции, технологии изготовления и заключается в обеспечении системы гибких и глубоких взаимных связей между выделенными этапами процесса. Так, при постановке задачи и на этапе структурного синтеза необходимы привязка к определенному конструктивному варианту исполнения проектируемого СВЧ-устройства и ориентация на определенный технологический процесс его изготовления, которые во многом предопределяют выбор возможной структуры. В свою очередь изменение взаимного расположения отдельных элементов устройства при компоновке на этапе конструирования может привести к значительному ухудшению характеристик всего СВЧ-устройства (за счет изменения конфигурации и длины, а, следовательно, и электродинамических параметров отрезков коммутирующих линий) и поэтому должно быть учтено на этапе моделирования при анализе. Только при таком подходе, несмотря на то, что намного усложняется и без того трудоемкий процесс поиска оптимального решения, обеспечивается возможность получения высококачественных характеристик проектируемой СВЧ-системы.

Рассмотрим каждый из этапов процесса автоматизированного проектирования СВЧ-устройств [14].

1. Постановка задачи автоматизированного проектирования СВЧ-устройств включает в себя рассмотрение следующих основных вопросов:

- анализ технического задания (ТЗ) с точки зрения обеспечения всех указанных в нем характеристик, условий, ограничений;

- выработка наиболее существенных решений относительно возможных путей реализации требований ТЗ с учетом современных достижений науки и техники;

- выбор основных критериев для оценки качества проектируемого объекта.

В ТЗ на разработку формулируют требования к электрическим, частотным, массогабаритным, надежностным и другим характеристикам СВЧ-устройства, оговаривают его конструктивные особенности, устойчивость к механическим и климатическим воздействиям и др. Только на основе учета всех требований, условий и ограничений, оговоренных в ТЗ, можно приступить к следующему этапу проектирования.

2. Структурный синтез представляет собой процесс поиска оптимального по выбранным критериям состава элементов, образующих СВЧ-устройство, и структуры их взаимного объединения. В зависимости от функционального уровня и конкретных особенностей проектируемого устройства в качестве составляющих его элементов (базовых элементов) могут рассматриваться как различные неоднородности СВЧ-тракта (разветвления, изгибы и отрезки линий передачи, элементы связи и др.), так и функциональные узлы, выполняющие определенную обработку СВЧ-сигнала.

Большое значение при постановке задачи структурного синтеза имеет вопрос физической реализуемости: может ли в принципе существовать СВЧ-устройство, обладающее заданными характеристиками? Однако значительный и постоянно расширяющийся объем элементной базы СВЧ-техники приводит к неоднозначности решения задачи структурного синтеза, т. е. проектируемое устройство может быть реализовано на различных элементах, соединенных между собой, в общем случае, по различным схемам [3]. В связи с этим задача структурного синтеза на СВЧ формализуется с большим трудом и успешное ее решение в значительной степени определяется практическим опытом и научной интуицией разработчика. Средства вычислительной техники на данном этапе используются в основном для поиска необходимой информации об аналогичных и ранее спроектированных СВЧ-устройствах, просмотра вариантов решений, принимаемых разработчиком, и выбора из них наилучшего.

3. Моделирование и анализ. Задачи на данном этапе заключаются в определении свойств СВЧ-устройства при заданной структуре соединения образующих его элементов и состоят в построении математической модели и расчете необходимых характеристик проектируемого изделия.

От эффективности выбора рациональной математической модели и алгоритма ее расчета во многом зависит как трудоемкость всего процесса проектирования в связи с необходимостью многократного выполнения процедуры анализа СВЧ-объекта, так, в конечном счете, и качество разработанного изделия. Построение математической модели СВЧ-устройства, удовлетворяющей противоречивым требованиям экономичности и точности, является основной и наиболее ответственной задачей этапа. В общем случае на стадии численных расчетов решаются также задачи анализа чувствительности характеристик исследуемого СВЧ-устройства к изменениям значений параметров составляющих его элементов и статистического анализа, в результате которого определяется, например, вероятность работоспособности проектируемого объекта в соответствии с требованиями ТЗ. Кроме этого, на данном этапе могут быть оценены адекватность построенной математической модели и предельные возможности анализируемой структуры СВЧ-устройства.

4. Параметрическая оптимизация. При постановке задачи оптимизации требуется преобразовать физические представления о качестве функционирования СВЧ-устройства в математическую формулировку экстремальной задачи, т. е. нужно сформулировать цель оптимизации и формализовать понятие оптимальности. Цель оптимизации выражается в критерии оптимальности – правилах предпочтения сравниваемых вариантов. Основу критерия оптимальности составляет целевая функция, которая формируется таким образом, чтобы по ее значениям можно было определить степень достижения цели. Аргументами целевой функции являются варьируемые параметры, которые составляют отобранную по определенным соображениям часть внутренних параметров математической модели оптимизируемого объекта. Далее задача сводится к минимизации (или максимизации) целевой функции на допустимом множестве значений вектора варьируемых параметров. Ограничения на значения компонентов вектора варьируемых параметров обуславливаются необходимостью учета физических, технологических или иных (например, возможностью использования определенной математической модели) соображений.

Большинство методов параметрической оптимизации основано на некотором целенаправленном переборе допустимых значений вектора варьируемых параметров и решении при каждом из них задачи анализа. Трудоемкость выполнения процедуры анализа СВЧ-устройств, обусловливаемая сложностью их математического описания, накладывает серьезные ограничения на эффективность применяемых методов оптимизации с точки зрения числа обращений к расчетной модели объекта, необходимых для достижения требуемой точности решения. Для уменьшения затрат на поиск оптимального варианта целесообразно на начальных итерациях, когда высокой точности не требуется, применять наиболее простые и экономичные модели. На последних же итерациях должна использоваться уточненная модель, обеспечивающая коррекцию значений параметров и позволяющая получить достоверные оценки работоспособности проектируемого объекта.

Особенностью СВЧ-устройств являются, как правило, повышенные требования к точности реализации геометрических размеров конструктивных элементов, которые из-за технологических ограничений не всегда могут быть удовлетворены с требуемым допуском. В связи с этим возникает необходимость включения в процесс параметрической оптимизации СВЧ-устройств процедуры оптимизации допусков, которая заключается в определении номинальных значений вектора внутренних параметров объекта, максимально удаленных от границ области работоспособности. Естественно, что в этом случае требования ТЗ на проектирование СВЧ-устройства будут удовлетворены даже при несколько больших погрешностях изготовления. Таким образом, путем оптимального задания номинальных значений параметров СВЧ-устройства можно уменьшить стоимость его изготовления (за счет возможности задания менее жестких допусков) и увеличить вероятность выхода годных изделий в процессе производства.

5. Конструирование. Исходными данными являются, как правило, электродинамические параметры СВЧ-устройства (электрические длины и волновые сопротивления отрезков линий, коэффициенты связи и др.), полученные на этапе оптимизации. Эти параметры могут быть реализованы в весьма разнообразных конструктивно-технологических исполнениях, поэтому при конструировании конкретного СВЧ-устройства необходимо решить вопросы, связанные с выбором типов линий передачи, расчетом геометрических размеров элементов, определением допусков на них и некоторые другие.



Улучшение качества функционирования СВЧ-устройств требует более тесного взаимодействия теоретических проблем процесса автоматизированного проектирования с вопросами конструирования и создания оптимальных технологических процессов, т. е. ключевые вопросы конструктивной реализации СВЧ-устройства и технологии его изготовления должны решаться на ранних этапах проектирования совместно с вопросами выбора элементной базы, разработки структуры и т. д. С этой точки зрения наиболее целесообразно применение так называемого «конструктивного синтеза», когда результатом параметрической оптимизации являются конструктивные параметры проектируемого СВЧ-устройства, описывающие геометрические размеры его элементов. Такой подход, несмотря на значительно большую его трудоемкость (взаимосвязь геометрических и электродинамических параметров даже простых СВЧ-элементов является весьма сложной), дает возможность учитывать ограничения конструктивно-технологического характера и создавать действительно оптимальные конструкции СВЧ-устройств. В данном случае на этапе конструирования проводятся лишь проработка деталей полученного конструктивного варианта и выпуск необходимой технической документации.

Процесс изготовления СВЧ-устройств является сложным и дорогостоящим, особенно в условиях мелкосерийного производства. В связи с этим необходимо максимально полно учитывать результаты экспериментального исследования реализованного устройства, анализ которых может привести к необходимости значительной коррекции решений, принимаемых при проектировании. Информация о каждом спроектированном СВЧ-устройстве, удовлетворяющем определенным техническим требованиям, должна быть занесена в библиотеку разработанных модулей для возможности ее использования в последующих разработках.

Заканчивая рассмотрение основных задач, решаемых в процессе автоматизированного проектирования СВЧ-устройств, необходимо подчеркнуть, что совершенствование элементной базы и технологических средств ее реализации, все более широкое использование вычислительной техники при проектировании, производстве и экспериментальном исследовании приводит к перераспределению некоторых функций, относительных нагрузок, изменению связей между выделенными этапами. Однако в любом случае наиболее ответственным и специфичным, как отмечалось, остается этап математического моделирования СВЧ-устройств.

# ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 1

### Исследование усилителя СВЧ на биполярном транзисторе

#### 1.1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Экспериментальное исследование характеристик усилителя СВЧ на биполярном транзисторе.

#### 1.2. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Успехи в развитии физики и технологии полупроводников сделали возможным создание транзисторов, обладающих хорошими шумовыми и усилительными свойствами и способных работать в диапазоне СВЧ.

Эквивалентные схемы биполярных транзисторов в диапазоне СВЧ, включенных по схеме с общим эмиттером (ОЭ), представлены на рис. 1.1.

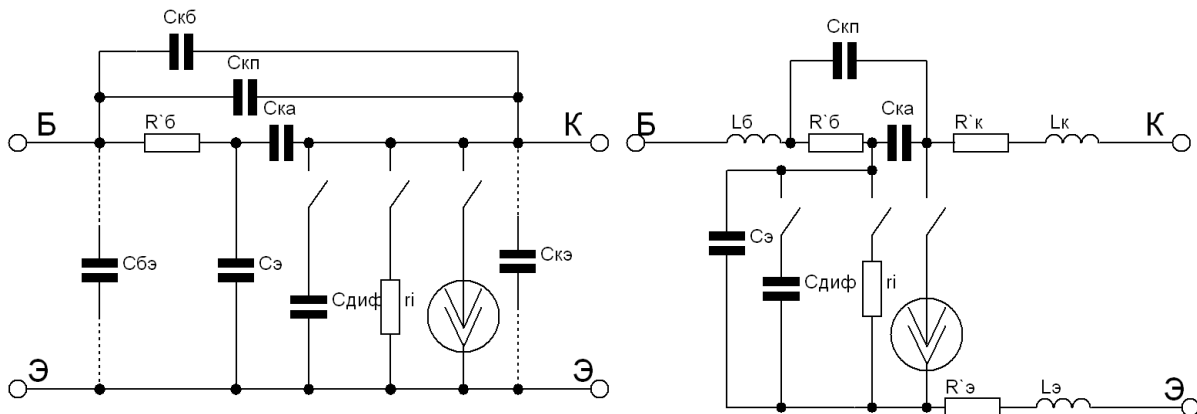


Рис. 1.1. Эквивалентная схема биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером:  
а) маломощный транзистор; б) мощный транзистор

Здесь  $R'_б$  – сопротивление материала базы;

$C_{ка}, C_{кп}$  – активная и пассивная емкости коллекторного перехода;

$C_{бэ}, C_{кб}, C_{кэ}$  – корпусные емкости;

$C_э, C_{диф}$  – барьерная и диффузионная емкости эмиттерного перехода;

$r_i$  – сопротивление рекомбинации;

$i$  – эквивалентный управляемый генератор тока;

$R'_к, R'_э$  – сопротивление потерь в коллекторе и эмиттере;

$L_б, L_к, L_э$  – индуктивности выводов.

Замкнутое положение ключа соответствует открытому переходу, разомкнутое – закрытому переходу.

Схема, показанная на рис. 1.1, *а*, справедлива для маломощных транзисторов в диапазоне частот до сотен мегагерц. Для более высоких частот и для мощных транзисторов справедлива схема, изображенная на рис. 1.1, *б*.

В мощных транзисторах паразитными емкостями корпуса  $C_{бэ}$ ,  $C_{кб}$ ,  $C_{кэ}$ , на частотах до 1 – 2 ГГц можно пренебречь.

В транзисторных усилителях СВЧ применяют как германиевые, так и кремниевые транзисторы.

Германиевые биполярные транзисторы позволяют получить меньший коэффициент шума, чем у кремниевых, однако последние более высокочастотны. Чтобы транзистор работал в диапазоне СВЧ, надо сильно сократить размеры его активных областей (особенно базы), а также минимизировать паразитные элементы *p-n*-переходов и реактивности корпуса и выводов. Это, естественно, связано со значительными технологическими трудностями. Теоретически предел усиления биполярных транзисторов составляет 10 – 15 ГГц.

В настоящее время транзисторные усилители СВЧ изготавливаются в основном в виде гибридных интегральных схем (ИС) на диэлектрических подложках с навесными активными элементами. Усилители в виде полупроводниковых ИС пока еще имеют большой коэффициент шума и недостаточную повторяемость параметров. Подложки гибридных ИС усилителей СВЧ выполняются из керамики, сапфира, кварца и т.д. Транзисторы используются как в корпусном, так и в бескорпусном исполнении. Бескорпусные транзисторы по сравнению с корпусными имеют меньшие линейные размеры и в них минимизированы паразитные элементы. Такие транзисторы способны работать на более высоких частотах, однако их монтаж в схему технологически сложен.

В диапазоне СВЧ транзистор характеризуют как структурной (физической) моделью, т. е. эквивалентной схемой, так и бесструктурной, представляющей транзистор в виде эквивалентного четырехполюсника.

Преимуществом структурной модели является высокая информативность; эквивалентная схема характеризует поведение транзистора в диапазоне частот и позволяет установить связь между ее элементами и характеристиками транзистора. Бесструктурная модель транзистора менее информативна, она строго справедлива лишь на одной частоте. Для определения частотной зависимости параметров транзистора надо провести измерения на разных частотах. Однако бесструктурные модели более точны, поскольку их параметры могут быть измерены значительно точнее, чем параметры эквивалентной схемы.

Транзистор СВЧ как эквивалентный четырехполюсник может быть описан, например,  $Y$ - или  $H$ -параметрами, которые обычно используются на более низких частотах. Но для измерения этих параметров необходимо режимы холостого хода и короткого замыкания, трудно осуществимые на СВЧ из-за влияния паразитных элементов схемы. Более подходят для его описания параметры матрицы рассеяния или  $S$ -параметры, поскольку они измеряются в линиях с согласованными нагрузками, что на СВЧ более просто. В системе  $S$ -параметров транзистор представляется в виде четырехполюсника, включенного в линию с волновым сопротивлением  $Z_0$  (рис. 1.2).

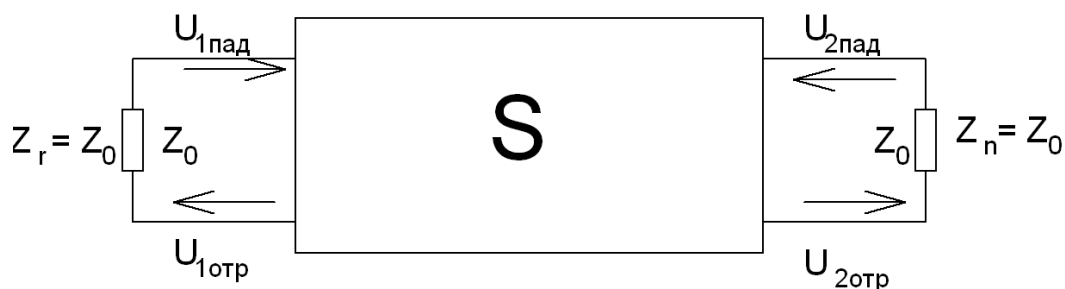


Рис. 1.2. Представление транзистора в системе  $S$ -параметров

Линия согласована с генератором и нагрузкой, т.е.  $Z_r = Z_n = Z_0$ . На входе и выходе четырехполюсника имеются падающие и отраженные волны напряжения  $U_{iпад}$ ,  $U_{iотр}$  ( $i = 1$  для входа,  $i = 2$  для выхода), связь между которыми задается параметрами матрицы рассеяния волн напряжения ( $S$ -параметрами):

$$\begin{aligned} U_{1отр} &= S_{11}U_{1пад} + S_{12}U_{2пад}; \\ U_{2отр} &= S_{21}U_{1пад} + S_{22}U_{2пад}. \end{aligned} \quad (1.1)$$

Параметры матрицы рассеяния

$$S = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix} \quad (1.2)$$

определяются по формулам:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{U_{1отр}}{U_{1пад}} \right|_{U_{2пад} = 0} & S_{21} &= \left. \frac{U_{2отр}}{U_{1пад}} \right|_{U_{2пад} = 0} \\ S_{12} &= \left. \frac{U_{1отр}}{U_{2пад}} \right|_{U_{1пад} = 0} & S_{22} &= \left. \frac{U_{2отр}}{U_{2пад}} \right|_{U_{1пад} = 0} \end{aligned} \quad (1.3)$$

Физический смысл этих коэффициентов следующий:  $S_{11}$  и  $S_{22}$  – коэффициенты отражения от входа и выхода четырехполюсника при согласовании на его выходе ( $U_{2пад} = 0$ ) и входе ( $U_{1пад} = 0$ ) соответственно;  $S_{21}$  и

$S_{12}$  – коэффициенты прямой и обратной передачи напряжения, определенные при тех же условиях.

При построении транзисторных усилителей СВЧ на биполярных транзисторах нужно проводить измерения этих параметров на интересующих частотах или брать данные из справочника, если они имеются. Обычно приводятся значение модуля и фазы этих параметров, т. е.  $|S_{11}|$  и  $\varphi_{S11}$ ,  $|S_{12}|$  и  $\varphi_{S12}$ ,  $|S_{21}|$  и  $\varphi_{S21}$ ,  $|S_{22}|$  и  $\varphi_{S22}$ .

Матрица рассеяния характеризует четырехполюсник, нагруженный на чисто активные сопротивления  $Z_0$ . В реальных же усилителях транзистор оказывается нагруженным на сопротивления, не только не равные  $Z_0$ , но в общем случае комплексные. В этом случае транзистор описывается параметрами матрицы рассеяния волн мощности ( $S'$ -параметры).

В этом случае (рис. 1.3) входная подводимая линия трансформирует сопротивление генератора  $Z_r$  в сопротивление  $Z_1$  в плоскости входных клемм четырехполюсника, а выходная подводимая линия – сопротивление нагрузки  $Z_n$  в сопротивление  $Z_2$  в плоскости его выходных клемм.

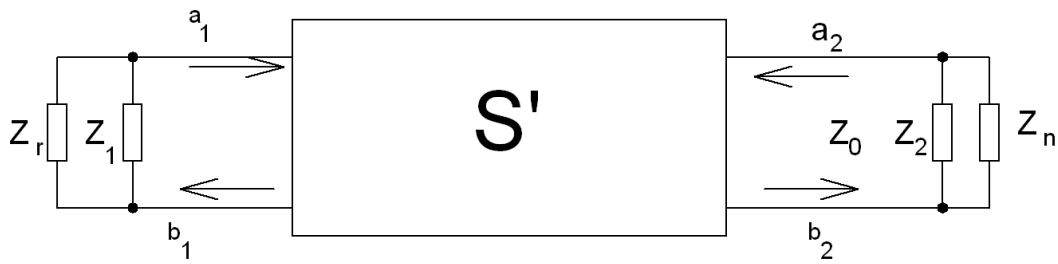


Рис. 1.3. Представление транзистора в системе  $S'$ -параметров

Падающие  $a_i$  и отраженные  $b_i$ , волны мощности на входе ( $i = 1$ ) и выходе ( $i = 2$ ) четырехполюсника связаны между собой соотношением

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Связь между элементами матриц  $S$  и  $S'$  выражается формулами:

$$S'_{11} = \frac{A_1^* S_{11} - \Gamma_1^* + \Gamma_1^* \Gamma_2 S_{22} - \Gamma_2 \Delta}{A_1 (1 - \Gamma_1 S_{11} + \Gamma_2 S_{22} - \Gamma_1 \Gamma_2 \Delta)}; \quad (1.5)$$

$$S'_{12} = \frac{A_2^* S_{12} (1 - |\Gamma_1|^2)}{A_1 (1 - \Gamma_1 S_{11} + \Gamma_2 S_{22} - \Gamma_1 \Gamma_2 \Delta)}; \quad (1.6)$$

$$S'_{21} = \frac{A_1^* S_{21} (1 - |\Gamma_2|^2)}{A_2 (1 - \Gamma_1 S_{11} + \Gamma_2 S_{22} - \Gamma_1 \Gamma_2 \Delta)}; \quad (1.7)$$

$$S'_{22} = \frac{A_2^* S_{22} - \Gamma_2^* + \Gamma_1^* \Gamma_2 S_{22} - \Gamma_1 \Delta}{A_2 (1 - \Gamma_1 S_{11} + \Gamma_2 S_{22} - \Gamma_1 \Gamma_2 \Delta)}; \quad (1.8)$$

где

$$A_i = \frac{1 - \Gamma_i^*}{|1 - \Gamma_i^*|} \sqrt{(1 - \Gamma_i)^2}; \Gamma_i = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0} \quad (1.9)$$

$$i = 1, 2;$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

Номинальный коэффициент усиления мощности, определенный как отношение мощности в нагрузке к номинальной мощности генератора, равен:

$$K_{PНОМ} = |S'_{21}|^2 = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_1|^2)(1 - |\Gamma_2|^2)}{|1 - \Gamma_1 S_{11} - \Gamma_2 S_{22} + \Gamma_1 \Gamma_2 \Delta|^2}. \quad (1.10)$$

При расчете транзисторного усилителя СВЧ следует обращать внимание на обеспечение его устойчивости. В диапазоне СВЧ транзистор из-за наличия паразитных обратных связей (как внутренних, так и внешних) может возбудиться. Самовозбуждение усилителя возможно лишь в случае, когда активная составляющая входного и/или выходного сопротивления транзистора становится отрицательной.

Для оценки возможности возникновения самовозбуждения усилителя вводится коэффициент устойчивости:

$$K_y = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{21}S_{12}|}. \quad (1.11)$$

Условие  $K_y > 1$  означает, что возможно одновременное согласование на входе и выходе транзистора. При  $K_y < 1$  транзистор можно согласовать только с одной стороны. Случай, когда  $K_y = 1$  является предельным случаем, когда возможно двухстороннее согласование. Для того, чтобы усилитель был абсолютно устойчив (безусловно устойчив) нужно одновременно выполнить условия:

$$K_y > 1, B_1 > 0, B_2 > 0,$$

где

$$\begin{aligned} B_1 &= 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \\ B_2 &= 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \end{aligned} \quad (1.12)$$

Особенности транзисторных усилителей СВЧ является то, что реальные сопротивления источника сигнала и нагрузки, как правило, равны 50 или 75 Ом (так как соединения данных устройств осуществляются коаксиальными кабелями, обладающими обычно такими сопротивлениями) Вследствие этого усилитель должен иметь согласующие цепи (СЦ), осуществляющие трансформацию сопротивлений (рис.1.4).

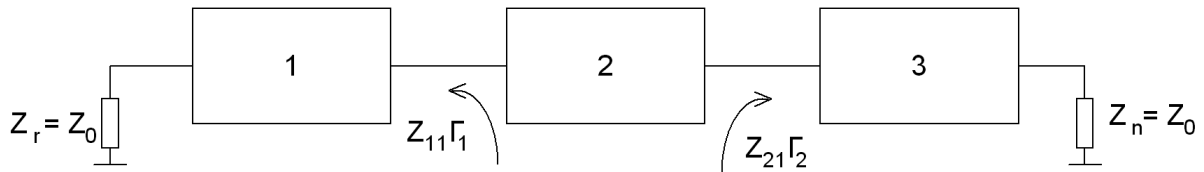


Рис. 1.4. Согласование транзистора с генератором и нагрузкой:  
1 – согласующая цепь СЦ1; 2 – транзистор; 3 – согласующая цепь СЦ2

СЦ1 трансформирует сопротивление генератора  $Z_r = Z_0$  в сопротивление  $Z_1$  в плоскости транзистора, а СЦ2 трансформирует  $Z_n = Z_0$  в сопротивление  $Z_2$ .

В малошумящих усилителях СВЧ на биполярных транзисторах преимущественно используются схемы включения с ОЭ, поскольку они безусловно устойчивы в широкой области частот. Транзисторы в схеме с общей базой (ОБ) в большей части частотного диапазона потенциально устойчивы (имеют  $K_y < 1$ ). В усилителях на транзисторах с ОБ (при  $K_y < 1$ ) может быть получено значительно большее усиление, чем в схемах с ОЭ. Однако увеличение усиления связано с сужением полосы пропускания и уменьшением запаса устойчивости усилителя. Кроме того, большие коэффициенты усиления могут быть реализованы лишь при больших сопротивлениях выходной нагрузки, а это затрудняет создание согласующих цепей.

Достоинством схемы с ОБ является слабая зависимость коэффициента от частоты. Однако в широкополосных усилителях схема с ОБ не применяется по указанным выше причинам. В широкополосных усилителях необходимо использовать транзисторы с ОЭ, а в узкополосных – с ОЭ и ОБ, причем транзисторы с ОБ (при  $K_y < 1$ ) позволяют получить значительно более узкие полосы пропускания, чем безусловно устойчивые транзисторы с ОЭ.

К достоинствам транзисторных усилителей СВЧ по сравнению с полупроводниковыми параметрическими усилителями и усилителями на туннельных диодах следует отнести: больший динамический диапазон, более высокую выходную мощность, меньшую температурную зависимость параметров, очень высокую надежность, меньшую стоимость. Однако транзисторные усилители менее высокочастотны.

Схема измерительной установки показана на рис. 1.5.

- 1 – генератор СВЧ;
- 2 – развязывающее устройство;
- 3 – исследуемый усилитель;
- 4 – ваттметр;
- 5 – источник питания.

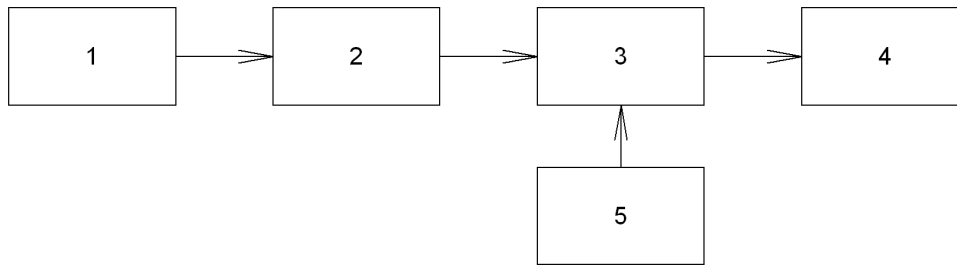


Рис. 1.5. Схема измерительной установки

Сигнал с выхода генератора СВЧ через развязывающее устройство поступает на вход исследуемого усилителя. С помощью источника питания задается рабочий режим усилителя. Выходная мощность фиксируется ваттметром.

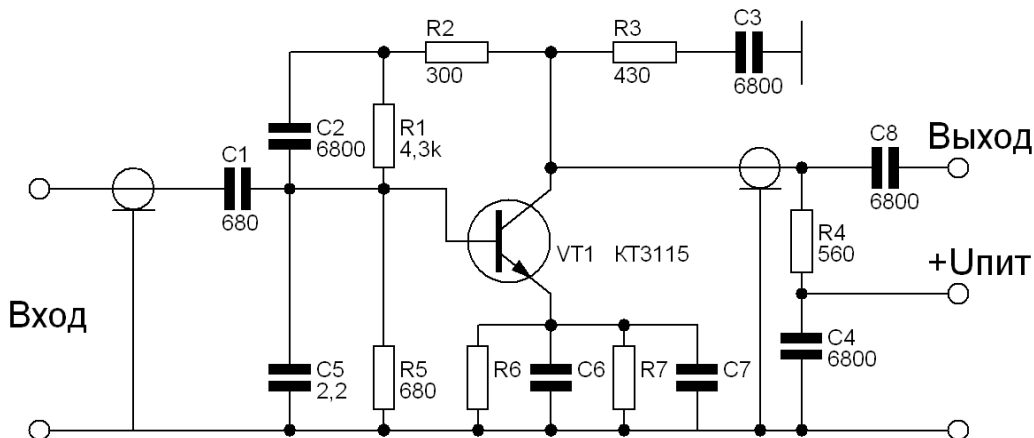


Рис. 1.6. Схема лабораторной установки

В лабораторной работе исследуется усилитель на биполярном транзисторе КТ3115 (рис. 1.6). Данный усилитель может работать в диапазоне 10 – 1500 МГц. Коэффициент усиления порядка 10 дБ. Входное и выходное сопротивления равны 75 Ом. Резисторы R1, R2, R4, R5, R6, R7 задают режим транзистора по постоянному току. Цепочка R2 C2 служит для создания отрицательной обратной связи. Конденсаторы C6, C7 составляют цепь эмиттерной коррекции. Антипаразитная цепочка R3 C3 обеспечивает устойчивость работы усилителя при больших КСВ в кабеле. Конденсаторы C1, C8 – разделительные, конденсатор C5 служит для расширения полосы частот усилителя на верхних частотах (для подъема АЧХ усилителя). Конденсатор C4 – блокировочный. Данный усилитель обладает очень широкой полосой пропускания из-за отсутствия резонансных элементов. На практи-



ке такой усилитель можно использовать в качестве антенного усилителя в телевидении. Особенностью усилителя является то, что питание на транзистор подается по центральной жиле кабеля. Питающее напряжение равно + 15 В, для исследования усилителя оно может меняться в пределах 0 – 15 В.

#### 1.4. ЗАДАНИЕ И ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТ

1. Ознакомиться со структурной схемой и аппаратурой измерительной установки.
2. Проверить правильность соединения приборов, включить их и прогреть в течение времени, указанного в описании на приборы.
3. Подать на транзистор питающее напряжение.
4. Снять зависимость  $P_{\text{вых}} = f(P_{\text{вх}})$  при фиксированных значениях напряжения питания  $U_{\text{пит1}}, U_{\text{пит2}}, U_{\text{пит3}}$ .
5. Снять зависимости  $P_{\text{вых}} = \Psi(f)$  при  $P_{\text{вх}} = \text{const}$  и значениях напряжения питания  $U_{\text{пит1}}, U_{\text{пит2}}, U_{\text{пит3}}$ .
6. Снять зависимости  $P_{\text{вых}} = f(U_{\text{пит}})$  при фиксированных значениях  $P_{\text{вх1}}, P_{\text{вх2}}, P_{\text{вх3}}$ .
7. Используя справочник, теоретически рассчитать устойчивость.

#### 1.5. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Цель работы.
2. Структурная схема измерительной установки и принципиальная схема транзисторного усилителя.
3. Таблицы результатов измерений.
4. Графики  $P_{\text{вых}} = f(P_{\text{вх}})$ ,  $P_{\text{вых}} = \Psi(f)$ ,  $P_{\text{вых}} = f(U_{\text{пит}})$ .
5. Расчет устойчивости усилителя.
6. Выводы.

#### 1.6. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Эквивалентная схема биполярного транзистора.
2. Способы выполнения транзисторных усилителей СВЧ.
3. Бесструктурная модель транзистора.
4. Почему в диапазоне СВЧ для описания свойств биполярных транзисторов не используются  $h$ - и  $y$ -параметры?
5. Физический смысл матрицы  $S$ -параметров.

6. Физический смысл матрицы  $S'$ -параметров.
7. Связь между параметрами  $S$ - и  $S'$ -матриц.
8. Как определяется коэффициент усиления по мощности транзисторного усилителя?
9. Что понимается под устойчивостью усилителя?
10. Как определяется коэффициент устойчивости?
11. Условие для безусловной устойчивости усилителя.
12. Особенности транзисторных усилителей.
13. Назначение согласующих цепей.
14. Сравнительная оценка схем с ОБ и ОЭ.
15. Преимущества и недостатки транзисторных усилителей по сравнению с другими приборами СВЧ.
16. Схема измерительной установки.
17. Порядок выполнения работы.
18. Назначение элементов принципиальной схемы.
19. Объяснить полученные результаты.

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 2

### Исследование устройств СВЧ на $p-i-n$ -диодах

#### 2.1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Изучение свойств  $p-i-n$ -диодов, экспериментальное исследование устройств СВЧ на  $p-i-n$ -диодах

#### 2.2. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Диоды типа  $p-i-n$  нашли широкое применение в СВЧ-диапазоне в качестве элементов управляющих устройств: выключателей, коммутаторов, фазовращателей, аттенюаторов, ограничителей мощности и т. д.

Эквивалентные схемы  $p-i-n$ -диода представлены на рис. 2.1.

Диод типа  $p-i-n$  представляет собой структуру полупроводника с сильнолегированными  $p$ - и  $n$ -слоями, разделенными высокоомной областью  $i$  с электропроводностью собственного типа (эта область называется базой диода). Поверхности диода (диаметром примерно 1 мм), прилегающие к  $p$ - и  $n$ -слоям, металлизуют и используют в качестве выводов.

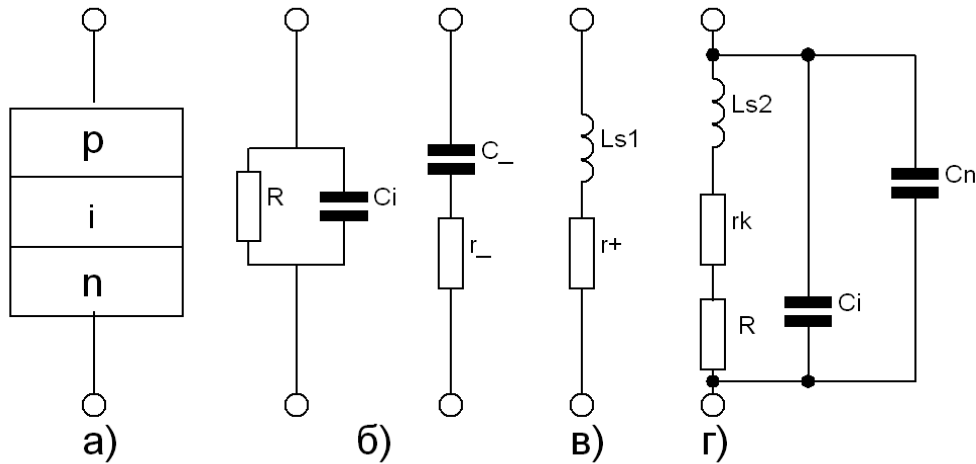


Рис. 2.1. Диод типа  $p-i-n$  и схемы его замещения: а) устройство диода; б) диод в закрытом состоянии; в) диод в открытом состоянии; г) полная эквивалентная схема замещения.

При подаче на диод напряжения смещения отрицательной полярности прекращается движение свободных носителей заряда из  $p$ - и  $n$ -областей в базу и диод обладает большим сопротивлением (единицы и десятки кОм). Эквивалентная схема диода в закрытом состоянии (рис. 2.1, б) представляет собой параллельное соединение емкости  $C_i$  диода (обычно  $0,3 - 1$  пФ) и активного сопротивления  $R$  (несколько кОм). Часто схему замещения представляют в виде последовательного соединения емкости базы  $C_-$  и активного сопротивления  $r_-$ , учитывающего потери (несколько Ом). При подаче на диод управляющего напряжения положительной полярности ( $1 - 2$  В) переходы отпираются. Происходит процесс заполнения базы диода свободными носителями заряда – электронами из  $n$ -слоя и дырками из  $p$ -слоя. В результате сопротивление диода резко уменьшается. Схема замещения открытого диода (рис. 2.1, в) состоит из активного сопротивления  $r_+$  (несколько Ом) и индуктивности выводов  $L_s$ . Полная эквивалентная схема  $p-i-n$ -диода представлена на рис. 2.1, г. Сопротивление  $r_k$  – сопротивление контакта, которое показывает величину омических потерь в диоде (для закрытого диода оно равно  $r_-$ , для открытого –  $r_+$ ).  $C_n$  – это емкость корпуса диода. Диоды типа  $p-i-n$  позволяют управлять прохождением колебаний в трактах СВЧ при импульсной мощности до 100 кВт и при средней мощности до 1 кВт. Для коммутации СВЧ-сигналов используются параллельная и последовательная схемы включения диодов в линию передачи (рис. 2.2).

В параллельной схеме включения при подаче положительного напряжения смещения диод включается в прямом направлении, его сопротивление становится маленьким, в линии передачи создается режим короткого замыкания и вся мощность отражается обратно в сторону генератора. В нагрузку  $Z_H$  мощность не поступает.

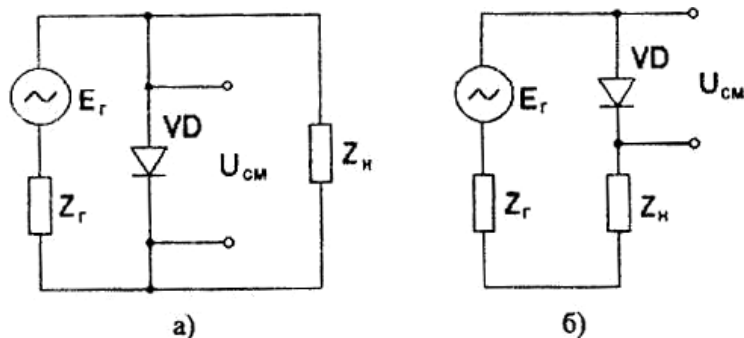


Рис. 2.2. Схемы включения диодов в линию передачи:  
а) параллельная; б) последовательная

При подаче на диод отрицательного напряжения смещения он закрывается, сопротивление его становится большим и он практически не шунтирует линию передачи, мощность беспрепятственно проходит в нагрузку. В последовательной схеме состоянию «включено» соответствует подача на диод положительного напряжения смещения, состоянию «выключено» – подача отрицательного напряжения смещения.

При подаче СВЧ-колебаний на закрытый диод не наблюдается эффекта выпрямления, так как за положительный полупериод колебаний в базе диода не успевают накопиться свободные носители заряда. Закрытый  $p-i-n$ -диод при обратном напряжении смещения может выдерживать без проявления свойств нелинейности напряжение СВЧ до 1000 В. Открытый диод способен пропускать токи СВЧ до 100 А при сохранении низкого сопротивления, так как отрицательная полуволна СВЧ-колебания не успевает вытянуть из базы диода часть пространственного заряда.

Инерционность  $p-i-n$ -диодов ограничивает их быстродействие. Время включения диода составляет 0,1 – 1 мкс и определяется скоростью заполнения  $i$ -слоя носителями заряда. Время перехода диода в закрытое состояние значительно больше, поскольку обусловлено вытягиванием запасенного заряда из  $i$ -слоя. Для снижения инерционности  $p-i-n$ -диодов базу выполняют достаточно большой площади для получения малой емкости полупроводниковой структуры.

НЧ-импеданс (сопротивление) диода определяется импедансами переходов и области базы, характер которых различен. Импеданс переходов имеет емкостной характер. Импеданс базы в зависимости от уровня инжекции носителей и частоты сигнала может носить индуктивный или индуктивно-емкостной характер. В целом НЧ-импеданс  $p-i-n$ -диода при малом уровне инжекции имеет емкостной характер, а при высоком уровне инжекции – индуктивный. Последнее свойство  $p-i-n$ -диодов позволяет использовать их в качестве индуктивностей в схемах генерирования сигналов.

СВЧ-импеданс определяется, главным образом, свойствами базовой области, поскольку активные и реактивные составляющие сопротивлений переходов в этом диапазоне малы. Импеданс  $p-i-n$ -диода при малых уровнях инжекции имеет на СВЧ активно-емкостной характер. При высоких уровнях инжекции сопротивление диода можно считать чисто активным. В СВЧ-диапазоне начинают играть существенную роль такие составляющие импеданса, как емкость корпуса, индуктивность выводов, сопротивление контакта.

Для характеристики уровня вносимого ослабления мощности СВЧ-сигнала используют параметры  $L_{\Pi}$  и  $L_3$  которые соответственно обозначают затухание сигнала в прямом и обратном направлениях. Обычно  $L_{\Pi} = 0 - 1$  дБ, а  $L_3 = 20 - 30$  дБ. Качество диода определяется по формуле:

$$K = \frac{\sqrt{L_3} - 1}{\sqrt{L_{\Pi}} - 1}. \quad (2.1)$$

Параметр качества является универсальной характеристикой, позволяющей сравнивать переключающие свойства управляемых диодов. На практике этот параметр лежит в пределах 50 – 1000.

Мощность, рассеиваемая на диоде, связана с непрерывно падающей СВЧ-мощностью в линии передачи  $P_{\Pi}$  соотношением:

а) в состоянии пропускания:

$$P_{np} = \frac{2(\sqrt{L_{\Pi}} - 1)}{L_{\Pi}} P_{\Pi}; \quad (2.2)$$

б) в состоянии запираия:

$$P_{зан} = \frac{2(\sqrt{L_3} - 1)}{L_3} P_{\Pi}. \quad (2.3)$$

Рассмотрим работу аттенюатора на  $p-i-n$ -диодах (рис. 2.3).

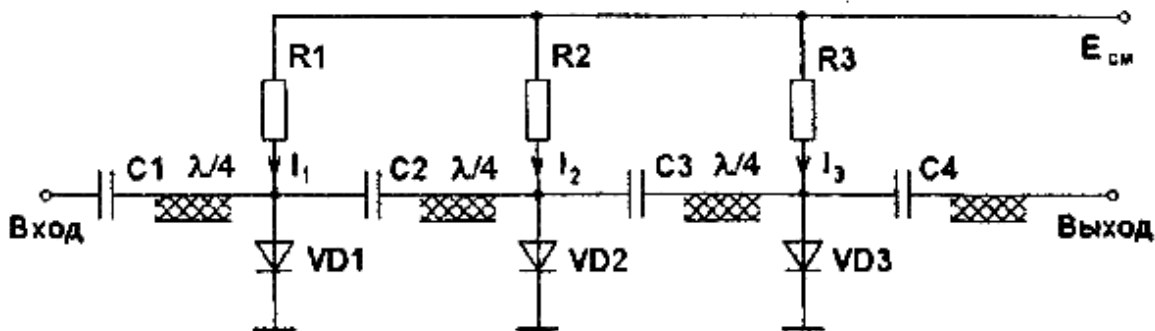


Рис. 2.3. Аттенюатор на  $p-i-n$ -диодах

Ослабление входного сигнала осуществляется за счет поглощения части входной мощности активными сопротивлениями  $p-i-n$ -диодов. Изме-

няя величину смещения  $E_{CM}$  от 0 до + 1 В, можно регулировать величину выходного сигнала. При подаче на диод напряжения смещения менее порога открывания диода (отрицательное смещение) он будет закрыт и величина сигнала на выходе будет максимальной. При подаче напряжения смещения больше 0,6 – 0,7 В он открывается и в линии передачи создается, близкий к короткому замыканию; значительная часть мощности отражается обратно к генератору.

Выходная мощность сигнала в этом случае будет минимальной. Промежуточные значения напряжения смещения соответствуют включению в линию передачи некоторой проводимости  $p-i-n$ -диода, вносящей затухание в величину сигнала.

Приемлемое согласование по входу в широком диапазоне изменения вносимого затухания достигается включением четвертьволновых отрезков линий передачи между диодами и выбором такого режима по постоянному току, при котором сопротивление крайних диодов больше сопротивления диода, находящегося в середине. Можно установить определенное соотношение между токами  $I_i$  и  $I$ , позволяющее сохранить удовлетворительное согласование при изменении ослабления. Сопротивления резисторов R1, R2, R3 в цепи управления должны быть не менее десятков-сотен килоом. Конденсаторы C1, C2, C3 и C4 служат для развязки цепей диодов, генератора и нагрузки по постоянному току.

На рис. 2.4 показана схема трехкаскадного переключателя на  $p-i-n$ -диодах.

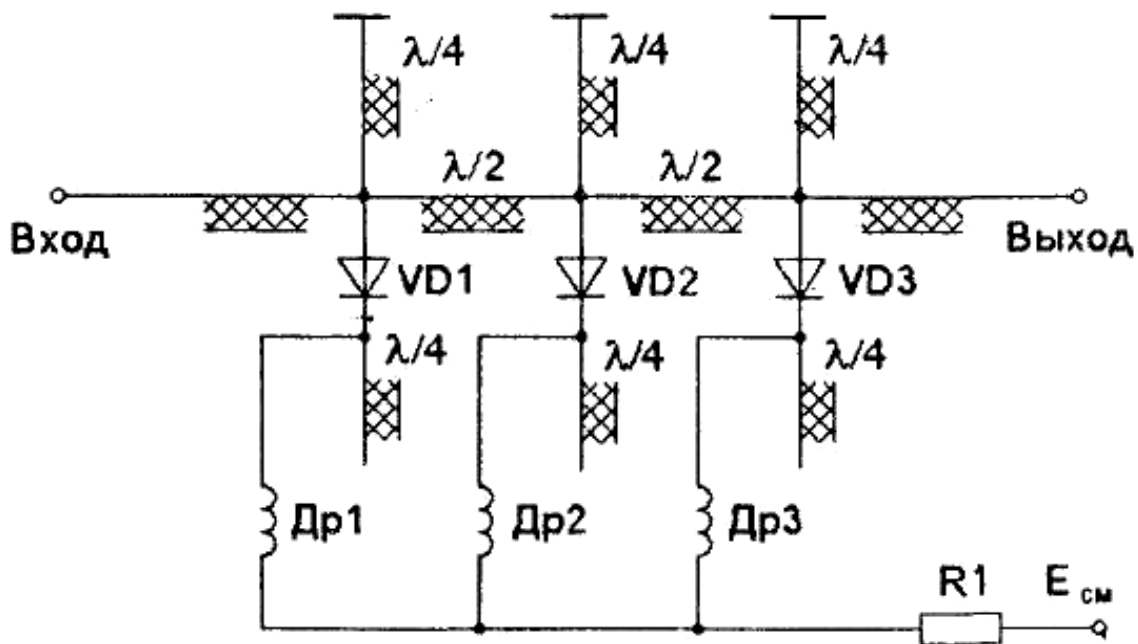


Рис. 2.4. Трехкаскадный переключатель на  $p-i-n$ -диодах

В состоянии «включено» (подача на диоды положительного смещения) диоды имеют большое сопротивление и мощность передается на выход с минимальными потерями. В состоянии «выключено» (подача на диоды отрицательного смещения) сопротивление диодов много меньше волнового сопротивления линии передачи. Это создает в сечениях включения диодов режим, близкий к короткому замыканию. Поступившая на вход переключателя мощность отражается обратно к генератору.

Последовательное включение трех каскадов через полуволновые отрезки линии передачи позволяет увеличить затухание в состоянии «выключено». Короткозамкнутые шлейфы длиной  $\lambda/4$  создают цепи питания по постоянному току. Для тока высокой частоты входное сопротивление данного шлейфа равно бесконечности и он не шунтирует линию передачи. Разомкнутые шлейфы длиной  $\lambda/4$  для тока высокой частоты создают режим короткого замыкания на их выходах, препятствуя проникновению колебаний СВЧ в источник питания. Блокировочные дроссели Др1, Др2, Др3 обладают высоким сопротивлением для переменного тока и служат для дополнительной развязки цепей переменного и постоянного токов. Резистор R1 – ограничительный, выбирается в пределах 10 – 100 кОм.

### 2.3. СХЕМА ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ УСТАНОВКИ.

Схема измерительной установки показана на рис 2.5.

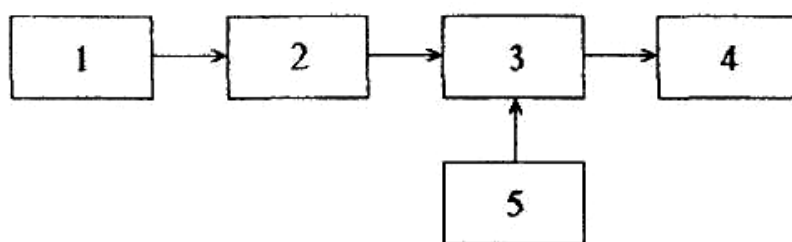


Рис. 2.5. Схема измерительной установки: 1 – генератор СВЧ; 2 – развязывающее устройство; 3 – исследуемые устройства на *p-i-n*-диодах; 4 – ваттметр; 5 – источник электропитания

Сигнал с генератора СВЧ поступает через развязывающее устройство на исследуемое устройство на *p-i-n*-диодах. Ваттметр измеряет уровень мощности на выходе данного устройства. В лабораторной работе исследуется аттенюатор и трехканальный переключатель на *p-i-n*-диодах, показанные на рис. 2.3 и 2.4. Короткозамкнутые и разомкнутые шлейфы длиной  $\lambda/4$  и  $\lambda/2$  выполнены на отрезках коаксиальных линий передач. Устройства собраны на *p-i-n*-диодах серии 2A510A, выполненных в металлокерамиче-

ском корпусе с жесткими выводами. Предельная рассеиваемая мощность на диоде 1 Вт (в импульсном режиме 40 Вт).

При проведении исследований на диод нужно подавать уровни мощности, значительно меньшие данных значений (порядка 1 мВт). Сопротивление диода при высоком значении СВЧ-мощности равно 1,5 Ом, при низком значении – 15 Ом. Емкость корпуса 0,25 пФ, индуктивность выводов 0,6 нГн. Постоянный прямой ток 200 мА, постоянное обратное напряжение 25 В. Эти параметры следует помнить при исследовании *p-i-n*-диодов.

При эксплуатации аппаратуры на *p-i-n*-диодах должны быть приняты меры, предохраняющие диоды от электрических СВЧ-перегрузок, которые могут привести либо к необратимому ухудшению параметров, либо к полному отказу (выгоранию) диодов. Входы и выходы СВЧ-тракта в неработающем или хранящемся блоке аппаратуры с использованием диодов должны быть перекрыты металлическими заглушками.

Исследование данных устройств проводится на частоте 1,5 ГГц. Уровень мощности на вход исследуемых устройств подается с калиброванного выхода генератора. При снятии частотных характеристик данный уровень следует поддерживать постоянным. Частотный диапазон данных устройств ограничивает зависимость длины шлейфов от частоты. В лабораторной работе отрезки линий передач рассчитаны на работу с длиной волны  $\lambda = 20$  см (при этом  $\lambda/4 = 5$  см,  $\lambda/2 = 10$  см).

При отклонении длины волны от указанного значения шлейфы будут терять свои свойства, внося в линию передачи шунтирующую проводимость.

Измерение выходной мощности осуществляется ваттметром 4 с учетом формул:

$$P_{ИЗМ} = \frac{P_{ОТСТ}}{K_{ЭФ}} - 2,5 \text{ мкВт для положения "1"} \\ \text{или} \\ P_{ИЗМ} = \frac{P_{ОТСТ}}{K_{ЭФ}} K_{Д} - \text{для положения "100"} \quad (2.4)$$

Здесь  $P_{ИЗМ}$  – измеряемая мощность;

$P_{ОТСТ}$  – мощность, отсчитываемая по шкале ваттметра;

$K_{ЭФ}$  – коэффициент эффективности ВЧ-переключателя, указанный в формуляре;

$K_{Д}$  – коэффициент деления ВЧ-переключателя в размах, указанный в формуляре.

В лабораторной работе также предлагается исследование аттенуаторов в ВЧ-диапазоне. При этом на выходе устройства устанавливается осциллограф.



## 2.4. ЗАДАНИЕ И ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Ознакомиться со структурной схемой, аппаратурой и элементами измерительной установки.
2. Проверить правильность соединения приборов, включить их и прогреть в течение времени, указанного в описании на приборы.
3. Исследовать аттенюатор на  $p-i-n$ -диодах.
4. Снять зависимости  $P_{вых} = f(P_{вх})$  при подаче на диоды напряжения смещения положительной и отрицательной полярностей.
5. Снять зависимость  $P_{вых} = f(E_{см})$  при  $P_{вх} = \text{const}$  на частоте, заданной преподавателем ( $f = 1,5$  ГГц).
6. Снять зависимость  $P_{вых} = \Psi(f)$  для напряжения смещения положительной полярности и  $P_{вх} = \text{const}$ .
7. Построить характеристику затухания аттенюатора.  $C_{12} = \Psi(f)$ .  
 $C_{12} = P_{ВХ}/P_{ВЫХ}$ .
8. Исследовать трехкаскадный переключатель на  $p-i-n$ -диодах.
9. Снять зависимость  $P_{вых} = f(P_{ВХ})$  при подаче на диоды напряжения смещения положительной и отрицательной полярностей.
10. Снять зависимость  $P_{вых} = f(E_{см})$  при  $P_{вх} = \text{const}$  на частоте, указанной преподавателем.
11. Снять зависимость выходной мощности  $P_{вых} = \Psi(f)$  при различных значениях напряжения смещения (положительной и отрицательной полярностей) и  $P_{вх} = \text{const}$ .
12. Построить характеристику  $C_{12} = \Psi(f)$ , где  $C_{12}$  определяется по п. 7.
13. Исследовать устройство на частоте  $f = 10$  МГц. При этом на выходе будут сниматься зависимости напряжения от всех указанных выше величин.

## 2.5. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Цель работы.
2. Структурная схема измерительной установки и схема исследуемых устройств на  $p-i-n$ -диодах.
3. Таблицы результатов измерений.
4. Графики  $P_{вых} = f(P_{ВХ})$ ,  $P_{вых} = f(E_{см})$ ,  $P_{вых} = \Psi(f)$  и  $C_{12} = \Psi(f)$  для обеих схем на частоте  $F = 1,5$  ГГц.
5. Для устройств, работающих на частоте  $f = 10$  МГц, снять зависимости выходного напряжения от указанных выше величин (заменяя  $P_{вх}$  на  $U_{ВХ}$ ).
6. Выводы.

## 2.6. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Принцип работы и структура  $p-i-n$ -диодов.
2. Применение  $p-i-n$ -диодов в устройствах СВЧ.
3. Схемы замещения  $p-i-n$ -диодов.
4. Параметры  $p-i-n$ -диодов.
5. Последовательная и параллельная схемы включения  $p-i-n$ -диодов в коммутаторах СВЧ-сигналов.
6. Преимущества и недостатки  $p-i-n$ -диодов.
7. Чем ограничивается быстродействие  $p-i-n$ -диодов?
8. Характер импеданса  $p-i-n$ -диодов на НЧ и СВЧ.
9. Принцип работы аттенюатора на  $p-i-n$ -диодах.
10. Принцип работы трехкаскадного переключателя на  $p-i-n$ -диодах.
11. Назначение короткозамкнутого и разомкнутого шлейфов.
12. Назначение блокировочных элементов.
13. Схема измерительной установки.
14. Как осуществляется исследование устройств на  $p-i-n$ -диодах?
15. Построить схемы трехканальных и четырехканальных переключателей на  $p-i-n$ -диодах и объяснить принцип их действия.

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 3

### Измерение параметров коаксиальных кабелей

#### 3.1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Измерение параметров кабелей с помощью прибора Р5-8.

#### 3.2. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Коаксиальные кабели (рис. 3.1) находят широкое применение в качестве линий передач в диапазоне волн от 10 м до 3 – 5 см.

Они состоят из одножильного и многожильного внутреннего проводника, окруженного слоем эластичного диэлектрика (полиэтилен, фторопласт и др.), поверх которого располагается внешний проводник в виде металлической оплетки. Для защиты от внешних воздействий сверху оплетки располагается еще одна диэлектрическая оболочка.

Коаксиальные линии передачи могут также выполняться в виде жестких конструкций из металлических трубок, закрепленных одна в другой с помощью диэлектрических шайб или металлических изоляторов. В технике СВЧ коаксиальные фидеры часто называют коаксиальными волноводами.

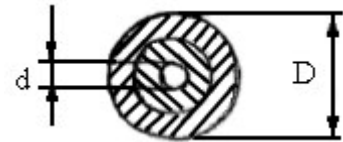


Рис. 3.1. Коаксиальный кабель

Волновое сопротивление кабеля, определяете я по формуле:

$$Z_0 = 138 \sqrt{\mu_r / \epsilon_r} \cdot \lg(D/d) \quad (3.1)$$

где  $\mu_r$  – относительная магнитная проницаемость диэлектрика кабеля;  
 $\epsilon_r$  – относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика кабеля;  
 $D, d$  – соответственно внутренний диаметр внешнего проводника и диаметр внутреннего проводника кабеля.

Коэффициент затухания в коаксиальном кабеле (Дб/м) в общем случае обусловлен потерями в проводниках  $\beta_M$  и в диэлектрике  $\beta_D$ :

$$\beta = \beta_M + \beta_D. \quad (3.2)$$

Составляющие потерь определяются по формулам:

$$\beta_M = \frac{2,3R_S(1 + D/d)}{\ln(D/d)} \cdot \sqrt{\epsilon_r / \mu_r}; \quad (3.3)$$

$$\beta_D = \frac{2730 \sqrt{\epsilon_r} \operatorname{tg}(\delta)}{\lambda}. \quad (3.4)$$

Здесь  $R_S$  – удельное сопротивление квадрата поверхности проводника;  
 $\operatorname{tg}(\delta)$  – тангенс диэлектрических потерь среди заполнения кабеля;  
 $\lambda$  – длина волны электромагнитного колебания, см.

$R_S$  определяется по формуле:

$$R_S = 0,045 A \sqrt{\mu_M / \lambda}, \quad (3.5)$$

где  $\mu_M$  – относительная магнитная проницаемость металла;%  
 $A = \sqrt{\delta_{Cu} / \delta_M}$  – коэффициент, учитывающий отличие проводимостей металла проводника  $\delta_M$  от проводимости меди  $\delta_{Cu}$ .

Коэффициент затухания не зависит от размеров и форм поперечного сечения линии, а определяется только параметрами диэлектрика и рабочей длины волны. Коэффициент затухания  $\delta_M$ , напротив, зависит от размеров проводников, и поэтому следует выяснить, при каком соотношении потери в проводниках минимальны. Анализ показывает, что минимален при  $D/d = 3,6$ , что соответствует волновому сопротивлению 77 Ом при

воздушном заполнении линии. В целом зависимость относительного коэффициента затухания  $\beta_M / \beta_{M \min}$  от отношения  $D/d$  имеет довольно плавный характер (рис. 3.2).

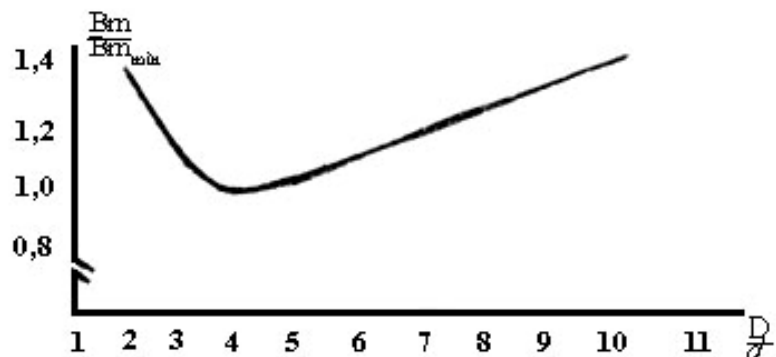


Рис. 3.2. Зависимость  $\beta_M / \beta_{M \min} = f(D/d)$  для коаксиального кабеля

По коаксиальному кабелю может передаваться энергия на любых частотах, включая частоту постоянного тока. Последнее означает, что в коаксиальной линии могут возбуждаться статические поля, отличительной особенностью которых является отсутствие продольных составляющих, т. е. поля  $T$ -волн. Структура этих полей относится к нижним (рабочим) волнам в коаксиальной линии (рис. 3.3, а).

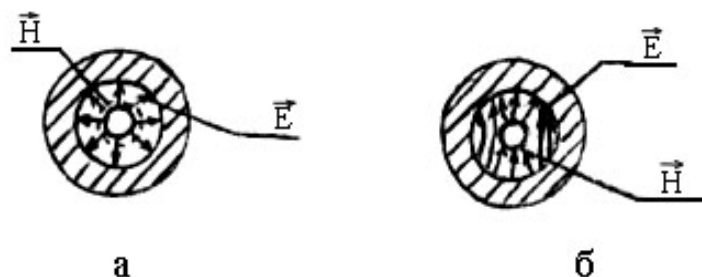


Рис. 3.3. Структура полей в коаксиальном кабеле: а) для  $T$ -волн; б) для волн  $H_{11}$

Рабочий диапазон коаксиальных кабелей ограничен со стороны высоких частот возможным возбуждением в коаксиальном волноводе, является волна  $H_{11}$ , сходная с волной  $H_{11}$  в круглом волноводе. Структуры поля волны  $H_{11}$  в плоскости поперечного сечения приведена на рис. 3.3, б. Критическая длина волны типа  $H_{11}$  определяется формулой:

$$\lambda_{KP} \approx \pi \frac{D+d}{2}. \quad (3.6)$$

Уменьшение размеров поперечного сечения коаксиального кабеля, необходимое для расширения частотного диапазона, ограничивается увеличением тепловых потерь, уменьшением электрической прочности и усложнением технологии изготовления.

Пробой коаксиального кабеля наступает при таком напряжении, когда максимальная напряженность электрического поля в линии достигает значения  $E_{np}$ .

$$U_{np} = 15 \cdot 10^3 \cdot d \cdot \ln(D/d). \quad (3.7)$$

Максимум пробивного напряжения наступает при  $D/d = e = 2,718$ . Это соответствует волновому сопротивлению  $Z_B = 60$  Ом.

Предельная мощность, передаваемая по коаксиальному кабелю, может быть вычислена по формуле:

$$P_{np} = E_{np}^2 \sqrt{\epsilon_r} d^2 \ln(D/d) / 480. \quad (3.8)$$

Максимум этой зависимости наступает при  $D/d = 1,65$ , что соответствует  $Z_B = 30$  Ом. Если коаксиальная линия заполнена диэлектриком, но не принято специальных мер к удалению воздушных включений, разряд начинается в тонкой воздушной пленке на границе между диэлектриком и внутренним проводником, где пробивная напряженность снижается в  $\sqrt{\epsilon}$  раз.

Из вышеизложенного видно, что оптимальные размеры коаксиальных кабелей находятся вблизи волнового сопротивления  $Z_B = 50$  Ом, которое принято стандартом. Кроме того, широко используется коаксиальные волноводы и коаксиальные кабели с волновым сопротивлением 75 Ом, что объясняется применением в антенных устройствах симметричных полуволновых вибраторов, имеющих входное сопротивление 75 Ом. При питании вибраторов через 75-омный коаксиальный волновод не требуются дополнительные согласующие устройства. Однако более тонкий внутренний провод 75-омного кабеля затрудняет создание надежных соединителей и внутренних проводов без прогибов.

Сечение коаксиальных волноводов может быть и другой формы, например, прямоугольной. Основными достоинствами коаксиальных волноводов являются широкополосность, отсутствие паразитного излучения и возможность изготовления в виде гибких коаксиальных кабелей. К числу основных недостатков относятся большое затухание, малая электрическая прочность и сложность конструкции. Коаксиальные волноводы чаще всего применяются в виде коаксиальных кабелей для соединения узлов и блоков радиоаппаратуры. Жесткие конструкции коаксиальных волноводов применяются для передачи больших мощностей в метровом диапазоне волн, где они могут иметь достаточно большие размеры поперечного сечения и обеспечивать необходимую электрическую прочность.

Принцип измерения неоднородности кабеля заключается в том, что в исследуемую линию посылаются короткие импульсы (зондирующие им-

пульсы), которые, распространяясь по линии, частично или полностью отражаются от неоднородностей волнового сопротивления.

Сигналы, отраженные от неоднородностей волнового сопротивления, будут смещены во времени относительно зондирующего импульса в зависимости от расстояния до неоднородности, т. е. запаздывание отраженного импульса по отношению к зондирующему импульсу пропорционально расстоянию до неоднородности волнового сопротивления

$$l_x = \frac{1}{2} T \cdot V, \quad (3.9)$$

где  $l_x$  – расстояние до неоднородности;

$T$  – время запаздывания отраженного сигнала;

$V$  – скорость распространения электромагнитной волны в кабеле (паспортная величина для данного типа кабеля).

Величина неоднородности волнового сопротивления характеризуется коэффициентом отражения (отношением амплитуд отраженного  $U_{OM}$  и зондирующего  $U_{ЗИ}$ ):

$$\Gamma = \frac{U_{OM}}{U_{ЗИ}} = \frac{Z_1 - Z_B}{Z_1 + Z_B}, \quad (3.10)$$

где  $\Gamma$  – коэффициент отражения;

$Z_1$  – волновое сопротивление в месте повреждения;

$Z_B$  – номинальное волновое сопротивление линии.

Величина коэффициента отражения, таким образом, зависит только от соотношения между сопротивлением в месте повреждения и волновым сопротивлением линии. Определив коэффициент отражения, можно вычислить величину неоднородности.

По закону коэффициента отражения, т. е. по полярности отраженного сигнала относительно зондирующего импульса можно судить о характере неоднородности – отраженный импульс сохраняет свой знак при увеличенном сопротивлении в месте отражения относительно волнового сопротивления линии и меняет свой знак при уменьшенном сопротивлении в месте отражения.

При коэффициенте отражения, равном нулю, имеется полное согласование линии по волновому сопротивлению и отражению импульса отсутствует. При коэффициенте отражения, равном единице (предельное значение), происходит полное отражение зондирующего импульса, причем, если  $\Gamma = +1$ , в цепи холостой ход, если  $\Gamma = -1$ , в цепи короткое замыкание.

В основу измерений параметров кабеля положен импульсный метод. Измерение времени запаздывания отраженного импульса относительно зондирующего производится с помощью калиброванной временной задержки, которая в процессе поиска неоднородности может выбираться оператором для измерений в любой точке импульсной характеристики кабеля от нулевого значения (момент генерирования зондирующего импульса) до  $T_{зад макс}$ . В момент, определяемый задержкой, производится измерение мгновенного значения напряжения в линии. Измеренное мгновенное значение напряжения преобразуется в постоянное и фиксируется стрелочным индикатором. Измеряя временную задержку по всему диапазону, можно воспроизвести по отдельным точкам всю импульсную характеристику кабеля. Показания шкалы временной задержки («Расстояние») определяет расстояние до неоднородности, которая фиксируется в данный момент индикатором. Показание индикатора соответствует отношению амплитуд отраженного и зондирующего импульсов и определяет величину неоднородности.

### 3.3. ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ УСТАНОВКА

Исследование испытуемого кабеля на однородность волнового сопротивления проводится по следующей методике. Подключается к разъему «Выход – вход» основного блока измерительной установки (рис. 3.4) соединительный кабель. К соединительному кабелю подключается испытуемый кабель. Возвращение стрелки индикатора в нулевое положение будет свидетельствовать о согласовании входного сопротивления прибора и волнового сопротивления исследуемого кабеля. Если испытуемый кабель имеет волновое сопротивление отличное от 75 Ом, то показание индикатора будет соответствовать коэффициенту отражения в месте подключения испытуемого кабеля.

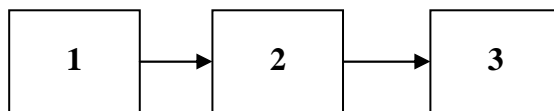


Рис. 3.4. Схема измерительной установки: 1 – прибор для измерения неоднородностей кабеля; 2 – соединительный кабель; 3 – испытуемый кабель

Временная задержка кабеля измеряется аналогично измерению расстояния до неоднородности. При необходимости провести симметрирование кабелей по временной задержке производится измерение времени задержки каждого кабеля и их сравнение.

Измерение коэффициента отражения кабеля производится по следующей методике.

Подключиться к разъему «Выход-вход» основного блока измерительной установки соединительный кабель, к которому подсоединяется испытуемый кабель.

Коэффициент отражения определить по формуле:

$$\Gamma = \Gamma_n \cdot m \cdot k, \quad (3.11)$$

где  $\Gamma_n$  – показание индикатора «Коэффициент отражения»;

$m$  – положение ручки «множитель»;

$k$  – поправочный коэффициент, учитывающий затухание зондирующего импульса в кабеле

Коэффициент  $k$  определить по графику (рис. 3.5) в зависимости от показания шкалы «Расстояние».

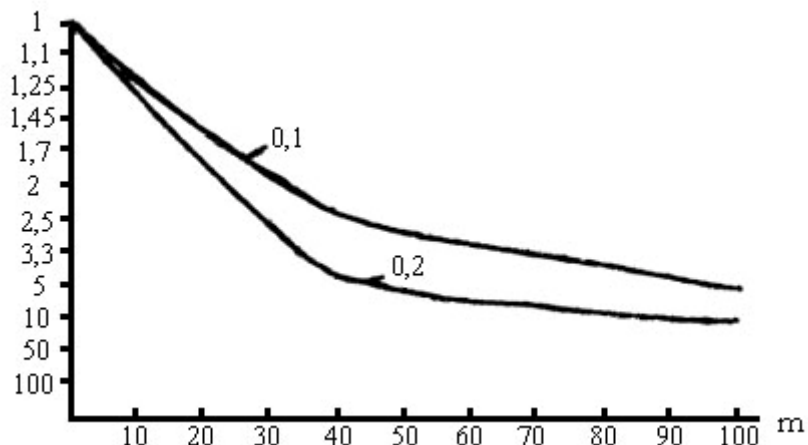


Рис. 3.5. График для определяемого поправочного коэффициента  $k$ .

Положительное значение коэффициента отражения соответствует увеличению волнового сопротивления кабеля, отрицательное – уменьшению волнового сопротивления кабеля от номинального значения. Значение коэффициента отражения, равное  $+1$ , соответствует обрыву, а равное  $-1$  соответствует замыканию. Величина неоднородности определяется по формуле:

$$\Delta Z = Z_1 - Z_B = \frac{2\Gamma \cdot Z_B}{1 - \Gamma} \quad (3.12)$$

При распространении зондирующего импульса по кабелю его амплитуда уменьшается, и импульсы от одинаковой неоднородности в начале и в конце кабеля будут иметь разную амплитуду. Поэтому для определения коэффициента отражения необходимо учитывать величину погонного затухания зондирующего импульса в кабеле. График (рис. 3.5) для определе-



ния поправочного коэффициента, учитывающего затухание зондирующего импульса в кабеле, составлен для кабелей с затуханием 0,1 дБ/м и 0,2 дБ/м на частотах 100 – 200 МГц. Если испытуемый кабель имеет другое значение затухания, то следует составить график определения поправочного коэффициента для данного значения затухания кабеля. При отсутствии справочных данных величину затухания можно измерить прибором Р5-8.

По известной величине погонного затухания для ряда значений расстояния (10, 20, ... м) вычисляется соответствующая величина поправочного коэффициента  $k$  по формуле:

$$\lg k = \frac{\beta - l}{10}, \quad (3.13)$$

где  $\beta$  – величина затухания кабеля;  
 $l$  – расстояние.

Волновое сопротивление испытуемого кабеля определяете по формуле:

$$Z_1 = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \cdot 75. \quad (3.14)$$

Величина затухания кабеля определяется по следующей методике.

Подключается к разъему «Выход – вход» прибора соединительный кабель с испытуемым кабелем. Выбирается необходимый диапазон измерений и длительность зондирующего импульса. Величина затухания определяется по формуле:

$$\beta = \frac{10 \lg l / \Gamma}{l} \quad (3.15)$$

Коэффициент укорочения волны в данном кабеле определяется по следующей методике.

Подключается к разъему «Выход – вход» основного блока измерительной установки соединительный кабель с испытуемым кабелем. Производится отсчет коэффициента укорочения волны в кабеле по шкале «Укорочение». Точность отсчета коэффициента укорочения волны определяется при этом только точностью, с которой была установлена геометрическая длина кабеля.

В процессе измерений нужно проводить калибровку прибора по кабелю известной длины. Она сводится к измерению укорочения волны в кабеле. После определения укорочения волны можно производить измерения на кабелях того же типа с высокой точностью при том же коэффициенте укорочения волны. При этом исключается погрешность за счет установки коэффициента укорочения.

### 3.4. ЗАДАНИЕ И ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Ознакомиться со структурной схемой измерительной установки.
2. Проверить правильность соединения приборов, включить приборы и нагреть их в течение времени, указанного в описании на прибор.
3. Исследовать испытываемые кабели на однородность волнового сопротивления.
4. Измерить временные задержки испытываемых кабелей.
5. Измерить коэффициенты отражения заданных кабелей.
6. Измерить волновое сопротивление испытываемых кабелей.
7. Определить величину затухания исследуемых кабелей.
8. Определить коэффициенты укорочения волн в заданных кабелях.
9. Используя формулу (3.6) определить частотный диапазон одного из исследуемых кабелей.
10. Используя формулы (3.7) и (3.8) определить для одного из исследуемых кабелей  $U_{пр}$  и  $P_{пр}$ .

### 3.5. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Цель работы.
2. Структурная схема экспериментальной установки.
3. Результаты экспериментальных исследований.
4. Результаты расчетов.
5. Выводы.

### 3.6. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Принцип измерения неоднородностей кабеля.
2. Определение расстояния до неоднородностей кабелей (поврежденный кабель).
3. Принципы измерения временной задержки кабелей, их симметрирование по временной задержке.
4. Принцип измерения коэффициента отражения от неоднородностей.
5. Цель калибровки диапазонов измерения расстояния.
6. Как определяется величина затухания кабеля?
7. Как определяется волновое сопротивление кабеля?
8. Как определяется коэффициент укорочения волны в кабеле?

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 4

### Исследование способов согласования линии питания и нагрузки

#### 4.1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Изучение способов согласования фидеров с нагрузкой, исследование наиболее распространенных способов согласования.

#### 4.2. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Как отмечалось, режим бегущих волн соответствует режиму работы фидера, т. е. при этом отсутствуют отраженные от нагрузки волны. Этот режим наиболее благоприятный и с точки зрения мощности, максимально допустимый для передачи по фидеру:

$$P_{\text{ДОП}} = \frac{U_{\text{нр}}^2}{W_{\phi} \cdot KCB}. \quad (4.1)$$

Здесь  $U_{\text{нр}}$  – величина пробивного напряжения.

Данное выражение показывает, что, во-первых, допустимая мощность максимальна в режиме бегущих волн ( $KCB = 1$ ) и уменьшается с усилением стоячих волн (повышение  $KCB$ ); во-вторых, при увеличении  $KCB$  для сохранения неизменной допустимой мощности  $P_{\text{ДОП}}$  требуется увеличить пробивное напряжение  $U_{\text{нр}}$ , но это влечет за собой удорожание конструкции фидера и рост диэлектрических потерь в его изоляции.

Наличие стоячих волн в фидере приводит к появлению в его входном сопротивлении реактивной составляющей  $X_{\text{вх}}$ , за счет чего вносится расстройка в колебательную систему генератора, к которому подключен фидер. Это приводит к нестабильности частоты, и мощности генератора, к срыву генерации, к явлению «затягивания» частоты.

Режим бегущих волн обладает также очень важным свойством – удобством измерений. Например, при смешанных волнах действующие значения напряжения и тока изменяются вдоль длины фидера, что ведет к затуханию измерений.

Таким образом, согласованный режим работы фидеров наиболее благоприятен для линии передачи и установление этого режима имеет большое практическое значение. Поскольку в большинстве случаев сопротивления отличны от  $Z_0$ , то для обеспечения режима бегущих волн включаются согласующие устройства (рис. 4.1).

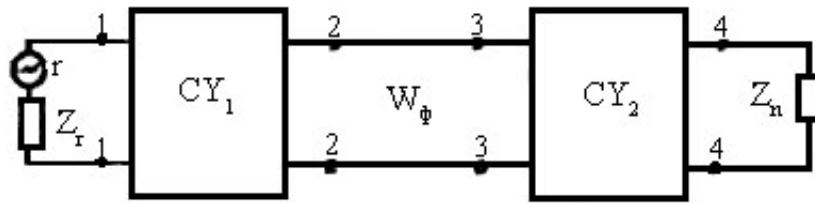


Рис. 4.1. Схема согласования фидера с нагрузкой и генератором:  
 $\Gamma$  – генератор;  $CY_1, CY_2$  – согласующие устройства

Согласующее устройство  $CY_2$  предназначено для выравнивания сопротивления между точками 3-3 фидера с волновым сопротивлением фидера при данном сопротивлении нагрузки  $Z_H$ . На практике эта задача не всегда точно выполняется, особенно в широкополосных устройствах, где неизбежно отражение волн к генератору в какой-то области диапазона частот. Дополнительное согласующее устройство  $CY_1$  включается между генератором и началом фидера для устранения вторичного отражения волн от генератора к нагрузке. Она обеспечивает равенство сопротивления между точками 2-2 волновому сопротивлению фидера  $W_\phi$ . С другой стороны  $CY_1$  обеспечивает в точках 1-1 равенство сопротивления генератора  $Z_\Gamma$  волновому сопротивлению фидера  $W_\phi$ .

Рассмотрим способы согласования фидера с нагрузкой.

1. Согласование с помощью четвертьволнового трансформатора ( $l = \lambda/4$ ).

Четвертьволновой трансформатор представляет собой отрезок фидера длиной  $l = \lambda/4$ , который включается между согласуемыми нагрузками (рис. 4.2).

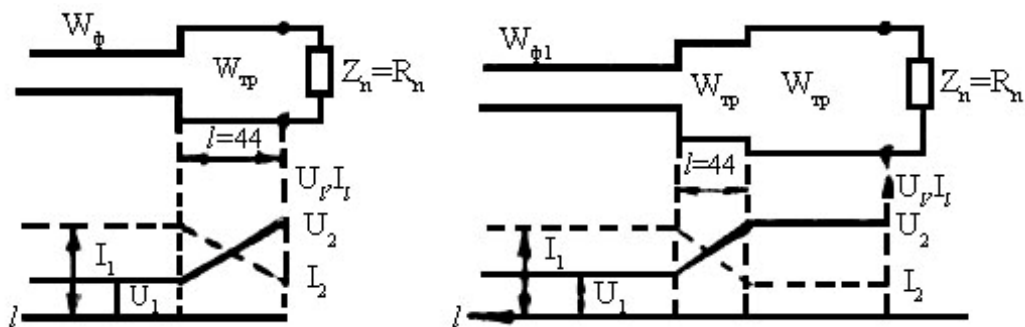


Рис. 4.2. Согласование сопротивления с помощью  $\lambda/4$ -трансформатора

С помощью такого способа возможно согласование только активных сопротивлений ( $Z_H = R_H$ ). Принцип работы устройства заключается в следующем. Поскольку  $R_2 \neq W_{mp}$ , то в согласующем отрезке возникают смешанные волны, КСВ которых определяются отношением  $R_2$  и  $W_{mp}$ . До-

пустим, что  $R_2 > W_{mp}$ . В этом случае на конце отрезка трансформатора, обращенного к меньшему согласуемому сопротивлению, получится минимум напряжений  $U_1$  и максимум тока  $I_1$  (последовательный резонанс), что соответствует сопротивлению  $W_{mp} / KCB$ . На другом конце трансформатора, обращенном к большему сопротивлению, получают максимум напряжений  $U_2$  и минимум тока  $I_2$  (параллельный резонанс), что соответствует сопротивлению  $W_{mp} / KCB$ .

Волновое сопротивление трансформатора нужно выбрать таким, чтобы коэффициент стоячих волн, обусловленный переходом от фидера к трансформатору и от трансформатора к нагрузке, имел одинаковую величину:

$$KCB = W_{mp} / W_\phi = R_2 / W_{mp} \text{ или } W_{mp} = \sqrt{R_2 \cdot W_\phi} \quad (4.2)$$

## 2. Широкополосные трансформаторы сопротивлений.

$\lambda/4$ -трансформатор является узкополосным согласующим устройством, так как при отклонении длины волны от среднего значения электрическая длина трансформатора уже не равняется. Для расширения полосы пропускания согласующее устройство составляют из нескольких трансформаторов (рис. 4.3).

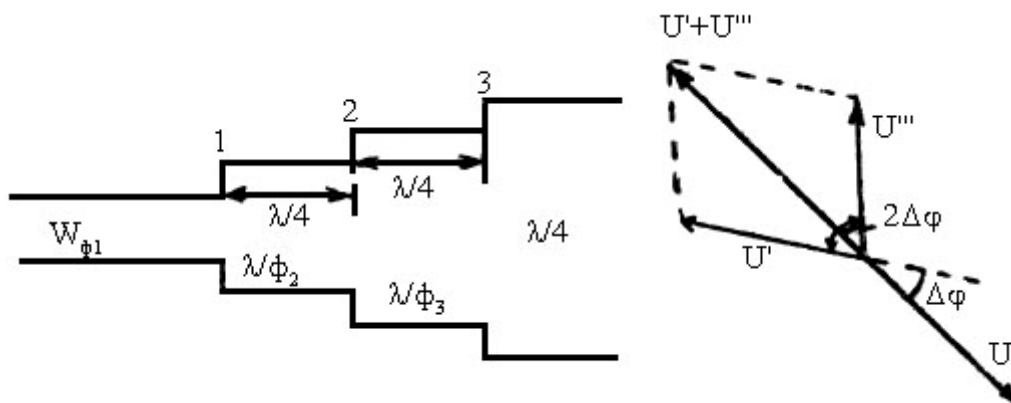


Рис. 4.3. Согласование сопротивлений с помощью ступенчатого трансформатора

Волновое сопротивление отрезков трансформатора  $W_{\phi 2}$  и  $W_{\phi 3}$  подбирают с таким расчетом, чтобы от сечений 1-1 и 3-3 волны отражались бы с одинаковой амплитудой, а от сечения 2-2 – с вдвое большей амплитудой. Поскольку волна от 1-1 до 3-3 и обратно проходит путь  $2 \frac{\lambda}{2} = \lambda$  то волны, отраженные от 1-1 и 3-3, совпадают по фазе и складываются. Вместе с тем, они полностью компенсируются волной, отраженной от сечения 2-2, так

как путь от 1-1 до 2-2 и обратно равен  $2\frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda}{2}$ , что соответствует сдвигу по фазе на  $180^\circ$ .

Допустим, что длина волны передаваемого кабеля стала такой, что для нее участок трансформатора имеет длину, несколько большую чем  $\lambda/4$ . В этом случае отраженные волны суммируются в сечении 1-1 следующим образом: волна  $U''$ , отраженная от 2-2, отстает по фазе на угол  $180^\circ + \Delta\phi$ , а волна  $U'''$ , отраженная от 3-3, отстает на угол  $2(180^\circ + \Delta\phi)$  относительно волны  $U'$ , отраженной от 1-1. В результате суммарное напряжение оказывается почти в противофазе с напряжением  $U''$ , и так как  $U'' = 2U' = 2U'''$ , то отраженные волны почти полностью компенсируются.

Сопротивления трансформирующих переходов должны удовлетворять равенствам:

$$\begin{aligned} W_{\phi 2} &= \sqrt{W_{\phi 1} \sqrt{W_{\phi 1} \cdot W_{\phi 4}}} \\ W_{\phi 3} &= \sqrt{W_{\phi 4} \sqrt{W_{\phi 1} \cdot W_{\phi 4}}} \end{aligned} \quad (4.3)$$

3. Согласование при помощи экспоненциального трансформатора.

При этом способе согласование осуществляется с помощью линии передачи, по длине которой волновое сопротивление изменяется по экспоненциальному закону (рис. 4.4).

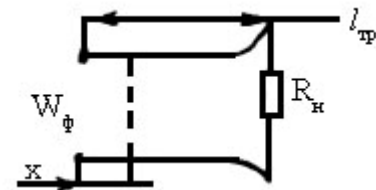


Рис. 4.4. Экспоненциальный трансформатор

Это достигается изменением расстояния между проводами или их диаметра и соответственно изменением погонной индуктивности и емкости трансформатора по его длине. Экспоненциальный трансформатор рассчитывается по формулам:

$$\begin{aligned} W(x) &= W_{\phi} \exp(b_0 x); \\ b_0 &= \frac{8\pi}{\lambda_{МАКС}} \cdot \frac{1 - КБВ}{1 + КБВ}. \end{aligned} \quad (4.4)$$

Здесь  $\lambda_{МАКС}$  – максимальная длина волны рабочего диапазона волн;

$КБВ$  – минимально допустимое значение коэффициента бегущей волны в фидере.

Длина экспоненциального трансформатора определяется по формуле:

$$l = \frac{2,3}{b_0} \cdot \lg\left(\frac{R_H}{W_{\phi}}\right). \quad (4.5)$$

#### 4. Согласование с помощью фидеров.

Данный способ узкополосного согласования был предложен Татаринновым. В качестве согласующих элементов он предложил использовать отрезки короткозамкнутых фидеров (короткозамкнутые шлейфы), имеющих входную реактивную проводимость (рис 4.5).

Условие согласования фидера с комплексной нагрузкой  $Z_H = R_H + jX_H$  имеет вид:

$$G_{шл} = 1/W_{\phi} \quad B_{шл} = -B_{bx} \quad (4.6)$$

Здесь  $G_{шл}$  и  $B_{bx}$  – активная и реактивная составляющие входной проводимости фидера в месте включения шлейфа.

$B_{шл}$  – реактивная проводимость шлейфа.

Длина шлейфа  $l_2$  (при равенстве волновых сопротивлений шлейфа и фидера  $W_{шл} = W_{\phi}$ ):

$$l_2 = \frac{\lambda}{2\pi} \arctg \left( \frac{\pm \sqrt{KBВ}}{1 - \sqrt{KBВ}} \right);$$

$$\Delta l = \frac{\lambda}{2\pi} \arctg \left( \pm \sqrt{KBВ} \right). \quad (4.7)$$

На рис 4.5 показаны соответственно распределение поля при отсутствии шлейфа и при его наличии. На практике согласующее устройство может состоять из двух шлейфов.

#### 5. Согласование с помощью объемных резонаторов.

Объемные резонаторы (ОР) могут также использоваться в качестве трансформаторов сопротивлений (рис. 4.6)

При стоячих волнах в одном месте резонатора образуется максимум электрического поля при минимуме магнитного поля, а в каком-то другом месте – наоборот. В остальных точках полости резонатора значения напряженностей носят промежуточный характер. Поэтому входное сопротивление резонатора  $r$  разных точек полости различное, а, следовательно, от места расположения петель связи П1 и П2 зависят входное и выходное сопротивления резонатора.

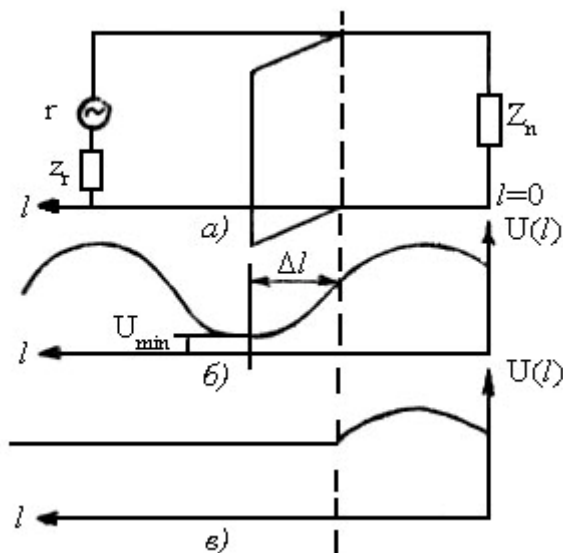


Рис 4.5. Согласование с помощью шлейфа

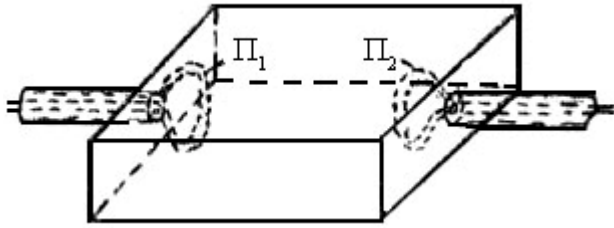


Рис. 4.6. Согласование с помощью ОР

Входное сопротивление зависит также и от площади витка связи и от угла между плоскостью витка и линиями магнитного поля. Благодаря этому ОР позволяет трансформировать сопротивление с требуемым коэффициентом трансформации.

#### 6. Использование согласующих цепей (СЦ).

Согласующие цепи (СЦ) (рис 4.7) находят широкое применение на практике.

Параметры цепи согласования, изображенной на (рис. 4.7а), рассчитывается по формулам

$$X_1 = -\frac{1}{\omega \cdot C_1}; \quad X_2 = -\frac{1}{\omega \cdot C_2}; \quad X_3 = \omega \cdot L_3; \quad g = \frac{-R_1}{X_1}$$

$$X_2 = -\frac{R_2}{\sqrt{(R_2/R_1) \cdot (1 + g^2) - 1}}; \quad X_3 = \frac{R_1}{1 + g^2} \cdot \left( g - \frac{R_2}{X_2} \right) \quad (4.8)$$

где  $X_1, X_2, X_3$  – соответственно реактивные сопротивления конденсаторов  $C_1, C_2$  и индуктивности  $L_3$ ;

$R_1, R_2$  – соответственно напряжение генератора и нагрузки.

Условие физической реализуемости СЦ данного типа следующее:

$$g^2 > \frac{R_1}{R_2} - 1$$

СЦ, изображенная на рис. 4.7, б, рассчитывается по формуле (4.8) с учетом того, что  $X_3 = \omega L_3 + X_{C3}$ , где  $X_{C3} = \frac{1}{\omega C_3}$ .

СЦ, изображенная на рис 4.7, в, рассчитывается по формулам:

$$X_1 = -\frac{1}{\omega \cdot C_1}; \quad X_3 = -\frac{1}{\omega \cdot C_3}; \quad X_2 = \omega \cdot L_2; \quad g = \frac{X_2}{R_2}$$

$$X_1 = -R_1 \sqrt{\frac{R_2}{R_1} (1 + g^2) - 1}; \quad X_3 = -\frac{R_2 (1 + g^2)}{g + \frac{X_1}{R_1}} \quad (4.9)$$

Условие физической реализации данной СЦ такое же, как и у выше-рассмотренных цепей.



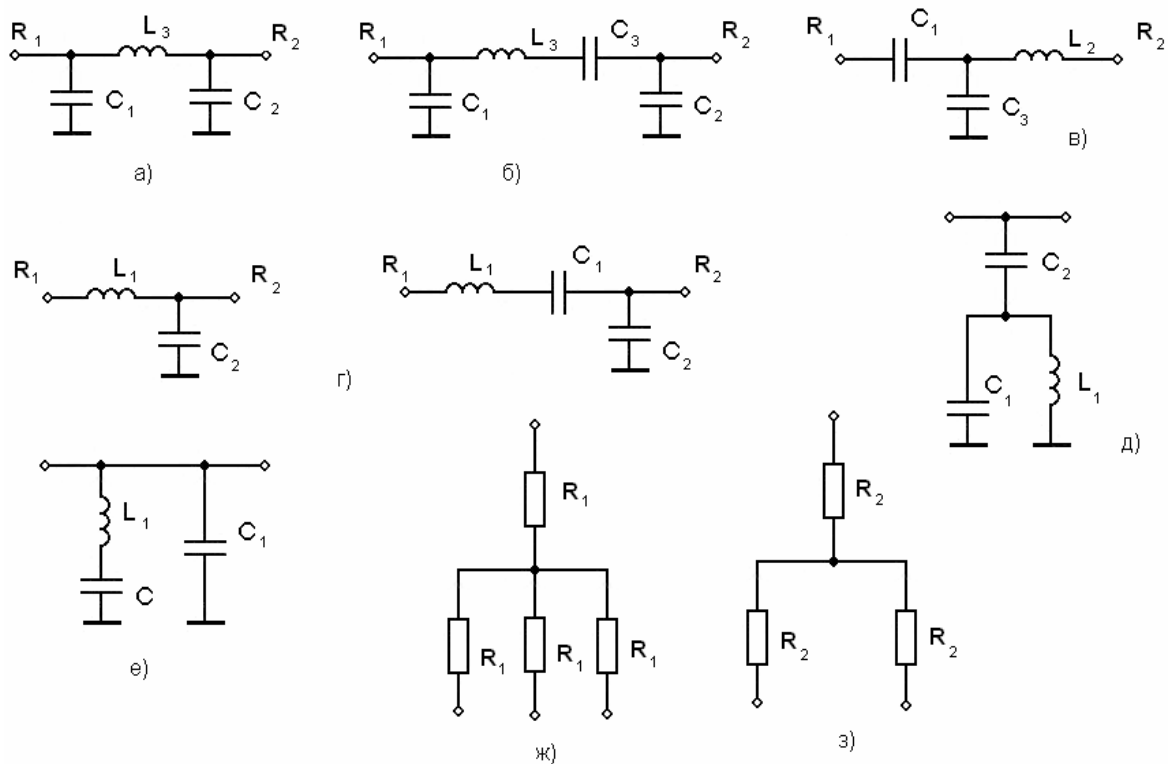


Рис. 4.7. Согласующие цепи на сосредоточенных элементах

СЦ, изображенные на рис. 4.7, з, рассчитываются по формулам:

$$X_2 = -\frac{1}{\omega \cdot C_2}; \quad X_1 = \omega \cdot L_1; \quad X_1 = \sqrt{R_1(R_2 - R_1)}; \quad X_2 = -R_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2 - R_1}}; \quad (4.10)$$

Причем для второй схемы  $X_1 = \omega \cdot L_1 + X_C$ , а  $X_{C1} = -\frac{1}{\omega \cdot C_1}$ .

СЦ, изображенный на рис. 4.7, д, рассчитывается по формулам:

$$C_1 = \frac{5}{n \cdot \omega \cdot R_1}; \quad C_2 = (n^2 - 1) \cdot C_1; \quad L_1 = \frac{1}{n \cdot \omega^2 \cdot C_1} \quad (4.11)$$

где  $n$  – номер гармоники сигнала.

СЦ, изображенное на рис. 4.7, е, рассчитывается по формулам (4.11) с учетом, что  $L_1 = 1/\omega^2 \cdot C_2$ .

СЦ, изображенные на рис. 4.7, ж, з, представляют собой разветвительные устройства для подачи сигнала по линии передачи с волновым сопротивлением 75 Ом в такие же фидеры соответственно на 2 и 3 выхода. При этом  $R_1 = 39$  Ом и  $R_2 = 27$  Ом. Однако данные СЦ вносят очень большое затухание в линии передачи, поэтому их применение экономически нецелесообразно.

### 4.3. ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ УСТАНОВКА

В данной лабораторной работе проводится теоретический расчет СЦ и экспериментальное исследование цепей, изображенных на рис. 4.7.

Схема измерительной установки показана на рис. 4.8.

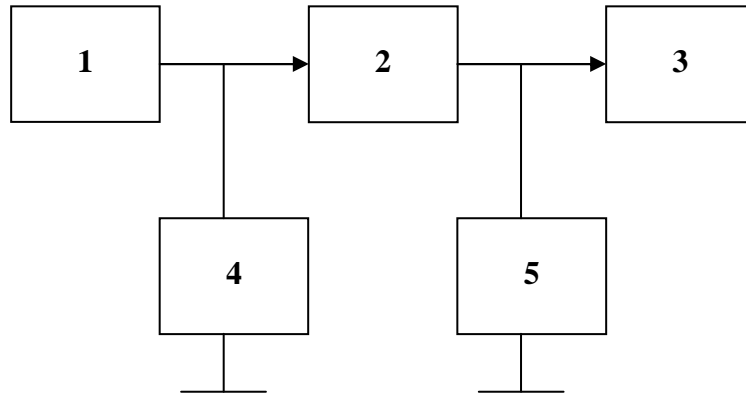


Рис. 4.8. Схема измерительной установки: 1 – генератор; 2 – согласующие цепи, изображение на рис. 4.7; 3 – нагрузка; 4, 5 – вольтметры

Сигнал от генератора высокой частоты поступает на исследуемые цепи согласования в нагрузку. Вольтметры позволяют измерять переменное напряжение на выходе генератора и на нагрузке. В СЦ возможно переключение элементов схемы с целью исследования эффективности согласования.

### 4.4. ЗАДАНИЕ И ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Изучить способы согласования и произвести теоретические расчет для двух видов согласования для нагрузок, указанных преподавателем.
2. Произвести теоретический расчет СЦ, указанных на рис. 4.7.
3. Произвести экспериментальное исследование СЦ, указанных на рис. 4.7. Снять зависимость  $U_H = \Psi(f)$  при заданном напряжении генератора.
4. Меняя элементы согласующих цепей с помощью тумблеров, убедиться в эффективности данной СЦ.
5. Для заданных СЦ при помощи тумблеров подключить различные нагрузки и снять зависимость  $U_H = \Psi(R_H)$  для заданных напряжения и частоты генератора.  $R_{H1} = 25$  Ом,  $R_{H2} = 43$  Ом,  $R_{H3} = 100$  Ом.

## 4.5. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Цель работы
2. Структурная схема измерительной установки.
3. Таблицы результатов измерений
4. Графики  $U_H = \Psi(f)$ ,  $U_H = \Psi(R_H)$ .
5. Результаты теоретических расчетов.
6. Выводы.

## 4.6. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Преимущество согласованного режима работы.
2. Назначение СЦ.
3. Основные способы согласования.
4. Принцип работы  $\lambda/4$ -трансформатора.
5. Принцип работы ступенчатого трансформатора.
6. Экспоненциальный трансформатор.
7. Роль шлейфов в обеспечении согласования.
8. Согласование с помощью ОР.
9. Схема измерительной установки.
10. Сравнительная оценка способов согласования.

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 5

### Исследование волноводно-щелевых антенн.

#### 5.1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Ознакомиться с устройством и физикой работы щелевых антенн (ЩА), освоить методики снятия характеристик направленности антенн, измерить основные параметры.

#### 5.2. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Щелевые излучатели применяются для передачи энергии из одного волновода в другой, для излучения энергии во внешнее пространство. Компактность и возможность выполнения щелевых антенн заподлицо с металлической обшивкой делают их чрезвычайно удобными для размещения на летательных аппаратах, особенно на скоростных самолетах и ракетах. Неизлучающие щели используются для исследования поля в волноводе.

Если прорезать стенку волновода таким образом, чтобы прерывались поверхностные токи, в щели возникает изменяющееся во времени электрическое поле, которое вызовет появление параллельно линиям поверхностного тока, практически не превышает линий этого тока, и излучение отсутствует (рис. 5.1).

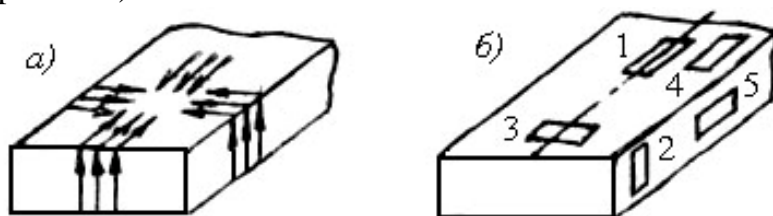


Рис. 5.1. Щелевые антенны: а) картина поверхностных токов; б) 1 – 5 – щели в волноводе

Щели 1 и 2 неизлучающие. Щели 3, 4, 5 – излучающие. Интенсивность излучения зависит от плотности тока и, соответственно, от напряженности магнитного поля в месте расположения щели.

В зависимости от типа волн в волноводе, которые определяются характером нагрузки, волноводно-щелевые антенны подразделяются на два вида. При установке в конце волновода металлической пластины, которая эквивалентна нагрузке типа короткого замыкания, в нем возникает режим стоячей волны. При прорезании щелей в тонком волноводе получается волноводно-щелевая антенна, называемая резонансной. При установке в конце волновода согласованной нагрузки (СН), которая эквивалентна волновому сопротивлению, в нем устанавливается режим бегущей волны. Созданную на этом волноводе антенну называют волноводно-щелевой антенной бегущих волн, а чаще, в противовес резонансной, – нерезонансной волноводно-щелевой антенной.

Волноводно-щелевая антенна изображена на электрической схеме согласно рис. 5.2.

Резонансная длина щели приблизительно равна  $2l = \lambda_0 / 2$ . Прорезанная в волноводе щель имеет однонаправленное излучение. Как уже говорилось выше, она может быть прорезана в широкой и узкой стенках эквивалентному параллельно включенному в линию резистору, поперечная щель в широкой стенке – последовательно встроенному (рис. 5.3).

Сопротивление щели зависит от места расположения в волноводе. В тех случаях, когда необходимо обеспечить согласование антенны с трактом, меняют месторасположение щели или поворачивают ее. Например, продольная щель в центре широкой стенки волновода почти не излучает, если же ее поворачивать или смещать в сторону боковых стенок, то излучение увеличивается; поперечная щель в узкой стенке волновода также почти не излучает, но при ее повороте излучение увеличивается.

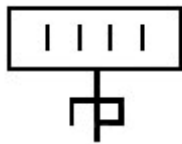


Рис. 5.2. Изображение волноводно-щелевых антенн на электрических схемах

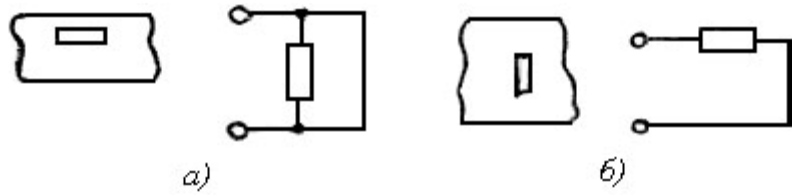


Рис. 5.3. Эквивалентные схемы щелей: а) продольная щель; б) поперечная щель

Ширина щели определяется из условия электрической плотности. Увеличение ширины щели увеличивает ее электрическую плотность и уменьшает резонансную длину, которая меньше  $\lambda_0/2$ . Для изучения узкой диаграммы направленности (ДН) применяют многоэлементные волноводно-щелевые антенны (рис. 5.4).

Если антенны состоят из  $N$  продольных щелей, расположенных на расстоянии  $\lambda_B/2$ , то для достижения полного согласования сопротивление каждой щели должно быть больше волнового сопротивления волновода в  $N$  раз.

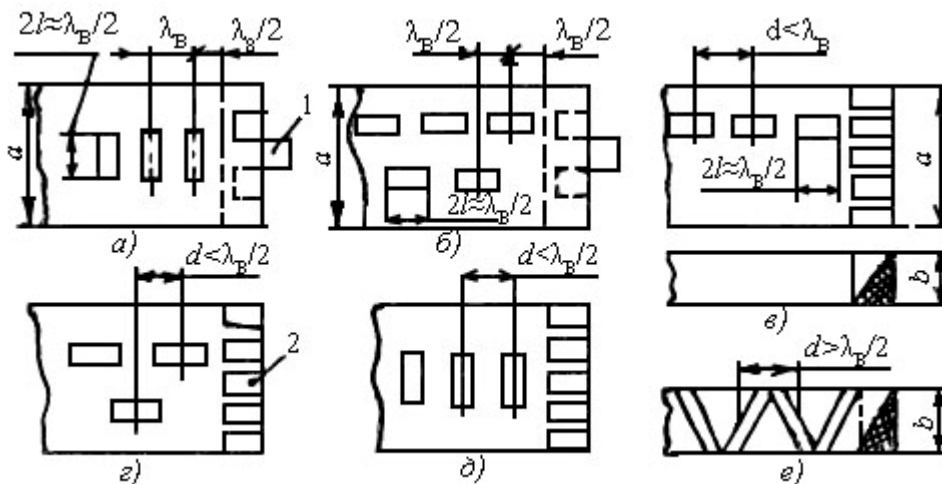


Рис 5.4. Волноводно-щелевые антенны: а, б – резонансные; в – е – нерезонансные: 1 – короткозамкнутый поршень; 2 – нагрузка

Аналогично сопротивление поперечной щели должно быть меньше волнового сопротивления волновода в  $N$  раз. Если щели возбуждены синфазно, то максимум главного лепестка будет ориентирован перпендикулярно плоскости расположения щелей, причем в плоскости, перпендикулярной продольной оси волновода, ДН будет широкой, а в плоскости, содержащей ось волновода, – узкой, и тем уже, чем больше длина антенны.

Достигнуть синфазного возбуждения антенны можно двумя способами: выбором расстояния между соседними щелями, равными в (рис. 5.4, е)

либо выбором расстояния, равным  $\lambda_B/2$ . При этом дополнительный сдвиг фаз на  $\pi$  можно реализовать за счет неидентичного расположения щелей (рис. 5.4, б), где поперечная составляющая тока по разные стороны осевой линии имеет разные направления. Синфазные антенны обычно работают в режиме стоячей волны, для обеспечения которого в конце антенны устанавливаются короткозамкнутый поршень. Расстояние между поршнем и последней щелью должно быть таким, чтобы щели находились в пучности стоячей волны в волноводе. Синфазные многощелевые антенны являются резонансными (узкополосными).

Лучшими диапазонными свойствами обладают нерезонансные антенны (рис. 5.4, в, г), в которых щели расположены на расстояниях несколько больше или меньше  $\lambda_B$ . Так как в волноводе имеет место бегущая волна, к нему для установления отражения от короткозамкнутого конца антенны подключают нагрузку (поглотитель). Нормированная ДН антенны, приведенная на рис. 5.4, б, в продольной плоскости определяется произведением нормированной амплитудной ДН одиночной щели  $F_1(\theta)$  на нормированный множитель системы  $F_c(\theta)$ :

$$F(\theta) = F_1(\theta) \cdot F_c(\theta) = \frac{\cos(0,5\pi \sin \theta)}{\cos \theta} \cdot \frac{\sin(0,25 \cdot N \cdot \beta \cdot \lambda_B \cdot \sin \theta)}{N \cdot \sin(0,25\beta \cdot \lambda_B \cdot \sin \theta)};$$

где  $\theta$  – угол между нормалью к широкой стенке волновода и направлением в точку наблюдения, рад;

$N$  – число щелей;

$\beta = 2\pi/\lambda$  – волновое число,

$\lambda$  – длина волны в свободном пространстве, см;

$\lambda_B$  – длина волны в волноводе, см, рассчитываемая по формуле:

$$\lambda_B = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2},$$

где  $a$  – размер широкой стенки волновода, см.

Для варианта синфазной многощелевой антенны с поперечными щелями (рис. 5.4, а) нормированная амплитудная ДН в продольной плоскости описывается выражением:

$$F(\theta) = \frac{\sin(0,5N \cdot \beta \cdot \lambda_B \cdot \sin \theta)}{N \cdot \sin(0,5 \cdot \beta \cdot \lambda_B \cdot \sin \theta)}.$$

В обобщенном виде нерезонансную волноводно-щелевую антенну можно представить в виде эквивалентной линейной решетки (т. е. решетки

с одинаковым расстоянием между излучателями) с последовательным питанием (рис. 5.5), нагруженной на СН.

Если принять фазу первого излучателя  $\Psi_1 = 0$ , то вследствие последовательного питания фаза второго излучателя  $\Psi_2 = \beta d$ , третьего излучателя  $\Psi_3 = \beta(d + d) = 2\beta d$  и т. д. При нахождении результирующего поля излучения следует учесть, что разность двух волн от соседних излучателей равна  $r = d \cdot \sin \theta$ , которой соответствует фаза  $\Psi = \beta_0 \cdot d \cdot \sin \theta$ , где  $\beta_0$  – волновое число для свободного пространства.

Результирующее поле излучения, зависящее от расстояния между излучателями, а следовательно от сдвига фаз волн излучателей и разности хода волн от разных излучателей, приобретает лепестковый характер. Установлено, что поле излучения достигает максимального значения независимо от распределения амплитуды тока при  $d(\beta_0 \sin(\theta m) - \beta) = \pm m2\pi$ , где  $m = 0, 1, 2 \dots$ .

Индексу  $m = 0$  соответствует главный лепесток с направлением  $\theta_0$ . В этом направлении поля от всех  $N$  излучателей складывается синфазно с разностью фаз, равной нулю. Направление главного лепестка не зависит от расстояния между излучателями.

Индексу  $m \neq 0$  соответствует лепестки, которые принято называть дифракционными. Их направление обозначим  $\theta \pm m$ . В направлении дифракционных лепестков поля от всех излучателей также складываются синфазно, но с разностью фаз  $+m2\pi$ . Уровень дифракционных лепестков несущественно отличается от уровня главного лепестка.

Условием отсутствия дифракционных лепестков является неравенство вида  $\pm m\lambda/d + \sin \theta_0 > 1$ . Очевидно, что если будет выполняться неравенство для наименьшего значения  $-\lambda/d + \sin \theta_0 > 1$ , то и для всех  $m$  неравенство только усилится.

Это условие может быть реализовано только за счет выбора расстояния между излучателями:  $d < \lambda / (1 + \sin \theta_0)$ .

Резонансную волноводно-щелевую антенну можно представить в виде эквидистантной линейной антенной решетки с коротким замыканием на конце (рис 5.6).

Питание осуществляется слева. Волна распространяющаяся со входа (падающая),

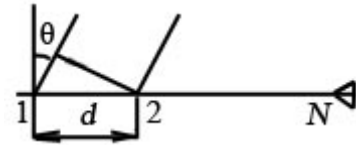


Рис. 5.5. Эквидистантная антенная решетка с последовательным питанием, нагруженная на СН

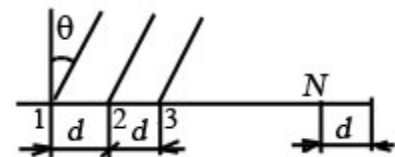
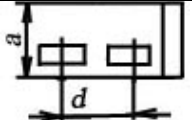

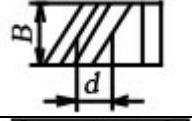

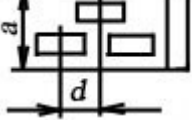

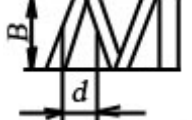



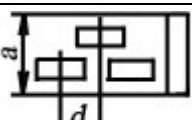

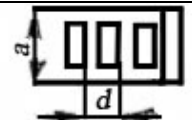

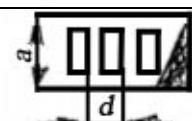



Рис. 5.6. Эквидистантная антенная решетка, закороченная на конце

возбуждает последовательно все щели с первой до последней. Неизлученная мощность падающей волны доходит до точки короткого замыкания и возвращается обратно в виде отраженной волны, которая также возбуждает все щели, но начиная с последней. Направление максимального излучения совпадает с нормалью к оси волновода за счет синфазного возбуждения всех щелей. При изменении частоты за счет изменения электрической длины между щелями, лепестки ДН раздваиваются, а за счет изменения электрической длины от последней щели до точки короткого замыкания будет нагружаться симфазность сложения полей от падающей и отраженной волны. Из-за этого резонансные волноводно-щелевые антенны являются узкополосными, их полоса не превышает 1,0 %.

В табл. 5.1 приведены характеристики 8 типов волноводно-щелевых антенн, исследуемых в лаборатории. ДН на основной поляризации изображена сплошной линией, паразитной – пунктирной.

Таблица 5.1

Наименование	Конструкция	Форма ДН	Поляризация	
			Основная	Паразитная
1. Резонансная с $d = \lambda$			Вертикальная	Нет
2. Резонансная с $d = \lambda/2$			Горизонтальная	Вертикальная
3. Резонансная с $d = \lambda/2$ $d = 1 \text{ см.}$			Вертикальная	Нет
4. Резонансная с $d = \lambda/2$			Горизонтальная	Вертикальная
5. Резонансная с блоками с $d = \lambda/2$			Горизонтальная	Нет
6. Резонансная с $d = \lambda/2$ $d = 1,5 \text{ см.}$			Вертикальная	Нет
7. Резонансная с $d = \lambda/4$			Горизонтальная	Нет
8. Нерезонансная с $d = \lambda/4$			Горизонтальная	Нет



Коэффициент направленного действия (КНД) волноводно-щелевых антенн ориентировочно равен  $D \approx 3,2N$ .

На практике широко распространена грубая оценка КНД:

$$D \approx \frac{10}{2\theta_{0,5}^E \cdot 2\theta_{0,5}^H},$$

где  $2\theta_{0,5}^E$  и  $2\theta_{0,5}^H$  – ширина луча антенны на уровне 0,5 по мощности в главных плоскостях  $E$  и  $H$ , рад.

Коэффициент усиления антенны:

$$G = D \cdot \eta_a,$$

где  $\eta_a$  – коэффициент полезного действия ( $\eta_a \approx 1$ ).

### 5.3. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Структурная схема для исследования волноводно-щелевых антенн приведена на рис. 5.7.

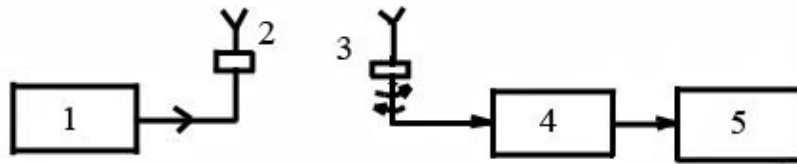


Рис. 5.7. Структурная схема для исследования волноводно-щелевых антенн: 1 – генератор СВЧ; 2 – передающая (вспомогательная) антенна; 3 – исследуемая антенна; 4 – детекторная секция; 5 – индикатор (микроамперметр)

Для экспериментального исследования может быть предложено несколько видов волноводно-щелевых антенн. При этом проводятся исследования влияния различных видов нагрузки (короткое замыкание, согласованная нагрузка) на форму ДН.

### 5.4. ЗАДАНИЕ И ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

4.1. Ознакомиться со структурной схемой лабораторной установки, изучить работу измерительных приборов согласно тех. описания.

4.2. Включить приборы и дать им прогреться в течение времени, указанного в описании на прибор.

4.3. Собрать схему установки согласно рис. 5.7 и снять ДН для нескольких волноводно-щелевых антенн на частотах, указанных преподава-

телем, используя в качестве нагрузки антенны как короткозамкнутую, так и согласованную нагрузку.

4.4. По ДН определить коэффициенты усиления антенны.

## 5.5. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Цель работы.
2. Структурная схема для исследования ДН волноводно-щелевых антенн.
3. Таблицы результатов.
4. Графики зависимостей.
5. Выводы.

## 5.6. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. В чем различие полей излучения симметричного полуволнового вибратора и полуволновой щели?
2. В каких местах следует прорезать щели на стенках прямоугольного волновода, чтобы они эффективно возбуждались?
3. Почему продольная щель, прорезанная по оси широкой стенки прямоугольного волновода, не возбуждается?
4. Как называют волноводно-щелевую антенну при нагрузке ее на короткое замыкание и согласованную нагрузку?
5. Какие условия следует выполнить, чтобы резонансная волноводно-щелевая антенна эффективно возбуждалась?
6. Какое различие между главным и дифракционным лепестками?
7. Как определить фазу возбуждения последующей щели?
8. При каком условии в антенной решетке отсутствуют дифракционные лепестки?
9. Какой тип антенны более широкополосный (резонансная, нерезонансная)?
10. Как определить частоту генератора, если задано расстояние между щелями в резонансной волноводно-щелевой антенне?
11. Форма ДН волноводно-щелевых антенн?
12. В каких волноводно-щелевых антеннах, помимо основной, возникает паразитная поляризация волн?
13. Методика снятия ДН антенн?
14. Преимущества и недостатки волноводно-щелевых антенн по сравнению с другими?

# ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 6

## Исследование антенны типа «волновой канал» (АВК)

### 6.1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Ознакомление с устройством и физикой работы АВК, исследование влияния пассивного вибратора на диаграмму направленности (ДН) антенны, освоение методики и техники снятия характеристик направленности антенны, определение резонансной частоты АВК.

### 2. ОБЩЕЕ СВЕДЕНИЯ

АВК (иначе называется директорной антенной) излучает вдоль своей оси и относится к разряду направленных антенн. Антенна состоит из симметричных, почти полуволновых ( $l \approx \lambda/2$ ), параллельных друг другу вибраторов, расположенных в одной плоскости на расстояниях примерно  $\lambda/4$  друг от друга.

На рис 6.1 показано пятиэлементная АВК. На практике встречаются антенны как с большим, так и с меньшим количеством элементов.

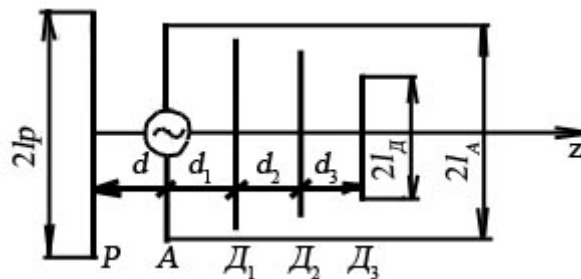


Рис. 6.1. Пятиэлементная антенна типа «волновой канал»:  
Р – рефлектор; А – активный вибратор; Д<sub>1</sub>, Д<sub>2</sub>, Д<sub>3</sub> – директоры

Вибратор, к которому подводится энергия СВЧ, называется активным. Остальные вибраторы возбуждаются электромагнитным полем активного вибратора и получили название пассивных. Вибратор, который возбуждается электромагнитной волной, направленной в противоположную оси Z сторону, называется рефлектором. Вибраторы, которые возбуждаются полем волны, направленным по оси Z, называются директорами

Антенна может использоваться как в качестве передающей, так и в качестве приемной. В первом случае к активному вибратору подводится энергия СВЧ, во втором случае энергия от активного вибратора поступает на вход приемника.

На электрических схемах директорная антенна изображается согласно рис. 6.2.



Рис. 6.2. Изображение директорных антенн на электрических схемах

Рассмотрим принцип работы АВК используя ее в качестве передающей. Активный вибратор возбуждает электромагнитную волну, которая наводит электромагнитное поле в пассивных вибраторах. Директоры возбуждаются волной, бегущей вдоль оси Z, следовательно, они участвуют в формировании и усилении поля в прямом направлении. Рефлектор предназначен для уменьшения поля излучения в обратном направлении. Применение нескольких рефлекторов не имеет смысла, поскольку рефлектор усиливает поле в направлении активного вибратора и ослабляет его в обратном направлении, следовательно, все рефлекторы, следующие за первым, будут возбуждаться слабо.

Прежде чем анализировать многовибраторные АВК, следует рассмотреть простейшую антенную систему из двух вибраторов: активного и пассивного (рис 6.3).

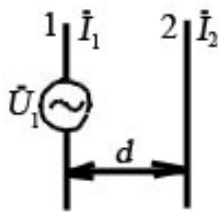


Рис. 6.3. Простейшая антенная система из двух вибраторов: 1- активный; 2- пассивный

Активный вибратор питается от генератора СВЧ, создающего на зажимах напряжение  $\dot{U}_1$ . Пассивный вибратор возбуждается электромагнитным полем активного вибратора. Под действием электродвижущей силы (ЭДС)  $\dot{U}_1$  в активном вибраторе потечет ток  $\dot{I}_1$ , который создаст в окружающем пространстве магнитный паток  $\dot{\Phi}_1$ , совпадающий по фазе с током  $\dot{I}_1$  и приходящий к пассивному вибратору с отставанием по фазе на угол  $\Psi = \beta d$ , где  $\beta = 2\pi/\lambda$  – волновое число.

Значение наводимой во втором вибраторе ЭДС

$$\dot{U}_2 = -d\dot{\Phi}_2 / dt ,$$

где  $\dot{\Phi}_2$  – магнитный поток во втором вибраторе, определяемый следующим образом:

$$\dot{\Phi}_2 = \dot{\Phi}_1 \cdot e^{-j\beta d} = \dot{\Phi}_{1m} e^{j\omega t} \cdot e^{-j\beta d} ,$$

где  $\dot{\Phi}_{1m}$  – амплитудное значение магнитного потока а активном вибраторе. Тогда:

$$\dot{U}_2 = -j\omega\dot{\Phi}_{1m} e^{j\omega t} \cdot e^{-j\beta d} = -j\omega\dot{\Phi}_2 = \omega\dot{\Phi}_2 e^{-j\pi/2} .$$

Таким образом, ЭДС, наводимая в пассивном вибраторе отстает по фазе от магнитного потока  $\dot{\Phi}_2$  на угол  $\pi/2$  (рис 6.4, а).

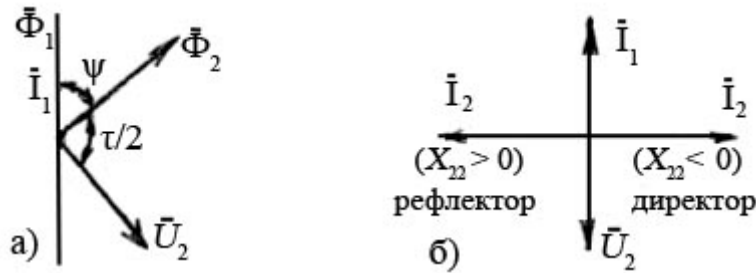


Рис. 6.4. Векторные диаграммы антенной системы двух вибраторов – активного и пассивного: а) общий случай; б) частный случай  $d = \pi/4$

Если рассмотреть частный случай  $d = \pi/4$  (рис. 6.4, б), то в этом случае получим:  $e^{-j\beta d} = e^{-2\pi/\lambda \cdot \lambda/4} = e^{-j\pi/2}$ , это значит, что ток  $\dot{I}_1$  ЭДС  $\dot{U}_2$  будут иметь сдвиг по фазе на  $180^\circ$ , так как результирующий угол  $\Psi_\pi = \Psi + \pi/2 = \pi/2 + \pi/2 = \pi$ .

На рис 6.4  $X_{22}$  – реактивная составляющая собственного сопротивления второго вибратора. Активную его составляющую обозначим  $R_{22}$ . Тогда эквивалентную схему пассивного вибратора можно представить согласно рис 6.5.

Пассивный вибратор можно рассматривать как приемную антенну. Выразим ток в его цепи согласно рис. 6.5:

$$I_2 = U_2 / (R_{22} + jX_{22}).$$

При условии  $|X_{22}| \gg R_{22}$ , получим:

$$I_2 = -jU_2 / X_{22}.$$

Проанализируем данное выражение:

- 1) При  $X_{22} < 0$  (сопротивление емкостного характера) ток  $\dot{I}_2$  опережает по фазе ЭДС  $\dot{U}_2$ , но отстает по фазе на  $\pi/2$  от тока  $\dot{I}_1$ ;
- 2) При  $X_{22} > 0$  (сопротивление индуктивного характера) ток  $\dot{I}_2$  отстает по фазе от  $\dot{U}_2$  но опережает на  $\pi/2$  ток  $\dot{I}_1$

Первый случай соответствует директору, т. е. пассивный вибратор создает преимущественное излучение в направлении от активного вибратора к пассивному. Второй случай соответствует рефлектору, т.е. пассивный вибратор создает преимущественное излучение в направлении от пассивного вибратора к активному. Емкостной характер сопротивления директора достигается за счет уменьшения его длины по отношению к длине активного vibra-

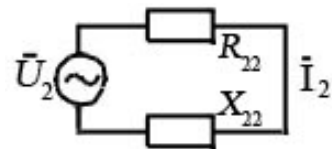


Рис. 6.5. Эквивалентная схема пассивного вибратора

тора, а индуктивный характер сопротивления рефлектора – за счет увеличения его длины по отношению к длине активного вибратора.

Рассмотрим фазовые соотношения в АВК из активного вибратора  $A$ , рефлектора  $P$  и одного директора (рис. 6.6).

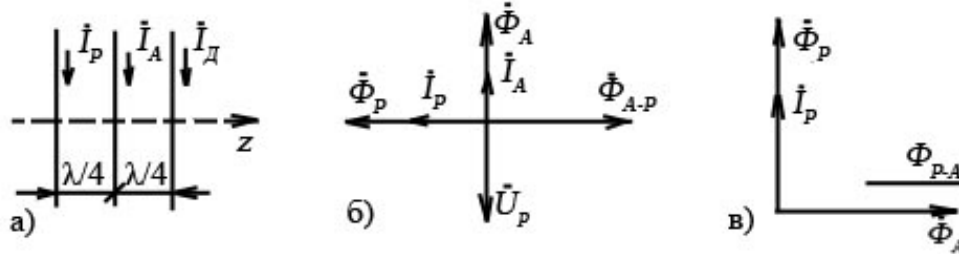


Рис. 6.6. Фазовые соотношения в трех элементной АВК

Допустим, что токи во всех вибраторах имеют равную величину. Убедимся в том, что максимальная направленность АВК получится, если расстояние между вибраторами равно  $\lambda/4$ , ток рефлектора опережает, а ток директора отстает по фазе на  $90^\circ$  от тока активного вибратора.

Ток активного вибратора  $\dot{I}_A$  создает магнитный поток  $\dot{\Phi}_A$  совпадающий с ним по фазе. Этот магнитный поток, пройдя расстояние  $\lambda/4$ , достигает рефлектора ( $\dot{\Phi}_{A-P}$ ), который находится в противофазе с  $\dot{\Phi}_{P-A}$ . Следовательно, за рефлектором излучения нет. В обратном же направлении, т. е. в направлении от рефлектора к активному вибратору происходит следующее (рис 6.6, в). Ток  $\dot{I}_P$  возбуждает поток  $\dot{\Phi}_P$ , который достигает активного вибратора  $A$  с отставанием по фазе на  $90^\circ$ . Этот поток  $\dot{\Phi}_{P-A}$  отстает на  $90^\circ$ , т. е. совпадает по фазе с собственным потоком  $\dot{\Psi}_A$  активного вибратора, так как по условию  $\dot{I}_P$  опережает  $\dot{I}_A$  на  $90^\circ$ . Таким образом, поля в направлении от рефлектора к активному вибратору арифметически складываются. На рис 6.6, б показано, что магнитный поток  $\dot{\Phi}_{A-P}$  индуктирует в рефлекторе напряжение  $\dot{U}_P$ , которое отстает по фазе от  $\dot{\Phi}_{A-P}$  на  $90^\circ$  и, следовательно, опережает на такой же угол ток рефлектора  $\dot{I}_P$ . Это значит, что если рефлектор пассивный, как в АВК, то он должен иметь сопротивление индуктивного характера, т. е. длину  $2lp < \lambda/2$ .

Аналогично доказывается, что входное сопротивление директора АВК, должно иметь емкостный характер ( $2ld < \lambda/2$ ), чтобы ток директора  $\dot{I}_D$  отставал по фазе от тока активного вибратора  $\dot{I}_A$  на  $90^\circ$ , и директор, тем самым, направлял на себя излучаемые волны. Ток директора опережает по фазе напряжение на нем  $\dot{U}_D$ .

Приведенные рассуждения нужно несколько уточнить, так как они не учитывают всех особенностей работы антенны. Поле, в котором находятся пассивные вибраторы, сложнее: оно состоит из поля излучения и поля индукции. Эти поля к тому же усложняются взаимодействием активного и пассивного вибраторов. Существенно и то, что ток в пассивном вибраторе всегда меньше тока в активном вибраторе. Расстояние между вибраторами должно несколько отличаться от  $\lambda/4$  и, кроме того, пассивные вибраторы полностью не исключают излучения в направлении от директоров к рефлектору.

Активное сопротивление питаемого вибратора под влиянием пассивного вибратора, как правило, оказывается меньше активного сопротивления одиночного полуволнового вибратора (73,1 Ом), причем уменьшение величины активного сопротивления тем больше, чем больше пассивных директоров имеет данная АВК.

Для приближенной оценки характеристик директорной антенны можно считать, что  $d_N = N \cdot d_{cp}$ ,  $2l_N = \lambda/2$ ,  $I_N = I_0 \cdot \exp[-j(N-1)\Psi]$ , где  $d_{cp}$  – расстояние до середины решетки из  $N$  вибраторов, а  $\Psi = \pi/2$ . Нормированные амплитудные ДН антенны можно рассчитать по формулам:

– в плоскости  $\vec{H}$ :

$$\vec{H}(\varphi = \pi/2) F(\theta^H) = \frac{\sin \left[ \frac{N\pi d_{cp}(1 - \cos \theta^H)}{\lambda} \right]}{N \sin \left[ \frac{N\pi d_{cp}(1 - \cos \theta^H)}{\lambda} \right]};$$

– в плоскости  $\vec{E}$ :

$$\vec{E}(\varphi = 0) F(\theta^E) = \frac{\cos(0,5\pi \sin \theta^E)}{\cos} \cdot \frac{\sin \left[ \frac{N\pi d_{cp}(1 - \cos \theta^E)}{\lambda} \right]}{N \sin \left[ \frac{N\pi d_{cp}(1 - \cos \theta^E)}{\lambda} \right]}.$$

Ширина луча антенны на уровне половинной мощности (в радианах):

– в плоскости  $\vec{E}$ :

$$2\theta_{0,5}^E \approx 3,5/(N-1);$$

– в плоскости  $\vec{H}$ :

$$2\theta_{0,5}^H \approx 3,8/(N-1).$$

Коэффициент направленного действия и эффективная площадь директорной антенны рассчитывается по формулам:

$$D \approx 5[1 + dcp(N - 1)/\lambda]; \quad A_{эф} = D\lambda^2 / 4\pi.$$

Чем больше число директоров тем труднее обеспечить наиболее выгодных фазовые сдвиги между токами в вибраторах, тем меньше амплитуды токов в наиболее удаленных от активного вибратора директорах. По этой причине число директоров в АВК обычно редко бывает более 10 – 12.

Определение параметров многовибраторной АВК теоретическим путем представляет собой весьма сложную задачу. В связи с этим определение параметров многовибраторных АВК проводится, главным образом, опытным путем.

Так как каждый дополнительный вибратор в антенне изменяет характер ее поля, то оптимальные размеры антенны с несколькими директорами отличаются от указанных выше размеров антенны. Расстояние между рефлектором и активным вибратором выбирают в пределах  $(0,1 - 0,25)\lambda$ , а между активным вибратором и первым директором, а также соседними директорами – в пределах  $(0,1 - 0,35)\lambda$ . Активный вибратор путем укорочения настраивается в резонанс. Его длина на несколько процентов меньше  $0,5\lambda$ . Длина рефлектора около  $0,5\lambda$  или на несколько процентов больше. Длина каждого директора обычно находится в пределах  $(0,4 - 0,48)\lambda$ . Установлено, что при выбранном расстоянии между вибраторами длина директоров уменьшается с увеличением числа директоров и их толщины.

Обычно все пассивные вибраторы укрепляются непосредственно на общеметаллическом стержне вдоль оси антенны. Это допустимо потому, что в середине потенциал нулевой. Активный вибратор в виде петлевого вибратора Пистолькорса или вибратора параллельного питания укрепляется непосредственно на стержне. Исключение составляет лишь тот случай, когда в качестве активного вибратора применяется обычный полуволновой вибратор, прикрепленный к стержню с помощью изоляторов. Так как стержень расположен перпендикулярно электрическому полю вибраторов, то токи в нем не наводятся, и, следовательно, он не влияет на процесс излучения и приема магнитных волн.

АВК находит применение в диапазоне метровых и дециметровых волн (телевидение, радиорелейные линии и т. д.). Преимущество этих антенн – малые габариты, простота схемы питания и конструкции. К недостаткам АВК относится то, что они требуют точной настройки и являются узкополосными (сохраняют свои параметры лишь в полосе частот, измеряемой единицами процентов относительно средней частоты). Узкополосность таких антенн в большей мере определяется фазовыми соотношениями, зависящими от частоты.



### 6.3. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Структурная схема установки показана на рис. 6.7.



Рис. 6.7. Структурная схем для исследования ДН АВК: 1 – генератор; 2 – передающая антенна; 3 – приемная антенна; 4 – детекторная секция; 5 – индикатор

Снятие ДН происходит на частотах, указанных преподавателем. Конструкция припадающей и приемной антенны изображены на рис. 6.8.

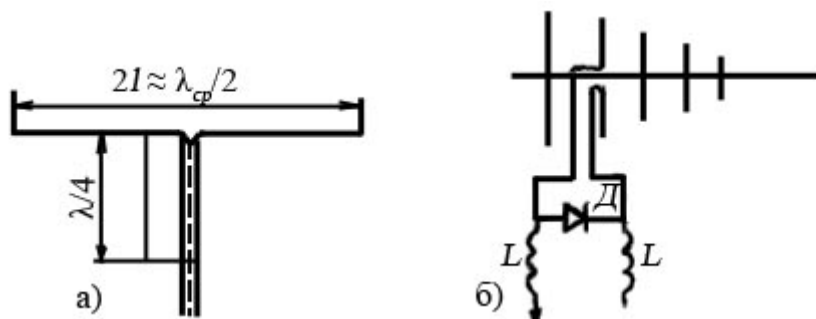


Рис. 6.8. Конструкции антенн: а) передающая; б) приемная

В качестве передающей антенны используется полуволновой вибратор, настроенный на среднюю длину волны  $\lambda_{ср}$  рабочего диапазона. Для уменьшения излучения в обратную сторону применяется рефлектор в виде металлической плоскости. Симметрирующее устройство длиной  $\lambda_{ср}/4$  используется для симметрирования симметричного активного вибратора с несимметричным коаксиальным кабелем.

В качестве приемной антенны используется пятиэлементная АВК, расстояние между вибраторами у которой можно изменять для настройки. Конструкция допускает изменения длины вибраторов. Антенну можно превращать в двух-, трех-, четырехэлементную путем съема неиспользуемых вибраторов. Диод  $Д$  служит для выпрямления высокочастотных колебаний и получения постоянного тока, подаваемого в цепь микроамперметра. Высокочастотные дроссели  $L$  препятствуют проникновению мощности СВЧ в цепь индикатора.

Определение резонансной частоты АВК осуществляется по структурной схеме на рис. 6.9.

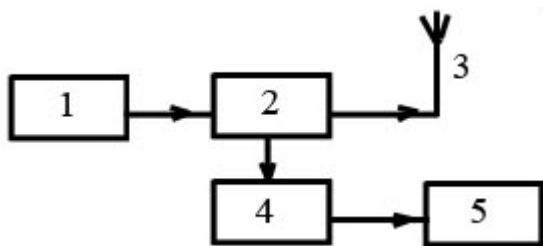


Рис. 6.9. Структурная схема для нахождения резонансной частоты АВК: 1 – генератор; 2 – измерительная линия; 3 – АВК; 4 – детекторная секция; 5 – индикатор

Осуществляется снятие характеристики  $KCB = \Psi(f)$  в рабочем диапазоне генератора и по ней определяется значение резонансной частоты, т. е. частоты, где КСВ минимален. Диапазон частот, в пределах которого КСВ не превышает заданного значения, составляет полосу пропускания.

#### 6.4. ЗАДАНИЕ И ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Ознакомиться со структурной схемой лабораторной установки, изучить работу измерительных приборов согласно их тех. описанию.
2. Включить приборы и дать им прогреться в течение времени, указанного в описании на приборы.
3. Собрать структурную схему согласно рис. 6.8 и снять ДН АВК на частотах, указанных преподавателем. АВК при этом может использоваться как двух-, трех-, пятиэлементная антенна.
4. Собрать структурную схему согласно рис. 6.9 и определить резонансную частоту АВК, а также полосу пропускания антенны.

#### 6.5. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Цель работы.
2. Структурные схемы измерения основных параметров АВК.
3. Таблицы результатов.
4. Графики зависимостей.
5. Выводы.

#### 6.6. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Пояснить устройство АВК.
2. Характер волны АВК.
3. При каких условиях пассивный вибратор выступает в роли рефлектора, а при каких в роли директора?
4. Какой характер реактивности имеет рефлектор и директор?

5. От чего зависит величина реактивного сопротивления рефлектора и директора?
6. Почему нет необходимости устанавливать второй рефлектор?
7. Из каких соображений число директоров ограничивается?
8. Оптимальные размеры АВК при наличии нескольких вибраторов.
9. Почему пассивные вибраторы можно непосредственно укреплять на общем металлическом стержне?
10. Как производится настройка АВК?
11. Как определяется резонансная частота АВК?

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 7 Исследование рупорных антенн

### 7.1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Ознакомление с устройством и физикой работы рупорных антенн (РА); выяснение влияния размеров РА на характеристику направленности, коэффициент направленного действия и коэффициент усиления; освоение методики снятия характеристики направленности и поляризационной направленности антенн; измерение входного сопротивления и эффективной площади РА.

### 7.2. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Открытый конец волновода можно рассматривать как простейшую антенну СВЧ, но такие излучатели являются слабонаправленными. Это связано с тем, что размеры раскрытия волновода во избежание возникновения волн высших типов не могут быть больше определенных (размеры поперечного сечения волновода соизмеримы с длиной волны), а для получения остронаправленных характеристик необходимо, чтобы размеры излучающей поверхности были значительно больше длины волны. Кроме того, открытый конец волновода отражает заметную часть СВЧ-энергии, не излучая ее в свободное пространство. Коэффициент отражения открытого волновода равен 0,25 – 0,3. Следовательно, такая антенна плохо согласована с окружающим пространством.

Расширение волновода, образующее рупор, улучшает направленность и уменьшает отражение. Коэффициент отражения используемых ру-

поров близок к нулю. Основные типы РА образуются в результате расширения прямоугольного или круглого волноводов. Если расширение прямоугольного волновода происходит только в одной плоскости, то получаемый таким образом рупор называют секториальным. При расширении волновода в плоскости вектора поля  $H$  рупор называют  $H$ -секториальным или  $H$ -плоскостным (рис.7.1, а), при расширении в плоскости вектора  $E$  рупор называют  $E$ -секториальным или  $E$ -плоскостным (рис.7.2, б). Если прямоугольный волновод расширяется одновременно в плоскостях векторов  $E$  и  $H$ , получается пирамидальный рупор. Последний может быть остроконечным (рис.7.1, в) и клиновидным (рис.7.1, г), Кроме указанных типов, применяется комбинированный прямоугольный рупор (рис.7.1, д). Плавное расширение стенок круглого волновода приводит к образованию конических рупоров (рис.7.1, е).

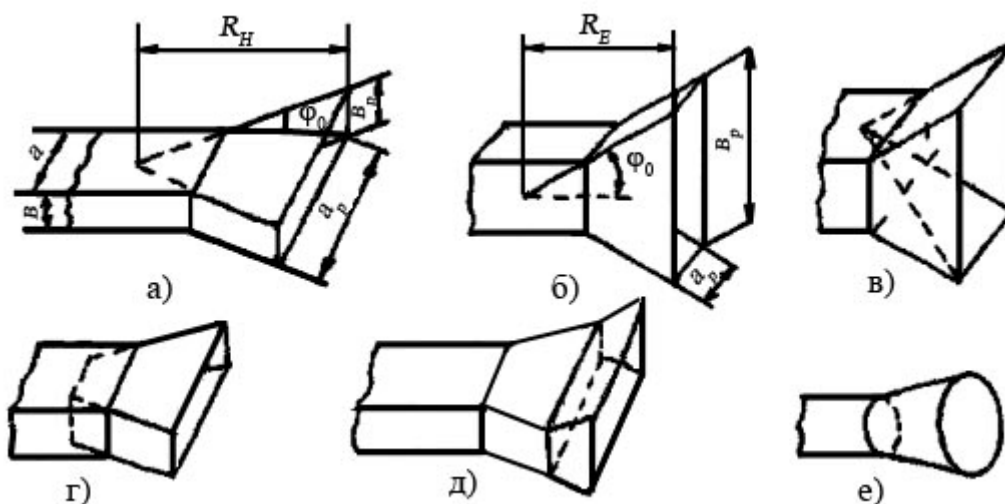


Рис. 7.1. Основные типы РА: а)  $H$ -секториальный; б)  $E$ -секториальный; в) остроконечный пирамидальный; г) клиновидный пирамидальный; д) комбинированный; е) конический:  $a, b$  – размер широкой и узкой стенок волновода соответственно;  $a_p, b_p$  – ширина раскрыва рупора относительно широкой и узкой стенок волновода соответственно;  $R_H, R_E$  – длина рупора в  $H$  и  $E$  плоскости соответственно; точка  $O$  – вершина рупора;  $2\phi_0$  – угол раскрыва

Секториальный рупор образует веерообразную диаграмму. Рупор, расходящийся в магнитной плоскости ( $H$ -рупор), имеет меньше побочного излучения, чем рупор, расходящийся в электрической плоскости ( $E$ -рупор), и поэтому предпочтительнее. Пирамидальные рупоры используют, если необходимо получить максимальный коэффициент направленного действия от рупора данной длины  $l$ . Конические рупоры из-за недостатков, присущих излучателям в виде открытого конца круглого волновода (неустойчивость поляризации поля), применяются редко. Комбинированный рупор

имеет несколько меньший коэффициент отражения, чем пирамидальный, но вследствие более сложной конструкции применяется реже последнего.

РА на электрических схемах изображаются согласно рис.7.2, продольное сечение рупора изображено на рис. 7.3.

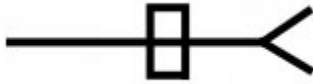


Рис. 7.2 Продольное сечение рупора

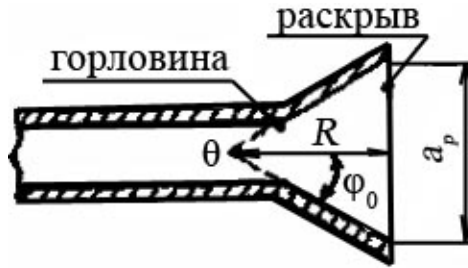


Рис. 7.3. Изображение РА на электрических схемах

Рассмотрим принцип работы РА. С выхода генератора СВЧ через отрезок питающего волновода электромагнитная энергия поступает к горловине рупора в виде волны с плоским фазовым фронтом. Основная доля энергии проходит сквозь горловину и распространяется вдоль рупора в виде расходящейся волны. Некоторая часть энергии отражается от горловины и возвращается по волноводу к генератору. Коэффициент отражения тем больше, чем сильнее выражена неоднородность в месте перехода к рупору, т. е. чем больше угол раскрытия  $2\phi_0$ . Электромагнитная волна, достигнув раскрытия, являющегося границей раздела рупора и свободного пространства, большей частью излучается в свободное пространство, но часть энергии все же отражается от раскрытия и движется в обратном направлении. При этом надо иметь в виду, что коэффициент отражения уменьшается с увеличением  $R$  и  $a_p$ , так как с увеличением раскрытия фазовая скорость  $v_\phi$  приближается к скорости света  $C$ , что приводит к уменьшению отражения волны от излучающей поверхности рупора:

$$v_\phi = C / \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a_p}\right)^2}$$

В то же время размеры раскрытия  $a_p$  и  $b_p$  связаны с требуемой шириной диаграммы направленности (ДН) на уровне половинной мощности следующими соотношениями:

а)  $a_p = 68\lambda / (2\phi_{0,5})_H^\circ; b_p = 53\lambda / (2\theta_{0,5})_E^\circ$  для  $E$ -секториального рупора;

б)  $a_p = 80\lambda / (2\phi_{0,5})_H^\circ; b_p = 51\lambda / (2\theta_{0,5})_E^\circ$  для  $H$ -секториального рупора;

в)  $a_p = 80\lambda / (2\phi_{0,5})_H^\circ; b_p = 53\lambda / (2\theta_{0,5})_E^\circ$  для пирамидального рупора.

Диаметр раскрыва конического рупора выбирается из соотношений:

$$(2\varphi_{0,5})_H^\circ \approx 70 \cdot \lambda / d_p; \quad (2\theta_{0,5})_E^\circ \approx 60\lambda / d_p.$$

В приведенных выше соотношениях  $(2\varphi_{0,5})_H^\circ$  и  $(2\theta_{0,5})_E^\circ$  – соответственно ширина диаграммы направленности на уровне горловинной мощности для плоскостей  $H$  и  $E$ .

Плавный переход от волновода к рупору сопровождается некоторым искажением структуры поля в волноводе. В основном это искажение касается закона распределения фаз. Амплитудное же распределение поля в раскрыве рупора принимается таким же, как в питающем его волноводе. Например, при возбуждении рупора прямоугольным волноводом с волной  $H$  вдоль оси  $x$  (проходящей в плоскости  $H$ ) распределение амплитуды поля косинусоидальное, а вдоль оси  $y$  (проходящей в плоскости  $E$ ) амплитудное распределение поля равномерное. В связи с тем, что фронт волны в рупоре не остается плоским, а трансформируется (в первом приближении) в цилиндрический в секториальных и в сферический в пирамидальном и коническом рупорах, то для всех модификаций РА закон изменения фазы поля в раскрыве рупора близок к квадратичному.



Рис. 7.4. Структура магнитного поля в  $H$ -секториальном рупоре

На рис.7.4 показан  $H$ -секториальный рупор и структура магнитного поля в нем.

В рупоре возникает волна, подобная волне  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе. Однако секториальный рупор отличается от волновода тем, что в нем фронт волны образует цилиндрическую поверхность, фазовая скорость является переменной величиной, зависящей от отношения  $a/\lambda$ , поле на большом расстоянии от горловины рупора принимает вид чисто поперечных волн.

Задача об излучении РА сводится к задаче об излучении плоской ограниченной поверхности прямоугольной или круглой формы с квадратичным законом распределения фаз полей элементов Гюйгенса, образующих данную излучаемую поверхность.

Направленность излучения РА зависит от площади излучающего раскрыва, называемого апертурой, а также от характера распределения амплитуд и фаз возбуждающих их полей. В плоскости  $E$  ДН несколько уже, чем в плоскости  $H$ , что объясняется разным законом изменения амплитуды поля в раскрыве в этих плоскостях.

Длина пирамидального рупора выбирается исходя из требований обеспечения допустимой фазовой ошибки в раскрыве и правильной стыковки рупора с питающим волноводом. На значение фазовой ошибки в апертуре налагаются ограничения, связанные с минимизацией искажения главного максимума ДН. Для РА характерным является наличие оптимального угла раскрыва  $2\phi_0$ , соответствующего минимальной ширине ДН при фиксированном значении длины рупора  $R$ . Рупор, который при заданной  $R$  имеет максимальный коэффициент направленного действия, называется оптимальным. При малых углах раскрыва несинфазность поля в раскрыве незначительна и не оказывает заметного влияния на ширину ДН. Поэтому с увеличением угла раскрыва РА ширина ДН вначале убывает из-за роста размера раскрыва. Однако при росте угла раскрыва сверх его оптимального значения из-за значительных фазовых искажений поля на краях рупора по отношению к полю в его середине ДН расширяется, и уровень боковых лепестков возрастает. В частности, для РА, возбуждаемой прямоугольным волноводом с волной  $H_{10}$  в плоскости  $E$ -рупора, где амплитудное распределение равномерное, допустимое значение фазовой ошибки  $\Psi_{\text{макс}E} \leq \pi/2$ . В плоскости  $H$  из-за косинусоидального закона изменения амплитуды поля допустимое значение фазовой ошибки увеличивается до  $\Psi_{\text{макс}H} \leq 3\pi/4$ . Допустимая фазовая ошибка налагает ограничения на величину длины рупора. При принятых значениях фазовой ошибки оптимальная длина РА может быть определена из соотношений:

$$R_E \geq b_p^2 / 2\lambda; \quad R_H \geq a_p^2 / 3\lambda.$$

Для осуществления стыковки пирамидального рупора с волноводом должно еще дополнительно выполняться условие:

$$R_H (1 - a/a_p) = R_E (1 - b/b_p).$$

Для конических РА имеем соответственно:

$$\Psi_{\text{макс}} \approx (108 - 144)^\circ; \quad R_0 \approx d_p / 2.4\lambda - 0.152\lambda.$$

Нормированные амплитудные ДН РА при возбуждении ее волной  $H_{10}$  приближенно можно рассчитать по формулам:

– в плоскости  $H$ :

$$F(\theta^H) = \frac{\cos\left(\frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \theta^H\right)}{1 - \left(\frac{2a_p}{\lambda} \sin \theta^H\right)^2} \cdot \frac{1 + \cos \theta^H}{2};$$

– в плоскости  $E$ :

$$F(\theta^E) = \frac{\sin\left(\frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta^E\right)}{\frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta^E} \cdot \frac{1 + \cos \theta^E}{2},$$

где  $\theta^H, \theta^E$  – углы, отсчитываемые соответственно в плоскостях  $H$  и  $E$ , рад.

Коэффициент направленного действия оптимальных рупоров может быть определен из выражения:

а) для секториальных рупоров:

$$D_{\text{макс}} = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \nu,$$

где  $S$  – площадь раскрыва рупора;

$\nu$  – коэффициент использования поверхности раскрыва, учитывающий неравномерность и несинфазность возбуждения раскрыва (для  $H$ -рупоров  $\nu = 0,64$  и  $E$ -рупоров  $\nu = 0,62$ ).

б) для пирамидальных рупоров ( $\nu = 0,5$ ):

$$D_{\text{макс}} = 16\sqrt{R_E R_H} / \lambda;$$

в) для конических рупоров ( $\nu = 0,51$ ):

$$D_{\text{макс}} = (12 \div 16) R_0 / \lambda.$$

Так как синфазному раскрыву антенны соответствует  $\nu = 0,81$ , то для увеличения рупора и снижения уровня боковых лепестков можно идти по пути увеличения глубины рупора по сравнению с оптимальной глубиной. Но так как  $R$  пропорциональна квадрату размера раскрыва, то даже при незначительном возрастании  $\nu$  длина антенны существенно возрастает (например, чтобы довести  $\nu$  секториальных рупоров до  $\nu = 0,73$ , их необходимо сделать в 1,5 раза длиннее оптимального, сохранив неизменной площадь раскрыва) и в большинстве случаев не оправдывает увеличение габаритов. Увеличение  $R$  по сравнению с  $R_{\text{опт}}$  не может повысить КПД более чем на 20 %.

Достоинством РА является ее широкополосность, определяемая широкополосностью питаемого волновода (примерно полуторное перекрытие по диапазону). КПД рупора практически равен 1. РА просты в изготовлении. Их недостаток состоит в громоздкости конструкции, ограничивающей возможность получения узких ДН. РА применяются для формирования относительно широких ДН ( $10 - 20$ )°. Если от РА требуется узкая ДН, то ее комбинируют с фазовым корректором в раскрыве: параболоидом или линзой.



РА применяют как самостоятельные антенны, так и в качестве элементов более сложных антенн. Как самостоятельные антенны их применяют на летательных аппаратах, в радиорелейных линиях, станциях метеослужбы, в радиоизмерительной аппаратуре. Кроме того, небольшие РА широко используются в качестве облучателей зеркальных и линзовых антенн, излучающих элементов антенных решеток.

### 7.3. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

ДН антенны снимается согласно структурной схеме (рис. 7.5).

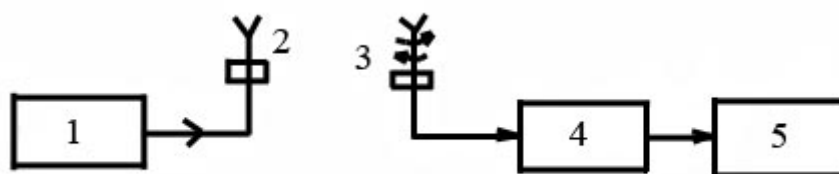


Рис. 7.5. Схема установки для снятия ДН рупорных антенн: 1 – генератор СВЧ; 2 – вспомогательная (передающая) антенна; 3 – исследуемая (приемная) антенна; 4 – детекторная секция; 5 – индикатор (микроамперметр).

Исследуемая РА состоит из рупорной антенны и опоры, на которой устанавливается антенна. Опора состоит из треноги, азимутального механизма и механизма ориентации. Для коррекции фазовых искажений и обеспечения нормальной формы ДН во всем диапазоне частот в раскрыве РА установлена линза из пенопласта. Тренога обеспечивает устойчивое положение антенны во время измерений. Азимутальный механизм обеспечивает вращение антенны по азимуту в обе стороны. Механизм ориентации обеспечивает вращение РА по углу места и плоскости поляризации.

Входное сопротивление РА намеряется согласно структурной схеме (рис.7.6).

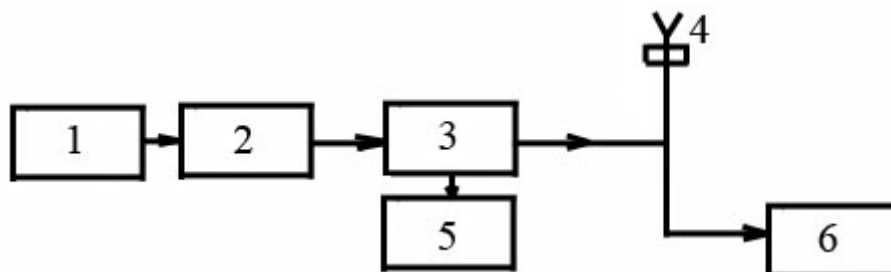


Рис. 7.6. Структурная схема для измерения входного сопротивления РА: 1 – генератор СВЧ; 2 – аттенюатор; 3 – измерительная линия; 4 – исследуемая антенна; 5 – индикатор; 6 – короткозамкнутая нагрузка

Определение входного сопротивления РА осуществляется путем нахождения смещения узла напряжения при замене антенны короткозамкнутой нагрузкой с помощью круговой диаграммы сопротивлений.

Измерение эффективной площади РА осуществляется по структурной схеме (рис. 7.7).

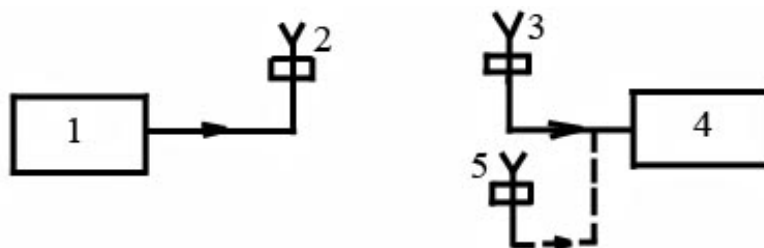


Рис. 7.7. Структурная схема измерения эффективной площади антенны:  
1 – генератор СВЧ; 2 – вспомогательная антенна; 3 – измерительная антенна;  
4 – измеритель мощности; 5 – испытываемая антенна

Эффективная площадь антенны определяется по формуле:

$$A_{эф} = A'_{эф} \cdot P'_{np} / P_{np};$$

где  $A'_{эф}$  – эффективная площадь измерительной антенны, определяемая по графику, прилагаемому к антенне, см;

$P'_{np}, P_{np}$  – отсчет мощности соответственно для испытываемой и измерительной антенн.

Поляризационная характеристика снимается согласно структурной схеме (рис.7.8).



Рис. 7.8. Структурная схема для измерения поляризационной характеристики РА:  
1 – генератор СВЧ; 2 – исследуемая антенна; 3 – антенна линейной поляризации;  
4 – детекторная секция; 5 – индикатор

Поляризационная характеристика представляет собой зависимость величины вектора напряженности электрического поля от угловой координаты, изменяющейся в плоскости, перпендикулярной направлению распространения волны.

#### 7.4. ЗАДАНИЕ И ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Ознакомиться со структурными схемами лабораторных установок, изучить работу измерительных приборов согласно тех. описанию.
2. Включить приборы и дать им прогреться в течение времени, указанного в описании на прибор.
3. Собрать структурную схему согласно рис. 7.5 и снять ДН РА на одной из частот рабочего диапазона генератора.
4. Собрать структурную схему согласно рис. 7.6 и измерить входное сопротивление антенны па частоте, указанной преподавателем.
5. Собрать структурную схему согласно рис. 7.7 и измерить эффективную площадь антенны на частоте, указанной преподавателем.
6. Собрать структурную схему согласно рис. 7.8 и снять поляризационную характеристику на частоте, указанной преподавателем.

#### 7.5. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Цель работы
2. Структурные схемы измерения основных параметров РА.
3. Таблицы результатов.
4. Графики зависимостей.
5. Выводы.

#### 7.6. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Недостатки простейшей антенны (открытого конца волновода).
2. Конструкции РА.
3. Типы РА.
4. Принцип действия РА.
5. Структура поля РА.
6. Факторы, влияющие на ДН РА.
7. Смысл оптимального угла раскрыва.
8. Оптимальные размеры рупоров.
9. Преимущества и недостатки РА.
10. Применение РА.
11. Методика измерения основных параметров РА.

## ВОПРОСЫ ТЕКУЩЕГО КОНТРОЛЯ

1. Классификация диапазонов волн. Особенности диапазона СВЧ.
2. Основы теории электромагнитного поля.
3. Уравнения Максвелла.
4. Свойства материальных сред.
5. Граничные условия на границах раздела сред.
6. Энергия электромагнитного поля.
7. Длинная линия, разомкнутая на конце.
8. Длинная линия, короткозамкнутая на конце.
9. Эквивалентная схема длинной линии. Телеграфные уравнения.
10. Волновые уравнения. Общие сведения об волновых процессах.
11. Распространение ЭМВ в различных средах. Дисперсия.
12. Классификация ЭМВ.
13. Поверхностный эффект.
14. Линия передач. Требования к линиям передач. Типы линии передач.
15. Коаксиальные линии передач.
16. Полосковые линии передач.
17.  $H$ -волны в прямоугольном волноводе.
18.  $E$ -волны в прямоугольном волноводе.
19.  $H$ -волны в круглом волноводе.
20.  $E$ -волны в круглом волноводе.
21. Распределения СВЧ-токов в прямоугольном волноводе на волне  $H_{10}$ .
22. Диэлектрические, волоконно-оптические линии передач.
23. Резонаторы.
24. Режимы работы волноводов и резонаторов.
25. Возбуждение ЭМВ в волноводах и резонаторах.
26. Согласование СВЧ-трактов.
27. Согласование и реактивные нагрузки.
28. Изоляторы в линиях передачи.
29. Согласующие трансформаторы.
30. Коаксиально-волноводные переходы.
31. Изгибы, скрутки линий передач.
32. Короткозамыкающие поршни в волноводных трактах.
33. Направленные ответвители. Принцип работы и основные характеристики.
34. Атенюаторы. Принцип работы, основные характеристики.
35. Фазовращатели.
36. Разветвители мощности.
37. Детекторы СВЧ сигналов.
38. Смесители СВЧ сигналов.
39. Фильтры СВЧ.
40. Коммутаторы СВЧ сигналов.
41. Мостовые соединения.
42. Роль антенн в РТС.
43. Параметры антенн. Виды диаграмм направленности.

44. Вибраторные антенны.
45. Согласование антенн с нагрузкой.
46. Излучение электромагнитных волн.
47. Антенны из двух вибраторов.
48. Рупорные антенны.
49. Зеркальная параболическая антенна.
50. Линзовая антенна.
51. Диэлектрическая антенна.
52. Спиральная антенна.
53. Волноводно-щелевые антенны.
54. Антенные решетки.
55. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств.
56. Конструирование экранов. Материалы для экранов.
57. Конструкции экранов.
58. Интегральные схемы СВЧ. Фильтры СВЧ в интегральном исполнении.
59. Направленные ответвители, делители мощности в интегральном исполнении.
60. Коммутаторы и аттенюаторы в интегральном исполнении.
61. Клитрон. Принцип работы, основные характеристики.
62. Магнетрон.
63. Лампы бегущей волны.
64. Лампы обратной волны.
65. Полупроводниковые приборы СВЧ.

## СЛОВАРЬ НОВЫХ ТЕРМИНОВ

**Анизотропная среда** – среда, параметры которой зависят от направления поля.

**Волна** – всякое изменяющееся со временем чередование максимумов и минимумов некоторой физической величины.

**Волновод** – экранированная линия передачи, как правило, с прямоугольной или круглой формой поперечного сечения.

**Градиент** – вектор, направленный в сторону максимального возрастания некоторой физической величины и численно равный скорости изменения данной величины в этом направлении.

**Дивергенция** – скалярная функция, численно равная величине потока физической величины на единицу объема.

**Дисперсия** – зависимость фазовой (групповой) скорости волны от частоты.

**Емкость** – величина заряда на единицу потенциала.

**Изотропная среда** – среда, у которой параметры не зависят от направления поля.

**Линейная среда** – среда, у которой параметры не зависят от характеристик поля.

**Магнитное поле** – одно из проявлений электромагнитного поля, обусловленное электрическими зарядами движущихся электрических частиц и изменениями электри-

ческого поля, оказывающее силовое воздействие на движущиеся частицы и выявляемое по силовому воздействию, направленному нормально к направлению движения этих частиц и пропорциональному их скорости.

**Магнитоэлектростатический потенциал** – величина, градиент от которой (со знаком «минус») равен напряженности магнитного поля.

**Нелинейная среда** – среда, параметры которой зависят от характеристик поля.

**Неоднородная среда** – среда, параметры которой зависят от координат.

**Объемная плотность заряда** – величина заряда на единицу объема.

**Однородная среда** – среда, у которой параметры не зависят от координат.

**Плоская электромагнитная волна** – волна, для которой характерна зависимость напряженности электростатического поля только от продольной компоненты  $Z$ , а фазовый фронт представляет собой плоскость.

**Плотность тока** – величина тока на единицу площади.

**Поверхностный эффект** – вытеснение тока на верхнюю сторону проводника, наиболее сильно проявляющееся в СВЧ диапазоне.

**Поле** – задание в каждой точке пространства некоторой скалярной или векторной величины.

**Поляризация электромагнитных волн** – ориентация вектора напряженности электрического поля в пространстве.

**Резонатор** – колебательный контур в СВЧ диапазоне.

**Ротор** – векторная функция, численно равная циркуляции вектора по заданному контуру, отнесенная к площади этого контура.

**Свободное пространство** – пространство без учета влияния Земли и поглощения в атмосфере.

**Стационарное поле** – поле, характеризующееся отсутствием временных зависимостей физических величин.

**Фронт волны** – поверхность с одинаковыми значениями фазы волны.

**Частота** – число колебаний за одну секунду.

**Эквипотенциали** – поверхности уровня, для которых величина потенциала постоянна.

**Электрический заряд** – свойство частиц вещества или тел, характеризующее их взаимосвязь с собственным электромагнитным полем и их взаимодействие с внешним электромагнитным полем.

**Электрическое поле** – одно из проявлений электромагнитного поля, обусловленное электрическими зарядами и изменениями магнитного поля, оказывающее силовое воздействие на заряженные частицы и тела и выявляемое по силовому воздействию на неподвижные заряженные тела и частицы.

**Электромагнитное поле** – вид материи, характеризующийся совокупностью взаимосвязанных и взаимообуславливаемых друг другом электрических и магнитных полей.

**Электростатический потенциал** – работа, совершаемая в процессе удаления единичного положительного заряда из данной точки в бесконечности.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Конструирование СВЧ-устройств и экранов / А. М. Чернушенко, Н. Е. Меланченко, Л. Г. Малорацкий, Б. В. Петров; под ред. А. М. Чернушенко. – М. : Радио и связь, 1990. – 352 с.
2. Фальковский, О. И. Техническая электродинамика / О. И. Фальковский. – М. : Связь, 1978. – 429 с.
3. Сазонов, Д. М. Устройства СВЧ / Д. М. Сазонов, А. Н. Гридин, Б. А. Мишустин. – М. : Высш. шк., 1981. – 295 с.
4. Нефедов, Е. И. Полосковые линии передачи: электродинамические основы автоматизированного проектирования интегральных схем СВЧ / Е. И. Нефедов, А. Т. Филалковский. – М. : Наука, 1980. – 312 с.
5. Справочник по расчету и конструированию полосковых устройств / С. И. Захаров, В. И. Вольман, Ю. Н. Либ [и др.]; под ред. В. И. Вольмана. – М. : Радио и связь, 1982. – 328 с.
6. Конструкторско-технологические основы проектирования полосковых микросхем / И. П. Бушминский, А. Г. Гулков, В. Ф. Дергачев [и др.]; под ред. И. П. Бушминского. – М. : Радио и связь. – 270 с.
7. Лебедев, И. В. Техника и приборы СВЧ / И. В. Лебедев. – М. : Высш. шк., 1972. – Ч. II – 374 с.
8. Федоров, Н. Д. Электронные и квантовые приборы СВЧ / Н. Д. Федоров. – М. : Атомиздат, 1974. – 250 с.
9. Лавров, А. С. Антенно-фидерные устройства / А. С. Лавров, Г. Б. Резников. – М. : Сов. Радио, 1974. – 367 с.
10. Вамберский, М. В. Передающие устройства СВЧ / М. В. Вамберский, В. И. Казанцев, С. А. Шелухин; под ред. М. В. Вамберского. – М. : Высш. шк., 1984. – 440 с.
11. Гвоздев, В. И. Объемные интегральные схемы СВЧ / В. И. Гвоздев, Е. И. Нефедов. – М. : Наука. 1985. – 260 с.
12. Полонский, Н. Б. Конструирование электромагнитных экранов для радиоэлектронной аппаратуры / Н. Б. Полонский. – М. : Сов. радио, 1979. – 216 с.
13. Кац, Б. М. Оптимальный синтез устройств СВЧ с  $T$ -волнами / Б. М. Кац, В. П. Мещанов, А. Л. Фельдштейн. – М. : Радио и связь, 1984. – 286 с.
14. Гупта, К. Машинное проектирование СВЧ-устройств : пер. с англ. / К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха. – М. : Радио и связь, 1987. – 428 с.
15. Чернушенко, А. М. Измерение параметров электронных приборов дециметрового и сантиметрового диапазонов волн / А. М. Чернушенко, А. В. Майбородин; под ред. А. М. Чернушенко. – М. : Радио и связь, 1986. – 336 с.
16. Фрайдин, А. З. Измерение параметров антенно-фидерных устройств / А. З. Фрайдин, Е. В. Рыжов. – М. : Связь, 1972. – 430 с.
17. Сазонов, Д. М. Антенны и устройства СВЧ : учебник для вузов / Д. М. Сазонов. – М. : Высш. шк., 1988.
18. Григорьев, А. Д. Электродинамика и техника СВЧ / А. Д. Григорьев. – М. : Высш. шк., 1990.
19. Хмель, В. Ф. Антенны и устройства СВЧ / В. Ф. Хмель, А. Ф. Чаплин, И. И. Шумлянский. – Киев : Высш. шк., 1990.
20. Татур, Т. А. Основы теории электромагнитного поля: справочное пособие / Т. А. Татур. – М. : Высш. шк., 1989.
21. Микроэлектронные устройства СВЧ / под ред. Г. И. Веселова. – М. : Высш. шк., 1988.
22. <http://www.teleradio.ru/arials/Arials.htm>
23. <http://www.cqham.ru/ant10.htm>
24. <http://www.un7ppx.narod.ru/anten.htm>

*Учебное издание*

## ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОЛЯ И ВОЛНЫ

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС

для студентов специальности 1-39 02 01 «Моделирование  
и компьютерное проектирование радиоэлектронных средств»

Составитель

ЯНУШКЕВИЧ Виктор Францевич

Редактор *Ю. В. Мацук*

Дизайн обложки *И. С. Васильевой*

---

Подписано в печать 28.06.07. Формат 60x84 <sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Бумага офсетная. Гарнитура Таймс.  
Печать трафаретная. Усл. печ. л. 16,94. Уч.-изд. л. 15,69. Тираж 70 экз. Заказ 1020.

---

Издатель и полиграфическое исполнение –  
Учреждение образования «Полоцкий государственный университет»

ЛИ № 02330/0133020 от 30.04.04 ЛП № 02330/0133128 от 27.05.04

211440, г. Новополоцк, ул. Блохина, 29