

Министерство образования Республики Беларусь  
Учреждение образования  
«Полоцкий государственный университет»

В. Ф. ЯНУШКЕВИЧ

## АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ

Учебно-методический комплекс  
для студентов специальности 1-39.01.01 «Радиотехника»

Новополоцк  
ПГУ  
2009

УДК 621.396.6(075.8)  
ББК 32.845я73  
Я65

Рекомендовано к изданию методической комиссией  
радиотехнического факультета (протокол № 3 от 17.11.2009)  
в качестве учебно-методического комплекса

#### РЕЦЕНЗЕНТЫ:

заместитель директора «РадиоЛэб» Д. И. БЕЛОРУСОВ;  
д-р техн. наук, проф. каф. радиоэлектроники УО «Полоцкий  
государственный университет» В. К. ЖЕЛЕЗНЯК

**Янушкевич, В. Ф.**

Я65      Антенны и устройства СВЧ : учеб.-метод. комплекс для студентов  
спец. 1-39.01.01 «Радиотехника» / В. Ф. Янушкевич. – Новополоцк : ПГУ,  
2009. – 360 с.

ISBN 978-985-418-935-2.

Изложены принципы работы, даны характеристики и параметры основных  
устройств и антенн СВЧ диапазона. Рассмотрены методы матричного расчета  
многополюсников СВЧ; большое внимание уделено элементам и узлам СВЧ

Предназначен для студентов радиотехнических специальностей.

**УДК 621.396.6(075.8)**  
**ББК 32.845я73**

**ISBN 978-985-418-935-2**

© Янушкевич В. Ф., 2009  
© УО «Полоцкий государственный  
университет», 2009

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Техника антенн и устройств СВЧ – быстро развивающаяся область современной радиоэлектроники. Развитию ее способствуют совместные усилия специалистов по прикладной электродинамике, системотехнике, радиотехническим устройствам, электронике, автоматике, метрологии, конструированию и технологии производства и др. можно с уверенностью сказать, что дальнейшее теории и техники антенн и устройств СВЧ позволит успешно решить многие задачи, связанные с созданием системы глобальной радиосвязи, получением информации об окружающей среде и удаленных объектах, освоением космоса, беспроводной передачей энергии на значительные расстояния, медицинской диагностикой, лечением ряда заболеваний и др.

Поэтому очень актуальным 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 «Антенны и устройства СВЧ» будет способствовать повышению качества усвоения знаний студентами по данному курсу и улучшению методического обеспечения учебного процесса.

## 1. ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ДИСЦИПЛИНЫ

### 1.1. Цель преподавания дисциплины

Основная цель преподавания дисциплины – уяснение студентами основных теоретических понятий, расчетных методов и принципов конструирования современных устройств СВЧ и антенн, подготовка к овладению современными методами проектирования СВЧ-устройств и антенн различных классов.

### 1.2. Задачи изучения дисциплины

- изучение теории передающих и приемных антенн и трактов их питания, конструкций типовых элементов антенных систем;
- приобретение навыков измерения и анализа параметров антенн – характеристика направленности, коэффициент усиления, входное сопротивление, эффективная поверхность. Шумовая температура и т.д.;
- получение представления об опасности воздействия СВЧ-излучения на человеческий организм и изучение правил техники безопасности.

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

№ п/п	Название дисциплины	Раздел темы
1	Высшая математика	Векторный анализ, теория поля, дифференциальные уравнения, специальные функции
2	Физика	Электromагнетизм
3	Основы метрологии и радиоизмерения	Радиоизмерения параметров радиотехнических цепей
4	Основы автоматизированного проектирования РЭУ	Методы автоматизированного проектирования РЭУ
5	Электронные приборы СВЧ	Приборы и характеристики электронных приборов СВЧ

## 2. ВИДЫ ЗАНЯТИЙ И ФОРМЫ КОНТРОЛЯ ЗНАНИЙ

Виды занятий, формы контроля знаний	Д		З	
	П	С	П	С
Курс	3			
Семестр	5,6			
Лекции, ч	90			
Экзамен (семестр)	5			
Зачет (семестр)	6			
Практические (семинарские), ч	18			
Лабораторные занятия, ч	32			
Расчетно-графические работы (семестр)	-			
Контрольные работы (семестр)	-			
Курсовая работа (семестр/часы)	6/36			
Курсовой проект (семестр/часы)	-			
Управляемая самостоятельная работа (часы)	36			

### 3. ЛЕКЦИОННЫЙ КУРС

№	Название темы	Содержание	Число часов		
			Д	П	С
5-й семестр					
1	Введение	Предмет и задачи дисциплины. Применение устройств СВЧ и антенн в радиосистемах. Содержание дисциплины и ее связь с другими дисциплинами.	1		
2	Линии передачи и элементы тракта в радиосистемах различных диапазонов волн	Основные параметры линии передач (дисперсионная характеристика, затухание, электропрочность и др.). классификация и обзор наиболее распространенных линий и сведение их к единой математической модели. Трансформация сопротивлений. Круговая диаграмма. Расчет согласующих цепей. Типовые элементы (переходы, повороты, стыковочные узлы, отражающие препятствия) для коаксиальных, волноводных и микрорезонаторных трактов. Интегральные схемы СВЧ. волоконно-оптические линии передачи и тракты. Режим работы линий передачи.	8		
3	Матричное описание многополосников СВЧ	Многополосники СВЧ. Виды матриц (рассеяния, сопротивления элементов, проводимостей, передачи) и соотношения между ними. Способы измерения элементов матриц, налагаемые условия взаимности, симметрии и отсутствия потерь. Составление матриц на примерах тройников и балансных устройств (двойной Т-мост, шелевой мост).	6		
4	Методы анализа и синтеза устройств СВЧ	Принцип декомпозиции. Метод синфазного и противофазного возбуждения для симметричных 8-ми полюсников. Анализ и синтез направленных ответвителей (связанные линии передачи, гибридное кольцо, квадратный мост). Применение ЭВМ в задачах анализа и синтеза многополосников. Алгоритмы объединения устройств в общий тракт. Принципы создания интегральных конструкций трактов и применение САПР. Колебательные системы СВЧ. Фильтры СВЧ.	5		
5	Управляющие устройства СВЧ	Классификация управляющих устройств. Фазовращатели и коммутаторы на управляющих p-i-n диодах. Ферритовые приборы (вентили, циркуляторы, фазовращатели).	4		
6	Основы теории антенн	Структурная схема антенны. Общие выражения для электромагнитного поля излучающей системы в дальней, промежуточной и ближней зонах. Элементарные излучатели линейной и круговой поляризации - электрический и магнитный диполи Герца, рамка, турникетный излучатель, источник однонаправленного излучения (элемент Гюйенса). Реальные вибраторные, шелевые и микрорезонаторные излучатели.	9		

№	Название темы	Содержание	Число часов	
			Д	З
		Влияние плоских и искривленных поверхностей на излучение источников. Внутренняя и внешняя задачи теории антенн.		
7	Параметры антенных систем в передающих и приемных зажимах	Характеристика направленности. Поляризационные и фазовые свойства. КНД, коэффициент усиления, ширина луча, уровень бокового излучения. Взаимосвязь между параметрами. Обобщенное представление антенны в радиосистеме в виде четырехполосника. Эквивалентная схема приемной антенны. Поляризационные соотношения при радиоприеме. Эквивалентная поверхность и шумовая температура приемной антенны. Взаимное сопротивление между антеннами. Проблемы электромагнитной совместимости и методы их решения.	5	
8	Линейные излучательные системы	Идеальный линейный излучатель. Режимы излучения – поперечный, сканирующий, осевой. Ширина луча, КНД. Влияние вида амплитудно-фазового распределения на параметры линейной антенны. Равномерная фазоинвертная антенная решетка. Выбор шага решетки. КНД решетки и мощность излучения. Понятие о методах синтеза линейных излучателей и решеток. Антенны осевого излучения – спиральные, диэлектрические, директорные, импедансные. Оптимизация характеристик антенн осевого излучения. Волноводно-шелевые антенные решетки.	1 2	
9	Апертурные антенны	Сведения плоских и неплоских апертур к эквивалентным излучателям. Характеристики направленности, КНД, эффективная поверхность плоского раскрыва. Возможности фокусировки излучения в промежуточной и ближней зонах. Методы управления сканированием луча. Плоские фазированные решетки. Размещение излучателей по раскрыву по критерию отсутствия побочных главных максимумов. Схемы построения и разновидности антенных решеток. Активные фазированные решетки. Понятие об адаптивных антенных решетках. Несканирующие апертурные антенны – зеркальные, рупорные, линзовые. Проектирование одно- и двухзеркальных антенн. Оптимизация характеристик облучателей зеркал и линз. Гибридные, зеркальные и линзовые антенны с облучателями в виде решеток.	1 2	
10	Антенны различных диапазонов волн. заключение	Характерные особенности антенн в зависимости от применяемого диапазона волн. Общие свойства антенн малых электрических размеров. Антенны длинных, средних и коротких волн. УКВ-антенны. Способы увеличения рабочей полосы частот.	10	

№	Название темы	Содержание	Число часов	
			Д	З
		Логопериодические антенны. Пассивные и активные приемные антенны. Перспективы развития устройств СВЧ.		
11	Антенные решетки	Задачи, решения с помощью ФАР. Схемы питания ФАР.	4	
12	Характеристики ФАР	Определение геометрических характеристик ФАР. Излучатели ФАР.	4	
13	ФАР	Широкоугольное согласование ФАР. Антенны с частотным сканированием.	4	
14	Антенные решетки	Остронаправленные цилиндрические и дуговые антенные решетки.	4	
15	Активные ФАР	Активные ФАР.	2	
Итого: 5 семестр			90	

#### 4. ПРАКТИЧЕСКИЕ ЗАНЯТИЯ

№	Тема практического (семинарского) занятия	Содержание	Число часов			
			Д	С	П	З
1	Использование круговых монограмм в расчетах, нахождение матриц рассеяния узлов СВЧ.	Упражнения по использованию круговой номограммы в расчетах согласующих устройств, нахождение матриц рассеяния несложных узлов СВЧ, анализ и синтез направленных ответвителей, делителей мощности, фазовращателей, переключателей и т.п.	4			
2	Построение распределения токов в вибраторных и щелевых антеннах. Диаграммы направленности нескольких когерентных источников.	Упражнения по построению распределений токов в вибраторных и щелевых антеннах, диаграмм направленности нескольких когерентных источников при различных амплитудно-фазовых распределениях.	4			
3	Решение типовых задач по эскизному проектированию антенных систем.	Решение типовых задач по эскизному проектированию антенных систем по заданным параметрам (ширине луча, уровню боковых лепестков, КНД и др.)	10			
Итого:			18			

## 5. ЛАБОРАТОРНЫЕ ЗАНЯТИЯ

№ п/п	Наименование	Число часов			
		Д		З	
6-й семестр		П	С	П	С
1	Исследование свойств ферритового вентилля.	4			
2	Исследование параметров рупорной антенны.	4			
3	Исследование свойств и параметров волноводного направленного ответвителя	4			
4	Исследование волноводно-щелевых антенн.	4			
5	Исследование антенны «Волновой канал» (АВК).	4			
6	Исследование диэлектрических стержневых антенн (ДСА).	4			
7	Исследование волноводных фильтров СВЧ.	4			
8	Исследование активных антенн.	4			
Итого: 6 семестр		32			

## 6. УПРАВЛЯЕМАЯ САМОСТОЯТЕЛЬНАЯ РАБОТА СТУДЕНТА

6.1. Курсовая работа, ее характеристика.  
Объем курсовой работы – 15 – 20 стр.

### Темы курсовых работ

1. Проектирование частотно-разделительного фильтра (мультиплексора, обеспечивающего одновременную работу антенны на прием и передачу на различных частотах).
2. Проектирование 12-полюсного измерителя коэффициента отражения.
3. Проектирование дискретного проходного фазовращателя на р-і-п диодах (или ферритах) для ФАР.
4. Проектирование диаграммообразующих схем для малоэлементных линейных антенных решеток.
5. Проектирование облучателя для зеркальной (линзовой) антенны.
6. Проектирование зеркальной антенны РЛС с суммарными и разносными каналами.
7. Проектирование волноводно-щелевой решетки для доплеровского измерителя скорости самолета.
8. Проектирование директорной (или логопериодической) антенны для приема телевидения.
9. Проектирование абонентской антенны для приема вещания через ИСЗ.



## 7. УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ ПО ДИСЦИПЛИНЕ

№	Перечень литературы	Год издания
<i>Основная</i>		
1	Автоматическое проектирование антенн и устройств СВЧ / Д. И. Воскресенский, С. Д. Кременецкий, А. Ю. Гринев. – М.: Радио и связь.	1988
2	Сазонов, Д. М. Антенны и устройства СВЧ. Учебное пособие для радиотехнических специальностей вузов / Д. М. Сазонов. – М. : Высшая школа.	1988
3	Янушкевич, В. Ф. Методические указания к лабораторным работам по курсу «Устройства СВЧ и антенны» / В. Ф. Янушкевич. – Новополоцк : ПГУ.	1994
4	Янушкевич, В. Ф. Методические указания к выполнению курсовых работ по курсу «Устройства СВЧ и антенны» / В. Ф. Янушкевич. – Новополоцк : ПГУ.	1997
<i>Дополнительная</i>		
1	Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток / Д. И. Воскресенский, В. Л. Гостюхин, Р. А. Грановская. – М. : Радио и связь.	1981
2	Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Л. Н. Захарьев, А. А. Лемакский, В. И. Турчин. – М. : Радио и связь.	1985
3	Микроэлектронные устройства СВЧ. Учебное пособие для радиотехнических специальностей вузов / Г. И. Веселов, Е. Н. Егоров, Ю. Н. Алехин. – М. : Высшая школа.	1988
4	Мишутин, Б. А. Автоматизированный анализ радиоэлектронных устройств. Учебное пособие / Б. А. Мишутин; под редакцией Д. М. Сазонова. – М. : Издательство МЭИ.	1985

## 8. УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКАЯ КАРТА ДИСЦИПЛИНЫ

Номер недели	Номер тем	Названия вопросов, выносимых на лекциях	Номера занятий		Но- мера мето- ди- чес- ких и наг- ляд- ных посо- бий	Управляемая самостоятельная работа студентов		Форма конт- роля знаний
			П Р а к т и ч.	Л а б о р а т.		Содерж ание	Ч а с ы	
1	2	5-й семестр	4	5	6	7	8	9
1	1,2		Предмет и задачи дисциплины. Содержание и связь с другими дисциплинами. Основные параметры линии передач (дисперсионная характеристика, затухание, электропрочность и др.). Классификация и обзор наиболее распространенных линий и сведение их к единой математической модели. Трансформация сопротивлений. Круговая номограмма. Расчет согласующих цепей. Режим типовые элементы (переходы, повороты, стыковочные узлы, отражающие пре-пятствия) для коаксиальных, волноводных и полосковых трактов. Интегральные схемы СВЧ. Волоконно-оптические линии передачи и тракты.	1		1,2		
2	2,3	Типовые элементы (переходы, повороты, стыковочные узлы, отражающие пре-пятствия) для коаксиальных, волноводных и полосковых трактов. Интегральные схемы СВЧ. Волоконно-оптические линии передачи и тракты.	1		1,2			

3	3,4	Многополосники СВЧ. Виды матриц (рассеяния, сопротивления, проводимостей, передачи) и соотношения между ними. Способы измерения элементов матриц, налагаемые условия взаимности, симметрии и отсутствия потерь. Составление матриц на примерах тройников и балансных устройств (двойной T-мост, щелевой мост). Принцип декомпозиции. Метод синфазного и противофазного возбуждения для симметричных 8-ми полюсников	1	1,2		
4	4	Анализ и синтез направленных ответвителей (связанные линии передачи, гибридное кольцо, квадратный мост). Применение ЭВМ в задачах анализа и синтеза многополосников. Алгоритмы объединения устройств в общий тракт. Колебательные системы СВЧ. Филтеры СВЧ.	2	1,2		
5	4,5,6	Принцип создания интегральных конструкций и трактов и применение САПР. Классификация управляющих устройств. Фазовращатели и коммутаторы на управляющих p-i-n диодах. Ферритовые приборы (вентили, циркуляторы, фазовращатели). Структурная схема антенны. Общие выражения для электромагнитного поля излучающей системы в дальней, промежуточной и ближней зонах. Внутренняя и внешняя задачи теории антенн.	2	1,2		
6	6	Элементарные излучатели линейной и круговой поляризации – электрический и магнитный диполи Герца, рамка, турникетный излучатель, источник однонаправленного излучения (элемент Гюйгенса). Реальные вибраторные, щелевые и микрополосковые излучатели.				
7	6,7	Влияние плоских и искривленных поверхностей на излучение источников. Характеристика направленности. Поляризационные и фазовые свойства. КНД, коэффициент усиления, ширина луча, уровень бокового излучения. Взаимосвязь между параметрами. Обобщенное представление антенны в радиосистеме в виде четырехполосника. Эквивалентная схема приемной антенны. Поляризационные соотношения при радиоприеме.	2	1,2		
8	7,8	Эквивалентная поверхность и шумовая температура приемной антенны. Взаимное сопротивление между антеннами. Эквивалентная отражающая способность антенны. Проблемы электромагнитной совместимости и их решения. Идеальный линейный излучатель. Режимы излучения – поперечный, сканирующий, осевой. Ширина луча КНД.	3	1,2		
9	8	Влияние вида амплитудно-фазового распределения на параметры линейной антенны. Равномерная линейная фазированная антенная решетка. Выбор шага решетки. КНД решетки и мощность излучения.	3	1,2		

10	8	Понятие о методах синтеза линейных излучателей и решеток. Антенны осевого излучения – спиральные, диэлектрические, директорные, импедансные. Оптимизация характеристик антенн осевого излучения. Частотно-независимые антенны. Логопериодические антенны.	3	1,2				
11	8,9	Волновоодно-щелевые антенные решетки. Сведение плоских и неплоских апертур к эквивалентным линейным излучателям. Характеристика направленности, КНД, эффективная поверхность плоского раскрыва. Возможность фокусировки излучения в промежуточной и ближней зонах. Методы управления сканированием луча.	3	1,2				
12	9	Плоские фазированные решетки. Размещение излучателей по раскрыву по критерию отсутствия побочных главных максимумов. Схемы построения и разновидности антенных решеток. Активные фазированные решетки. Понятие об адаптивных антенных решетках. Несканирующие апертурные антенны – зеркальные, рупорные. Линзовые. Проектирование одно- и двухзеркальных антенн. Оптимизация характеристик излучателей зеркал и линз.	3	1,2				
13	10	Гибридные, зеркальные и линзовые антенны с облучателями в виде решеток. Характерные особенности антенн в зависимости от применяемого диапазона волн.	3	1,2				
14	10	Общие свойства антенн малых электрических размеров. Антенны длинных, средних и коротких волн. УКВ-антенны. Способы увеличения рабочей полосы частот. Логопериодические антенны.	3	1,2				
15	10,11	Перспективы развития устройств СВЧ и антенн. Задачи, решения с помощью ФАР.	3	1,2				
16	11	Схемы питания ФАР. Определение геометрических характеристик ФАР. Излучатели ФАР.	3	1,2				
17	13	Широкоугольное согласование ФАР. Антенны с частотным сканированием.	3	1,2				
18	14,15	Остронаправленные цилиндрические и дуговые антенные решетки. Активные ФАР.	3	1,2				
Итого 5 семестр: 90 часов								
6 семестр								
19	1	Исследование свойств ферритового вентиля		1	3	Выбор конструкции и структурного построения	4	
20	1	Исследование свойств ферритового вентиля		1	3			
21	2	Исследование параметров рупорной антенны		2	3	проектируемой		

22	2	Исследование параметров рупорной антенны			2	3		
23	3	Исследование свойств и параметров волноводного НО			3	3		
24	3	Исследование свойств и параметров волноводного НО			3	3	Выбор материалов, основных и вспомогательных конструктивных элементов	4
25	4	Исследование волноводно-щелевых антенн			4	3		
26	4	Исследование волноводно-щелевых антенн			4	3		
27	5	Исследование антенны «Волновой канал» (АВК).			5	3	Электрический и геометрический расчет основных элементов и устройства в целом	18
28	5	Исследование антенны «Волновой канал» (АВК).			5	3		
29	6	Исследование диэлектрических стержневых антенн (ДСА).			6	3		
30	6	Исследование диэлектрических стержневых антенн (ДСА).			6	3		
31	7	Исследование волноводных фильтров СВЧ.			7	3	Расчет параметров и характеристик спроектированного устройства	10
32	7	Исследование волноводных фильтров СВЧ.			7	3		
33	8	Исследование активных антенн.			8	3		
34	8	Исследование активных антенн.			8	3		
Итого 6 семестр: 32 часа								

## ВВЕДЕНИЕ

Неотъемлемыми составными частями современных радиотехнических средств являются антенные системы и обслуживающие их тракты СВЧ. Назначение передающей антенны состоит в преобразовании направляемых электромагнитных волн, распространяющихся от передатчика по линиям передачи тракта в расходящиеся электромагнитные волны свободного пространства. Приемная антенна, напротив, преобразует падающие на нее свободные пространственные волны в направляемые по линиям передачи волны, поступающие в приемный тракт. Это преобразование свободных электромагнитных волн в связанные неизбежно сопровождается некоторым обратным излучением. Поле обратного излучения приемной антенны накладывается на первичное поле передающей антенны таким образом, что общая переносимая на бесконечность мощность этих двух полей оказывается уменьшенной на извлеченную приемной антенной из падающего на нее поля мощность. Принципиальной разницы между устройством передающей и приемной антенн нет. Согласно известному из теории электромагнетизма принципу взаимности, любая антенна может использоваться и для радиопередачи, и для радиоприема. Поэтому в ряде радиосистем функции излучения и приема радиоволн могут успешно осуществляться одной и той же антенной.

К антеннам современных радиосистем предъявляется много требований, среди которых решающее значение имеют два. Первое требование – направленность действия, т. е. распределение электромагнитной мощности в пространстве (или реакция на приходящее электромагнитное поле при радиоприеме) по определенному закону. В одних случаях желательно обеспечить равномерность действия антенны по всем направлениям, в других требуется концентрировать излучение или осуществлять радиоприем в пределах достаточно узкого углового сектора – так называемого луча. Для формирования узкого луча размеры антенны должны во много раз превышать рабочую длину волны радиосистемы. Второе требование – излучение или радиоприем должны сопровождаться минимальными потерями электромагнитной мощности на нагрев проводников и диэлектриков антенны, т. е. антенна должна иметь высокий КПД. Проблема достижения высокого КПД особенно остро проявляется при создании антенн, размеры которых малы в сравнении с длиной волны.

Весьма важное значение в функционировании радиосистем имеют тракты СВЧ, соединяющие антенны с передающей или приемной радиоаппаратурой. Тракт осуществляет канализацию электромагнитных волн и

правильный режим работы выходных и входных цепей передатчика и приемника; выполняет предварительную частотную фильтрацию сигналов; может содержать коммутирующие цепи и вращающиеся сочленения, устройства управления положением луча антенны в пространстве и поляризацией радиоволн, устройства контроля функционирования системы. Кроме антенных устройств тракты СВЧ широко используются в разнообразной измерительной аппаратуре, в частности для определения параметров различных сред, в ускорителях элементарных частиц, при нагреве СВЧ и сушке изделий, в медицине и др. Поэтому, в более широком смысле *под трактом СВЧ понимают совокупность устройств СВЧ, сочлененных между собой определенным образом для достижения поставленных целей.* Наиболее распространенные элементы тракта – отрезки линий передачи, переходные и стыковочные узлы, согласующие элементы, ответвители и поглотители мощности, фильтры, фазовращатели, невзаимные устройства с ферритами, коммутирующие устройства.

В подавляющем большинстве случаев, как антенны, так и обслуживающие их тракты относятся к классу линейных и пассивных радиотехнических устройств и в конструктивном отношении представляют собой сочетание деталей и элементов, выполненных из проводников, диэлектриков и магнитодиэлектриков.

Процессы излучения и приема радиоволн антеннами, а также процессы передачи электромагнитных волн в трактах СВЧ и образующих их элементах относятся к весьма сложным *волновым процессам*. Их адекватное математическое описание дает общая теория электромагнитного поля (электродинамика), основанная на решении системы дифференциальных уравнений Максвелла, дополненной материальными уравнениями для сред и граничными условиями.

Несмотря на внешнюю относительную простоту и физическую четкость уравнений Максвелла, их прямое использование при проектировании конкретных антенн и трактов чаще всего не приводит к желаемым результатам из-за серьезных математических трудностей. Оказывается, что строгие и полные решения электродинамических задач даже для простейших антенн (например, уединенных вибраторов или щелевых излучателей) и типовых элементов трактов (например, скачков размеров линий передачи, диафрагм в волноводах, разветвлений) приводят к слишком сложным векторным функциям напряженностей электрического и магнитного полей от трех пространственных координат. Однако, в большинстве случаев при разработке антенн или трактов не обязательно воссоздавать полную картину электромагнитного поля в любой точке пространства. Важно уметь оп-

ределять и обеспечивать в разрешенных допусках требуемые характеристики антенны (диаграммы направленности, входные сопротивления и т. д.) и ответные реакции тракта на заданные воздействия.

При расчете электрических характеристик антенн или трактов наряду со строгим решением граничных задач с успехом используются и более простые инженерные подходы. Здесь, в первую очередь, следует отметить общую теорию цепей СВЧ, базирующуюся на матричном аппарате линейной алгебры, теории функции комплексного переменного и некоторых других разделах математики. Когда в распоряжении разработчика антенн и трактов оказывается достаточно широкий набор схем замещения стандартных узлов, именуемых *базовыми элементами*, дальнейшая работа по анализу и синтезу сложных антенн и трактов может производиться с помощью алгоритмов объединения базовых элементов в общую схему. Подробности поведения электромагнитных полей в отдельных устройствах оказываются при этом уже ненужными, а сам алгоритм объединения реализуется с помощью ЭВМ по заранее составленным и отлаженным программам.

Наряду с общей теорией цепей СВЧ при проектировании современных антенн и трактов широко применяются и другие приближенные теории, среди которых следует отметить геометрическую оптику, физическую оптику, скалярную теорию дифракции, геометрическую теорию дифракции. И только в 1895 г. великим ученым А. С. Поповым (1859 – 1906) были созданы первые технически оформленные антенны: излучающая (в виде квадратных металлических листов, закрепленных на концах герцевского вибратора) и приемная (в виде вертикального проводника и системы заземления). Теоретическая трактовка вибраторной антенны как совокупности диполей принадлежит немецкому ученому М. Абрагаму, сформулировавшему в 1900 г. понятие о сопротивлении излучения антенны.

В конце XIX в. Дж. Дж. Томсоном (1893) и Рэлеем (1897) были также высказаны соображения о теоретических перспективах передачи электромагнитных волн по металлическим трубам, однако практическая реализация этих идей задержалась почти на 35 лет.

Подлинное становление антенной техники и техники устройств СВЧ произошло в 40 – 50-е гг. прошлого столетия. Условно можно выделить следующие основные периоды развития антенн и высокочастотных трактов.

1. Период проволочных антенн длинноволнового и средневолнового диапазонов (1900 – 1925). Размеры антенн были малы по сравнению с применявшимися рабочими длинами волн, и основная трудность состояла в обеспечении приемлемого КПД излучения. В наиболее совершенных ан-



теннах того времени использовались мачты высотой до 150 м и разветвленные системы заземления. Очень плодотворной оказалась идея Александерсена о построении вертикальной антенны с несколькими синфазно настроенными снижениями и развитой горизонтальной частью. В 1917 – 1918 гг. М. В. Шулейкиным был разработан и опубликован метод расчета емкости и индуктивности сложных длинноволновых радиосетей.

2. Период коротковолновых антенн (1920 – 1935). С освоением диапазона коротких волн размеры антенн стали не только соизмеримыми, но и могли существенно превышать рабочую длину волны. Поэтому появились возможности реализовать направленное действие антенн. Среди многих достижений антенной техники этого периода следует отметить появление многовибраторных синфазных антенн (прообраз современных антенных решеток), созданных под руководством М. А. Бонч-Бруевича и В. В. Татарина (радиолиния Москва – Ташкент, 1926 г.).

3. Начало освоения УКВ связано у нас с работами Б. А. Введенского и А. И. Данилевского и относится к 1921 г. Однако периодом становления антенн УКВ и трактов их питания следует считать десятилетие с 1930 по 1940 гг. В этот период появились эффективные источники непрерывных колебаний дециметрового и сантиметрового диапазонов длин волн, что дало мощный импульс практической реализации волноводов и стимулировало поиски технических решений различных элементов волноводного тракта. Развитие техники телевидения и УКВ-вещания привело к необходимости построения широкополосных антенн. Зародилась техника рупорных антенн и антенн квазиоптического типа – зеркальных и линзовых.

4. Революционизирующее влияние на антенную технику и технику устройств СВЧ периода 1940 – 1960 гг. оказало стремительное внедрение радиолокационных систем сантиметрового и дециметрового диапазонов. Именно в это время были заложены теоретические основы инженерных расчетов наиболее распространенных остронаправленных антенн: зеркальных, рупорных, линзовых. Особо следует отметить широкое внедрение разнообразных щелевых антенн (резонаторных и в виде решеток на прямоугольных волноводах) и появление сверхширокополосных излучателей (логопериодические и логоспиральные антенны). В 1950—1960 гг. получила распределенное завершение и теория пассивных элементов тракта на прямоугольных и коаксиальных волноводах, появились невзаимные ферритовые устройства и управляемые ферритовые фазовращатели. Зарождась техника полосковых линий передачи и диэлектрических волноводов.

5. Совершенствование и развитие антенн и устройств СВЧ в настоящий период оказались тесно связанными со следующими ключевыми событиями:

выходом человека в космическое пространство, невысказанным без соответствующего радиотехнического обеспечения; бурным прогрессом вычислительной техники на основе достижений интегральной технологии; быстрым освоением области миллиметровых волн и волн оптического диапазона; созданием технологии полосковых, микрополосковых и волоконно-оптических линий передачи, что привело к миниатюризации и улучшению качественных показателей трактов СВЧ и соответствующих антенн.

Наиболее значительные достижения этого периода в области антенной техники: практическая реализация фазированных антенных решеток с быстрым электрическим сканированием луча (время перемещения луча порядка единиц и долей микросекунды), создание разворачиваемых в космосе остронаправленных зеркальных антенн и решеток, предназначенных для глобальных систем радиосвязи и радиовещания и для систем исследования природных ресурсов Земли, создание гигантских наземных полноповоротных антенн с диаметром зеркал 60 – 100 м для радиоастрономических исследований и радиосвязи с объектами в глубоком космосе.

Становление современной теории и техники устройств СВЧ и антенн потребовало усилий многих тысяч инженеров и ученых разных стран. Еще в 1927 г. А. А. Пистолькорсом была создана основополагающая теория однопроводных и многопроводных линий передачи. Эта теория в 1930 – 1940 гг. была существенно развита В. В. Татариновым, предложившим наиболее распространенный метод измерения комплексных входных сопротивлений в линиях передачи по продольному распределению напряжения или тока и создавшим ряд классических схем согласования нагрузок с линией передачи.

В 1939 г. А. А. Пистолькорс и М. С. Нейман разработали теоретические основы и первые конструкции направленных ответвителей – основных «строительных элементов» современных разветвленных трактов СВЧ. Применение направленных ответвителей в качестве рефлектометров – приборов для измерения коэффициента отражения в линиях передачи – было предложено в 1940 г. советским ученым А. Р. Вольпертом. Им же в 1939 г. была предложена круговая номограмма для линий передачи, существенно облегчившая инженерные расчеты режимов линий и согласующих устройств

Сложные теоретические вопросы возбуждения волноводов были впервые разработаны в 1940 – 1950 гг. А. Л. Дабкиным, И. И. Вольманом, Г. В. Кисунько, Г. Т. Марковым, Е. М. Студенковым. Теория невзаимных устройств с ферритами была создана А. Л. Микаэляном, А. Г. Гуревичем и

В. В. Никольским (60-е годы), теория переключающих и фазирующих устройств с полупроводниковыми диодами – Б. В. Сестрорецким (70-е годы), теория синтеза фильтров и направленных восьмиполосников – А. Л. Фельдштейном и А. М. Моделем (60 – 70-е годы).

Значителен вклад советских ученых и в области антенной техники. До сих пор в инженерных расчетах многоэлементных антенн применяется метод наводимых электродвижущих сил, основанный на работах Д. А. Рожанского, И. Г. Кляцкина, А. А. Пистолькорса и В. В. Татарина (1922 – 1928). Повсеместное признание получило понятие коэффициента направленного действия антенны, предложенное А. А. Пистолькорсом в 1928 г. М. С. Нейман (1935) впервые применил к изучению приемных антенн принцип взаимности, чем были заложены основы теории приемных антенн. М. С. Нейман также первым выдвинул в 1938 г. идею щелевой антенны. Фундаментальные основы теории этих антенн были заложены А. А. Пистолькорсом, который сформулировал принцип двойственности, устанавливающий соответствие характеристик проволочных и щелевых антенн (1944). Окончательное завершение теория щелевых антенн получила в 1945 – 1948 гг. в работах Я. Н. Фельда. Важное значение в теории апертурных антенн (в частности, рупорных) имело строгое электродинамическое решение задачи об излучении из открытого конца волновода, полученное в 1958 г. Л. А. Вайнштейном.

Особенно велик вклад советских ученых в теорию синтеза антенн по заданной форме диаграммы направленности. Первые фундаментальные результаты в этом направлении были получены А. И. Узковым еще в 1945 г. В дальнейшем теория синтеза антенн получила развитие в трудах Л. Д. Бахраха, Я. Н. Фельда, Е. Г. Зелкина, В. И. Поповкина, В. П. Яковлева и других ученых.

Советские ученые явились также пионерами использования ЭВМ в электродинамических расчетах сложных излучающих систем и антенн. В частности, Е. Н. Васильевым еще в 1960 г. был использован метод интегральных уравнений для расчета с помощью ЭВМ характеристик излучения антенн, размещенных вблизи металлических тел вращения. В 1970 – 1980 гг. В. В. Никольским и его сотрудниками был создан ряд оригинальных методов электродинамического расчета на ЭВМ волноводных и микрополосковых устройств и линий передачи.

Среди результатов, полученных учеными в последнее время, следует отметить успешную разработку и внедрение методов восстановления на ЭВМ характеристик излучения крупногабаритных антенн по замерам ам-

плитуд и фаз ближнего электромагнитного поля. Основоположниками этого перспективного направления исследования характеристик антенн явились П. М. Геруни и Л. Д. Бахрах.

Заканчивая краткий обзор развития техники антенн и устройств СВЧ, можно с удовлетворением отметить, что в быстром историческом развитии антенны из простого средства увеличения дальности радиосвязи в первых приборах А. С. Попова превратились в определяющее звено радиосистем. Предельные возможности современных радиолокационных станций по дальности и точности пеленгации целей, предельные чувствительность и разрешающая способность радиотелескопов, предельные дальности радиосвязи в космосе с удаленными объектами и многие другие характеристики разнообразных образных радиосистем определяются технически достижимыми параметрами антенных устройств, в первую очередь – шириной луча, направленностью действия. Наиболее сложные современные антенные системы в сочетании с многоканальными трактами по своему функциональному назначению превратились в своеобразный технический аналог глаза, обеспечивающий «радиовидение».

# ГЛАВА 1. МАТРИЧНОЕ ОПИСАНИЕ МНОГОПОЛЮСНИКОВ СВЧ

## 1.1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ

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

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

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

Теория цепей СВЧ рассматривает преимущественно внешние характеристики многополюсника, устанавливающие связи между электрическими режимами его входов. Закономерности структуры и поведения внутреннего электромагнитного поля и ее изменения в многополюснике изучаются в теории цепей СВЧ в меньшей степени, так как относятся к области прикладной электродинамики. Для описания и расчета внешних

характеристик линейных многополюсников в основном используется матричный аппарат линейной алгебры, наиболее соответствующий вычислительным возможностям ЭВМ.

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

При волновом подходе для каждого входа  $m$  произвольного  $2N$ -полюсника условимся называть падающими нормированные волны напряжения  $\dot{u}_{nm}$  (размерностью  $\sqrt{Bm}$ ), распространяющиеся в сторону к многополюснику, и соответственно отраженными (или рассеянными) нормированные волны напряжения  $\dot{u}_{om}$  (размерностью  $\sqrt{Bm}$ ), распространяющиеся в сторону от многополюсника (рис. 1.1а). В результате нормировки для каждой подводящей линии априорно устанавливается единичное безразмерное волновое сопротивление, хотя линии могут различаться между собой и работать на неодинаковых типах волн.

При классическом подходе режимы каждого входа многополюсника задаются нормированными напряжениями  $\dot{u}_m$  и нормированными токами  $\dot{i}_m$ , втекающими внутрь многополюсника (рис. 1.1, б). Вследствие нормировки размерности нормированных напряжений и токов оказываются одинаковыми – это  $\sqrt{Bm}$ .

$$\left. \begin{aligned} \dot{u}_m &= \dot{u}_{nm} + \dot{u}_{om} \\ \dot{i}_m &= \dot{i}_{nm} + \dot{i}_{om} \end{aligned} \right\} \text{при } \dot{u}_{nm} / \dot{i}_{nm} \equiv z_{om} = 1 \quad (1.1)$$

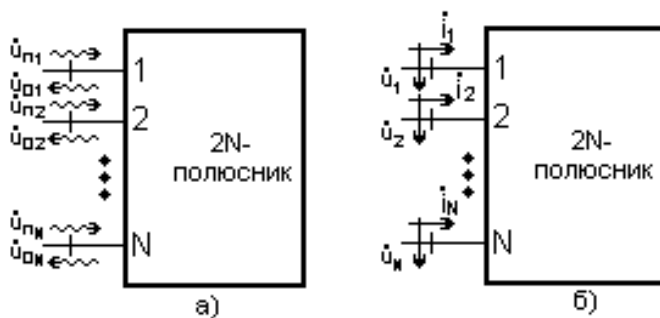


Рис. 1.1. Описание режима входов многополюсника СВЧ:  
а) волновой подход; б) классический подход

Поэтому в самом общем случае режим на каждом входе многополюсника может быть однозначно охарактеризован любыми двумя комплексными величинами, входящими в выр. 1.1. Например, для  $m$ -го входа это могут быть  $\dot{u}_{nm}(u)\dot{u}_{om}$ , или  $\dot{i}_{nm}(u)\dot{i}_{om}$ , или  $\dot{u}_{nm}(u)\dot{i}_{om}$  и т. д. (всего 12 способов). Выделяя на каждом входе  $2N$ -полюсника произ-

вольно одну из величин, входящих в (1.1), в качестве компонента независимого воздействия на многополюсник, а какую-либо другую – в качестве компонента реакции (отклика) на это воздействие, можно сформировать  $N$ -мерные (по числу входов) векторы *воздействия*  $f >$  и *реакции*  $r >$ , например в виде

$$f >\equiv \begin{pmatrix} \dot{f}_1 \\ \dot{f}_2 \\ \dots \\ \dot{f}_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dots \\ \dot{i}_N \end{pmatrix}, \quad r >\equiv \begin{pmatrix} \dot{r}_1 \\ \dot{r}_2 \\ \dots \\ \dot{r}_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dots \\ \dot{i}_N \end{pmatrix}.$$

Здесь и в дальнейшем используется предложенное Дираком краткое обозначение  $a >$  для вектор-столбцов с элементами  $a_1 a_2 \dots a_n$ .

В силу линейности многополюсника компоненты любого вектора реакции должны быть связаны с компонентами соответствующего вектора воздействия линейными соотношениями

$$\dot{r}_1 = \dot{i}_{11} \dot{f}_1 + \dot{i}_{12} \dot{f}_2 + \dots + \dot{i}_{1N} \dot{f}_N,$$

$$\dot{r}_2 = \dot{i}_{21} \dot{f}_1 + \dot{i}_{22} \dot{f}_2 + \dots + \dot{i}_{2N} \dot{f}_N,$$

.....,

$$\dot{r}_N = \dot{i}_{N1} \dot{f}_1 + \dot{i}_{N2} \dot{f}_2 + \dots + \dot{i}_{NN} \dot{f}_N,$$

которые в матричной записи имеют вид

$$\begin{pmatrix} \dot{r}_1 \\ \dot{r}_2 \\ \dots \\ \dot{r}_N \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{11} & \dot{i}_{12} & \dots & \dot{i}_{1N} \\ \dot{i}_{21} & \dot{i}_{22} & \dots & \dot{i}_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{i}_{N1} & \dot{i}_{N2} & \dots & \dot{i}_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \dot{f}_1 \\ \dot{f}_2 \\ \dots \\ \dot{f}_N \end{pmatrix},$$

причем квадратная матрица  $T$  с элементами  $t_{mn}$  является полной внешней характеристикой  $2N$ -полюсника в том смысле, что позволяет рассчитать реакцию многополюсника в выбранной форме  $r >$  на любое выбранное воздействие  $f >$ .

Поскольку выбор воздействия и реакции на каждом входе может быть сделан 12 способами, в принципе существует возможность характеризовать один и тот же многополюсник 12 различными матрицами  $T$ . Однако среди столь обширного многообразия матриц лишь немногие имеют четкий физический смысл. Основное применение находят три вида матриц: матрица рассеяния, матрица сопротивлений и матрица проводимостей.

## 1.2. МАТРИЦА РАССЕЙЯНИЯ

Самым распространенным в теории цепей СВЧ является выбор вектора воздействия на  $2N$ -полюсник в виде набора  $N$  падающих волн и вектора реакции в виде набора  $N$  отраженных волн, т. е.

$$f \gg u_i \gg \begin{pmatrix} \dot{u}_{i1} \\ \dot{u}_{i2} \\ \dots \\ \dot{u}_{iN} \end{pmatrix}, \quad r \gg u_o \gg \begin{pmatrix} \dot{u}_{o1} \\ \dot{u}_{o2} \\ \dots \\ \dot{u}_{oN} \end{pmatrix}.$$

Взаимосвязь определенных таким образом векторов воздействия и реакции в  $2N$ -полюснике определяется матрицей рассеяния  $S$  (от англ. scatter – рассеивать). Характеризующая матрицу рассеяния система линейных уравнений имеет вид

$$\begin{pmatrix} \dot{u}_{o1} \\ \dot{u}_{o2} \\ \dots \\ \dot{u}_{oN} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} & \dots & \dot{S}_{1N} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} & \dots & \dot{S}_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{S}_{N1} & \dot{S}_{N2} & \dots & \dot{S}_{NN} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \dot{u}_{i1} \\ \dot{u}_{i2} \\ \dots \\ \dot{u}_{iN} \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

Наряду с развернутой записью (1.2) в дальнейшем будем пользоваться для сокращения записи более компактной формой:

$$u_o \gg = S u_i \gg \quad (1.2a)$$

Квадратная матрица  $S$  в соотношениях (1.2) и (1.2, a) имеет смысл математического оператора, указывающего правило преобразования вектор

воздействия  $u_i \gg$  в вектор-отклик  $u_o \gg$ . Уравнения (1.2) и (1.2a) вполне аналогичны

соотношению  $\dot{u}_o = \rho \dot{u}_i$  для двухполюсников, где коэффициент отражения  $\rho$  играет роль матрицы рассеяния. Это и понятно, так как двухполюсник является, по существу, простейшим представителем многополюсников.

Чтобы определить элементы матрицы рассеяния (или иной матрицы многополюсника), нужно путем расчетов или экспериментов проанализировать поведение

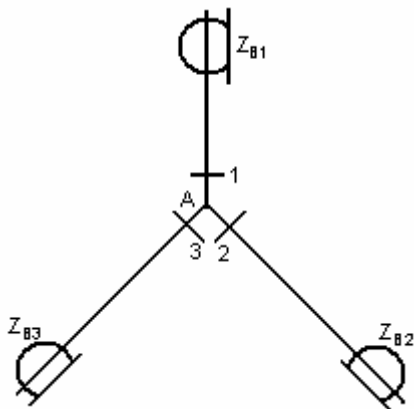


Рис. 1.2. Параллельное разветвление линий передачи



многополюсника в ряде испытательных режимов. Общее число таких режимов для  $2N$ -полюсника общего вида должно быть не меньше  $N$ , где  $N$  – порядок матрицы, равный числу входов многополюсника.

Существуют простейшие испытательные режимы, которые сразу приводят к определению элементов матрицы. Для матрицы рассеяния подобными режимами являются воздействия на многополюсники падающими волнами поочередно со стороны каждого входа. Во всех входных линиях передачи, кроме возбуждаемой, падающие волны должны отсутствовать. Поэтому вне многополюсника эти линии должны замыкаться на неотражающие поглотители, т. е. согласованные нагрузки. Таким образом, каждый простейший испытательный режим многополюсника обеспечивается подключением источника падающей волны к одному из его входов и согласованных нагрузок ко всем другим входам. Обратившись к системе уравнений (1.2), видим, что если напряжение одной из падающих волн отлично от нуля, то соответствующий столбец матрицы рассеяния может быть легко найден. Номер этого столбца матрицы, очевидно, соответствует номеру возбужденного входа, а элементы равны отношению нормированных напряжений расходящихся от многополюсника отраженных волн к нормированному напряжению единственной падающей волны:

$$\dot{S}_{mn} = \frac{\dot{u}_{nm}}{\dot{u}_{nn}} \Bigg|_{\substack{i_{nq}=0; \\ q=1,2,\dots,N; \\ q \neq n}} \quad (1.3)$$

Комплексные величины  $\dot{u}_{im}$  и  $\dot{u}_{in}$  в (1.3) должны быть жестко привязаны к плоскостям отсчета фаз, т. е. эти величины рассчитываются или измеряются в предварительно фиксированных входных сечениях в каждой подводящей линии многополюсника.

Согласно выражению (1.3), элементы матрицы рассеяния безразмерны и имеют четкий физический смысл. Внедиагональные элементы матрицы  $S$  представляют собой *волновые коэффициенты передачи* по нормированным напряжениям между каждым двумя входами многополюсника при согласованных нагрузках на других входах. Исключение составляют диагональные элементы матрицы  $S$  (случай  $m = n$ ), которые являются *коэффициентами отражения* для каждого входа многополюсника при согласованных нагрузках на других входах. Полезно запомнить, что в обозначении элемента  $s_{mn}$  первый индекс  $m$  определяет номер строки матрицы и одновременно номер согласованного входа, на который происходит передача мощности, второй индекс  $n$  определяет номер столбца и одновременно указывает номер входа, с которого осуществляется возбуждение.

Из определения элементов матрицы рассеяния (1.3) следует, что для пассивных многополюсников, не обладающих свойством усиления мощности, модули коэффициентов передачи и отражения не могут превышать единицы. Это означает, что матрица рассеяния должна существовать для любых пассивных линейных многополюсников.

Матрица рассеяния (как и любая другая матрица) определяет поведение многополюсника лишь на заданной частоте колебаний. При описании поведения многополюсника в полосе частот элементы любых его матриц превращаются в комплекснозначные функции частоты.

Использование поочередного возбуждения входов многополюсника при согласованных нагрузках на остальных входах не всегда кратчайший путь для составления матрицы рассеяния. В ряде случаев успешно применяются и другие испытательные режимы. В общем виде  $M$  произвольных испытательных воздействий на  $2N$ -полюсник падающими волнами можно представить прямоугольной матрицей воздействий

$$U_n = \begin{pmatrix} \dot{u}_{n11} & \dot{u}_{n12} & \dots & \dot{u}_{n1M} \\ \dot{u}_{n21} & \dot{u}_{n22} & \dots & \dot{u}_{n2M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{u}_{nN1} & \dot{u}_{nN2} & \dots & \dot{u}_{nNM} \end{pmatrix}, \quad (1.4)$$

столбцы размерностью  $N$  которой содержат напряжения падающих волн в каждом испытательном режиме. Соответствующие реакции  $2N$ -полюсника (его «отклики») в виде  $M$  наборов  $N$ -мерных векторов расходящихся (отраженных) волн образуют прямоугольную матрицу реакций

$$U_o = \begin{pmatrix} \dot{u}_{o11} & \dot{u}_{o12} & \dots & \dot{u}_{o1M} \\ \dot{u}_{o21} & \dot{u}_{o22} & \dots & \dot{u}_{o2M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{u}_{oN1} & \dot{u}_{oN2} & \dots & \dot{u}_{oNM} \end{pmatrix}. \quad (1.5)$$

Для одного и того же  $2N$ -полюсника матрица воздействий и матрица реакций связаны между собой матрицей рассеяния

$$\begin{pmatrix} \dot{u}_{o11} & \dots & \dot{u}_{o1M} \\ \dots & \dots & \dots \\ \dot{u}_{oN1} & \dots & \dot{u}_{oNM} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{S}_{11} & \dots & \dot{S}_{1N} \\ \dots & \dots & \dots \\ \dot{S}_{N1} & \dots & \dot{S}_{NM} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \dot{u}_{n11} & \dots & \dot{u}_{n1M} \\ \dots & \dots & \dots \\ \dot{u}_{nN1} & \dots & \dot{u}_{nNM} \end{pmatrix}. \quad (1.6)$$

Если матрица воздействий  $U_n$  выбрана заранее и соответствующая ей матрица реакций  $U_o$  известна из расчетов или экспериментов, то соотно-

шение (1.6) может быть использовано как матричное уравнение относительно неизвестной матрицы рассеяния  $S$ . В простейшем случае для нахождения решения матричного уравнения (1.6) относительно неизвестной матрицы  $S$  достаточно отобразить только  $N$  линейно независимых испытательных воздействий, т.е. рассмотреть случай  $M = N$ , когда матрица воздействий  $U_n$  квадратная и неособенная. Тогда для матрицы  $U_n$  существует, и притом единственная, обратная матрица  $U_n^{-1}$ . Умножая (1.6) справа на матрицу  $U_n^{-1}$  и учитывая основное свойство обратной матрицы  $U_i U_i^{-1} = U_i^{-1} U_i = \mathring{A}$  ( $E$  — квадратная единичная матрица порядка  $N$  с единицами на главной диагонали и нулями на месте всех остальных элементов), получаем

$$S = U_o U_n^{-1} \quad (1.7)$$

При поочередном возбуждении входов многополюсника единичными падающими волнами матрица  $U_n$  равна единичной матрице. Тогда из формулы (1.7) сразу следует, что все элементы матрицы рассеяния в этом случае оказываются численно равными нормированным напряжениям расходящихся (отраженных) волн, содержащихся в квадратной матрице реакций  $U_o$ . Этот случай и был рассмотрен при обсуждении простейших испытательных режимов.

Элементы матрицы рассеяния многополюсников могут непосредственно определяться различными экспериментальными методами. В простейший комплект измерительной аппаратуры должны входить: генератор колебаний СВЧ, измеритель сопротивления или измерительная линия передачи с подвижным зондом связи, измеритель мощности СВЧ и набор согласованных нагрузок и подвижных короткозамкнутых шлейфов. Присоединяя эти приборы и узлы в различных комбинациях к исследуемому  $2N$ -полюснику, удастся фиксировать его возбуждения и реакции в ряде испытательных режимов, что является достаточным для последующего вычисления матрицы рассеяния. Существуют содержащие микропроцессоры автоматические и полуавтоматические измерительные установки, осуществляющие быстрое определение модулей и фаз элементов матриц рассеяния многополюсников СВЧ в нужной полосе частот и широком динамическом диапазоне.

### 1.3. МАТРИЦЫ СОПРОТИВЛЕНИЙ И ПРОВОДИМОСТЕЙ

При определении матриц сопротивлений и проводимостей используются классический подход к описанию входных режимов многополюсника через полные нормированные напряжения и токи. Это приводит к матричным описаниям многополюсников СВЧ, почти тождественным принятым в теории низкочастотных цепей. Главное отличие состоит в том,

что вместо обычных напряжений и токов используются их нормированные величины (размерностью  $\sqrt{Bm}$ ).

Обратимся вначале к определению матрицы сопротивлений  $Z$ . Пусть воздействие на  $2N$ -полюсник выбрано в виде набора  $N$  нормированных токов, и реакция определена в виде набора  $N$  нормированных напряжений:

$$f \rangle \equiv i \rangle = \begin{pmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dots \\ \dot{i}_N \end{pmatrix}, \quad r \rangle \equiv u \rangle = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \dots \\ u_N \end{pmatrix}.$$

Связь введенных таким образом векторов воздействия и реакции в  $2N$ -полюснике определяется нормированной матрицей сопротивлений  $Z$ . Характеризующая матрицу сопротивлений система линейных алгебраических уравнений имеет вид

$$u \rangle \equiv Z i \rangle, \quad (1.8)$$

или в подробной записи

$$\begin{pmatrix} \dot{u}_1 \\ \dot{u}_2 \\ \dots \\ \dot{u}_N \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{z}_{11} & \dot{z}_{12} & \dots & \dot{z}_{1N} \\ \dot{z}_{21} & \dot{z}_{22} & \dots & \dot{z}_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{z}_{N1} & \dot{z}_{N2} & \dots & \dot{z}_{NN} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dots \\ \dot{i}_N \end{pmatrix}. \quad (1.8, a)$$

Соотношение (1.8, a) аналогично обычному закону Ома для двух-полюсника в виде  $u = zi$ , где входное сопротивление  $z$  играет роль матрицы  $Z$ . Из уравнений (1.8, a), проделывая мысленно опыты холостого хода на всех входах, кроме возбуждаемого, легко установить смысл элементов матрицы  $Z$ . При возбуждении  $n$ -го входа идеальным источником тока с нормированной величиной  $\dot{i}_n$  и при холостом ходе на остальных входах получим все элементы столбца  $n$  матрицы  $Z$ :

$$\dot{z}_{mn} = \left. \frac{\dot{u}_m}{\dot{i}_n} \right|_{\substack{i_{q=0}; \\ q=1,2,\dots,N; \\ q \neq n}} \quad (1.9)$$

Не следует забывать, что комплексные нормированные напряжения и возбуждающие нормированные токи в (1.9) должны быть определены в плоскостях отсчета фаз многополюсника.

Недиагональные элементы матрицы  $Z$  представляют собой так называемые взаимные сопротивления входов  $m$  и  $n$  многополюсника. Первый индекс  $m$  в обозначении  $z_{mn}$  указывает номер строки матрицы и одновременно номер входа, на котором определяется реакция в виде нормированного напряжения холостого хода. Вторым индекс  $n$  означает номер столбца матрицы  $Z$  и одновременно номер входа, к которому прикладывается воздействие в виде нормированного тока.

Диагональным элементам матрицы  $Z$  соответствует случай  $m = n$  в (1.9). Диагональные элементы являются собственными сопротивлениями каждого входа многополюсника при размыкании всех других входов. Поскольку нормированные токи и напряжения имеют одинаковую размерность  $\sqrt{Bm}$ , все элементы матрицы сопротивлений получаются безразмерными.

Перейдем к определению нормированной матрицы проводимостей. Здесь воздействие на входах  $2N$ -полюсника выбирается в виде набора  $N$  нормированных напряжений, а соответствующая реакция задается набором  $N$  нормированных токов. Характеризующая матрицу проводимостей  $Y$  система линейных алгебраических уравнений имеет вид  $i > Y u >$ , или более подробно

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \dots \\ i_N \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{Y}_{11} & \dot{Y}_{12} & \dots & \dot{Y}_{1N} \\ \dot{Y}_{21} & \dot{Y}_{22} & \dots & \dot{Y}_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{Y}_{N1} & \dot{Y}_{N2} & \dots & \dot{Y}_{NN} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \dots \\ u_N \end{pmatrix}$$

Недиагональные элементы матрицы  $Y$  представляют комплексные взаимные проводимости в виде отношений выходных нормированных токов короткого замыкания к нормированному напряжению на возбуждаемом входе. Диагональные элементы матрицы  $Y$  являются собственными проводимостями каждого входа при условии короткого замыкания всех других входов. Как и в случае матрицы сопротивлений, нормированные токи и напряжения должны определяться в заранее зафиксированных плоскостях отсчета фаз. Так же как в матрице  $Z$ , все элементы матрицы  $Y$  являются безразмерными.

Сравнивая определения матриц сопротивлений и проводимостей одного и того же  $2N$ -полюсника, легко установить, что эти матрицы взаимно обратны:  $Z = Y^{-1}$ ,  $Y = Z^{-1}$ .

Матрицы сопротивлений и проводимостей наиболее часто применяются в расчетах многоэлементных антенн для учета взаимного влияния отдельных излучателей друг на друга. Отметим, что для некоторых пассивных многополюсников либо матрица сопротивлений, либо матрица

проводимостей, либо обе они могут оказаться неопределенными (содержащими бесконечно большие элементы).

#### 1.4. СООТНОШЕНИЯ МЕЖДУ МАТРИЦАМИ МНОГОПОЛЮСНИКА

Любая матрица параметров многополюсника – его полная внешняя характеристика. Выбор той или иной матрицы диктуется удобством проведения расчетов элементов матриц или принятой методикой экспериментального определения параметров многополюсника. Все матрицы одного и того же многополюсника однозначно связаны между собой. Поэтому, зная одну из них, можно вычислить и остальные. Наиболее простая связь, как отмечалось, существует между матрицами сопротивлений и проводимостей – эти матрицы обратны одна по отношению к другой.

Чтобы установить взаимосвязь между матрицей рассеяния и матрицей сопротивлений (или проводимостей) и вообще между любыми двумя произвольными матрицами многополюсника, нужно использовать соотношения (1.1) между напряжениями падающих и отраженных волн во входных линиях передачи, с одной стороны, и нормированными напряжениями и токами – с другой. Имея в виду, что соотношения (1.1) справедливы для всех входных линий многополюсника, их можно представить в объединенной матричной форме относительно столбцов напряжений и токов:

$$2u_n \rangle = u \rangle + i \rangle, \quad 2u_o \rangle = u \rangle - i \rangle \quad (1.10)$$

Подставляя столбцы  $u_n \rangle$  и  $u_o \rangle$  из (1.10) в систему уравнений (1.2), определяющую матрицу рассеяния, получаем  $(u \rangle - i \rangle) = S(u \rangle + i \rangle)$ .

Группируя в левой части равенства слагаемые с множителем  $i \rangle$ , можно записать  $(E - S)u \rangle = (E + S)i \rangle$ , где  $E$  – единичная матрица порядка  $N$ . Умножая это уравнение слева на матрицу  $(E - S)^{-1}$ , приходим к соотношению

$$u \rangle = (E - S)^{-1} (E + S) i \rangle,$$

из сопоставления которого с определяющей системой уравнений (1.8) для матрицы сопротивлений следует искомая (формула связи матриц  $Z$  и  $S$ ):

$$Z = (E - S)^{-1} (E + S). \quad (1.11)$$

Из соотношения (1.11) следует, что матрица сопротивлений существует не всегда – она оказывается неопределенной при обращении в нуль определителя матрицы, подлежащей обращению, т. е. при  $\det(E - S) = 0$ .

Для матрицы проводимостей  $Y$  тем же путем, что и для матрицы  $Z$ , можно получить выражение, связывающее ее с матрицей рассеяния:

$$Y = (E + S)^{-1} (E - S). \quad (1.12)$$

Из этого соотношения следует, что если определитель  $\det(E + S) = 0$ , то матрица проводимостей  $Y$  для многополюсника отсутствует. Например, непосредственной проверкой можно установить, что обращаются в нуль  $\det(E - S)$  и  $\det(E + S)$  для шестиполюсника в виде параллельного разветвления трех линий передачи (см. рис. 1.2). Это указывает на одновременное отсутствие матриц  $Z$  и  $Y$  для такого шестиполюсника.

Матричные соотношения (1.11) и (1.12) напоминают известные соотношения в линии передачи, связывающие нормированное сопротивление  $z$  (или нормированную проводимость  $y$ ) и коэффициент отражения:

$$\dot{z} = (1 + \dot{\rho})(1 - \dot{\rho}), \dot{y} = (1 - \dot{\rho})(1 + \dot{\rho}),$$

что вполне естественно, поскольку последние соотношения можно рассматривать как частный случай (1.11) и (1.12) для минимального многополюсника с одним входом.

Итак, для получения соотношения между любыми двумя нормированными матрицами многополюсника достаточно использовать системы уравнений, определяющие эти матрицы, и соотношения типа (1.10), связывающие нормированные напряжения и токи и напряжения падающих и отраженных волн. Например, можно установить (читателям рекомендуется сделать это самостоятельно), что матрица рассеяния выражается через матрицы сопротивлений и проводимостей с помощью формул

$$S = (Z - E)/(Z + E)^{-1} = (E - Y)(E + Y)^{-1} \quad (1.13)$$

аналогичных известным соотношениям в линии передачи

$$\dot{\rho} = (\dot{z} - 1)/(\dot{z} + 1), \dot{y} = (1 - \dot{y})/(1 + \dot{y}).$$

Заметим, что матричные сомножители в формулах связи матриц (1.11) – (1.13) перестановочны между собой, что легко проверяется с помощью тождественных преобразований. Такая возможность изменения порядка сомножителей позволяет упрощать многие выкладки при анализе устройств СВЧ.

## ГЛАВА 2. МЕТОДЫ АНАЛИЗА И СИНТЕЗА УСТРОЙСТВ СВЧ

### 2.1. ПРИНЦИП ДЕКОМПОЗИЦИИ

Универсальный метод расчета устройств СВЧ – разбиение – декомпозиция сложного устройства на ряд более простых устройств, характери-

зубых соответствующими матрицами параметров, что допускает их независимый анализ. Эти простые устройства называют базовыми элементами. Если характеристики базовых элементов предварительно изучены и установлены номиналы параметров, определяющих матрицу каждого базового элемента, то анализ электрических характеристик сложной системы СВЧ сводится к проводимому по специальным алгоритмам расчету матриц параметров для объединения двух базовых элементов и более.

Для расчета низкочастотных электрических цепей достаточен набор базовых элементов из резистора (поглотителя мощности), конденсатора (накопителя энергии электрического поля), индуктивной катушки (накопителя энергии магнитного поля). На сверхвысоких частотах свойства накопления и поглощения электромагнитной энергии присущи любому элементу объема анализируемого устройства и выделение базовых элементов становится не столь однозначным.

Традиционный подход к декомпозиции устройств СВЧ предусматривает замену каждого выделенного базового элемента некоторой схемой замещения, состоящей из сосредоточенных элементов  $L$ ,  $C$  и  $R$  и из отрезков линии передачи. Электродинамические расчеты базовых элементов проводят заблаговременно, а результаты представляют в виде приближенных формул и таблиц, определяющих связь номиналов в схеме замещения с геометрическими размерами базового элемента, длиной волны и параметрами магнитодиэлектриков. Преимуществами такого подхода являются универсальность, схожесть с теорией низкочастотных цепей, а также наглядность представлений о функционировании сложных устройств СВЧ, достигаемая за счет разумной идеализации схем замещения. Недостатками традиционного подхода являются потеря точности при использовании упрощенных схем замещения и трудности в количественной оценке погрешностей расчета.

Эти недостатки успешно преодолеваются при формальном электродинамическом подходе, ориентированном на применение мощных ЭВМ. Здесь осуществляется декомпозиция устройства СВЧ на ряд базовых элементов в виде геометрических конфигураций, допускающих аналитическое или численное определение матрицы параметров путем решения уравнений Максвелла при заданных граничных условиях. Последующее нахождение матрицы параметров сложного устройства осуществляется по точно таким же алгоритмам объединения многополюсников, как и при традиционном подходе на основе схем замещения. Электродинамический подход в принципе позволяет выполнять расчеты с любой требуемой точностью, однако при этом теряется наглядность анализа и происходит сужение класса устройств, рассчитываемых по конкретной вычислительной программе.



Между традиционным и электродинамическим подходами нет глубоких принципиальных различий, и поэтому в основу последующего изложения методов анализа на основе принципа декомпозиции положен традиционный подход на основе схем замещения базовых элементов. При этом следует различать два уровня декомпозиции: 1) представление укрупненных базовых элементов СВЧ в виде схем замещения из отрезков линий передачи и элементов  $L$ ,  $C$  и  $R$ ; 2) разбиение тракта СВЧ на укрупненные базовые элементы и использование алгоритмов объединения многополюсников.

## 2.2. АНАЛИЗ УСТРОЙСТВ СВЧ С ПОМОЩЬЮ МАТРИЦ ПЕРЕДАЧИ

Многие четырехполюсные и двухполюсные устройства СВЧ имеют каскадную структуру, для которой характерно, что выход предшествующего четырехполюсника является входом последующего и т.д. (рис. 2.1). Анализ такого соединения значительно упрощается, если характеризовать четырехполюсники, а также их объединение специальными матрицами – *матрицами передачи*. При определении матриц передачи в качестве воздействия на четырехполюсник выбирается пара электрических величин, определяющих режим одного входа (обычно второго), а в качестве реакции – соответствующая пара величин, определяющая режим другого

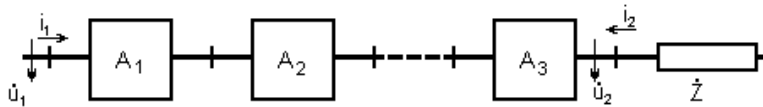


Рис 2.1 Каскадное соединение четырехполюсников

входа (обычно первого).

Для *классической* матрицы передачи  $A$  связь воздействия и реакции имеет вид

$$\begin{pmatrix} \dot{u}_1 \\ \dot{i}_1 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{a} & \dot{b} \\ \dot{c} & \dot{d} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \dot{u}_2 \\ -\dot{i}_2 \end{pmatrix}, \quad A \equiv \begin{bmatrix} \dot{a} & \dot{b} \\ \dot{c} & \dot{d} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

При таком определении *матрица передачи* любого числа каскадно включенных четырехполюсников оказывается равной произведению матриц передачи отдельных каскадов – это основное свойство любой матрицы передачи. Перемножать матрицы каскадов надо именно в той последовательности, в какой они включены в тракт.

Иногда предпочитают пользоваться так называемой *волновой матрицей передачи*, вводимой соотношениями

$$\begin{pmatrix} \dot{u}_{n1} \\ u_{01} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{t}_{11} & \dot{t}_{12} \\ \dot{t}_{21} & \dot{t}_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \dot{u}_{02} \\ u_{n2} \end{pmatrix}, \quad T \equiv \begin{bmatrix} \dot{t}_{11} & \dot{t}_{12} \\ \dot{t}_{21} & \dot{t}_{22} \end{bmatrix}.$$

Каких-либо дополнительных возможностей по сравнению с матрицей  $A$  матрица  $T$  не дает. Из (2.1) следует, что элементы  $\dot{a}$  и  $\dot{c}$  матрицы  $A$  представляют собой коэффициенты передачи по нормированному напряжению и нормированную взаимную проводимость при холостом ходе на выходе 2 четырехполюсника. Элементы  $\dot{a}$  и  $\dot{b}$  – коэффициент передачи по нормированному току и нормированное взаимное сопротивление при коротком замыкании на выходе 2. Зная элементы матрицы  $A$ , легко анализировать двухполюсники каскадной структуры, образующиеся при нагружении последнего каскада устройством с нормированным сопротивлением  $\dot{z}_i = [\dot{u}_2 / (-\dot{i}_2)]$ . Входное сопротивление такого составного двухполюсника, согласно (2.1), будет

$$\dot{z}_{ex} = \frac{\dot{u}_1}{\dot{i}_1} = \frac{\dot{a}\dot{u}_2 - \dot{b}\dot{i}_2}{\dot{c}\dot{u}_2 - \dot{d}\dot{i}_2} = \frac{\dot{a}\dot{z}_n + \dot{b}}{\dot{c}\dot{z}_n + \dot{d}}, \quad (2.2)$$

где использованы элементы матрицы  $A = A_1 A_2 \dots A_N$ .

Если конечная нагрузка представляет короткое замыкание или разрыв, то формула (2.2) упрощается и принимает одну из следующих форм:

$$\dot{z}_k = \dot{b} / \dot{d} \text{ при } \dot{z}_i = 0; \quad \dot{z}_x = \dot{a} / \dot{c} \text{ при } \dot{z}_u \rightarrow \infty \quad (2.3)$$

Коэффициент отражения составного двухполюсника можно найти по обычной формуле  $\dot{\rho}_{ex} = (\dot{z}_{ex} - 1) / (\dot{z}_{ex} + 1)$ , подставляя в нее значения  $\dot{z}_{ex}$  из (2.2) или (2.3). Связь матрицы  $A$  с матрицей рассеяния четырехполюсника. Для получения формул перехода от матрицы передачи к матрице рассеяния  $S$  следует выразить столбцы воздействия и реакции в (2.1) через падающие и отраженные волны:  $\dot{u}_{1,2} = \dot{u}_{i1,2} + \dot{u}_{r1,2}$  и  $\dot{i} = \dot{u}_{i1,2} - \dot{u}_{r1,2}$ . После приведения подобных членов получаются соотношения

$$\begin{aligned} \dot{u}_{n1} + \dot{u}_{o1} &= (\dot{a} - \dot{b})\dot{u}_{n2} + (\dot{a} + \dot{b})\dot{u}_{o2} \\ \dot{u}_{n1} - \dot{u}_{o1} &= (\dot{c} - \dot{d})\dot{u}_{n2} + (\dot{c} + \dot{d})\dot{u}_{o2} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Используя определение элемента матрицы рассеяния и комбинируя попарно соотношения (2.4), находим формулы перехода:

$$\begin{aligned} \dot{s}_{11} &= \frac{(\dot{a} - \dot{d}) + (\dot{b} - \dot{c})}{\dot{a} + \dot{b} + \dot{c} + \dot{d}}; & \dot{s}_{12} &= \frac{2(\dot{a}\dot{d} - \dot{b}\dot{c})}{\dot{a} + \dot{b} + \dot{c} + \dot{d}}, \\ \dot{s}_{21} &= \frac{2}{\dot{a} + \dot{b} + \dot{c} + \dot{d}}; & \dot{s}_{22} &= \frac{-(\dot{a} - \dot{d}) + (\dot{b} - \dot{c})}{\dot{a} + \dot{b} + \dot{c} + \dot{d}}. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Элементарные взаимные четырехполюсники. Для декомпозиции большинства взаимных четырехполюсников СВЧ каскадной структуры достаточно четырех базовых элементов, которые будем также называть элементарными четырехполюсниками. Схемы замещения элементарных четырехполюсников и соответствующие им классические матрицы пере-

дачи показаны на рис. 2.2. Отметим, что каждый элементарный четырехполюсник характеризуется лишь одним номиналом (комплексным или вещественным). Поясним, как составлены классические матрицы передачи элементарных четырехполюсников. Первый четырехполюсник (рис. 2.2, а) представляет *отрезок регулярной линии передачи длиной l*. Элементы  $\dot{a}$  и  $\dot{d}$  классической матрицы передачи этого четырехполюсника задают распределение напряжения в разомкнутой линии и распределение тока в короткозамкнутой линии, и поэтому они одинаковы и в случае отсутствия потерь равны  $\cos \beta l$ . Элементы  $\dot{b}$  и  $\dot{c}$  матрицы  $A$  отрезка передачи без потерь находятся следующим образом:

$$\dot{b} = \left( \frac{\dot{u}_1}{-i_2} \right)_{u_2=0} = \left( \frac{\dot{u}_1}{i_1} \right) \left( \frac{i_1}{-i_2} \right)_{u_2=0} = \dot{z}_k \dot{d} = j \operatorname{tg} \beta l \cos \beta l = j \sin \beta l,$$

$$\dot{c} = \left( \frac{i_1}{u_2} \right)_{i_1=0} = \left( \frac{i_1}{\dot{u}_1} \right) \left( \frac{\dot{u}_1}{u_2} \right)_{i_1=0} = \dot{y}_x \dot{a} = j \operatorname{tg} \beta l \cos \beta l = j \sin \beta l,$$

где через  $\dot{z}_k = j \operatorname{tg} \beta l = \dot{y}_x$  обозначены входное сопротивление и входная проводимость линии передачи при коротком замыкании и холостом ходе. В случае отрезка линии передачи с потерями  $\alpha \neq 0$  элементы матрицы определяются аналогично.

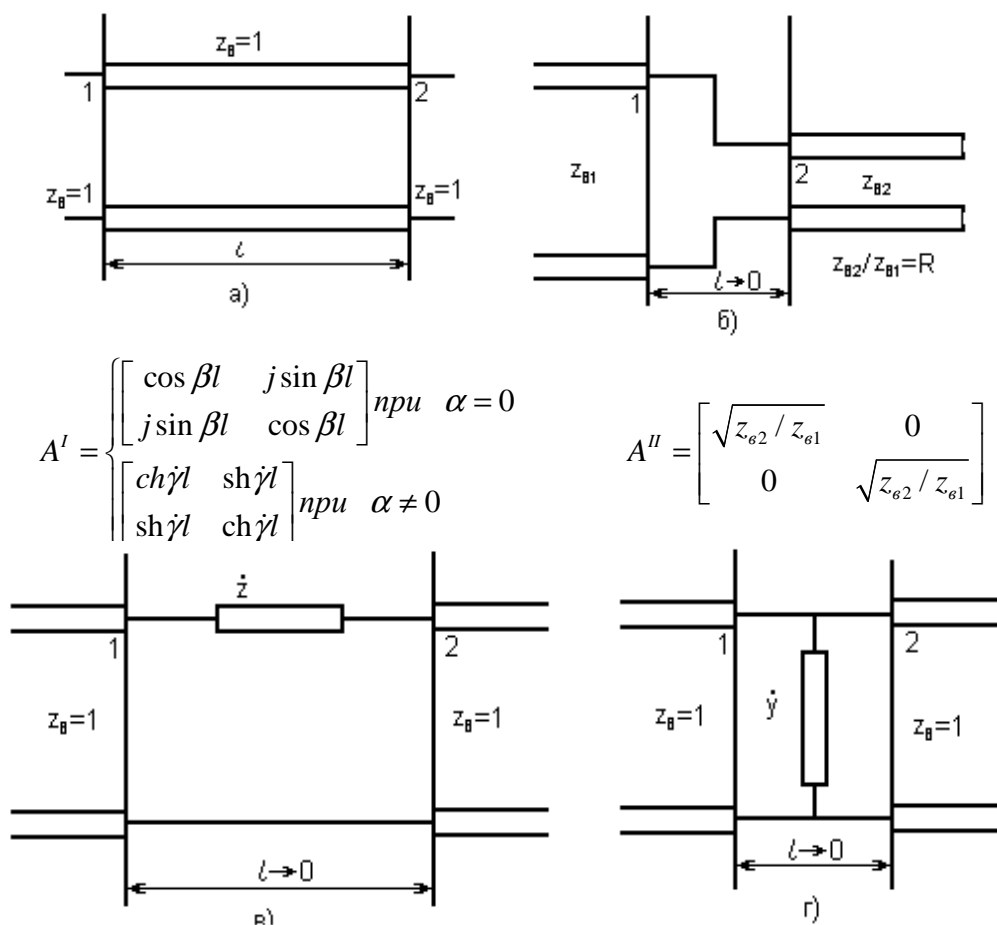


Рис. 2.2. Элементарные взаимные четырехполюсники

Для элементарного четырехполюсника в виде стыка двух линий передачи, отличающихся волновыми сопротивлениями  $z_{e1}$  и  $z_{e2}$  (рис. 2.2, б), в плоскости стыка выполняются равенства полных ненормированных напряжений и токов:  $\dot{U}_1 = \dot{U}_2, \dot{I}_1 = -\dot{I}_2$ . Знак минус учитывает, что токи на каждом входе втекают внутрь четырехполюсника. Переходя к нормированным напряжениям и токам, получаем равенства  $\dot{u}_1 = \dot{u}_2 \sqrt{\dot{z}_{e2} / \dot{z}_{e1}}, \dot{i}_1 = -\dot{i}_2 \sqrt{\dot{z}_{e2} / \dot{z}_{e1}}$  из которых и следует классическая матрица передачи стыка.

Для элементарного четырехполюсника в виде сосредоточенного сопротивления  $\dot{z}$ , включенного последовательно в разрыв между двумя одинаковыми линиями передачи (рис. 2.2, в), согласно закону Ома, нормированное напряжение на входе  $I$  равно  $\dot{u}_1 = \dot{u}_2 - \dot{z}\dot{i}_2$  и, кроме того, имеет место равенство  $\dot{i}_1 = -\dot{i}_2$ . Из этих двух условий и следуют значения элементов матрицы  $A$ .

Для четырехполюсника, представляющего собой сосредоточенную проводимость  $\dot{y}$ , шунтирующую регулярную линию передачи (рис. 2.2, г), имеют место равенства  $\dot{u}_1 = \dot{u}_2, \dot{i}_1 = \dot{y}\dot{u}_2 - \dot{i}_2$ . Из этих равенств и следуют значения элементов матрицы передачи. Отметим, что элементарные четырехполюсники, представленные на рис. 4.2, кроме отрезка линии передачи имеют нулевую электрическую длину и, следовательно, являются предельно упрощенными математическими моделями. Неизбежное запаздывание при распространении электромагнитной волны в реальных элементах тракта, для анализа которых применяются такие схемы замещения, легко может быть учтено каскадным присоединением отрезков линий передачи на входе и выходе каждого элемента.

Условия реактивности четырехполюсника. Из формул перехода к матрице рассеяния (2.5) следует, что требование взаимности  $\dot{s}_{12} = \dot{s}_{21}$  приводит к равенству  $\dot{a}\dot{d} - \dot{b}\dot{c} = \det A = 1$ . Таким образом, для взаимных четырехполюсников определитель матрицы передачи должен быть равен единице. Далее, из условия отсутствия потерь во взаимном четырехполюснике следует, что в матрице передачи элементы  $\dot{a}$  и  $\dot{d}$  должны быть чисто вещественными, а элементы  $\dot{b}$  и  $\dot{c}$  – чисто мнимыми. Это свойство легко проверить на элементарных четырехполюсниках (рис. 2.2) и обобщить на каскадное соединение любого числа таких четырехполюсников. Для невзаимных четырехполюсников условие недиссипативности более сложное и сводится к представимости матрицы передачи в виде

$$A = e^{j\varphi} \begin{bmatrix} \alpha & j\beta \\ j\gamma & \sigma \end{bmatrix},$$

где  $\alpha\sigma + \beta\gamma = 1$ , и  $\alpha, \beta, \gamma, \sigma$  и  $\varphi$  – вещественные числа.

Условия симметрии и антисимметрии четырехполюсников. Для симметричных четырехполюсников должны выполняться равенства  $\dot{s}_{11} = \dot{s}_{22}$ ,

$\dot{s}_{12} = \dot{s}_{21}$ . С помощью формул перехода (2.5) легко установить, что симметрия имеет место при выполнении условий на элементы матрицы передачи:  $\dot{a} = \dot{d}, \det A = 1$ .

Своего рода противоположностью симметричным четырехполюсникам являются так называемые *антисимметричные четырехполюсники*, т. е. такие, у которых на любой частоте собственные коэффициенты отражения двух входов равны по значению и противоположны по фазе:  $\dot{s}_{11} = -\dot{s}_{22}$  и  $\dot{s}_{12} = \dot{s}_{21}$ . Из формул перехода (2.5) следует, что в терминах матрицы передачи условия антисимметрии сводятся к равенствам  $\dot{b} = \dot{c}$  и  $\det A = 1$ . Антисимметричным на рис. 2.2 является стык двух линий передачи, остальные элементарные четырехполюсники на рис. 2.2 симметричны.

Пример. Одноступенчатый трансформатор (рис. 2.3). В соответствии с принципом декомпозиции для нахождения матрицы передачи трансформатора надо перемножить матрицу  $A$  левого скачка волнового сопротивления на матрицу передачи отрезка линии длиной  $l$  и еще раз на матрицу  $A$  правого скачка волнового сопротивления. В результате получим

$$A = \begin{bmatrix} \left(\sqrt{z_{e3}/z_{e1}}\right) \cos \beta l & j \left(z_{e2}/\sqrt{z_{e1}z_{e3}}\right) \sin \beta l \\ j \left(\sqrt{z_{e1}z_{e3}}/z_{e2}\right) \sin \beta l & \left(\sqrt{z_{e1}/z_{e3}}\right) \cos \beta l \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

Применяя формулы перехода к матрице рассеяния (2.5), находим входной коэффициент отражения трансформатора в виде

$$\dot{s}_{11} = \frac{\left(\sqrt{z_{e3}/z_{e1}} - \sqrt{z_{e1}/z_{e3}}\right) \cos \beta l + j \left(z_{e2}/\sqrt{z_{e1}z_{e3}} - \sqrt{z_{e1}z_{e3}}/z_{e2}\right) \sin \beta l}{\left(\sqrt{z_{e3}/z_{e1}} + \sqrt{z_{e1}/z_{e3}}\right) \cos \beta l + j \left(z_{e2}/\sqrt{z_{e1}z_{e3}} + \sqrt{z_{e1}z_{e3}}/z_{e2}\right) \sin \beta l} \quad (2.7)$$

Легко проверить, что трансформатор обеспечивает идеальное согласование  $\dot{s}_{11} = 0$  в следующих случаях:

1) При  $\beta l = \pi/2$  если  $z_{e2} = \sqrt{z_{e1}z_{e3}}$

Это обычный *четвертьволновый* трансформатор. Заметим, что он антисимметричен, т. е.

$$\dot{b} = \dot{c}_0.$$

2) при  $\beta l = \dot{c}$  и при любых  $z_{e2}$ , если  $z_{e1} = z_{e3}$ . Это обычный *полуволновый* трансформатор (он симметричен, так как  $\dot{a} = \dot{d}$ )

3) при любых  $\beta l$  если  $z_{e1} = z_{e2} = z_{e3}$ , что соответствует

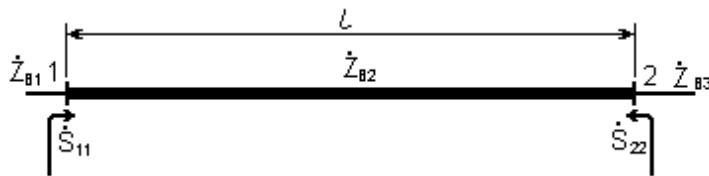


Рис. 2.3. Трансформатор в тракте СВЧ

тривиальному случаю регулярной линии передачи.

Вводя небольшую расстройку по длине волны  $\Delta\lambda = \lambda - \lambda_0$  и разлагая тригонометрические функции в (2.7) в ряды Тейлора в окрестности номинальной длины волны  $\lambda_0$ , можно получить удобные приближенные формулы для оценки частотных свойств трансформаторов по вносимому рассогласованию:

четвертьволновой трансформатор

$$l = \lambda_0 / 4; \quad z_{e2}^2 = z_{e1} z_{e2},$$

$$\beta l = \frac{2\pi l}{\lambda_0} \frac{\lambda_0}{\lambda} \approx \frac{\pi}{2} (1 - \Delta\lambda / \lambda_0),$$

$$\sin \beta l \approx 1, \cos \beta l \approx (\pi / 2) (\Delta\lambda / \lambda),$$

$$\dot{s}_{11} \approx j \frac{\pi}{2} \left( \sqrt{\frac{z_{e1}}{z_{e3}}} - \sqrt{\frac{z_{e3}}{z_{e1}}} \right) \frac{\Delta\lambda}{\lambda_0},$$

полуволновой трансформатор

$$l = \lambda_0 / 2; \quad z_{e1} = z_{e3},$$

$$\beta l \approx \pi (1 - \Delta\lambda / \lambda_0),$$

$$\sin \beta l \approx \pi (\Delta\lambda / \lambda), \quad \cos \beta \approx -1,$$

$$\dot{s}_{11} \approx j \frac{\pi}{2} \left( \frac{z_{e1}}{z_{e2}} - \frac{z_{e2}}{z_{e1}} \right) \frac{\Delta\lambda}{\lambda_0}.$$

Использованный при получении этих формул метод линеаризации тригонометрических функций при небольших расстройках удобен и при анализе других устройств, содержащих резонансные отрезки линий передачи.

### 2.3. МЕТОД СИНФАЗНОГО И ПРОТИВОФАЗНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Этот метод сводит анализ восьмиполусников, имеющих плоскость симметрии, к анализу более простых четырехполусников, представляющих собой «половины» восьмиполусника.

Пусть плоскость симметрии взаимного восьмиполусника проходит между входами 1, 3 и 2, 4 (рис. 2.4, а). В матрице рассеяния восьмиполусника вследствие симметрии и взаимности независимыми между собой оказываются только шесть элементов:  $\dot{s}_{11} = \dot{s}_{22}$ ,  $\dot{s}_{21} = \dot{s}_{12}$ ,  $\dot{s}_{31} = \dot{s}_{13} = \dot{s}_{42} = \dot{s}_{24}$ ,  $\dot{s}_{41} = \dot{s}_{14} = \dot{s}_{23} = \dot{s}_{32}$ ,  $\dot{s}_{33} = \dot{s}_{44}$  и  $\dot{s}_{43} = \dot{s}_{34}$ .

Рассмотрим два режима возбуждения восьмиполусника: синфазный и противофазный.

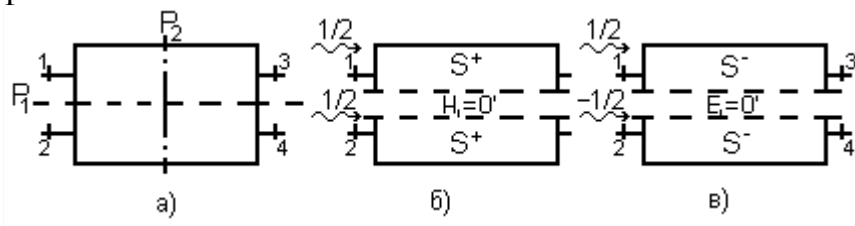


Рис. 2.4 Декомпозиция четырехполусника (а) при синфазном (б) и противофазном (в) возбуждении

1. При *синфазном возбуждении* со стороны входов 1 и 2 падающими волнами  $i_{n1}^+ = 1/2$ ,  $i_{n2}^+ = 1/2$  через плоскость симметрии не происходит передачи мощности и в ней устанавливается пучность распределения напряженности касательного электрического поля и нуль распределения напряженности касательного магнитного поля, т. е. создается режим холостого хода. Плоскость как бы расчленяет восьмиполусник на два не связанных между собой парциальных четырехполусника синфазного возбуждения, каждый из которых характеризуется матрицей рассеяния  $S+$  (рис. 2.4, б).

2. При *противофазном возбуждении* со стороны входов 1 и 2 падающими волнами  $\dot{u}_{n1}^- = 1/2$ ,  $\dot{u}_{n2}^- = -1/2$  через плоскость симметрии нет передачи мощности, в этой плоскости устанавливается нуль распределения напряженности касательного электрического поля и пучность распределения напряженности касательного магнитного поля, т. е. создается режим короткого замыкания. Плоскость симметрии как бы расчленяет восьмиполусник на два не связанных между собой парциальных четырехполусника противофазного возбуждения, каждый из которых характеризуется матрицей рассеяния  $S^-$  (рис. 2.4, б).

Матрицы рассеяния парциальных четырехполусников синфазного и противофазного возбуждения

$$S^+ = \begin{bmatrix} \dot{\rho}_1^+ & \dot{t}^+ \\ \dot{t}^+ & \dot{\rho}_2^+ \end{bmatrix}, S^- = \begin{bmatrix} \dot{\rho}_1^- & \dot{t}^- \\ \dot{t}^- & \dot{\rho}_2^- \end{bmatrix}$$

могут быть определены одна независимо от другой, например, через произведение матриц передачи, если парциальные четырехполусники представимы в виде цепочки элементарных каскадов.

Суперпозиция синфазного и противофазного возбуждения входов 1 и 2 в восьмиполуснике представляет возбуждение одиночного входа 1:  $\dot{u}_{n1} = \dot{u}_{n1}^+ + \dot{u}_{n1}^- = 1$ ,  $\dot{u}_{n2} = \dot{u}_{n2}^+ + \dot{u}_{n2}^- = 0$ . Поэтому, суммируя реакции парциальных четырехполусников на синфазное и противофазное возбуждения входов 1 и 2, можно определить следующие четыре независимых элемента матрицы рассеяния восьмиполусника:

$$\begin{aligned} \dot{s}_{11} &= \frac{1}{2}(\dot{\rho}_1^+ + \dot{\rho}_1^-), & \dot{s}_{12} &= \frac{1}{2}(\dot{\rho}_1^+ - \dot{\rho}_1^-), \\ \dot{s}_{31} &= \frac{1}{2}(\dot{t}^+ + \dot{t}^-), & \dot{s}_{41} &= \frac{1}{2}(\dot{t}^+ - \dot{t}^-). \end{aligned} \quad (2.8)$$

Для нахождения элементов  $\dot{s}_{33}$  и  $\dot{s}_{43}$  матрицы  $S$  восьмиполусника достаточно повторить опыты синфазного и противофазного возбуждения для входов 3 и 2. Это приводит к искомым соотношениям

$$\dot{s}_{33} = \frac{1}{2}(\dot{\rho}_2^+ + \dot{\rho}_2^-), \quad \dot{s}_{43} = \frac{1}{2}(\dot{\rho}_2^+ - \dot{\rho}_2^-). \quad (2.8a)$$

Естественно, что при наличии у восьмиполусника еще одной плоскости симметрии (или же при наличии полной поворотной симметрии всех четырех входов) с помощью формул (2.8, а) будет автоматически получено  $\dot{s}_{33} = \dot{s}_{11}$ ,  $\dot{s}_{43} = \dot{s}_{21}$ .

Описанный метод синфазного и противофазного возбуждения может быть обобщен на симметричные многополусники с любым четным числом входов [2].

Пример. Волноводный щелевой мост. Реактивный восьмиполусник образован двумя параллельными прямоугольными волноводами с волнами типа  $H_{10}$ . В общей

узкой стенке (т. е. в плоскости симметрии) выполнено отверстие связи длиной  $l$  (рис. 4.5, а). Выберем сечения всех входов восьмиполосника на равных расстояниях  $\Delta$  от краев отверстия связи и используем декомпозицию по методу синфазного и противофазного возбуждения входов 1 и 2.

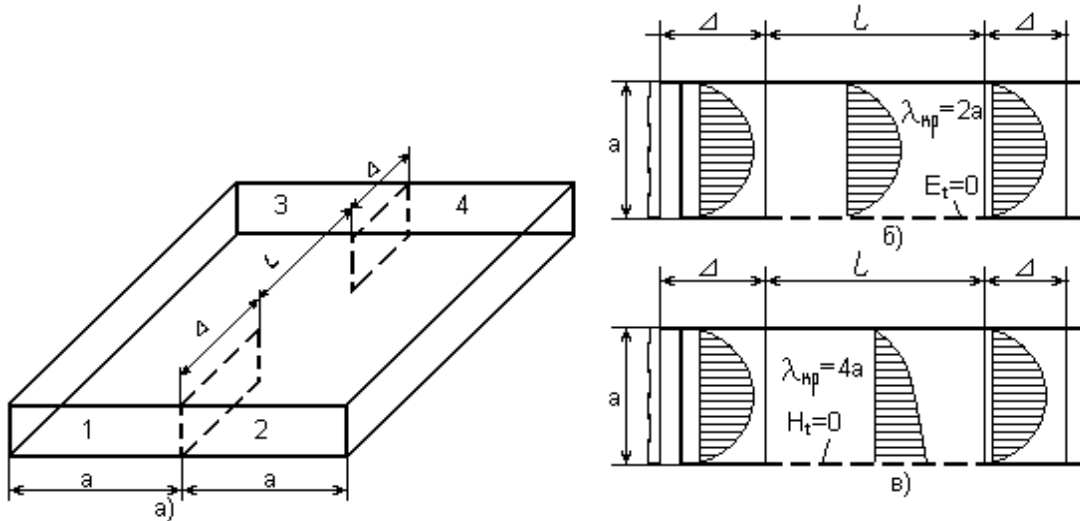


Рис. 4.5 Декомпозиция восьмиполосника (а) при синфазном (б) и противофазном (в) возбуждениях

Наиболее простым оказывается случай противофазного возбуждения, которому соответствует мысленное затягивание отверстия связи идеальной металлической плоскостью (рис. 4.5, б). Образующиеся парциальные четырехполосники противофазного возбуждения представляют собой отрезки регулярного прямоугольного волновода длиной  $l + 2\Delta$  и характеризуются параметрами рассеяния  $\rho_1^- = \rho_2^- = 0$ ,  $t^- = e^{-j\varphi^-}$ , где  $\varphi^- = (2\pi / \lambda_a^-)(l + 2\Delta)$  – фазовая задержка при распространении основной волны  $H_{10}$  прямоугольного волновода на участке длиной  $l + 2\Delta$ ;  $\lambda_a^- = \sqrt{1 - [\lambda_0 / (2a)]^2}$  – длина волны в волноводе шириной  $a$ .

Парциальные четырехполосники синфазного возбуждения получаются при мысленном затягивании отверстия связи плоскостью из идеального магнетика. В среднем отрезке длиной  $l$  такого четырехполосника может распространяться только низшая волна типа Н с распределением поперечных компонентов поля  $E$  и  $H$ , показанным внутри этого отрезка на рис. 4.5, в. Фактически это половина картины распределения волны типа  $H_{10}$  для прямоугольного металлического волновода удвоенной ширины  $2a$  при длине волны в нем  $\lambda_a^+ = \lambda_0 \sqrt{1 - [\lambda_0 / (4a)]^2}$ .

Параметры рассеяния четырехполосника синфазного возбуждения можно найти, решая уравнения Максвелла при удовлетворении требуемых граничных условий на стенках. С некоторым приближением, которое хорошо подтверждается строгим электродинамическим расчетом, можно считать отражения на стыках обычного прямоугольного волновода с гипотетическим волноводом такого же сечения, но с одной идеальной магнитопроводящей узкой стенкой пренебрежимо малыми и полагать  $\rho_{12} \approx 0$ ,  $t^+ \approx e^{-j\varphi^+}$ . Фазовая задержка в четырехполоснике синфазного возбуждения  $\varphi^+$  отличается от задержки при противофазном возбуждении  $\varphi^-$  на дополнительную величину  $\delta\varphi$ , что



связано с укорочением длины волны в волноводе на участке длиной  $l$  из-за граничного условия  $H_t = 0$ ,  $\varphi^+ = \varphi^- + \delta\varphi$ , где  $\delta\varphi = 2\pi l \left( \frac{1}{\lambda_a^+} + \frac{1}{\lambda_a^-} \right)$ .

Подставляя установленные значения параметров рассеяния парциальных четырехполюсников в формулы (2.8), получаем матрицу рассеяния анализируемого восьмиполюсника:

$$S \approx \begin{bmatrix} 0 & T_i \\ T & 0 \end{bmatrix}, \text{ где } T = e^{-j(\varphi^- + \delta\varphi/2)} \begin{bmatrix} \cos(\delta\varphi/2) & -j \sin(\delta\varphi/2) \\ -j \sin(\delta\varphi/2) & \cos(\delta\varphi/2) \end{bmatrix}.$$

Наличие у восьмиполюсника двух пар согласованных и развязанных входов свидетельствует, что получился *направленный ответвитель*. При длине окна связи между волноводами  $l$ , обеспечивающей дифференциальный фазовый сдвиг между коэффициентами передачи синфазного и противофазного возбуждений  $\delta\varphi = \varphi/2$ , направленный ответвитель обеспечивает равное деление мощности, подаваемой на любой его вход, и в этом случае рассматриваемое устройство называется *щелевым мостом*. Щелевой мост осуществляет деление мощности с *квадратурным фазовым сдвигом* в выходных плоскостях отсчета фаз. Это свойство является характерным для всех направленных ответвителей с двумя плоскостями симметрии.

При практической реализации в центр щелевого моста обычно вводится регулируемый по глубине погружения настроечный штырь и осуществляется небольшое сужение волноводов на участке их связи длиной  $l$ . Этим достигается улучшение качества согласования четырехполюсника синфазного возбуждения и, кроме того, появляется возможность регулировать коэффициент деления мощности в небольших пределах. Щелевой мост при оптимально подобранных параметрах дополнительных элементов является довольно широкополосным устройством и может быть использован в полосе частот, составляющей 10 – 15% от средней рабочей частоты.

## ГЛАВА 3. ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ СВЧ

### 3.1. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ

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.

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 бане 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. 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 диапазонах 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.

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 которых 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  $x = a, y = b$ .

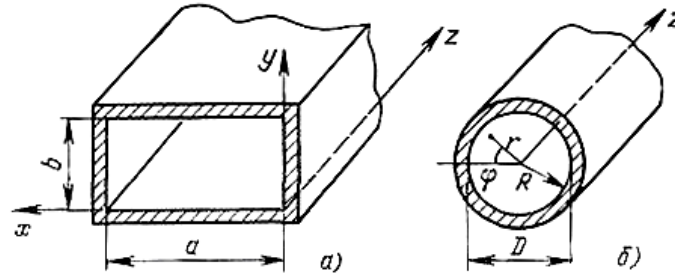


Рис. 3.1 Полые волноводы: а – прямоугольный; б – круглый

Из условия 1 следует обращение в нуль коэффициентов при косинусоидальных 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 [21] граничное условие примет вид

$$\frac{\partial H_z}{\partial x} = 0 \quad \text{при } y = 0, y = b$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} = 0 \quad \text{при } x = 0, x = a.$$

Найдя производные  $\frac{\partial H_z}{\partial x}$  и  $\frac{\partial H_z}{\partial y}$ , так же, как и в предыдущем случае, получим

$$H_z = H_0 \cos(m\pi x/a) \cos(n\pi y/b) e^{-\gamma_2 z}. \quad (3.5)$$

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  $m$  и  $n$  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.

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 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, а) 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 —  $H_{10}$ .

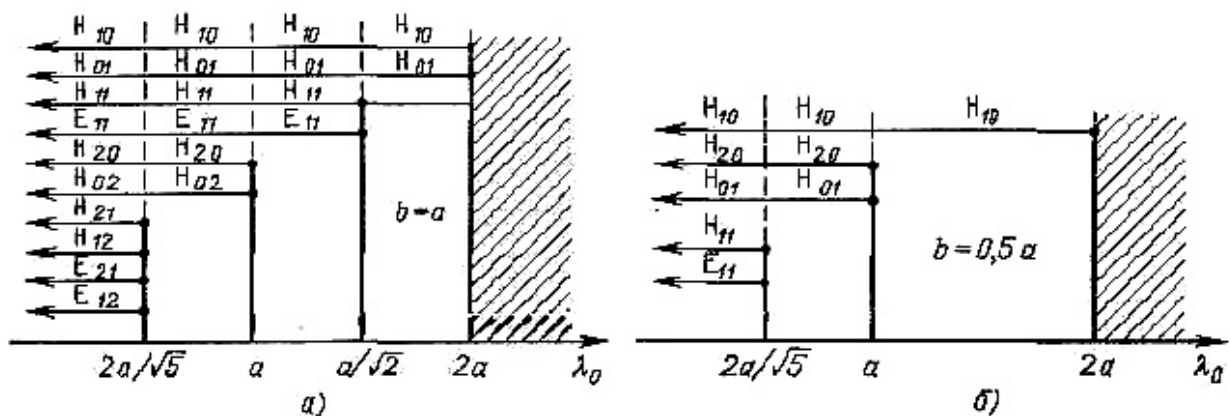


Рис. 3.2. Распределение критических длин волн в прямоугольных волноводах (заштрихована область отсечки): а – для сечения  $b = a$ ; б – для сечения  $b = 0,5a$

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 на рис. 3.2, где показана структура полей наиболее часто встречающихся волн типа приведены  $E_{01}, E_{11}, H_{01}, H_{11}$

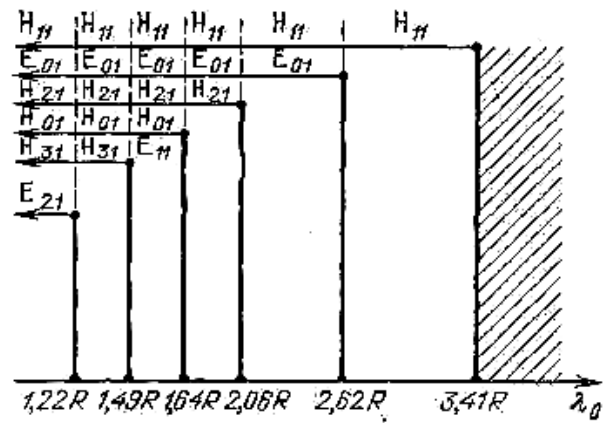


Рис. 3.3. Распределение критических длин волн в круглом волноводе (заштрихована область отсечки)

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 рис. 3.3 следует:

- 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  $H_\varphi$  отсутствует и существует только продольный компонент вектора  $H$ . Последний также стремится к нулю при  $\lambda_c/R \rightarrow 0$ , следовательно, в пределе у стенок поле отсутствует и ток по стенкам не течет. Это объясняет малое затухание волн  $H_{10}$  ( $H_{0n}$ ) 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  $H_{10}$ , 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  $H_{11}$ ,  $E_{01}$ ,  $E_{11}$ ,  $H_{21}$ . 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.

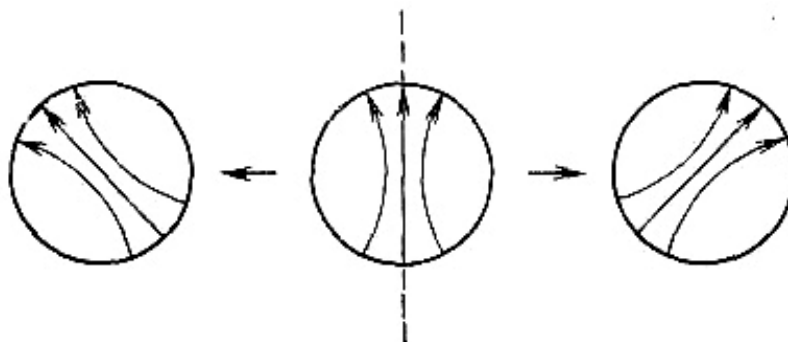


Рис. 3.4. Представление волны  $H_{11}$  в виде суммы двух линейно-поляризованных взаимно перпендикулярных волн

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

В технике СВЧ для направленной передачи большой мощности чаще всего применяются прямоугольные волноводы. Их преимущество 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

$$H_z = H_0 \cos(\pi \cdot x/a) e^{-\gamma_2 z}. \quad (3.8)$$

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

$$\begin{aligned} E_x &= 0; H_y = 0; \\ E_y &= \frac{i\omega\mu_0 a}{\pi} H_0 \sin \frac{\pi x}{a} e^{-\gamma_2 z} \end{aligned} \quad (3.9)$$

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

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

Полученная с помощью уравнений структура поля волны  $H_{10}$  показана выше. Там же 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*  $Z_a$ .

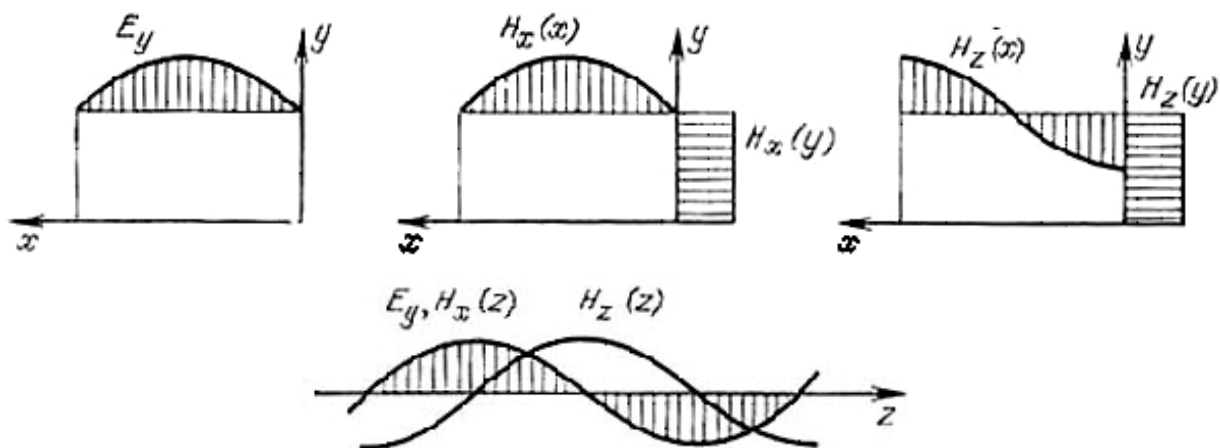


Рис. 3.5. Распределение электрического и магнитного полей в поперечном и продольном сечениях прямоугольного волновода на волне  $H_{10}$

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

$$Z_a = \frac{b}{a} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} / \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2} \frac{1}{\epsilon\mu}, \quad (3.11)$$

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  $J_{\text{м} \delta} = \epsilon_0 \partial E_y / \partial t$  и может быть вычислен с помощью (3.9).

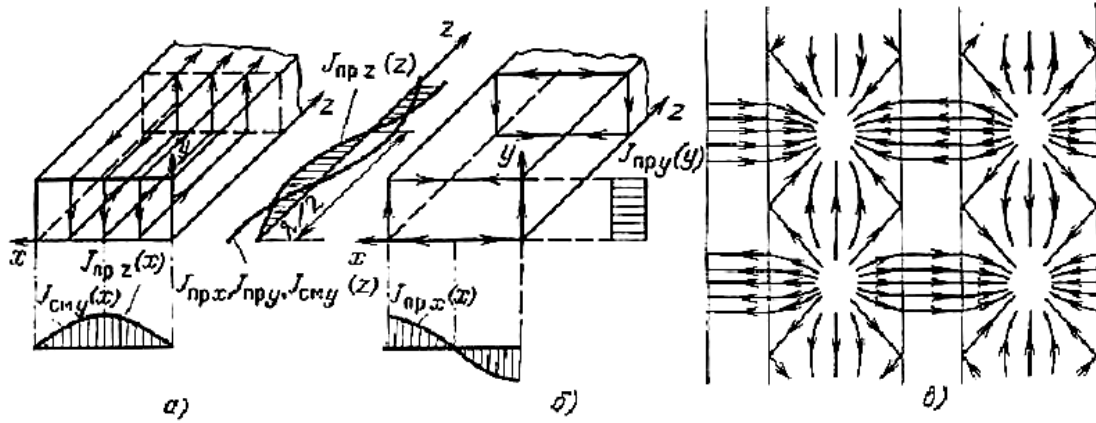


Рис. 3.6. Распределение плотностей токов смещения и проводимости в прямоугольных волноводах на волне  $H_{10}$ :

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

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  $J_{npz} = H_x$ , поперек широких стенок  $J_{npx} = H|_{y=0; y=b}$  вдоль узких стенок  $J_{npx} = H_x|_{x=0; x=a} = 0$  и поперек узких стенок  $J_{npx} = H_z|_{x=0; x=a}$ .

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, в.

### 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).

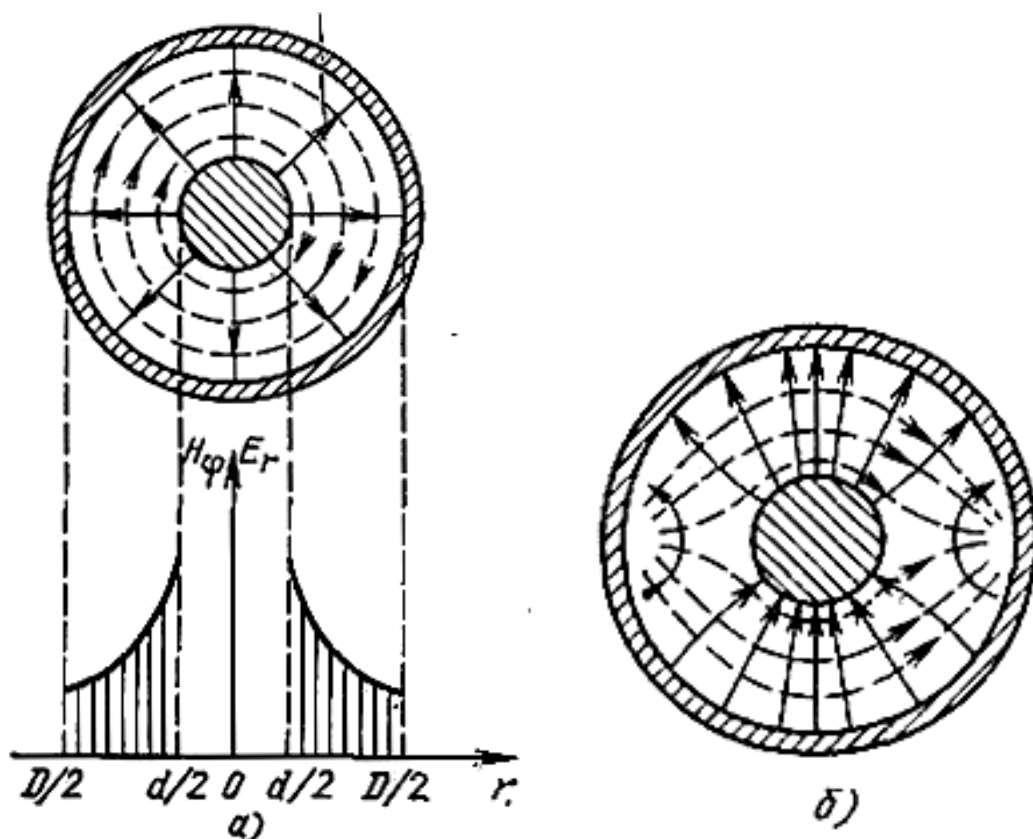


Рис. 3.7. Коаксиальный волновод:  
 а – структура поля Т-волны; б – структура поля  $H_{11}$

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  $H_\varphi$ . 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

$$H_\varphi = I/2\pi r, E_r = Z_c H_\varphi = (377/\sqrt{\epsilon_0}) (I/2\pi r)$$

или

$$E_r = 60I/(\sqrt{\epsilon_0} r). \quad (3.12)$$

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

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

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:

$$U = \int_{d/2}^{D/2} E_r dr = \int_{d/2}^{D/2} \frac{602I}{\sqrt{\epsilon r}} dr = \frac{60I}{\sqrt{\epsilon}} \ln \frac{D}{d} \quad (3.15)$$

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

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  $I_{i\delta} = E_{np} d\sqrt{\epsilon} / 120$ . Исходя из величины тока, пробивное напряжение определится соотношением

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

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  $Z_B = 60$  Ом.

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

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

Максимум этой зависимости наступает при  $D/d = 1,65$ , что составляет  $Z_\epsilon = 30$  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  $T$ -волне, за счет тепловых потерь в проводниках:

$$\alpha_R = \frac{1,89 \cdot 10^4 \sqrt{\varepsilon} \sqrt{f} (1 + D/d)}{D \ln(D/d)}, \quad (3.19)$$

размерность  $\alpha_R$  – дБ/м.

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

Из вышеизложенного видно, что оптимальные параметры коаксиальных волноводов находятся вблизи волнового сопротивления  $Z_B = 50$  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 ПЕРЕДАЧИ

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 з), а также относительно линий, образованных краями двух противоположных слоев металлизации (рис. 3.8, д). Это 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 возбуждающего 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.

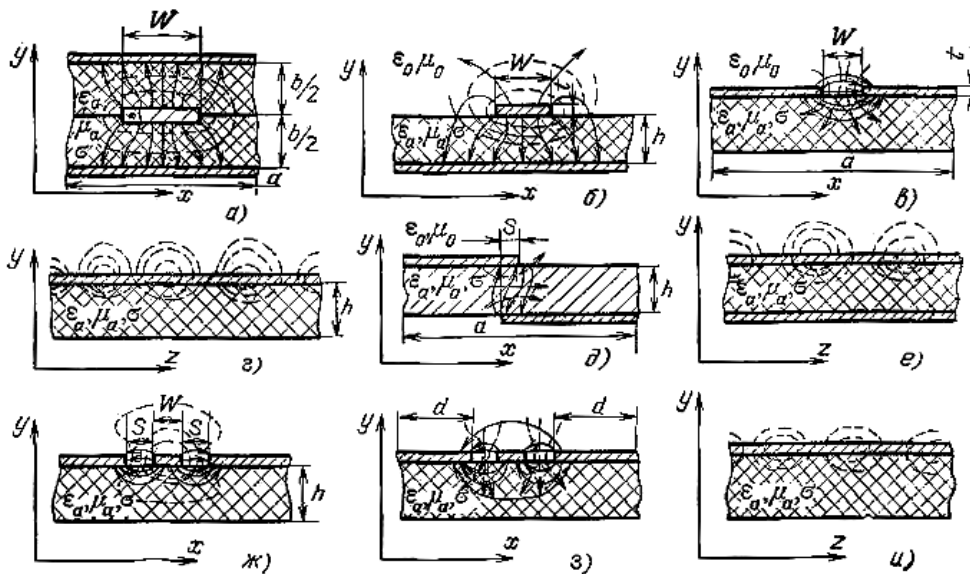


Рис.3.8 Конструкции полосковых линий и структуры электромагнитного поля в них: а – симметричная полосковая; б – несимметричная полосковая; в, г – симметричная щелевая; д, е – несимметричная щелевая; ж – копланарная с Т-волной; з, и – копланарная с Н-волной.

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 их возбуждение, необходимо выбрать размер экрана, ширину  $a \leq \lambda_s / 2$  и высоту  $b \leq \lambda_s / 2$ . 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  $Z_{\text{в}}$ , коэффициент затухания  $\alpha$ , предельная частота  $f_{\text{кр}}$  и эффективная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_{\text{эф}}$ . Введение  $\epsilon_{\text{эф}}$ , 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  $v_{\text{ф}}$  и длина волны  $\lambda_{\text{в}}$ .

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  $\epsilon_{\text{эф}}$  с последующим вычислением с помощью формулы

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

Коэффициент затухания полосковой линии определяется как сумма, состоящая из: коэффициента  $\alpha_{\text{К}}$ , 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, а часто пользуются параметром, называемым собственной добротностью линии  $Q_0$ , которая обратно пропорциональна коэффициенту затухания

$$Q_0 = 27,3 / \lambda_{\text{в}} \alpha, \quad (3.22)$$

откуда

$$\alpha = 27,3 / \lambda_{\text{в}} Q_0, \quad (3.23)$$

где размерность  $\alpha$  – дБ/м;  $Q_0$  – добротность полуволнового резонатора, выполненного из отрезка линии, замкнутого с обоих концов.

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

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

где принято  $\mu = 1$ .

Симметричная полосковая линия (СПЛ) (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

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

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]:

$$Z_{в} \approx 200 / \sqrt{\varepsilon} (1 + 2W / b), \quad (3.26)$$

где  $\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость подложки.

При расчетах конструкций обычно задаются  $Z_{в}$ ,  $\varepsilon$ ,  $b$  и, согласно (3.26), определяется

$$W \approx (100b / Z_{в} \sqrt{\varepsilon}) - 0,5b.$$

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

$$\alpha_R \approx 4,34 R_s / Z_{в} W \quad (3.27)$$

Потерями на излучение в СПЛ можно пренебречь.

Симметричная полосковая линия на базе диэлектрической пластины с  $\varepsilon = 2,5$ ;  $b = 4$  мм при  $Z_{в} = 50$  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  $\lambda_{в} / 2$ . Ширина основания выбирается из условия  $a \geq W + 2b$ , при котором электрическое поле у кромки основания незначительно.



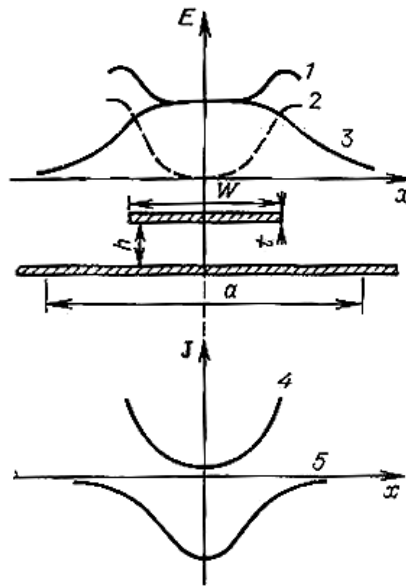


Рис. 3.9. Распределение напряженности электрического поля и тока в микрополосковой линии:

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

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 (1, 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 (1, 3 на рис. 3.9) она достигает напряженности поля плоского конденсатора  $E = U/h$ ; на внешней поверхности полоски (2 на рис. 3.9), в центре,  $E$  практически равно нулю.

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 ( $Z_{в}$ ,  $v_{ф}$  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]  $Z_B$  МПЛ можно определить по формуле: при  $W/h < 2$

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

при  $W/h > 2$

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

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  $Z_\epsilon \sqrt{\epsilon} \leq 132$

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

при  $Z_\epsilon \sqrt{\epsilon} \geq 132$

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

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

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  $h$  – 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  $K_{CT}$ :

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

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

Очевидно, что производственные допуски на геометрические размеры ( $W, h$ ) МПЛ должны быть обоснованы, что с одной стороны позволит получить требуемые электрические характеристики ( $K_{CT}$  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

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

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

Микрополосковая линия с  $\epsilon = 10, h = 1$  мм,  $Z_0 = 50$  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. Ори-

ентировочные 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.

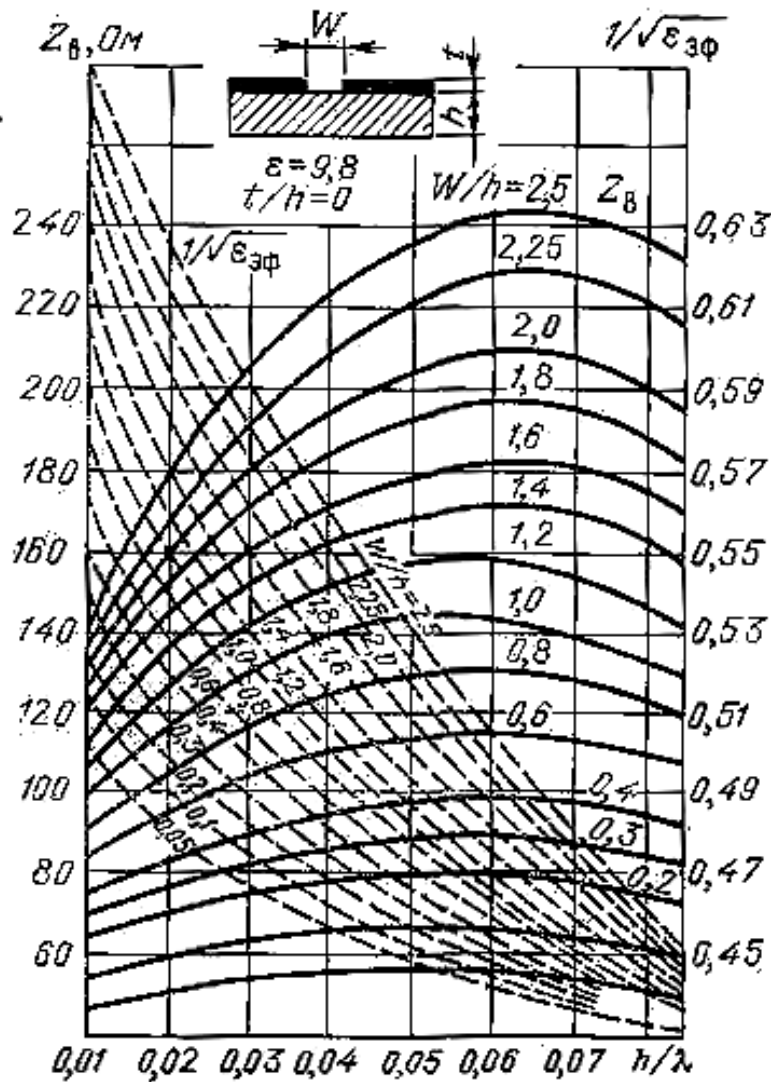


Рис. 3.10. Характеристики симметричной щелевой линии

Симметричная щелевая линия (СЩЛ) (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 ее структуре поля имеется большая продольная составляющая магнитного поля  $H_z$  (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.

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

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

Несимметричная щелевая линия (НЩЛ) (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.

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) (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- $T$  (рис. 3.8, ж). Кроме того, в ней возможны волны высшего типа (рис. 3.8, з, и). Для 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:

$$Z_0 = (1/\sqrt{\varepsilon+1})132K_1(k), \quad (3.35)$$

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. ШТЫРИ И ДИАФРАГМЫ

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]:

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

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.

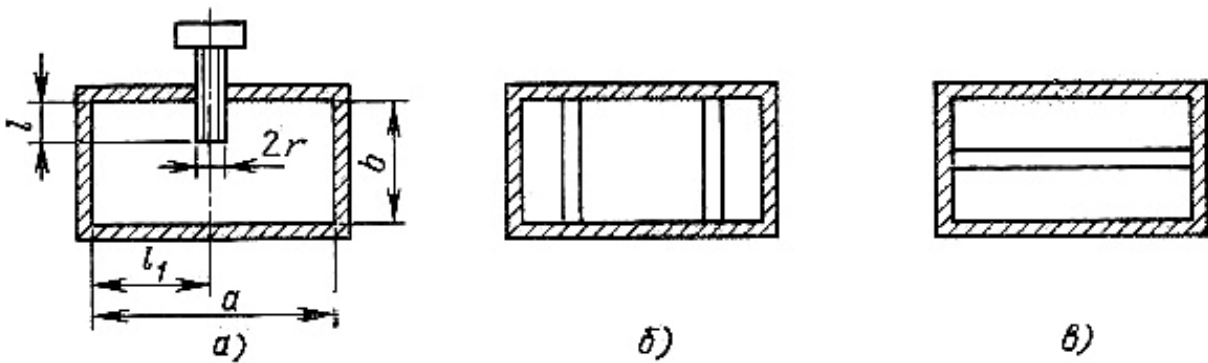


Рис.4.1. Штыри в волноводе:

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 перемикающий 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.

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

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

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:

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

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 впаивается тонкая диэлектрическая пластина из материала с малыми потерями. Условие (4.6) для окна, заполненного диэлектриком, примет вид:

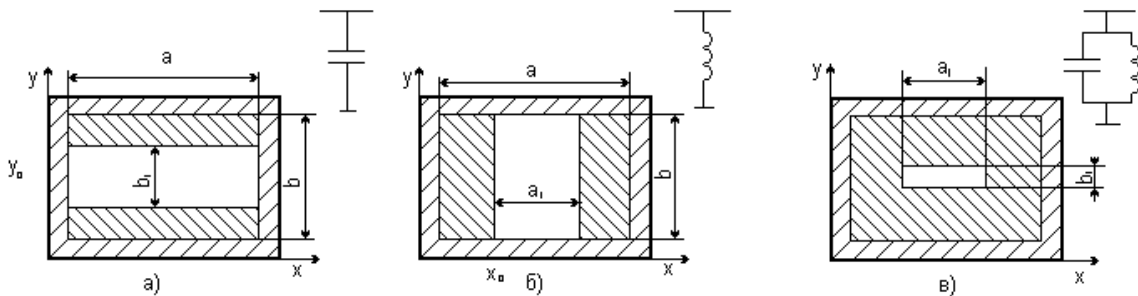


Рис. 4.2. Диафрагмы в волноводе:  
а – емкостная; б – индуктивная; в – резонансная

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

где  $\varepsilon$  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  $\lambda_v/2$ , можно получить реактивности любого значения и знака

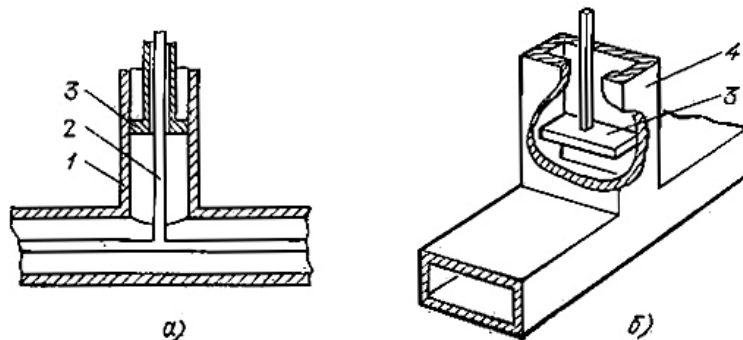


Рис. 4.3. Коаксиальный (а) и волноводный (б) реактивные шлейфы:  
 1 – внешний проводник; 2 – внутренний проводник коаксиальной линии;  
 3 – короткозамыкающий поршень; 4 – прямоугольный волновод

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.

## 4.2. МЕТОДЫ СОГЛАСОВАНИЯ 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 ( $Z_B$ ) в нагрузку ( $Z_H$ ) возможна при условии

$$Z_H = Z_B; Z_G = Z_B, \quad (4.8)$$

где  $Z_G$  – 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  $P_H$ , 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  $P_{omp}$ :

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

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

$$P_{H\ max} = U^2_{np}/2Z_в = P_{np}, \quad (4.10)$$

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

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

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

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

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

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

Уменьшение широкополосности передающего тракта. Входное сопротивление несогласованной линии на основании (2.33) 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

$$\varphi = 2\beta l + \varphi_n = 4\pi l f / v_{ф} + \varphi_n. \quad (4.14)$$

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.

1. 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  $U_{отр} = U'_{отр} -$

$U''_{\text{отр}} = 0$ . 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 предпочтительнее 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. КОНСТРУКЦИИ СОГЛАСУЮЩИХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Принцип действия согласующих трансформаторов с компенсирующей реактивностью иллюстрируется рис. 4.4. 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  $\Gamma$ ) в линии устанавливается режим бегущей волны (1), справа от реактивности (в сторону к нагрузке  $H$ ) в линии сохраняется режим смешанных волн (2).

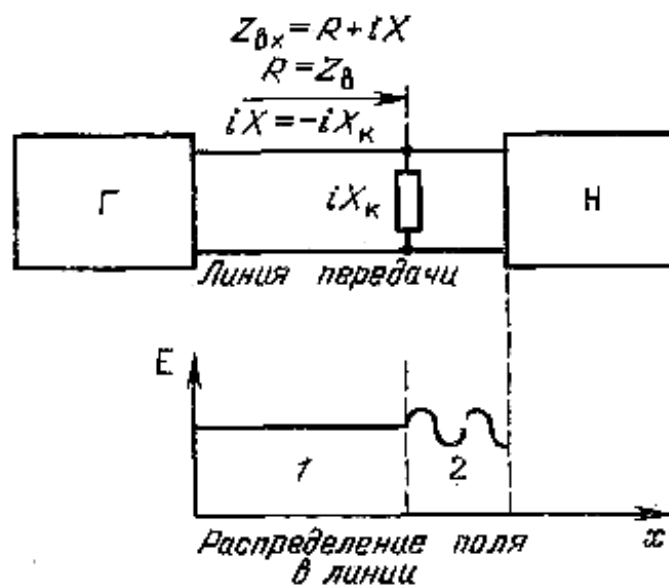


Рис. 4.4. Пояснение принципа согласования с помощью компенсирующей реактивности

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 неподвижной реактивностью и фазовращателем, позволяющим изменять электрическую длину линии, на рис. 4.5, *в* – трансформатор с двумя регулируемыми неподвижными реактивностями, расположенными на расстоянии, равном нечетному числу  $\lambda_B/8$ , на рис. 4.5, *г* – двухвтулочный трансформатор с нерегулируемыми перемещаемыми неоднородностями.

Недостаток конструкции рис. 4.5, *в* – 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  $Z_{ТР}$  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.

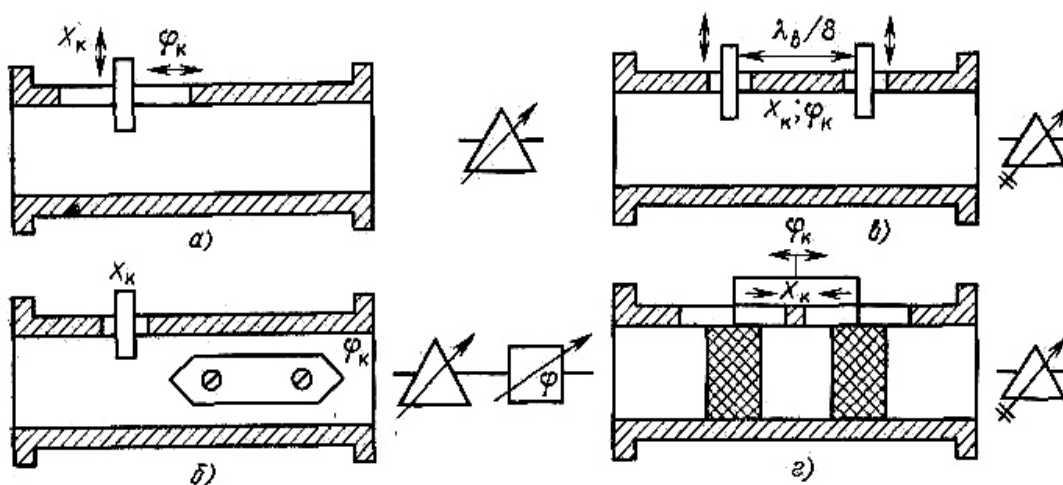


Рис. 4.5. Регулируемые согласующие трансформаторы с компенсирующей реактивностью

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

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

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  $\lambda_v/4$ .

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 В ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

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 (1 на рис. 4.7, б), во втором случае характеристика носит колебательный характер в полосе пропускания перехода (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.

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  $l = (2... 3)\lambda_{\text{в}}$ , 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  $K_{\text{см}}$  в рабочей полосе частот, допустимым изменением фазы сигнала, минимальными потерями рабочего типа волны, допустимой мощностью и др. Один из наиболее распространенных переходов – 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.

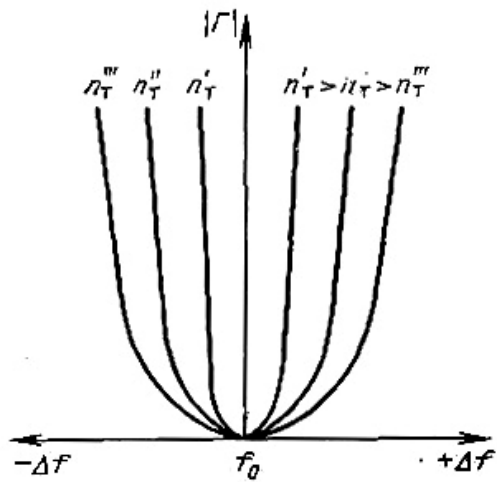


Рис. 4.6. Зависимость частотной характеристики четвертьволнового трансформатора от скачка волновых сопротивлений

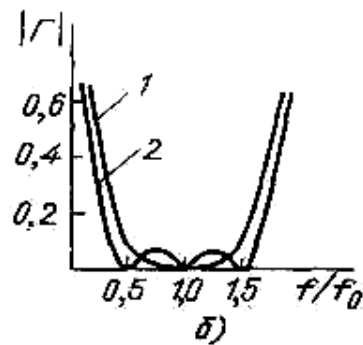
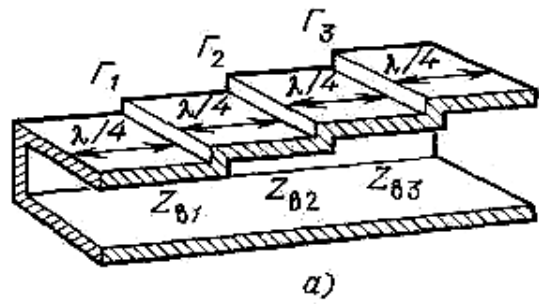


Рис. 4.7. Ступенчатые переходы: а – конструкции; б – частотные характеристики биномиального (1) и чебышевского ступенчатого перехода (2)

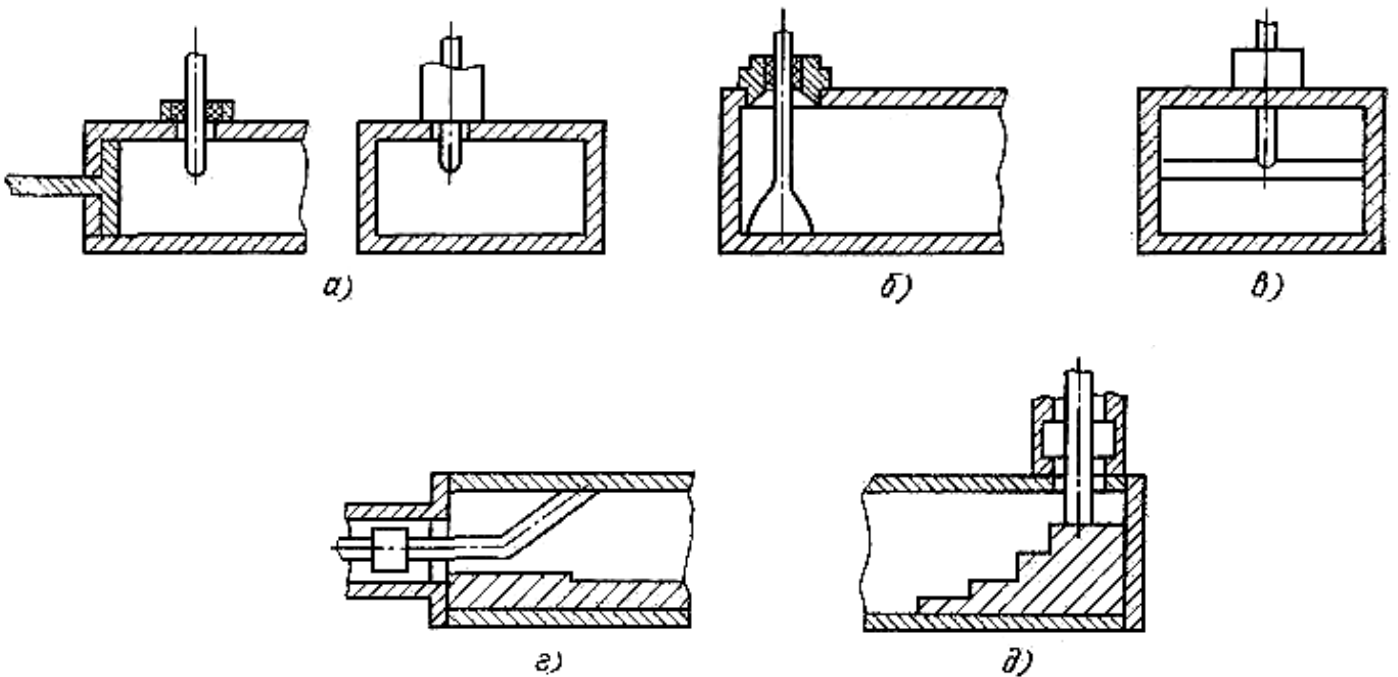


Рис. 4.8. Примеры конструкции коаксиально-волноводных переходов



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.

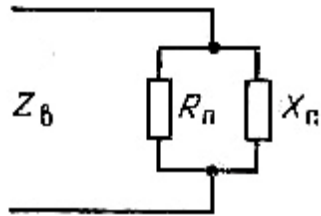


Рис. 4.9. Эквивалентная схема перехода

Эквивалентная схема перехода показана на рис. 4.9. Для согласования перехода необходимо уравнять 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, *a – в*), ступенчатых переходов (см. рис. 4.8, *з, 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, *з, д*).

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  $K_{ст}$  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.

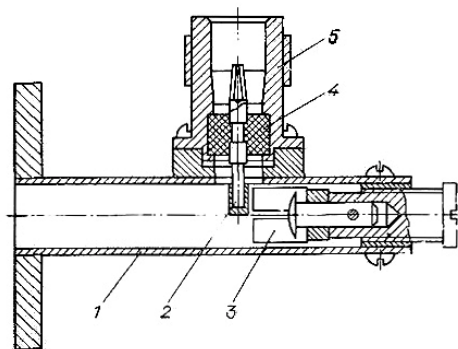


Рис. 4.9. Настраиваемый коаксиально-волноводный переход:  
 1 – волновод; 2 – электрический зонд; 3 – короткозамыкающий поршень;  
 4 – диэлектрическая втулка; 5 – коаксиальный соединитель

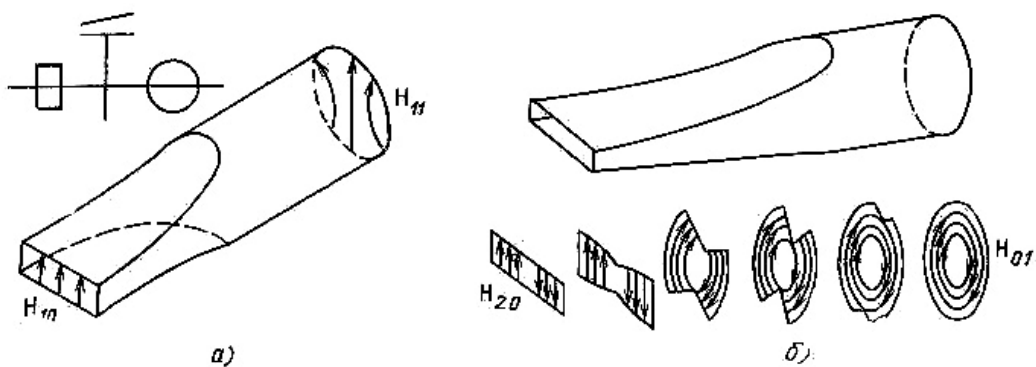


Рис. 4.10. Переходы с прямоугольного волновода на круглый:  
 а – прямоугольного волновода с волной  $H_{10}$  на круглый волновод с волной  $H_{11}$ ;  
 б – прямоугольного волновода с волной  $H_{20}$  на круглый волновод с волной  $H_{01}$

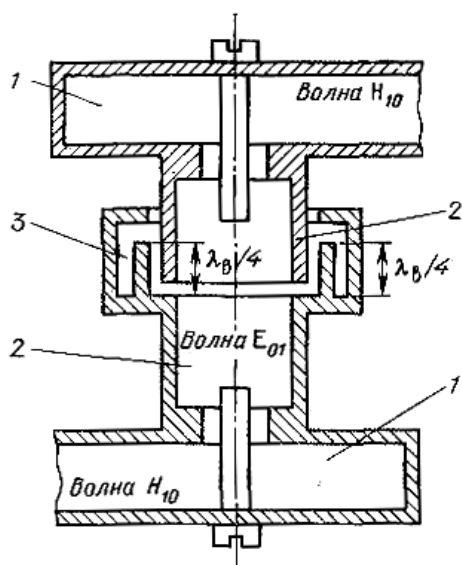


Рис. 4.11. Вращающийся переход:  
 1 – обычные переходы; 2 – вращающаяся секция; 3 – дроссельное соединение

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 Т-волне.

#### 4.5. ИЗГИБЫ И СКРУТКИ В ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

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, *с*) область нерегулярности начинается с места искривления оси волновода и может быть существенно уменьшена, если длина средней линии изгиба кратна величине  $l_{cp} = n\lambda_v/2$ , 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 уголки 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*).

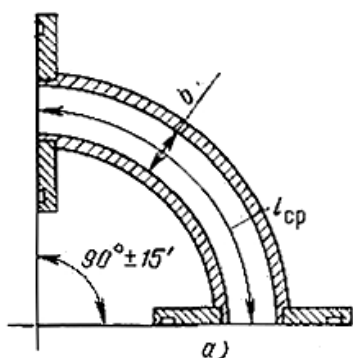


Рис. 4.12. Изгибы в плоскости Е:  
а – плавный; б – угловый

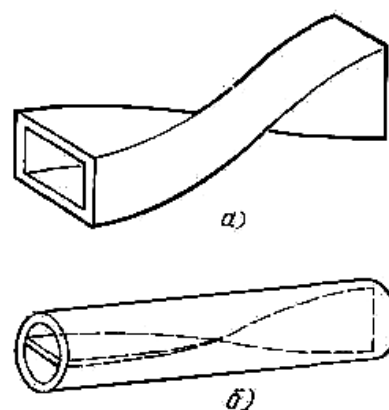


Рис. 4.13. Волноводные скрутки  
в прямоугольном (а) и круглом(б)  
волноводах

Для изменения плоскости поляризации волны  $H_{10}$ , передаваемой по волноводной линии передачи, используют отрезки скрученных волноводов – скрутки (рис. 4.13, а). 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  $2...3\lambda_{в}$ .

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.

#### 4.6. КОРОТКОЗАМЫКАЮЩИЕ ПОРШНИ

Короткозамыкающие поршни используются для изменения длины отрезков линий передачи, а также для настройки резонаторов. 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.

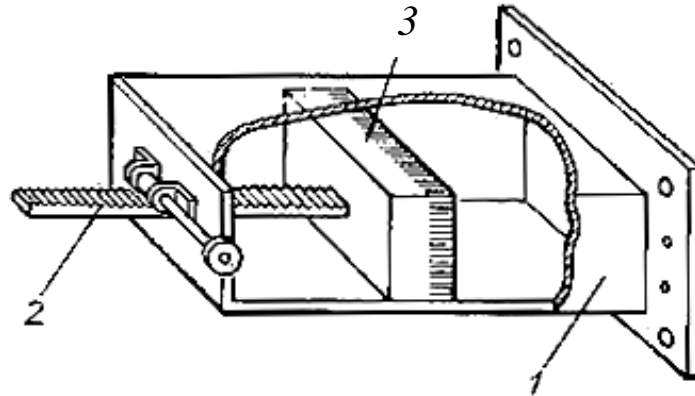


Рис. 4.14. Волноводный короткозамыкающий поршень:  
1 – волновод; 2 – механизм перемещения; 3 – контактные пружины

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. 4.14, а, поршень имеет механический контакт в минимуме продольного тока (точка С), поэтому качество контакта не сказывается на работе поршня. Входное сопротивление в точках А, В равно нулю, так как они находятся на расстоянии  $\lambda_B/2$  от плоскости короткого замыкания внутренней полости поршня.

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  $Z_{B1}$ .

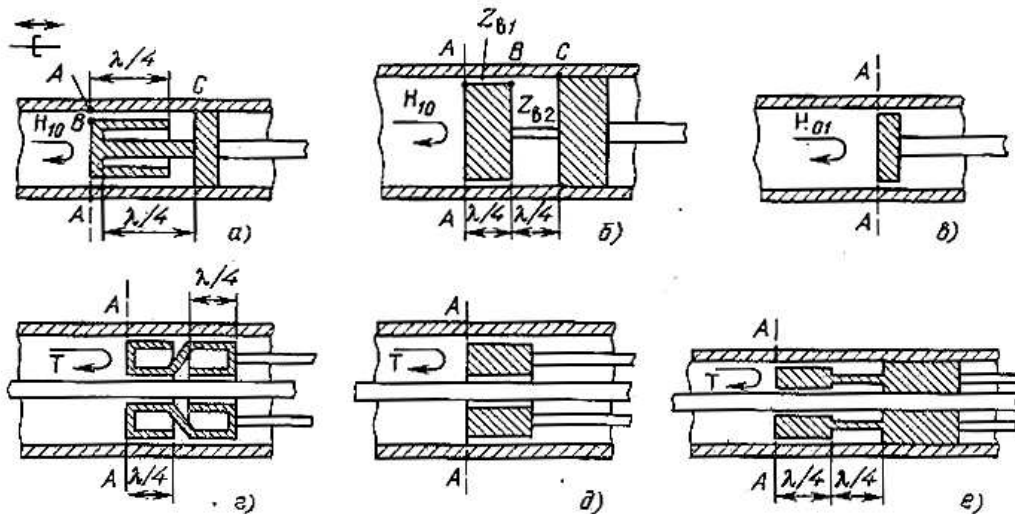


Рис. 4.15. Бесконтактные поршни в волноводах:  
а – в – для круглых и прямоугольных волноводов; г – е – для коаксиальных волноводов

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, *е*), не касающегося стенок волновода.

## ГЛАВА 5. ВОЛНОВОДНЫЕ СВЧ-УСТРОЙСТВА

### 5.1. СОГЛАСОВАННЫЕ НАГРУЗКИ

Устройство, частично или полностью поглощающее подводимую к нему высокочастотную мощность, называется СВЧ-нагрузкой и характеризуется  $K_{ст}$ , 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  $K_{ст}$  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  $K_{ст}$  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

внутри 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  $K_{ст}$  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).

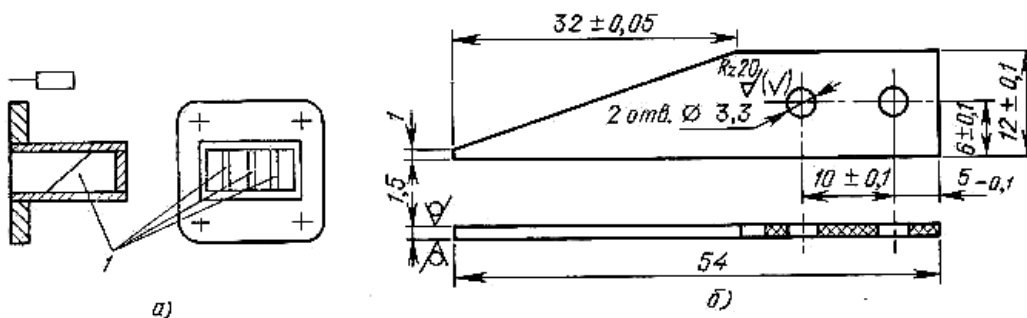


Рис. 5.1. Согласованная волноводная нагрузка с поверхностным поглотителем:  
а – эскиз конструкции; б – чертеж поглощающей пластины (1)

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, алюмо-оикоидная керамика и др.

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.

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

Пример конструкции нагрузки для коаксиального волновода приведен на рис. 5.4.



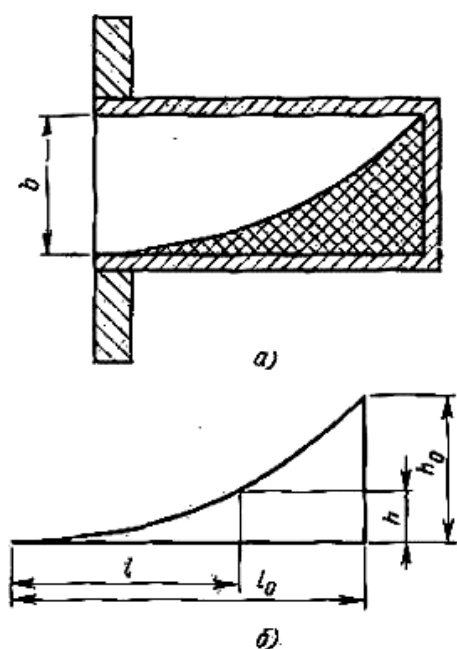


Рис. 5.2. Сogласованная волноводная нагрузка с объемным поглотителем: а – эскиз конструкции; б – чертеж поглощающей пластины

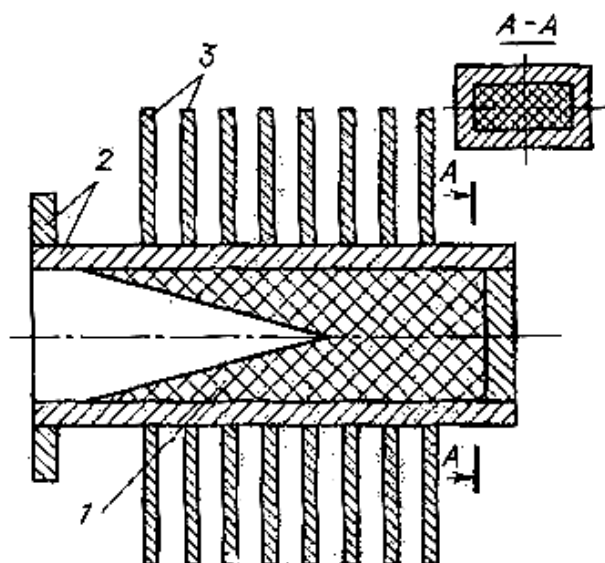


Рис. 5.3. Волноводная нагрузка на высокий уровень мощности с воздушным охлаждением: 1 – поглотитель; 2 – волновод; 3 – радиаторы

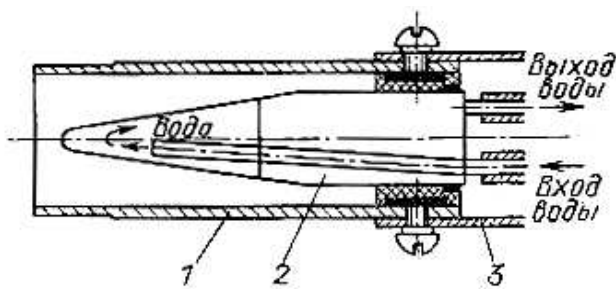


Рис. 5.4. Волноводная нагрузка на высокий уровень мощности с водяным охлаждением: 1, 3 – составные детали корпуса нагрузки; 2 – стеклянный корпус объемного водяного поглотителя

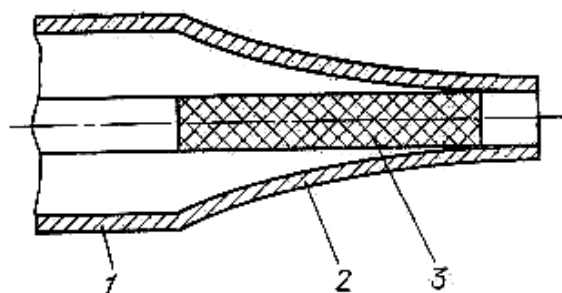


Рис. 5.5. Сogласованная нагрузка для коаксиального волновода: 1 – цилиндрическая часть корпуса; 2 – согласующий экспоненциальный корпус; 3 – стандартный резистор

## 5.2. КОНСТРУКЦИИ АТТЕНЮАТОРОВ

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

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

К числу основных характеристик аттенюаторов относятся: вносимое ослабление, пределы регулировки ослабления,  $K_{\text{СТ}}$  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 распространение волн не происходит, и амплитуда местного поля убывает по экспоненциальному закону.

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

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 воли 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  $\lambda_{\text{КР}} = 2,62R$ , где  $R$  – радиус запредельного волновода.

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

$$A_{12(E_{01})} = 8,68(2\pi l / \lambda_{\text{кр}}) = 20,8l / R \quad (5.2)$$

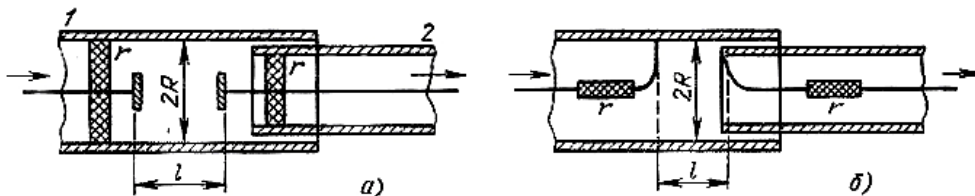


Рис. 5.6. Предельные аттенюаторы:  
а – с емкостной связью; б – с индуктивной связью

Проводя аналогичные преобразования для круглого волновода с волной типа  $H_{11}$ , критическая длина волны которой  $\lambda_{\text{кр}} = 3,41R$ , 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 (рис. 5.6, сопротивления  $r$ ), улучшающие его  $K_{\text{ст}}$ . 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 приведена 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  $Z_{\text{вх}} = Z_{\text{вых}} = Z_{\text{в}}$ , заданного ослабления  $A_{12}$ , допустимого  $K_{\text{ст}}$  и уровня рабочей мощности.

Аттенюаторы такого типа применяются на частотах 10...6000 МГц и имеют затухание 10...30 дБ.

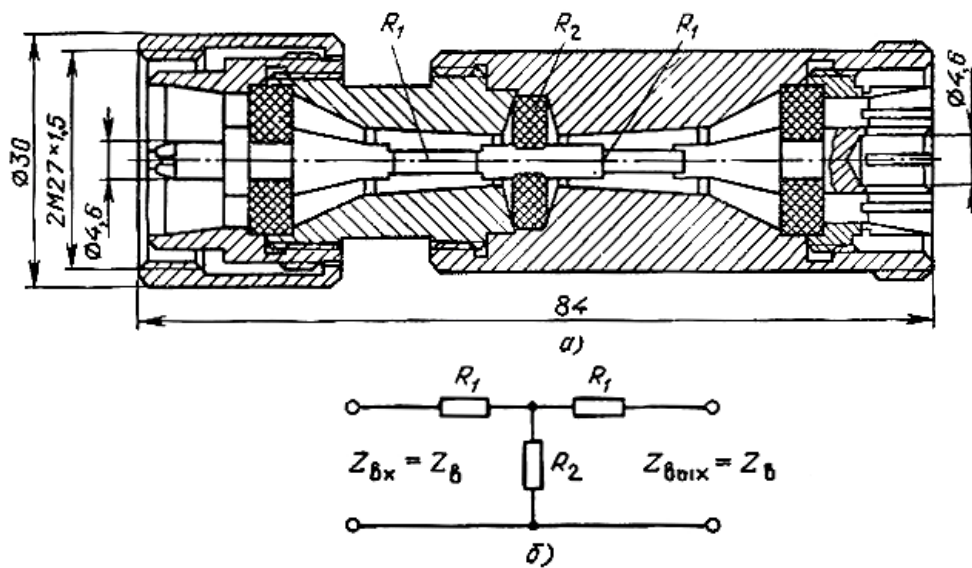


Рис. 5.7. Фиксированный аттенюатор для коаксиального волновода:  
а – конструкция; б – эквивалентная схема

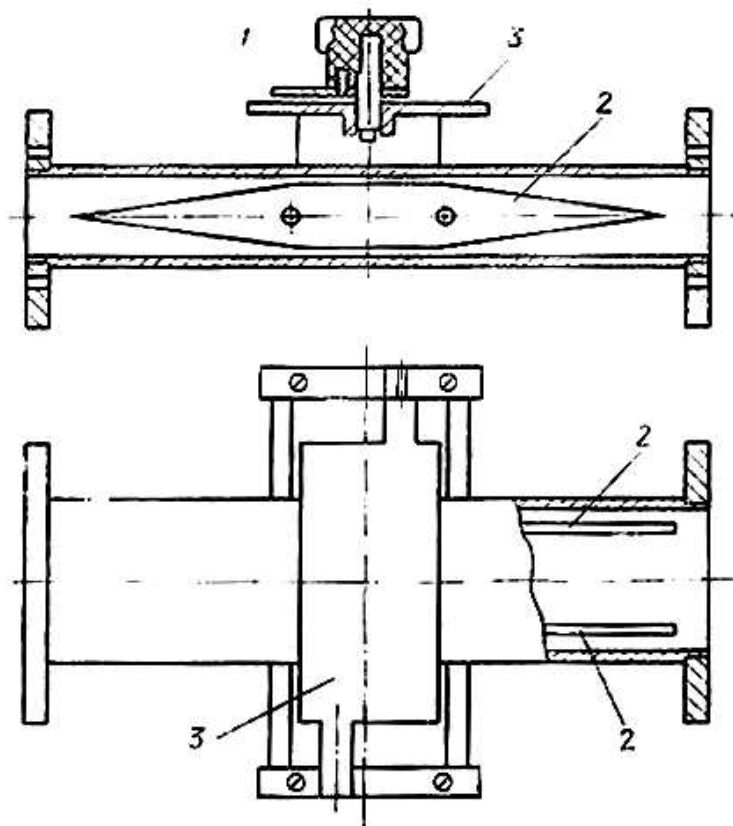


Рис. 5.8. Переменный поглощающий аттенюатор:  
1 – волновод; 2 – поглощающая пластина; 3 – механизм перемещения

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.

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.

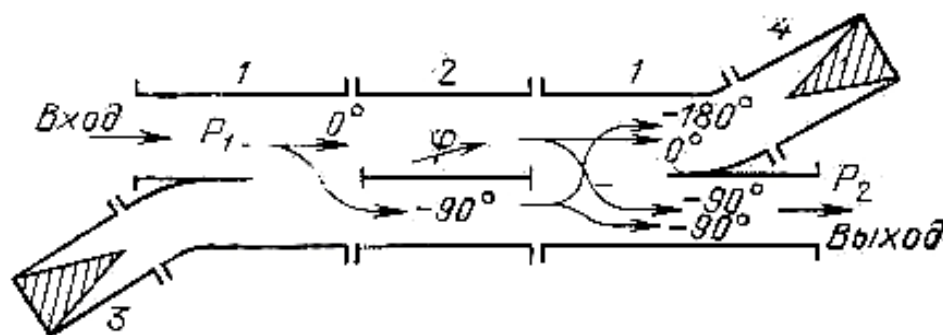


Рис. 5.9. Аттенюатор на высокий уровень мощности

Для уменьшения  $K_{ст}$  входа аттенюаторов поглотители изготавливаются с плавными переходами в виде скосов. У таких аттенюаторов  $K_{ст}$  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  $K_{ст} \leq 1,2$ .

Существенный недостаток этих конструкций аттенуаторов – зависимость фазового сдвига от места положения пластины.

### 5.3. КОНСТРУКЦИИ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ

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,  $K_{ст}$  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  $\lambda_{в}$ . 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.

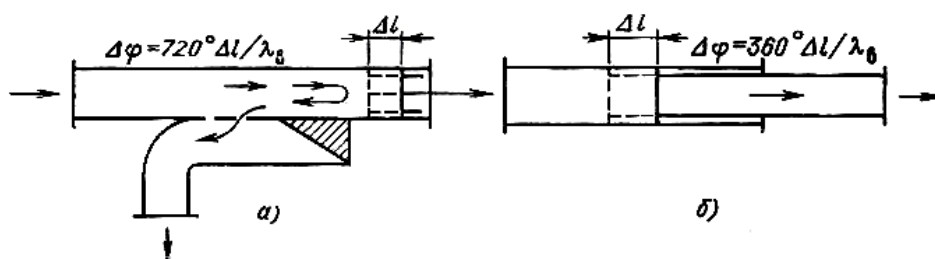


Рис. 5.10. Фазовращатели с изменением длины линии:  
а – отражательный; б – телескопический

Конструкции фазовращателей, основанных на изменении параметров заполняющей волновод среды (диэлектрических фазовращателей), ничем не отличаются от конструкции поглощающих аттенуаторов (см. рис. 5.10), только на диэлектрических пластинах отсутствует поглощающий слой, а в качестве диэлектрика выбираются материалы с малым  $\text{tg}\delta$  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. ВОЛНОВОДНЫЕ 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, з*), 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, *з, 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.

$T$ -образные разветвители обладают свойствами взаимной связи, если к плечам 1 и 2  $E$ -тройника подключены противофазные генераторы, то в плече 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 коротко-замыкающие поршни, то они могут играть роль переменных реактивных сопротивлений, включенных параллельно либо последовательно в такт.  $E$ - и  $H$ -тройники являются несогласованными устройствами.



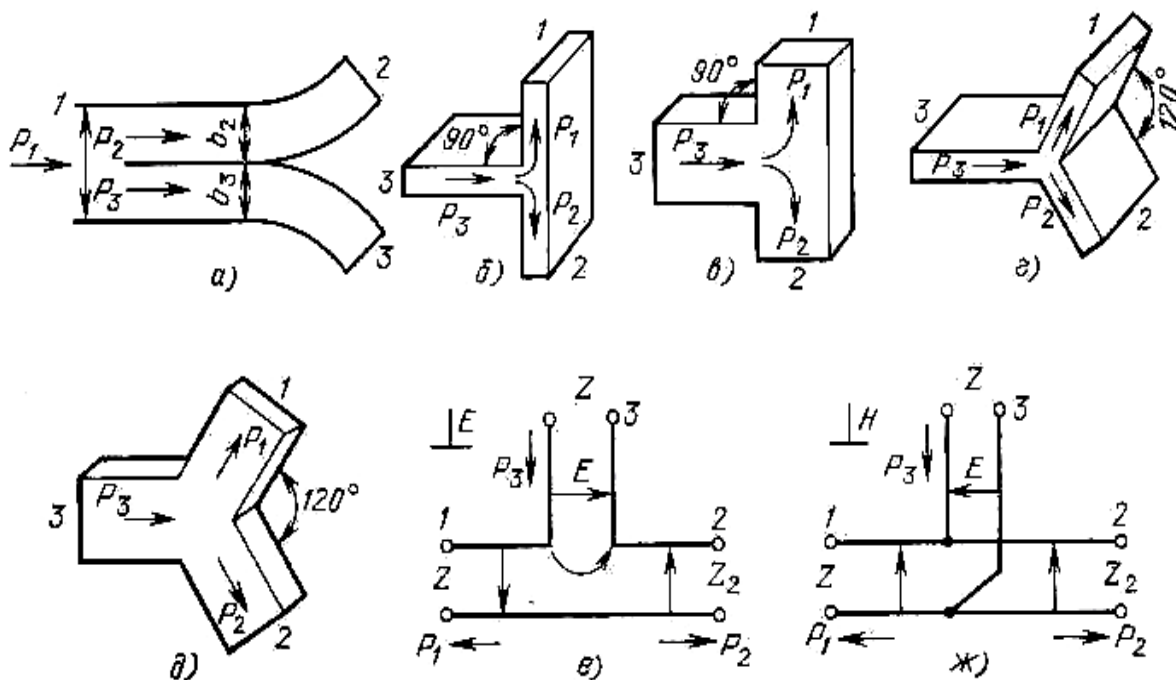


Рис. 5.11. Волноводные разветвители:  
 а – с перегородкой в волноводе; б, г – Е-тройники; в, д – Н-тройники;  
 е, ж – эквивалентные схемы

## 5.5. УСТРОЙСТВА НАПРАВЛЕННОГО ОТВЕТВЛЕНИЯ СВЧ ЭНЕРГИИ

Направленными ответвителями (НО) называются восьмиполосники, 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,  $K_{ст}$  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 осталь-



ных плечах. 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  $K_{ст}$  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  $K_{ст}$  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, т. е. с ответвлением во вторичную линию половины мощности, распространяющейся по первичной линии, получили название гибридных соединений.



Рис. 5.12. Схема направленного ответвителя

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  $K = S_{14} = S_{41}, = S_{23} = S_{32}; A_{14} = A_{41} = A_{23} = A_{32} = 20 \lg 1/K$  [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

$$E'_{2\alpha} = E''_{2\alpha} = E_{\text{ПАДИ}} \frac{4\pi r^3}{3\lambda_B ab} \left( \frac{\lambda_B}{\lambda_0} \right)^2 F_E(\Delta). \quad (5.8)$$

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 Е- и Н-составляющих поля.

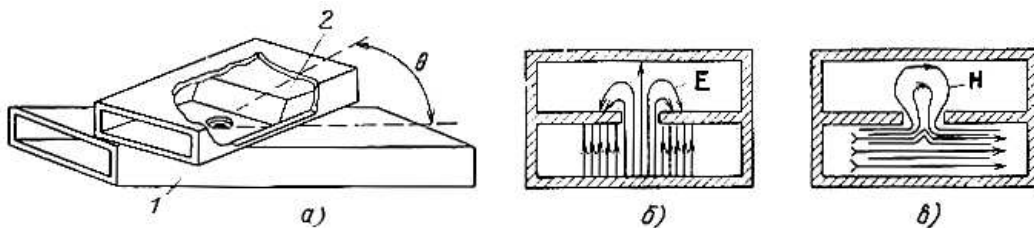


Рис. 5.13. Ответвитель Бете:

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, а), 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, а 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  $\Delta\varphi = 2\beta l = \pi$ , при этом волны вычитаются. В плечо 4 приходят также две волны, фазовый сдвиг между которыми  $\Delta\varphi = 0$ , 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 (см. 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.

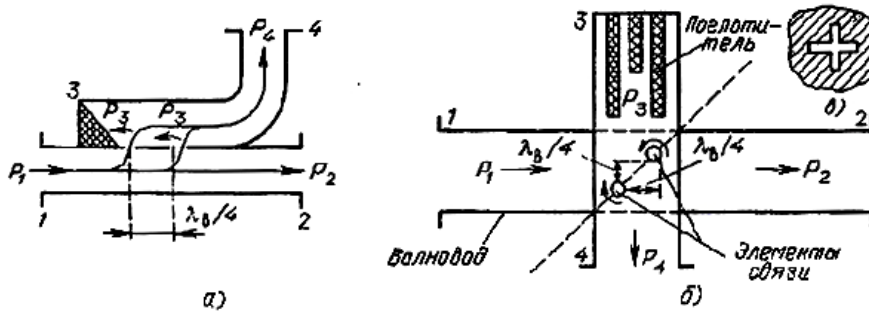


Рис. 5.14. Двухэлементный направленный ответвитель (а);  
НО – со связью по широкой стенке (б); крестообразный элемент связи (в)

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.

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.

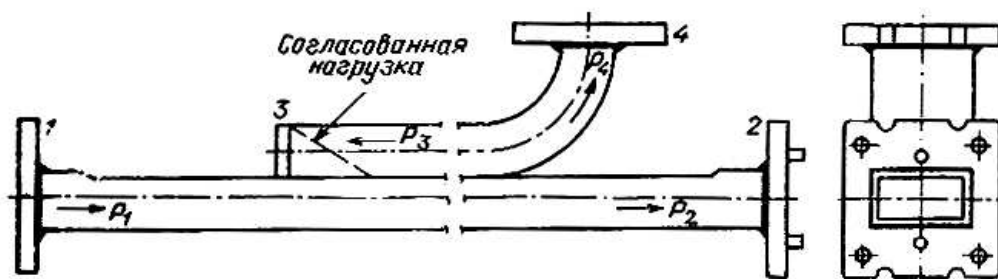


Рис. 5.15. Многоэлементный направленный ответвитель

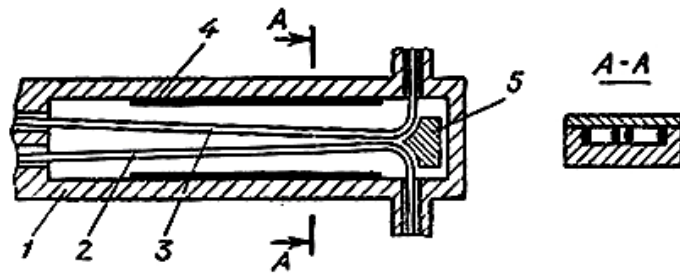


Рис. 5.16. Коаксиальный направленный ответвитель:  
 1 – корпус; 2 – основная линия; 3 – вспомогательная линия;  
 4 – поглотитель; 5 – элемент настройки

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 удастся в широком диапазоне частот уравнивать амплитуды волн во вспомогательной линии, возбуждаемых электрическим и магнитным полями основной волны. Ответвитель отличается большой широкополосностью (1,0... 18 ГГц), направленность в этой полосе не менее 20 дБ.

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. КОНСТРУКЦИИ МОСТОВОГО СОЕДИНЕНИЯ

Мостовые соединения (рис. 5.17) — разветвители, обладающие свойствами, сходными со свойствами обычного низкочастотного моста (при

равенстве сопротивлений в плечах 1 и 3 сигнал, по данным 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.

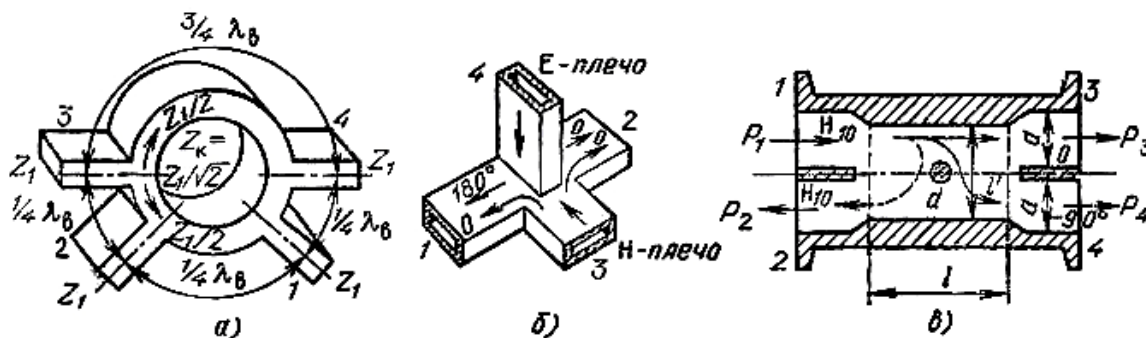


Рис. 5.17. Мостовое соединение:  
 а – кольцевой мост; б – двойной волноводный тройник; в – щелевой мост

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:

$$A_{13} = 101g(P_1/P_3) = 101g(1/|S_{31}|^2). \quad (5.12)$$

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. Так, 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).

Существенный недостаток двойного волноводного тройника – появление волн высших типов в области разветвления и, как следствие, несогласованность 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  $K_{ст} = 1, 2$  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 отжюстированных 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  $l$ , возбуждает 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  $\lambda_{кр} = 2l/3$  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  $\lambda_{кр}$  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  $K_{ст} < 1,15...1,3$ .

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  $l'$ :

$$l' = (1,32 - 1,38) \lambda_{кр} \quad (5.14)$$

$$l = 0,7l'. \quad (5.15)$$

Диаметр емкостного винта обычно равен  $d = (0,18...0,26)l'$ . Для повышения электрической прочности щелевого моста торец винта выполняется в виде полусферы.



## 5.7. 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 ( $P_H$ ), к мощности, теряемой в резонаторе на резонансной частоте ( $P_{p0}$ ):

$$K_{св} = P_H/P_{p0}. \quad (5.17)$$

Резонансные частоты объемных резонаторов. Условие резонанса в резонаторе определяется равенством, накапливаемой в нем на данной частоте электрической и магнитной энергии:

$$\frac{\epsilon_a}{2} \int_V E_m^2 dV = \frac{\mu_a}{2} \int_V H_m^2 dV. \quad (5.18)$$

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

$$Q_0 = 2\pi W_3/W_{пот}(T) = \omega_0 W_3/P_{пот} \quad (5.20)$$

где  $W_3$  – энергия, запасенная в резонаторе;  $W_{пот}(T)$  – энергия, теряемая в резонаторе за один период колебаний;  $\omega_0 = 2\pi/T$  – резонансная круговая частота резонатора;  $P_{пот}$  – 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

$$P_{\text{пот}} = \frac{R_s}{2} \int_V |H_\tau|^2 dS, \quad (5.22)$$

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

$$W_{\text{пот(Т)}} = P_{\text{пот}} T = [T/2\sigma\delta_0] \int_S |H_\tau|^2 dS. \quad (5.23)$$

Полагая, что материал оболочки резонатора не обладает магнитными свойствами, перепишем (5.20) с учетом (5.21)—(5.23) и (1.56):

$$Q_0 = \frac{2 \int_V |H_m|^2 dV}{\delta_c \int_S |H_\tau|^2 dS} \quad (5.24)$$

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.

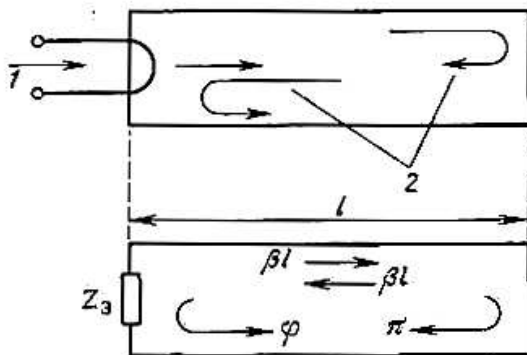


Рис. 5.18. Схема резонатора на отрезке линии передачи  
1 – возбуждение колебаний; 2 – повторное отражение

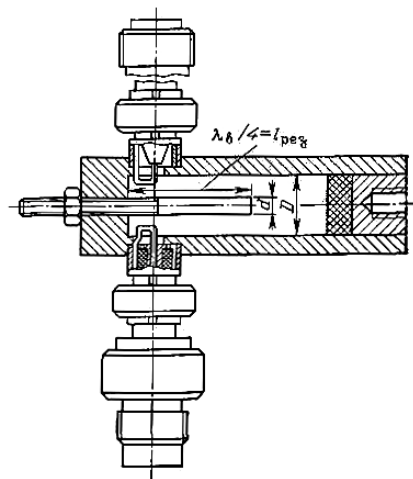


Рис. 5.19. Четвертьволновый резонатор

### 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 воли (рис. 5.18). Последнее возможно при условии

$$\varphi + \pi + 2\beta l_{рез} = \varphi + \pi + \left( \frac{4\pi}{\lambda_B} \right) l_{рез} = 2\pi p, \quad (5.25)$$

где  $p = 1, 2, 3, \dots$  – число вариаций поля вдоль линии;  $\varphi$  – фаза коэффициента отражения от нагруженного конца линии;  $\beta = 2\pi/\lambda_B$  – фазовая постоянная.

Из условия резонанса имеем

$$l_{рез} = \frac{2\pi p - \pi - \varphi}{4\pi} \lambda_B \quad (5.26)$$

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

$$l_{рез} = (p-1)\lambda_B/2 = p'\lambda_B/2, \quad (5.27)$$

где  $p = 1, 2, 3, \dots$

Короткозамкнутые резонаторы, у которых  $p'=1$ , получили название поволновых.

В случае разомкнутого (открытого) второго конца линии ( $\varphi = 0$ ) (5.26) примет вид

$$l_{рез} = (2p-1)\lambda_B/4. \quad (5.28)$$

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.

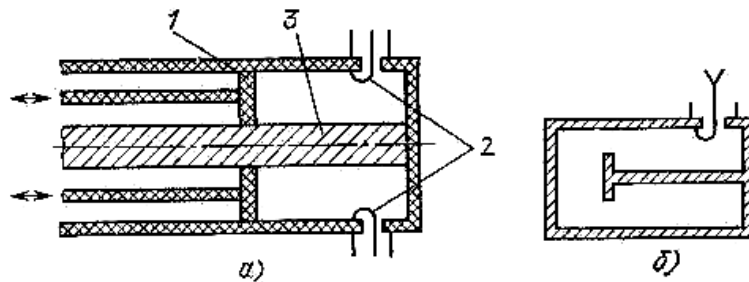


Рис. 5.20. Коаксиальные резонаторы:  
а – поволновый; б – с укорачивающей емкостью: 1 – настраивающий поршень; 2 – петля связи; 3 – внутренний провод

Резонаторы на отрезках линий передачи широко используются в качестве волномеров, отличающихся простотой конструкции.

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.

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)

$$l_{\text{рез}} = p\lambda_{\text{в}}/2, \quad (5.29)$$

где  $\lambda_{\text{в}} = \lambda_{\text{в}} / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{\text{кр}})^2}$ .

Если длина резонатора  $l$  задана, то его резонансные частоты  $\lambda_0 = \lambda_{\text{рез}}$  согласно (5.29) можно определить, используя формулу

$$\lambda_{\text{рез}} = 1 / \sqrt{1/\lambda_{\text{кр}}^2 + p^2/4l^2}. \quad (5.30)$$

Если  $p = 0$ , т. е. вариаций поля вдоль оси нет, в соответствии с (5.30) получим  $\lambda_{\text{рез}} = \lambda_{\text{кр}}$ . Таким образом, в тех случаях, когда поле не имеет вариаций вдоль оси волновода, резонансы возможны на критических частотах в поперечных плоскостях. На рис. 5.21 приведены конструкции перестраиваемых резонаторов на отрезках круглых волноводов.

Резонатор рис. 5.21, а при выведенном настраивающем поршне работает на волне  $E_{010}$  ( $m = 0$ ;  $n = 1$ ;  $p = 0$ ;  $\lambda_{\text{кр}} = 2,62 R$ ). Поскольку его длина  $l < \lambda_{\text{в}}/2$  ( $p = 0$ ), 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  $\lambda_p = 10 \text{ см}$   $Q_0 \leq 10^4$ .

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  $\lambda_p = 10 \text{ см}$ . 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  $\lambda_p = 10 \text{ см}$ . 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.

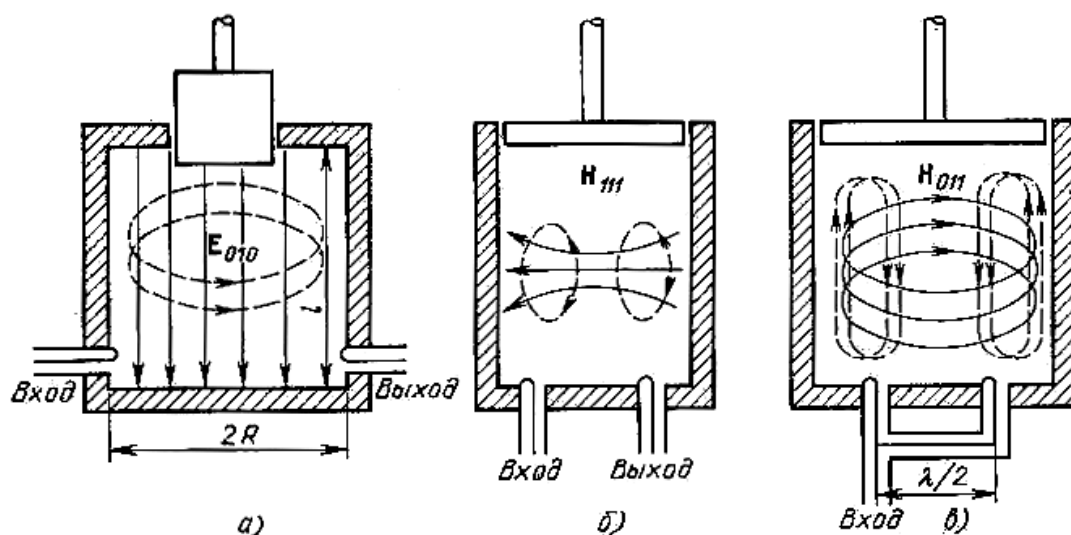


Рис. 5.21. Структуры полей и конструкции круглых полей резонаторов на волне:  
а –  $H_{010}$ ; б –  $H_{111}$ ; в –  $H_{011}$

Требования к обработке поверхностей резонаторов. Все приведенные выше соотношения для расчета собственной добротности резонаторов, 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, однако,

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 высокодобротных 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, укладывающихся 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  $10^4 \dots 10^5$ .

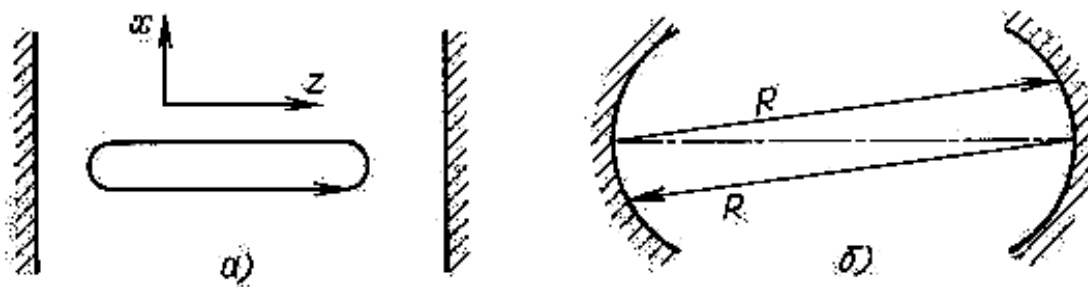


Рис. 5.22. Открытые резонаторы:  
а – с плоским зеркалом; б – со сферическим зеркалом

## 5.8. СВЧ 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.

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). 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

$$X_1/4X_2 = -1; X_1/4X_2 = 0 \quad (5.32)$$

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.

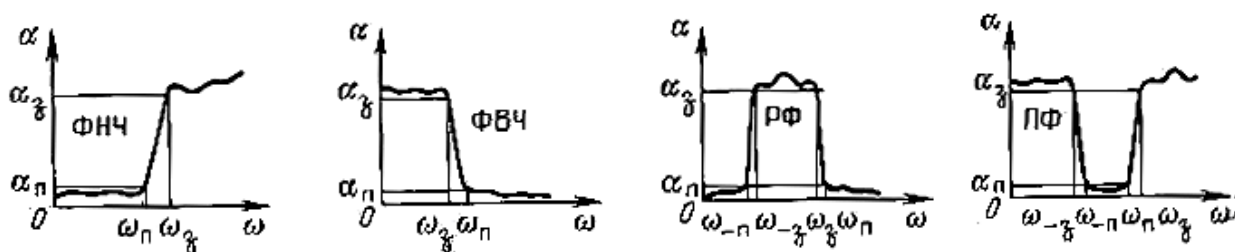


Рис. 5.23. Частотные характеристики фильтров

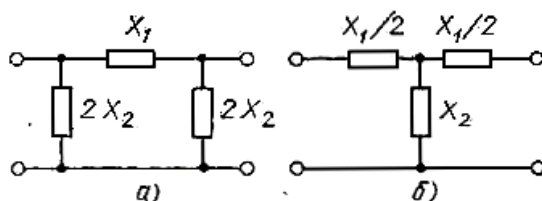


Рис. 5.24. Схемы четырехполюсников: а – П-образная; б – Т-образная

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

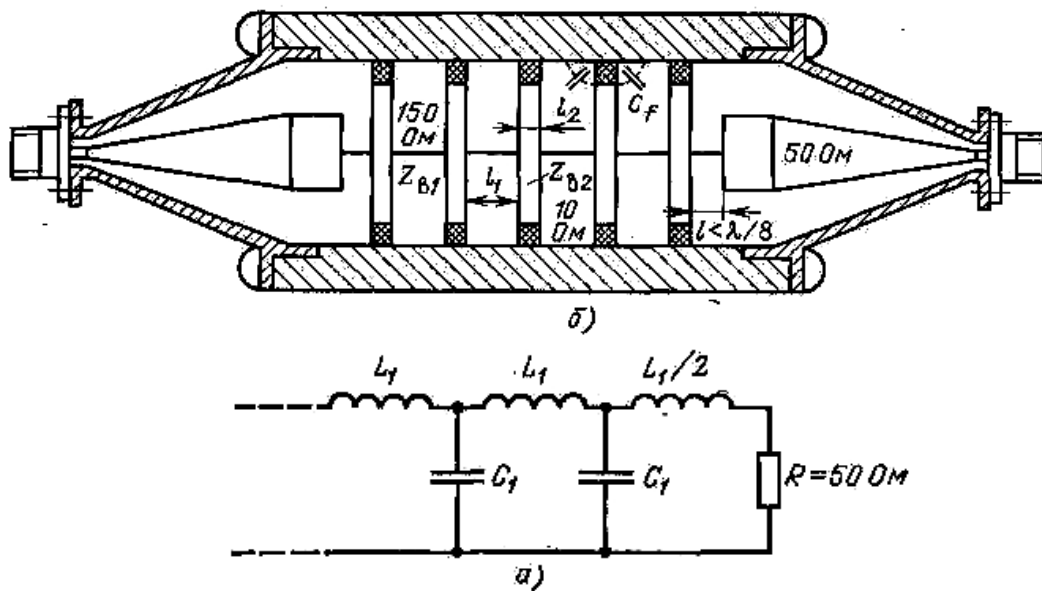


Рис. 5.25. Фильтр нижних частот на основе коаксиального волновода:  
а – эквивалентная схема; б – эскиз конструкции

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  $\omega_{2гр}$ ,  $Z_H$ . Используя (5.33) найдем необходимые параметры прототипа фильтра  $L_1 = 2Z_H/\omega_{гр}$ ;  $C_1 = 2/Z_H \omega_{гр}$ . По длине отрезков линий  $l < \lambda_v/8$  можно принять  $\omega L_1 = Z_{c1} \operatorname{tg} \beta l \approx Z_{c1} \beta l$ ;  $1/\omega C_1 \approx Z_{c2}/\beta l$ . Поскольку  $\beta = \omega/v_{ф}$ , то соотношения, связывающие параметры прототипа с длиной отрезков, линий и их электрическими параметрами, приобретают вид:

$$L_1 = L'_1 + L_2 = Z_{c2} l_1 / v_{ф1} + Z_{c2} l_2 / v_{ф2};$$

$$C_1 = C'_1 + C_2 + C_f = l_2/Z_{c2} v_{\phi 2} + l/Z_{c1} v_{\phi 1} + C_f,$$

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.

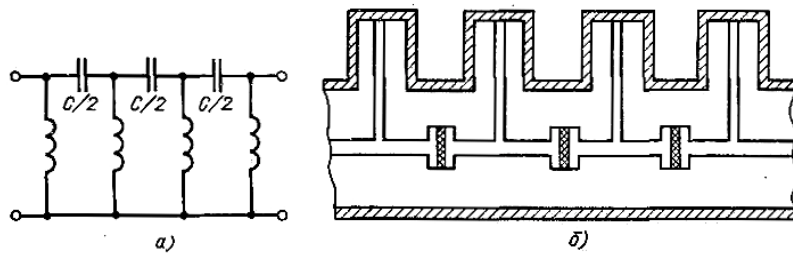


Рис. 5.26. Фильтр верхних частот на основе коаксиального волновода:  
а – эквивалентная схема; б – эскиз конструкции

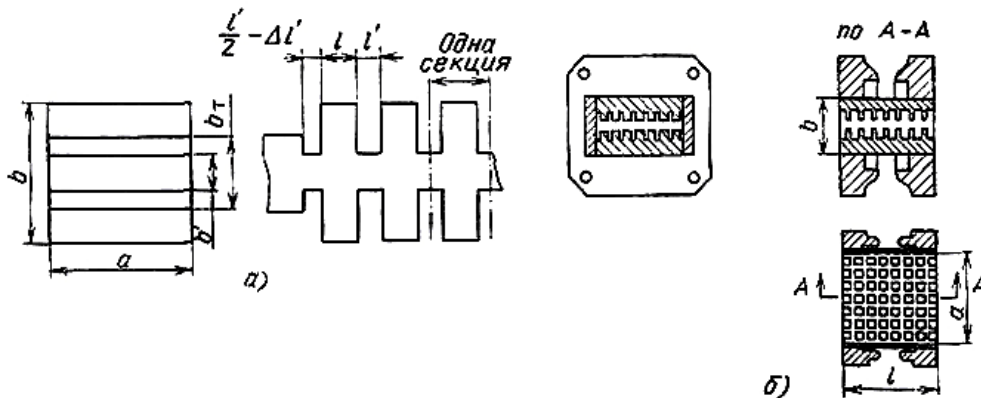


Рис. 5.27. Фильтры нижних частот на основе прямоугольного волновода:  
а – рифленый; б – вафельный

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.

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  $C' = L/Z_T^2$ .

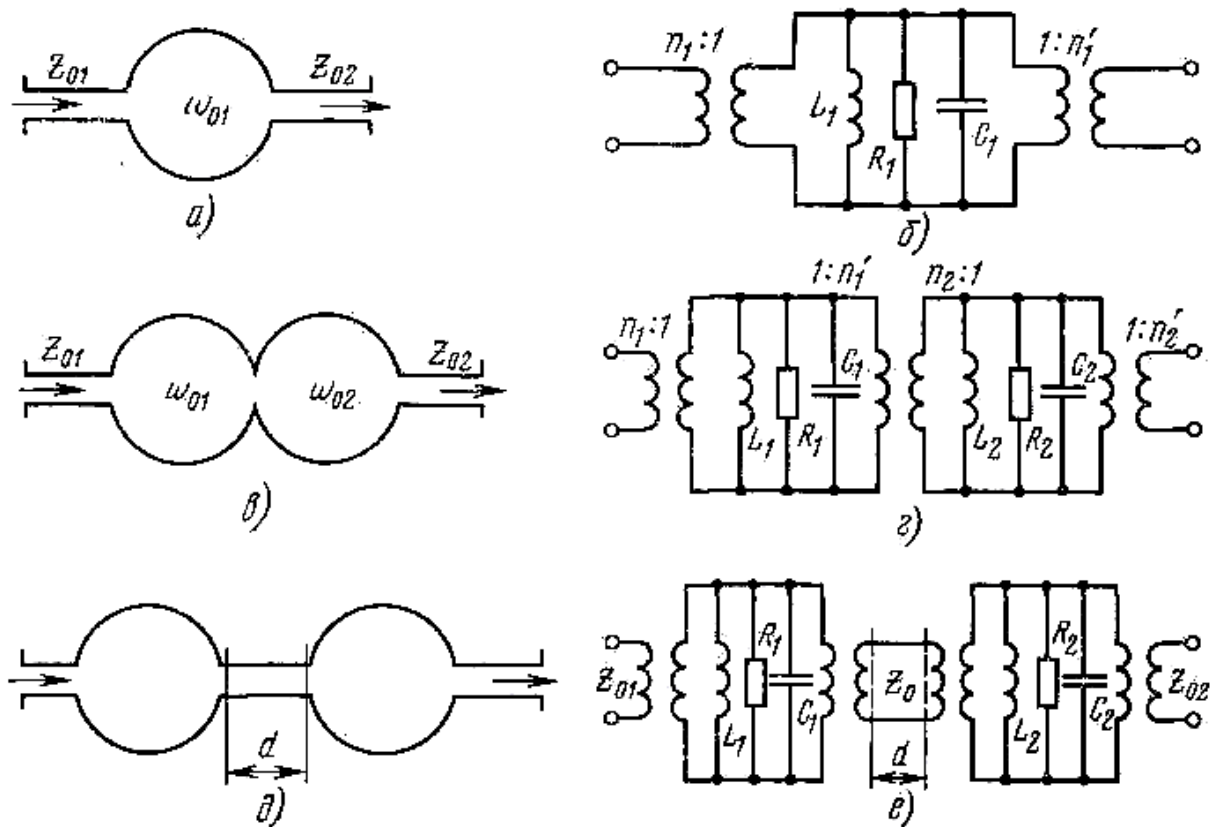


Рис. 5.28. Полосовые фильтры и их прототипы:  
 а, б – одиночный резонатор; в, г – резонаторы с непосредственными связями;  
 д, е – резонаторы, связанные отрезком линии передачи

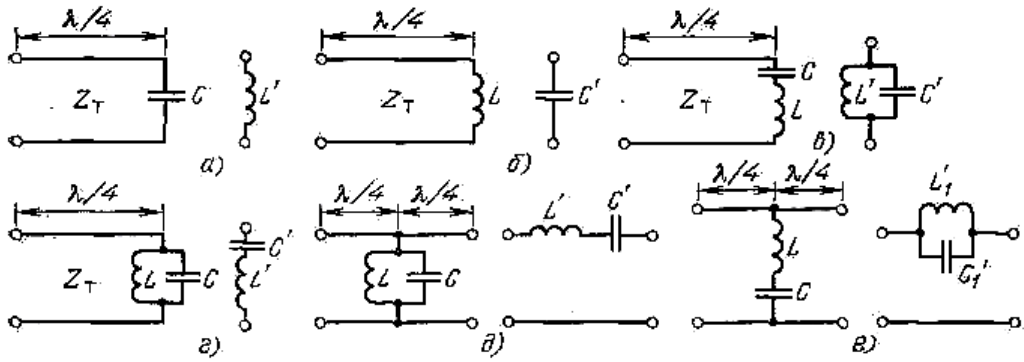


Рис. 5.29. Возможные варианты инвертирующих свойств четвертьволновых отрезков линии передачи

Применение четвертьволновых связей позволяет создать фильтры на однотипных элементах.

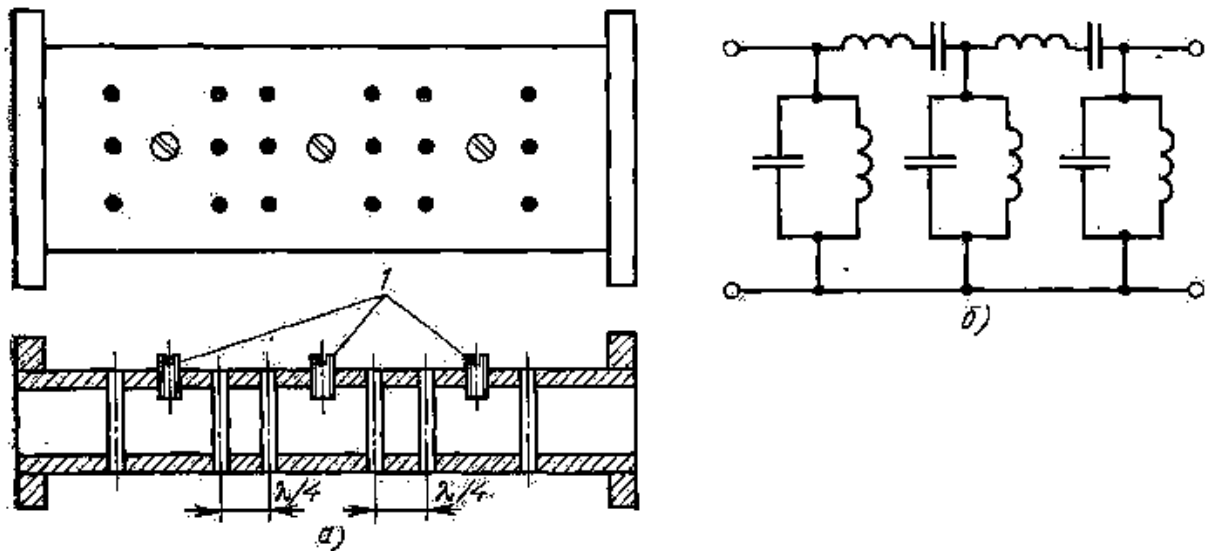


Рис. 5.30. Волноводный полосовой фильтр:  
а – конструкция; б – прототип: 1 – настроечные емкостные штыри

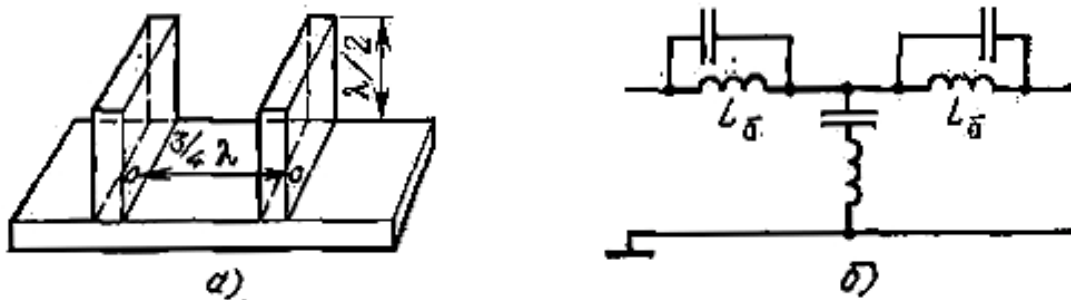


Рис. 5.31. Режекторный фильтр: а – конструкция; б – прототип

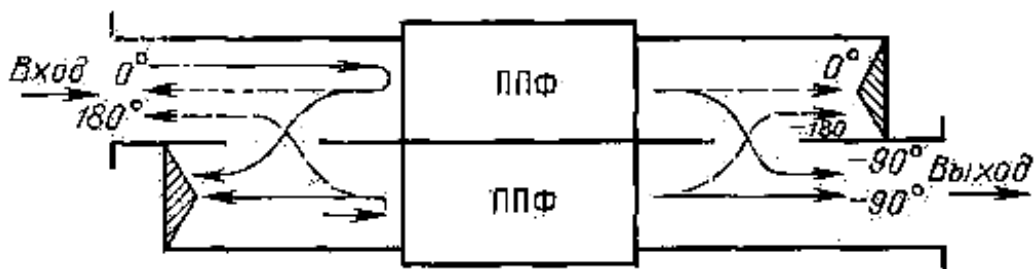


Рис. 5.32. Пример конструктивной реализации полосно-пропускающего фильтра (ППФ) высокого уровня мощности

На рис. 5.30, *a* 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.

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.

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. УСТРОЙСТВА СВЧ НА ФЕРРИТАХ

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  $\varepsilon = 5 \dots 20$ ,  $\text{tg}\delta \approx 10^{-4}$ ).

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 со 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:  $\mu_+ = \mu'_+ - i\mu''_+$ ,  
 $\mu_- = \mu'_- - i\mu''_-$ .

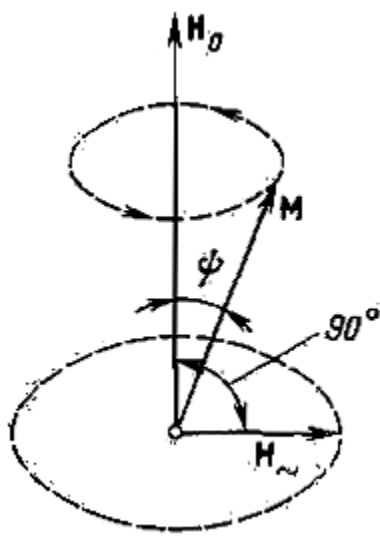


Рис. 5.33. Прецессия магнитного момента электрона в постоянном магнитном поле

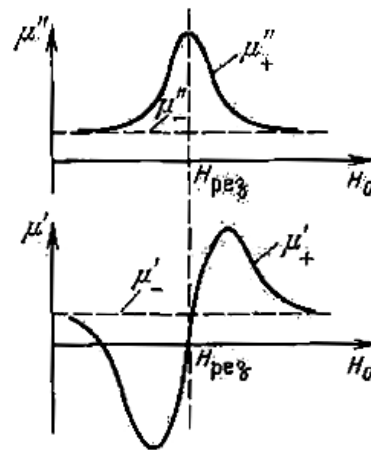


Рис. 5.34. Характер зависимости активной и реактивной составляющих магнитной проницаемости феррита для волн с левой и правой круговой поляризациями от напряженности магнитного поля

На рис. 5.34 показано изменение относительной магнитной проницаемости феррита для волн круговой поляризации правого (положительного)  $\mu_+$  и левого (отрицательного)  $\mu_-$  направлений вращения в зависимости от напряженности постоянного магнитного поля  $H_0$  при неизменной частоте  $\omega$ . 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.

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. 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,  $K_{СТ}$ , 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  $x = a/\pi \arctg \lambda_B/2a$  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  $K_{СТ} = 1,08...1,1$ .

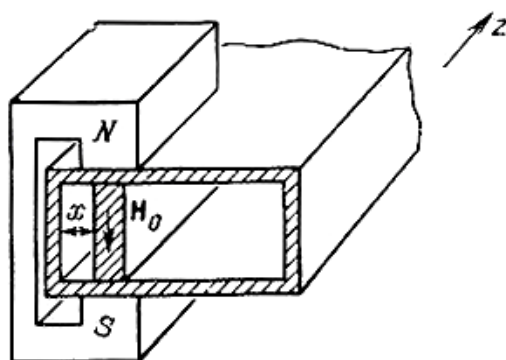


Рис. 5.35. Эскиз конструкции резонансного вентиля

Вентиль со смещением поля. Для получения вентилья, 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 вентилья 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.

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.

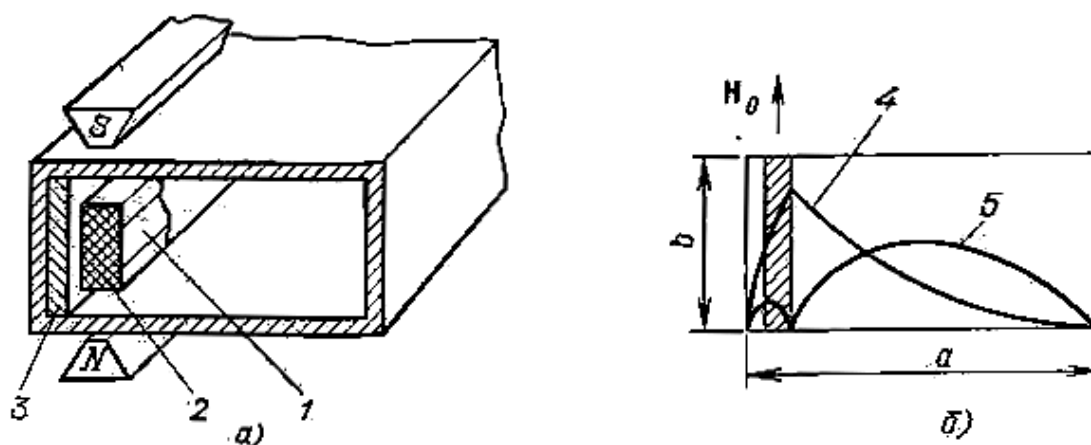


Рис. 5.36. Вентиль со смещением поля:

а – эскиз конструкции; б – распределение напряженности электрического поля:  
1 – поглотитель; 2 – феррит; 3 – диэлектрик; 4 – обратная волна; 5 – прямая волна

За счет эффекта Фарадея плоскость поляризации волны на выходе вентиля 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 вентиля. Особенностью конструкций вентиляей для коаксиальных волноводов является необходимость искажения Т-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.

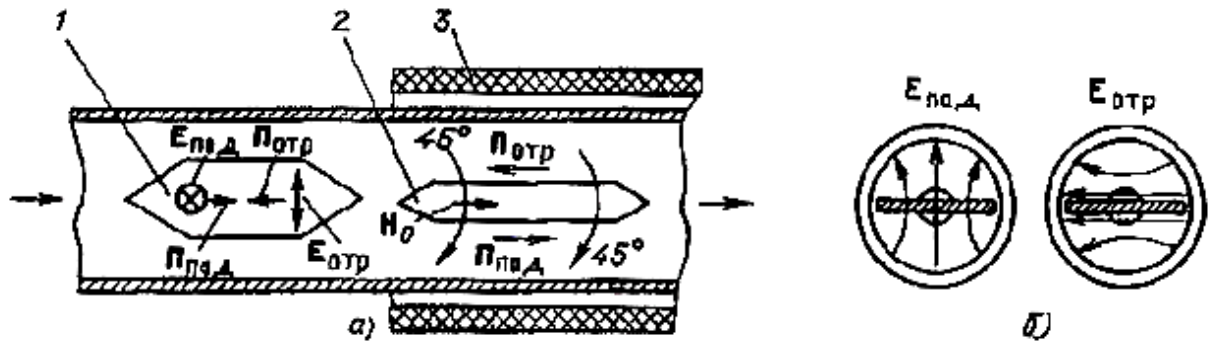


Рис. 5.37. Вентиль на эффекте Фарадея:

а – элементы конструкции; б – распределение электрического поля на входе вентиля:  
1 – поглощающая пластина; 2 – феррит; 3 – намагничивающая обмотка

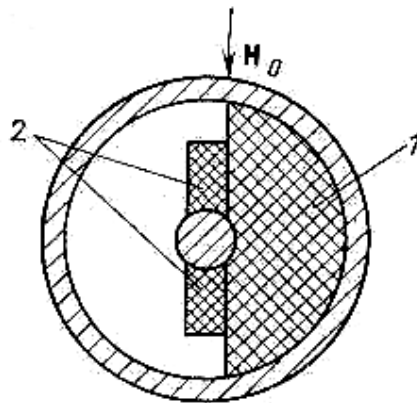


Рис. 5.38. Поперечное сечение коаксиального вентиля: 1 – диэлектрик; 2 – феррит

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 вентилях затухание волн прямого направления составляет 1...1,5 дБ, волн обратного направления 15...20 дБ и полоса рабочих частот определяется шириной области ферромагнитного резонанса.

**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 вентили, 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.

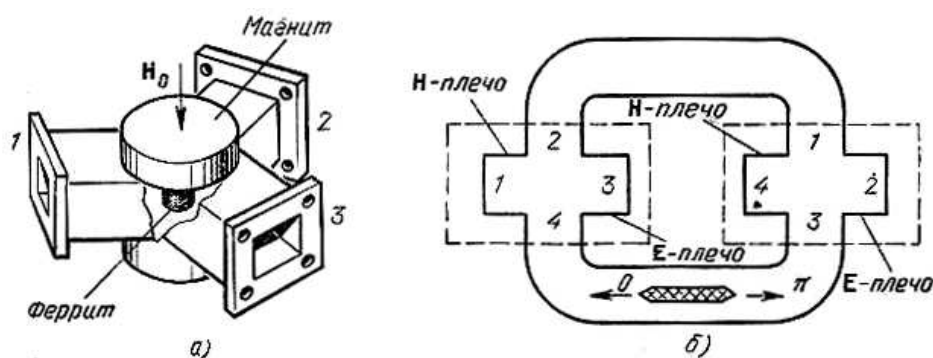


Рис. 5.39. Ферритовые циркуляторы:  
а – Y-циркулятор; б – фазовый ферритовый циркулятор

Подбирая диаметр ферритового цилиндра и значение намагничивающего поля  $H_0$  можно при сложении поверхностных волн получить пуч-

ность 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  $K_{СТ} \leq 1,04$ .

Принцип действия фазовых циркуляторов основан на свойстве не взаимного фазового сдвига в феррите. На рис. 5.39, б схематически изображен фазовый ферритовый циркулятор, который состоит из двух двойных волноводных тройников и одного не взаимного фазовращателя с фазовым сдвигом  $\pi$ . Энергия, поступающая в плечо 1, делится поровну в двойном 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, поскольку изменение направления намагничивающего поля  $H_0$  меняет направление не взаимного фазового сдвига ферритов. В рассмотренном случае 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. ДЕТЕКТИРОВАНИЕ И ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СВЧ СИГНАЛОВ

Детекторы предназначены для преобразования (детектирования) амплитудно-модулированного радиосигнала в низкочастотный сигнал, несущий первоначальную информацию. Детектирование основано на применении нелинейных устройств, функции которых на СВЧ выполняют полупроводниковые диоды. Конструкции детекторов, используемых на СВЧ, принято называть детекторными головками (рис. 5.40). Они представ-

ляют собой отрезки линии передачи, содержащие элементы ввода энергии (коаксиальный соединитель или фланец), включения детектора (полупроводниковый диод), настройки или согласования, а также низкочастотный соединитель. Конструкция детектора должна обеспечить замкнутый путь для высокочастотных токов (наличие конденсатора) и выпрямленного тока (наличие замкнутой гальванической цепи).

Если ограничиться квадратичной характеристикой диода, то при подведении к детектору радиосигнала  $U=U(t)\cos\omega t$  ток определяется зависимостью  $I_d = I_0 + S_1U + S_2U^2 = I_0 + S_1U(t)\cos\omega t + S_2U^2(t)\cos^2\omega t$ . Последний член этой зависимости  $S_2U^2(t)\cos^2\omega t = S_2U^2(t)(0,5 + 0,5\cos2\omega t)$  содержит составляющую тока  $0,5S_2U^2(t)$ , 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.

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  $K_{ст}$  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  $A_{12} = 10\lg(P_c/P_{пр})$ , где  $P_c$  – мощность преобразуемого сигнала;  $P_{пр}$  – мощность выходного сигнала промежуточной частоты;

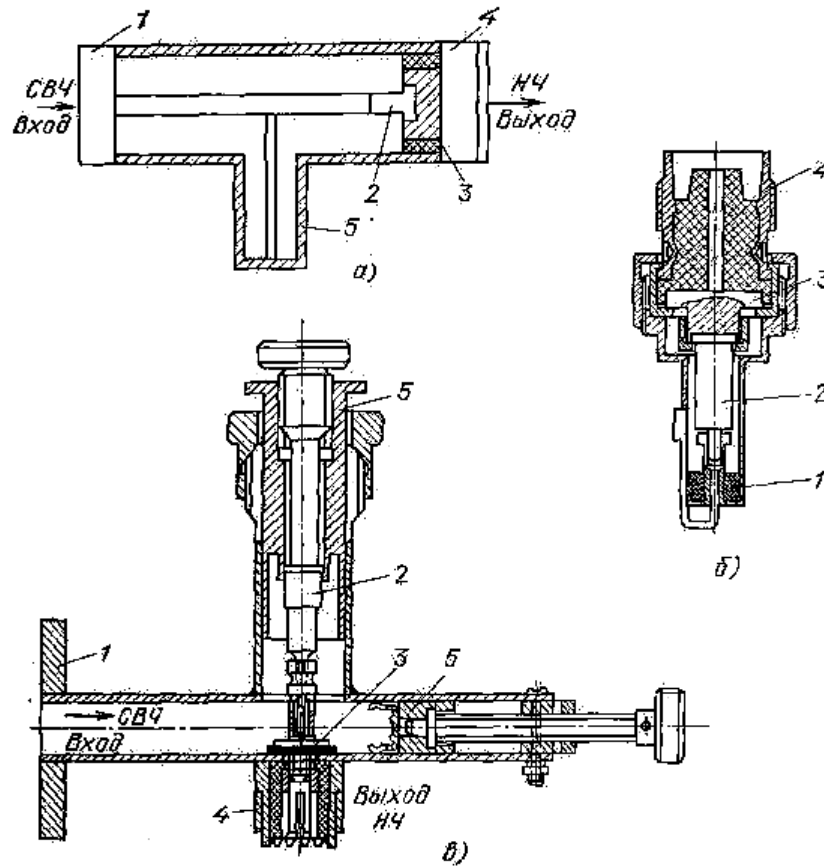


Рис. 5.40. Детекторные головки:  
 а – коаксиальная; б – коаксиальная для связи с волноводом; в – волноводная;  
 1 – СВЧ-соединение; 2 – детектор; 3 – конденсатор; 4 – низкочастотный соединитель;  
 5 – согласующий элемент

2) коэффициент шума, определяющий чувствительность приемника

$$K_{ш} = 10 \lg \left[ \frac{P_c}{P_{ш.вх}} \middle/ \frac{P_c}{P_{ш.вых}} \right]$$

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).

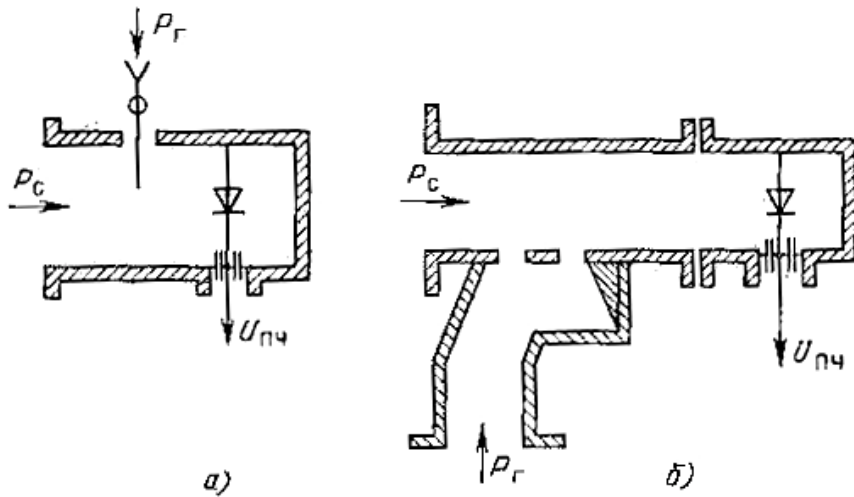


Рис. 5.41. Небалансные смесители:  
 а – связь с гетеродином с помощью штыря; б – связь с гетеродином с помощью направленного ответвителя

Конструктивно НБС представляют собой детекторную головку с дополнительным элементом связи с гетеродином, к которой подводится преобразуемый сигнал  $P_c$  и сигнал гетеродина  $P_r$ ; элемент связи с гетеродином выполняется в виде штыря, тройника, направленного ответвителя и др. Детекторная 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  $U_r = U_{mr}\cos\omega_r t$ . Если ограничиться квадратичной характеристикой диода, то ток на выходе детектора при подаче на его вход суммы сигналов  $U_c + U_r$  будет равен

$$I_0 = I_0 + S_1 [U(t)\cos t + U_{m2}\cos\omega_2] + S_1 [U(t)\cos\omega_c t + U_{m2}\cos\omega_2 t]^2.$$

Если возвести в квадрат последний член, то после несложных преобразований получим составляющую тока промежуточной частоты

$$I_{д(пр)} = S^2 U(t) U_{m2} \cos(\omega_c - \omega_r)t \text{ при } \omega_c > \omega_r \text{ или}$$

$$I_{д(пр)} = S^2 U(t)_{mr} \cos(\omega_r - \omega_c)t \text{ при } \omega_r > \omega_c.$$

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  $\omega_{пр}$  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  $\omega_{пр}t$ , то после детектора  $D_2$  –  $\omega_{пр}t - \pi$ . 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.

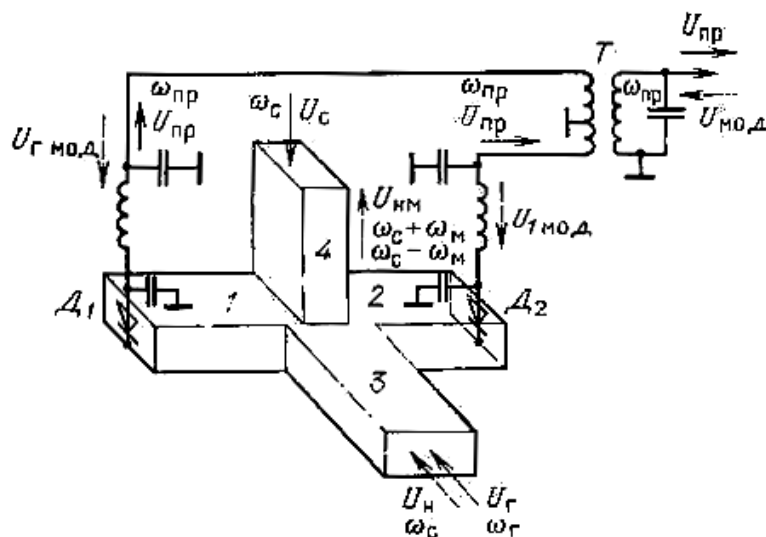


Рис. 5.42. Балансный смеситель(балансный модулятор)

## 5.11. ЭЛЕКТРИЧЕСКИ РЕГУЛИРУЕМЫЕ СВЧ УСТРОЙСТВА

В последние годы в технике СВЧ широкое распространение получили электрически управляемые устройства на ферритах и диодах. Основ-

ными 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 ( $10^{-3} \dots 10^{-10}$  с), значительный срок службы, высокую 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 рис. 5.43), отличаются тем, что при прямом смещении имеют очень малое сопротивление ( $r \approx 1$  Ом), а при обратном смещении – очень большое ( $r_d = 10^4$  Ом). Недостатком является малое быстродействие (несколько сот тысяч переключений в секунду). Значительно большим быстродействием обладают диоды с барьером Шоттки, но они имеют более высокую стоимость и худший коэффициент качества.

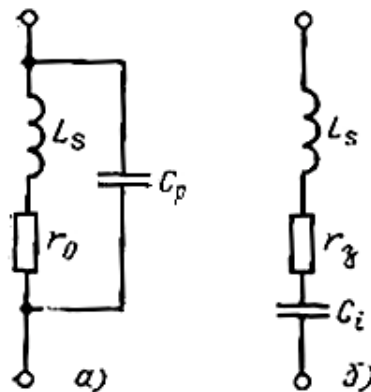


Рис. 5.43. Эквивалентная схема p-i-n-диода:  
а – в открытом состоянии; б – в закрытом состоянии

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

$$Z_{д0} = 1/\omega^2 C_p^2 r_0,$$

где  $\omega_{p0}$  – резонансная частота;  $r_0$  – сопротивление потерь открытого диода;  $C_p$  – емкость корпуса диода.

Сопротивление диода в закрытом состоянии на частоте последовательного резонанса  $\omega_{p3} = 1/\sqrt{L_s C_i}$  ( $L_s$  – индуктивность выводов диода;  $C_i$  – емкость перехода, рис. 5.43, б),  $Z_{дз} = r_s$ . Следовательно, коэффициент качества диода определится соотношением

$$K_d = Z_{д0}/Z_{д3} = 1/\omega_{p0}^2 C_p^2 r_0 r_3. \quad (5.34)$$

Различные типы переключающих диодов на сантиметровых и миллиметровых волнах имеют  $K_d = 150...2000$ .

В качестве обобщенного параметра диодов используют значение критической частоты, при которой  $K_d = 1$ :

$$f_{кр} = 1/2\pi C_p \sqrt{r_0 r_3}. \quad (5.35)$$

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:  $\omega_{p0} = 1/\sqrt{L_s C_p}$ . Последовательный резонанс закрытого диода  $\omega_{p3} = 1/\sqrt{L_s C_i}$  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 р-і-п-диодах применяются в схемах балансных антенных переключателей на импульсных мощностях до 100 кВт. Диодные выключатели на диодах с р-п-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).

Основные параметры выключателя – 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. 5.46, б) коэффициент отражения от входа выключателя

$$\Gamma_{\text{вх}} = -Z_{\text{в}} / (Z_{\text{в}} + 2Z_{\text{д}}). \quad (5.36)$$

При этом коэффициент передачи

$$K_{\text{пер}} = 1 - \Gamma_{\text{вх}} = 1 - Z_{\text{в}} / (Z_{\text{в}} + 2Z_{\text{д}}). \quad (5.37)$$

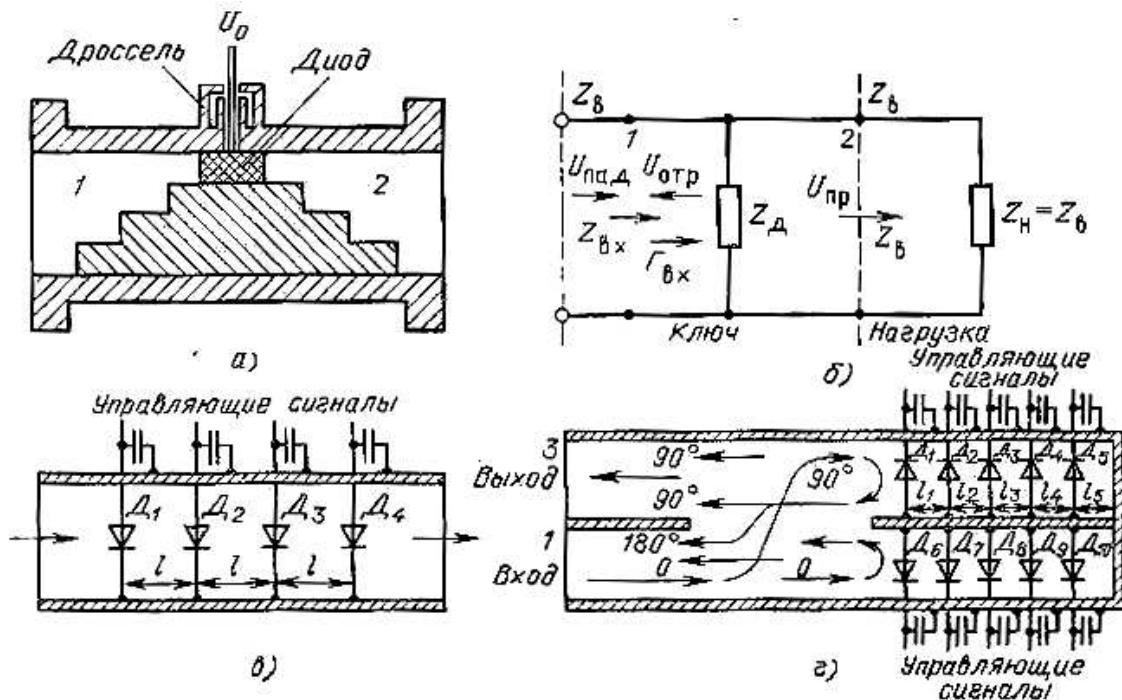


Рис. 5.44. Диодные электрически управляемые устройства:  
 а – конструкция выключателя; б – эквивалентная схема выключателя;  
 в – схема аттенюатора; г – схема фазовращателя

При вычислении коэффициента передачи в состоянии «Включено» в (5.37) подставляется  $Z_{\text{а}} = Z_{\text{д0}}$ . При вычислении коэффициента передачи для состояния «Выключено» подставляется  $Z_{\text{д}} = Z_{\text{дз}}$ .

Приближенно полоса выключателя может быть определена из уравнений

$$\Delta f = f_0/Q; Q = 1/\omega_p C_p r_0 \approx \sqrt{K_d}; \Delta f = f_0 \sqrt{K_d} \quad (5.38)$$

Аттенюаторы на полупроводниковых диодах (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. Располагая их на расстояниях  $\lambda_v/4$ , можно взаимно компенсировать отражения от отдельных диодов и получить достаточно хорошее согласование (малый  $K_{ст}$  входов) без применения дополнительных согласующих устройств. Выбор типа диода определяется диапазоном рабочих частот аттенюатора, типом используемой линии передачи, количеством диодов и их характеристиками. 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. 5.46, 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, трехдецибелном 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  $U_{1 \text{ мод}} = U_m \cos(\omega_M t + \pi)$  и  $U_{2 \text{ мод}} = U_m \cos(\omega_M t + \pi)$  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

$$U_{HM} = \Gamma_0 \cos \omega_M t \frac{U_{3 \text{ на } \omega}}{2} + \Gamma_0 \cos \omega_M t \frac{U_{3 \text{ на } \omega}}{2} = U_m \Gamma_0 \cos \omega_M t \cos \omega_c t = \\ = U_m \Gamma_0 \frac{e^{i\omega_M t} + e^{-i\omega_M t}}{2} e^{-i\omega_c t} = \frac{\Gamma_0 U_m}{2} [\cos(\omega_c + \omega_M)t + \cos(\omega_c - \omega_M)t].$$

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  $\lambda/8$  и модулирующие напряжения, подаваемые на диоды 1 и 2, не противофазны, а сдвинуты по фазе относительно друг друга на  $90^\circ$ . В этом случае

$$\Gamma_1 = \Gamma_0 \cos \omega_M t;$$

$$\Gamma_2 = i\Gamma_0 \cos(\omega_M + 90^\circ) = i\Gamma_0 \sin \omega_M t.$$

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

$$U'_{HM} = \frac{\Gamma_1 - \Gamma_2}{2} U_H \frac{\Gamma_0 U_H}{2} [\cos \omega_M t + i \sin \omega_M t] = \frac{\Gamma_0 U_m}{2} e^{i\omega_c t} e^{i\omega_M t} = \frac{\Gamma_0 U_m}{2} e^{i(\omega_c + \omega_M)t},$$

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  $l_2 = \lambda/4$  трансформируется в большое сопротивление в месте соединения. Емкостным винтом устанавливается  $C_H$  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).

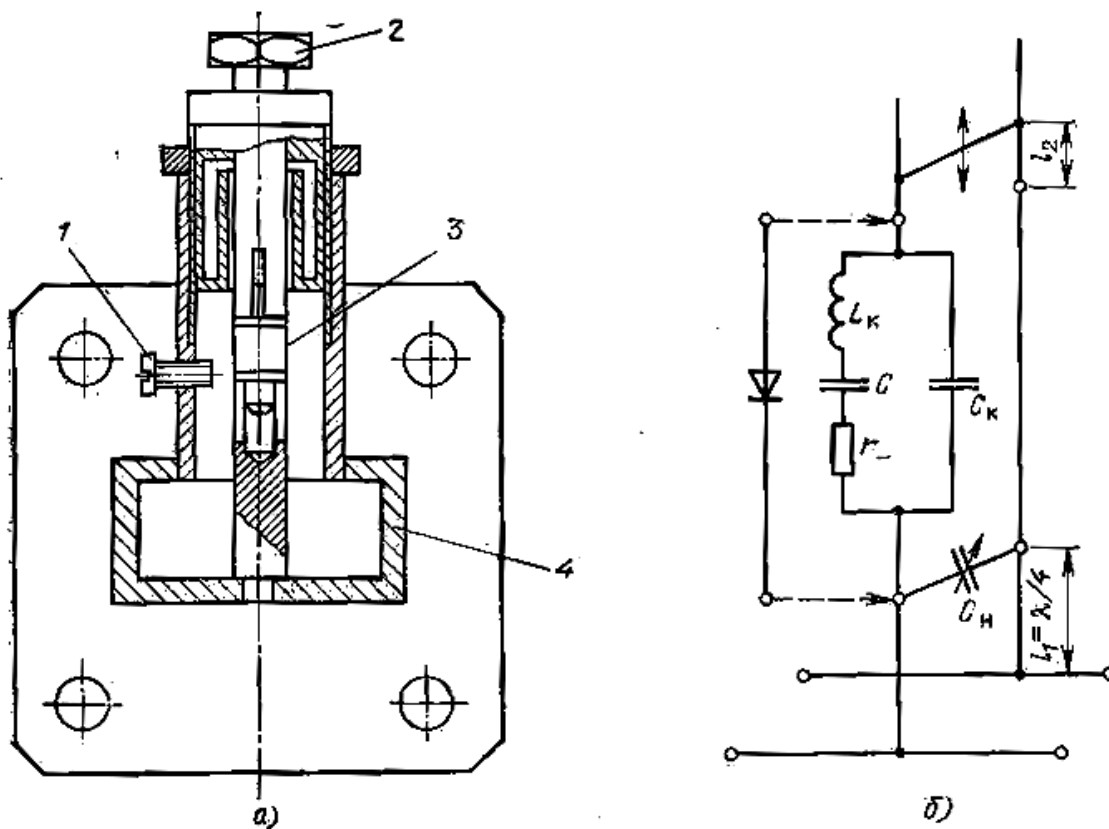


Рис. 5.45. Диодный ограничитель:

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

### 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.

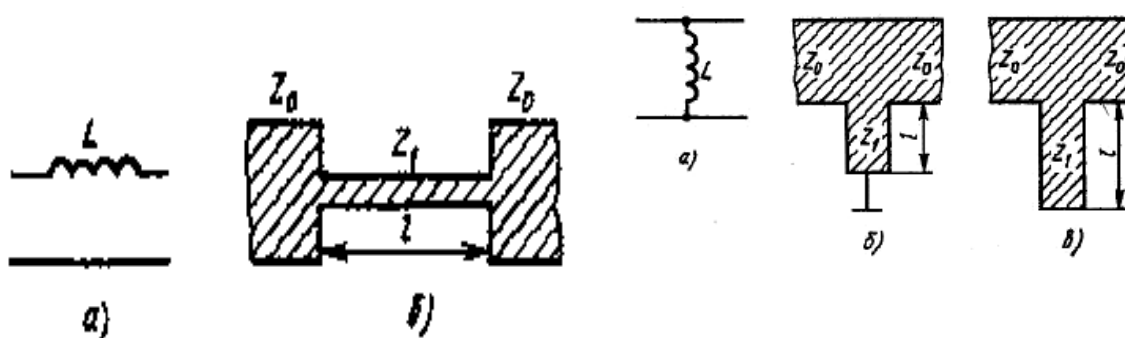


Рис. 6.1. Эквивалентная схема последовательной индуктивности (а) и ее топология (б)

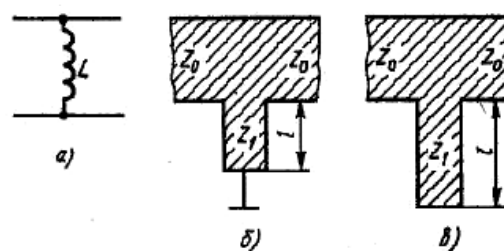


Рис. 6.2. Эквивалентная схема параллельной индуктивности (а) и ее реализации в виде короткозамкнутого (б) и разомкнутого (в) шлейфов

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).

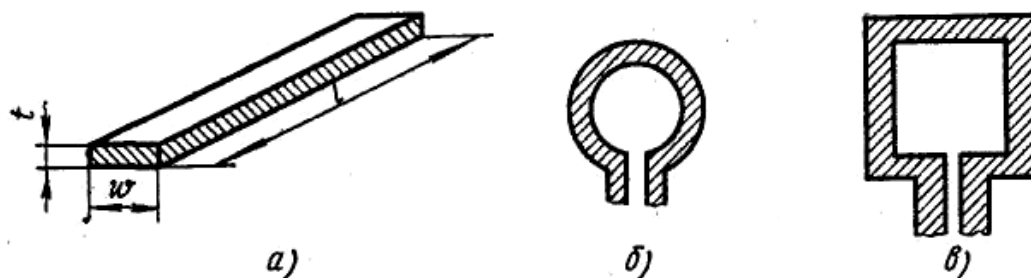


Рис. 6.3. Варианты топологии малых индуктивностей

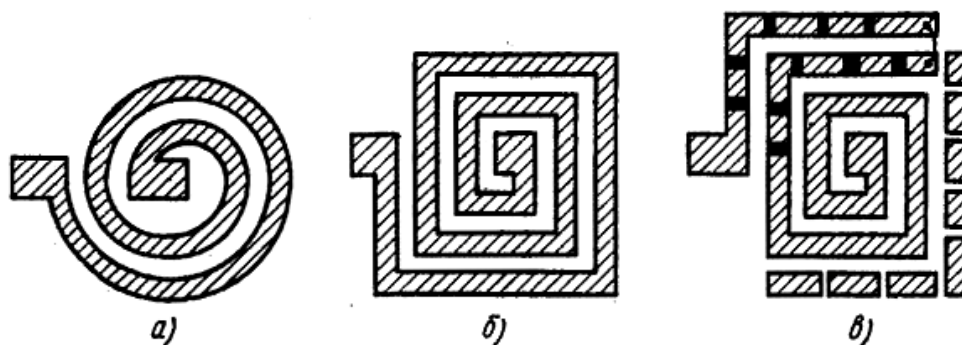


Рис. 6.4. Варианты топологии спиральных индуктивностей в микрополосковом исполнении

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.

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

$$\frac{s}{2\varpi} = \frac{1}{\pi} \ln(\operatorname{ctg} \frac{\Lambda}{4\varpi} \varpi Z_0 C) \quad (6.2)$$

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

$$C = 8.855 \cdot \varepsilon \varpi l / t, \quad (6.3)$$

где все размеры берутся в миллиметрах.

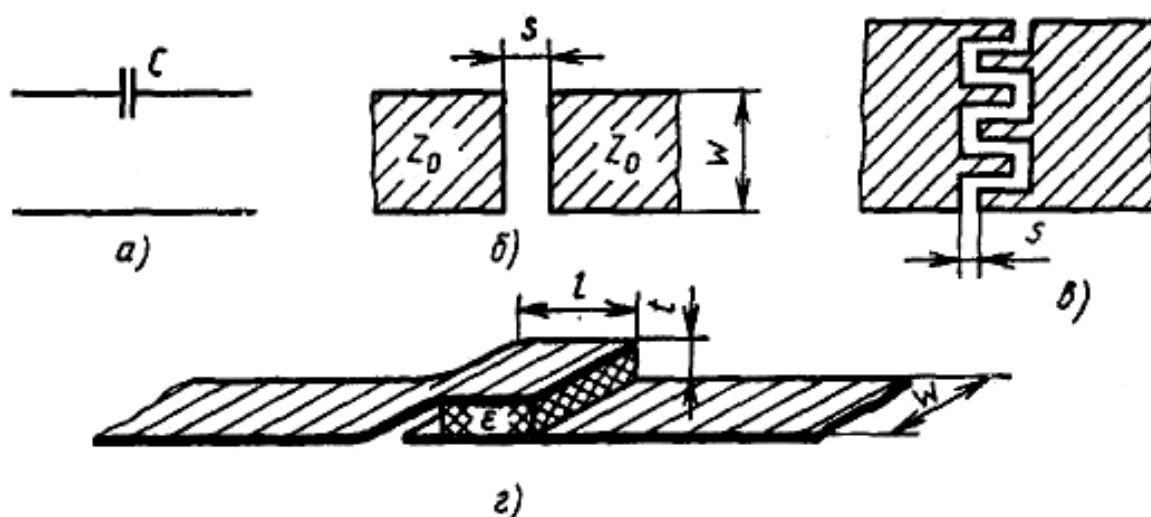


Рис. 6.5. Эквивалентная схема (а) сосредоточенной последовательной емкости и варианты ее реализации (б) – (г)

Параллельную емкость (рис. 6.6, а) можно выполнить в виде короткого отрезка несимметричной полосковой линии длиной  $l < \Lambda/8$  с

низким волновым сопротивлением, как показано на рис. 6.6, б, либо в виде одинарного шлейфа (рис. 6.6, в). В обоих случаях емкость рассчитывается по формуле

$$C = 2\pi l / (Z_1 \omega \Lambda) \quad (6.4)$$

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.

Параллельная емкость реализуется также в виде плоского конденсатора прямоугольной (рис. 6.7) или любой иной формы.

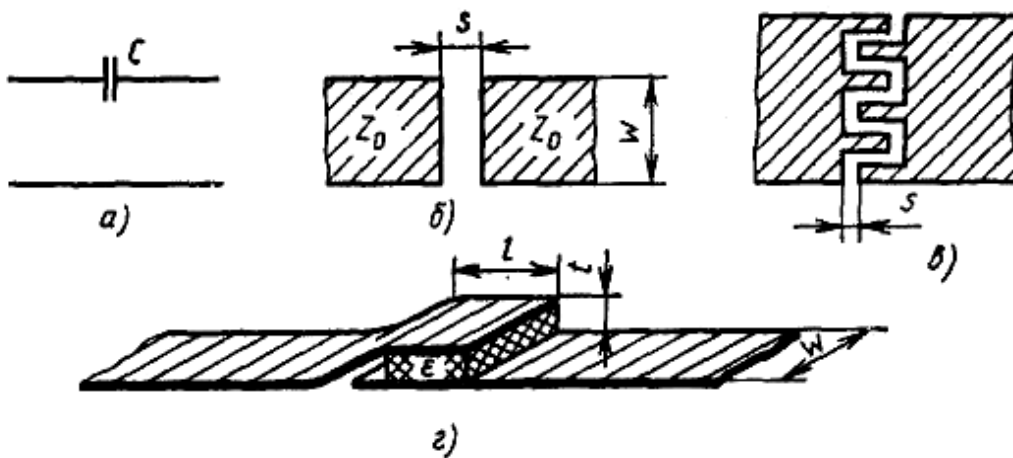


Рис. 6.6. Параллельная емкость (а) и примеры ее выполнения (б) – (г)

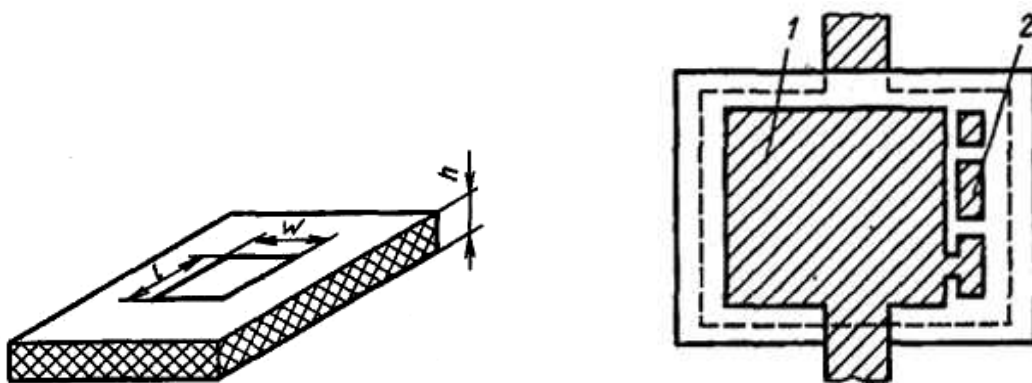


Рис. 6.7. Параллельная емкость в виде плоского конденсатора

Рис. 6.8. Конденсатор большой емкости на основе пленочной структуры:  
 1 – основной конденсатор;  
 2 – элементы дискретной подстройки

Подобные конденсаторы также имеют малую удельную емкость. Так, на подложке толщиной  $h = 0,5$  мм при  $\varepsilon = 10$  удельная емкость составляет  $0,1$  пФ/мм<sup>6</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 напыляется 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.

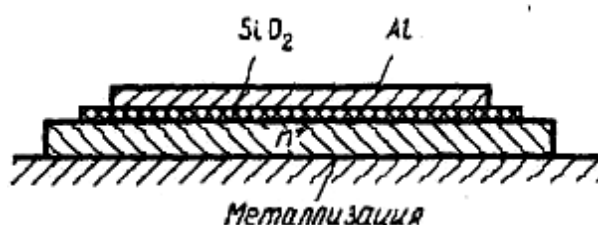


Рис. 6.9. Структура МОП-конденсатора

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  $30 \dots 50$  пФ/мм<sup>6</sup>.

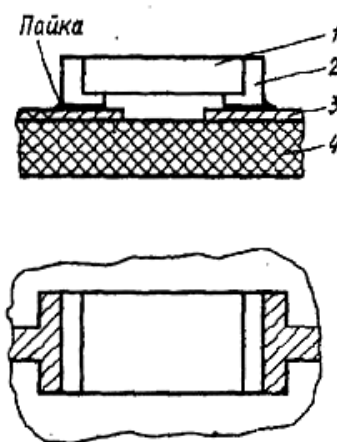


Рис. 6.10. Общий вид миниатюрного керамического конденсатора: 1 – конденсатор; 2 – выводы; 3 – контактная площадка; 4 – подложка

На рис. 6.9 показана структура МОП-конденсатора. Технология изготовления таких конденсаторов во многом сходна с технологией изготовления транзисторных и диодных структур. 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  $SiO_2$  0,4 мкм удельная емкость составляет 100 пФ/мм<sup>2</sup>. Пробивное напряжение при этом может достигать 100В 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.

*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.

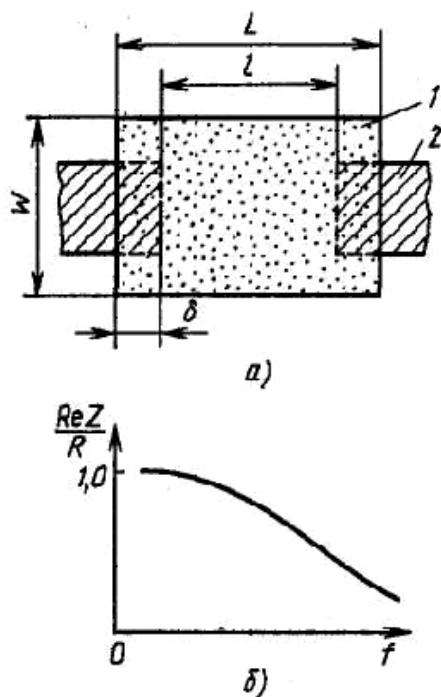


Рис. 6.11. Конструкция пленочного сосредоточенного резистора (а) и частотная зависимость активной составляющей его сопротивления (б):

1 – резистивная пленка; 2 – полосковый проводник

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, *a*). 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.

Номинальное сопротивление резистора определяется выражением

$$R = RSl/\omega, \quad (6.5)$$

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°C удельная мощность рассеяния составляет 5...10 Вт/см<sup>6</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 подводщей линией и короткозамыкателем. Короткое замыка-

ние 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.

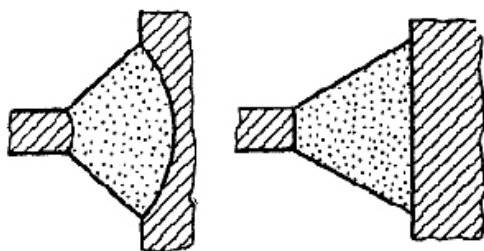


Рис. 6.12. Варианты пленочных резисторов повышенной мощности рассеяния

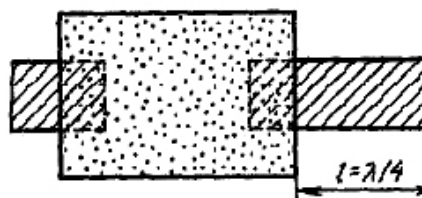


Рис. 6.13. Согласованная нагрузка в виде резистора со шлейфом

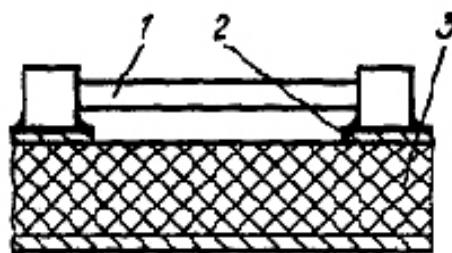


Рис. 6.14. Общий вид ниточного резистора:  
1 – резистор; 2 – контактная площадка; 3 – подложка

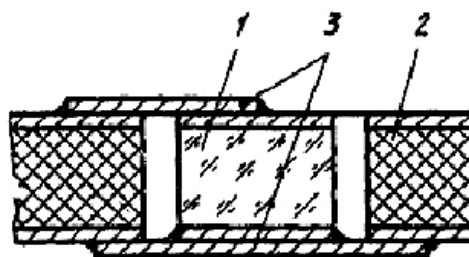


Рис. 6.15. Конструкция таблеточного резистора:  
1 – резистор; 2 – подложка; 3 – контактная пластина

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. Наиболее распространенные их конструкции показаны на рис. 6.16. В плоском варианте (рис. 6.16, с) 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.

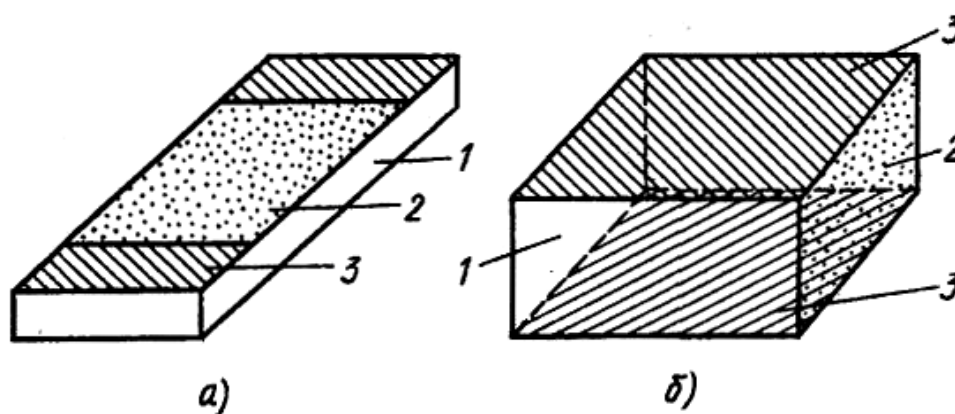


Рис. 6.16. Общий вид резистора в виде параллелепипеда в плоском (а) и объемном (б) вариантах (толщина металлизации и резистивного слоя не показаны):  
1 – основание; 2 – резистивный слой; 3 – контактная площадка

Все рассмотренные навесные резисторы маломощны. 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. РЕЗОНАТОРЫ 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.

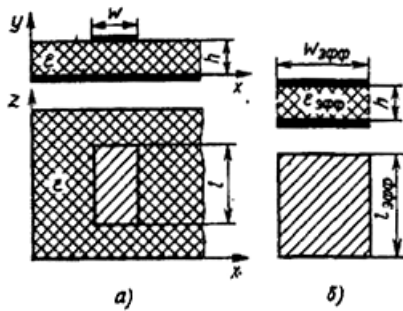


Рис. 6.17. Резонатор на несимметричной МПЛ (а) и модель Олинера (б)

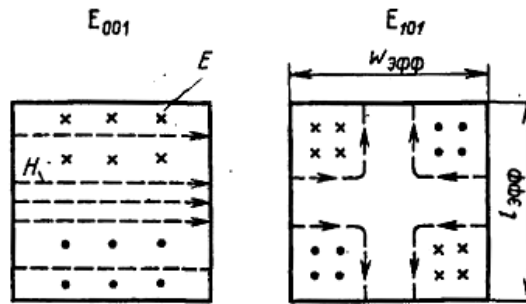


Рис. 6.18. Распределение электромагнитного поля для колебаний  $E_{001}$  и  $E_{101}$  в резонаторе, изображенном на рис. 6.17

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 полуволн, укладываемых по ширине резонатора (вдоль оси  $x$ ), индекс  $n$  – число полуволн на длине резонатора (вдоль оси  $z$ ). Резонансную длину волны для волны произвольного типа можно определить по приближенной формуле

$$\lambda_{PE3} = \frac{2\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}}{\sqrt{(m/\omega_{\text{эфф}})^2 + (n/l_{\text{эфф}})^2}}, \quad (6.7)$$

где  $\omega_{\text{эфф}}$ ,  $l_{\text{эфф}}$  – 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. 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  $l/4$ .

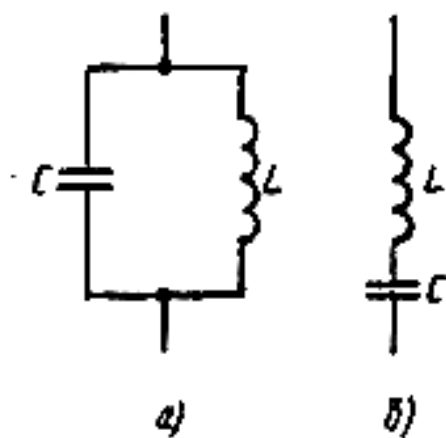


Рис. 6.19. Эквивалентные схемы прямоугольного короткозамкнутого резонатора:  
а – четвертьволнового;  
б – полуволнового

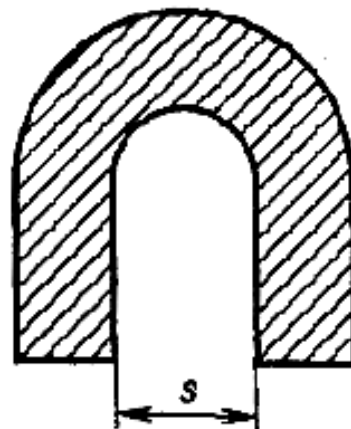


Рис. 6.20. Подковообразный резонатор на МПЛ

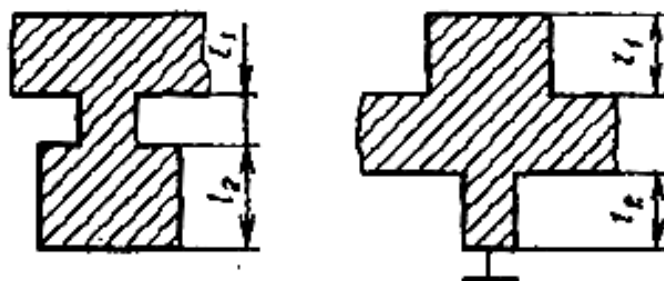


Рис. 6.23. Топологии резонаторов в виде комбинации шлейфов

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  $l = l/4$  показана на рис. 6.19, а, для случая  $l = l/2$  – на рис. 6.19, б; эквивалентная схема разомкнутого того прямоугольного резонатора при  $l = l/2$  представлена на рис. 6.19, а, при  $l = l/4$  – 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.

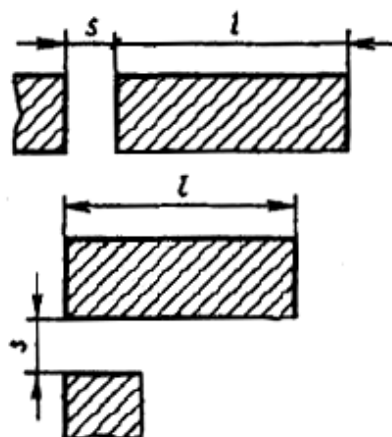


Рис. 6.22. Варианты включения резонатора в линию по схеме двухполюсника

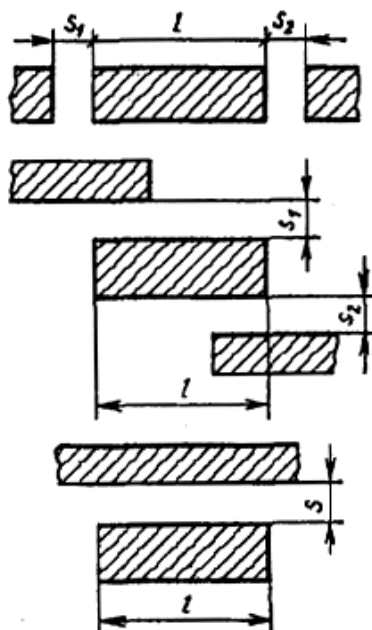


Рис. 6.23. Варианты включения резонатора по схеме четырехполюсника

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. Возможные способы включения резонаторов по схеме четырехполюсника показаны на рис. 6.23. Резонаторы могут выполняться также в виде шлейфов (рис. 6.24)

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 микроэлектронных 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

$$\lambda_{PEZ} = 2\pi r_{\text{эфф}} \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}} / \nu_{mn} \quad (6.9)$$

где  $r_{\text{эфф}}$  — эффективный радиус;  $\epsilon_{\text{эфф}}$  — эффективная диэлектрическая проницаемость двумерной модели резонатора;  $\nu_{mn}$  —  $n$ -й корень производной функции Бесселя  $m$ -го порядка. 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.

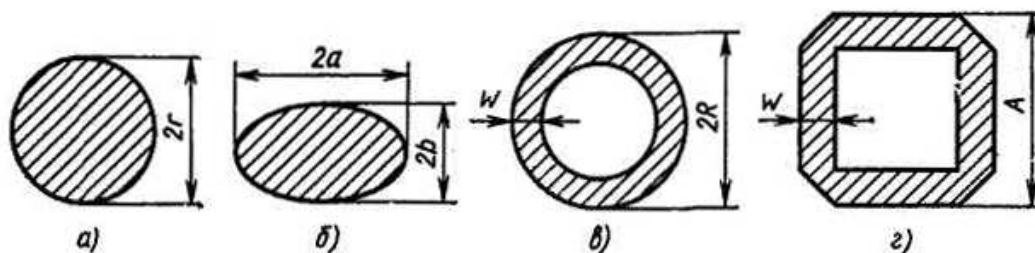


Рис. 6.24. Варианты топологии резонаторов:

а – круглый; б – эллиптический; в – круглый кольцевой; г – прямоугольный кольцевой

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.

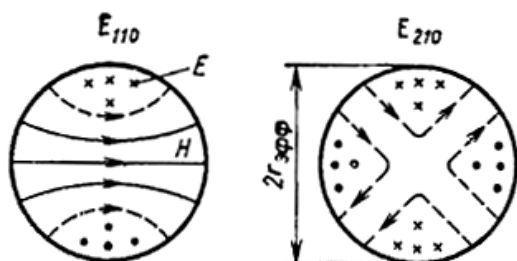


Рис. 6.25. Структура полей колебаний  $E_{110}$  и  $E_{210}$  в круглом резонаторе на МПЛ

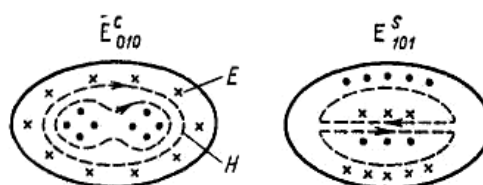


Рис. 2.26. Структура полей низших типов колебаний в эллиптическом резонаторе

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

$$\lambda_{PEZ} = a\pi\sqrt{\epsilon_{эфф}e}/\sqrt{q_{mn}^{s,c}}, \quad (6.10)$$

где  $e = e = \sqrt{a^2 - b^2}/a$  – эксцентриситет эллипса;  $q_{mn}^s$  –  $n$ -й корень четной или нечетной функции Матье первого рода  $m$ -го порядка.

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

$$\lambda_{PEZ} = \sqrt{\epsilon_{эфф}} P_{CP} \quad (6.11)$$

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  $A/2$  ( $A$  – длина волны в щелевой линии пере

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.

При построении устройств СВЧ применяются *объемные резонаторы*.

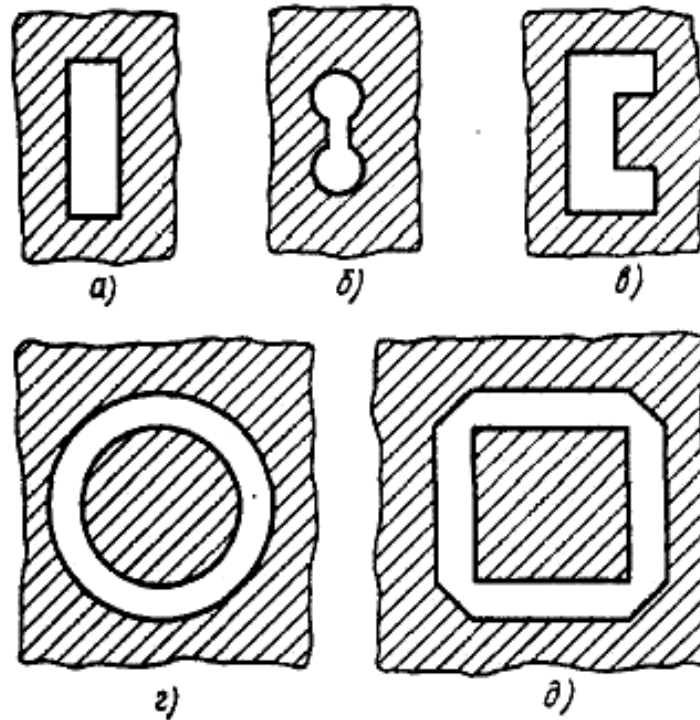


Рис. 6.27. Варианты топологии резонаторов на щелевой линии передачи.

*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.

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]

$$Q_H \approx 1/\operatorname{tg} \delta \quad (6.12)$$

и может достигать нескольких тысяч. Преимущество диэлектрических резонаторов – малые габариты. Так, при  $\epsilon = 100$  длина волны в резонаторе  $L = \lambda/\sqrt{\epsilon} = 0,1\lambda$  и его размеры оказываются на порядок меньше длины волны.

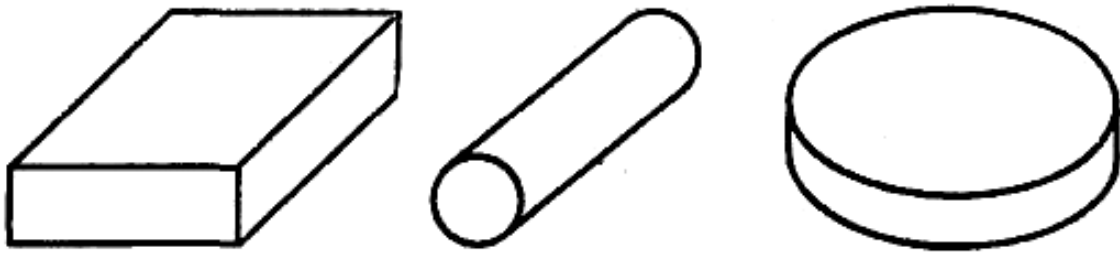


Рис. 6.28. Разновидности объемных диэлектрических резонаторов

Применение керамики термостабильных марок позволяет создавать резонаторы с температурным коэффициентом частоты (ТКЧ) не более  $10^{-4} \text{ K}^{-1}$ .

Шлейфный направленный ответвитель 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  $L/4$ . 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.

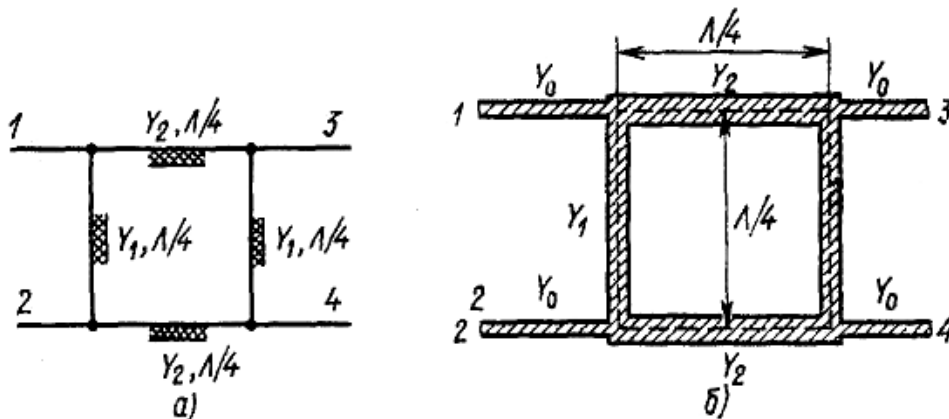


Рис. 6.29. Электрическая схема (а) и топология (б) двухшлейфного НО



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).

Отражательные ФВ обычно объединяются с Y-циркуляторами.

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  $90^\circ$ . Поступа-

павшие 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 плече 2 и поступают в нагрузку. Согласование по входу такого ФВ в полосе частот определяется главным образом частотными свойствами НО и идентичностью коэффициентов отражения ячеек.

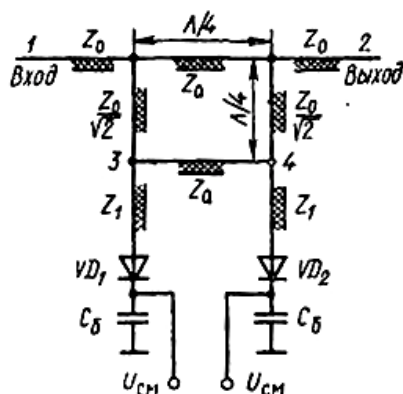


Рис. 6.30. Схема дискретного проходного ФВ с использованием 3-дБ НО

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.

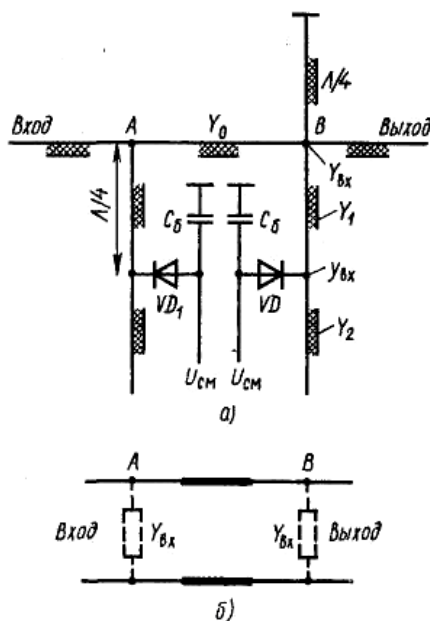


Рис. 6.31. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) электрические схемы ФВ с оптимизацией по потерям

Можно показать, что если в указанных точках включить одинаковые проводимости  $Y_{\text{ВХ}} = j2Y_0 \text{tg}(\alpha/2)$ , то набег фазы между точками  $A$  и  $B$  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  $Y_{\text{ВХ}}$  реализуются в виде шлейфов (рис. 6.30, б). При одновременном включении диодов каждый шлейф можно рассматривать как короткозамкнутый четвертьволновый отрезок линии с нулевой проводимостью на входе (в точках  $A$  и  $B$ ). В этом случае шлейфы не влияют на прохождение сигнала по основной линии. При закрытых диодах проводимость  $Y_{\text{ВХ}}$  определяется входной проводимостью короткого участка линии  $y_{\text{ВХ}} = jB_m$ , емкостной проводимостью диода  $jB_c$  и волновой проводимостью  $Y_1$  четвертьволнового шлейфа:  $Y_{\text{ВХ}} = Y_1^2/(jB_c + jB_m) = -Y_1^2/(B_c + B_m)$ . Таким образом, соотношение между величинами  $Y_1$ ,  $B_c$  и  $B_m$  выбирается из условия обеспечения требуемого фазового сдвига:  $Y_1^2/(B_c + B_m) = 2Y_0 \text{tg}(\alpha/2)$ .

В реальных ФВ наличие малого, но отличного от нуля сопротивления диода ( $\nu$ ) 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  $G = 1/r$ , для входной проводимости шлейфа легко получить выражение  $Y_{\text{ВХ}}^{\text{ОТК}} = Y_1^2/G$ . При закрытом диоде, имеющем активную проводимость  $g = 1/R$ , входная проводимость шлейфа определяется по формуле  $Y_{\text{ВХ}}^{\text{ЗАК}} = Y_1^2/[g + j(B_c + B_m)] \approx gY_1^2/j(B_c + B_m)^2 - Y_1^2/j(B_c + B_m)$ .

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  $Y_1$ :

$$B_m = \sqrt{Gg} B_c, Y_1 = \sqrt{2Y_0 \sqrt{Gg} \text{tg}(\alpha/2)}$$

В оптимизированном ФВ потери (дБ) определяются по формуле  $L_{\text{ФВ}} = 10 \lg[1 + (4\sqrt{K}) \text{tg}(\alpha/2)]$ , где  $K = R/r$  – параметр, называемый качеством  $p$ - $i$ - $n$ -диода (в реальных диодах  $K = 100 \dots 2000$ ; для идеального диода  $K \rightarrow \infty$ ). Из последней формулы видно, что потери возрастают с увеличением  $\alpha$ , а при  $\alpha \rightarrow \pi$   $L_{\text{ФВ}} \rightarrow \infty$ . 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 аттенуаторы можно использовать в качестве амплитудных модуляторов в широкой полосе частот.

Одной из основных характеристик устройств управления амплитудой является вносимое затухание  $L = 10 \lg(P_{\text{ВХ}}/P_{\text{ВЫХ}})$ , где  $P_{\text{ВХ}}$  – мощность, поступающая на вход;  $P_{\text{ВЫХ}}$  – 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. 3.32 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.

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.

Принцип работы схем очевиден: состояние «включено» соответствует открытым последовательным диодам и закрытым параллельным, и наоборот.

В двухканальном переключателе в микрополосковом исполнении (рис. 3.34) на расстоянии  $\lambda/4$  от точки разветвления  $A$  включены  $p-i-n$ -диоды, осуществляющие коммутацию. Развязка по постоянному току выполнена на основе разомкнутых четвертьволновых отрезков линий передачи, которые в точках подключения напряжений смещения  $U_{\text{СМ1}}$  и  $U_{\text{СМ2}}$  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 б. Входная проводимость канала 1 переключателя

теля в точке разветвления линий передачи  $Y_{ВХ1} = Y_0^2/(Y_0+G)$ , где  $Y_0$  – волновая проводимость подводящих линий;  $G = 1/r$  – проводимость диода в открытом состоянии. При  $G \gg Y_0$ , что справедливо для открытого диода,  $Y_{ВХ1} \rightarrow 0$ .

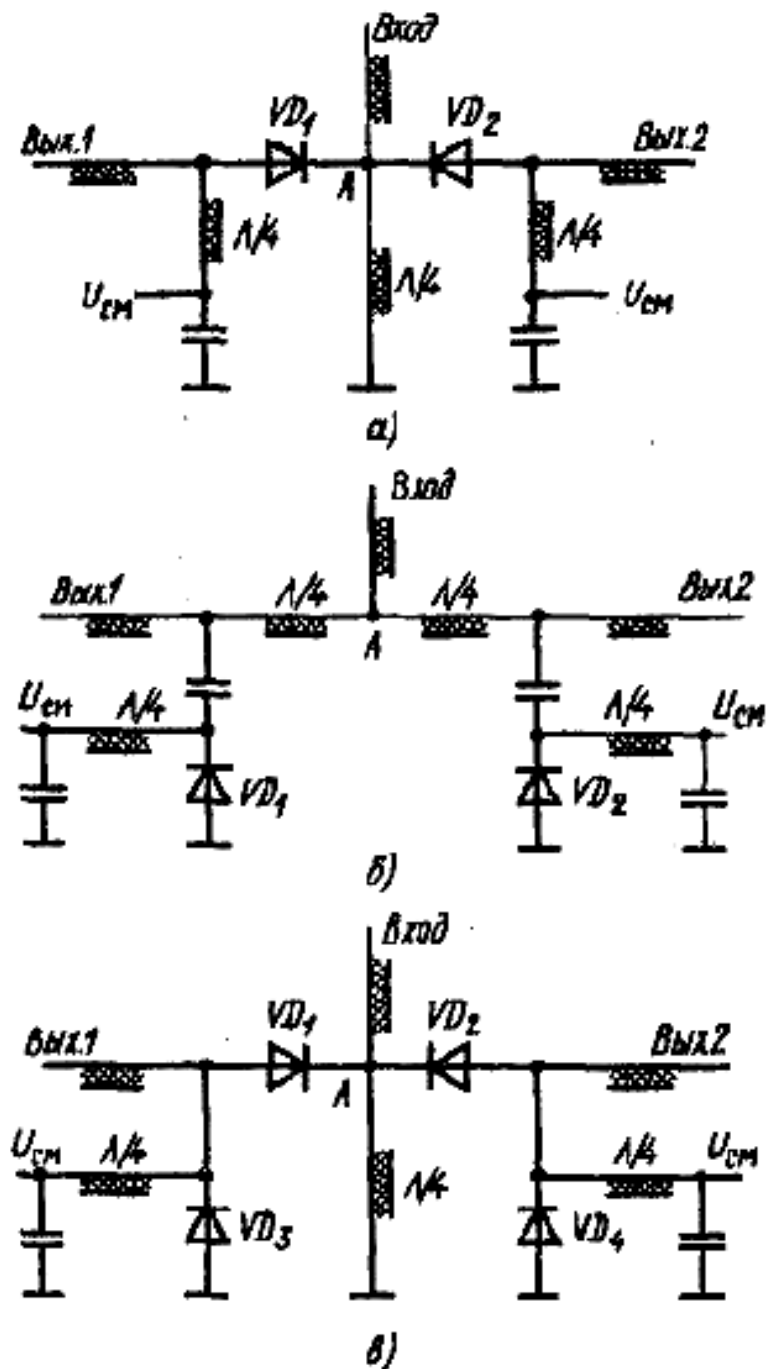


Рис. 6.32. Варианты электрических схем двухканальных переключателей  
 На рис. 6.33 приведены варианты схем двухканальных переключателей с различным включением диодов в линию: последовательным (а), параллельным (б) и комбинированным (в).

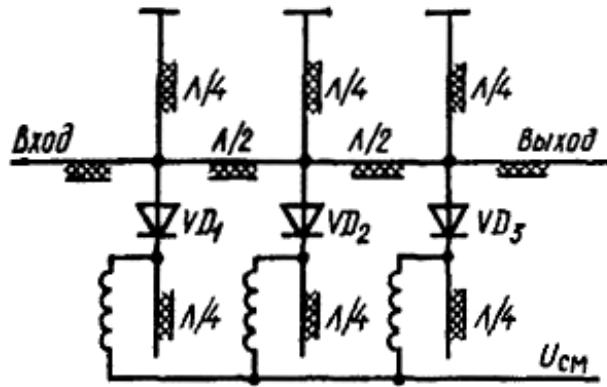


Рис. 6.33. Электрическая схема трехкаскадного переключателя на р-і-п-диодах

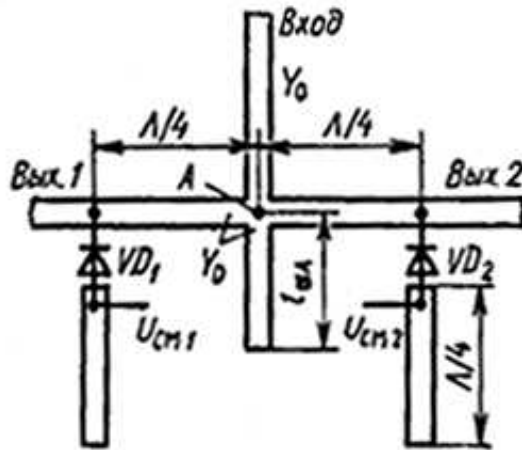


Рис. 6.34. Топология простейшего двухканального переключателя

Входная проводимость канала 2 в точке А при закрытом диоде VD2 определяется соотношением

$$Y_{ВХ2} = \frac{Y_0^2}{Y_0 + g + jBc} = \frac{Y_0^2(Y_0 + g)}{(Y_0 + g)^2 + B^2c} - j \frac{BcY_0^2}{(Y_0 + g)^2 + B^2c}$$

где  $g$ ,  $B_c$  – активная и реактивная составляющие проводимости р-і-п-диода в закрытом состоянии. При  $g \ll Y_0$  и  $B_c \ll Y_0$ , что имеет место при закрытом диоде,  $Y_{ВХ2} \approx Y_0 - jB_c$ .

Компенсация индуктивного компонента  $Y_{ВХ2}$  осуществляется подключением к точке А дополнительного шлейфа, входная проводимость которого равна проводимости  $B_c$  диода. Длина шлейфа  $l_{шл}$  выбирается из условия

$$Y_{шл} = jY_0 \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi}{\Lambda} l_{шл}\right) = jB_c, \text{ откуда } l_{шл} = \left(\frac{2\pi}{\Lambda}\right) \operatorname{arctg}\left(\frac{B_c}{Y_0}\right)$$

Включение шлейфа обеспечивает режим согласования ( $Y_{\text{ВХ2}} \approx Y_0$ ) 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:  $P_{\text{отк}}/P_{\text{вх}} \approx 1 - Y_0/G - g/Y_0$ ,  $P_{\text{зак}}/P_{\text{вх}} \approx Y_0^2/G$ . Если выполняется условие  $Y_0 = \sqrt{Gg}$ , то мощность в открытом канале максимальна, а в закрытом минимальна:  $P_{\text{отк}}^{\text{MAX}}/P_{\text{вх}} = 1 - 2\sqrt{k}$ ,  $P_{\text{зак}}^{\text{MIN}}/P_{\text{вх}} = 1/k$  где  $k = R/r$  – качество  $p-i-n$ -диоода. 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.

## ГЛАВА 7. АНТЕННЫ

### 7.1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ

*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 одни и те 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 сов-

местимости, 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. ПАРАМЕТРЫ И ОСНОВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ АНТЕНН

Под диаграммой направленности 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.

**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  $E_{\max}$  (см. рис. 7.1, б). У направленных антенн ширина главного лепестка бывает от нескольких десятков градусов до единиц минут (например, у радиоастрономических антенн). 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.

**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.

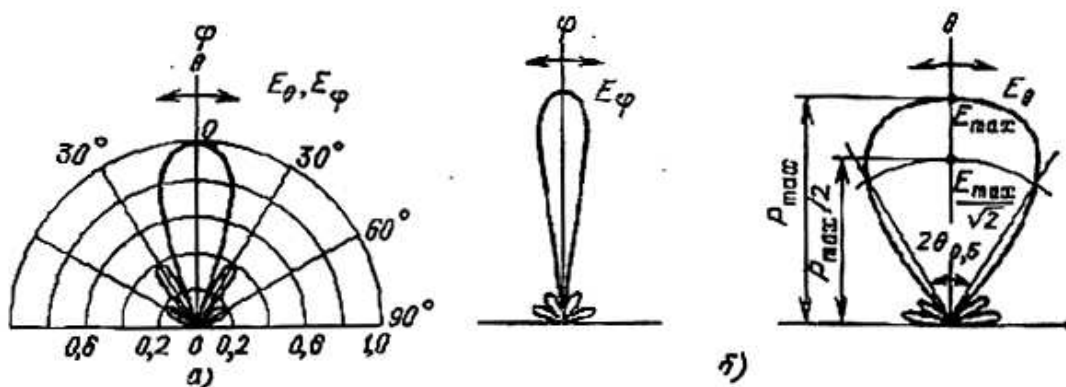


Рис. 7.1. Диаграмма направленности:  
 а – игольчатая в горизонтальной и вертикальной плоскостях;  
 б – веерная в вертикальной плоскости

Вычисляют КНД антенны по формуле

$$КНД = 4\pi S_g / \lambda_0^2. \quad (7.1)$$

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.

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.

Входное сопротивление антенны ( $Z_a$ ) является эквивалентной величиной, определяющей согласование антенны с СВЧ-трактом. В общем случае,  $Z_a = R_a + iX_a$  где  $R_a = R_{\Pi} + R_{\Sigma}$  – активная составляющая;  $R_{\Pi}$  – 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  $K_{ст} \leq 1.5$  При этом условии  $X_a \ll R_a$  и входное сопротивление антенны примерно равно волновому сопротивлению питающего тракта  $Z_a \approx Z_B$ .

Коэффициент полезного действия (КПД) вычисляют как отношение излучаемой мощности  $P_2$  к полной мощности, подводимой к антенне

$$\eta = \frac{P_{\Sigma}}{P_{\Sigma} + P_{\Pi}} = \frac{R_{\Sigma}}{R_{\Sigma} + R_{\Pi}},$$

где  $P_{\Pi}$  – мощность тепловых потерь в антенне.

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.

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 сопро-

вождение), 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.

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).

Климатические и механические характеристики определяются местом их установки – на космических кораблях, ракетах, самолетах, вертолетах, морских и речных судах, автомашинах, станках, наземных РЛС и станциях радиолиний, переносных РЛС и пр.

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.

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. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ

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, *a*) 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]:

$$H_{\varphi} = i \frac{Ilk^2}{4\pi} \left[ \frac{1}{kr} - i \left( \frac{1}{kr} \right)^2 \right] \sin \theta e^{-ikr} \quad (7.3)$$

$$E_r = \frac{Ilk^3}{2\pi\omega\epsilon_a} \left[ \left( \frac{1}{kr} \right)^2 - i \left( \frac{1}{kr} \right)^3 \right] \cos \theta e^{-ikr} \quad (7.3)$$

$$E_{\theta} = i \frac{Ilk^3}{4\pi\omega\epsilon_a} \left[ \frac{1}{kr} - i \left( \frac{1}{kr} \right)^2 - \left( \frac{1}{kr} \right)^3 \right] \sin \theta e^{-ikr} \quad (7.4)$$

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  $(1/kr)^2$  и  $(1/kr)^3$ , переписав их в следующем виде:

$$E_{\theta} = \frac{iIl}{2\lambda_0 r} Z_c \sin \theta e^{-ikr} \quad (7.5)$$

$$H_{\varphi} = \frac{iIl}{2\lambda_0 r} \sin \theta e^{-ikr} \quad (7.6)$$

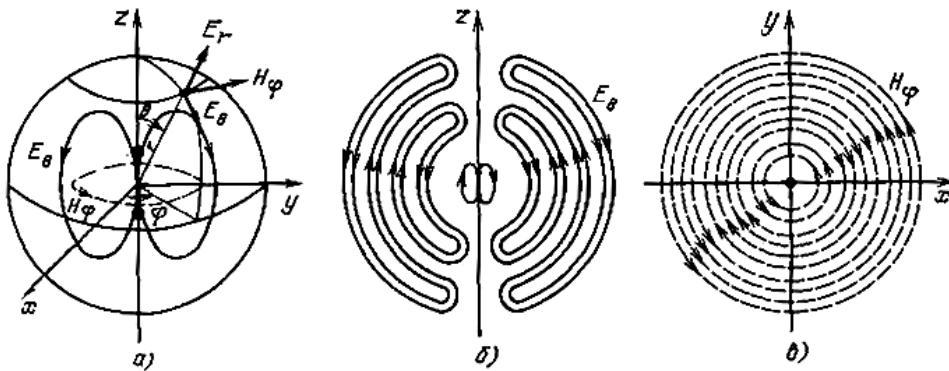


Рис. 7.2. Поле диполя Герца:

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.

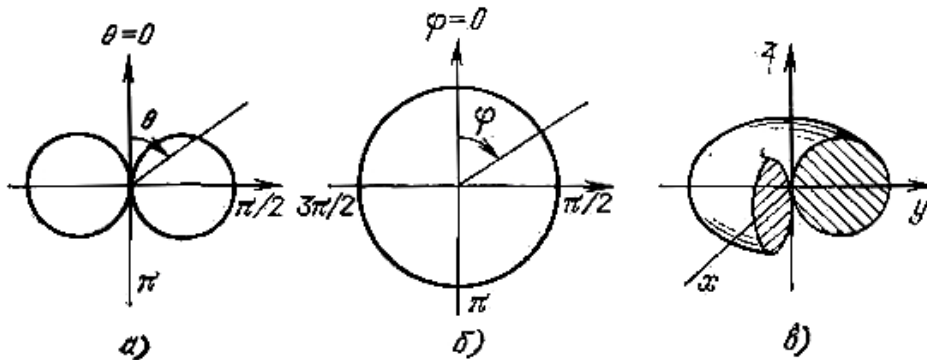


Рис. 7.3. Диаграмма направленности диполя Герца:  
а – в плоскости вибратора; б – в плоскости, перпендикулярной вибратору;  
в – пространственная форма

Средняя за период плотность потока энергии согласно (1.27)

$$P_{cp} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} [E H^*] = \frac{1}{2} \left( \frac{I l}{2 \lambda_0 r} \right)^2 Z_c \sin^2 \theta$$

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.

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  $\mu_a$

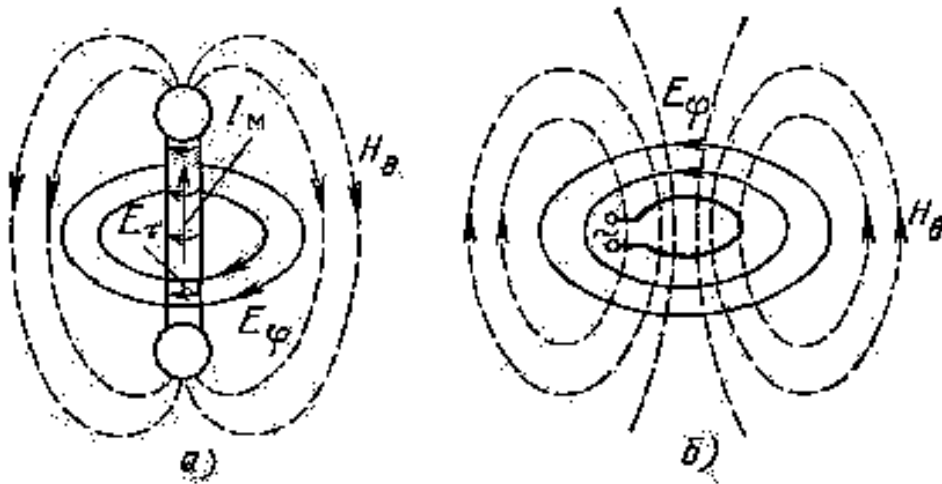


Рис. 7.4. Элементарный магнитный вибратор: а – физическая модель; б – элементарная рамка

$$E_\varphi = i \frac{I_M l}{2\lambda_0 r} \sin \theta e^{-ikr} \quad (7.10)$$

$$H_{\theta} = i \frac{I_M l}{2\lambda_0 r Z_c} \sin \theta e^{-ikr} \quad (7.11)$$

где  $I_M$  – амплитуда магнитного тока, представляющая собой произведение тангенциальной составляющей напряженности электрического поля у поверхности вибратора  $E_r$  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 (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  $h_{\text{д}} = 2\pi S / \lambda_0$ , 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).

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  $Z_c = 120\pi$

$$G_\Sigma = \frac{1}{45} \left( \frac{l}{\lambda_0} \right)^2 \quad (7.15)$$

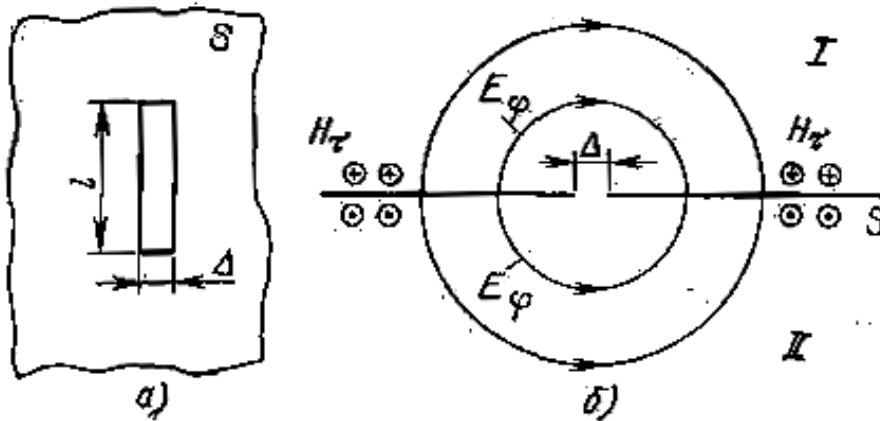


Рис. 7.5. Элементарный щелевой вибратор:  
а – общий вид; б – структура поля

Элементарный излучатель Гюйгенса может быть представлен как элемент фронта плоской волны, магнитное поле которого  $H_n = H_0 e^{i\alpha x}$  можно заменить эквивалентным электрическим током  $I = H_0 \Delta x$ , а электрическое поле  $E_n = E_0 e^{i\alpha x}$  – 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 перпендикулярно 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

$$\Phi_1(\theta) = (1 + \cos \theta) / 2 \quad (7.17)$$

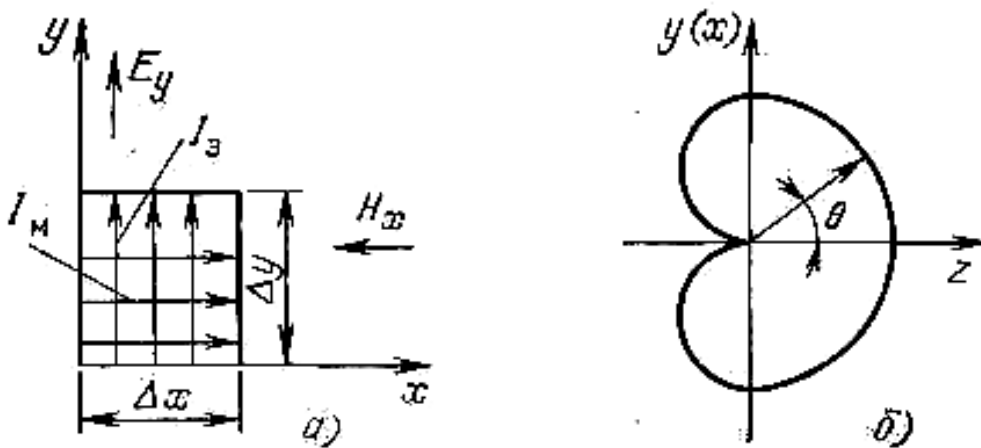


Рис. 7.6. Элементарный излучатель Гюйгенса: а – расположение относительно координатной системы; б – диаграмма направленности

## 7.5. КОНСТРУКЦИИ ВИБРАТОРНЫХ АНТЕНН

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 –  $\lambda_0/4$ .

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

$$E_{\max} = 60I_n / r_0 \quad (7.19)$$

– амплитуда поля в направлении максимального излучения ( $\theta = 90^\circ$ ),  $e^{-ikr_0}$  – фазовый множитель;

$$\Phi_1(\theta) = \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta} \quad (7.20)$$

– диаграмма направленности вибратора в меридиональной плоскости.

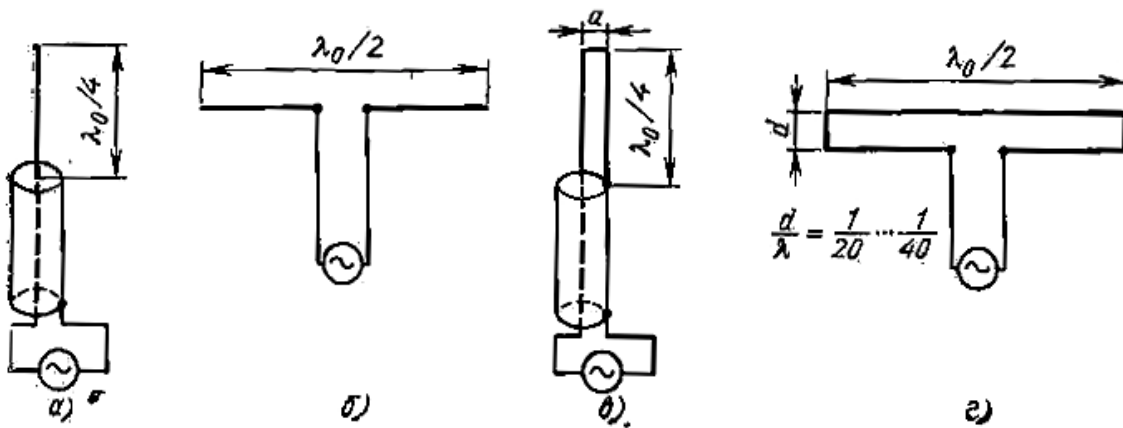


Рис. 7.7 Конструкции вибраторов:

а – несимметричного электрического; б – симметричного электрического;  
в – несимметричного магнитного; г – симметричного магнитного

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  $2l \ll \lambda_0/2 \cos kl = 1 - k^2 l^2 / 2$ ;

$$\cos(kl \cos \theta) = 1 - \frac{k^2 l^2 \cos^2 \theta}{2}; \quad \Phi_1(\theta) \approx \sin \theta$$

т.е. 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 расщепляется, 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

$$E_\theta = i \frac{60I_n}{r_0} \frac{\cos[(\pi/2)\cos\theta]}{\sin\theta} e^{-ikr_0} \quad (7.21)$$

Из (7.21) следует, что ДН симметричного полуволнового вибратора соответствует следующее уравнение:

$$\Phi_1(\theta) = \frac{\cos[\pi/2 \cos\theta]}{\sin\theta} \quad (7.22)$$

Электрический симметричный полуволновый вибратор имеет КНД = 1,74 -  $S_\theta = 0,21\lambda^2$ ;  $R_\Sigma = 73,1$  Ом. Магнитный полуволновый вибратор имеет КНД = 1,64;  $S_\theta = 0,21\lambda^2$ ;  $R_\Sigma = 292$  Ом.

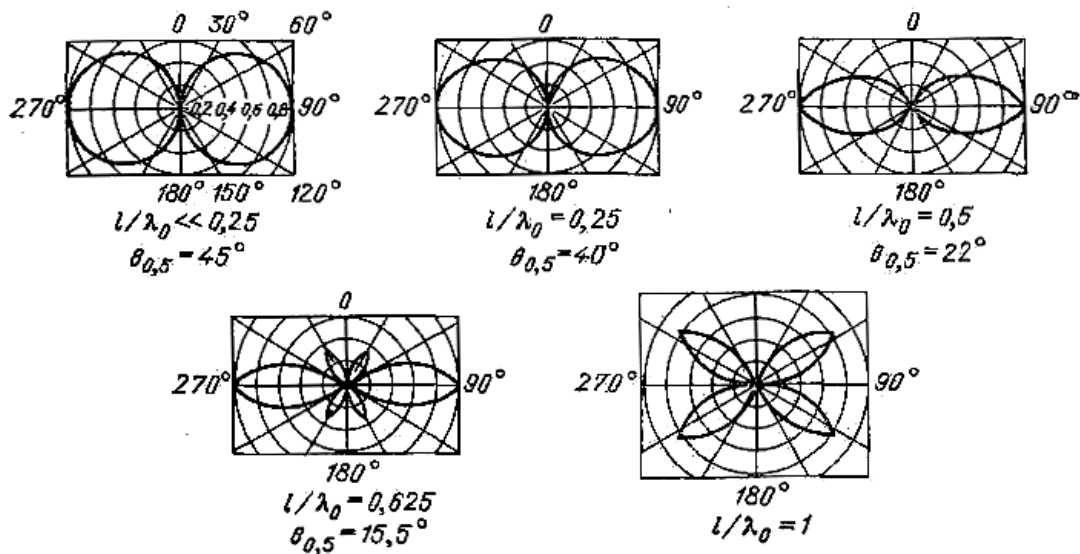


Рис. 7.8. Зависимость диаграммы направленности электрического вибратора от его длины

## 7.6. ДВУХВИБРАТОРНЫЕ АНТЕННЫ

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)

$$E_\theta = i \frac{I_n 60}{r_0} \frac{\cos[(\pi/2) \cos \theta]}{\sin \theta} \sqrt{1 + K_a^2 + 2K_a \cos(\psi - kd \sin \theta)}$$

Из этого уравнения следует, что приведенная ДН двух полуволновых вибраторов в меридиональной плоскости  $xOz$  (плоскости  $E$  на рис. 7.9,а) выражается соотношением

$$\Phi_2(\theta) = \frac{\cos[(\pi/2) \cos \theta]}{\sin \theta} \sqrt{1 + K_a^2 + 2K_a \cos(\psi - kd \sin \theta)}, \text{ т.е. } \Phi_2(\theta) = \Phi_1(\theta) \Phi_c(\theta)$$

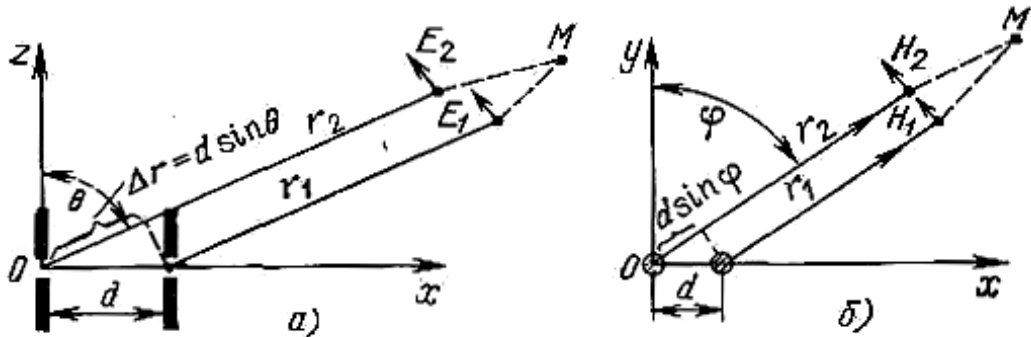


Рис. 7.9. Сложение поля двух вибраторов:  
а – в плоскости  $E$ ; б – в плоскости  $H$

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  $yOx$  (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  $yOx$ , 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.

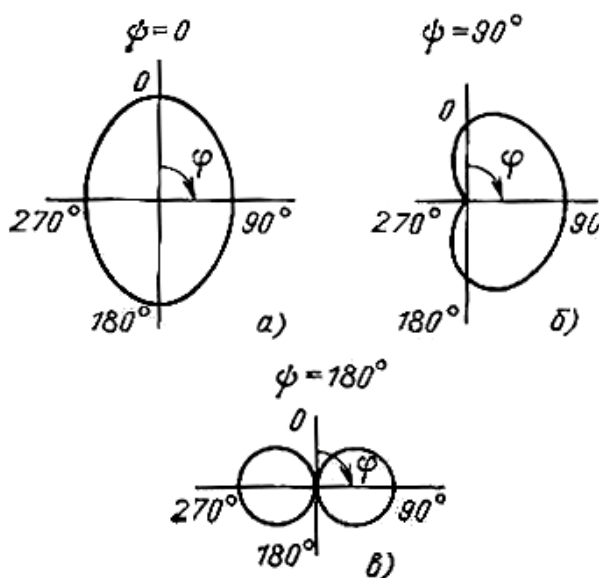


Рис. 7.10. Диаграмма направленности антенны из двух вибраторов:  
а-  $\psi = 0^\circ$ ; б-  $\psi = 90^\circ$ ; в-  $\psi = 180^\circ$

Вибратор, усиливающий излучение в направлении на другой вибратор, называется *рефлектором*. Вибратор, ослабляющий излучение в направлении на другой вибратор и усиливающий излучение в противоположном направлении, называется *директором*.

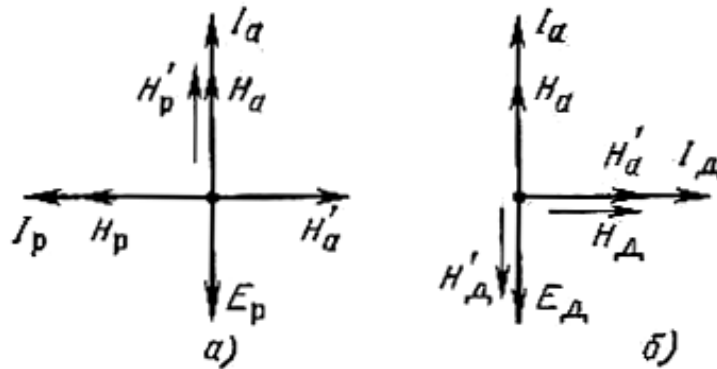


Рис. 7.11. Сложение полей активного и пассивного вибраторов:  
а – пассивный рефлектор; б – пассивный директор

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 удастся 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.

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, и 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. РЕШЕТКИ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

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]

$$E = iE_{\max} \Phi_1(\theta, \varphi) \frac{\sin \left[ 0,5n(kd \sin \theta_n - \psi) \right]}{\sin \left[ 0,5(kd \sin \theta_n - \psi) \right]} e^{-i(kr_0 - \psi_0)}$$

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

$$\Phi_n(\theta_n) = \frac{\sin[0,5n(kd \sin \theta_n - \psi)]}{\sin[0,5(kd \sin \theta_n - \psi)]}. \quad (7.26)$$

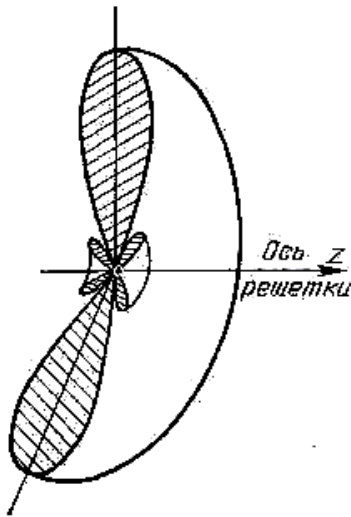


Рис. 7.13. Диаграммы направленности множителя линейной синфазной решетки ( $\psi = 0$ )

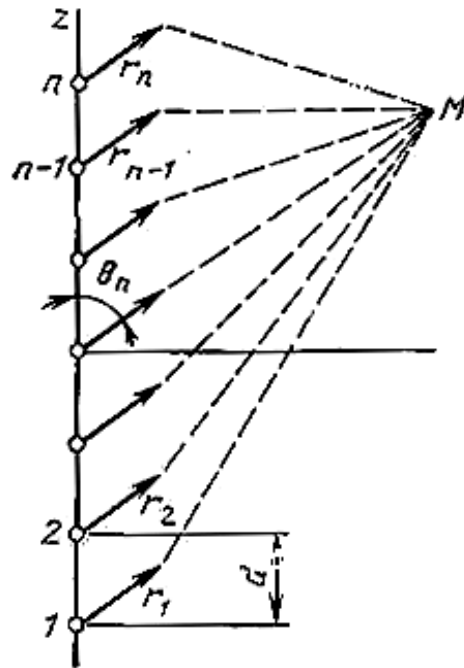


Рис. 7.12. К расчету диаграммы направленности линейной решетки

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  $kd$ . 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 по-



казать [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 раскрыва 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.

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

$$\Phi_{nm}(\theta_x, \theta_y) = \Phi_1(\theta_x, \theta_y) \frac{\sin[0,5m(kd_x \sin \theta_x - \psi_x)]}{\sin[0,5(kd_x \sin \theta_x - \psi_x)]} \frac{\sin[0,5n(kd_y \sin \theta_y - \psi_y)]}{\sin[0,5(kd_y \sin \theta_y - \psi_y)]} \quad (7.27)$$

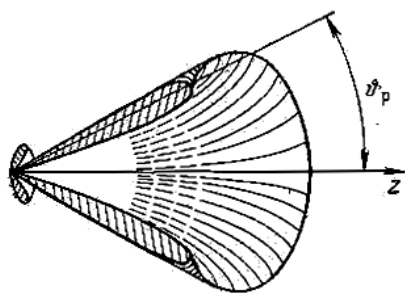


Рис. 7.14. Диаграмма направленности множителя линейной решетки со сдвигом фаз питающих токов ( $\psi = \psi_1$ )

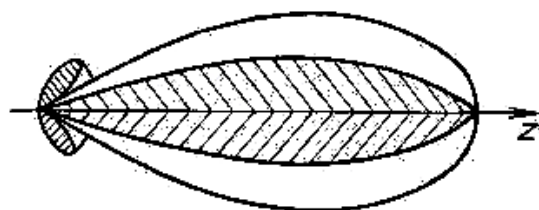


Рис. 7.15. Диаграмма направленности множителя линейной решетки со сдвигом фаз питающих токов ( $\psi = kd$ )

Используя это уравнение, можно установить:

1. Ширина ДН по нулевой мощности при фиксированном расстоянии между излучателями определяется числом вибраторов в соответствующем сечении:

$$2\theta_{0x} \approx 115^\circ \lambda_0 / (md_x) \quad (7.28)$$

– в плоскости  $xOz$ ;

$$2\theta_{0y} \approx 115^\circ \lambda_0 / (nd_y) \quad (7.29)$$

– в плоскости  $yOz$ .

2. КНД пропорционален числу вибраторов. Действительно, используя (7.1) можно показать, что

$$КНД \approx 12.6mnd_x d_y / \lambda^2_0 \quad (7.30)$$

3. Углы наклона  $\theta_{mx}$  и  $\theta_{my}$  главного лепестка ДН относительно осей определяются фазовыми сдвигами  $\psi_x$  и  $\psi_y$  токов:

$$\theta_{mx} = \arcsin(\lambda_0 \psi_x / 2\pi d_x) \quad (7.31)$$

– в плоскости  $xOz$ ;

$$\theta_{my} = \arcsin(\lambda_0 \psi_y / 2\pi d_y) \quad (7.32)$$

– в плоскости  $yOz$ .

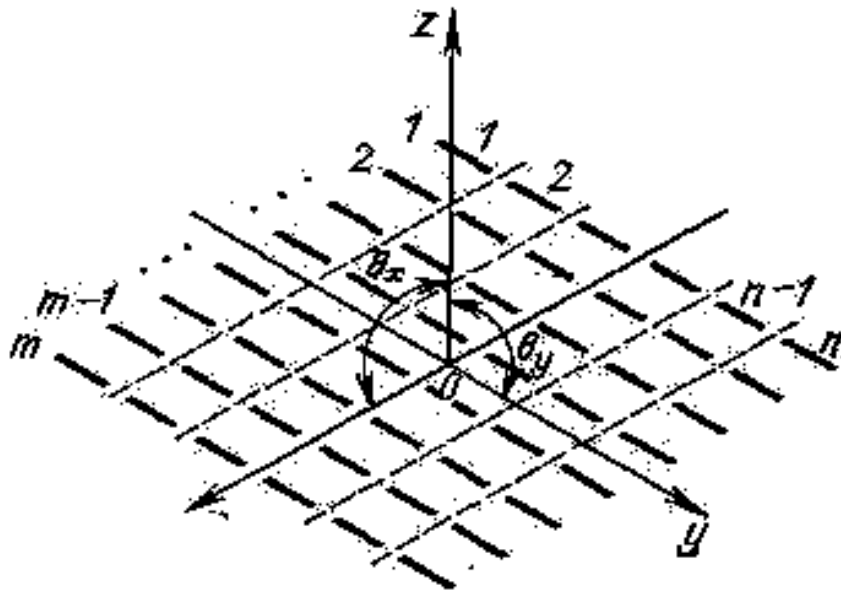


Рис. 7.16. Поверхностная антенная решетка

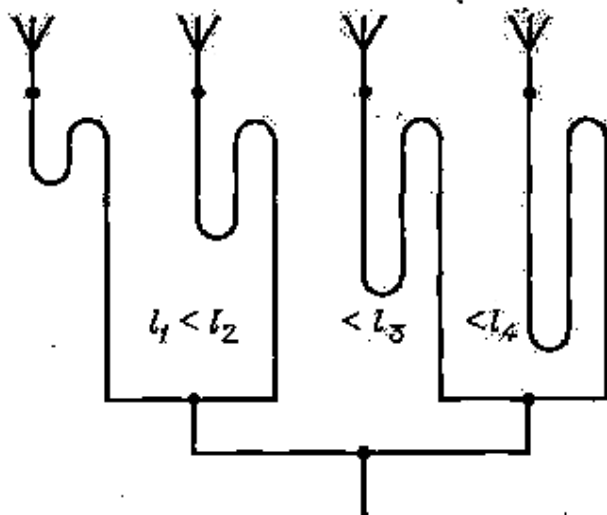


Рис. 7.17.

Антенная решетка с частотным сканированием

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)*.

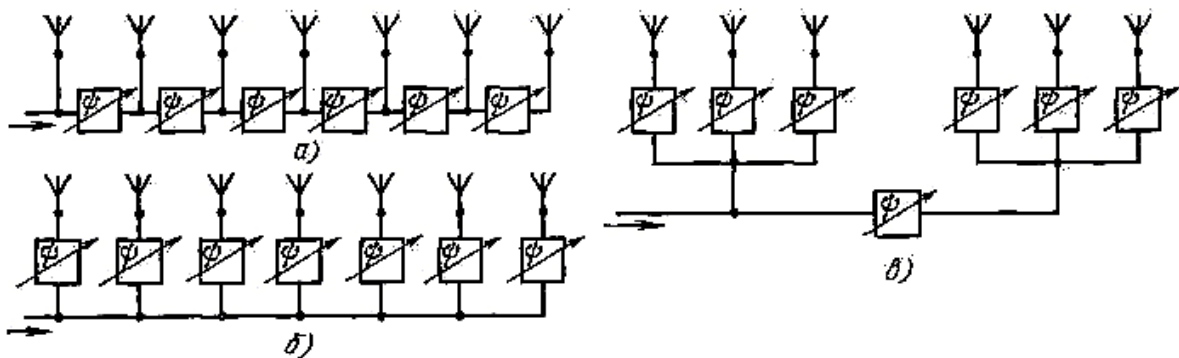


Рис. 7.18. Антенная решетка с фазовым сканированием:  
 а – последовательным; б – параллельным; в – смешанным

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.

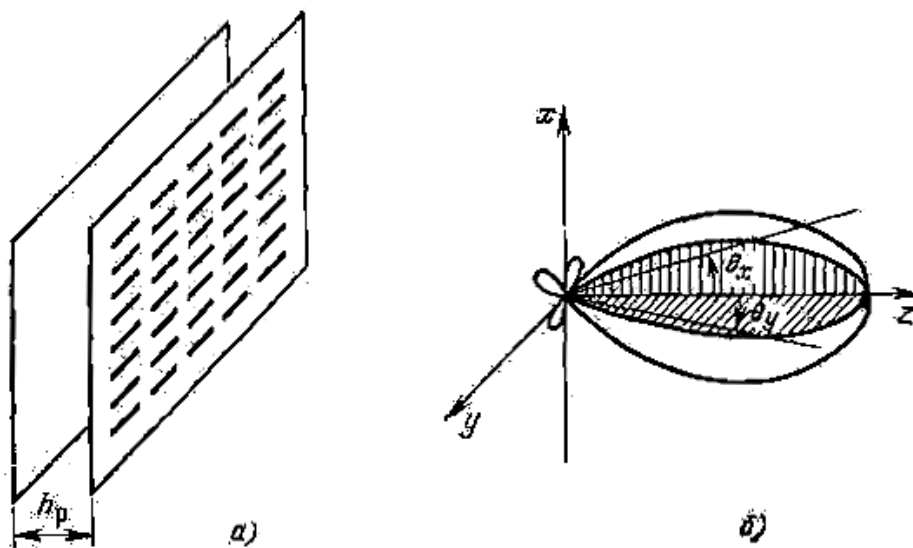


Рис. 7.19. Однонаправленная решетка:  
а – конструкция; б – диаграмма направленности

## 7.8. УСТРОЙСТВО И ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИРЕКТОРНЫХ АНТЕНН

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 длины по сравнению с длиной активного вибратора до  $l_p =$

$(0,51...0,52) \lambda_0$ . Для получения емкостного сопротивления директора его длину укорачивают до  $l_d = (0,35...0,44)$ .

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).

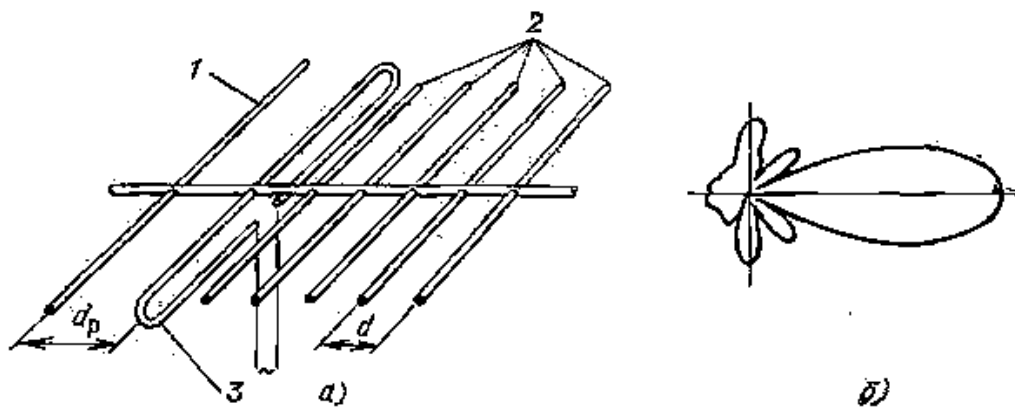


Рис. 7.20. Директорная антенна:  
а – конструкция; б – диаграмма направленности:  
1 – рефлектор; 2 – директор; 3 – активный вибратор

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. КОНСТРУКЦИИ ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВЫХ АНТЕНН

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  $l \approx \lambda_0 / 2$ . Прорезанная 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.

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. 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, *а*), 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).

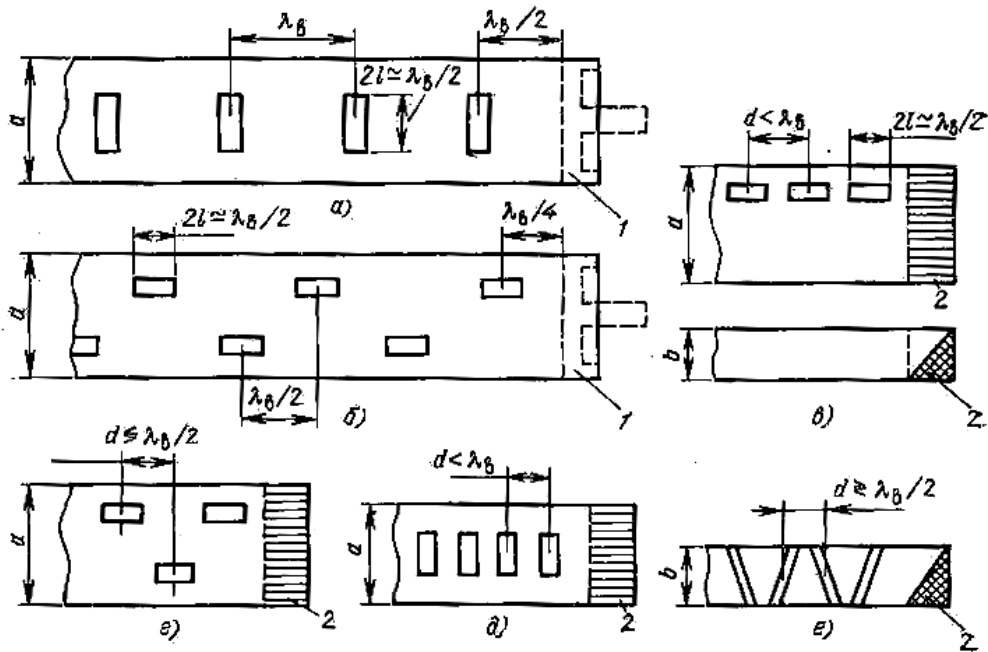


Рис. 7.21. Волноводно-щелевые антенны:  
 а, б – резонансные; в – е – нерезонансные:  
 1 – короткозамыкающий поршень; 2 – нагрузка

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,  $K_{ст} = 1,08$ , полоса пропускания 12%, ширина главного лепестка  $14^\circ$ .

## 7. 10. АПЕРТУРНЫЕ АНТЕННЫ

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 суперпозиции полей элементарных излучателей Гюйгенса, которые составляют рассматриваемую поверхность.

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  $yOz$ )

$$\Phi_H(\theta_y) = \frac{1 + \cos \theta_y \sin(0,5ka \sin \theta_y)}{2 \cdot 0,5ka \sin \theta_y} \quad (7.35)$$

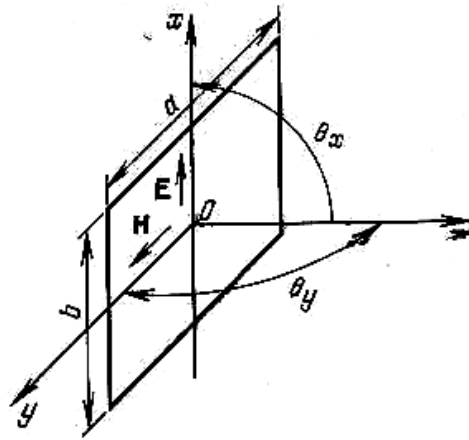


Рис. 7.22. К определению диаграммы направленности апертурных антенн

Аналогично случаю антенной решетки первый сомножитель представляет собой диаграмму направленности элементарного излучателя Гюйгенса (7.17), а второй сомножитель – 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:

$$2\theta_{0x} = 115^\circ \lambda_0 / b \quad (7.37)$$

— в плоскости ( $xOz$ ),

$$2\theta_{0y} = 115^\circ \lambda_0 / a \quad (7.38)$$

— в плоскости ( $yOz$ ).

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 устрой-



ства 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. КОНСТРУКЦИИ РУПОРНЫХ АНТЕНН

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 Е- или Н-рупор (рис. 7.23, а, б). Рупор, расширенный по обеим плоскостям, называется пирамидальным (рис. 7.23, в).

Секторный рупор образует веерообразную диаграмму. Рупор, расходящийся в магнитной плоскости (Н-рупор), имеет меньше побочного излучения, чем рупор, расходящийся в электрической плоскости (Е-рупор), и поэтому предпочтительнее.

В раскрыве рупора образуется электромагнитное поле со взаимно перпендикулярными векторами Е и Н. 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 Е

$$l_{opt} = (1/2)b_m^2/\lambda_0, \quad 2\theta_{0x} = 56^\circ \lambda_0/b_m, \quad (7.39)$$

а в плоскости Н

$$l_{opt} = (1/3)a_m^2/\lambda_0, \quad 2\theta_{0y} = 80^\circ \lambda_0/a_m. \quad (7.40)$$

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

$$КНД_E = КНД_D = 4\pi \cdot 0,64S / \lambda_0^2 \quad (7.41)$$

где  $S$  – площадь раскрыва рупора;  $K_u = S_g / S = 0,64$  – коэффициент использования поверхности раскрыва, учитывающий неравномерность и несинфазность ее возбуждения.

Основной недостаток рупорной антенны – громоздкость. Этого недостатка стараются избежать, применяя линзы, выравнивающие поверхность равных фаз в раскрыве рупора.

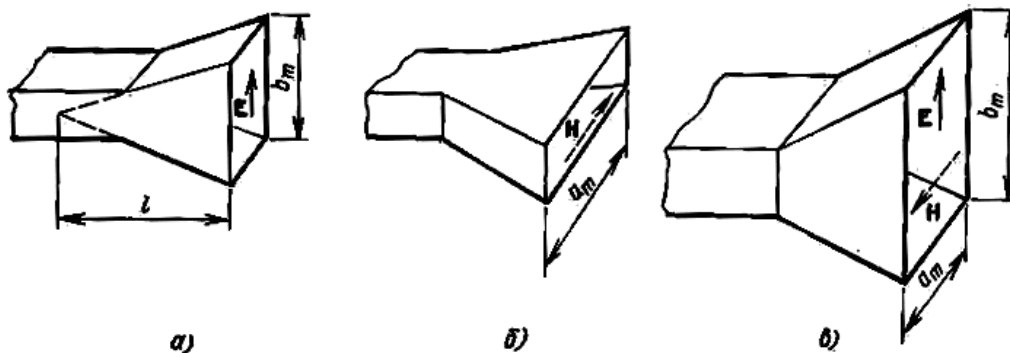


Рис. 7.23 Рупорные антенны:

а – секторный  $E$ -рупор; б – секторный  $H$ -рупор; в – пирамидальный рупор

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.

## 7.12. КОНСТРУКЦИИ ЛИНЗОВЫХ АНТЕНН

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 облучения осесимметричных линз используют пирамидальные рупоры, vibra-

торы 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.

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).

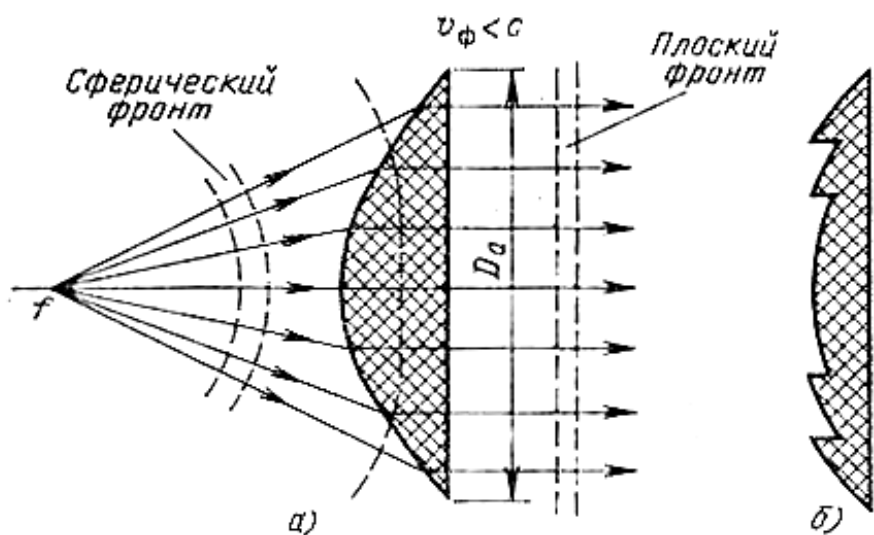


Рис. 7.24. Замедляющие осесимметричные линзы:  
а – обычная; б – зонированная

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.

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  $K_u = 0,5 \dots 0,65$ .

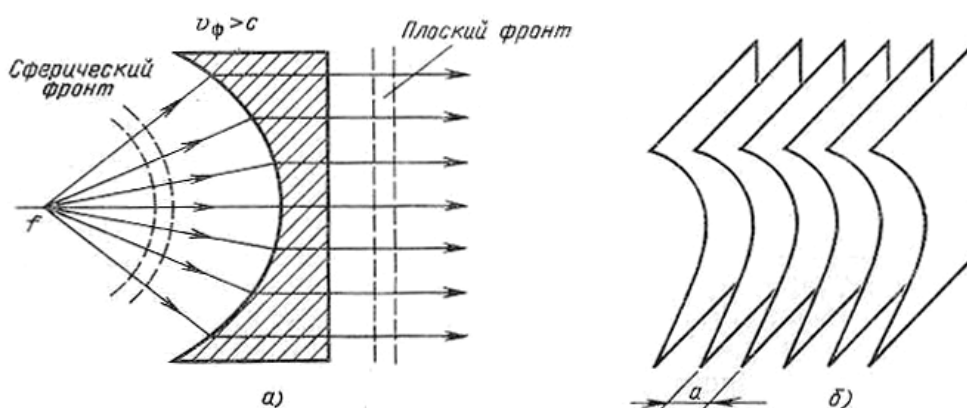


Рис. 7.25. Ускоряющая линзовая антенна:  
а – принцип устройства; б – металлопластинчатая (волноводная) конструкция

Для линзы с круглым раскрытием 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  $y$ )

$$2\theta_{0n} \approx 115^\circ \lambda_0 / D_a K_{Hu},$$

где  $K_{Eu} = 0,65$  и  $K_{Hu} = 0,56$ .

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. КОНСТРУКЦИИ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН

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.

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 раскрыва параболоида.

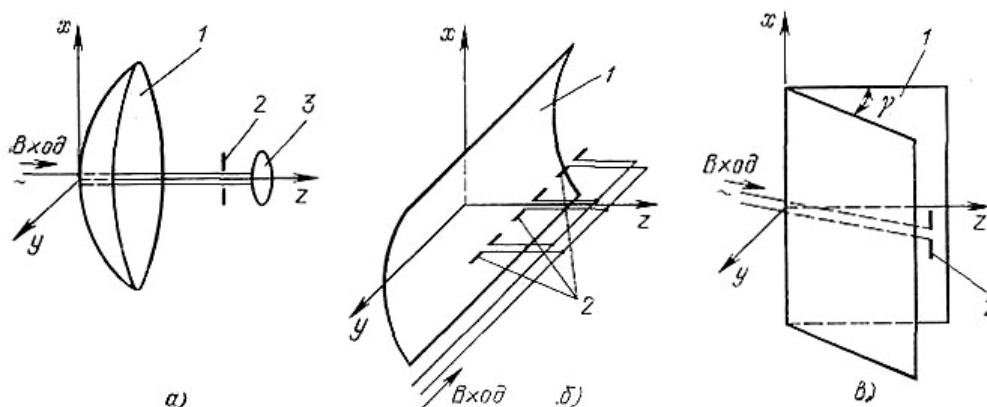


Рис. 7.26. Зеркальные антенны:

а – с параболоидом; б – параболическим цилиндром и линейным облучателем;  
в – с угловым зеркалом: 1 – зеркало; 2 – облучатель; 3 – рефлектор

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, исключаяющий излучение энергии в сторону, противоположную зеркалу. Для параболической антенны КНД определяется формулой (7.1) с максимальным коэффициентом использования поверхности  $K_u = 0,5 \dots 0,6$ .

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  $K_u$  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» раскрыва 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. ПРИНЦИП РАБОТЫ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АНТЕНН

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 Т-волны в воздухе. Равенство этих скоростей обеспечивает отсутствие отражений (полное излучение энергии). Оно наступает при диаметре конца антенны, равном

$$d_{\min} = 0,4\lambda_0 / \sqrt{\epsilon - 1}.$$

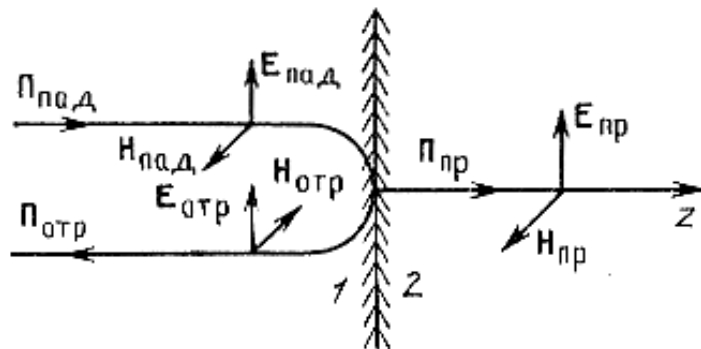


Рис. 7.27. Диэлектрическая стержневая антенна: 1 – конусный диэлектрический стержень; 2 – переход

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

$$d_{\max} \leq 0,5\lambda_0 / \sqrt{\varepsilon - 1}$$

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.

## 7. 15. ФАЗИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

Фазированные антенные решетки (ФАР) – это наиболее распространенный класс антенных решеток, позволяющий создавать сканирующие антенные системы как средних, так и очень больших электрических размеров. Различают активные и пассивные ФАР. В активных фазированных решетках (АФАР) каждый элемент возбуждается от отдельного фазированного генератора или усилителя мощности, а также снабжается переключателем приема-передачи и каскадами, осуществляющими преобразование частоты и предварительное усиление принятых сигналов. Все перечисленные элементы образуют приемопередающий модуль АФАР. Модуль должен иметь небольшие поперечные размеры ( $0,6\lambda - 0,7\lambda$ ), допускающие его размещение в пределах участка площади раскрытия, приходящейся на один элемент решетки. Модули АФАР часто выполняют по технологии интегральных схем, на основе микрополосковых линий передач и микрополосковых излучателей. Несомненным преимуществом АФАР является высокая технологичность, надежность конструкции многоэлементной антенны и кардинальное сокращение длины трактов СВЧ между излучателями и приемопередающей аппаратурой.

В пассивных ФАР все излучатели возбуждаются от общего генератора (или работают на общий приемник). Поэтому неотъемлемой частью пассивной ФАР является распределитель мощности между элементами решетки.

Распределители в виде закрытого тракта. Разводка мощности СВЧ к излучателям решетки в распределителях этого типа осуществляется с помощью пассивных многополюсников, состоящих из отрезков линий передачи, тройников, направленных ответвителей и т.п. Различают распределители с последовательным и с параллельным питанием излучателей.



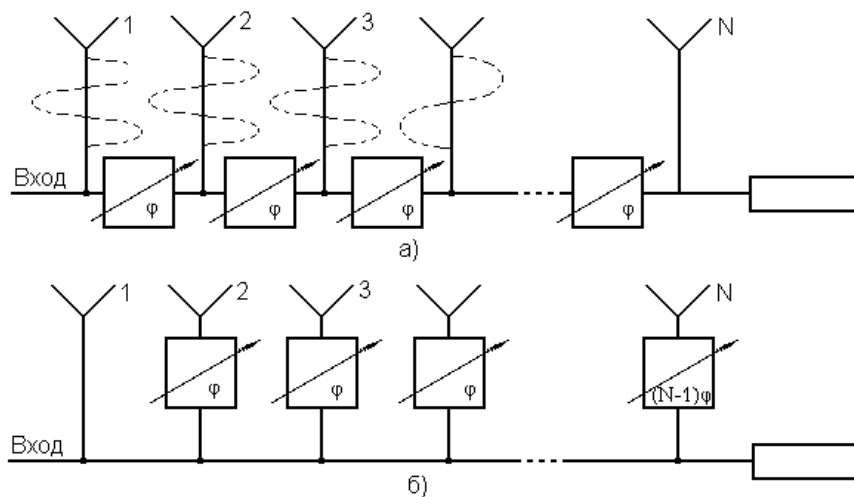


Рис. 7.28 Схемы последовательного питания излучателей ФАР

Классическая схема последовательного питания линейной эквидистантной решетки показана на рис 7.28, а. Мощность к каждому излучателю ответвляется от главного тракта, и одинаковые проходные фазовращатели включаются в главный тракт между отводами к соседним излучателям. В качестве ответвляющих элементов могут использоваться реактивные тройники со слабой связью (развязанное плечо ответвителя замыкается на согласованную нагрузку). Схема компактна, все фазовращатели управляются по одному и тому же закону, так как для отклонения луча на определенный угол фазовый сдвиг между соседними излучателями должен быть одинаковым по длине решетки. В результате упрощается система управления фазовращателями. Однако последовательная схема имеет ряд существенных недостатков. Во-первых, происходит накопление и возрастание фазовых ошибок и потерь к концу решетки, в связи с чем допустимо использование только точных фазовращателей с очень малыми потерями. Во-вторых, через ближайший ко входу фазовращатель проходит почти вся излучаемая мощность и, таким образом, требуются фазовращатели с повышенной электрической прочностью. В-третьих, электрическая длина путей сигналов от общего входа до каждого излучателя оказывается существенно различной, и это может приводить к нежелательному расфазированию решетки на краях рабочей полосы частот. Для выравнивания электрических длин в линии питания излучателей следует включать компенсирующие отрезки линий (штриховые линии на рис. 7.28), что увеличивает размеры распределителя, а потому он уже не является компактным. Фазовращатели в последовательной схеме могут включаться в боковые отводы от главного тракта (рис.7.28, б), однако при этом теряется простота схемы управления.

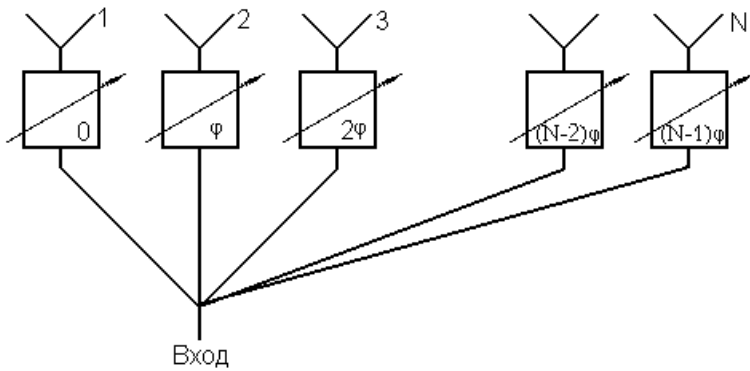


Рис 7.29. Схема параллельного питания излучателей ФАР

Параллельная схема питания  $N$ -элементной решетки показана на рис. 7.29. Эта схема имеет ряд важных преимуществ. Во первых, через каждый из них проходит только  $1/N$  излучаемой мощности. Во-вторых, общие потери мощности в управляющих устройствах определяются ослаблением лишь одного фазовращателя, и поэтому можно использовать фазовращатели с ослаблением, достигающим  $1,0 - 1,5$  дБ. Важным преимуществом параллельной схемы является отсутствие накопления фазовых ошибок вдоль раскрыва и возможность выравнивания длины отдельных каналов для обеспечения широкополосности.

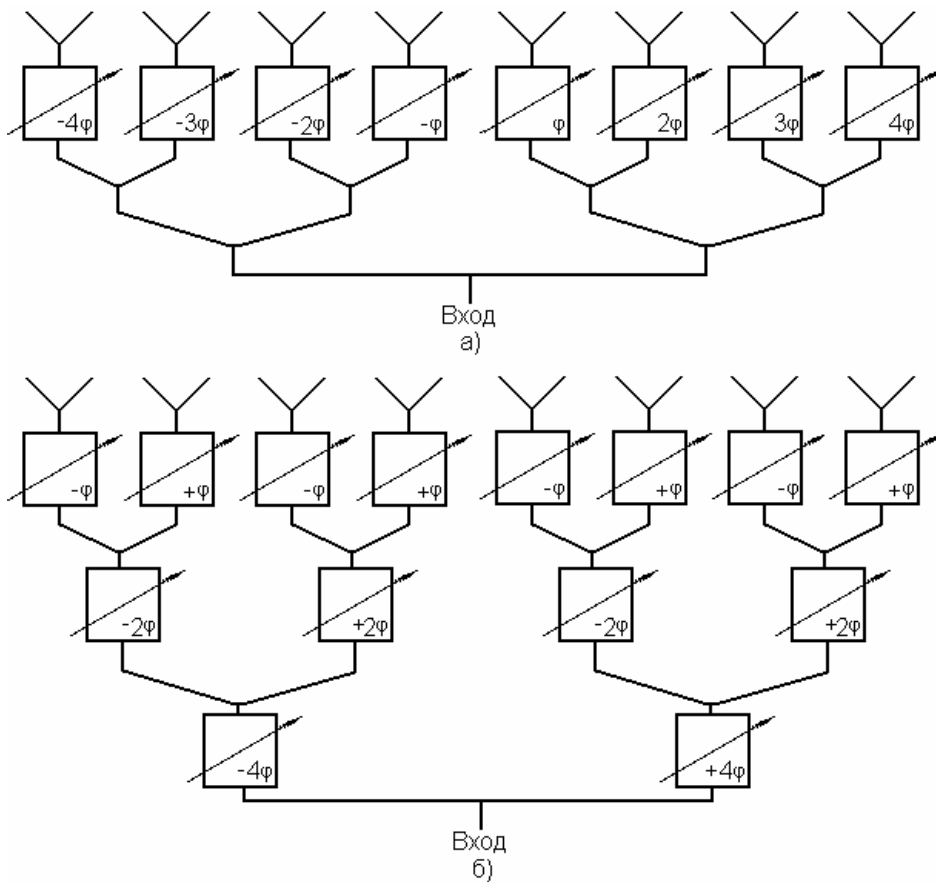


Рис 7.30 Двоично-этажная схема питания излучателей ФАР

Недостаток параллельной схемы – сложность системы управления, так как фазовые сдвиги в каждом фазовращателе различны. Кроме того, имеются трудности хорошего согласования входа распределителя при одновременном делении мощности на много каналов.

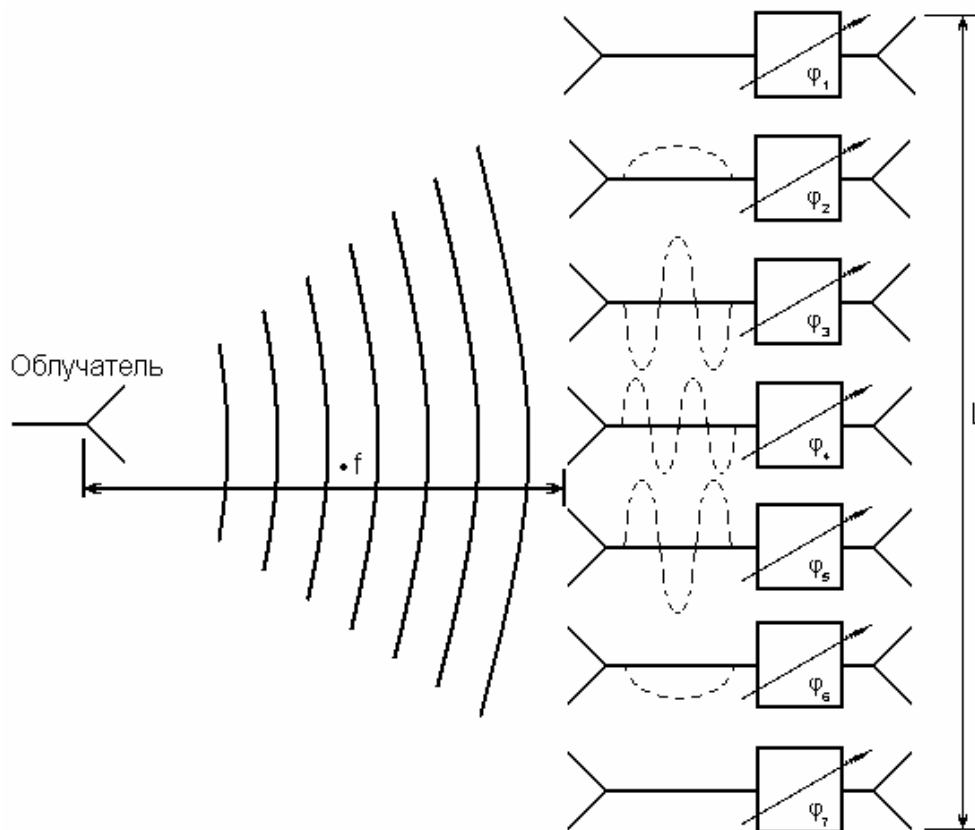


Рис 7.31. Проходная схема оптического питания излучателя ФАР

Особым случаем схемы параллельного питания является показанная на рис 7.30, а двоично-этажная схема типа «елочки». Положительное свойство «елочки» – равенство электрических длин всех каналов, а недостаток – некоторая громоздкость. Используя «елочку» можно упростить схему управления решеткой, если включить фазовращатели в каждый этаж (рис. 7.30, б). В этом случае для получения линейного фазового распределения с шагом  $2\varphi$  между соседними излучателями все фазовращатели каждого этажа должны отрабатывать одинаковый фазовый сдвиг  $\varphi$  (с точностью до знака) и число управляющих сигналов уменьшается до числа этажей схемы.

При создании двумерных сканирующих антенных решеток возможны различные комбинации последовательных и параллельных схем питания, особенно если вся решетка предварительно разбита на подрешетки меньших размеров. При выборе той или иной схемы закрытого тракта

вопросы определения допустимых ослаблений управляющих элементов, пропускаемой мощности, точности фазирования и допустимой сложности системы управления решают компромиссно. Неоспоримым преимуществом закрытых трактов является возможность равномерности между излучателями (или создание иного заданного амплитудного распределения) и отсутствие паразитного неуправляемого излучения, присущего схемам оптического питания.

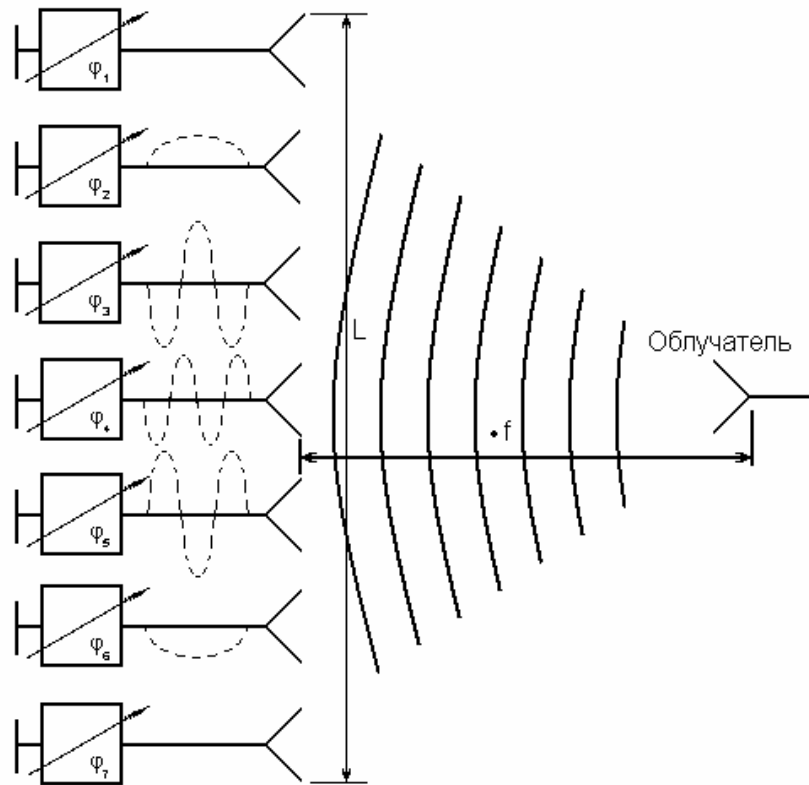


Рис 7.32. Отражательная схема оптического питания излучателей ФАР

Распределители оптического типа. Существует два варианта схем оптического питания решеток: проходная и отражательная. В ФАР, выполненных по проходной схеме (рис. 7.31), специальный облучатель направляет излучаемую мощность на собирающую антенную решетку приемных элементов. Принятая мощность проходит через систему фазовращателей и после фазирования излучается в нужном направлении другой решеткой излучающих элементов. Между приемными элементами и фазовращателями иногда включают дополнительные отрезки линий (штриховые линии на рис. 7.31), уравнивающие электрическую длину пути сигналов до различных элементов излучающей решетки. Эти отрезки могут быть также использованы для создания нелинейного начального фазового распределения (фазовой подставки), применяемого для борьбы с паразитными боковыми лепестками при дискретном фазировании. По принципу действия проход-

ная ФАР эквивалентна линзе с принудительным ходом лучей и с электрически управляемым фазовым распределением возбуждения в раскрыве.

ФАР выполненная по отражательной схеме (рис. 7.32), состоит из облучателя и приемнопередающей решетки, каждый элемент которой снабжен отражательным фазовращателем. Между излучателями и фазовращателями могут быть включены дополнительные линии задержки для выравнивания электрической длины пути сигналов, проходящих через различные элементы решетки и для создания начального фазового распределения. В отражательной ФАР излучатели решетки выполняют двойную функцию: 1) собирают мощность, идущую от облучателя; 2) переизлучают ее в нужном направлении после фазирования. По принципу действия отражательная ФАР эквивалентна зеркальной антенне с электрическим управлением фазой коэффициента отражения различных участков поверхности.

К преимуществам обеих схем оптического питания относятся сравнительная простота при большом числе элементов решетки, удобная возможность управления формой амплитудного распределения в раскрыве путем подбора формы ДН облучателя, а также возможность применения сложных моноимпульсных облучателей для создания суммарных и разностных ДН в радиолокационных станциях с автоматическим угловым сопровождением целей. Общим недостатком схем оптического питания является увеличение разменов по сравнению с закрытым трактом, поскольку отношение «фокусного расстояния»  $f$  к размену раскрыва  $L$  обычно находится в пределах  $0,5 \geq f/L \geq 1$ . Кроме того, в оптических схемах часть мощности облучателя не перехватывается приемной решеткой, что приводит к возрастанию фона бокового излучения и снижению общего коэффициента использования поверхностей антенны. Для устранения этого неприятного явления в ФАР проходного типа вся облучающая система может быть помещена в большой рупор, простирающийся от облучателя до приемной решетки, или выполнена в виде закрытой со всех сторон зеркальной антенны в форме параболического цилиндра с боковыми металлическими стенками.

По конструктивным признакам отражательные ФАР имеют ряд преимуществ по сравнению с проходной: легкий доступ к любому фазовращателю с тыльной стороны решетки, что упрощает монтаж и эксплуатацию, и, кроме того, отражательные фазовращатели по конструкции проще проходных. С другой стороны, преимуществом проходной ФАР в отношении электрических характеристик являются: 1) возможность отдельной оптимизации собирающей и излучающей решеток (в каждой из них можно применять элементы разного типа и расположения); 2) отсутствие затенения раскрыва облучателем и реакции решетки на облучатель.

При проектировании схем оптического распределения мощности в ФАР с успехом используются расчетные методы и способы оптимизации

облучателя, разработанные для линзовых и зеркальных антенн, и сохраняют значение многие факторы, определяющие коэффициент использования поверхности зеркальных и линзовых антенн.

## 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, надежностьм 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 растаете 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, обуславливаемая 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.

# МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К КУРСОВОМУ ПРОЕКТИРОВАНИЮ

## 1. ЦЕЛЬ И СОДЕРЖАНИЕ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

Антенны и устройства СВЧ играют важную роль в решении таких актуальных задач, как организация радиосвязи, измерение координат объектов, радионавигация, исследование природных ресурсов Земли и др. Допустимые размеры, конструктивное решение и погрешности технической реализации антенн определяют фундаментальные ограничения на характеристики радиосистем (дальность действия, разрешающая способность, точность пеленгации и др.).

Целью курсовой работы по дисциплине «Устройства СВЧ и антенны» является уяснение студентами основных теоретических понятий, расчетных методов и принципов конструирования современных антенных систем и трактов их питания во всех радиотехнических диапазонах – от длинноволнового до оптического; подготовка студентов к овладению современными методами проектирования на основе применения вычислительной техники, ознакомления с перспективами развития антенных систем и устройств СВЧ.

Курсовая работа позволяет закрепить знания основ теории цепей СВЧ и применить их на практике при определении основных параметров антенн и устройств СВЧ.

Каждому студенту выдается индивидуальное задание по расчету конкретной конструкции антенны или устройства СВЧ.

Курсовая работа должна содержать:

- а) введение;
- б) название проектируемого устройства и исходные данные варианта;
- в) общий выбор конструкции и структурного построения проектируемого устройства;
- г) выбор материалов, основных и вспомогательных конструктивных элементов в зависимости от назначения, условий работы и применения устройства;
- д) электрический и геометрический расчет основных элементов и устройства в целом;
- е) расчет параметров и характеристик спроектированного устройства;
- ж) оценку спроектированного устройства с точки зрения трудоемкости и точности изготовления в серийном производстве;
- з) графическую часть в комплекте листов, указанном преподавателем;
- и) список использованной литературы.

Примечание. В зависимости от рассчитываемого устройства проектировщик может изменять содержание разделов или исключать их по согласованию с преподавателем, а также вводить новые.

Пояснительная записка выполняется объемом 10 – 15 листов стандартной бумаги и должна удовлетворять требованиям нормативных документов.

Иллюстративный материал (графики, схемы, таблицы, рисунки) выполняется на миллиметровке или на тех же листах.

При составлении пояснительной записки рекомендуется:

1. Сосредоточить основное внимание на анализе полученных параметров, их объяснении и возможности практической реализации. Желательно высказать свои критические замечания по экономичности данного типа антенны.

2. Не загромождать пояснительную записку многочисленными таблицами и пояснениями, взятыми из учебника.

3. Сделать вывод об актуальности данной конструкции антенны и о возможности ее усовершенствования.

4. Сравнить данную конструкцию антенны с различными типами антенн в отношении эффективности и пригодности для решения радиотехнических задач.

## 2. РАСЧЕТ УСТРОЙСТВ СВЧ

### 2.1. РАСЧЕТ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА

Прямоугольный волновод (рис 2.1, а) – линия передачи СВЧ в виде трубы прямоугольного сечения, которая применяется в деци-, санти- и миллиметровом диапазонах волн [3,4].

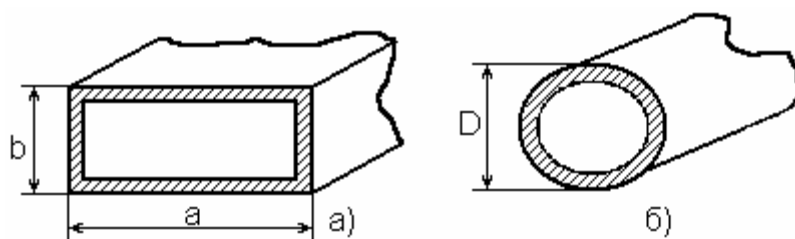


Рис. 2.1. Полые волноводы: а) прямоугольный; б) круглый

Методика расчета прямоугольного волновода заключается в определении параметров

- размеров волновода  $a$  и  $b$ ;
- частотного диапазона для основного типа волн  $H_{10} f_{\min} \div f_{\max}$ ;
- длины волны в волноводе  $\lambda_{\beta}$ ;
- фазовой скорости волны  $v_{\phi}$ ;
- групповой скорости волны  $v_{gp}$ ;

- волнового сопротивления  $Z$ ;
- максимальной передаваемой мощности  $P_{\max}$ ;
- затухания волны  $\alpha$ ;

а) размер волновода вычисляется из условия получения минимального затухания и невозможности распространения волн высших порядков:

$$\lambda_{кр.в.т} \leq \lambda_{H_{10}} < \lambda_{кр.H_{10}}, \quad (2.1)$$

где  $\lambda_{кр.в.т}$  – критическая длина волны высших типов волн;

$\lambda_{H_{10}} = \lambda$  рабочая длина волны  $H_{10}$ ;

$\lambda_{кр.H_{10}}$  — критическая длина волны  $H_{10}$ ;

Критические длины волн в прямоугольном волноводе определяются по формуле:

$$\lambda_{кр} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \quad (2.2)$$

где  $m, n$  – индексы данного типа колебаний  $H_{mn}, E_{mn}$ .

Следовательно:  $\lambda_{кр.H_{10}} = 2a$ .

Ближайшими высшими типами волн для волны побудут волны  $H_{20}$  и  $H_{01}$ , критические длины которых равны:

$$\lambda_{кр.H_{20}} = a; \quad \lambda_{кр.H_{01}} = 2b$$

Условие (2.1) преобразуется к виду:

$$0 < b < \lambda/2; \quad \lambda/2 < a < \lambda \quad (2.3)$$

С точки зрения уменьшения потерь и для устранения возникновения высших типов волн выбирают размер волновода из условий:

$$a = (0,7 \div 0,8)\lambda; \quad b = (0,3 \div 0,4)\lambda \quad (2.4)$$

По рассчитанным значениям  $a$  и  $b$  выбирается стандартный волновод из таблицы 2.1.

б) рассчитывается частотный диапазон волновода

$$1. \left. \begin{aligned} f_{\max} &\leq f_{кр.H_{20}} = c/\lambda_{кр.H_{20}} \\ f_{\max} &\leq f_{кр.H_{01}} = c/\lambda_{кр.H_{01}} \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

$$2. f_{\min} \geq f_{кр.H_{10}} = c/\lambda_{кр.H_{10}} \quad (2.6)$$

в) рассчитывается длина волны в волноводе из таблицы 2.2.

г) рассчитывается фазовая и групповая скорости волны по формулам:

$$v_{\phi} = \frac{c}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}}; v_{гр} = c\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}. \quad (2.7)$$

Таблица 2.1

Характеристики прямоугольных волноводов стандартных размеров

Сечение Канала Волновода А×В, мм	Рабочий диапазон $\lambda_{\max} \pm \lambda_{\min}, \text{см}$	Коэффициент затухания $\lambda, \text{дБ/м}$			$P_{\max}, \text{кВт}$
		Медь	Латунь	Алюминий	
<b>3,6 × 1,8</b>	<b>0,396 ... 0,575</b>	1,61	3,16	2,1	29
<b>7,2 × 3,4</b>	<b>0,792 ... 1,15</b>	1,695	1,36	0,9	108
<b>16 × 8</b>	<b>1,76 ... 2,56</b>	0,17	0,333	0,22	560
<b>23 × 10</b>	<b>2,52 ... 3,7</b>	0,11	0,215	0,143	990
<b>35 × 15</b>	<b>3,85 ... 5,60</b>	0,059	0,115	0,076	2 360
<b>40 × 20</b>	<b>4,40 ... 6,40</b>	0,043	0,0845	0,066	3 580
<b>72 × 34</b>	<b>7,92 ... 11,5</b>	0,022	0,043	0,0286	10 860
<b>110 × 55</b>	<b>12,1 ... 17,6</b>	0,0096	0,0188	0,0125	27 180
<b>130 × 65</b>	<b>14,2 ... 20,8</b>	0,0074	0,0145	0,0096	36 600

д) рассчитывается волновое сопротивление из табл. 2.2

е) определяется предельная мощность, а максимально передаваемая мощность определяется из условия:

$$P_{\max} = \frac{P_{np}}{4} \quad (2.8)$$

ж) определяется из таблицы 2.2 коэффициент затухания  $\alpha$ , где  $\omega = 2\pi f$  – угловая частота,  $\sigma_{ст}$  – проводимость стенок волновода (см. приложение 1, табл. 1.)

Таблица 2.2

Структура поля и расчетные соотношения

Тип волны	$H_{10}$	$H_{20}$	$H_{11}$	$E_{11}$
Структура поля в плоскости поперечного сечения				
Структура поля в плоскости продольного сечения				
Критическая длина волны $\lambda_{кр}$ , м	$2\alpha$	$\alpha$	$2\alpha/\sqrt{5}$	$2\alpha/\sqrt{5}$
Длина волны в волноводе $\lambda_B$ , м	$\lambda_B = \lambda_0 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}$ , где $\lambda_0 = c / f$			
Характеристические сопротивления $Z_H, Z_E$	$Z_H = 376.7 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}$			$Z_E = 376.7 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}$
Коэффициент затухания $\alpha$ , Нп/м	$\alpha = \left\{ \sqrt{\omega \epsilon / (2\delta_{cm})} / \lim_{x \rightarrow \infty} \frac{1}{[b \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}] \times [1 + 2(b/a)(\lambda_0 / \lambda_{кр})^2]} \right\} \times$			$\alpha = \left\{ \sqrt{\omega \epsilon / (2\delta_{cm})} / [b \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}] \times \left[ (b/a)^3 + 1 \right] / (b/a)^2 + 1 \right\}$

## 2.2. РАСЧЕТ КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА

Круглый волновод (рис. 2.1, б) – линия передачи СВЧ в виде трубы круглого сечения, которая используется главным образом для создания различных элементов тракта и для передачи мощности на значительные расстояния.

Основным типом волн в круглом волноводе являются волны  $H_{11}$ . Методика расчета круглого волновода аналогична расчету прямоугольных волноводов. Критическая длина волны рассчитывается по формуле:

$$\left. \begin{aligned} \lambda_{кр}^E &= 2\pi R / B_{mn} \quad - \text{для волн } E - \text{типа} \\ \lambda_{кр}^H &= 2\pi R / A_{mn} \quad - \text{для волн } H - \text{типа} \end{aligned} \right\}, \quad (2.9)$$

где  $R$  – радиус волновода,  $B_{mn}$  и  $A_{mn}$  – параметры, определенные из табл. 2.3 и 2.4, как корни для функций Бесселя и их производных.

Таблица 2.3

Корни  $B_{mn}$  уравнения

m	n			
	1	2	3	4
0	2,405	5,520	8,654	11,792
1	3,832	7,016	10,173	13,324
2	5,136	8,417	11,620	14,796
3	6,380	9,761	13,015	16,223

Таблица 2.4

Корни  $A_{mn}$  уравнения

m	n			
	1	2	3	4
0	3,832	7,016	10,173	13,324
1	1,841	5,331	8,536	11,706
2	3,054	6,706	9,969	13,170
3	4,201	8,015	11,346	14,586

Ближайшим типом волн по отношению к основной волне  $H_{11}$  является волна  $E_{01}$ . Основные расчетные соотношения приведены в таблице (2,5). Значения границ частотного диапазона  $f_{\min} \div f_{\max}$  и скоростей волны  $v_{\phi}, v_{gp}$  рассчитываются по формулам (2.5 – 2.7) с учетом критических длин волн для круглого волновода.



Таблица 2.5. Структура поля и расчетные соотношения

Тип волны	$E_{01}$	$E_{11}$	$H_{01}$	$H_{11}$
Структура поля в плоскости поперечного сечения				
Структура поля в плоскости продольного сечения				
Критическая длина волны $\lambda_{кр}$ , м	2,61R	1,64R	1,64R	3,41R
Длина волны в волноводе $\lambda_B$ , м	$\lambda_B = \lambda_0 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}$ , где $\lambda_0 = c / f$			
Характеристические сопротивления $Z_H, Z_{H1}$	$Z_H = 376.7 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}$			$Z_{H1} = 376.7 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}$
Коэффициент затухания $\alpha$ , Нп/м	$\alpha = \sqrt{\omega \epsilon_0} / (2\delta_{cm}) \times \left[ R \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2} \right]$	$\alpha = \sqrt{\omega \epsilon_0} / (2\delta_{cm}) \times \left[ R \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2} \right] \times (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2$		$\alpha = \sqrt{\omega \epsilon_0} / (2\delta_{cm}) \times \left[ R \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2} \right] \times \left[ 0.42 + (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2 \right]$
Предельная мощность $P_{np}$ , кВт	—	—	$P_{np} \approx 1805R^2 \times \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}$	$P_{np} \approx 1790R^2 \times \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}$

## 2.3. РАСЧЕТ ПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ

Полосковые линии передачи (рис. 2.2) представляют собой линии передачи, выполненные на печатных платах или в интегральном исполнении в виде различной конфигурации проводников из полосок и металлизированных слоев, нанесенных с различных сторон диэлектрической пластины.

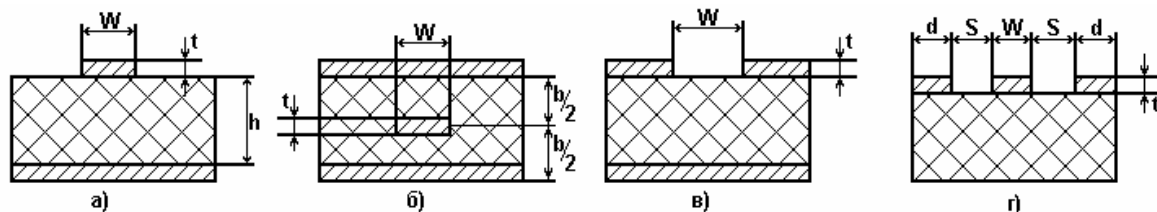


Рис. 2.2 Полосковые линии передачи:

а – несимметричная полосковая линия (НПЛ); б – симметричная полосковая линия (СПЛ); в – щелевая линия (ЩЛ); г – копланарная линия (КЛ)

НПЛ с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon \geq 10$  подложки называются микрополосковыми линиями передачи (МПЛ).

Методика расчета МПЛ заключается в следующем:

а) выбирается диэлектрик подложки МПЛ с параметрами  $h$  и  $\epsilon$ .

Для отсутствия паразитных типов волн необходимо выполнить условие:

$$f < f_{кр} = \frac{75}{h\sqrt{\epsilon-1}} \quad (2.10)$$

где  $f_{кр}$  – выражена в ГГц;  $h$  – в мм;

б) волновое сопротивление МПЛ определяется по формулам:

$$Z_{\epsilon} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} 60 \left[ \ln \frac{8h}{W} + 32 \frac{W}{h^2} \right], \text{ при } \frac{W}{h} < 2 \quad (2.11)$$

$$Z_{\epsilon} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{эф}}} 120\pi \left[ \frac{W}{h} + \frac{2}{\pi} \ln \left\{ 17.08 \left( \frac{W}{2h} + 0.92 \right) \right\} \right]^{-1}, \text{ при } \frac{W}{h} > 2$$

здесь

$$\epsilon_{эф} = \frac{1+\epsilon}{2} + \frac{\epsilon-1}{2\sqrt{1+10h/W}}; \quad (2.12)$$

в) при определении размеров по заданному значению  $Z_{\epsilon}$  следует пользоваться формулами:

$$\frac{W}{h} = \frac{1}{r} - 2 \left[ \ln \left( \frac{\pi}{r} - 2 \ln 2 \right) + 1 \right] / \pi \quad \text{при } Z_{\epsilon} \sqrt{\epsilon} \leq 132 \quad (2.13)$$

$$\frac{W}{h} = 8e^{-2\pi r} \quad \text{при } Z_{\epsilon} \sqrt{\epsilon} \geq 132$$

$$r = Z_g \sqrt{\varepsilon} / 120\pi; \quad (2.14)$$

г) толщина проводников  $t$  выбирается из условия:

$$t = (3...5)\delta_c, \quad (2.15)$$

где  $\delta_c = \frac{A}{\sqrt{f[\Gamma\Gamma\mu]}}$  – глубина скин-слоя (2.16)

Параметр  $A$  определяется из табл. 2.6.

Таблица 2.6

Параметры  $A$  и  $B$  для металлов

Металл	$A$	$B \cdot 10^{-9}$	Металл	$A$	$B \cdot 10^{-9}$
Серебро	2,031	8,019	Железо	5,033	19,869
Медь отожженная	2,090	8,250	Олово	5,400	21,314
Алюминий	2,675	10,560	Свинец	7,264	28,679
Латунь	4,180	16,500	Ртуть	15,576	61,494

Параметр  $\delta_c$  можно взять из табл. (1) Прил. 1. При толщине проводников  $t = 0$  в формулах (2.11 – 2.13) следует пользоваться эффективной шириной полоски  $W_{эф}$ :

$$W_{эф} = W + \Delta W = W + \frac{t}{\pi} \left( \ln \frac{2\pi}{t} + 1 \right); \quad (2.17)$$

д) длина волны в МПЛ определяется по формуле:

$$\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\varepsilon_{эф}}, \quad (2.18)$$

здесь  $\lambda_0$  – длина волны в воздухе;

е) потери в МПЛ определяются

$$\lambda = \lambda_0 + \lambda_m + \lambda_u, \quad (2.19)$$

здесь  $\lambda_g = 27,3 \left( \frac{\sqrt{\varepsilon_{эф}}}{\lambda_0} \right) tg\delta$  – потери в диэлектрике, (2.20)

$$\lambda_m = 8,7 \frac{R_s}{Z_B W} \text{ – потери в металле,} \quad (2.21)$$

$$\lambda_u = \frac{320}{Z_B} \left( \frac{\pi h}{\lambda_0} \right)^2 \text{ – потери на излучение.} \quad (2.22)$$

В формулах  $tg\delta$  – тангенс диэлектрических потерь

$$R_s [Om] = B / \sqrt{f[\Gamma\Gamma\mu]}, \quad (2.23)$$

где параметр  $B$  определяется из таблицы 2.6.

СПЛ рассчитывается по формулам:

а) Рабочая частота должна удовлетворять условию:

$$f < f_{кр} \approx \frac{300}{\sqrt{\varepsilon}(2W + \pi b/2)}, \quad (2.24)$$

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

б) волновое сопротивление СПЛ определяется по формуле

$$Z_B \approx \frac{200}{\sqrt{\varepsilon}(t + 2W/b)} \quad (2.25)$$

Формула 2.25 справедлива при  $t \ll b$  и  $W/b < 0.5$ .

в) ширина полоски по известному  $Z_B$  определяется:

$$W \approx \frac{200b}{Z_B \sqrt{\varepsilon}} - 0,5b \quad (2.26)$$

г) потери в диэлектрике определяются по формуле (2.20), потери на излучение равны нулю, а потери в металле определяются по формуле:

$$\lambda_m \approx \frac{4,34R_s}{Z_R W} \quad (2.27)$$

Параметры ЩЛ при  $\varepsilon = 9.8$  можно выбирать по графику рис.2.3

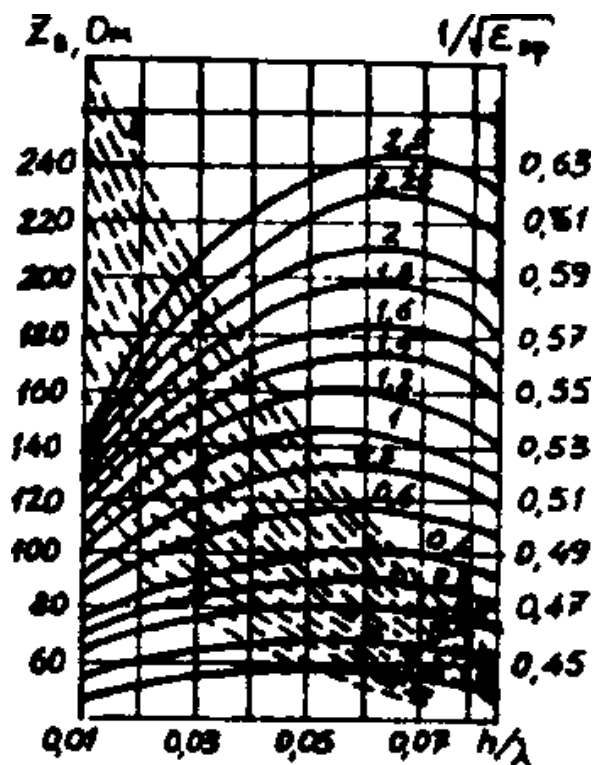


Рис. 2.3. Характеристики щелевой линии.

Копланарная линия рассчитывается по формулам:

а) Волновое сопротивление:

$$Z_B = \frac{t}{\sqrt{\epsilon+1}} 132 K_1(k), \quad \text{при } \frac{t}{n} = 0 \text{ и } d = \infty, \quad (2.28)$$

здесь  $K_1(k) = \ln[2(1+\sqrt{k'})/(1-\sqrt{k'})]/\pi$  (2.29)

при  $0 < k^2 \leq 0,5$ ,  $K_1(k) = \pi/\ln[2(1+\sqrt{k'})/(1-\sqrt{k'})]$  (2.30)

здесь  $k = (1-2S/W)^{-1}$ ,  $k' = \sqrt{1-k^2}$ ;

б) эффективная диэлектрическая проницаемость определяется по формуле:

$$\epsilon_{\text{эф}} = \frac{\epsilon+1}{2} \quad (2.31)$$

в) при известном значении  $Z_B$  из (2.28) находим  $K_1(k)$ , для которого вычисляется  $k$ : для  $0 \leq K_1 \leq \infty$

$$k = [(e^{\pi K_1} - 2)/(e^{\pi K_1} + 2)]^2; \quad (2.32)$$

для  $0 \leq K_1 \leq 1$

$$k = \sqrt{1 - [(e^{\pi K_1} - 2)/(e^{\pi K_1} + 2)]^4}. \quad (2.33)$$

По этим данным находим:

$$\frac{S}{W} = \left( \frac{1}{k} - 1 \right)^2 \quad (2.34)$$

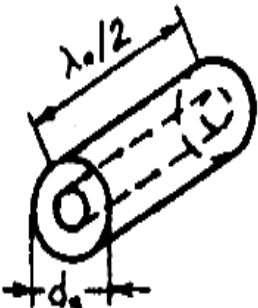
Выбираем  $h > 2S$

## 2.4. РАСЧЕТ РЕЗОНАТОРОВ

Формулы для расчета наиболее употребительных видов резонаторов приведены в табл. 2.7.

Таблица 2.7.

Характеристики объемных резонаторов

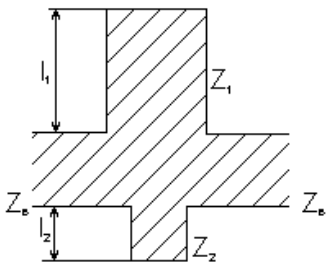
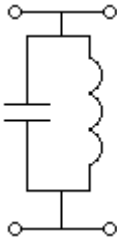

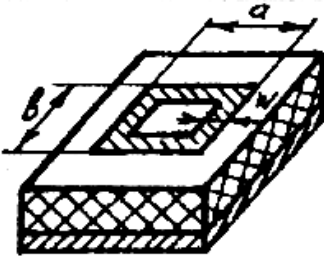
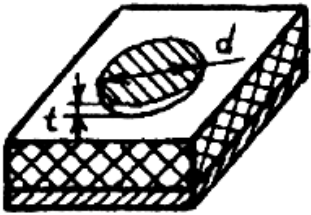
Тип резистора	Тип колебаний	Размеры	Добротность $\delta_{cu} = 57 \cdot 10^4 (\text{Ом} \cdot \text{см})^{-1}$
	Т	$l = \lambda/2$	$\frac{0,65 \cdot 10^4 \sqrt{\lambda_0}}{1 + 0,9 \lambda_0 / d_a} \times \sqrt{\frac{\delta}{\delta_{cu}}}$

	$\begin{matrix} \Gamma \\ E_{101} \\ H_{10} \end{matrix}$	$\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{l}\right)^2 = \left(\frac{2}{\lambda_0}\right)^2$ <p>при <math>a = l</math>  <math>a = 0,707\lambda_0</math></p>	$a = 1$ $\frac{0,92 \cdot 10^4 \sqrt{\lambda_0}}{1 + 0,54 \lambda_0 / B} \sqrt{\frac{\delta}{\delta_{cu}}}$
	$\begin{matrix} \text{Радиальный} \\ \Gamma \end{matrix}$	$d = 0,767\lambda_0$	$\frac{0,98 \cdot 10^4 \sqrt{\lambda_0}}{1 + 0,384 \lambda_0 / h} \sqrt{\frac{\delta}{\delta_{cu}}}$
	$\begin{matrix} \Gamma \\ E_{111} \\ H_{10} \end{matrix}$	$\left(\frac{1}{l}\right)^2 + 1,37\left(\frac{1}{d}\right)^2 = \left(\frac{2}{\lambda_0}\right)^2$	$0,735 \cdot 10^4 \sqrt{\lambda_0} \sqrt{\frac{\delta}{\delta_{cu}}},$ $d = l$
	$\begin{matrix} \Gamma \\ E_{011} \\ H_{01} \end{matrix}$	$\left(\frac{1}{h}\right)^2 + 5,94\left(\frac{1}{d}\right)^2 = \left(\frac{2}{\lambda_0}\right)^2$ <p><math>h = d</math>  <math>d = 1,32\lambda_0</math></p>	$\frac{1,585 \cdot 10^4 \sqrt{\lambda_0} \sqrt{\frac{\delta}{\delta_{cu}}}}{\left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{2h}\right)^2\right]^{\frac{3}{2}} + 2,44 \times \left(\frac{\lambda_0}{2h}\right)^3},$ <p><math>h = d</math></p> $1,72 \cdot 10^4 \sqrt{\lambda_0} \sqrt{\frac{\delta}{\delta_{cu}}}$

Таблица 2.8

Параметры резонаторов в интегральном исполнении

Топология резонатора	Длина	Эквивалентная схема	Формулы для расчета
	$l = \frac{\lambda_B}{4}$		-
	$l = \frac{\lambda_B}{2}$		-
	-		$Z_1 \square Z_2; Z_2 > Z_B;$ $C \approx \frac{33,3}{Z_1} l_1 \sqrt{\epsilon};$ $L \approx \frac{Z_1}{30} l_2 \sqrt{\epsilon};$ <p>- в см; Z - в Ом;  C - в пФ; L - в нГн</p>

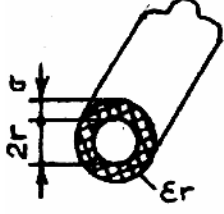
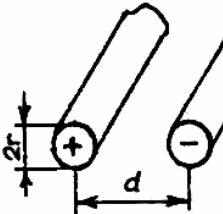
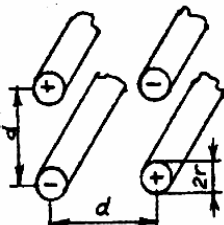
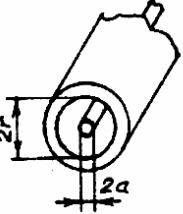
	-		$Z_1 \neq Z_2; Z_2 > Z_B;$ $C \approx \frac{33.3}{Z_1} l_1 \sqrt{\epsilon};$ $L \approx \frac{Z_1}{30} l_2 \sqrt{\epsilon};$ C – в пФ; L – в нГн
	$l = n\lambda_B$	-	$\lambda_{рез} = \pi d_{cp} \sqrt{\epsilon_{эф}}$
	$l = 2(a+b) = n\lambda_B$	-	$\lambda_{рез} = \frac{l \sqrt{\epsilon_{эф}}}{n}$ $a \gg W; b \gg W$
	-	-	$\lambda_{рез} = \frac{2\pi r_{эф} \sqrt{\epsilon_{эф}}}{d_{m,n}}$ $r_{эф} = f(d, h)$ $d_{m,n}$ – функция Бесселя n-ого порядка

## 2.5. РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФИДЕРОВ

Формулы по расчету основных характеристик приведены в табл. 2.9.

Таблица 2.9

Характеристики линии передачи

Параметр	Фидер			
	Однопроводный, покрытый диэлектриком 	Двухпроводный 	Четырехпроводный перекрещенный 	Коаксиальный 
Емкость $C_1$ , пФ	-	$\frac{12,1\epsilon_r}{\lg(d/r)}$	$\frac{24,1\epsilon_r}{\lg(1,41d/r)}$	$\frac{12,1\epsilon_r}{\lg(r/a)}$
Индуктивность $L_1$ , мкГн	-	$0,92\lg(d/r)$	$0,46\lg(1,41d/r)$	$0,46\lg(r/a)$
Сопротивление $R$ , Ом	$\frac{0,72}{r\sqrt{\lambda_\phi}}$	$\frac{1,44}{r\sqrt{\lambda}}$	$\frac{0,72}{r\sqrt{\lambda}}$	$\frac{0,72}{\sqrt{\lambda}}\left(\frac{1}{r} + \frac{1}{a}\right)$
Волновое сопротивление $Z_\phi$ , Ом	$1381\lg\left(0,68\frac{r_0}{r}\right)$	$\frac{2,76}{\sqrt{\epsilon_r}}\lg\left(\frac{d}{r}\right)$	$\frac{1,38}{\sqrt{\epsilon_r}}\lg\left(\frac{1,41d}{r}\right)$	$\frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}}\lg\left(\frac{r}{a}\right)$

Коэффициент затухания фидера определяется по формуле:

$$\alpha = 4,35R_1/W_\phi$$

Коэффициент укорочение волны определяется по формуле:

$$\zeta = \sqrt{\epsilon_r}$$

## 2.6. РАСЧЕТ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ

Направленные ответвители (НО) служат для деления мощности на два канала – основной и вспомогательный (рис. 2.4).



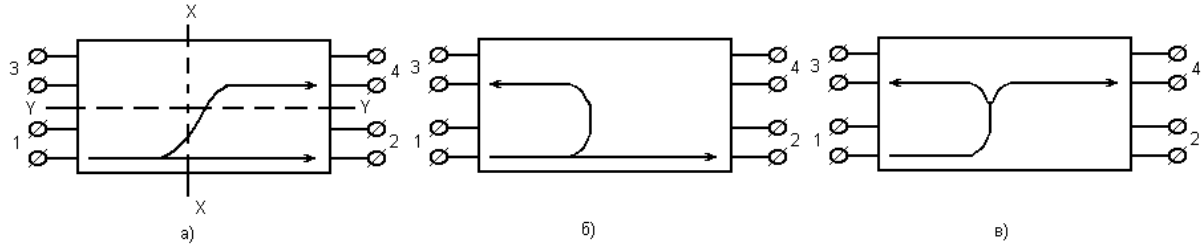


Рис. 2.4 Виды НО:

а) сонаправленный; б) противонаправленный; в) противонаправленный с переходом энергии во вторичную линию; ХХ, YY – оси симметрии

НО (рис. 2.4, а) характеризуются основными параметрами:

а) матрица рассеяния

$$S = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{vmatrix},$$

где  $S_{11}, S_{22}, S_{33}, S_{44}$  – соответственно коэффициенты отражения от входов 1, 2, 3, 4 НО; остальные элементы матрицы – соответствующие коэффициенты передачи, например  $S_{43}$  – коэффициент передачи из четвертого плеча в третье.

б) переходное ослабление

$$C_{14} = 10 \lg \frac{P_1}{P_4} = 10 \lg \left( \frac{1}{|S_{14}|^2} \right); \quad (2.36)$$

в) рабочее затухание

$$C_{12} = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} = 10 \lg \left( \frac{1}{|S_{12}|^2} \right); \quad (2.37)$$

г) направленность

$$C_{44} = 10 \lg \frac{P_4}{P_4} = 10 \lg \left( \frac{|S_{14}|^2}{|S_{13}|^2} \right); \quad (2.38)$$

д) развязка

$$C_{13} = 10 \lg \frac{P_1}{P_4} = C_{14} + C_{43} = 10 \lg \left( \frac{1}{|S_{13}|^2} \right); \quad (2.39)$$

е) коэффициент деления мощности

$$C_{24} = 10 \lg \frac{P_2}{P_4} = C_{14} - C_{12}; \quad (2.40)$$

ж) коэффициент стоячей волны (КСВ) в  $i$ -том плече

$$КСВ_i = \frac{1 + |S_{ii}|}{1 - |S_{ii}|}; \quad (2.41)$$

з) коэффициент деления по напряжению

$$M = \frac{S_{12}}{S_{14}}; \quad (2.42)$$

и) коэффициент деления по мощности

$$m = M^2 \quad (2.43)$$

Для симметричных устройств СВЧ для определения элементов матрицы  $S$  следует пользоваться рис. 2.4,а и таблицей 2.10

Таблица 2.10

Элементы матрицы  $S$

Ось симметрии XX	Ось симметрии YY	Полная симметрия
$S_{11} = S_{22}$	$S_{11} = S_{33}$	$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44}$
$S_{11} = S_{21}$	$S_{13} = S_{31}$	$S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43}$
$S_{33} = S_{44}$	$S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43}$	$S_{31} = S_{13} = S_{42} = S_{24}$
$S_{31} = S_{44}$	$S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32}$	$S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32}$
$S_{31} = S_{13} = S_{42} = S_{24}$	$S_{22} = S_{44}$	
$S_{34} = S_{43}$	$S_{24} = S_{42}$	
$S_{32} = S_{23} = S_{14} = S_{41}$		

Рассмотрим расчет коаксиального НО.

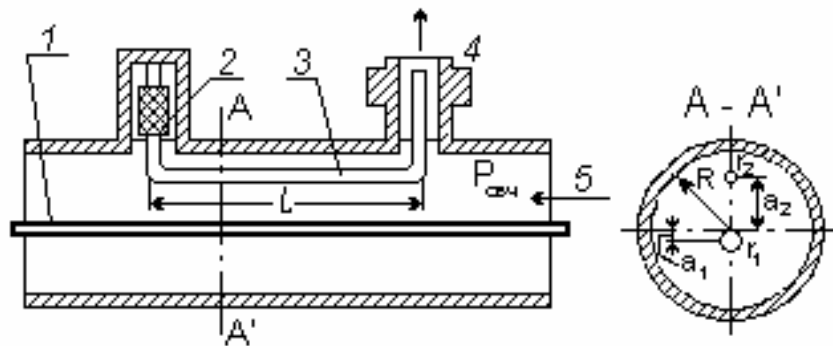


Рис. 2.5. Коаксиальные НО:

1 – внутренний проводник основной линии передачи;  
 2 – согласованная нагрузка (СН); 3 – вспомогательный проводник; 4 – вспомогательная линия передачи; 5 – основной канал;  $a_1, a_2$  – смещения основного и вспомогательного проводников;  $r_1, r_2$  – радиусы основного и вспомогательного проводников;  $R$  – внутренний радиус внешней оболочки коаксиального кабеля;  $l$  – длина вспомогательного проводника

Данный НО – противонаправленный (рис. 2.4, б), поэтому при рассмотрении матрицы  $S$  следует учитывать это. Так переходное ослабление  $C_{13}$  будет определяться:

$$C_{13} = 20 \lg \left( \frac{R + a_1}{a_1 + a_2} / \sqrt{\lg \frac{R - a_1}{r_1} \lg \frac{R - a_2}{r_2}} \right). \quad (2.44)$$

Рабочее затухание

$$C_{12} = e^{-2\alpha l_{no}}, \quad (2.45)$$

где  $l_{no}$  – длина НО;

$\alpha$  – коэффициент затухания в коаксиальном кабеле, который определяется по формуле:

$$\alpha = \frac{1}{4\pi Z_0} \sqrt{\frac{\pi f \mu_0 \mu_2}{\sigma_2}} \left( \frac{1}{r_0} + \frac{2}{D} \right) + \frac{\sigma_1}{2} \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_1}{\epsilon_0 \epsilon_1}}, \quad (2.46)$$

где  $Z_0$  – волновое сопротивление кабеля;

$\mu_2, \sigma_2$  – соответственно магнитная проницаемость и проводимость проводников коаксиального кабеля;

$r_0$  – радиус внутреннего проводника;

$D$  – диаметр внешнего проводника;

$\sigma_1, \mu_1, \epsilon_1$  – соответственно проводимость, магнитная и диэлектрическая проницаемость диэлектрика кабеля.

Коэффициент  $S_{11}$  и  $S_{22}$  определяются по формуле [2.41] по заданному значению КСВ в соответствующих линиях передачи.

Остальные компоненты матрицы  $S$  определяются с учетом таблицы 2.10 и заданной величине  $C_{43}$  и  $C_{13}$ .

Длина вспомогательного проводника  $l \approx \lambda / 4$ .

Рассмотрим расчет волноводного НО с одним отверстием (рис. 2.6.)

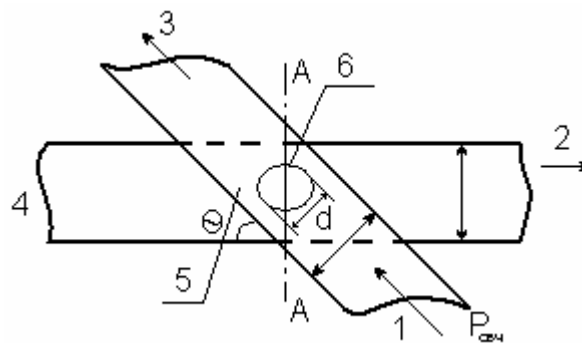


Рис. 2.6 Волноводный однодырочный НО:

1 – 3 – первичный волновод; 2 – 4 – вторичный волновод; 5 – общая стенка двух волноводов; б – отверстие связи; 1 – входное плечо; 2 – рабочее плечо; 3 – выходное плечо; 4 – нерабочее плечо.

Считаем, что заданы переходное ослабление  $S_{12}$ ; длина волны в свободном пространстве  $\lambda_0$  размер волновода  $a, b$ ; толщина общей стенки  $t$ ; длины волн  $\Delta\lambda_0$ .

Производится вычисление коэффициента передачи  $S_{12}$  из формулы (2.36) с учетом принятых обозначений. Затем определяется диаметр отверстия по формуле:

$$d = \sqrt[3]{\frac{6ab\lambda S_{12}}{\pi F_m [2 + (\lambda/\lambda_0)]}}, \quad (2.47)$$

где  $\lambda$  – длина волны в волноводе.

$$F_m = \frac{1}{1 + th \frac{1,8t}{d}} - \frac{1}{1 + cth \frac{1,8t}{d}} \text{ — функция, учитывающая влияние тол-$$

щины  $t$  общей стенки волновода.

Расчет ведется методом приближенных вычислений. Сначала, полагая  $t = 0$  ( $F_m = 1$ ), находится первое значение  $d'$ . Подставляя полученное значение  $d'$  в формулу для  $F_m$ , находится значение  $F_m'$  – первое приближение функции  $F_m$ . Затем определяется с помощью  $F_m'$  второе значение  $d''$ . Обычно этого значения оказывается достаточно, так как толщина стенок волновода небольшая.

Определяется угол, при котором направленность НО наибольшая, по формуле:

$$\theta = \arcsin \left[ 1 - 2 \left( \frac{\lambda_0}{\lambda} \right)^2 \right] \quad (2.48)$$

Находим рабочий диапазон волн по формуле:

$$\frac{\Delta\lambda_0}{\lambda} \approx 2 \frac{[2 - (\lambda/\lambda_0)]}{[2 + (\lambda/\lambda_0)]} \quad (2.49)$$

Расчет остальных элементов матрицы рассеяния ведется аналогично расчету коаксиального НО с учетом раздела 2.1 при определении рабочего затухания по формуле (2.45). Рассмотрим расчет волноводного НО с перпендикулярным расположением осей волновода (рис. 2.7).

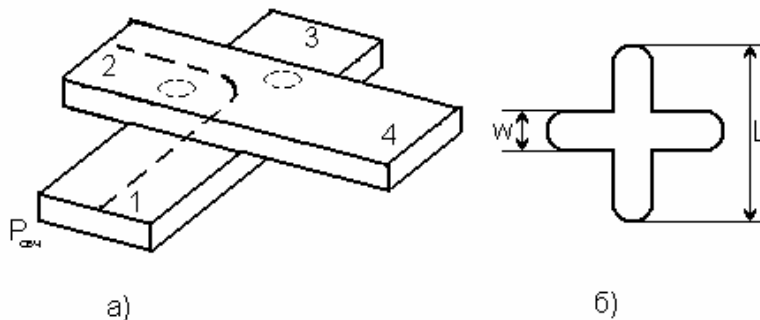


Рис. 2.7 Крестообразный НО: а) конструкция; б) отверстие связи; 1 – 3 – первичный волновод; 2 – 4 – вторичный волновод;  $L, W$  – размеры отверстия связи (обычно  $L/W = 3$ )

Коэффициент передачи определяется:

$$S_{12} = \frac{\pi L^3}{24a^2 b (\ln \frac{4L}{W} - 1)} \quad (2.50)$$

Методика расчета остальных элементов матрицы S аналогична рассмотренным выше.

Рассмотрим расчет микрополоскового НО (рис. 2.8).

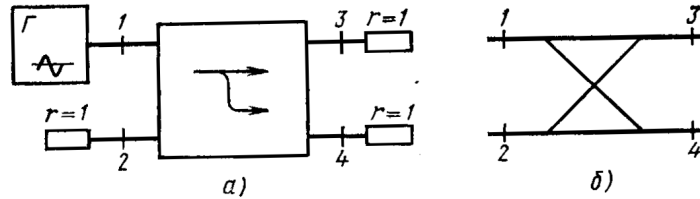


Рис. 2.8. НО на связанных МПЛ: а) вид сверху; б) разрез по АА'

НО на связанных МПЛ является противонаправленным (рис. 2.4, б). Рассмотрим расчет такого устройства. По таблице 2.11 определяются по заданным величинам номинального значения переходного затухания  $S_0$  и допустимого отклонения  $\sigma_{нз}$  от величины  $S_0$  параметры:

– минимальное значение переходного ослабления в диапазоне частот

$$f_{\min} \pm \varphi = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} = \frac{\theta_{\max}}{\theta_{\min}} \text{ – коэффициент перекрытия диапазона.}$$

Таблица 2.11

Параметры одноступенчатых НО (приводятся в сокращенном виде)

$S_0$ ,	$\sigma_{нз}$	Z	K	C, дБ	x	$l / \lambda_{\max}$
3	0,1	2,4588	0,7161	2,9	1,4752	0,2020
	0,2	2,4997	0,7241	2,8	1,73/7	0,1826
	0,5	2,6451	0,7499	2,5	2,4329	0,1456
	1,0	2,9437	0,7943	2,0	3,6800	0,1068
8,34	0,1	1,5047	0,3873	8,24	1,3453	0,2132
	0,2	1,5123	0,3915	8,14	1,5162	0,1982
	0,5	1,53/6	0,4055	7,84	1,9558	0,1692
	1,0	1,5830	0,4295	7,34	2,6189	0,1382
15	0,1	1,1994	0,1799	14,9	1,3210	0,2154
	0,2	1,2019	0,1819	14,8	1,4776	0,2013
	0,5	1,2100	0,1884	14,5	1,8749	0,1739
	1,0	1,2241	0,1995	14,0	2,4596	0,1445

Выбирается подводящая линия передачи с параметрами  $Z_0, \varepsilon$  (см. раздел 2.3).

По полученному значению C находим  $\frac{W}{h}$  и  $\frac{S}{h}$  по графику рис. 2.9.

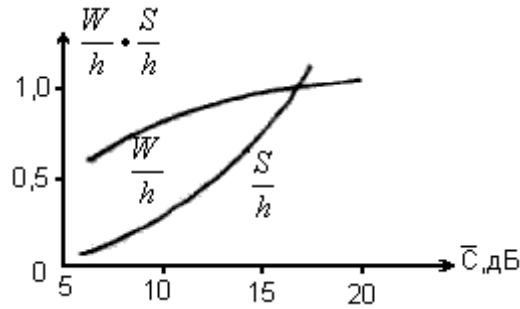


Рис.2.9. Зависимость геометрических параметров микрополоскового НО от  $C$  при  $Z_0 50 \text{ Ом}$ ,  $\epsilon = 9,6$  (поликор)

По известным  $W$  и  $h$  находятся эффективные диэлектрические проницаемости для четного и нечетного типов волн по рис 2.10.

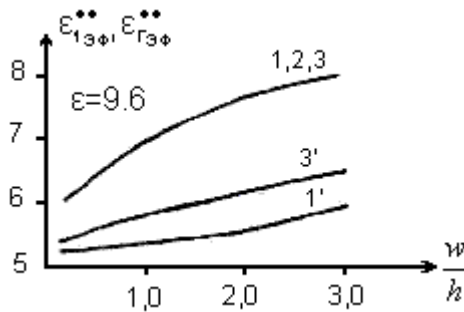


Рис. 2.10. График зависимостей эффективных диэлектрических проницаемостей от отношения  $w/h$  для  $\epsilon = 9,6$ (поликор): 1,2,3 при  $s/h = 0,05; 0,3; 1$  для четного вида колебаний; 1',2',3' – при тех значениях  $s/h$  для нечетного вида колебаний.

Рассчитывается величина эффективной фазовой скорости

$$v_{\text{ф.эф}} = \frac{v^{++} v^{+-}}{v_{\text{ср}} + K \Delta v}, \quad (2.51)$$

где  $v^{++} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{эф}}^{++}}}$ ;  $v^{+-} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{эф}}^{+-}}}$  – фазовые скорости;

$$v_{\text{ср}} = \frac{v^{++} + v^{+-}}{2}; \quad \Delta v = \frac{v^{++} - v^{+-}}{2}$$

$$K = \frac{Z^{++} - Z^{+-}}{Z^{++} + Z^{+-}}; \quad Z^{++}, Z^{+-} \text{ – волновые сопротивления при четном и нечетном типах волн, связанные между собой соотношением}$$

$$\frac{Z^{++}}{Z_0} \cdot \frac{Z^{+-}}{Z_0} = \frac{Z^{++}}{Z} \cdot \frac{Z^{+-}}{Z} = 1.$$

Находится длина волны в линии передачи

$$\lambda_{\text{эф}} = T \cdot v_{\text{ф.эф}}, \quad (2.52)$$

где  $T$  – период колебаний.

Зная  $X_{\text{max}}$  и  $X$  находится  $\lambda_{\text{max}}$ .

Зная  $\lambda_{\text{max}}$  и  $l/\lambda_{\text{max}}$ , находится длина области связи.

Рассчитываются элементы матрицы рассеяния

$$\text{а) } |S_{13}|^2 = \frac{K^2 \sin^2 \Theta}{1 - K^2 \cos^2 \Theta} \quad (2.53)$$

$$\text{б) } |S_{14}|^2 = \frac{1 - K^2}{1 + K^2 \cos^2 \Theta} \quad (2.54)$$

Может оказаться, что при расчете НО величина  $\chi$ , полученная из табл.2.11, оказывается меньше требуемой по заданию. Тогда переходят к конструкции НО, изображенной на рис. 2.11.

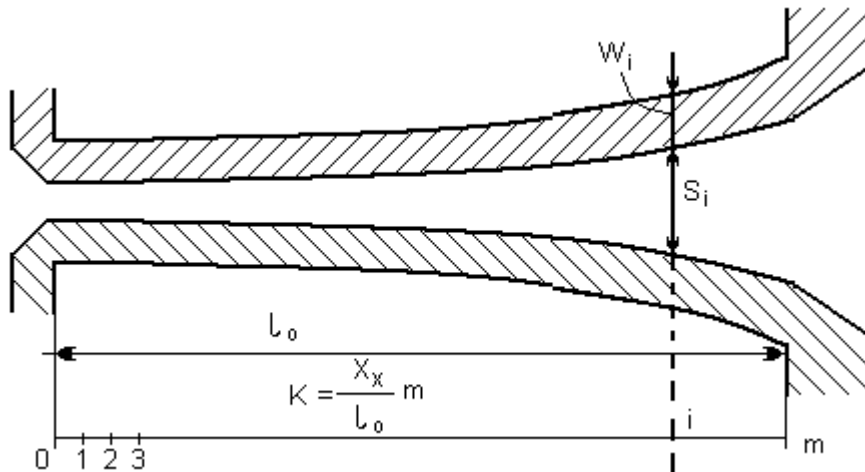


Рис. 2.11. Сверхширокополосный НО: 1,2,3,..., m – участки, на которые разбивается длина ответвителя; m – число участков

Расчет такого НО производится следующим образом. Длина области связи разбивается на несколько участков  $\Delta l_1, \Delta l_2, \dots, \Delta l_m$ . В пределах каждого участка параметры связанных линий передачи ( $W_i, S_i$ ) выбираются также, как и у рассмотренного выше НО. Каждый участок рассчитывается для своей средней частоты.

## 2.7. РАСЧЕТ ДЕЛИТЕЛЕЙ И СУММАТОРОВ МОЩНОСТИ

Делители мощности распределяют мощность, поступающую на вход между несколькими выходными каналами. Сумматоры обеспечивают сло-

жение мощностей, поступающих на несколько входных каналов, в общей нагрузке. Делители и сумматоры мощности, как правило, взаимные устройства, поэтому рассмотрим расчет только делителя мощности.

На рис. 2.12 показана схема делителя мощности.

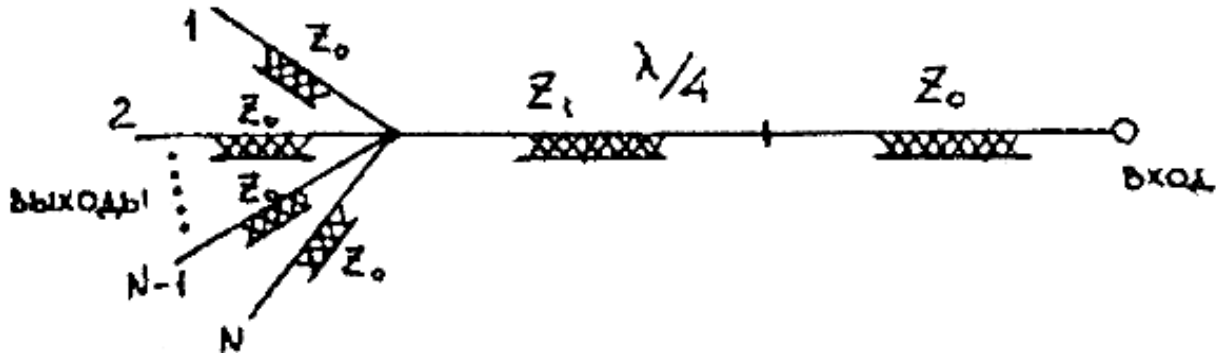


Рис. 2.12. Параллельный делитель мощности

Волновое сопротивление четвертьволнового отрезка выбирается равным  $Z_1 = Z_0 / \sqrt{N}$ , где  $N$  – число выходов. Развязка выходов определяется по формуле:

$$C = 10 \lg \left[ \frac{(1 - N^{-2})}{(2N - 1)} \right] \quad (2.55)$$

Мощность распределяется между каналами в соотношении  $P_1 = P_2 = \dots = P_N = 1/N$ .

Топологический расчет микрополоскового делителя мощности ведется согласно раздела 2.3.

На рис. 2.13 показаны схемы кольцевого делителя с равным делением мощности и делителя мощности с неравным делением мощности.

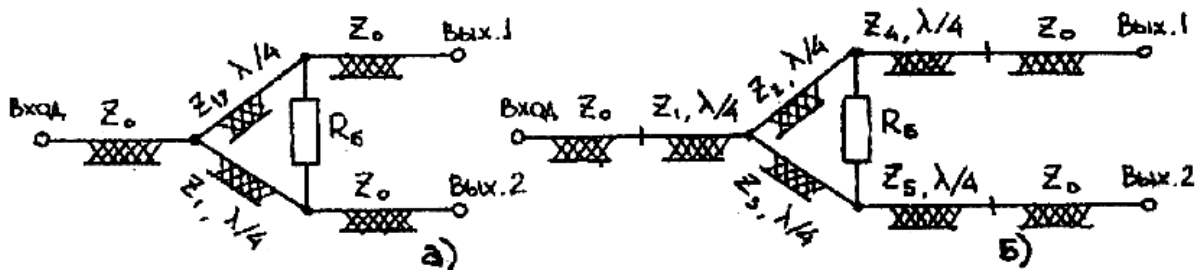


Рис. 2.13 Кольцевой делитель мощности: а) с равным делением; б) с неравным делением

Для кольцевого делителя с равным делением мощности, сопротивление четвертьволнового отрезка выбирается равным  $Z = \sqrt{2}Z_0$ .



Сопротивление балластного резистора  $R_A = 2Z_0$ . Топологический расчет делителя мощности ведется согласно раздела 2.3.

Расчет кольцевого делителя с неравным делением мощности ведется по формулам:

$$\begin{aligned} Z_1 &= Z_0 \sqrt[4]{n(1+n^2)}; & Z_2 &= Z_0 \sqrt[4]{n^3(1+n^2)} \\ Z_3 &= Z_0 \sqrt[4]{(1+n^2)/n^5}; & Z_4 &= Z_0 \sqrt[4]{n}; \\ Z_5 &= Z_0 / \sqrt{n}; & R_A &= Z_0(1+n^2)/n; & n^2 &= P_2/P_1 \end{aligned} \quad (2.56)$$

## 2.8. РАСЧЕТ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ

Фазовращатели – устройства, предназначенные для изменения сдвига фаз  $\Delta\varphi$  между входным и выходным сигналами (рис. 2.14).

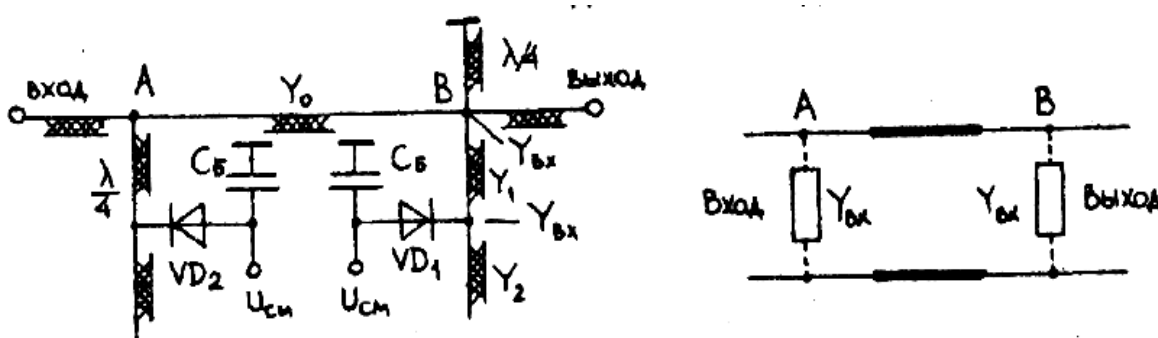


Рис. 2.14. Фазовращатель: а) принципиальная схема; б) эквивалентная схема

Схема обеспечивает между точками А и В набег фазы  $\varphi_1 = \frac{\pi + \Delta\varphi}{2}$ , где  $\Delta\varphi$  – требуемый фазовый сдвиг фазовращателя. Если между точками А и В включить одинаковые проводимости  $Y_{\text{вх}} = j2Y_0 \operatorname{tg} \frac{\Delta\varphi}{2}$ , то набег фазы между точками А и В будет равен  $\varphi_1 = \frac{\pi - \Delta\varphi}{2}$ . В результате получается фазовый сдвиг, равный разности фаз в двух состояниях:  $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ . Подключение к линии проводимостей  $Y_{\text{вх}}$  осуществляется путем подачи на диоды положительного напряжения смещения.

При закрытых диодах проводимость  $Y_{\text{вх}}$  определяется входной проводимостью короткого участка линии  $Y_{\text{вх}} = jB_c$  емкостной проводимостью шлейфа:

$$Y_{\text{вх}} = \frac{Y_1^2}{jB_c + jB_m} = -j \frac{Y_1^2}{B_c + B_m} \quad (2.57)$$

Для обеспечения требуемого фазового сдвига нужно выполнить условие:

$$\frac{Y_1^2}{(B_c + B_m)^2} = 2Y_0 \operatorname{tg} \left( \frac{\Delta\varphi}{2} \right) \quad (2.58)$$

Проводимость шлейфа при открытом диоде равна  $Y_{\text{откр}} = \frac{Y_1}{G}$ ,  $G = 1/r$  – проводимость открытого диода. При закрытом диоде, имеющем активную проводимость  $G = 1/R$ , входная проводимость шлейфа определяется по формуле:

$$Y_{\text{закр}}^{\text{вх}} = \frac{Y_1^2}{g + j(B_c + B_m)} \approx g \frac{Y_1^2}{(B_c + B_m)^2} - j \frac{Y_1^2}{(B_c + B_m)^2}. \quad (2.59)$$

Для оптимизации фазовращателя по потерям, т.е. для выполнения условия равенства потерь в обоих его состояниях, необходимо обеспечить равенство активных составляющих выходных проводимостей шлейфа

$$\frac{Y_1^2}{G} = g \frac{4.2}{(B_c + B_m)^2}, \text{ откуда, } B_m = \sqrt{Gg} - B_c, Y_1 = \sqrt{2Y_0 \sqrt{Gg} \operatorname{tg} \left( \frac{\Delta\varphi}{2} \right)} \quad (2.60)$$

Коэффициент затухания определяется по формуле:

$$\alpha = 10 \lg \left[ 1 + \left( \frac{4}{\sqrt{K}} \right) \operatorname{tg} \left( \frac{\Delta\varphi}{2} \right) \right] \quad (2.61)$$

где  $k = R/r$  – качество диода.

Такой фазовращатель используется для получения небольших фазовых сдвигов (до  $\pi/4$ ). Каскадное включение фазовращателей, дающих фазовые сдвиги  $\Delta\varphi, \Delta\varphi/2, \Delta\varphi/4, \dots$ , образуют многоуровневый фазовращатель на  $2^{n+1}$  дискретных значений фазы, определяемых значением  $n$ .

## 2.9. РАСЧЕТ КОММУТАТОРОВ СИГНАЛОВ

Коммутаторы предназначены для пропускания сигнала в состоянии «включено» со входа на один или несколько выходов с минимальным внесимым затуханием и для обеспечения максимального затухания между входом и выходом (выходами) в состоянии «выключено». Рассмотрим расчет двухканального переключателя на р-і-п-диодах (рис. 2.15).

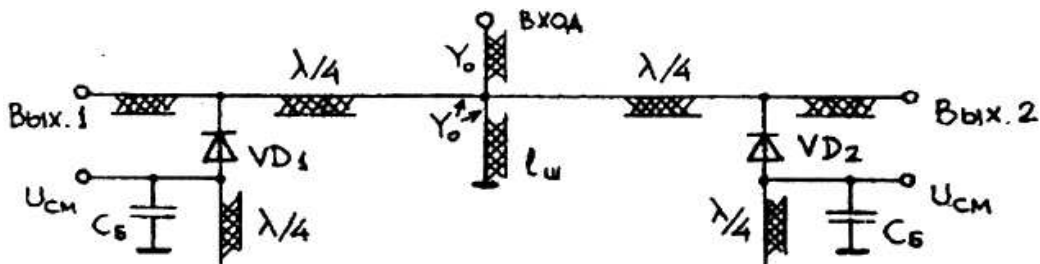


Рис. 2.15. Двухканальный переключатель на р-і-п-диодах

Пусть диод VD1 открыт, а VD2 закрыт: в этом случае вся мощность поступает на выход 2. Выходная проводимость канала 1 в этом случае равна

$$Y_{\text{ex1}} = \frac{Y_0^2}{Y_0 + G}, \quad (2.62)$$

где  $Y_0$  – волновая проводимость подводющих линий;

$G = 1/r$  – проводимость диода в открытом состоянии.

При  $G \gg Y_0$  (диод открыт)  $Y_{\text{ex}} \rightarrow 0$ .

Входная проводимость канала 2 равна

$$Y_{\text{ex2}} = \frac{Y_0^2}{Y_0 + g + jB_c} = \frac{Y_0(Y_0 + g)}{(Y_0 + g)^2 + B_c^2} - j \frac{B_c Y_0^2}{(Y_0 + g)^2 + B_c^2}, \quad (2.63)$$

где  $g$ ,  $B_c$  – активная и реактивная составляющая проводимости р-і-п-диода в закрытом состоянии. Обычно  $g \leq Y_0$ ,  $B_c \leq Y_0$  и  $Y_{\text{ex2}} \approx Y_0 - jB_c$ .

Для компенсации  $Y_{\text{ex}}$  включается шлейф, параметры которого определяются по формулам:

$$Y_{\text{шл}} = jY_0 \left( \operatorname{tg} \frac{2\pi}{\lambda} l_{\text{шл}} \right) = jB_c \quad (2.64)$$

$$l_{\text{шл}} = \left( \frac{\lambda}{2\pi} \right) \operatorname{arctg} \left( \frac{B_c}{Y_0} \right)$$

Соотношения между мощностями, поступающими в открытый и закрытый каналы, определяются следующим образом:

$$\frac{P_{\text{откр}}}{P_{\text{ex}}} = 1 - \frac{Y_0}{G} - \frac{g}{Y_0}; \quad \frac{P_{\text{откр}}}{P_{\text{ex}}} \approx \frac{Y_0^2}{G} \quad (2.65)$$

При выполнении условия  $Y_0 = \sqrt{Gg}$  мощность в открытом канале максимальна, а в закрытом минимальна:

$$\frac{P_{\text{откр}}^{\text{max}}}{P_{\text{ex}}} = 1 - \frac{2}{\sqrt{K}}; \quad \frac{P_{\text{закр}}^{\text{max}}}{P_{\text{ex}}} = \frac{1}{K},$$

где  $K$  – качество диода.

### 3. РАСЧЕТ АНТЕНН

#### 3.1. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ АНТЕНН

Диаграмма направленности (ДН) передающей антенны – зависимость плотности потока  $\Pi$  (амплитуды напряженности электрического  $E$  или магнитного поля  $H$ ), излучаемой антенной в дальней зоне, от направ-

ления на точку наблюдения ( $\varphi$  – угол в азимутальной плоскости,  $\Theta$  – угол в меридианальной плоскости) при условии, что эта точка перемещается по сфере на фиксированном расстоянии  $R$  ( $R \gg \lambda$ ) от фазового центра антенны. Считается, что потери в сфере отсутствуют. Соответственно, такие ДН называются ДН по мощности и по полю.

ДН, описываемая функцией  $f(\varphi, \Theta)$ , представляет собой геометрическую поверхность очень сложной формы. На практике обычно вместо пространственной ДН рассматривают ДН в электрической и магнитной плоскостях, т.е. заменяют  $f(\varphi, \Theta)$  на две плоскости  $f(0, \Theta) = f(\Theta)$  и  $f(0, \varphi) = f(\varphi)$ .

Если  $f(\varphi, \Theta) = \text{const}$ , то такая антенна называется ненаправленным или изотропным излучателем.

Нормированная ДН определяется следующим образом:

$$F(\varphi, \theta) = \frac{f(\varphi, \theta)}{f_{\max}(\varphi, \theta)} \quad (3.1)$$

Нормированные ДН по мощности и по полю связаны соотношением:

$$P(\varphi, \Theta) = F^2(\varphi, \Theta) \quad (3.2)$$

При построении ДН в логарифмическом масштабе пользуются формулой:

$$F(\varphi, \theta)_{\text{об}} = 201gF(\varphi, \theta) = 101gP(\varphi, \theta) \quad (3.3)$$

Ширина ДН по уровню  $S$  – угол между двумя направлениями в пределах главного лепестка, в которых плотность потока мощности или амплитуда напряженности электрического или магнитного поля составляет  $S$  от максимального значения. Обычно она обозначается  $2f_s$  (или  $2\Theta_s^H$ ). Для ДН по мощности наиболее употребительны уровни:  $S = 0,5$ ;  $S = 0,1$ ;  $S = 0$ . Для ДН по полю уровни равны:  $S = 0,707$ ;  $S = 0,316$ ;  $S = 0$ .

Коэффициент направленного действия (КНД) антенны – число, показывающее во сколько раз должна быть увеличена (или уменьшена) излучаемая мощность при замене данной направленной антенны изотропным излучателем при условии сохранения плотности потока мощности в наблюдаемой точке дельней зоны:

$$D = \frac{P_{\Sigma_0}}{P_{\Sigma}} \quad (3.4)$$

где  $P_{\Sigma_0}$  — мощность излучения ненаправленной антенны;

$P_{\Sigma}$  — мощность излучения направленной антенны.

Обычно КНД определяют только в направлении максимума излучения ( $D_{\max}$ ). КНД в произвольном направлении связан с  $D_{\max}$  соотношением:

$$D(f, \theta) = D_{\max} \cdot F^2(f, \theta) \quad (3.5)$$

В дальнейшем под  $D$  будем понимать значение КНД в направлении максимума излучения.

На практике широко распространена грубая оценка КНД по формуле:

$$D \approx \frac{10}{2\theta_{q5}^E 2\theta_{0,5}^E}, \quad (3.6)$$

где  $2\theta_{q5}^E$  и  $2\theta_{0,5}^E$  даны в радианах.

Коэффициент полезного действия антенны  $h_a$  определяется по формуле:

$$h_A = \frac{P_\Sigma}{P_A} = \frac{P_\Sigma}{P_\Sigma + R_n} = \frac{R_{\Sigma A}}{R_{\Sigma A} + R_n}, \quad (3.7)$$

где  $P_A$  – мощность, подводимая к антенне;

$P_n$  – мощность потерь;

$R_{\Sigma A}$  – сопротивление излучения антенны;

$R_n$  – сопротивление потерь.

Коэффициент усиления антенны  $G$  определяется по формуле:

$$G = D \cdot h_A = \frac{P_{\Sigma_0}}{P_\Sigma} \cdot h_A = \frac{P_{\Sigma_0}}{P_A}. \quad (3.8)$$

Входное сопротивление антенны определяется по формуле:

$$\overset{\square}{Z}_A = \frac{U_A}{\overset{\square}{I}_A} = R_A + jX_A, \quad (3.9)$$

где  $\overset{\cdot}{U}_A$  – напряжение на входе антенны;

$\overset{\cdot}{I}_A$  – ток во входном сечении антенны;

$R_A = R_{\Sigma A} + R_n$  – активное входное сопротивление;

$X_A$  – реактивное входное сопротивление.

Коэффициент бегущей волны (КБВ) и коэффициент стоячей волны (КСВ) в антенно-фидерном тракте определяется по формулам:

$$КБВ = \frac{U_{\min}}{U_{\max}}, \quad КСВ = \frac{U_{\max}}{U_{\min}}, \quad (3.10)$$

где  $U_{\min}$  – напряжение в узле;

$U_{\max}$  – напряжение в пучности.

КБВ и коэффициент отражения о входа антенны связаны формулами:

$$КСВ = \frac{1-|\Gamma|}{1+|\Gamma|}; \quad |\Gamma| = \sqrt{\frac{(R_A - W_\Phi)^2 + X_A^2}{(R_A + W_\Phi)^2 + X_A^2}}, \quad (3.11)$$

где  $W_\Phi$  – волновое сопротивление фидера.

Эффективная площадь антенны  $S_{эф}$  – площадь раскрытия некоторой антенны с равномерным и синфазным распределением поля, которая создает в максимуме ДН такую же плотность потока мощности, что и рассматриваемая антенна в максимуме своей ДН, при условии равенства подводимой к антеннам мощности и КПД.

При этом КНД равен:

$$\dot{D} = \frac{4\pi S_{эф}}{\lambda^2} = \frac{4\pi S}{\lambda^2} * \nu, \quad (3.12)$$

где  $S$  – геометрическая площадь антенны;

$\nu$  – коэффициент использования площади (КИП) антенны.

Действующая длина ( $l^д$ ) – длина эквивалентного данной антенне диполя Герца с равномерно распределенным током.

Диапазон рабочих частот  $f_{\min} - f_{\max}$  антенны – интервал частот, в пределах которого антенна сохраняет свои основные параметры с заданной степенью точности.

Поляризационной диаграммой антенны  $p(f, \theta)$  называется зависимость коэффициента поляризации  $p$  от угловых координат точки наблюдения, где  $p = b/a$ , (3.13)

здесь  $b$  и  $a$  – малая и большая полуоси эллипса, построенного в исследуемой точке наблюдения при вращении антенны.

Коэффициент укорочения волны в антенне определяется как

$$\xi = \frac{c}{v_\phi},$$

где  $v_\phi$  – фазовая скорость волны.

Для определения параметров приемной антенны нужно пользоваться принципом взаимности.

### 3.2. РАСЧЕТ ВИБРАТОРНЫХ АНТЕНН

Вибраторные антенны являются наиболее распространенными антеннами, применяемыми в диапазонах длинных, средних, коротких и ультракоротких волн.

Основной составляющей частью данных антенн является полуволновой  $\lambda/2$  симметричный или четвертьволновой  $\lambda/4$  несимметричный вибратор. Методика расчета вибраторных антенн приведена в [18]. В результате расчета нужно определить следующие параметры:

- действующую длину (высоту)  $l_d (h_d)$ ;
- эффективную площадь  $S_{эф}$ ;
- волновое сопротивление  $W_a$ ;
- относительную ширину рабочих частот  $\frac{2\Delta f}{f_0}$ ;
- добротность  $Q_a$ ;
- входное (активное и реактивное) сопротивление  $Z_a (R_a, X_a)$ ;
- сопротивление излучения  $P_{\Sigma A}$ ;
- укорочение плеча вибратора  $\Delta l$ ;
- КНД Д;
- ДН  $F(\varphi, \theta)$ ;
- коэффициент усиления G;

При использовании вибраторов длиной, отличной от указанной выше, следует учитывать правила:

а) симметричный вибратор малой длины не излучает вдоль своей оси, так как его элементарные участки не излучают вдоль этого направления;

б) увеличение  $l/\lambda$ , где  $l$  – длина плеча, больше  $0,5\lambda$ . приводит к уменьшению излучения в экваториальной плоскости (плоскости, перпендикулярной вибратору), и к появлению боковых лепестков, из-за появления участков с встречным направлением токов. По этой причине вибраторы с длиной плеч более  $0,55\lambda$ . применяются крайне редко на практике.

в) при изменении длины плеча  $l$  сопротивление излучения, отнесенное к пучности тока,  $R_{\Sigma l}$  и КНД Д определяются по формулам:

$$R_{\Sigma l} = 30\{\sin(k2l)[Si[2k(2l)] - 2Si[k(2l)] + \cos[k(2l)]C + \ln k \cdot \frac{2l}{2} + Ci + [2k(2l)] + 2 \cdot c + \ln(k \cdot 2l)] - Ci(k2l)\} \quad (3.14)$$

где  $C = 0,557$ ;

$$Ci(a) = -\int_0^a \frac{\cos t}{t} dt, \sin(a) = \int_0^a \frac{\sin t}{t} dt$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \text{ – волновое число;}$$

$$D = \frac{120}{R_{\Sigma n}} (1 - \cos kl)^2 \quad (3.15)$$

При стремлении обеспечить широкую полосу частот целесообразно использовать толстые вибраторы с целью выравнивания входного сопротивления на разных частотах. Следует помнить, что на входное сопротивление вибраторных антенн сильное влияние оказывает конструктивное выполнение точки питания, никак не учитываемое в расчетах. Поэтому в практических разработках антенных устройств расчет входного сопротивления обычно считается ориентировочным и уточняется при экспериментальных исследованиях на опытном образце антенны. Согласно [9] расстояние  $d$  между плечами вибратора (рис 3.1) выбирается 5 – 8 см на метровых волнах и 2 – 3 см – на дециметровых.

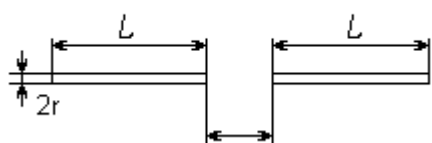


Рис 3.1. Симметричный вибратор

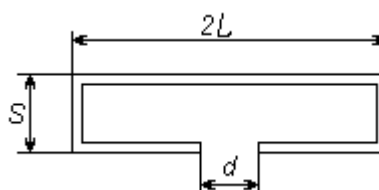


Рис 3.2. Вибратор Пистолькорса

Для изготовления вибраторов используются трубки из стали, латуни или дюралюминия. Вместо трубок можно использовать металлические угольники, а также полоски. Наружный диаметр трубок  $2r$  определяет полосу пропускания полуволнового вибратора.

Обычно диаметр трубок выбирается в пределах от 0,8 до 2 см для метрового диапазона и от 0,4 до 1,6 см для дециметрового диапазона. Если вибратор изготавливается из полосок, то ширина должна быть не меньше 1,6 см. Внутренний диаметр трубок значения не имеет.

Для повышения входного сопротивления полуволновой вибратор может быть сделан петлеобразным (схема Пистолькорса). Согласно рис. 3.2. Расстояние  $S$  выбирается из соотношения:

$$\frac{S}{\lambda} = \frac{1}{20} \dots \frac{1}{40} \quad (3.16)$$

ДН петлевого вибратора совпадает с ДН полуволнового вибратора.

Для уменьшения размеров часто используются антенны с сосредоточенными реактивными нагрузками (рис. 3.3).

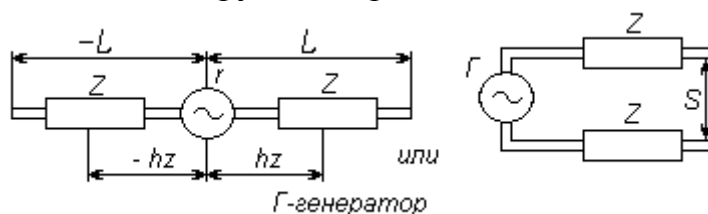


Рис. 3.3. Вибраторные антенны с сосредоточенными реактивными нагрузками  $Z$



Методика расчета таких антенн заключается в следующем [9]:

а) определяется входное сопротивление

$$Z_a = W_a \frac{Z_n + jW_a \operatorname{tg}(kh_z)}{W_a + jZ_n \operatorname{tg}(kh_z)} \quad (3.17)$$

$$Z_n = 2Z - jW_a \operatorname{ctg}[\xi k(l - h_z)], \quad (3.18)$$

здесь  $\xi = 1 + [2 \ln(\frac{l}{r})]^{-1}$  – коэффициент укорочения; (3.19)

$$W_a = 120 [\ln(\frac{l}{r}) - 1] \text{ – волновое сопротивление антенны;} \quad (3.20)$$

б) из условия последовательного резонанса находится значение сопротивления реактивной нагрузки:

$$Z_p = jX_p = j \frac{W_a}{2} \{ \operatorname{ctg}[\xi k(l - h_z)] - \operatorname{tg}(\xi kh_z) \}; \quad (3.21)$$

в) находится значение индуктивности для  $l < 0,25\lambda$ ;

$$L_p = \frac{W_a}{4\pi f} \{ \operatorname{ctg}[\xi k(l - h_z)] - \operatorname{tg}(\xi kh_z) \} \quad (3.22)$$

Для расширения частотного диапазона применяется двухчастотная система (рис. 3.4).

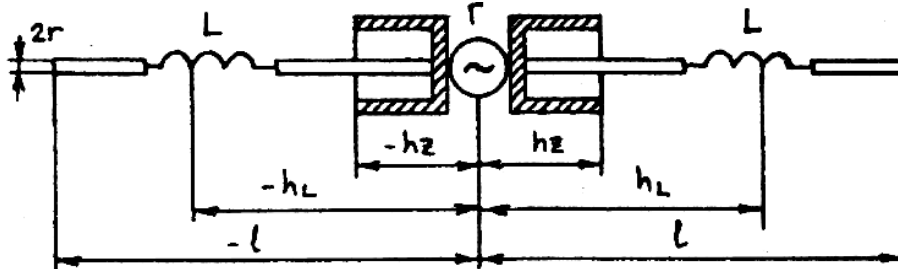


Рис 3.4. Двухчастотная антенна

На частоте  $f_6$  в раскрывах шунтов, имеющих длину  $h_z$ , токи встречают большое сопротивление («четвертьволновый стакан»), поэтому возбуждаются только наружные части шунтов и они работают как полуволновой вибратор. Ток частотой  $f_H$  возбуждает всю антенну, так как в раскрывах шунтов ток встречает незначительное сопротивление. Расчет антенны заключается в определении индуктивности  $L_1$  шунтов, работающих на  $f_E$  и индуктивности  $L_2$ , которая должна обеспечить последовательный резонанс всей антенны на частоте  $f_H$ .

$$L_1 = \frac{W_1}{4\pi f_E} \left\{ \operatorname{ctg} \left[ \xi \frac{2\pi}{\lambda_E} (l - h_L) \right] - \operatorname{tg} \left[ \xi \frac{2\pi}{\lambda_E} (h_L + h_z) \right] \right\} \quad (3.23)$$

$$L_2 = \frac{W_2}{4\pi f_H} \left\{ \operatorname{ctg} \left[ \xi \frac{2\pi}{\lambda_E} (l - h_L) \right] - \operatorname{tg} \left[ \xi \frac{2\pi}{\lambda_H} h_L \right] \right\}, \quad (3.24)$$

здесь  $W_1, W_2$  – волновые сопротивления антенны, состоящей из шунтов, и всей антенны соответственно, определяемые по формуле (3.20). Задавшись  $2l$ , определяют  $h_L$  и  $L$  при выполнении условия  $L_1 = L_2 = L$ .

При питании вибраторных антенн от коаксиального кабеля необходимо применять симметрирующее устройство. Это связано с тем, что вибратор – симметричное устройство, а коаксиальный кабель – несимметричное, поэтому непосредственное присоединение коаксиального фидера к симметричной антенне приводит к нарушению симметрии токов в плечах антенны, что в свою очередь ведет к искажению ДН и снижению помехоустойчивости (рис.3.5).

Для симметрии токов в плечах антенны нужно воспрепятствовать затеканию тока на внешнюю поверхность оплетки кабеля.

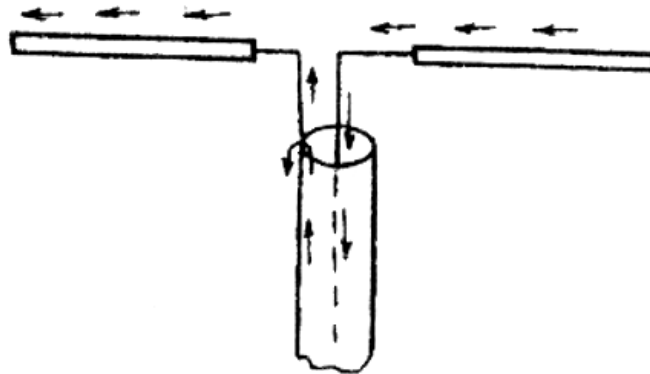


Рис 3.5. Распределение токов при непосредственном подключении антенны к кабелю

Это достигается с помощью симметрирующих устройств.

Кроме симметрирования антенны с фидером нужно также вспомнить условие согласования их сопротивлений  $Z_e = Z_\phi$ , для обеспечения режима бегущей волны. На практике применяются различные конструкции согласующих и симметрирующих устройств причем часто в них эти две функции совмещаются.

Мостиковое симметрирующее устройство (рис. 3.6, а) образуется путем присоединения к вибратору двух трубок с закорачивающим мостиком длиной  $\lambda/4$ . В результате получается короткозамкнутая  $\lambda/4$  – линия передачи, входное сопротивление которой  $Z_{AB} = \infty$ , в результате токи на внешнюю поверхность оплетки кабеля не затекают.

Симметрирование вибратора с фидером с помощью «U-колена» (рис. 3.6, б, в) осуществляется следующим образом. С помощью отрезка кабеля длиной  $\lambda_k/2$  вносится сдвиг фаз в  $180^\circ$  для сигналов в точках А и Б. Это

обеспечивает симметрию токов в левом и правом плеча вибратора. Длина этого кабеля определяется по формуле:

$$\frac{\lambda_k}{2} = \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (3.25)$$

где  $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве;

$\lambda_k$  – длина волны в кабеле;

$\epsilon_r$  – диэлектрическая проницаемость изоляции фидера.

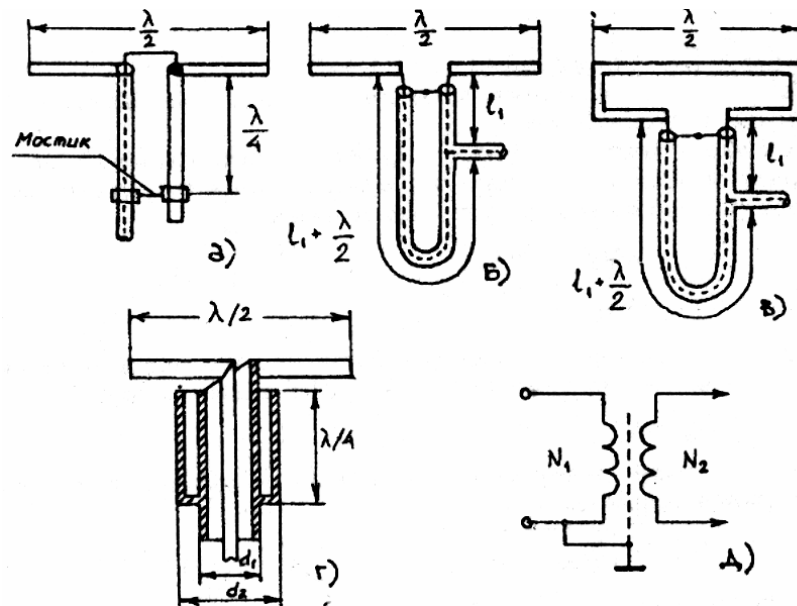


Рис. 3.6. Симметрирующие и согласующие устройства

Конструкции 3.6, б, 3.6, в применяются при питании коаксиальным кабелем волновым сопротивлением 75 Ом.

Согласование в конструкции на рис. 3.6, обеспечивается следующим образом:

а) входное сопротивление вибратора  $Z_a = Z_{AB} = 73$  Ом;

б)  $Z_{AB} = Z_{AB} + Z_{BB} = 2Z_{AB} \Rightarrow Z_{AB} = 36,5$  Ом;

в) длина  $l_1 = \lambda_k / 4$ , обычно волновое сопротивление фидера в точке Г  $W_\Phi = 75$  Ом;

г) в точке Г линия передачи с волновым сопротивлением  $W_\Phi$  разветвляется на две линии передачи, волновое сопротивление которых должно соответствовать условию:

$$\frac{W_{\Phi 1} \cdot W_{\Phi 2}}{W_{\Phi 1} - W_{\Phi 2}} = \frac{W_{\Phi 1}}{2} = W_\Phi, \quad (3.26)$$

где  $W_{\Phi 1}$  и  $W_{\Phi 2}$  – волновые сопротивления линий передачи в точке разветвления.

Обычно  $W_{\Phi 1} = W_{\Phi 2}$ . В нашем случае  $W_{\Phi 1} = W_{\Phi 2} = 150$  Ом.

д) согласующий трансформатор длиной  $l_1 = \lambda_k / 4$  должен иметь волновое сопротивление:

$$W_{l_1} = \sqrt{Z_{AB} \cdot W_{\Phi 1}} \quad (3.27)$$

в результате  $W_{l_1} = 74$  Ом.

Применив данную методику можно считать, что для конструкции на рис. 3.6, в длина  $l_1 = 0$ . Следует обратить внимание, что конструкция 3.6, б – для симметричного вибратора, а 3.6, в – для петлевого.

«Четвертьволновый стакан» (рис. 3.6, з) представляет собой металлический изолятор, препятствующий ответвлению тока на внешнюю поверхность коаксиальной линии.

В диапазонах коротких и длинных волн в качестве симметрирующего устройства применяется, главным образом, высокочастотный трансформатор (рис. 3.6, д). Коэффициент трансформации выбирается:

$$m = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}, \quad (3.28)$$

где  $N_1, N_2$  – число витков соответствующих обмоток;

$R_1, R_2$  – сопротивления, присоединяемые соответственно к первичной и вторичной обмоткам.

В телевидении нашли применение турникетные антенны — антенны, состоящие из двух перпендикулярных вибраторов с совмещенными центрами [9]. Согласование такой антенны с фидером выполняется аналогично рассмотренным выше способам с учетом того, что сдвиг фаз между током в вибраторах составляет  $\pi/2$  (рис. 3.7).

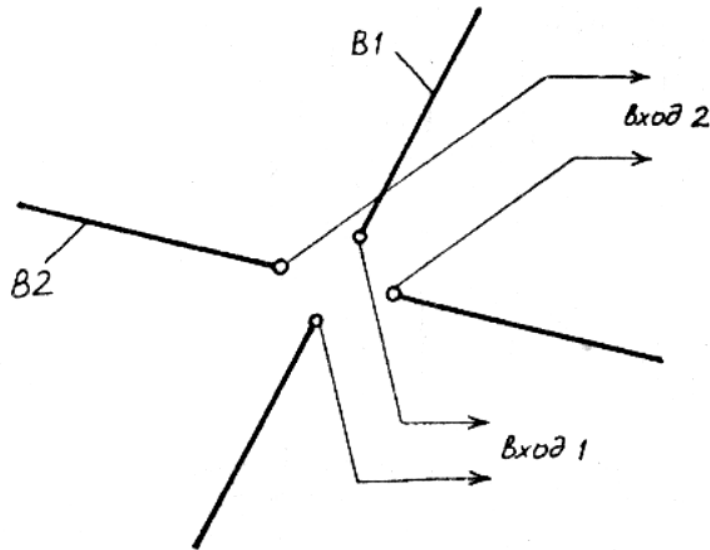


Рис 3.7. Турникетная антенна

Дополнительный сдвиг на  $\pi/2$  во втором вибраторе достигается за счет включения в тракт питания дополнительного отрезка коаксиального кабеля длиной  $\lambda/4$ .

Устройство для согласования двух питающих коаксиальных кабелей с коаксиальным кабелем от питающего генератора СВЧ можно выполнить согласно рис. 2.13, е. Методика согласования входа 1 и входа 2 антенны с соответствующим кабелем осуществляется аналогично рассмотренным выше способам.

Применение рефлекторов позволяет получить направленное излучение лишь в одну область пространства, исключая излучение в обратную сторону.

Например, уголковая антенна (рис. 3.8) состоит из уголкового зеркала, которое образуется двумя плоскими металлическими листами, и облучателя в виде одного или нескольких полуволновых вибраторов, расположенных на одной прямой, параллельной граням уголкового зеркала. Как правило, вибраторы располагаются в биссекториальной плоскости и их положение относительно уголкового зеркала определяется расстоянием  $l$  от облучателя до вершины зеркала.

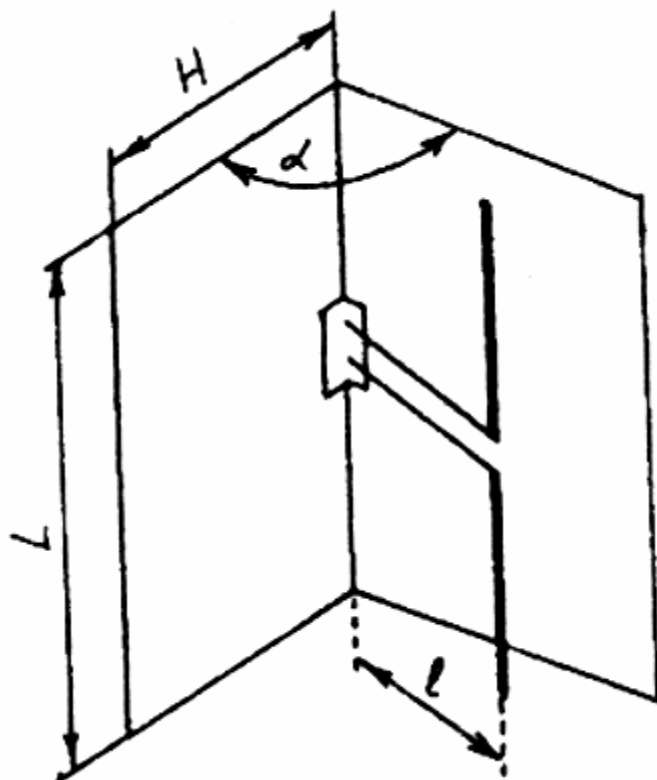


Рис. 3.8. Уголковая антенна.

ДН уголковой антенны находится по теореме перемножения ДН вибраторов эквивалентной двумерной решетки (рис. 3.9).

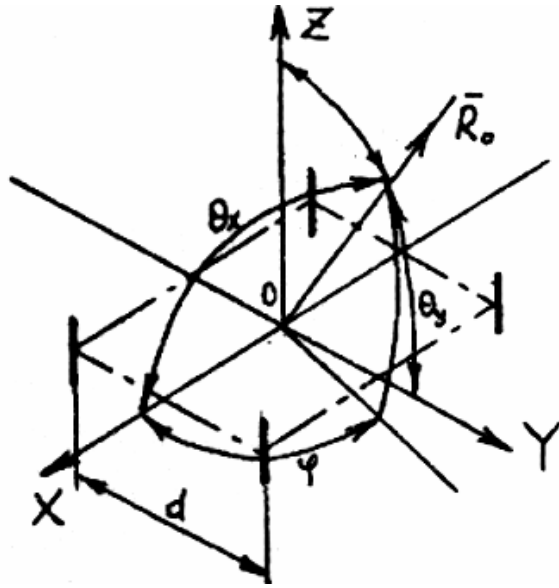


Рис. 3.9. Эквивалентная двумерная решетка

$$F(\theta, \varphi) = \left| \sin\left(\frac{kd}{2} \cos \theta_x\right) \right| \cdot \left| \sin\left(\frac{kd}{2} \cos \theta_y\right) \right| \cdot F_1(\theta) = F_H(\theta) \cdot F_1(\theta), \quad (3.29)$$

где  $\cos \theta_x = \sin \theta \cos \varphi$ ,  $\cos \theta_y = \sin \theta \sin \varphi$ ;

$F_1(\theta)$  – ДН для одного вибратора;

$F_H(\theta)$  – множитель решетки.

Обычно  $l = 0,5\lambda$ ,  $d = l\sqrt{2}$

ДН в горизонтальной плоскости тогда получается из (3.29):

$$F\left(\frac{\pi}{2}; \varphi\right) = \sin\left(\frac{\pi}{\sqrt{2}} \cos \varphi\right) \sin\left(\frac{\pi}{\sqrt{2}} \sin \varphi\right) \quad (3.30)$$

Рассмотрим ДН уголкового антенны в вертикальной плоскости. Предполагается  $\varphi = 45^\circ$  и ДН находится по формуле:

$$F\left(\theta; \frac{\pi}{4}\right) = \left[ \sin\left[\frac{\pi}{2} \sin \theta\right] \right]^2. \quad (3.31)$$

ДН показана на рис. 3.10.

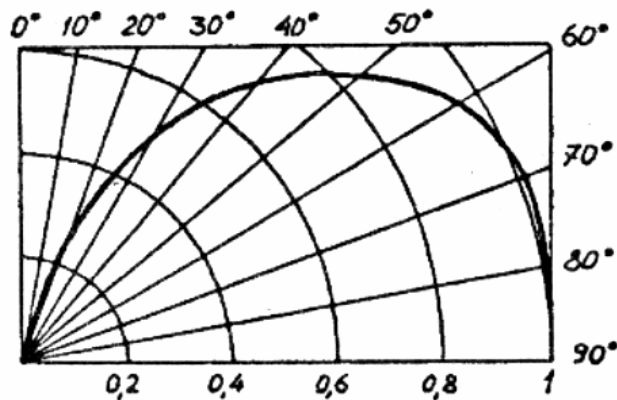


Рис. 3.10. ДН уголкового антенны в вертикальной плоскости

При  $\theta = 90^\circ$  и  $\varphi = 45^\circ$  множитель решетки

$$F_H = \sin^2\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right) \quad (3.32)$$

Отсюда следует, что если  $l$  равна нечетному числу  $\lambda/2$ , то в этом направлении имеется максимум ДН; если  $l$  равна целому числу  $\lambda$ , то в этом направлении напряженность поля равна нулю. ДН представляет собой один лепесток, если  $l \leq 0,5$ ; если  $l$  лежит в пределах  $0,5\lambda < l \leq \lambda$ , то в рассматриваемом направлении будет провал ДН.

Сопротивление излучения уголкового антенны можно определить из графика рис. 3.11.

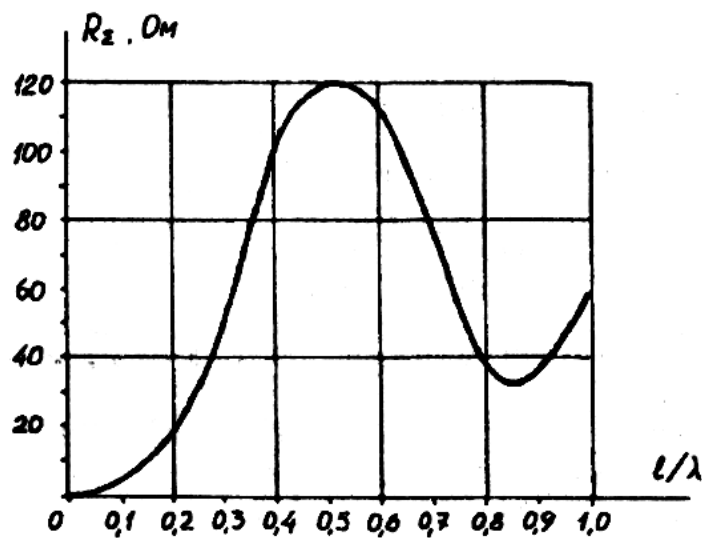


Рис. 3.11. Зависимость  $R_z = f\left(\frac{l}{\lambda}\right)$  для уголкового антенны

## РАСЧЕТ РОМБИЧЕСКИХ И РАМОЧНЫХ АНТЕНН

Ромбические антенны применяются для радиосвязи на коротких волнах. Они обозначаются как РГ  $\frac{\Phi_0}{l}h$  – ромбическая горизонтальная антенна, где  $\Phi_0$  – половина острого угла ромба (в радианах),  $h$  – высота подвеса антенны над землей,  $l$  – длина стороны ромба (в метрах).

Методика расчета ромбических антенн приводится в [18]. В результате расчета нужно определить параметры:

- оптимальную высоту подвеса антенны  $h_{\text{опт}}$ ;
- длину стороны ромба  $l$  (обычно выбирается  $l_{\text{опт}} = 4\lambda$  для получения максимального КНД);
- действующую длину антенны  $l_d$ ;
- сопротивление излучения  $R_{\Sigma a}$ ;

- коэффициент полезного действия (КПД)  $h_a$  ;
- КНД  $D$ ;
- коэффициент усиления  $G$ ;
- ДН в горизонтальной  $F(\varphi)$  ив вертикальной  $F(\theta)$  плоскостях.

При расчетах нужно определить угол наклона лепестка ДН в вертикальной плоскости по формуле:

$$\Delta_{\max} = \arctg \frac{2H_{\text{эфф}}}{r}, \quad (3.33)$$

где  $H_{\text{эфф}}$  – высота ионизированного слоя;

$r$  – лина связи.

Сопротивление излучения ромба  $R_{\Sigma a} = 4R_{Z1}$ , где  $R_{Z1}$  – сопротивление излучения одного плеча ромба. Распределенное (погонное) сопротивление ромба

$R_1 = \frac{R_{\Sigma a}}{2l} = \frac{2R_{\Sigma 1}}{l}$ . Затухание ромбических антенн определяется, как

$\alpha = \frac{R_1}{2W_2}$ . Ток вдоль антенны затухает по экспоненциальному закону:

$$I_y = I_H \cdot e^{-\alpha y} \quad (3.34)$$

$$I_k = I_H \cdot e^{-2\alpha l},$$

где  $I_H$  – ток в начале антенны;

$y$  – расстояние от начала антенны до рассматриваемого сечения;

$I_k$  – ток в конце антенны. Мощности в антенне определяются по формулам:

$$P_H = I_H^2 W_a \quad (3.35)$$

$$P_k = I_k^2 W_a = I_H^2 W_a \cdot e^{-4\alpha l}$$

Рамочные антенны применяются в радиовещании, радиосвязи, радиопеленгации. Методика расчета рамочных антенн приведена в [18]. В результате расчета нужно определить параметры:

- периметр рамки (обычно  $l_a \leq 0,1\lambda$ );
- действующую длину антенны  $l_A$ ;
- сопротивление излучения рамки  $R_{\Sigma a}$ ;
- электродвижущую силу (ЭДС) в антенне  $\mathcal{E}_a$ ;
- КНД  $D$ ;
- эффективную площадь антенны  $S_{\text{эф}}$ ;

– ДН в горизонтальной  $F(\varphi)$  и вертикальной  $F(\theta)$  плоскостях; при расчете ДН следует помнить, что ДН диполя Герца и рамочной антенны одинаковы, т.е.:

$$F(\varphi) = \sin \varphi; \quad F(\theta) = \sin \theta \quad (3.36)$$



## РАСЧЕТ ВОЛНОВОДНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ, РУПОРНЫХ АНТЕНН И ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВЫХ АНТЕНН

Волноводные излучатели и рупорные антенны являются одним из наиболее распространенных типов антенн СВЧ и используются не только как самостоятельные антенны, но и как первичные излучатели других, более сложных антенн этого диапазона частот (зеркальные, линзовые). Методика расчета данных антенн приведена в [18]. В результате расчета нужно определить параметры:

- ширину луча на уровне 0,5 по мощности в плоскостях  $H$  и  $E$  соответственно  $2\theta_{0,5}^H$  и  $2\theta_{0,5}^E$
- размеры прямоугольного волновода  $a$  и  $b$ , диаметр круглого волновода  $d_p$ , размеры раскрыва рупоров  $a_p$  и  $b_p$ ;
- КНД  $D$ ;
- оптимальную длину рупора  $l_{опт}$ ;
- коэффициент усиления  $G$ ;
- ДН в вертикальной  $F(\theta)$  и в горизонтальной  $F(\varphi)$  плоскостях.

При выборе размеров волноводов следует пользоваться методикой, изложенной в разделах (2.1) и (2.2). Для осуществления стыковки пирамидального рупора с волноводом нужно выполнить условие:

$$L_H \left(1 - \frac{a}{ap}\right) = L_E \left(1 - \frac{b}{bp}\right), \quad (3.37)$$

где  $L_H, L_E$  – оптимальная длина рупора в  $H$  и  $E$  плоскостях соответственно.

Волноводно-щелевые антенны (ВЩА) применяются на летательных аппаратах, особенно на скоростных самолетах и ракетах, так как компактность и возможность выполнения щелевых антенн заподлицо с металлической облицовкой делает эти антенны весьма удобными для применения их в авиации.

Расчет данного типа антенн ведется по следующей методике:

а) по известной частоте рассчитывается длина волны в свободном пространстве;

б) зная длину волны в свободном пространстве, выбирается стандартный волновод с размерами  $(a \times b)$  см. и находится критическая длина волны и длина волны в волноводе для основной волны  $H_{10}$  по методике изложенной в разделе (2.1);

в) выбирается расстояние между центром щели и серединой широкой стенки  $x_1$ . Находится нормированная входная проводимость одной щели:

$$G_{EX} = 2,09 \frac{a}{b} \frac{\lambda_E}{\lambda} \cos^2\left(\frac{\pi\lambda}{2\lambda_E}\right) \cdot \sin^2 \frac{\pi x_1}{a} \quad (3.38)$$

г) суммарная нормированная проводимость волноводно-щелевой антенны  $G_Z^l = N \cdot G_{EX}^l$ , где  $N$  – количество щелей. Для согласования антенны с волноводом нужно выполнить условие:

$$G_Z^l = N \cdot G_{EX}^l \quad (3.39)$$

Из этого условия определяется количество щелей в волноводе:

$$N = \frac{1}{G_{EX}^l} \quad (3.40)$$

Для поперечной полуволновой щели находится нормированное сопротивление:

$$R_{ЭК}^l = 0,523 \left( \frac{\lambda_E}{\lambda} \right)^2 \frac{\lambda}{ab} \cos^2 \left( \frac{\pi \lambda}{4a} \right) \cos^2 \left( \frac{\pi x_1}{a} \right), \quad (3.41)$$

где  $x_1$  смещение центра щели относительно середины широкой стенки волновода, см.

Условие согласования данной антенны с волноводом выглядит так:

$$R_{ЭК}^l N = 1 \quad (3.42)$$

д) находится длина ВЩА  $l_E$

е) определяется КНД антенны

$$D \approx 3,2N \quad (3.43)$$

ж) рассчитывается ДН ВЩА по формулам приведенным в [18].

Простейшая полуволновая щелевая антенна может быть возбуждена резонатором в виде короткозамкнутого четвертьволнового отрезка прямоугольного волновода с волной  $H_{10}$  (рис. 3.12)

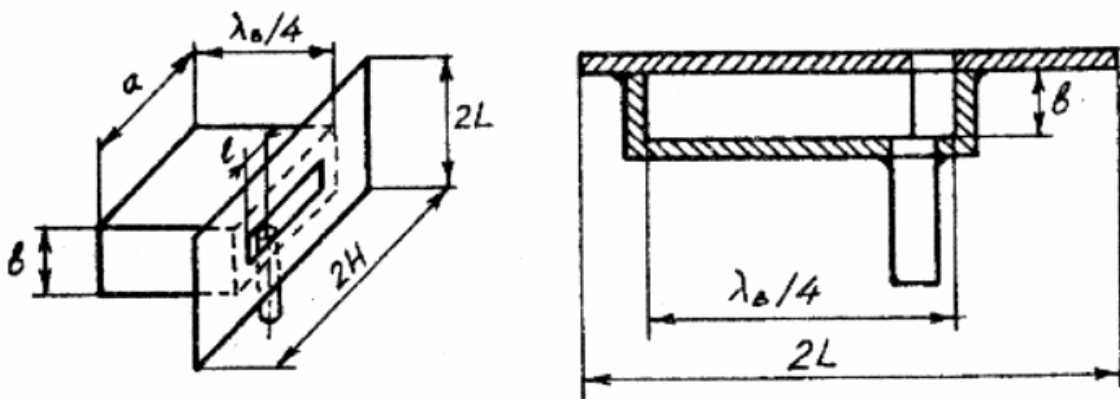


Рис. 3.12. Щелевая антенна с резонатором

Питание подводится коаксиальным кабелем, внешний проводник которого присоединяется к одной стороне щели, а внутренний – к другой.

Резонатор играет роль металлического изолятора, а его реактивная проводимость компенсирует собственную реактивную проводимость щели.

Расчет данной антенны проводится по следующей методике:

а) исходя из известного значения частоты сигнала  $f$  находится длина волны  $\lambda_a$  в свободном пространстве и длина волны в волноводе. Выбирается стандартный волновод ( $a \times b$ ) см, на котором выполняется резонатор длиной  $\lambda_E / 4$ ;

б) выбираются размеры экрана  $2H$  и  $2L$ , исходя из графиков рис. 3.13;

в) выбираются размеры щели:  $2l \approx \frac{\lambda}{2}$  и  $d \ll \lambda$ ;

г) эквивалентное волновое сопротивление полуволнового вибратора (в Омах) определяется по формуле

$$w_{щ.эк} = 2761 \lg(0,71 \frac{\lambda}{d}) \quad (3.44)$$

д) находится резонансное укорочение щели

$$2\Delta l \approx \frac{13,6\lambda}{w_{щ.эк}}, \quad (3.45)$$

и с учетом этого окончательная длина щели

$$2l_{щ} = 2l - 2\Delta l;$$

е) рассчитывается входное сопротивление щели

$$Z_{щ} = \frac{(60|)^2}{R_{\Sigma E} + (w_{щ.эф} \operatorname{ctg} k l)^2} (R_{\Sigma E} + w_{щ.эф} \operatorname{ctg} k l), \quad (3.46)$$

где  $R_{\Sigma E} \approx 73$  Ом – сопротивление излучения вибраторного аналога щели;

ж) для согласования щели с волновым сопротивлением коаксиальной линии  $Z_E$ , следует подключить линию ближе к краю щели, на расстоянии  $l_1$  от края, определяемого из уравнения

$$\sin^2 k l_1 = \frac{Z_E}{Z_{щ}};$$

з) рассчитывается ДН антенны в плоскости  $H$

$$F(\theta) = \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl_{щ}}{\sin \theta (1 - \cos kl)}; \quad (3.47)$$

и) КНД и коэффициент усиления щелевой антенны определяются из графиков ДН по формулам:

$$D = \frac{10}{2\theta_{0,5}^E \cdot 2\theta_{0,5}^H}; G = d \cdot h_a, \quad (3.48)$$

или по формуле (3.15) для электрического вибратора, умножив полученное значение на два, так как наряду с удвоением входных проводимостей для щели происходит и удвоение КНД по сравнению с его значением для соответствующего вибратора в свободном пространстве.

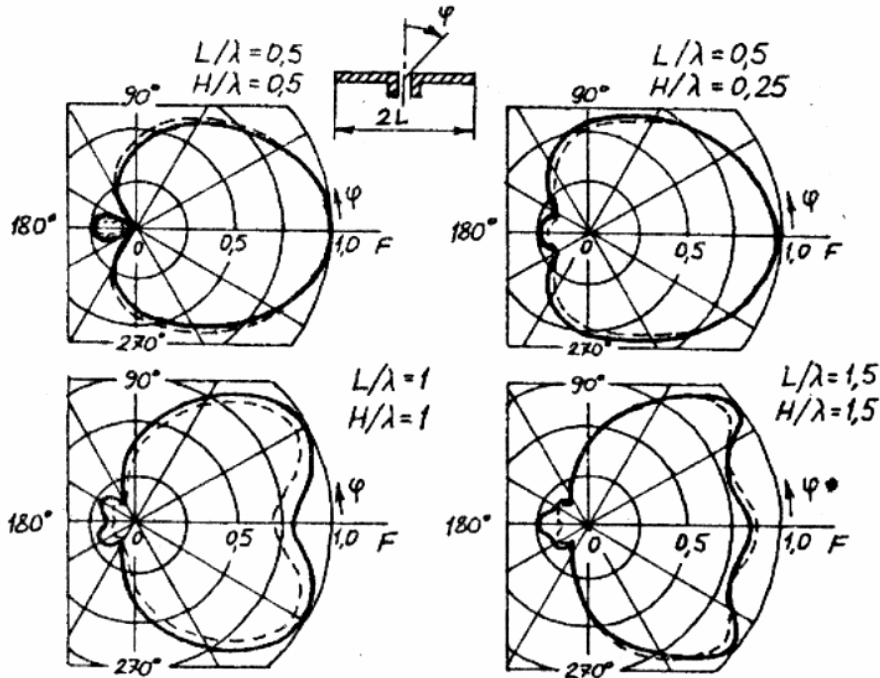


Рис. 3.13. ДН щелевой антенны в плоскости E

### 3.5. Расчет спиральных антенн

Спиральные антенны характеризуются отношением верхней и нижней граничных частот 5:1 и более, при сохранении хорошего качества согласования входа и при не слишком сильном изменении формы ДН (рис. 3.15).

Плоская бесконечная эквиугловая спираль (рис.3.15, а) описывается уравнением  $\rho(\varphi) = A \exp a(\varphi + \varphi_0)$ , где  $A$  и  $\varphi_0$  – постоянные величины, определяющие масштаб по координате  $\rho$  и первоначальный угол поворота плеча, а параметр  $a$  равен котангенсу угла  $\square$  между радиусом и касательной к спирали. Пространственные структуры эквиугловых спиралей можно создавать на поверхности конуса (рис.3.15, б).

Для обеспечения работы такой антенны в широком диапазоне частот нужно выполнить условие

$$\frac{L_1}{L_2} = \frac{w_2}{w_1}, \quad (3.49)$$

где  $L_1$  – размер антенны на частоте  $w_1$ ;

$L_2$  – размер антенны на частоте  $w_2$ ;

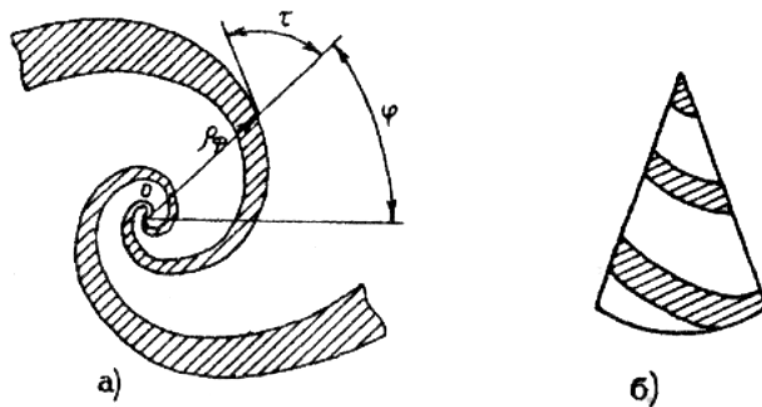


Рис. 3.15. Частотно-независимые антенны:  
а) плоская; б) на конической поверхности

Нижняя граница рабочего диапазона (на частоте  $\omega_1$ ) определяется из условия равенства длин волн периметру последнего витка структуры. Верхняя граница рабочего диапазона (на частоте  $\omega_2$ ), определяется соизмеримостью с длиной волны размеров области возбуждения антенны, где геометрия спиральных линий оказывается нарушенной из-за наличия соединения с линией питания системы.

На рис. 3.16 показаны плоская диапазонная антенна с логарифмическими спиралями и плоская двухзаходная спираль Архимеда.

Логарифмическая спиральная антенна имеет размеры:

$$\rho_1 = A \exp(a\varphi), \rho_2 = M \rho_1 \quad (3.50)$$

$$\rho_3 = A \exp[a(\varphi - \pi)], \rho_4 = M \rho_3$$

Наиболее хорошие результаты получаются при  $a = 0,30$  и  $M = 0,62$ .

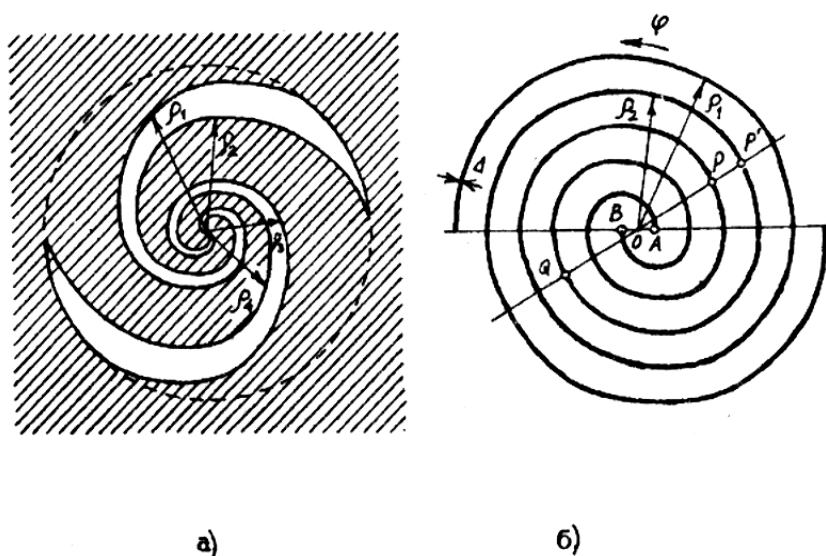


Рис. 3.16. Спиральные антенны:  
а) плоская спиральная антенна с логарифмическими спиралями;  
б) двухзаходная спираль Архимеда

Плечи плоской двухзаходной спирали Архимеда описываются уравнениями

$$\rho_1(\varphi) = a\varphi + b, \rho_2(\varphi) = a(\varphi - \pi) + b \quad (3.51)$$

где  $a$  и  $b$  – постоянные величины. Для таких антенн возможны два режима возбуждения: синфазный (рис. 3.17, а) и противофазный (рис. 3.17, б).

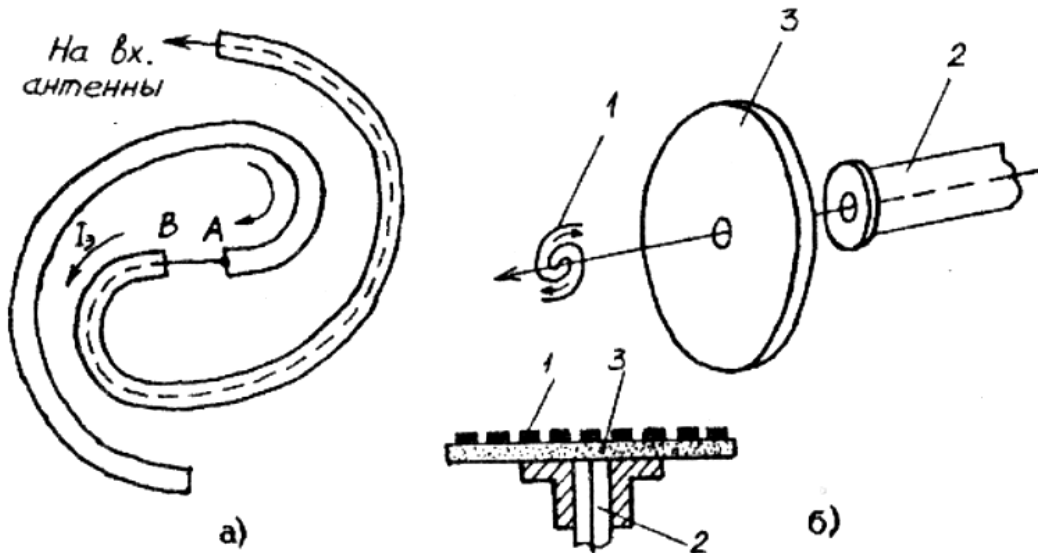


Рис. 3.17. Режимы возбуждения спиральных антенн:

а) синфазный; б) противофазный:

1 – начальные точки спиралей; 2 – коаксиальный кабель; 3 – противовес (диэлектрический лист)

Для противофазного способа возбуждения наибольшую интенсивность имеет излучение токов в районе окружности с радиусом  $\lambda/2\pi$ . При синфазном способе возбуждения интенсивное излучение токов происходит в районе окружности радиусом  $\lambda/\pi$ . Границы рабочего диапазона таких антенн определяются:

$$R_{np} < \frac{\lambda}{2\pi} < R_{вн} \quad \text{– для противофазного возбуждения} \quad (3.52)$$

$$R_{np} < \frac{\lambda}{\pi} < R_{вн} \quad \text{– для синфазного возбуждения.}$$

Здесь  $R_{вн}$  – внешний радиус антенны;  $R_{np}$  – радиус металлического противовеса в возбуждающем устройстве.

ДН архимедовских спиральных антенн можно рассчитать по формулам:

$$F_{\theta}(\theta, \varphi) = j[J_{n-1}(n \sin \theta) + J_{n+1}(n \sin \theta)] \cos \theta e^{-jn\varphi}$$

$$\dot{F}_\varphi(\theta, \varphi) = j[J_{n-1}(n \sin \theta) - J_{n+1}(n \sin \theta)] \cos \theta e^{-jn\varphi}, \quad (3.53)$$

где  $J_{n\pm 1}(x)$  – функция Бесселя, причем  $n = 1$  соответствует противофазному возбуждению спирали,  $n = 2$  – синфазному.

При создании плоских спиральных антенн следует помнить правило: плоская структура, определенная угловыми размерами может трактоваться и как электрическая (вибраторная), и как магнитная (щелевая) излучающая система. Если их входные сопротивления равны, то такая антенна обеспечивает широкий диапазон частот.

Сопротивление излучения и входное сопротивление щели равны:

$$R_{\Sigma_{щ}}^0 = \frac{W}{2R_{\Sigma}^2}$$

$$Z_{ex}^{\mathcal{E}} = \frac{W}{2Z_{ex}^{\mathcal{E}}}, \quad (3.54)$$

где  $W = \sqrt{\mu_e / \varepsilon_e}$  – волновое сопротивление среды;

$R_{\Sigma}^2$  – сопротивление излучения электрического вибратора, эквивалентного данной щелевой антенны;

$Z_{ex}^{\mathcal{E}}$  – входное сопротивление эквивалентного электрического вибратора.

Сопротивление излучения и входное сопротивление двухстороннего щелевого излучателя определяются по формулам

$$R_{\Sigma_{щ}}^{\mathcal{D}} = \frac{W}{4R_{\Sigma}^{\mathcal{E}}}; Z_{EX.щ}^{\mathcal{D}} = \frac{W}{4z_{EX}^{\mathcal{D}}} \quad (3.55)$$

Если  $Z_{BX} = R_{BX} = 60\pi = 189$  Ом, то в этом случае структура является самодополняющей.

Обычно входное сопротивление плоских спиральных антенн лежит в пределах 60 – 200 Ом. Для согласования таких антенн коаксиальным кабелем используют экспоненциальный (плоский) трансформатор.

### 3.6. РАСЧЕТ ДИРЕКТОРНЫХ И ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИХ АНТЕНН (ЛПА)

Директоры или антенны типа волновой канал (АВК) находят широкое применение в телевидении, радиолокации, радиовещании и радиосвязи. АВК представляют собой (рис. 3.18) ряд проволочных вибраторов, расположенных параллельно в одной плоскости. Методика расчета приведена в [18].

Расчет директорных антенн позволяет получить лишь приближенные результаты, т.к. необходимо учитывать много взаимосвязанных факторов (длину и толщину вибраторов, расстояния между ними), и связан с громоздкими вычислениями. Поэтому чаще всего конструируют директорные антенны, подбирая все их размеры экспериментальным путем, придерживаясь следующих правил:

1) по заданной рабочей волне  $\lambda$  рассчитывают и устанавливают длину активного вибратора  $2l$  с учетом укорочения  $\Delta l$ ;

2) устанавливают длину рефлектора  $2l_p$  на 5 – 10% больше длины активного вибратора, а расстояние между вибраторами порядка  $0,2 \lambda$ ;

3) с помощью индикатора поля измеряют напряженность поля  $E_0$  (т.е. в сторону активного вибратора) и  $E_{180}$  (в сторону рефлектора), и регулировкой расстояния  $dp$  между вибраторами и длины рефлектора добиваются минимального отношения  $E_{180} / E_0$  для системы из двух вибраторов;

4) добавляют директор, длину которого  $2l_q$  устанавливают короче на 10 – 15% длины активного, а расстояние  $a_d$  до последнего – порядка  $0,2 \lambda$ , и регулировкой указанных размеров добиваются минимального отношения  $E_{180} / E_0$ . Для системы из трех вибраторов (при этом может потребоваться незначительная подстройка рефлектора);

5) добавляют последовательно второй, третий и т.д. директора и производят аналогичные регулировки;

б) измеряют входное сопротивление антенны, регулировкой длины активного вибратора компенсируют реактивную часть входного сопротивления.

Если же производится теоретический расчет антенны, то лучше пользоваться данными таблиц.

В приложении 3 приведены геометрические размеры трех, пяти- и семиэлементных АВК для приема телевизионных каналов [20].



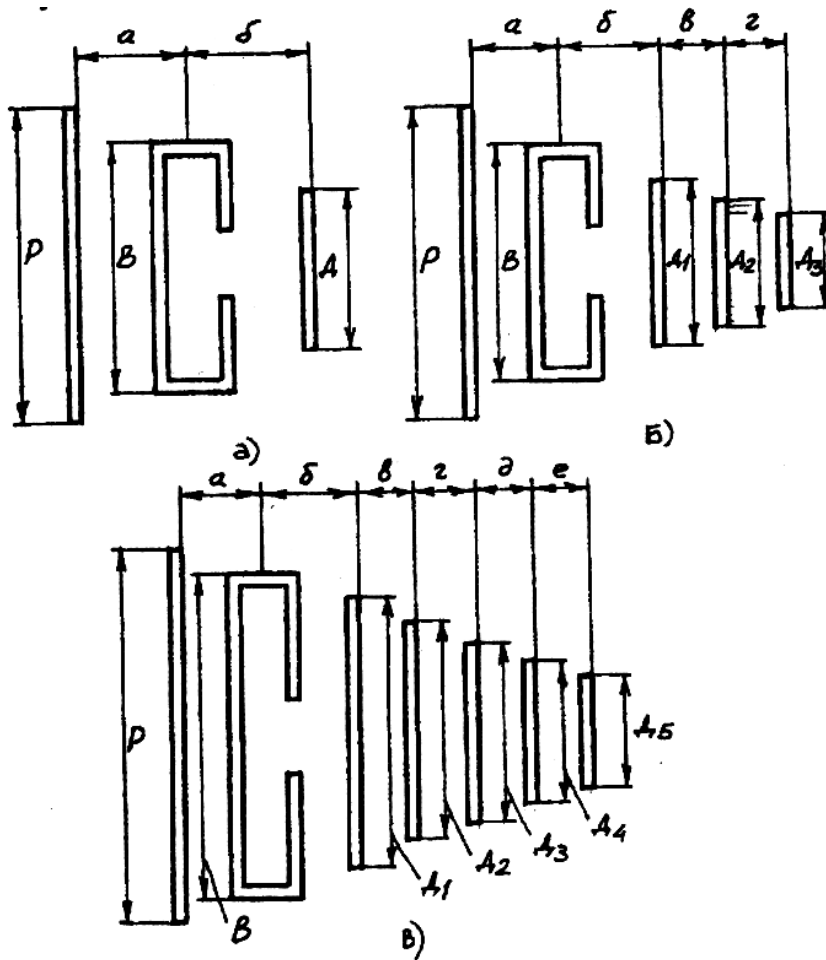


Рис.3.18. Антенны типа АВК:  
 а) трехэлементная; б) пятиэлементная; в) семиэлементная;  
 P – рефлектор; B – активный вибратор; Д, Д1, . . . , Д5 – директоры

ЛПА предназначены для приема в диапазоне метровых волн сигналов нескольких телевизионных каналов, значительно отличающихся по частоте [4]. В случае если телевизионный центр ведет передачи одновременно на низкочастотных (НЧ) и высокочастотных (ВЧ) каналах, приемная антенна должна удовлетворительно работать в широком интервале частот. Для приема значительно отличающихся по частоте каналов применяют сложные антенны с совмещенными структурами, одна из которых рассчитана для приема НЧ, а другая – ВЧ каналов (рис.3.19).

### Методика расчета ЛПА

1. Ориентировочно выбирают допустимый размер антенны L, который определяется длиной НЧ структуры  $L_{нч}$  из таблицы 3.1. В случае, если прием наиболее низкочастотных 1-го и 2-го каналов не предусматривается, указанные в таблице размеры  $L_{нч}$  уменьшают на 0,5 м.

Логопериодические антенны

Номер канала	Предельно достижимый КНД, дб, при $L_H$ , м			
	1	1,5	2	2,5
1	7,5	8,5	9	9,5
1,2	7	8	8,5	9
1-3	5,5	7,5	8	8,5
1-4	4,5	7	7,5	8
1-5	4	7	7,5	8

2. Вычисляют необходимую длину плеч наибольшего и наименьшего вибраторов для НЧ ( $l_{H \max}$ ,  $l_{H \min}$ ) и ВЧ ( $l_{B \max}$ ,  $l_{B \min}$ ) структур :

$$l_{\max} = \lambda_{\max} / 4; l_{\min} = 0,7 \lambda_{\min} / 4, \quad (3.56)$$

где  $\lambda_{\max} = 300 / f_{\min}$ ;  $\lambda_{\min} = 300 / f_{\max}$ ,  $\lambda$  – в метрах,  $f$  – в герцах.

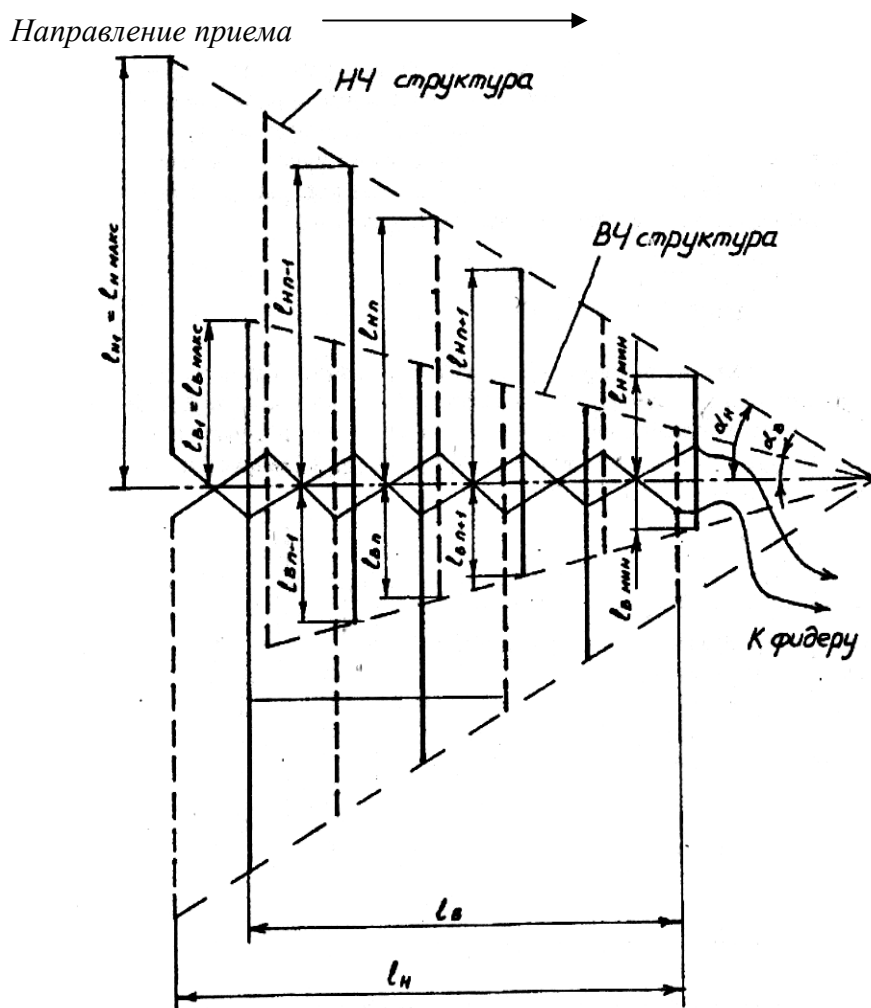


Рис. 3.19. ЛПА с совмещенными структурами

### 3. Рассчитывают

$$\operatorname{tg} \alpha_n = (l_{n \max} - l_{n \min}) / L. \quad (3.57)$$

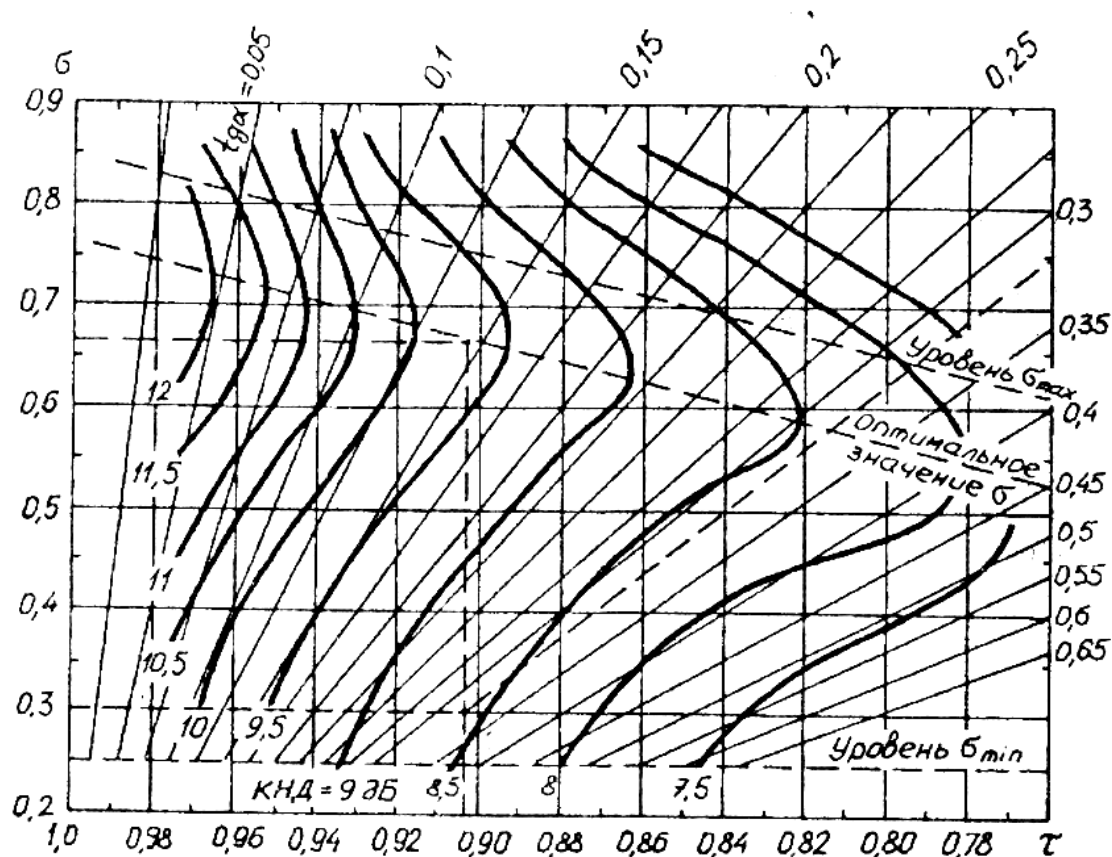


Рис.3.20. Параметры ЛПА

4. По рис.(3.20) находят параметры  $\sigma_n = d_n / l_n$  и  $\sigma_n = d_n / l_n$ . Для этого, перемещаясь сверху вниз по прямой, соответствующей рассчитанному  $\operatorname{tg} \alpha_n$ , останавливаются на минимальном (но не менее 0,25) уровне  $\sigma_n$ , при котором еще достигается требуемый КНД.

Найденное значение  $\tau_n$  — это одновременно и параметр ВЧ структуры, т.е.  $\tau_E = \tau_n$ .

Может оказаться, что при рассчитанном  $\operatorname{tg} \alpha_n$  невозможно достичь требуемого КНД. В этом случае необходимо либо увеличить общую длину антенны  $L$ , либо смириться с меньшим КНД.

5. Определяют длину плеч  $l_{nH}$  вибраторов и интервалы между ними:

$$l_{H1} = l_{H \max}; l_{H2} = l_{H1} \tau_n; l_{H3} = l_{H2} \tau_n \dots \quad (3.58)$$

$$d_{H1} = l_{H1} \sigma_n; d_{H2} = d_{H1} \tau_n; d_{H3} = d_{H2} \tau_n \dots$$

и т.д. до наименьшего вибратора.

6. Рассчитывают параметр

$$\sigma_E = d_{in} / l_{E\max} \quad (3.59)$$

В формулу (3.59) последовательно, начиная с наибольшего ( $d_{H1}$  подставляют значения интервалов между вибраторами НЧ структуры до тех пор, пока параметр  $\sigma_E$  не станет по (рис.3.21) наиболее близким к оптимальному для найденного ранее значения. Номер  $n$  интервала  $\sigma_{in}$ , соответствующий выбранному значению параметра  $\sigma_E$ , определяет и номер вибратора НЧ структуры, с которого начинается совмещение с ВЧ структурой.

При значительном (более чем в 3 раза) отличии частот НЧ и ВЧ поддиапазонов может оказаться, что при всех  $d_{in}$  значения параметра  $\sigma_E$  лежат выше оптимальной области, т.е.  $\sigma_E > \sigma_{\max}$ . В этом случае необходимо вычислить новое значение  $\tau_E$  для ВЧ структуры

$$\tau_E = \sqrt[3]{\tau_H}, \quad (3.60)$$

а затем рассчитать  $\sigma_E$  по формуле

$$\sigma_E = d_{in} / [l_{E\max} (1 + \tau_E + \tau_E^2)] \quad (3.61)$$

Для найденных значений  $\sigma_E$  и  $\tau_E$  по рис. 3.21 определяют КНД на ВЧ каналах.

7. Вычисляют длину плеч вибраторов ВЧ структуры

$$l_{E1\max} = l_{E\max}; l_{E2} = l_{E1}\tau_E; l_{E3} = l_{E2}\tau_E \quad (3.62)$$

и т.д.

Если  $\sigma_E$  определен из соотношения (3.59), то интервалы НЧ и ВЧ структур совпадают, а если из соотношения (3.61), то они получаются разными. В этом случае дополнительно определяют интервалы  $d_{EII}$  для ВЧ структуры:

$$d_{E1} = l_{E1}\sigma_E; d_{E2} = d_{E1}\tau_E; d_{E3} = d_{E2}\tau_E \dots \quad (3.63)$$

и т.д.

8. Выбирают радиус  $r$  труб собирательной линии и расстояние между их осями, при которых обеспечивается требуемая механическая прочность конструкции и входное сопротивление антенны, близкое к 75 Ом. Эти условия выполняются, если

$$r = L_n / (100 \dots 200), b = (3 \dots 4)r \quad (3.64)$$

где общая длина  $L_E$  равна сумме всех интервалов  $d_{HII}$ .

### 3.7. РАСЧЕТ ЗЕРКАЛЬНЫХ И ЛИНЗОВЫХ АНТЕНН

Зеркальные антенны нашли широкое применение в радиолокации, космической радиосвязи, радиоастрономии. Методика расчета зеркальных антенн приведена в [18]. В результате расчета нужно определить параметры:

- площадь отражателя  $S$ ;
- диаметр раскрыва  $d_p$ ;
- ширину луча на уровне 0,5 по мощности в плоскости  $E$  и  $H$  соответственно  $2\theta_{0,5}^E$  и  $2\theta_{0,5}^H$ ;
- фокусное расстояние  $f$ ;
- угол раскрыва  $V_0$ ;
- тип облучателя;
- ДН  $F(\theta, \varphi)$ .

Для уменьшения осевого размера антенны, увеличения коэффициента использования поверхности (КИП) и КПД, для снижения шумовой температуры применяются двухзеркальные антенны Кассегрена, Грегори [3, 5].

Линзовые антенны применяются в диапазоне сантиметровых и дециметровых волн. Методика расчета приведена в [2].

В результате расчета нужно определить параметры:

- площадь линзы  $S$ ;
- диаметр  $d_p$  для круглой и размеры  $d_p$  и  $h$  для прямоугольной линзы;
- ширину луча на уровне 0,5 по мощности в плоскостях  $E$  и  $H$  соответственно  $2\theta_{0,5}^E$  и  $2\theta_{0,5}^H$ ;
- выбрать диэлектрик линзы, для металлопластической линзы определить расстояние  $a$  между пластинами;
- определить толщину  $Z_0$  линзы и фокусное расстояние  $f$ ;
- угол раскрыва линзы  $V_0$ ;
- относительную ширину полосы рабочих частот  $2\Delta f / f_0$ ;
- КПД;
- коэффициент бегущей волны (КБВ) в фидере.

С целью уменьшения толщины линзы и расширения ее рабочего диапазона применяют зонирование. В этом случае дополнительно нужно расчитать:

- ширину ступеньки  $Z_l$ ;
- общее число зон  $k$ .

Уравнение параболы в полярной системе координат имеет вид:

$$r = \frac{2f}{1 + \cos \psi} \quad (3.65)$$

где  $r$  – радиус-вектор точки профиля экрана;

$\psi$  – угол между радиус-вектором и полярной осью.

Уравнение профиля замедляющей линзы имеет вид:

$$r = f \frac{n-1}{n \cos \psi - 1}, \quad (3.66)$$

где  $n$  – коэффициент преломления линзы.

Уравнение профиля ускоряющей линзы:

$$r = f \frac{n-1}{1-n \cos \psi}. \quad (3.67)$$

Уравнение поверхности  $N$ -ой зоны зонированной линзы имеет вид:

$$r_N = f_N \frac{n-1}{1-n \cos \psi}, \quad (3.68)$$

где  $f_N = f + (N-1) \frac{\lambda}{1-N}$ .

Коэффициенты отражения и прохождения для линз определяются по формулам:

$$\Gamma = \left( \frac{n-1}{n+1} \right), \quad T = \frac{4\pi}{(n+1)^2} \quad (3.69)$$

### 3.8. РАСЧЕТ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТЕРЖНЕВЫХ И ПЛОСКИХ РЕБРИСТЫХ АНТЕНН

Диэлектрические стержневые антенны (ДСА) применяются в радиолокационных станциях, работающих на дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волнах. Возбуждением таких антенн служат открытый конец волновода, рупор, система щелей либо штырей, поперечных к оси стержня. Методика расчета ДСА приведена в [18]. В результате расчета нужно определить параметры:

- геометрические размеры стержня  $l_a, r$ ;
- коэффициент укорочения волны  $\xi$ ;
- выбрать диэлектрик;
- ДН  $F(\theta, \varphi)$  и ширину луча на уровне 0,5 по мощности;
- КНД Д;
- КУ  $G$  и КПД  $h_a$ .

Плоские ребристые системы благодаря небольшим поперечным размерам применяются в качестве выступающих или маловыступающих антенн на летательных аппаратах с небольшим аэродинамическим сопротивлением. Методика расчета приведена в [18]. В результате расчета нужно определить параметры:

- оптимальную длину замедляющей структуры  $l_{om}$ ;
- коэффициент укорочения волны  $\delta$ ;

– параметры замедляющей структуры из условий

$$t \gg \tau, t \ll \lambda$$

$$n \frac{\lambda}{4} < h < (n+1) \frac{\lambda}{4}, \quad (3.70)$$

здесь  $n = 0, 2, 4$ .

– ДН  $F(\theta, \varphi)$ .

### 3.9. РАСЧЕТ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Для получения направленных свойств в диапазоне СВЧ часто применяют сложные устройства, состоящие из ряда излучателей, выполненных в виде решеток [8]. Излучатели в антенной решетке располагаются определенным образом относительно друг друга и питаются по определенному закону от общего или когерентных (синфазных) источников сигнала. В зависимости от расположения излучателей различают линейные (одномерные) и поверхностные (двумерные) решетки (рис. 3.21).

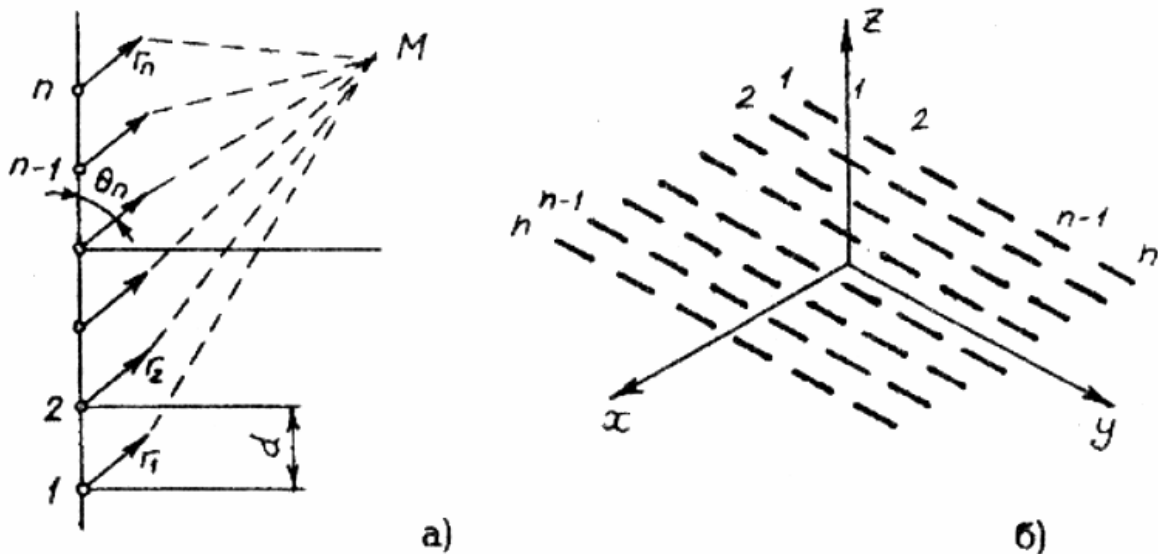


Рис. 3.21. Антенные решетки:  
а) линейная решетка; б) поверхностная решетка

Расчет линейных решеток проводится по методике, изложенной в [18]. Для случая непрерывного источника: источник может работать в 3 режимах:

- 1) режим поперечного излучения – при  $\xi = 0$ ;
- 2) режим наклонного излучения – при  $0 < |\xi| < 1$ ;
- 3) режим осевого излучения – при  $|\xi| > 1$ .

При расчете источника, работающего в режимах 1 и 2, определяется его длина по формулам:

$$l_a = \frac{D\lambda}{2,22}, \text{ если } |\xi| < 1 - \frac{\lambda}{l_a} \quad (3.71)$$

$$l_a = \frac{D\lambda}{2}, \text{ если } l_a \gg \lambda.$$

Ширина ДН на уровне 0,5 по мощности

$$2\theta_{0,5} \approx 0,89 \frac{\lambda}{l_a \sin \theta_{\max}}. \quad (3.72)$$

Ширина ДН на уровне нулевого излучения

$$2\theta_0 \approx 2 \frac{\lambda}{l_a \sin \theta_{\max}}, \quad (3.73)$$

где угловое положение максимума луча (в радианах)

$$\theta_{\max} = \arccos |\xi|$$

Определяется уровень боковых лепестков

$$F_{g \max}(\theta) \approx \frac{1}{(2g+1)\pi}, \quad (3.74)$$

где  $g$  – номер бокового лепестка.

При работе источника в режиме 3 расчет ведется следующим образом.

Определяется длина антенны

$$l_a = \frac{D\lambda}{4,44}, \text{ если } |g| < 1 - \frac{\lambda}{l_a} \quad (3.75)$$

$$l_a = \frac{D\lambda}{4}, \text{ если } l_a \gg \lambda.$$

В этом случае ДН характеризуется параметрами:

$$2\theta_{0,5} \approx 1,88\sqrt{\lambda/l_a} \quad (3.76)$$

$$2\theta_0 \approx 2,82\sqrt{\lambda/l_a} \quad (3.77)$$

В 3 режиме можно обеспечить оптимальный КНД, если

$$l_a \approx \frac{D_{\text{opt}}\lambda}{7,2}, \quad (3.78)$$

при этом  $2\theta_{0,5\text{opt}} \approx 1,06\sqrt{\lambda/l_a}.$  (3.79)

Этот режим обеспечивается, если выполнены соотношения

$$l_{\text{aopt}} \approx \frac{\lambda}{2(|\xi|-1)} \quad (3.80)$$



$$|\xi_{onm}| \approx 1 + \frac{\lambda}{2l_a}.$$

Расчет решетки изотропных (ненаправленных) излучателей ведется следующим образом. Задается разность фаз  $\psi$  между токами соседних излучателей. На практике обычно используется равно-амплитудная эквидистантная решетка излучателей, возбуждаемых синфазно ( $\psi = 0, \theta_{\max} = \pi/2$ ).

Определяется ширина ДН по уровню 0,5 по мощности

$$2\theta_{0,5} \approx \frac{1,78}{D}. \quad (3.81)$$

Из формулы (3.72) находится длина антенны  $l_a$ .

По формуле (3.73) рассчитывается параметр  $2\theta_0$ .

Определяется количество излучателей по формуле:

$$N = \frac{l_a}{d}. \quad (3.82)$$

Определяется направление боковых лепестков и нулей ДН (в радианах) по формулам:

$$\theta_\sigma = \arccos \frac{2(g+1)\pi + N\Psi}{kd}, \quad g = 0, \pm 1, \pm 2 \dots \quad (3.83)$$

$$\theta_0 = \arccos \frac{2g\pi + N\Psi}{Nkd}, \quad g = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$$

Рассчитывается нормированная амплитудная ДН решетки

$$F_H(\theta) = \frac{\sin[0,5N(kd \cos \theta - \psi)]}{N[\sin 0,5(kd \cos \theta - \psi)]}. \quad (3.84)$$

Уровень боковых лепестков определяется по формуле

$$F_{g\max} = \frac{1}{N \sin(g\pi/N + 0,5\pi N)}. \quad (3.85)$$

На практике в качестве элементов решетки чаще применяются направленные излучатели, например симметричные вибраторы. Нормированные амплитудные ДН таких решеток находятся по правилу перемножения диаграмм: для случая поперечного расположения вибраторов

$$F_c(\theta) = \frac{\cos(kl \sin \theta - \cos kl)}{(1 - \cos kl) \cos \theta} \cdot \frac{\sin[0,5N(kd \cos \theta)]}{N[\sin 0,5(kd \cos \theta)]}, \quad (3.86)$$

для случая продольного расположения вибраторов

$$F_c(\theta) = \frac{\cos(kl \sin \theta) - \cos kl}{(1 + \cos kl) \sin \theta} \cdot \frac{\sin[0,5N(kd \cos \theta \psi)]}{N[\sin 0,5(kd \cos \theta \psi)]}. \quad (3.87)$$

Зависимость КНД равно-амплитудной синфазной ( $\psi = 0$ ) решетки поперечных полуволновых вибраторов от относительного расстояния между

вибраторами  $d/\lambda$  изображена на рис.(3.22, а). Аналогичная зависимость для решетки продольных вибраторов показана на рис.(3.22, б).

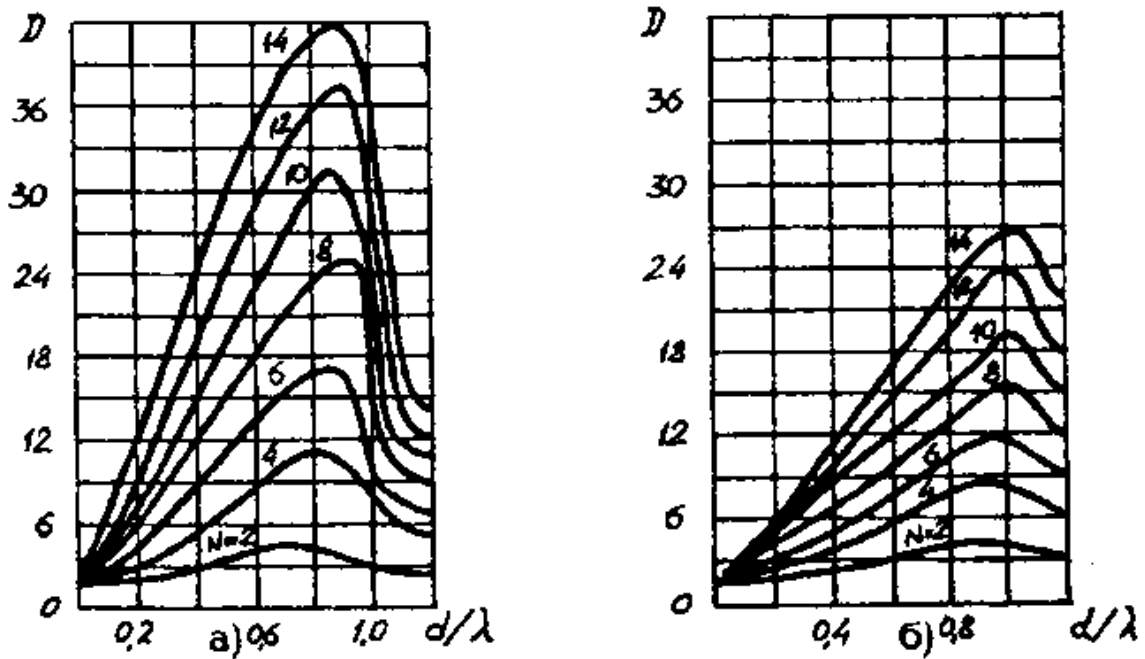


Рис 3.22 Зависимость  $D = f(d/\lambda)$

а) решетка из поперечных вибраторов; б) решетка из продольных вибраторов

Для двумерной антенной решетки шаг выбирается из условий

$$\left. \begin{aligned} d_x &< \frac{\lambda}{1 + \sin \theta_{x \max}} \\ d_x &< \frac{\lambda}{1 + \sin \theta_{y \max}} \end{aligned} \right\} \text{ -- для прямоугольной решетки} \quad (3.88)$$

$$d < \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\lambda}{1 + \sin \theta_{\max}} \text{ -- для треугольной решетки} \quad (3.89)$$

Нормированная амплитудная ДН плоской эквидистантной решетки ненаправленных излучателей при равно-амплитудном линейно-фазном распределении их возбуждения определяется по правилу перемножения диаграмм:

$$F(\theta) = \frac{\sin[0,5N_x(kd_x \sin \theta_x - \Psi_{1x})]}{N_x \sin[0,5(kd_x \sin \theta_x - \Psi_{1x})]} \cdot \frac{\sin[0,5N_y(kd_y \sin \theta_y - \Psi_{1y})]}{N_y \sin[0,5(kd_y \sin \theta_y - \Psi_{1y})]}, \quad (3.90)$$

где  $N_x, N_y$  – количество излучателей вдоль осей  $ox$  и  $oy$  соответственно;

$\Psi_{1x}, \Psi_{1y}$  – разность фаз между токами соседних излучателей вдоль осей  $ox$  и  $oy$  (в радианах) соответственно.

ДН антенной решетки в случае использования направленных излучателей при прочих равных условиях определяется:

– в плоскости Е

$$F(\theta^E) = \frac{\cos(kl \sin \theta^E - \cos kl)}{(1 - \cos kl) \cos \theta^E} \cdot \frac{\sin[0,5N(kd_y \sin \theta^E - \psi_{1y})]}{N_y \sin[0,5(kd_y \sin \theta^E - \psi_{1y})]}, \quad (3.91)$$

– в плоскости Н

$$F(\theta^H) = \frac{\sin[0,5N(kd_x \sin \theta^H - \psi_{1x})]}{N_x \sin[0,5(kd_x \sin \theta^H - \psi_{1x})]} \quad (3.92)$$

Если антенная решетка содержит рефлектор, то выражения для ДН нужно домножить на множитель

$$F_p(\theta) = \cos[0,25\pi(1 - \sin \theta)] \text{ – при настроенном рефлекторе,} \quad (3.93)$$

$$F_p(\theta) = \sin(0,5\pi \sin \theta) \text{ – для плоского рефлектора.}$$

Ширина луча синфазной  $\psi_{1x} = \psi_{1y} = 0$  равно-амплитудной эквидистантной решетки симметричных вибраторов на уровнях 0,5 по мощности и нулевого излучения в соответствующих плоскостях определяется по формулам (3.81) и (3.73), где  $\theta_{\max} = \pi/2$ , направления боковых лепестков, нулей излучения и уровень боковых лепестков рассчитывается по формулам (3.83) и (3.85), где  $\psi = 0$ , а КНД находится по формуле:

$$D = \frac{120}{R_{\Sigma c}} (N_x N_y)^2 (1 - \cos kl)^2 \quad (3.94)$$

где  $R_{\Sigma c}$  – сопротивление излучения антенной решетки (в Омах), которое находится по формуле:

$$R_{\Sigma c} = R_{\Sigma 1} + R_{\Sigma 2} + \dots + R_{\Sigma i} + \dots + R_{\Sigma N}, \quad (3.95)$$

$$\text{где } R_{\Sigma i} = R_{\Sigma ni} + R_{\Sigma BH1} + R_{\Sigma BH2} + \dots + R_{\Sigma BHIN}, \quad (3.95)$$

где  $R_{\Sigma ni}$  – сопротивление излучения уединенного  $i$ -го вибратора решетки, отнесенное к пучности тока, Ом;

$R_{\Sigma BH1}, R_{\Sigma BHIN}$  – вносимые сопротивления излучения (в Омах), обусловленные влиянием каждого из остальных вибраторов решетки на  $i$ -й. Значения вносимых сопротивлений определяется из таблицы 3.2 в зависимости от расстояния между вибраторами  $d$  и смещения вибраторов  $h$  (рис. 3.23).

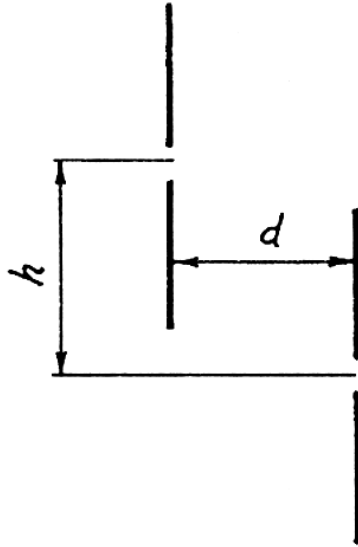


Рис. 3.23. Взаимное расположение вибраторов КНД решетки

Взаимное расположение вибраторов КНД решетки можно также оценить по формуле

$$D \approx \frac{N^2}{N - 1 + \pi / (kd_{\min})}, \quad (3.96)$$

где  $d_{\min}$  – минимальное расстояние между излучателями.

Таблица 3.2.

Значения вносимых сопротивлений излучения для синфазных полуволновых вибраторов

$d/\lambda$	$R_{\Sigma_{\text{ВН}}} \text{ Ом}$			
	$h/\lambda = 0$	$h/\lambda = 0,5$	$h/\lambda = 1$	$h/\lambda = 1,5$
0	+ 73,1	+ 26,4	- 4,1	+ 1,7
0,1	- 67,3	+ 23,5	- 4,1	+ 1,7
0,2	+ 51,4	+ 15,7	- 4,0	+ 1,7
0,3	+ 29,3	+ 5,20	- 3,5	+ 1,6
0,4	+ 6,20	- 4,90	- 2,4	+ 1,4
0,5	- 12,5	- 11,9	- 0,8	+ 1,1
0,6	- 23,3	- 14,1	+ 1,5	+ 0,5
0,7	- 24,9	- 11,3	+ 3,6	- 0,4
0,8	- 18,5	- 4,90	+ 5,1	- 1,3
0,9	- 7,50	+ 2,80	+ 5,3	- 2,1
1,0	+ 4,00	+ 9,00	+ 4,1	- 2,7
1,1	+ 12,4	+ 12,0	+ 1,5	- 2,8
1,2	+ 15,2	+ 10,8	- 1,6	- 2,2
1,3	+ 12,6	+ 6,30	- 4,5	- 1,1
1,4	+ 6,00	- 0,10	- 6,3	+ 0,4
1,5	- 1,80	- 5,80	- 6,2	+ 2,1

$d/\lambda$	$R_{\Sigma_{ВН}} \text{ Ом}$			
	$h/\lambda = 0$	$h/\lambda = 0,5$	$h/\lambda = 1$	$h/\lambda = 1,5$
1,6	- 8,10	- 9,20	- 4,3	+ 3,4
1,7	- 10,9	- 9,30	- 1,2	+ 4,0
1,8	- 9,40	- 6,10	+ 2,4	+ 3,6
1,9	- 4,80	- 1,20	+ 5,1	+ 2,2
2,0	+ 1,10	+ 3,90	+ 63	- 0,1
2,1	+ 6,10	+ 7,20	+ 5,4	- 1,9
2,2	+ 8,40	+ 7,80	+ 2,9	- 3,6
2,3	+ 7,60	+ 5,60	- 0,5	- 4,3
2,4	+ 4,00	+ 1,60	- 3,6	- 3,8
2,5	- 0,70	- 2,70	- 5,4	- 2,2

### 3.10. РАСЧЕТ МИКРОПОЛОСКОВЫХ АНТЕНН (МПА)

В настоящее время в микроэлектронике СВЧ широкое применение получили интегральные схемы. Основу таких схем составляют, как правило, отрезки МПЛ (рис.2.3). МПЛ обладает очень важными достоинствами. Они имеют малые габариты и массу, дешевы в изготовлении и удобны для массового производства методами интегральной технологии, что позволяет реализовать на пластине из металлизированного с одной стороны диэлектрика целые узлы и функциональные модули в микрополосковом исполнении.

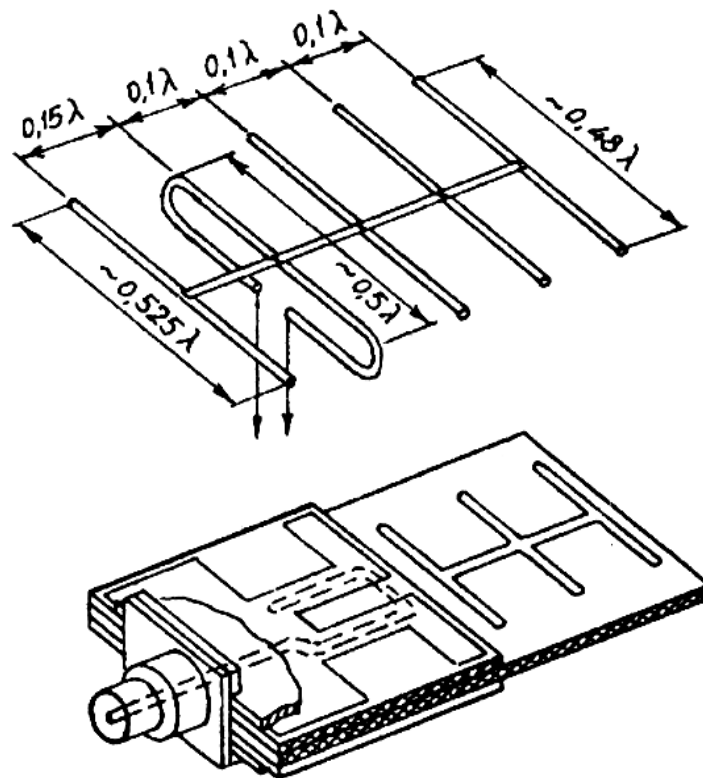


Рис. 3.24. Проволочная и микрополосковая директорные антенны

Рассмотрим методику расчета директорной МПА [6, 8].

а) проводится расчет размеров проволочного прототипа, т.е. проволочной антенны;

б) выбирается материал МПА с толщиной

$$h = (0,1 + 0,01) \lambda; \quad (3.97)$$

в) определяется эффективная диэлектрическая проницаемость по формуле (2.12).

Ленточному вибратору можно поставить в соответствие вибратор с круглым поперечным сечением, при этом проволочный вибратор имеет вдвое меньший поперечный размер (рис. 3.25).

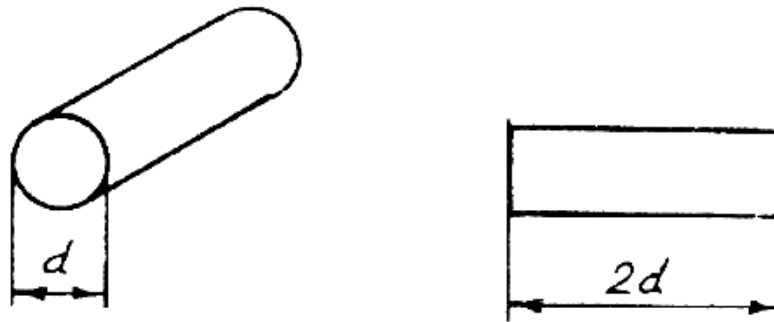


Рис. 3.25. Аналог ленточного вибратора круглому

г) определяются размеры МПА (они все будут меньше соответствующих размеров проволочной антенны);

д) активный вибратор представляет собой конструкцию, изображенную на рис. 3.26.

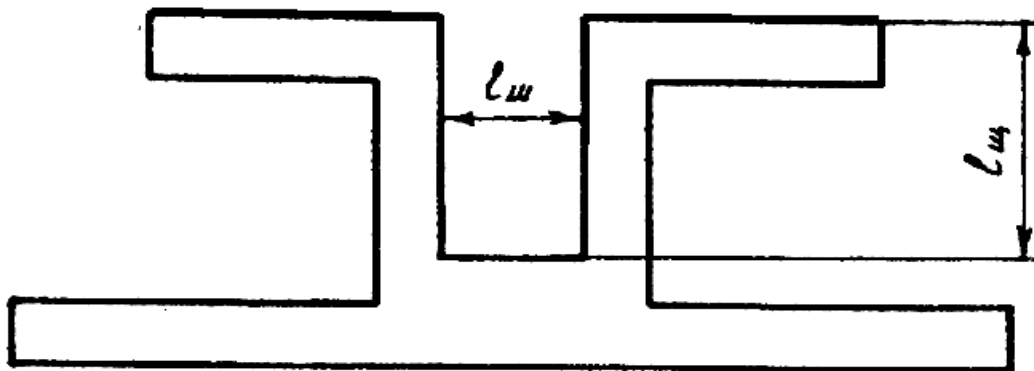


Рис. 3.26. Активный вибратор

Короткозамкнутый шлейф на щелевой линии передачи обеспечивает симметричное возбуждение вибратора;

е) КНД и коэффициент усиления определяются по формулам для директорных антенн;

ж) затухание в МПА определяется по формулам (2.19) – (2.22);

з) величина входного сопротивления в зависимости от соотношения  $L/\lambda$  находится из графиков рис.3.27.

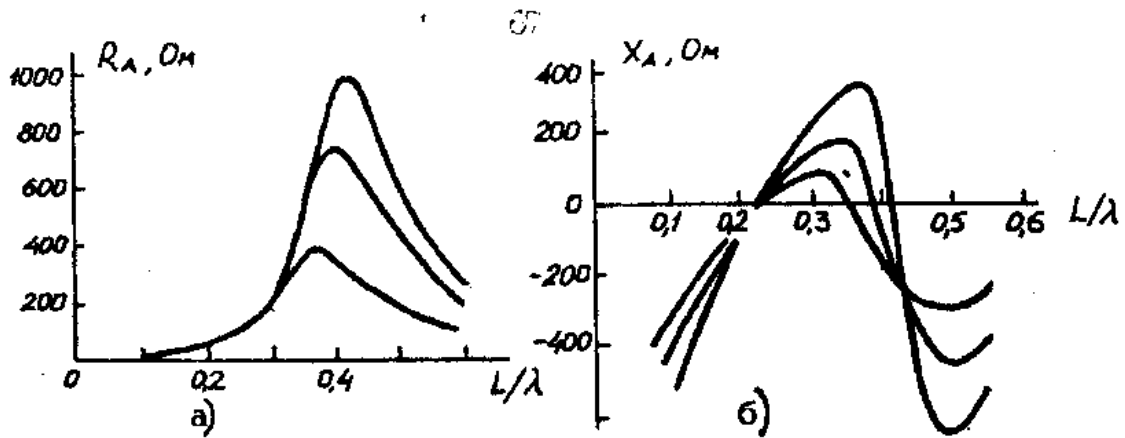


Рис. 3.27. Зависимости: а)  $R_A = f(L/\lambda)$ ; б)  $X_A = f(L/\lambda)$

ДН ленточного вибратора при  $L/d > 5$  принимается такой же, как и для бесконечно тонкого проволочного вибратора. При  $L/d < 5$  в ДН вместо нулей появляются минимумы на уровне приблизительно 12 дБ. Такое запаздывание нулей ДН нежелательно из-за появления кросс-поляризации, снижения усиления и т.д. Описанный расчет ленточного вибратора применим для проводника размером  $2d < 0,1$ .

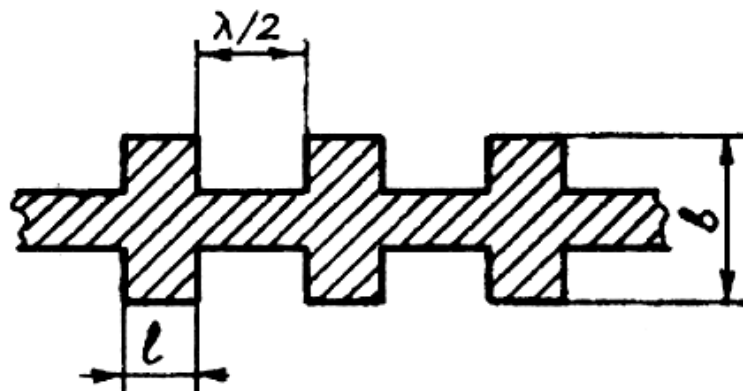


Рис. 3.28. Микрополосковая антенная решетка

Расчет МПА в виде решеток (рис. 3.29) ведется по следующей методике:  
а) выбираются размеры единичного излучателя (обычно  $b = l = 0,5\lambda$  определяется по формуле (2.18);

б) находится КНД и коэффициент усиления одного излучателя по формулам (3.48);

в) находится количество излучателей

$$N = G_{\Sigma} / G, \quad (3.98)$$

где  $G_{\Sigma}$  – суммарный коэффициент усиления антенной решетки;

г) ДН антенной решетки находится по формуле:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{\sin \psi_x}{2 \sin \left( \frac{\psi_x}{2} \right)} \cdot \frac{\sin \psi_y}{2 \sin \left( \frac{\psi_y}{2} \right)} \cdot \frac{\sin(\pi b \lambda^{-1} \cos \varphi)}{\pi b \lambda^{-1} \cos \varphi} \cos \theta \cdot \cos \left( \frac{\pi l}{\lambda} \sin \theta \right) = F_N(\theta, \varphi) \cdot F_{y\bar{e}}(\theta, \varphi), \quad (3.99)$$

$$\text{где } \psi_x = 0,5 N_1 k d x \sin \theta \cos \varphi, \quad (3.100)$$

$$\psi_y = 0,5 N_2 k d y \sin \theta \cos \varphi \quad (3.101)$$

$F_N(\theta, \varphi)$  – множитель направленности для N-го излучателя;

$F_{y\bar{e}}(\theta, \varphi)$  – ДН единичного излучателя. Здесь  $N_1, N_2$  – количество излучателей вдоль оси x и y соответственно;  $d_x$  и  $d_y$  – расстояния между излучателями вдоль осей x и y соответственно. Обычно  $d_x = d_y = \lambda$

д) проводится расчет согласования антенны с фидером (рис.3.29)

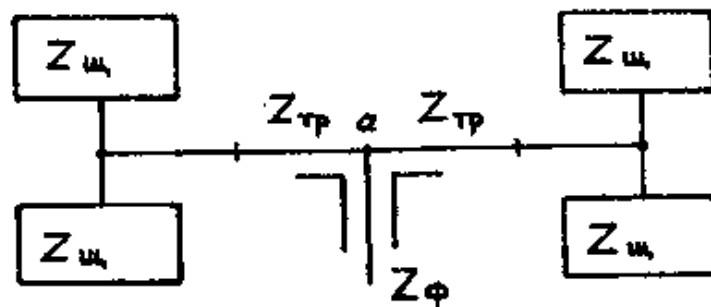


Рис. 3.29. Согласование антенны с фидером

Волновое сопротивление единичного излучателя определяется как входное сопротивление эквивалентной данному излучателю щели

$$Z = \frac{(60\pi)^2}{Z_a} = \frac{(60\pi)^2 (R_a - jX_a)}{R_a^2 + X_a^2}, \quad (3.102)$$

где  $Z_a$  – входное сопротивление электрического вибратора, эквивалентного данной щели;

$R_a, X_a$  – активная и реактивная составляющие входного сопротивления.

Ширина полосок рассчитывается по формуле (2.13)

Волновое сопротивление  $Z_{E2} = Z_u / 2$ .

Между фидером с волновым сопротивлением  $Z < t >$  нужно включить  $\lambda/4$ -трансформатор с волновым сопротивлением  $Z_{\text{тр}}$ , определяемым по (3.13).

е) рассчитывается КСВ в антенне по формулам 3.10, 3.11.



## ВАРИАНТЫ ЗАДАНИЙ НА КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ

1. Петлевой вибратор с индуктивной нагрузкой. Диапазон частот 400 – 700 МГц,  $G \geq 3$  дБ. Питание коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом,  $KCB \leq 2$ .
2. Волноводно-щелевая антенна нерезонансного типа. Диапазон частот 10 – 11 ГГц,  $2\theta_{0,5}^H \leq 20^\circ$ ,  $2\theta_{0,5}^E$  не регламентируется.  $KCB \leq 1,2$ . Питание – коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 100 Ом.
3. Щелевая антенна с резонатором,  $f = 7$  ГГц,  $G \geq 3$  дБ,  $2\theta_{0,5} \leq 45^\circ$ . Питание – коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50 Ом.
4. Зеркальная параболическая антенна. Диапазон частот 8 – 9 ГГц,  $G \geq 30$  дБ,  $2\theta_{0,5}^H \leq 20^\circ$ ,  $2\theta_{0,5}^E \leq 30^\circ$ .
5. Микрополосковая антенна,  $f = 5,6$  ГГц,  $G \geq 10$  дБ, круговая поляризация. Питание – коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50 Ом. Полоса пропускания 5%,  $KCB \leq 1,5$ .
6. Диэлектрическая антенна для облучателя зеркальной антенны. Параметры зеркальной антенны:  $\Delta f = 14 - 15$  ГГц,  $G \geq 18$  дБ,  $2\theta_{0,5} \leq 30^\circ$ .
7. Облучатель параболической антенны ретранслятора,  $\Delta f = 8 - 9$  ГГц,  $2\theta_{0,5}^H \leq 20^\circ$ ,  $2\theta_{0,5}^E \leq 30^\circ$ ,  $G \geq 30$  дБ,  $KCB \leq 1,5$ . Питание – прямоугольный волновод.
8. Пирамидальная рупорная антенна для ретранслятора,  $\Delta f = 8 - 10$  ГГц,  $2\theta_{0,5}^H \leq 20^\circ$ ,  $2\theta_{0,5}^E \leq 30^\circ$ . Питание – прямоугольный волновод.
9. Вибраторная антенна,  $f = 10$  МГц. Антенна всенаправленная питание – коаксиальный кабель.  $Z_B = 75$  Ом,  $KCB \leq 2$ . Полоса пропускания 10%. Назначение – стационарные средства связи.
10. Волноводно-щелевая антенна резонансного типа,  $f = 300$  ГГц,  $2\theta_{0,5}^E \leq 23^\circ$ ,  $2\theta_{0,5}^H$  – не регламентируется. Питание – волновод,  $KCB \leq 1,2$ . Полоса пропускания  $\Delta f = 10\%$ . Назначение – антенна летательного объекта.
11. Волноводно-щелевая антенна нерезонансного типа,  $\Delta f = 15 - 16$  ГГц. Питание – коаксиальный кабель с  $Z_B = 50$  Ом,  $KCB \leq 1,2$ . Назначение – антенна РЛС летательного объекта.
12. Турникетная антенна,  $f = 450$  МГц,  $G \geq 3$  дБ. Питание – коаксиальный кабель с  $Z_B = 75$  Ом,  $KCB \leq 2$ . Назначение – всенаправленная антенна берегового маяка.
13. Двухзеркальная параболическая антенна космической связи,  $\Delta f = 15 - 16$  ГГц,  $G \geq 50$  дБ.
14. Линейная антенная решетка,  $f = 500$  МГц,  $2\theta_{0,5}^H \leq 30^\circ$ ,  $2\theta_{0,5}^E \leq 40^\circ$ ,  $G \geq 30$  дБ.
15. Облучатель параболической антенны,  $\Delta f = 10 - 12$  ГГц,  $2\theta_{0,5}^H \leq 15^\circ$ ,  $2\theta_{0,5}^E \leq 20^\circ$ ,  $G \geq 45$  дБ. Питание – коаксиальный кабель с  $Z_B = 50$ ,  $KCB \leq 1,5$ .
16. Вибраторная антенна с индуктивной нагрузкой,  $f = 27$  МГц,  $KCB \leq 2$ .
17. Облучатель зеркальной параболической антенны,  $\Delta f = 10 - 12$  ГГц,  $G \geq 40$  дБ,  $KCB \leq 1,5$ . Назначение – антенна высотомера наземной РЛС.
18. Облучатель зеркальной параболической антенны,  $\Delta f = 17 - 20$  ГГц,  $G \geq 3$  дБ,  $KCB \leq 1,5$ . Питание – волновод. Назначение – антенна высотомера наземной РЛС.
19. Зеркальная параболическая антенна,  $\Delta f = 17 - 20$  ГГц,  $G \geq 30$  дБ,  $2\theta_{0,5}^E \leq 5^\circ$ .
20. Диэлектрическая антенна для облучателя зеркальной антенны. Параметры зеркальной антенны:  $\Delta f = 20 - 21$  ГГц,  $G \geq 35$  дБ,  $2\theta_{0,5} \leq 30^\circ$ .
21. Ромбическая антенна,  $\Delta f = 500 - 600$  МГц,  $G \geq 3$  дБ,  $KCB \leq 2$ .
22. Зеркальная параболическая антенна  $2\theta_{0,5}^H \leq 80^\circ$ ,  $2\theta_{0,5}^E$  не регламентируется.  $\Delta f = 10 - 12$  ГГц,  $G \geq 40$  дБ,  $KCB \leq 1,2$ .
23. Микрополосковый направленный ответвитель,  $f = 2,5$  ГГц,  $C_{14} = 10$  дБ,  $\epsilon = 9,6$ .

24. Микрополосковый направленный ответвитель с боковой связью,  $f = 4$  ГГц,  $C_{14} = 3$  дБ,  $\epsilon = 9,6$ .
25. Параллельный пятиканальный сумматор мощности на НПЛ,  $f = 3$  ГГц,  $Z_0 = 50$  Ом, равное деление мощностей.
26. Полосно-пропускающий фильтр,  $\Delta f = 1 - 1,5$  ГГц,  $L_3 = 20$  дБ,  $L_{\Pi} = 1,5$  дБ.
27. Фазовращатель на НПЛ,  $f = 2,5$  ГГц,  $\Delta\phi = 0 - \pi/4$ .
28. Рупорная антенна с замедляющей линзой,  $\Delta f = 4 - 8$  ГГц,  $G \geq 20$  дБ,  $KCB \leq 2$ .
29. Архимедова спиральная антенна, противофазный способ возбуждения.  $\Delta f = 1,4 - 1,6$  ГГц,  $G \geq 3$  дБ. Питание – коаксиальный кабель с  $Z_B = 50$  Ом,  $KCB = 1,5$ . Назначение – всенаправленная антенна приемников навигационных систем.
30. Спиральная логарифмическая антенна,  $\Delta f = 700 - 800$  МГц. Питание коаксиальный кабель с  $Z_B = 50$  Ом. Запитка противофазная,  $KCB \leq 2$ .
31. Двухчастотная малогабаритная спиральная антенна,  $f_1 = 25$  МГц,  $f_2 = 60$  МГц,  $KCB \leq 2$ . Антенна всенаправленного действия.
32. Микрополосковая антенна  $f = 2,7$  ГГц, линейная поляризация,  $G \geq 18$  дБ,  $KCB \leq 1,5$ .
33. Рупорная антенна с ускоряющей линзой для ретранслятора РРЛ,  $G \geq 30$  дБ,  $f_1 = 6400$  МГц,  $f_2 = 5300$  МГц. Питание – коаксиальный кабель с  $Z_B = 75$  Ом.
34. Архимедова спиральная антенна навигационной системы морского базирования,  $\Delta f = 1,4 - 1,6$  ГГц. Питание – коаксиальный кабель с  $Z_B = 50$  Ом,  $KCB \leq 1,5$ .
35. Антенна с угловым зеркалом,  $\Delta f = 300 - 400$  МГц. Питание – коаксиальный кабель с  $Z_B = 75$  Ом,  $KCB \leq 2$ .
36. Двухчастотная малогабаритная спиральная антенна,  $f_1 = 300$  МГц,  $G \geq 4$  дБ,  $KCB \leq 2$ . Антенна всенаправленная.
37. Микрополосковая директорная антенна,  $\Delta f = 300 - 400$  МГц,  $KCB \leq 2$ . Питание – коаксиальный кабель с  $Z_B = 75$  Ом. Назначение – стационарные системы связи.

# ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 1 ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЛНОВОДНЫХ ЧЕТЫРЕХПЛЕЧНЫХ СОЕДИНЕНИЙ

### 1. Цель работы

Изучить основные свойства и характеристики волноводных четырехплечных соединений, исследовать экспериментально некоторые из основных характеристик.

### 2. Общие введения

К четырехплечным волноводным соединениям относятся двойное Т-образное соединение, называемое двойным тройником, направляющий ответвитель, щелевой и кольцевой мосты. В общем случае любое четырехплечное устройство может быть представлено в виде восьмиполюсника (рис. 1.1), в плечах которого на отсчетных сечениях существуют падающие  $\dot{a}_p$  и отраженные  $\dot{b}_p$  комплексные волны напряжения.

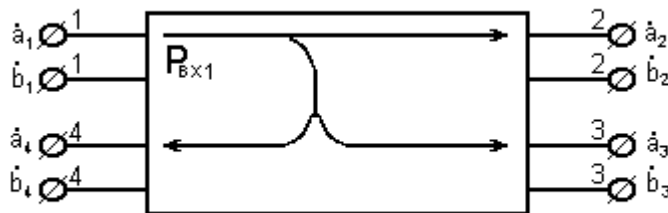


Рис. 1.1. Функциональная схема восьмиполюсника

В данной лабораторной работе исследуются следующие четырехплечные соединения: направленный ответвитель и двойной волноводный тройник.

#### 2.1. Направленный ответвитель

Направленный ответвитель (НО) – это устройство из двух отрезков линий передачи, в котором часть энергии электромагнитной волны, распространяющаяся в основном линии передачи (основном канале), посредством элементов связи в виде отверстий ответвляется во вспомогательную линию передачи (вспомогательный канал) и передается в одном определенном направлении. Направленная передача энергии в таких устройствах возможна при условии согласования всех его плеч. При идеальном согласовании одно из плеч вспомогательного канала развязано, и энергия в него не поступает. В двух других плечах, называемых рабочими, входная мощ-

ность распределяется в соответствии с выбранной величиной связи между основной и вспомогательной линиями передачи. Принцип работы такого устройства рассмотрим на примере НО с двумя элементами связи (рис. 1.2).

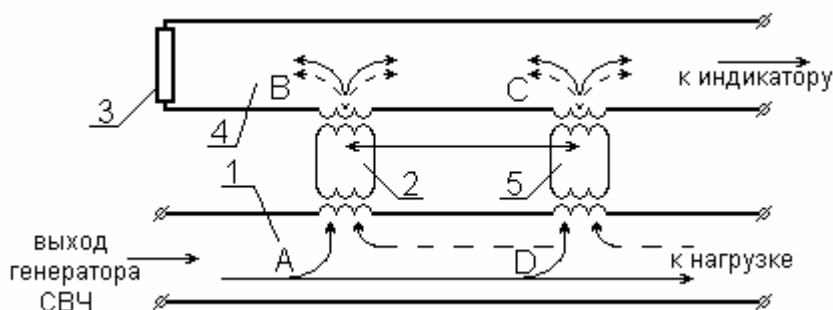


Рис. 1.2. Схема НО: 1 – основной канал; 2,5 – элементы связи; 3 – поглощающая нагрузка; 4 – вспомогательный канал

Основной канал 1 и вспомогательный канал 4 связаны между собой элементами связи 2 и 5, расположенными друг от друга на расстоянии  $l = \lambda/4$  где  $\lambda$  – длина волны в линии передачи. Основной канал 1 возбуждается генератором СВЧ и нагружен на несогласованное сопротивление, т.е. в нем существует падающая (на рис. 1.2 сплошная линия) и отраженная (на рис. 1.2 штриховая линия) волны. Во вспомогательном канале 4 сопротивление поглощающей нагрузки 3 и входное сопротивление индикатора равны волновому сопротивлению, т.е. при возбуждении линии в ней устанавливается бегущая волна. Рассмотрим фазовые соотношения между колебаниями, распространяющимися во вспомогательном канале 4 при возбуждении его через элементы связи 2 и 5 (их коэффициенты связи при этом считаем равными). Как видно из рис. 1.2 падающая волна основного канала 1, возбуждая элементы связи, ответвится во вспомогательный канал 4 по двум равным путям ABC и ADC, сложится в точке В в фазе и пойдет далее по вспомогательному каналу 4 вправо, т.е. к индикатору. Амплитуда этих колебаний равна сумме амплитуд колебаний, поступавших через элементы связи. Это первый путь возбуждения. Возможен и второй путь возбуждения падающей волны во вспомогательном канале АВ и ADCВ. Но, как видно из рис. 1.2, волны, прошедшие эти два пути, будут иметь в точке В разность хода  $\lambda/2$ . Следовательно, при равенстве амплитуд эти колебания в точке В будут взаимно компенсироваться.

Отраженная волна, пришедшая из основного канала 1 по путям DCB и DAB, сложится в точке С в фазе и пойдет в поглощающую нагрузку 3, от которой нет отражения. Отраженная волна, пришедшая по путям DC и DABC, сложится в точке С в противофазе, и поэтому во вспомогательном канале 4 отраженная волна вправо, т.е. к индикатору, не пойдет. Следовательно, индикатор будет реагировать только на падающую волну основно-

го канала, т.е. к индикатору потупит мощность, уменьшенная в определенное число раз по сравнению с мощностью в основном канале. Уменьшение мощности определяется коэффициентами связи элементов 2 и 5. Нужно отметить, что в реальных конструкциях НО идеальное согласование не достигается, а это приводит к тому, что в теоретически развязанное плечо частично попадает мощность, действующая на входе но, т.е. наблюдается некоторое прохождение сигнала в «ненормальном» направлении. Последнее может быть также обусловлено неточностью изготовления НО и отклонением длины волны от расчетной.

На рис. 1.3 показано графическое изображение НО на электрических схемах.

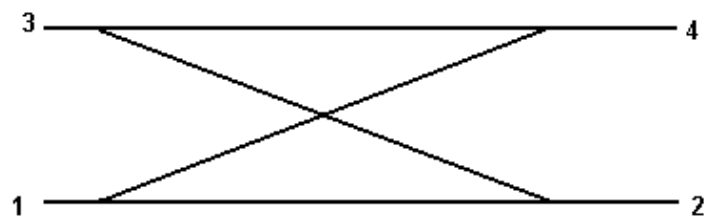


Рис.1.3. Изображение НО на электрических схемах

Для характеристики свойств НО приняты следующие параметры. Рабочее затухание – отношение мощностей на входе  $P_1$  и выходе  $P_2$  основного канала:

$$C_{12} = 10 \lg(P_1 / P_2) \quad [\text{дБ}].$$

Развязка – отношение мощности  $P_1$  на входе основного канала к мощности  $P_3$ , на выходе развязанного плеча вспомогательного канала:

$$C_{13} = 10 \lg(P_1 / P_3) \quad [\text{дБ}].$$

В идеальном случае  $C_{13} \rightarrow \infty$ .

Переходное ослабление – отношение мощности  $P_1$  на входе основного канала к мощности  $P_4$  на выходе рабочего плеча вспомогательного канала:

$$C_{14} = 10 \lg(P_1 / P_4) \quad [\text{дБ}]$$

Величина переходного ослабления зависит от размеров и числа элементов связи между основным к вспомогательным каналами НО. Обычно  $C_{14} = 3 \dots 25$  дБ. В зависимости от этого параметра НО классифицируются на:

- а) НО со слабой связью  $C_{14} > 10$  дБ;
- б) НО с сильной связью  $C_{14} < 10$  дБ;

в) 3-х дБ НО ( $C_{14}=3,01$  дБ) с равными мощностями в рабочих плечах. Направленность – отношение мощностей на выходе рабочего  $P_4$  и развязанного  $P_3$  плечей вспомогательного канала:

$$C_{43} = 10 \lg(P_4 / P_3) \quad [\text{дБ}].$$

В идеальном случае  $C_{43} \rightarrow \infty$ . Реально направленность составляет 15...40 дБ в зависимости от типа ответвителя, качества согласования плеч с нагрузками, диапазона частот.

Коэффициент деления мощности – отношение мощностей на выходах рабочих плеч основного  $P_2$  и вспомогательного  $P_4$  каналов:

$$C_{24} = 10 \lg(P_2 / P_4) \quad [\text{дБ}].$$

Коэффициент стоячей волны (КСВ) – параметр, характеризующий степень согласования плеч НО с нагрузками:  $\text{КСВ} = E_{\text{макс}}/E_{\text{мин}}$ , где  $E_{\text{макс}}$ ,  $E_{\text{мин}}$  – соответственно максимальное и минимальное значение напряженности поля в линии передачи с НО при подключении к плечам 2 и 4 согласованных нагрузок (СН).

Фазовые отношения характеризуют относительную разность фаз выходных сигналов рабочих плеч НО.

Полоса пропускания ( $\Delta f$ ) – диапазон частот, на котором неравномерность величин переходного ослабления или направленности не превышает заданного значения. Для расширения полосы пропускания НО отверстия связи выполняют в виде щелей, вместо двух отверстий делают три и более. Допустимая мощность рассеивания НО определяется поглощающим сопротивлением вспомогательного канала.

Конструкция НО показана на рис. 1.4.

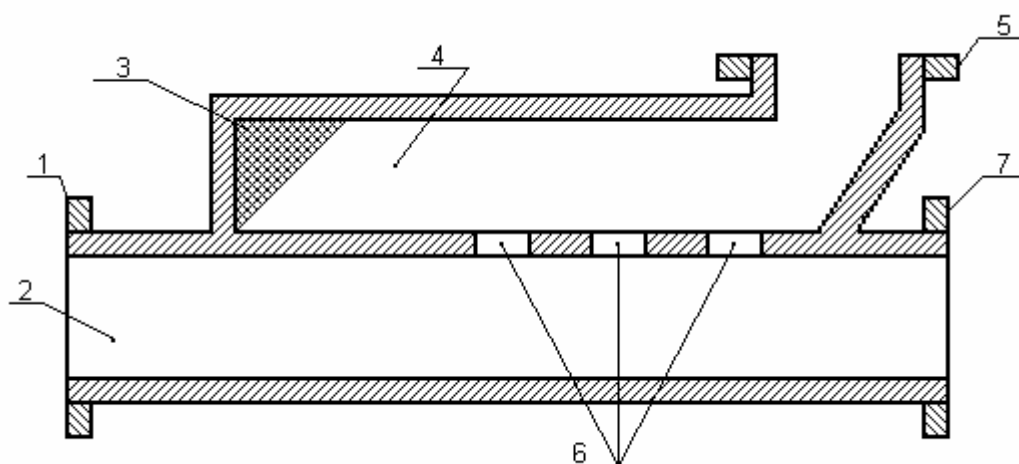


Рис. 1.4. Конструкция НО:

1, 7 – фланцы основного волновода; 2 – основной волновод; 3 – поглощающая нагрузка; 4 – вспомогательный волновод; 5 – фланец вспомогательного волновода; 6 – отверстия связи

Волноводный НО (рис. 1.4) представляет собой устройство, состоящее из 2 отрезков стандартного волновода сечением  $23 \times 10$  мм (основного 2 и вспомогательного 5), имеющих общую широкую стенку. В общей стенке сделаны три отверстия связи 6, через которые ответвляется небольшая часть мощности из основного волновода во вспомогательный. Эти отверстия располагаются на расстоянии  $\lambda/4$  друг от друга. Такой ответвитель можно рассматривать как комбинацию двух двухдырочных ответвителей. Он может работать в более широкой полосе частот, чем простой двухдырочный НО.

Количество отверстий, их форма и размеры, взаимное расположение определяют параметры НО. При наличии нескольких отверстий суммарная величина ответвленной мощности равна сумме мощностей, ответвленных каждым отверстием. В многодырочных ответвителях расстояние между отверстиями связи не обязательно должно быть равно  $\lambda/4$ , но при этом обеспечивается наибольшая широкополосность многодырочных НО.

Направленные ответвители являются наиболее распространенными элементами СВЧ диапазона. Они выполняются на всех типах линий передач, НО используются в качестве элементов многих сложных устройств, например: фильтров, сумматоров и делителей мощности, смесителей, модуляторов, переключателей, фазовращателей. Также, НО можно использовать как самостоятельные узлы при проведении различного рода измерений в СВЧ диапазоне: измерении больших и средних мощностей посредством измерителей малой мощности, измерении добротности резонаторов, контроле уровня проходящей и отраженной волн в линиях передач, измерений коэффициента отражения в линии и т.д.

## 2.2. Двойной волноводный тройник

Двойной волноводный тройник состоит из двух Т-образных волноводных тройников (рис. 1.5).

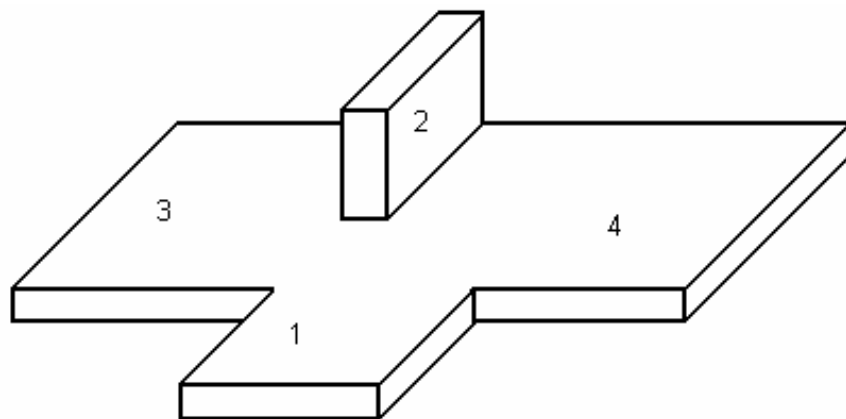


Рис. 1.5. Конструкция двойного волноводного тройника

Один тройник, образованный плечами 1, 3 и 4, лежит в плоскости магнитных силовых линий и называется Н-тройником, другой, образованный плечами 2, 3 и 4, – в плоскости электрических силовых линий и называется Е-тройником. Характерные плечи этих тройников 1 и 2 называются соответственно плечами Н и Е. Плечи 3 и 4 носят названия вспомогательный. Поперечные сечения всех плеч предполагаются одинаковыми и равными соответственно  $a$  и  $b$ . Это устройство имеет только одну плоскость симметрии.

Рассмотрим принцип работы двойного волноводного тройника. На рис 1.8 приведена картина силовых линий электрического поля.

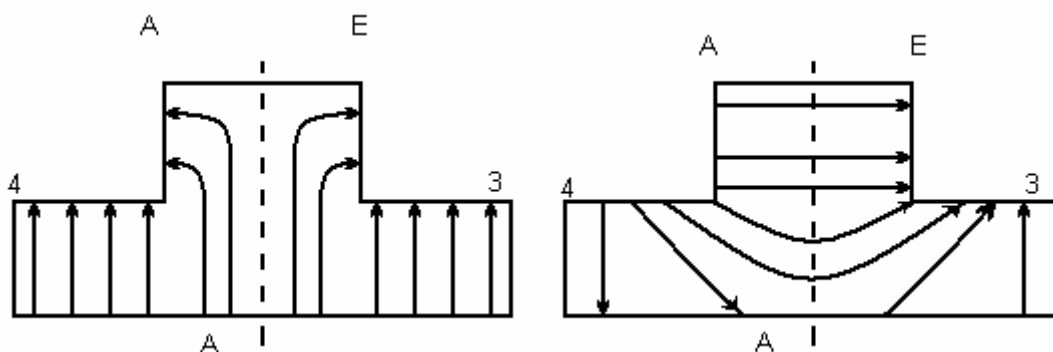


Рис. 1.6. Картина силовых линий электрического поля:  
а) при запитке плеч Н; б) при запитке плеча Е

При подаче СВЧ энергии в плечо Н (рис. 1.6, а) в плече Е возбуждается волна высшего типа  $E_{11}$ , которая не может существовать при работе в стандартном рабочем диапазоне волновода ( $a < \lambda < 2a$ ). В плечах 3 и 4 структура основной волны  $H_{10}$  сохраняется, причем мощности равны по амплитуде и фазе вследствие симметрии тройника. При подаче сигнала СВЧ синфазно в плечи 3 и 4 в плечо Н поступит сумма мощностей сигналов, а в плече Е сигнал будет отсутствовать. В случае запитки плеч 3 и 4 неравными синфазными мощностями в плече Н эти волны суммируются, в плече Е – вычитаются.

При запитке плеча Е (рис. 1.6, б) мощность поровну делится между плечами 3 и 4, а в плече Н сигнал отсутствует. При этом сигналы в плечах 3 и 4 находятся в противофазе. При запитке плеч 3 и 4 противофазными сигналами равной амплитуды сигнал выделяется в плече Е в виде суммарной волны, а в плечо Н мощность не поступает.

При подаче сигнала СВЧ в плечи Е и Н в плече 3 получаем сумму волн, а в плече 4 – разность.

Из приведенного выше анализа следует, что двойной волноводный тройник можно использовать для сравнения нагрузок, в частности для их согласования (рис. 1.7).



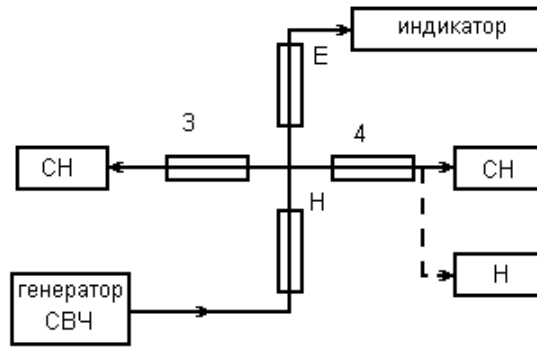


Рис. 1.7. Схема использования двойного волноводного тройника для сравнения нагрузок; Н – исследуемая нагрузка.

Если запитать плечо Н (или Е) волной  $H_{10}$ , а к испытательным плечам подключить нагрузки, то при отсутствии прохождения сигнала из плеча Н в Е и наоборот видно, что нагрузки в плечах 3 и 4 одинаковы, в противном случае они различны, что и зафиксирует измерительный прибор, подключенный к одному из плеч Е или Н в зависимости от того, какое плечо запитано от генератора СВЧ.

Двойной волноводный тройник можно применить для измерения сопротивления. Поскольку при несогласованных нагрузках в испытательных плечах в плече Е мощность пропорциональна квадрату модуля разности коэффициентов отражения обеих нагрузок, то, задавшись определенной нагрузкой в одном из плеч (как правило, согласованной), можно измерять модуль коэффициента отражения нагрузки в другом плече. Методика измерений при помощи волноводного тройника отличается простотой и позволяет точно произвести сравнение двух нагрузок, отличающихся на небольшую величину.

### 3. Описание лабораторной установки

В лабораторной работе измеряются следующие параметры НО: КСВ со стороны входа, переходное ослабление  $S_{14}$ , направленность  $S_{43}$ .

Структурная схема для измерения КСВ показана на рис. 1.8.

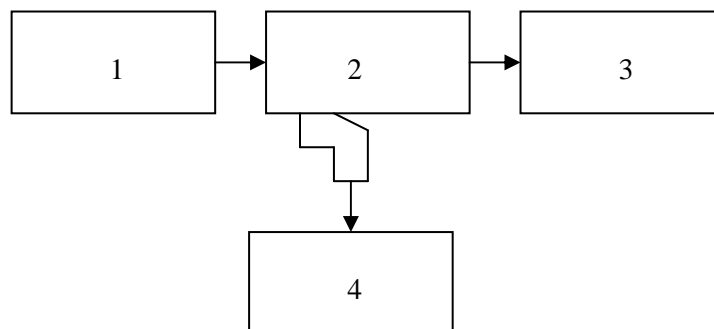


Рис. 1.8. Структурная схема для измерения КСВ.

КСВ определяется непосредственно по шкале прибора Р2-61 в диапазоне частот, заданном преподавателем.

Измерение переходного ослабления и направленности осуществляется по схеме, приведенной на рис. 1.9, а и 1.9, б соответственно.

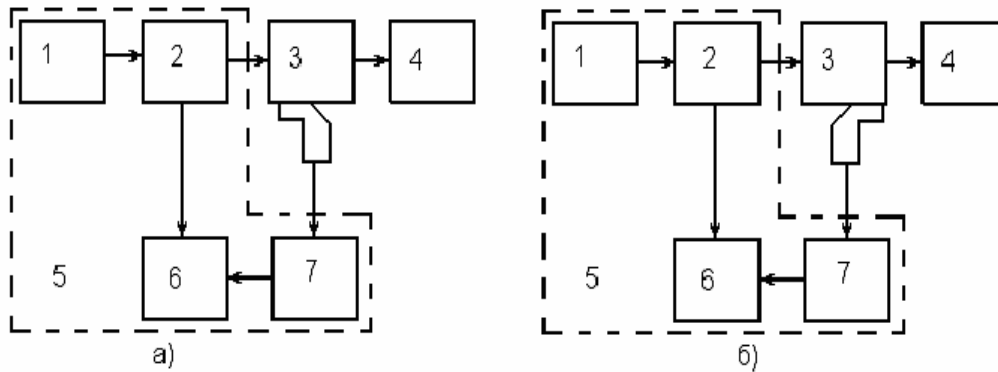


Рис. 1.9. Структурная схема:

а) для измерения переходного ослабления; б) для измерения направленности:  
 1 – генератор качающей частоты (ГКЧ); 2 – детектор направленный «Падающая»;  
 3 – НО; 4 – СН; 5 – прибор Р2-61; 6 – индикатор; 7 – детектор направленный  
 «Отраженная». Измеряемые значения ослабления и направленности определяются по шкале прибора Р2-61

Исследование двойного волноводного тройника осуществляется по схеме, приведенной на рис.1.10.

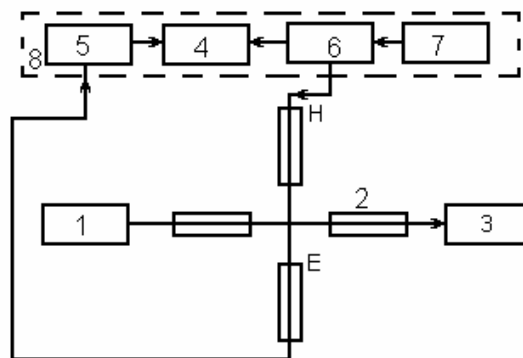


Рис. 1.10. Структурная схема для исследования, двойного волноводного тройника:  
 1, 3 – СН; 2 – двойной волноводный тройник; 4 – индикатор;  
 5 – детектор направленный «Отраженная»;  
 6 – детектор направленный «Падающая»; 7 – ГКЧ; 8 – Р2-61

Поочередно подключая выход ГКЧ ко всем входам тройника и нагружая 2 плеча на СН, можно замерить величину ослабления сигнала в третьем плече по шкале Р2-61.

#### **4. Задание и порядок выполнения работы**

4.1. Ознакомиться со структурными схемами лабораторной установки, изучить работу измерительных приборов согласно техописанию.

4.2. Включить измерительные приборы и дать им прогреться согласно времени, указанному в паспорте на прибор.

4.3. Собрать схему установки согласно рис. 1.8 и снять характеристику КСВ  $\psi(f)$  в диапазоне частот, заданном преподавателем.

4.4. Собрать схему установки согласно рис. 1.9, а и снять характеристику  $C_{14} = \psi(f)$  в диапазоне частот, заданном преподавателем.

4.5. Собрать схему установки согласно рис. 1.9, б и снять характеристику  $C_{43} = \psi(f)$  в диапазоне частот, заданном преподавателем.

4.6. Собрать схему установки согласно рис. 1.10 и провести исследование двойного волноводного тройника при запитке плеча, указанного преподавателем. Снять характеристику  $C_{mn} \psi(f)$ , где  $m, n$  – плечи для запитки и подключения индикатора,  $C$  – величина ослабления.

#### **5. Содержание отчета**

5.1. Цель работы.

5.2. Структурные схемы наследуемых устройств.

5.3. Таблицы полученных результатов.

5.4. Графики зависимостей (4 графика).

5.5. Выводы.

#### **6. Контрольные вопросы**

8.1. Параметры НО.

6.2. Принцип работы НО.

6.3. Необходимость СН в одном из концов вспомогательного канала НО.

6.4. Факторы, влияющие на качество НО.

6.5. В каких пределах находятся параметры реальных НО?

6.6. Способы увеличения полосы пропускания.

6.7. Области применения НО.

6.8. Типы НО, применяемых в СВЧ-диапазоне.

6.9. Пояснить конструкцию волноводного НО,

6.10. Методика измерения основных параметров НО.

6.11. Принцип работы двойного волноводного тройника.

6.12. Области применения тройников.

6.13. Методика измерения основных параметров тройников.

6.14. Свойства тройников.

6.15. Картины силовых линий электрического поля при запитке плеч Н и Е.

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 2 ИССЛЕДОВАНИЕ ФЕРРИТОВЫХ УСТРОЙСТВ

### 1. Цель работы

Ознакомление с устройством и физикой работы ферритовых вентилялей и циркуляторов, определение их основных параметров.

### 2. Общие сведения

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  $\varepsilon = 5 \dots 20$ ,  $\operatorname{tg} \sigma \approx 10^{-4}$ ). Они имеют достаточно высокое удельное сопротивление  $\rho = 10^6 \dots 10^{11} \text{ Ом} \cdot \text{м}$ , которое объясняется тем, что ферриты имеют структуру «граната» или «шпинели», благодаря чему между частицами материала нет омического контакта. Начальная относительная магнитная проницаемость СВЧ ферритов в слабых низкочастотных полях  $\mu = 10 \dots 3000$ . При отсутствии внешнего постоянного магнитного поля магнитные спиновые моменты электронов направлены хаотически, суммарный магнитный момент равен нулю, и феррит в целом не намагничен. При взаимодействии феррита с постоянным во времени магнитным полем, не совпадающим с направлением спинового магнитного момента электрона, последний, подобно гироскопу, совершает свободную прецессию (вращение) с частотой, называемой частотой ферромагнитного резонанса

$$\omega_0 = \gamma H_0$$

где  $\gamma = 2,21 \cdot 10^5 \text{ м/А} \cdot \text{с}$  – гиромагнитное отношение;  $H_0$  – напряженность постоянного магнитного поля.

Направление прецессии зависит только от направления постоянного магнитного поля и происходит по часовой стрелке, если смотреть в направлении вектора  $\vec{H}_0$  (рис.2.1).

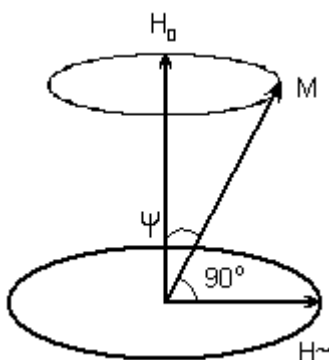


Рис. 2.1. Прецессия магнитного момента электрона в постоянном магнитном поле

Наличие потерь приводит к тому, что угол  $\psi$  быстро уменьшается, вектора магнитных моментов всех атомов ориентируются по направлению приложенного постоянного магнитного поля  $\vec{H}_0$ , и феррит намагничивается до насыщения. Свободная прецессия практически полностью исчезает через время порядка  $10^{-3}$  с.

Пусть в феррите, помещенном в постоянное магнитное поле, распространяется электромагнитная волна с частотой  $\omega = \omega_0$ , имеющая круговую поляризацию и ориентированная перпендикулярно постоянному полю  $\vec{H}_0$  (рис. 2.1). Если направление вращения вектора  $\vec{H}_N$  совпадает с прецессией магнитного момента  $\vec{M}$ , то угол  $\psi$  увеличивается. Возрастание угла  $\psi$  ограничивается магнитными потерями. В результате наступает режим  $\psi = const$ , 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  $\vec{H}_N$  и магнитного момента  $\vec{M}$  поглощения энергии в феррите практически не происходит. Величина магнитной проницаемости комплексна

$$\mu_+ = \mu'_+ - j\mu''_+, \mu_- = \mu'_- - j\mu''_-.$$

На рис. 2.2. показано изменение  $\psi$  относительной магнитной проницаемости феррита для волн круговой поляризации правого (положительного)  $\mu_+$  и левого (отрицательного)  $\mu_-$  направлений вращения в зависимости от напряженности постоянного магнитного поля  $\vec{H}$  при неизменной частоте  $\omega$ .

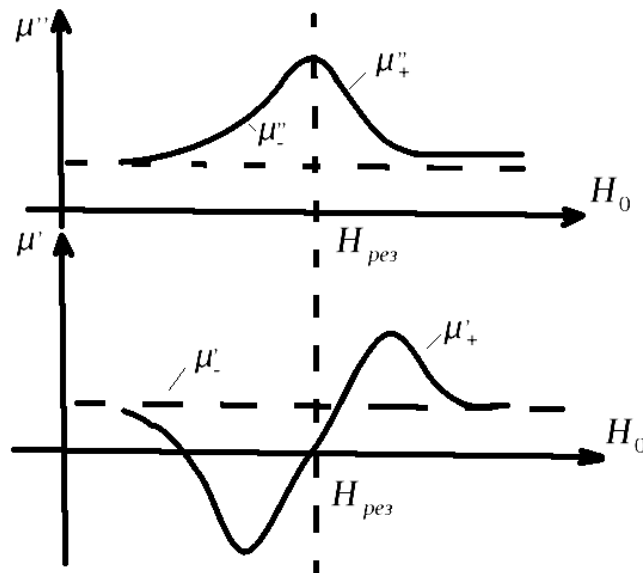


Рис. 2.2. Характер зависимости активной и реактивной составляющих магнитной проницаемости феррита для волн с левой и правой круговой поляризациями от напряженности магнитного поля

Из рис.2.2 видно, что значение мнимой части магнитной проницаемости  $\mu_+$  для волн с положительным направлением вращения в точке  $H_0 = H_{\text{рез}}$  резко возрастает, что указывает на увеличение потерь энергии в феррите. Зависимость потерь от  $\vec{H}_0$  носит резонансный характер, в связи с чем рассмотренное явление называют ферромагнитным резонансом. Значение действительной части магнитной проницаемости для волн положительного направления вращения также претерпевает сильные изменения.

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 разными 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  $\vec{H}_0$ , то при  $H_0 < H_{\text{рез}}$  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 (а данном 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 различными значениями потерь, фазовых сдвигов и т.д. в зависимости от направления распространения волны. 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 (ФВ) – это двухплечий СВЧ узел, не создающий существенного затухания для волны, двигающейся по линии передачи в одном («прямом») направлении, но вносящий большое затухание для другого («обратного») направления движения энергии. ФВ включается между генератором и нагрузкой таким образом, чтобы энергия падающей волны, бегущей от генератора к нагрузке, проходила с малыми потерями, а волна, отраженная от нагрузки и распространяющаяся в обратном направлении, полностью поглощалась в вентиле. Это улучшает работу генераторов СВЧ колебаний, способствует уменьшению затягивания частоты, улучшению спектр частот, устранению эффекта длинной линии и т.д. Изображается ФВ на электрических схемах согласно рис. 2.3.

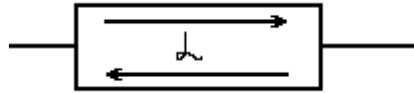


Рис. 2.3. Изображение ФВ на электрических схемах

Качество ФВ характеризуется прямым ( $C_{пр}$ ) и обратным ( $C_{обр}$ ) затуханием.  $C_{пр}$  – выраженная в децибелах величина затухания падающей волны, а  $C_{обр}$  – выраженная в децибелах величина затухания обратной волны. Эффективность вентиля определяется также вентильным отношением, т.е. отношением ослаблений обратной и прямой волн, выраженных в децибелах:

$$B = C_{обр} / C_{пр} .$$

В зависимости от рабочего диапазона, конструкции и уровня рабочей мощности  $C_{пр}$  обычно лежит в пределах 0,1 – 1 дБ, а  $C_{обр}$  10 – 70 дБ. Коэффициент стоячей волны при этом не превышает 1,1.

Рассмотрим волновод прямоугольного сечения (рис. 2.4), размеры которого  $a$  и  $b$  выбраны так, чтобы в нем распространялась только волна типа  $H_{10}$ . Для получения невзаимного эффекта, в соответствии с изложенной выше теорией, желательно расположить феррит в том участке волновода, где высокочастотное поле имеет круговую поляризацию. Хотя волна  $H_{10}$  в целом имеет линейную поляризацию, существуют две продольные плоскости  $X = const$ , параллельные узкой стенке волновода, где магнитное поле имеет круговую поляризацию, причем направления вращения вектора магнитного поля в этих плоскостях взаимно противоположны и зависят от направления движения волны по волноводу. Эти плоскости расположены приблизительно на расстоянии  $a/4$  от узких стенок волновода.

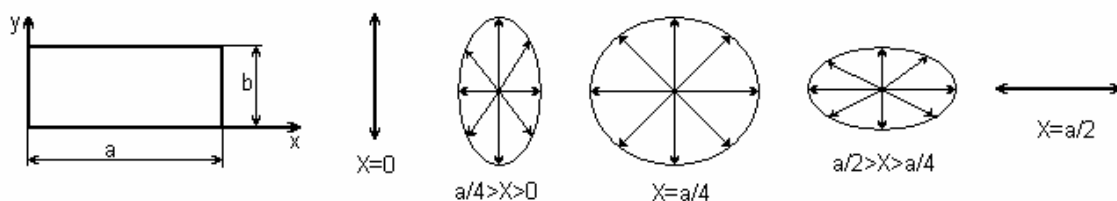


Рис. 2.4. Поляризация высокочастотного магнитного поля при волне типа  $H_{10}$  в прямоугольном волноводe ( $X$  – расстояние от узкой стенки волновода)

Поместив в одну из этих плоскостей ферритовую пластину и обеспечив посредством постоянного магнита постоянное магнитное поле такой величины, чтобы выполнялось условие поперечного ферромагнитного резонанса, получим невзаимный эффект: феррит поглотит мощность волны, создающей правополяризованное магнитное поле, пропуская волну, идущую по тому же отрезку волновода в противоположном направлении, практически без ослабления.

При изменении частоты электромагнитного поля меняется соотношение между продольными и поперечными составляющими магнитного поля. Сечение с круговой поляризацией при увеличении частота смещается в сторону узкой стенки волновода, при уменьшении частоты к центру волновода, феррит оказывается не в оптимальном положении на всех частотах, кроме резонансной, что влечет за собой увеличение прямых потерь и уменьшение обратных.

Чтобы ослабить зависимость структуры поля от частоты, т.е. расширить частотный диапазон ФВ, в волновод вводят пластину из диэлектрика с высокой диэлектрической проницаемостью и весьма малыми потерями, а тонкую ферритовую пластину наклеивают либо непосредственно на диэлектрик (рис. 2.5, а), либо на широкую стенку волновода рядом с диэлектриком (рис. 2.5, б).

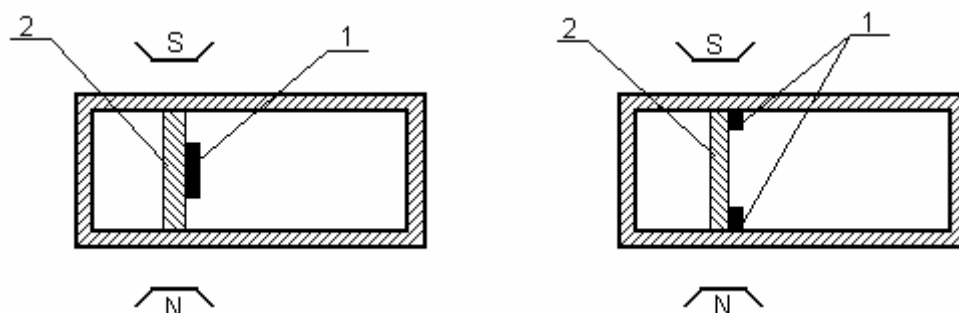


Рис. 2.5. Расположения диэлектрической ферритовой пластины в прямоугольном волноводе: 1 – феррит; 2 – диэлектрик

Диэлектрик концентрирует поле около феррита и позволяет получить в широкой полосе частот вентильное отношение, близкое к максимальному, при большом обратном затухании  $C_{обр}$ . Вся мощность СВЧ обратной волны рассеивается в виде тепла в массе феррита, что ограничивает величину предельно допустимой средней мощности (единицы ватт). Для улучшения отвода тепла от стенок волновода, предпочтительнее использовать вариант, приведенный на рис. 2.5, б. Здесь ферритовые пластины располагаются горизонтально в плоскости  $\vec{H}_0$ . Этим уменьшается также опасность пробоя. Такие вентили о относительно громоздкой магнитной системой рекомендуется устанавливать в трактах с уровнем средней мощности до 100 кВт.

Многополюсник, у которого электромагнитные волны распространяются из одного плеча в другое только в определенной последовательности, называется ферритовым циркулятором (ФЦ). На электрических схемах циркулятор изображается согласно рис. 2.6.



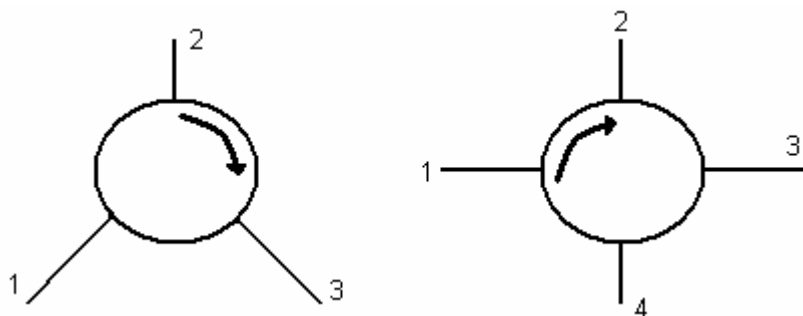


Рис.2.6. Изображение ферритовых циркуляторов на электрических схемах:  
 а) трехплечий циркулятор; б) четырехплечий циркулятор

Такие устройства могут быть использованы в частности как вентили, быстродействующие переключатели и т.д.

В лабораторной работе исследуется Y-циркулятор, представляющий собой симметричный тройник с намагниченным ферритовым вкладышем в его центре. Действие этого устройства можно объяснить следующим образом. Волна, 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. Подбирая диаметр ферритового цилиндра и значение намагничивающего поля, можно при сложении поверхностных волн получить пучность напряженности электрического поля в центре плеча 2 (рис.2.6, а), 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  $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 1$ . Для характеристики Y-циркуляторов используются такие параметры, как развязка между плечами  $C_{13} = \lg(P_3/P_1)$ , прямые потери  $C_{12} = \lg(P_1/P_2)$  при подаче энергии в плечо 1. При подаче энергии в плечо 2 – развязка  $C_{21} = \lg(P_2/P_1)$ , прямые потери  $C_{23} = \lg(P_2/P_3)$ . При подаче энергии в плечо 3 – развязка  $C_{32} = \lg(P_3/P_2)$ , прямые потери  $C_{31} = \lg(P_3/P_1)$ .

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  $K_{СВ} < 1,04$ .

### 3. Описание лабораторной установки

Измерение КСВ ФВ производите согласно структурной схеме, приведенной на рис.2.7.

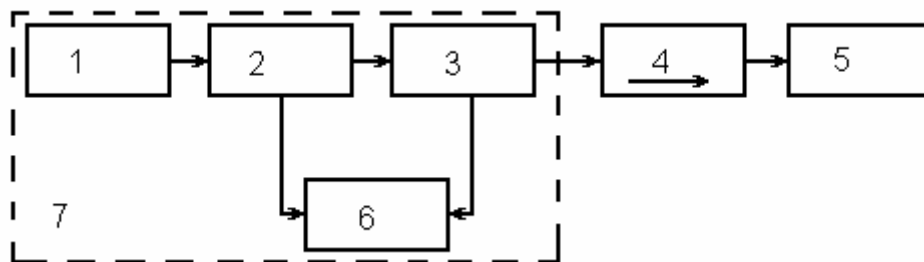


Рис. 2.7. Структурная схема для измерения КСВ ФВ:  
1 – ГКЧ; 2 – детектор направленный «Падающая»; 3 – детектор направленный «Отраженная»; 4 – ФВ; 5 – СН; 6 – индикатор; 7 – прибор Р2-53.

Измерение КСВ осуществляется непосредственно по шкале прибора Р2-53 в диапазоне частот, заданном преподавателем.

Измерение  $C_{пр}$  и  $C_{обр}$  производится согласно структурным схемам, приведенным на рис. 2.8.

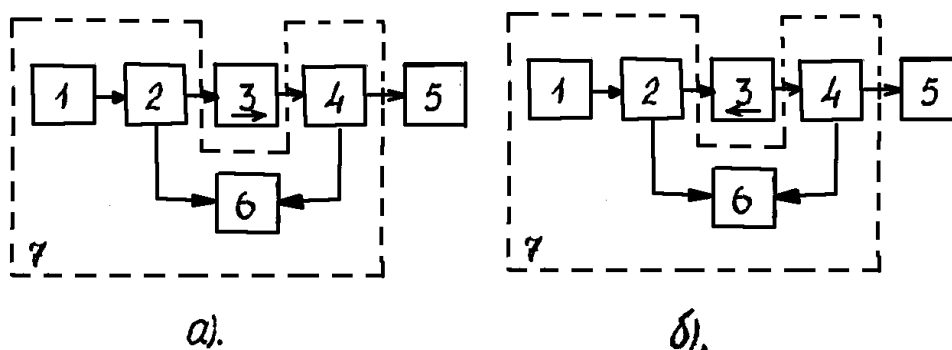


Рис.2.8 Структурные схемы для измерения затухания ФВ:  
а) измерение  $C_{пр}$ ; б) измерение  $C_{обр}$ ; 1 – ГКЧ; 2 – детектор направленный «Падающая»; 3 – ФВ; 4 – детектор направленный «Отраженная»; 5 – СН; 6 – индикатор; 7 – прибор Р2-53.

Параметры  $C_{пр}$  и  $C_{обр}$  определяются по шкале прибора Р2-53 в диапазоне частот, заданном преподавателем. Параметр 8 определяется расчетным путем.

Измерение параметров ферритового циркулятора осуществляется согласно структурным схемам, приведенным на рис. 2.9.

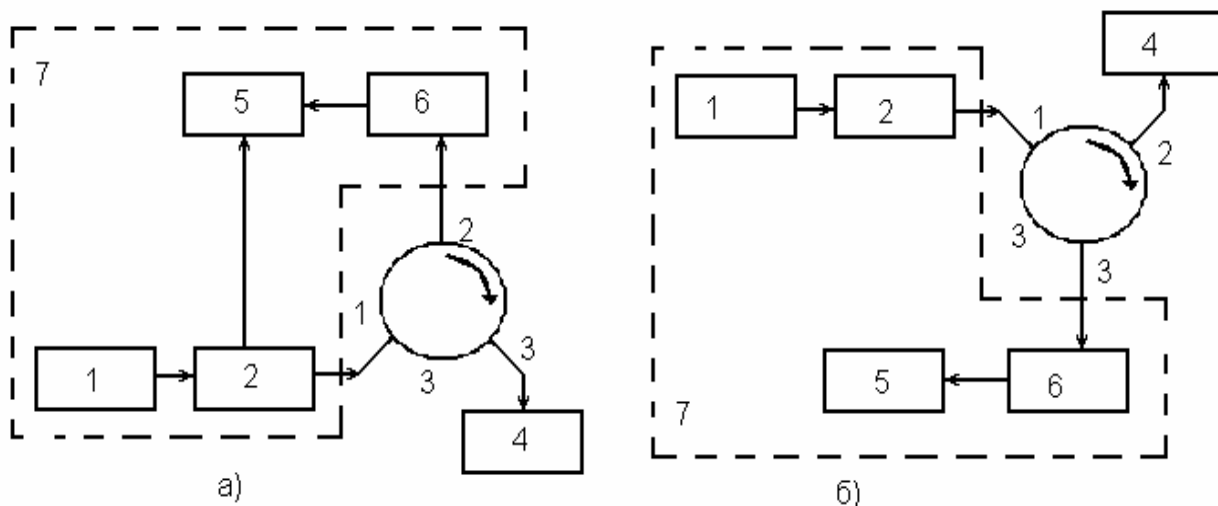


Рис.2.9 Структурные схемы для измерения параметров циркулятора:  
а) для измерения прямых потерь; б) для измерения развязки; 1 – ГКЧ; 2 – детектор направленный «Падающая»; 3 – циркулятор; 4 – СН; 5 – индикатор; 6 – детектор направленный «Отраженная»; 7 – прибор P2-53.

Параметры циркулятора определяются по шкале прибора P2-53. Сигнал СВЧ последовательно подается в плечи 1, 2, 3.

#### 4. Задание и порядок выполнения работы

1. Ознакомиться со структурными схемами измерения параметров ФВ и циркуляторов, изучить работу измерительных приборов согласно техописания.

2. Включить приборы и дать им прогреться в течение времени, указанного в описании на прибор.

3. Собрать схему установки согласно рис. 2.7 и снять характеристику  $KCB = \psi(f)$  в диапазоне частот, указанном преподавателем.

4. Собрать схему установки согласно рис. 2.8, снять характеристики  $C_{пр} = \psi(f)$ ,  $C_{обр} = \psi(f)$  и рассчитать  $B = \psi(f)$  в диапазоне частот, указанном преподавателем.

5. Собрать схему установки согласно рис. 2.9 и определить параметры циркулятора при запитке его плеч в последовательности 1 – > 2 – > 3 в диапазоне частот, указанном преподавателем.

#### 5. Содержание отчета

1. Цель работы.
2. Структурные схемы для измерения параметров ФВ и ФЦ.
3. Таблицы полученных значений.
4. Графики зависимостей.
5. Выводы.

## **6. Контрольные вопросы**

1. Что такое ФВ? Область применения.
2. Параметры ФВ.
3. Свойства ферритов.
4. Взаимодействие ферритов с постоянным магнитным полем.
5. Возникновения прецессии.
6. Почему отсутствует явление ферромагнитного резонанса у обратной волны?
7. В каких сечениях волновода имеет место круговая поляризация магнитного поля волны  $H_{10}$ ?
8. Способы расширения полосы частот ФВ.
9. Методика измерения основных параметров ФВ.
10. Циркуляторы. Область применения.
11. Параметры циркуляторов.
12. Принцип работы Y-циркулятора.
13. Способы регулировки полосы частот циркулятора.
14. Методика намерения основных параметров циркулятора.

# ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 3 ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЛНОВОДНЫХ ФИЛЬТРОВ СВЧ

## 1. Цель работы

Изучить основные свойства и характеристики волноводных фильтров, экспериментально исследовать некоторые из основных характеристик.

## 2. Общие сведения

Фильтр-четырёхполюсник, затухание которого мало в заданной полосе (полосе пропускания) и велико на всех других частотах вне этой полосы (полоса заграждения). В диапазоне СВЧ 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. фильтры, 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. 3.1.

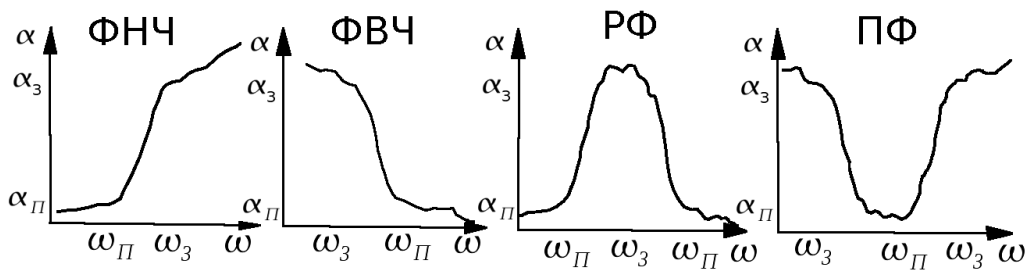


Рис. 3.1. Частотные характеристики фильтров

$\lambda_{\zeta}$ ,  $\lambda_i$  – затухание в полосе заграждения и пропускания соответственно;

$\omega_i$ ,  $\omega_{\zeta}$  – частоты пропускания и заграждения соответственно для верхней границы диапазона;

$\omega_{-i}$ ,  $\omega_{-\zeta}$  – частоты пропускания и заграждения соответственно для нижней границы диапазона.

Полоса пропускания фильтра или полоса прозрачности – это диапазон частот, в пределах которого коэффициент затухания не превышает заданного значения.

Полоса заграждения – это диапазон частот, в пределах которого обеспечивается необходимое подавление сигнала.

Средняя частота фильтра определяется как среднее арифметическое крайних частот рабочего диапазона.

К основным параметрам фильтров относятся такие: крутизна частотной характеристики, коэффициент отражения от входа и выхода, форма и размеры сечения линии передачи, в которую включается фильтр.

Синтез фильтров СВЧ сходит к синтезу эквивалентной схемы (низкочастотного прототипа), удовлетворяющий заданной частотной характеристике, а 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. 3.2). Условие прозрачности таких четырехполюсников определяется неравенством:  $-1 \leq X_1/4X_2 \leq 0$ .

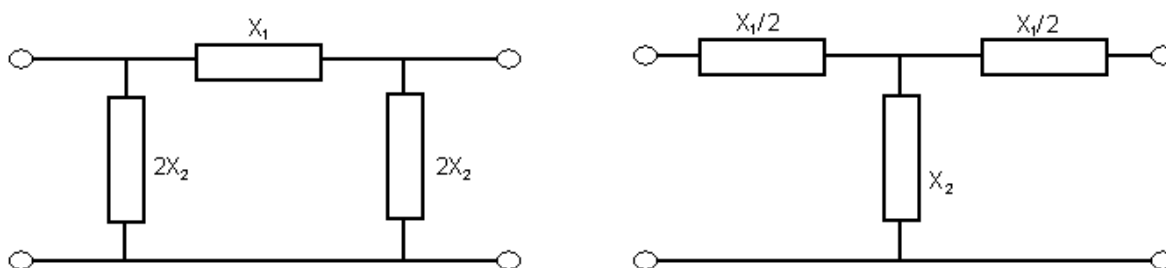


Рис. 3.2. Схемы четырехполюсников: а) П-образная; б) Т-образная

При этом предполагается, что все элементы имеют реактивный характер, знак:  $X_1$  и  $X_2$  различны, и абсолютное значение  $X_2$  больше  $X_1$ . Граничные частоты фильтра определяются соотношениями:

$$-X_1/4X_2 = -1; \quad X_1/4X_2 = 0$$

Волновое сопротивление принимается равным сопротивлению нагрузки фильтра:  $Z_a = Z_i = \sqrt{LC}$ , где  $L, C$  – 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 передач различной длины и т.д.

Короткий металлический штырь в одной из широких стенок волновода (рис. 3.3.), направленный вдоль линий электрического поля, увели-

чивает местное электрическое поле и действует как эквивалентная емкость. Нормированное значение проводимости  $\sigma$  штыря зависит от его длины  $l$ , радиуса  $r$  и места расположения на широкой стенке  $l_1$ :

$$b' = \frac{2\pi\lambda\lambda_g}{a^3b} \cdot \frac{l_1^2 (1 - \cos \beta l)^2}{\ln\left(\frac{2l_1}{r}\right) \sin 2\beta l - \beta(2l_1 - r)(2 + \cos 2l)},$$

где  $\lambda$  – длина волны в свободном пространства;  $\lambda_B$  – длина волны в волноводе;  $a$ ,  $b$  – соответственно размеры широкой и узкой стенок волновода;  $\beta$  – волновое число.

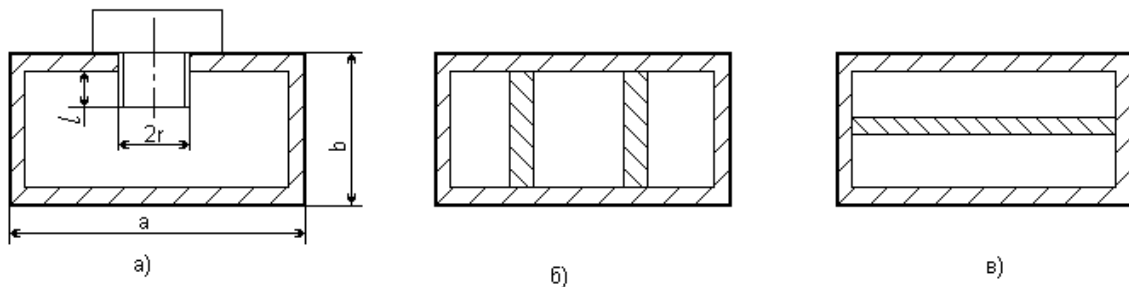


Рис. 3.3. Штыри в волноводе:  
а) с регулируемой проводимостью; б) индуктивное; в) емкостное

При этом предполагается, что расстояние 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.

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

$$l = l_\delta \approx \lambda / 4 - (2l_1 - r) / 2 \ln(2l_1 / r)$$

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

Штырь, полностью перемыкающий волновод и соединяющий его противоположные стенки (рис.3.3, 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

$$b' = \frac{\frac{2\lambda_\beta \sin^2 \frac{\pi l_1}{a}}{\alpha}}{\ln\left(\frac{2a}{\pi r}\right) \sin \frac{\pi l_1}{a} - \left(2 + \frac{\beta^2 \alpha^2}{\pi^2}\right) \sin \frac{\pi l_1}{a} + \beta^2 l_1^2 \left(\ln \frac{2\pi l_1}{a} + \frac{3}{2} + \frac{\pi 2l_1^2}{36a^2}\right)}.$$

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. 3.3, 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 приведены на рис. 3.4.

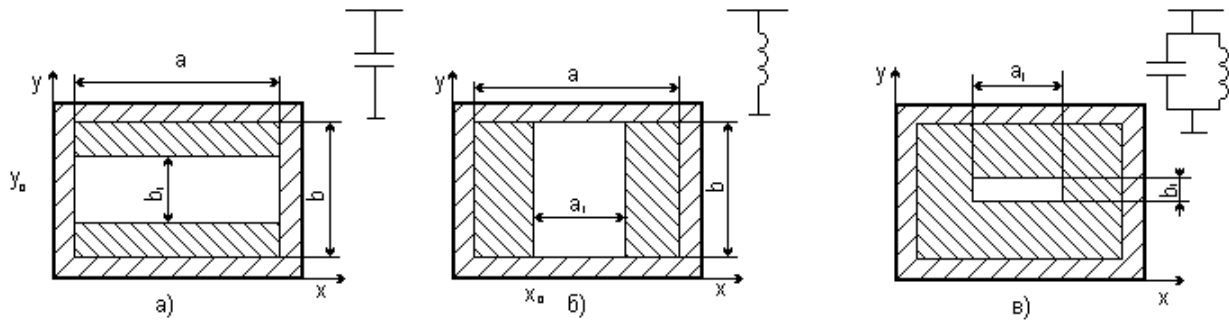


Рис.3.4. Диафрагмы в волноводе: а) емкостная; б) индуктивная; в) резонансная

Емкостные диафрагмы образованы пластинами, свободные края которых перпендикулярны линиям электрического поля (рис. 3.4, 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.



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

$$b' = \frac{4b}{\lambda_g} \ln \left( \cos ec \frac{\pi b l}{2b} \cos ec \frac{\pi \varphi_0}{b} \right).$$

Индуктивные диафрагмы образованы пластинами, свободные края которых параллельны линиям электрического поля основного типа волны (рис. 3.4, б). Действие такой диафрагмы основано на концентрации магнитного поля, что эквивалентно индуктивности, шунтирующей линию передачи. Индуктивные диафрагмы незначительно снижает пробивную прочность волноводов. Эквивалентная нормированная индуктивная проводимость диафрагмы определяется следующим выражением:

$$b' \approx -\frac{\lambda b}{\alpha} \left[ \left( \cos ec \frac{\pi a_1}{2b} \cos ec \frac{\pi x_0}{a} \right)^2 - 1 \right].$$

Сочетание индуктивной и емкостной диафрагм позволяет осуществить резонансную диафрагму, эквивалентная схема которой представляет собой параллельный колебательный контур (рис. 3.4, в). Резонанс определяется условием:

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

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.

При реализации СВЧ-фильтров на указанных выше элементах необходимо учитывать следующие особенности:

1) 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;

2) в местах соединения реактивных элементов друг с другом за счет появления волн высшего порядка образуются дополнительные реактивности, которые могут изменять параметры фильтра.

ФВЧ на базе 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.

ФНЧ на базе прямоугольных волноводов создают в виде рифленых (рис. 3.5, а) волноводов с поперечными канавками в широкой стенке или

вафельных (рис. 3.5, б) волнопроводов с дополнительными канавками вдоль широкой стенки.

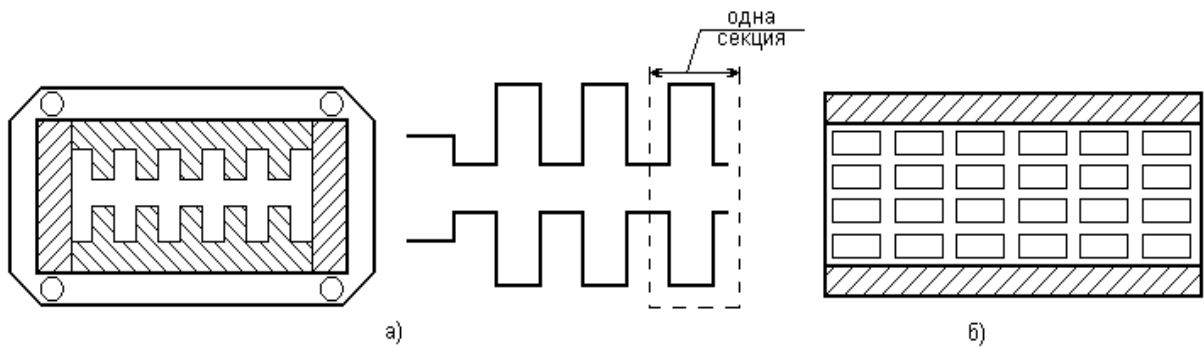


Рис. 3.5. ФНЧ на основа прямоугольного волновода: а) рифленый; б) вафельный

При конструировании волноводных фильтров широко используются трансформирующие свойства четвертьволновых ( $\lambda/4$ ) отрезков линий передачи. В теории фильтров четвертьволновой отрезок называет инвертором сопротивлений. На рис. 3.8 приведены наиболее распространенные типы возможных инвертирований сопротивлений.

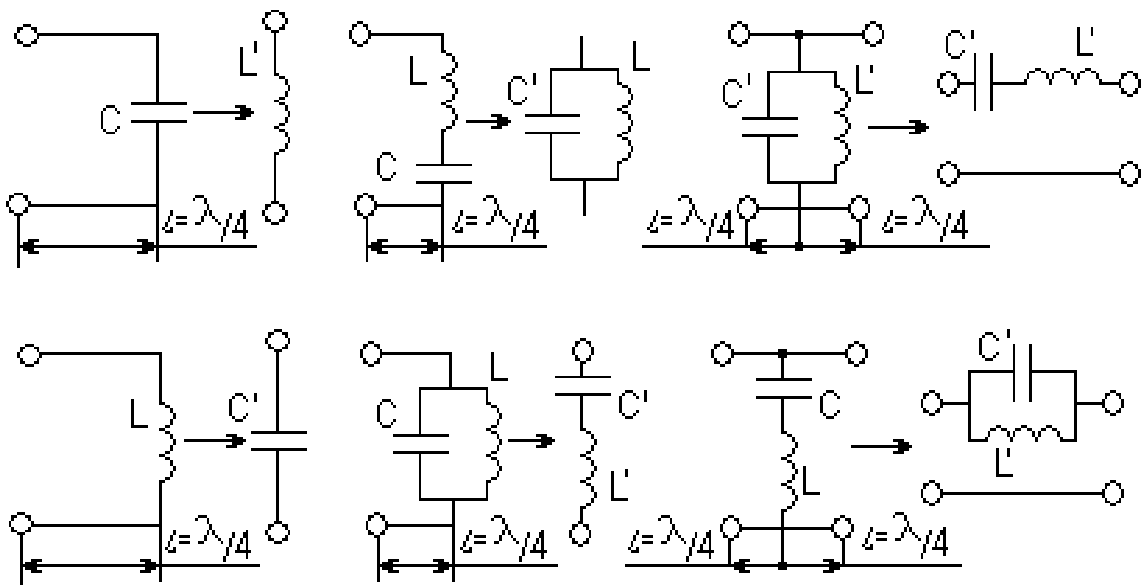


Рис. 3.6. Инвертирующие свойства  $\lambda/4$ -отрезков

Параметры находятся в следующей зависимости:

$$L' = W_0^2 C; C' = L / W_0^2, \text{ где } W_0 - \text{волновое сопротивление линии передачи.}$$

На рис. 3.7 приведена конструкция полосового фильтра, выполненного на основе прямоугольного волновода с использованием  $\lambda/4$  связей.

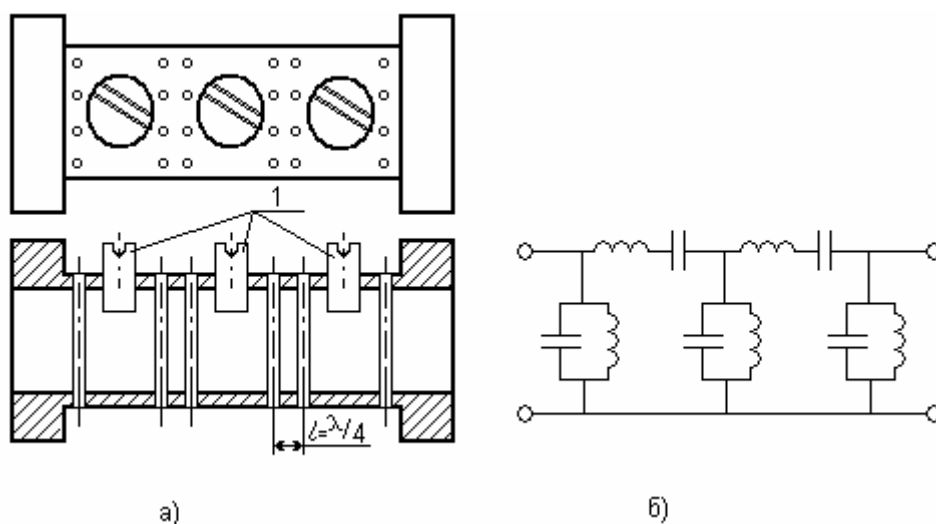


Рис. 3.7. Волноводный полосовой фильтр:  
 а) конструкции; б) прототип; 1 – настроечные емкостные штыри

Параллельный колебательный контур схемы прототипа (рис. 8.7, б) образован системой индуктивных штырей с емкостным подстроечным винтом, последовательный резонансный контур образуется за счет четверть-волновых связей. Такой фильтр позволяет пропускать значительные уровни мощности, и чрезвычайно прост в настройке. Недостатком его является значительная длина из-за соединительных отрезков. На рис. 3.8 показан режекторный фильтр.

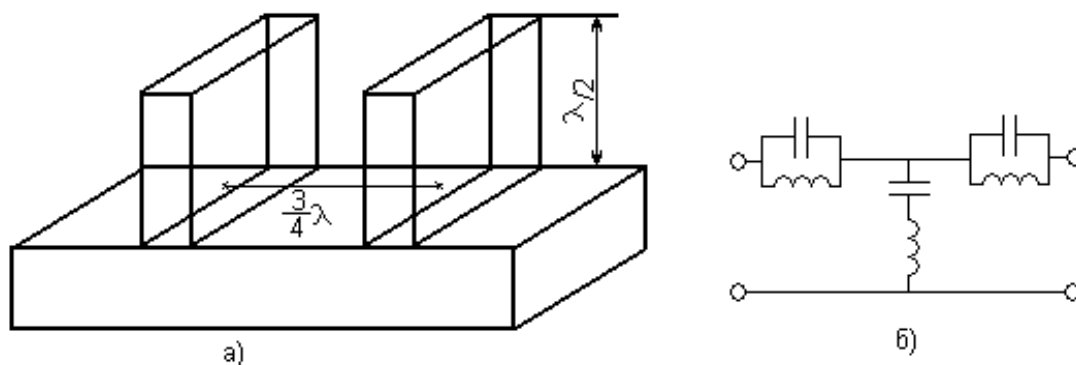


Рис.3.8. Режекторный фильтр: а)конструкция; б)прототип

В данной конструкции используется последовательное соединение резонаторов с помощью отрезка длиной, кратной  $\lambda/4$  длины волны.

### 3. Описание лабораторной установки

В лабораторной работе исследуются полосовые фильтры, показанные на рис. 3.7, настроенные на частоты 9 и 10 ГГц, и режекторный фильтр, показанный на рис. 3.8, настроенный на частоту 10 ГГц.

Частотные характеристики коэффициента затухания фильтров снимаются в диапазоне частот, указанном преподавателем в схеме на рис. 3.9.

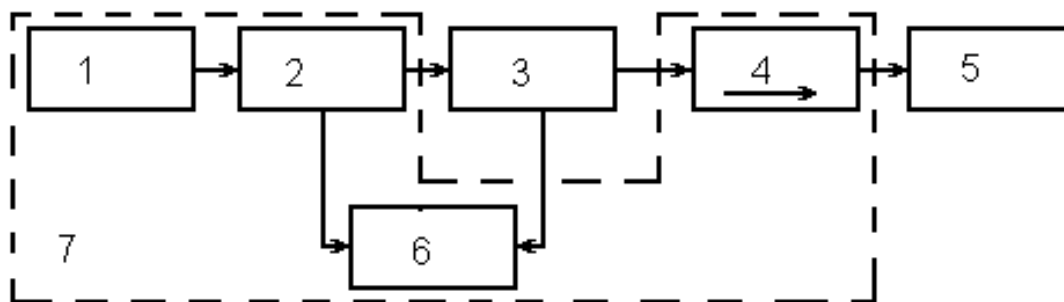


Рис.3.9. Структурная схема исследования волноводных фильтров:  
1 – ГКЧ; 2 – детектор, направленный «Падающая»; 3 – исследуемый фильтр;  
4 – детектор направленный «Отраженная»; 5 – согласованная нагрузка;  
6 – индикатор; 7 – прибор P2-61

Измерение параметров ослабления осуществляется непосредственно по шкале прибора P2-61.

#### **4. Задания и порядок выполнения работы**

1. Ознакомиться со структурной схемой измерения параметров волноводных фильтров, изучить работу измерительных приборов согласно техописания.

2. Включить приборы и дать им прогреться в течение времени, указанного в описании на прибор.

3. Собрать схему установки согласно рис. 3.8 и снять зависимости для указанных типов волноводных фильтров в диапазоне частот, указанных преподавателем.

#### **5. Содержание отчета**

1. Цель работы.
2. Структурная схема для измерения параметров волноводных фильтров.
3. Таблицы полученных значений.
4. Графики зависимостей.
5. Выводы.

## **6. Контрольные вопросы**

1. Параметры фидеров СВЧ.
2. Классификация фильтров СВЧ.
3. Что такое полоса пропускания фильтра?
4. Что такое полоса заграждения фильтра?
5. Как осуществляется синтез фильтров СВЧ?
6. Эквивалентные схемы фильтров СВЧ.
7. Условие прозрачности фильтров.
8. Способы улучшения частотных характеристик фильтров СВЧ.
9. Штыри в волноводах. Принцип действия.
10. Принцип работы волноводных диафрагм.
11. Особенности при реализации фильтров СВЧ.
12. Конструкции фильтров СВЧ.
13. Трансформирующие свойства  $\lambda/4$ -отрезков линий передач.
14. Методика измерения характеристик фильтров СВЧ.
15. Преимущества и недостатки волноводных фильтров по сравнению с другими типами фильтров СВЧ.

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 4 ИССЛЕДОВАНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТЕРЖНЕВЫХ АНТЕНН (ДСА)

### 1. Цель работы

Ознакомление с устройством и физикой работы ДСА, освоение методики снятия характеристик направленности антенн.

### 2. Общие сведения

ДСА применяются в радиолокационных станциях, работающих на дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волнах. ДСА состоят из диэлектрического стержня и возбуждителя (рис. 4.1).

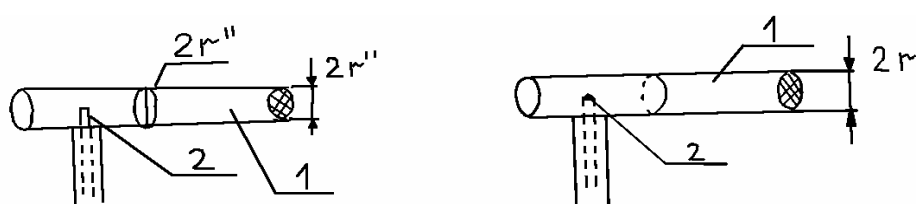


Рис. 4.1. Диэлектрическая стержневая антенна (ДСА):  
а) стержень в виде конуса; б) стержень в виде цилиндра;  
1 – диэлектрический стержень; 2 – возбуждитель

Это антенны с замедленной бегущей волной тока поляризации, создаваемого в диэлектрическом стержне. Стержень имеет, как правило, форму цилиндра или конуса. Поперечное сечение стержня может быть круглым, эллиптическим или прямоугольным. Возбудителем служит открытый конец волновода, рупор, система щелей или штырей, поперечных к оси стержня. На электрических схемах ДСА изображаются согласно рис. 4.2.

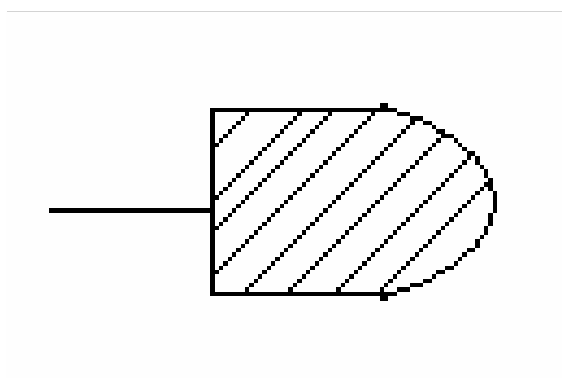


Рис. 4.2. Изображение ДСА на электрических схемах

В стержне возбуждается замедленная поверхностная волна типа  $HE_{11}$ , родственная волнам типов  $H_{11}$  и  $H_{10}$  в металлическом волноводе.

Значение фазовой скорости волны, распространяющейся вдоль стержня, находится между значением фазовой скорости в неограниченном диэлектрике ( $W_\Phi$ ) и скоростью света ( $c$ ). Коэффициент укорочения волн в диэлектрической антенне  $\sigma = c/U_\Phi$  зависит от отношения диаметра стержня к длине рабочей волны  $2r/\lambda$  относительной диэлектрической проницаемости материала стержня  $\xi_r$  (рис. 4.3).

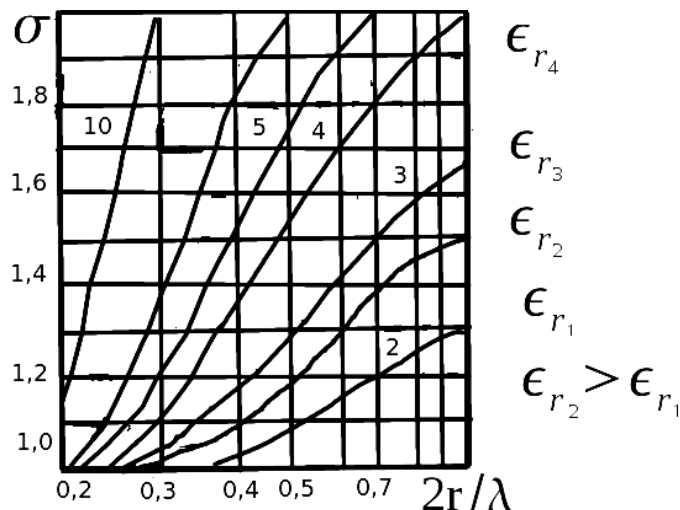


Рис. 4.3. Зависимость коэффициента укорочения волны  $\delta$  от  $2r/\lambda$

Коэффициент направленного действия ДСА определяется по формуле

$$D \approx 8l_{opt} / \lambda,$$

где  $l_{opt}$  – оптимальная длина стержня.

Оптимальная длина стержня и коэффициент укорочения связаны между собой зависимостью

$$l_{opt} \approx \lambda / 2 (|\sigma| - 1).$$

При расчете ДСА, исходя из коэффициента направленного действия, находят длину стержня, коэффициент укорочения и по графику на рис. 4.3 – значения  $\epsilon_r$  и  $r$ . При этом не рекомендуется брать  $2r/\lambda \geq 0,5$  из-за увеличений массы антенны и потерь в диэлектрике.

Оптимальный диаметр цилиндрического стержня (рис. 4.1, б) определяется по формуле

$$2r_{opt} = \lambda \sqrt{\pi(e_r - 1)}$$

Оптимальные размеры конического стержня (рис. 4.1, а) находятся по формулам

$$2r''_{opt} = \lambda \sqrt{\pi(e_r - 1)}; 2r'_{opt} = \lambda \sqrt{2,5\pi(e_r - 1)}; l_{opt} = 1/2(\sigma_{cp} - 1),$$

где  $\sigma_{cp}$  – коэффициент укорочения волны в эквивалентном цилиндрическом стержне среднего размера.

Амплитудная диаграмма направленности (ДН) цилиндрической стержневой антенны описывается выражениями в плоскости  $H$  ( $\varphi = 0$ )

$$F(\theta^H) = \frac{\sin\left[\frac{\pi l}{\lambda}(\sigma - \cos \theta^H)\right]}{\frac{\pi l}{\lambda}(\sigma - \cos \theta^H)};$$

в плоскости  $E$  ( $\varphi = \pi/2$ )

$$F(\theta^E) = \frac{\sin\left[\frac{\pi l}{\lambda}(\sigma - \cos \theta^E)\right]}{\frac{\pi l}{\lambda}(\sigma - \cos \theta^E)} \cos \theta^E,$$

где  $\theta$  – угол между осью антенны и направлением в точку наблюдения, рад.

При расчете ДН конической стержневой антенны используются те же формулы при условии замены конического стержня эквивалентным цилиндрическим.

Применение замедленных поверхностных волн в ДСА приводит к уменьшению потерь, поскольку значительная часть мощности поверхностной волны движется в свободном пространстве над замедляющей структурой, и это способствует уменьшению коэффициента затухания. Общее свойство замедленных поверхностных волн – быстрое убывание амплитуд полей при удалении от замедляющих структур (практически по экспоненциальному закону). Степень концентрации поверхностной волны около замедляющей структуры принято оценивать радиусом поля, характеризующим круговое сечение, в котором сосредоточено 89% мощности волны. Чем больше радиус поля, тем слабее поверхностная волна связана с замедляющей структурой и тем меньше коэффициент затухания. Однако, при большом радиусе поля поверхностная волна оказывается неустойчивой и легко излучается на нерегулярностях. Практически радиус поля не должен превышать нескольких длин волн.

Распространение волн в стержне из диэлектрика можно представить себе как результат последовательного отражения парциальных волн от противоположных поверхностей диэлектрического стержня (границ раздела диэлектрик-воздух), как это показано на рис. 4.4.

На достаточно высоких частотах почти вся энергия этих волн концентрируется внутри диэлектрического стержня, и коэффициент фазы приближается к  $\beta = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ , где  $\epsilon_0\mu_0$  – характеризуют материал диэлектрического стержня.

По мере уменьшения частоты энергия в стержне и коэффициент фазы уменьшаются.





Рис. 4.4. Распространение электромагнитной волны в слое диэлектрика

На рис. 4.5 показан переход с круглого металлического волновода с волной  $H_{11}$  на круглую диэлектрическую линию с поверхностной волной  $HE_{11}$ .

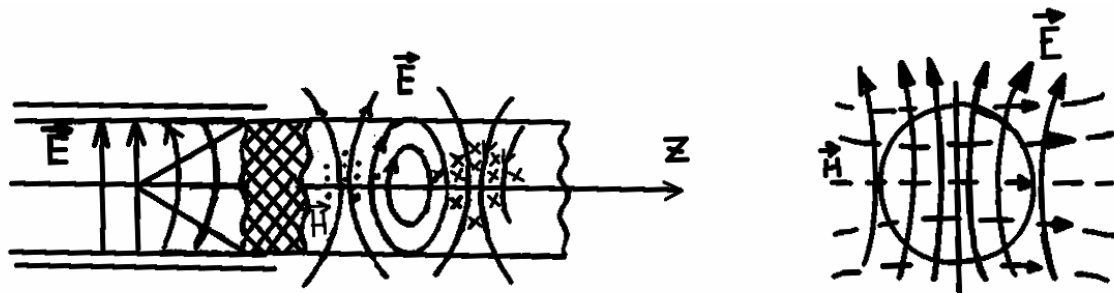


Рис. 4.5. Возбуждение волны  $HE_{11}$  в диэлектрической линии

Линия передачи такого типа называется диэлектрическим волноводом. Стержень из диэлектрика вставляется в металлический волновод со скошенным концом. Волна типа  $HE_{11}$  имеет бесконечно большую критическую длину волны и, в принципе, может существовать на любой частоте. Для работы на одной волне  $HE_{11}$  диаметр  $d$  диэлектрического стержня должен быть достаточно малым, чтобы не допустить существование ближайшего высшего типа волны с критической длиной  $\lambda_{кр} \approx 1,3d\sqrt{\epsilon_1 - \epsilon_2}$ , где  $\epsilon_1, \epsilon_2$  — диэлектрические проницаемости граничных сред.

Свойства диэлектрического волновода можно охарактеризовать следующим образом. Если размеры сечения волновода примерно равны длине волны, то значительная доля энергии распространяющейся волны сосредоточена в диэлектрике. При этом волновод может подвергаться изгибам радиусом 10 – 20 длин волн без появления заметного излучения; на основе такого волновода легко выполнить разнообразные узлы СВЧ-схем (резонаторы, фазовращатели, аттенюаторы и др.). При использовании диэлек-

триков типа фторопласт затухание на длине волны около 1 см оказывается таким же, а на длине волны 1 мм – в несколько раз меньше по сравнению с затуханием в соответствующих полых металлических волноводах.

Если размеры сечения линии в несколько раз меньше длины волны, то большая часть энергии, распространяющейся вдоль ее стержня, сосредоточена во внешнем пространстве. При этом полученное затухание может быть в несколько десятков раз меньше, чем в стандартных полых металлических волноводах. В этом случае волноводы не могут подвергаться изгибам и из них трудно создавать узлы

Диэлектрические линии часто располагают на поверхности металлических экранов (рис. 4.6). Это так называемые зеркальные диэлектрические волноводы.

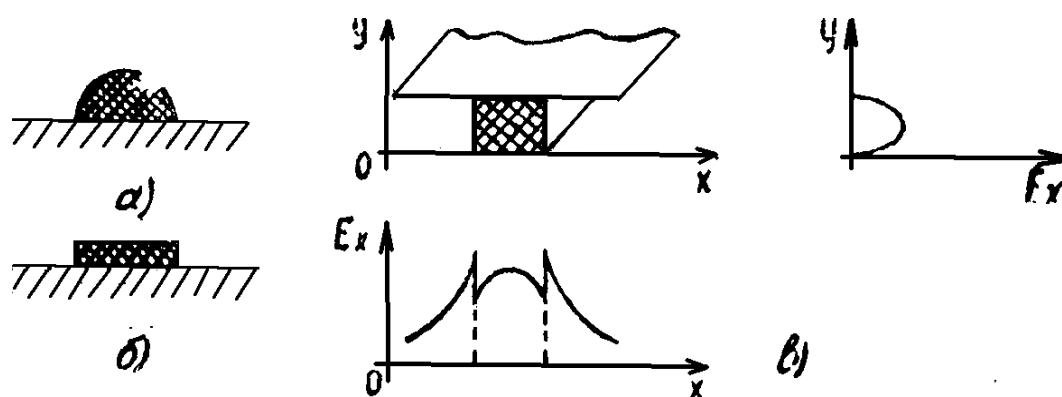


Рис. 4.6. Зеркальные диэлектрические волноводы: а) полукруглой формы; б) прямоугольной формы; в) расположение диэлектрика между двумя металлическими поверхностями

Структура полей в этих линиях с учетом зеркального изображения в экране соответствует обычным диэлектрическим линиям, однако экран обеспечивает устойчивую поляризацию поля. На частоте около 70 ГГц зеркальные диэлектрические линии обладают коэффициентом затухания 0,02 – 0,2 дБ/м.

На рис.4.6, в изображена диэлектрическая линия передачи, в которой диэлектрический стержень располагается между двумя параллельными металлическими пластинами. Образующаяся замедленная гибридная волна не создает продольных составляющих электрического тока в металлических пластинах, и поэтому наблюдается уменьшение потерь в пластинах с ростом частоты. Амплитуда поля такой волны резко спадает по экспоненциальному закону при удалении от диэлектрика. Это позволяет ограничить поперечный размер металлических пластин и сделать линию компактной.

ДСА для лучшего согласования с воздушным пространством выполняют с плавно уменьшающимся диаметром диэлектрического стержня, Тем самым, приближая фазовую скорость волны диэлектрического вол-

новода к скорости электромагнитной волны в воздухе. Равенство этих скоростей обеспечивает отсутствие отражений (происходит полное излучение энергии). Оно наступает при диаметре конца антенны, равном  $2r_{\min} = 0,4\lambda_0\sqrt{\varepsilon-1}$ .

Для получения необходимой формы ДН важно, чтобы вдоль стержня не распространялись высшие типы волн. Анализ показывает, что для этой цели максимальный диаметр стержня должен удовлетворять неравенству

$$2r_{\max} \leq 0,5\lambda_0 / \sqrt{\varepsilon-1}.$$

Длина диэлектрической антенны обычно не превышает  $l < (8-7)\lambda_0$ , при этом ширина главного лепестка ДН равна  $24 - 25^\circ$ , а коэффициент направленного действия  $15 - 20$  дБ.

Диэлектрические антенны чаще всего применяются как облучатели линз и зеркал, а также как излучающие элементы антенных решеток,

### 3. Описание лабораторной установки

Структурная схема для исследования ДН ДСА показана на рис. 4.7.

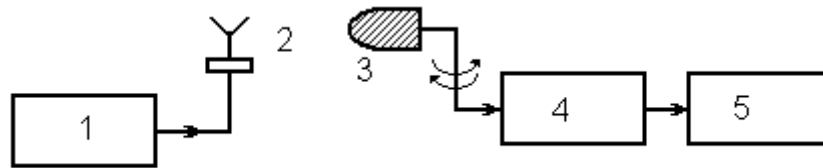


Рис. 4.7. Структурная схема для снятия ДН диэлектрической стержневой антенны: 1 – генератор СВЧ; 2 – передающая (рупорная) антенна; 3 – исследуемая антенна; 4 – детекторная секция; 5 – индикатор (микроамперметр)

Снятие диаграммы направленности проводится на частотах, указанных преподавателем.

Измерение входного сопротивления ДСА осуществляется по структурной схеме рис. 4.8.

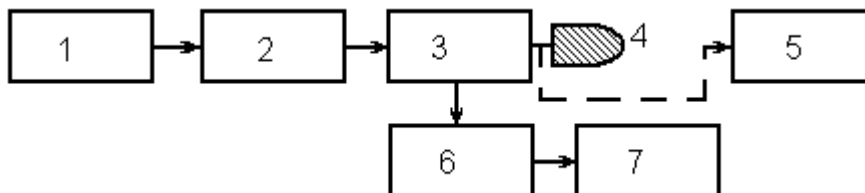


Рис. 4.8. Структурная схема для измерения входного сопротивления диэлектрической стержневой антенны: 1 – генератор СВЧ; 2 – аттенуатор; 3 – измерительная линия; 4 – исследуемая антенна; 5 – короткозамкнутая нагрузка; 6 – детекторная секция; 7 – индикатор (микроамперметр)

Измерение входного сопротивления производится на частотах указанных преподавателем, по смещению узла напряженности электрического поля при подсоединении к измерительной линии исследуемой антенны относительно положения узла при подсоединении короткозамкнутой нагрузки с помощью круговой диаграммы сопротивлений.

#### **4. Задачи и порядок выполнения работы**

1. Ознакомиться со структурными схемами для исследования диэлектрических антенн, изучить работу измерительных приборов согласно их техописания.

2. Включить приборы и дать им прогреться в течение времени, указанного в описании на приборы.

3. Собрать схему установки согласно рис. 4.7 и снять ДН стержневой антенны.

4. Собрать схему установки согласно рис. 4.8. и измерять входное сопротивление антенны.

#### **5. Содержание отчета**

1. Цель работы.
2. Структурная схема для исследования ДСА.
3. Таблицы результатов.
4. Графики зависимостей.
5. Выводы.

#### **6. Контрольные вопросы**

1. Назначение диэлектрических стержневых антенн.
2. Принцип работы ДСА.
3. Тип волн в ДСА.
4. Значение фазовой скорости волны в ДСА.
5. Зависимость коэффициента укорочения от диаметра стержня.
6. Как определяется коэффициент направленного действия ДСА?
7. Что такое оптимальная длина стержня?
8. Как рассчитываются ДН ДСА?
9. Характер взаимодействия поверхностной волны с диэлектриком.
10. Свойства замедленных поверхностных волн.
11. Картина поля волны  $HE_{11}$  в диэлектрике.
12. Свойства диэлектрического волновода.
13. Что такое зеркальные диэлектрические волноводы?
14. Как осуществляется согласование ДСА с окружающей средой?
15. Методика измерения параметров ДСА.

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 5 ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВЫХ АНТЕНН.

### 1. Цель работы

Ознакомиться с устройством и физикой работы щелевых антенн (ЩА), освоить методики снятия характеристик направленности антенн, измерить основные параметры.

### 2. Общее 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 превышающего линий этого тока, и излучение отсутствует (рис. 5.1).

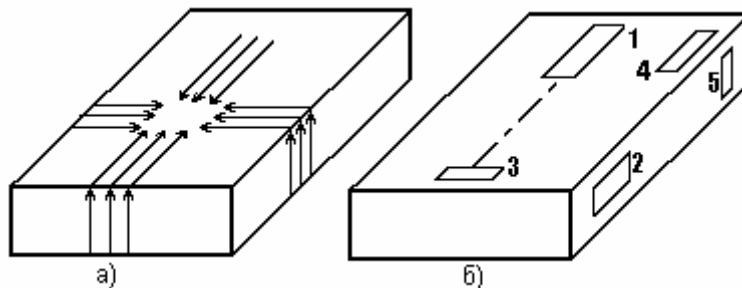


Рис. 5.1. Щелевые антенны: а) картина поверхностных токов; б) 1 – 5 – щели в волноводе

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-

тна волновому сопротивлению, в нем устанавливается режим бегущей волны. Созданную на этом волноводе антенну называют волноводно-щелевой бегущих волн, а чаще, в противовес резонансной, – нерезонансной волноводно-щелевой антенной.

Волноводно-щелевая антенна изображена на электрической схеме согласно рис. 5.2.

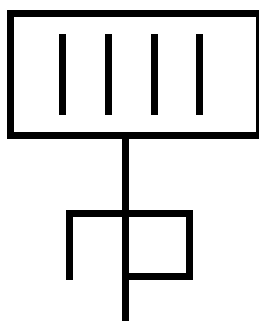


Рис. 5.2. Изображение волноводно-щелевых антенн на электрических схемах

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. Продольная щель эквивалентна параллельно включенному в линию резистору, поперечная щель в широкой стенке – последовательно встроенному (рис. 5.3)

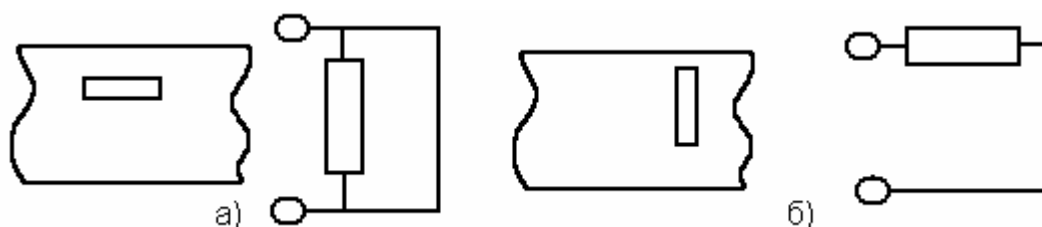


Рис. 5.3. Эквивалентные схемы щелей: а) продольная щель; б) поперечная щель.

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. Ширина щели определяется из условия электрической плотности. Увеличение ширины щели увеличивает ее электрическую плотность и уменьшает резо-

нансную 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.

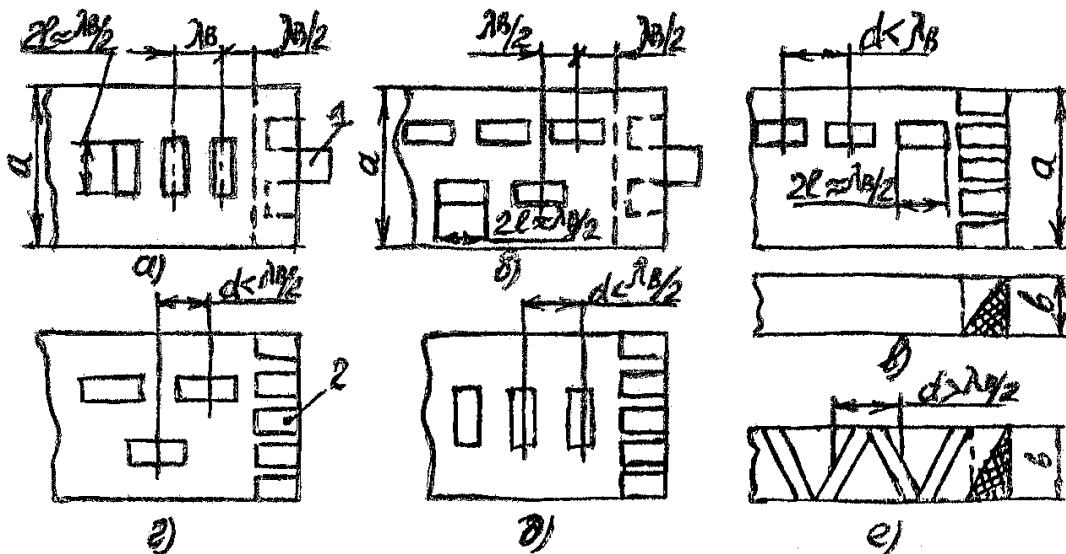


Рис. 5.4. Волноводно-щелевые антенны: а, б – резонансные; в – е – нерезонансные; 1 – короткозамкнутый поршень; 2 – нагрузка

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, в) 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 устанавливают 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, з), в которых щели расположены на расстояниях несколько больше или меньше  $\lambda_B$ . Т.к. в волноводе имеет место бегущая волна, к нему для установления отражения от короткозамкнутого конца антенны подключают нагрузку (поглотитель). Нормированная ДН антенны, приведенной 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 направления 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  $\lambda_B = \lambda/\sqrt{1-(\lambda/2a)^2}$ ;  $a$  – 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.

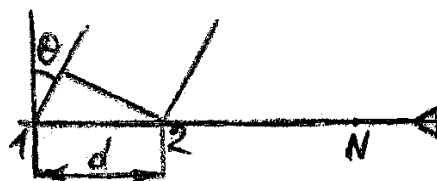


Рис. 5.5. Эквидистантная антенная решетка с последовательным питанием, нагруженная на СН.



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).

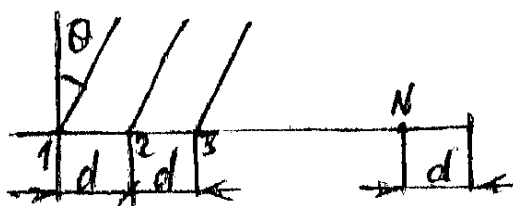


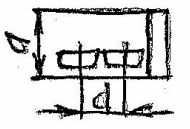

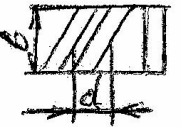

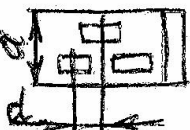
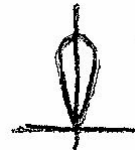



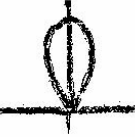
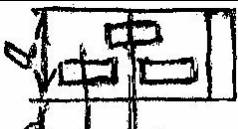





Рис. 5.6. Эквидистантная антенная решетка, закороченная на конце

Питание осуществляется слева. Волна распространяющаяся со входа (падающая), 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
Резонансная с $d = \lambda$			Вертикальная	Нет
Резонансная с $d = \lambda/2$			Горизонтальная	Вертикальная
Резонансная с $d = \lambda/2$ $d = 1 \text{ см.}$			Вертикальная	Нет
Резонансная с $d = \lambda/2$			Горизонтальная	Вертикальная
Резонансная с блоками с $d = \lambda/2$			Горизонтальная	Нет
Резонансная с $d = \lambda/2$ $d = 1,5 \text{ см.}$			Вертикальная	Нет
Резонансная с $d = \lambda/4$			Горизонтальная	Нет
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 ( $\eta_a \approx 1$ ).

### 3. Описание лабораторной установки

Структурная схема для исследования волноводно-щелевых антенн приведена на рис. 5.7.

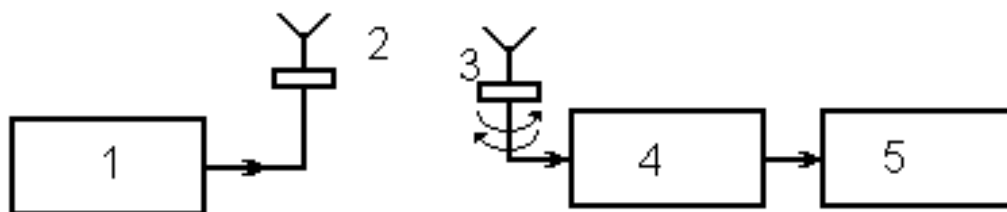


Рис. 5.7. Структурная схема для исследования волноводно-щелевых антенн: 1 – генератор СВЧ; 2 – передающая (вспомогательная) антенна; 3 – исследуемая антенна; 4 – детекторная секция; 5 – индикатор (микроамперметр)

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.

### 4. Задание и порядок выполнения работы

4.1. Ознакомиться со структурной схемой лабораторной установки, изучить работу измерительных приборов согласно техописания.

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 преподавателем, используя в качестве нагрузки антенны как короткозамкнутую, так и согласованную нагрузку.

4.4. По ДН определить коэффициенты усиления антенны

## **5. Содержание отчета.**

1. Цель работы
2. Структурная схема для исследования ДН волноводно-щелевых антенн.
3. Таблицы результатов.
4. Графики зависимостей
5. Выводы

## **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)

### 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.

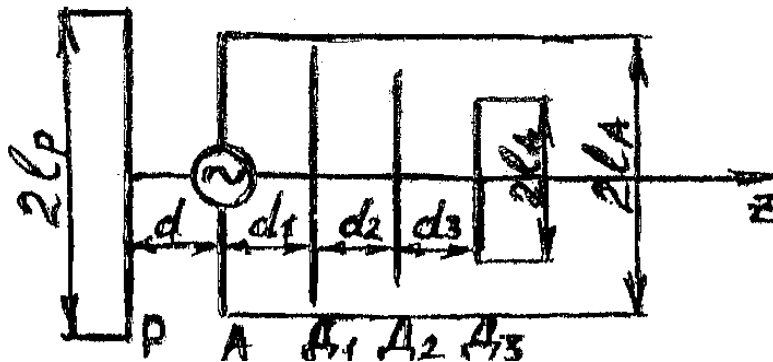


Рис. 6.1. Пятиэлементная антенна типа «волновой канал»: P – рефлектор; A – активный вибратор; D1, D2, D3 – директоры

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 приемной антенной. 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 уси-

лении 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)

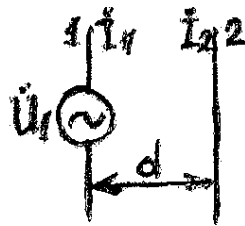


Рис. 6.3. Простейшая антенная система из двух вибраторов: 1- активный; 2- пассивный

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 поток  $\dot{\Phi}_1$ , 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 в акт. 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, e).

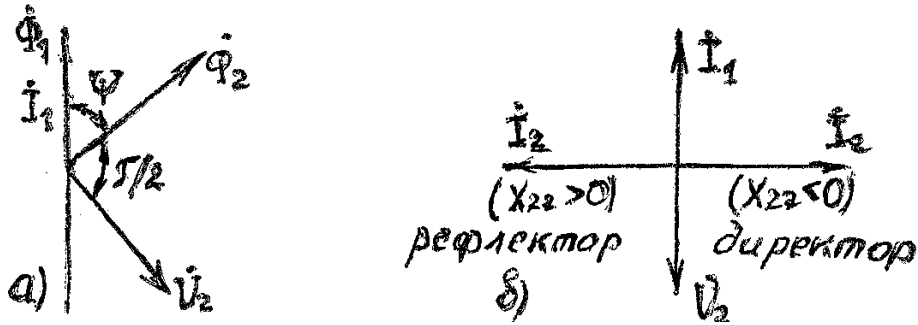


Рис. 6.4. Векторные диаграммы антенной системы двух вибраторов – активного и пассивного: а) общий случай; б) частный случай  $d = \pi/4$

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  $\dot{U}_2$  будет иметь сдвиг по фазе на  $180^\circ$ , т. к. 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.

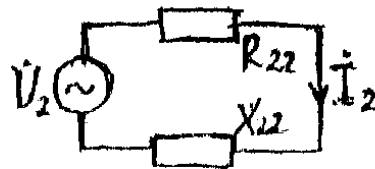


Рис. 6.5. Эквивалентная схема пассивного вибратора.

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 вибратора, а индуктивный характер сопротивления рефлектора – за счет увеличения его длины по отношению к длине активного вибратора.

Рассмотрим фазовые соотношения в АВК из активного вибратора А, рефлектора Р и одного директора (рис. 6.6).

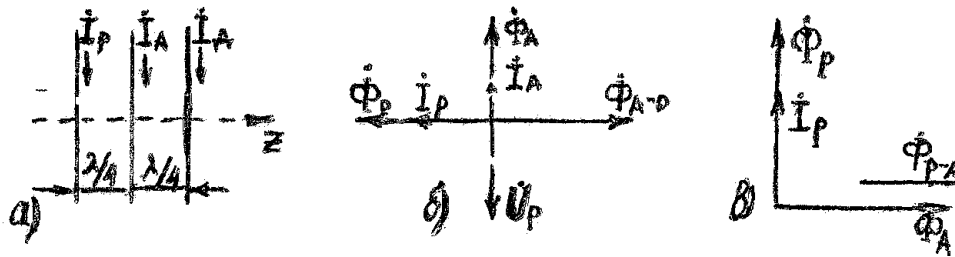


Рис. 6.6. Фазовые соотношения в трех элементной АВК

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 паток  $\dot{\Phi}_A$  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 следующие (рис. 6.6, в). Ток  $\dot{I}_P$  возбуждает паток  $\dot{\Phi}_P$ , который достигает активного вибратора А с отставанием по фазе на  $90^\circ$ . Этот паток  $\dot{\Phi}_{P-A}$  отстает на  $90^\circ$ , т.е. совпадает по фазе с собственным потоком  $\dot{\Psi}_A$  активного вибратора, к.т. по условию  $\dot{I}_P$  опережает  $\dot{I}_A$  на  $90^\circ$ . Т.о., поля в направлении от рефлектора к активному вибратору арифметически складываются. На рис 6.6, б показано, что магнитный паток  $\dot{\Phi}_{A-P}$  индуцирует 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, т.к. они не учитывают всех особенностей работы антенны. Поле, в котором находится 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  $d_N = N \cdot dcp$ ,  $2l_N = \lambda/2$ ,  $I_N = I_0 \cdot \exp[-j(N-1)\Psi]$ , где  $\Psi = \pi/2$ , где  $dcp$  – расстояние до середины решетки из  $N$  вибраторов. Нормированные амплитудные ДН антенны можно рассчитать по формулам:

$$\vec{H}(\varphi = \pi/2) F(\theta^H) = \frac{\sin\left[\frac{N\pi dcp(1 - \cos\theta^H)}{\lambda}\right]}{N \sin\left[\frac{N\pi dcp(1 - \cos\theta^H)}{\lambda}\right]};$$

В плоскости H

$$\vec{E}(\varphi = 0) F(\theta^E) = \frac{\cos(0,5\pi \sin\theta^E)}{\cos} \cdot \frac{\sin\left[\frac{N\pi dcp(1 - \cos\theta^E)}{\lambda}\right]}{N \sin\left[\frac{N\pi dcp(1 - \cos\theta^E)}{\lambda}\right]}.$$

В плоскости E

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 формуле

$$D \approx 5[1 + dcp(N-1)/\lambda]; \quad A_{\phi} = D\lambda^2/4\pi.$$

Чем больше число директоров, тем труднее обеспечить наиболее выгодных фазовые сдвиги между токами в вибраторах, тем меньше ампли-

туды токов в наиболее удаленных от активного вибратора директорах. По этой причине число директоров в АВК обычно редко бывает более  $10 \div 12$ .

Определение параметров много вибраторной 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 металлическом стержне вдоль оси антенны. Это допустимо потому, что в середине получается нулевой потенциал. Активный вибратор в виде петлевого вибратора Пистолькорса или вибратора параллельного питания тоже не посредственно укрепляются на стержне исключение составляет лишь тот случай, когда в качестве активного вибратора применяется обычный полуволновой вибратор, прикрепленный к стержню с помощью изоляторов. Т.к. 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 – 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 (сохраняю свои параметры лишь в полосе частот, измеряемой единицами процентов относительно средней частоты). Узкополосность таких антенн в большей мере определяется фазовыми соотношениями, зависящими от частоты.

### **3. Описание лабораторной установки**

Структурная схема установки показана на рис. 6.7.

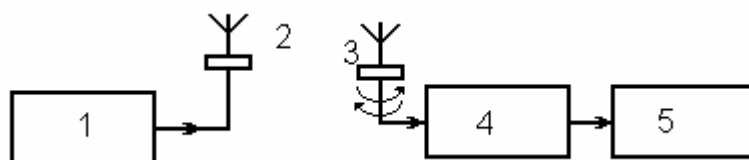


Рис. 6.7. Структурная схем для исследования ДН АВК: 1 – генератор; 2 – передающая антенна; 3 – приемная антенна; 4 – детекторная секция; 5 – индикатор

Снятие ДН происходит на частотах, указанных преподавателем. Конструкция припадающей и приемной антенны изображены на рис. 6.8.

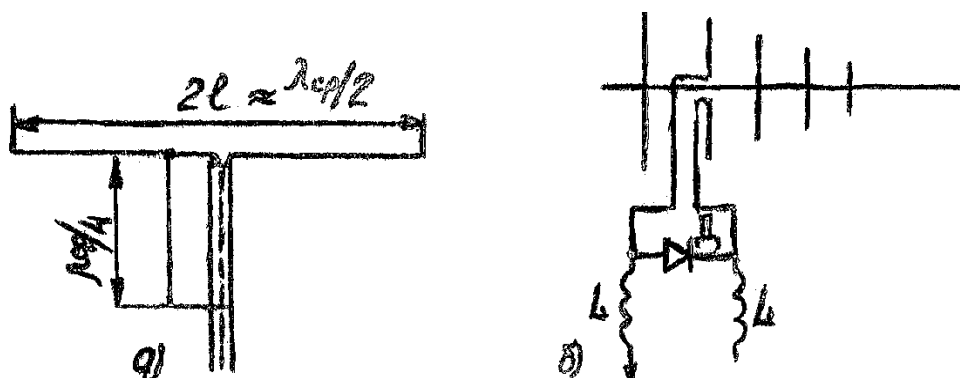


Рис. 6.8. Конструкции антенн: а) передающая; б) приемная

В качестве передающей антенны используется полу волновой 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  $D$  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.

Осуществляется снятие характеристики КСВ =  $\Psi(f)$  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.

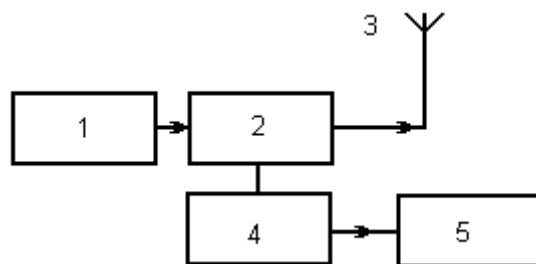


Рис. 6.9. Структурная схема для нахождения резонансной частоты АВК:  
1 – генератор; 2 – измерительная линия; 3 – АВК; 4 – детекторная секция; 5 – индикатор

#### 4. Задание и порядок выполнения работы

1. Ознакомиться со структурной схемой лабораторной установки, изучить работу измерительных приборов согласно техописания.
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 использовать как двух-, трех-, пятиэлементная антенна.
4. Собрать структурную схему согласно рис. 6.9 и определить резонансную частоту АВК, а также полосу пропускания антенны.

#### 5. Содержание отчета.

1. Цель работы.
2. Структурные схемы измерения основных параметров АВК.
3. Таблицы результатов.
4. Графики зависимостей.
5. Выводы.

#### 6. Контрольные вопросы.

1. Пояснить устройство АВК.
2. Характер волны АВК.
3. При каких условиях пассивный вибратор выступает в роли рефлектора, а при каких 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 ограничивается число директоров?
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 (РА)

### 1. Цель работы

Ознакомление с устройством и физикой работы 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.

### 2. Общие сведения

Открытый конец волновода можно рассматривать как простейшую антенну СВЧ, но такие излучатели являются слабонаправленными. Это связано с тем, что размеры раскрыва 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  $0,25 \dots 0,3$ . Следовательно, такая антенна плохо согласована с окружающим пространством.

Расширение волновода, образующее рупор, улучшает направленность и уменьшает отражение. Коэффициент отражения используемых рупоров 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).

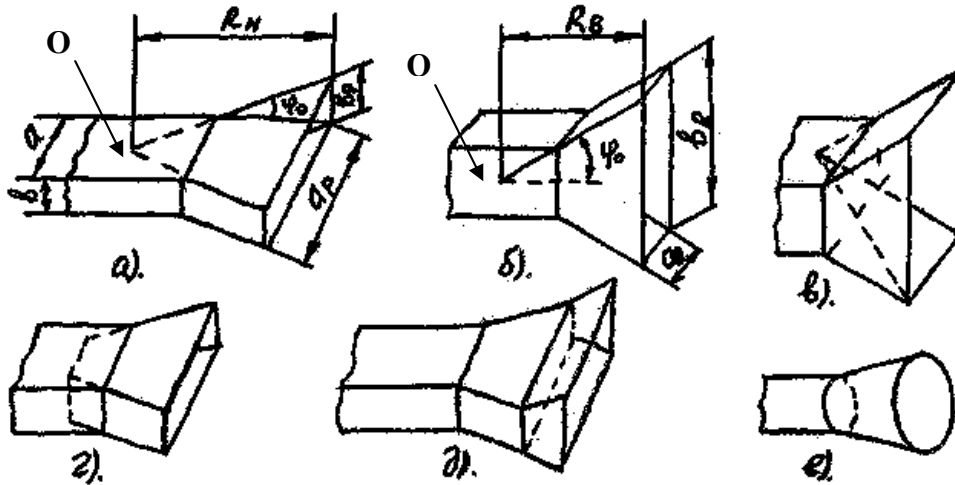


Рис.7.1. Основные типы РА:

а) Н-секториальный; б) Е-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 Н и Е плоскости соответственно; точка О – вершина рупора;  $2\phi_0$  – угол раскрыва

Секториальный рупор образует веерообразную диаграмму. Рупор, расходящийся в магнитной плоскости (Н-рупор), имеет меньше побочного излучения, чем рупор, расходящийся в электрической плоскости (Е-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 идее 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.

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.  $2\phi_0$ . Электромагнитная волна, достигнув раскрыва, являющегося границей раздела рупора и свободного пространства, большей частью излучается в свободное пространство, но часть энергии все же отражается от раскрыва и движется в обратном направлении. При этом надо иметь в виду, что коэффициент отражения уменьшается с увеличением  $R$  и  $a_p$ , т.к. с увеличением раскрыва фазовая

скорость  $v_\phi$  приближается к скорости света  $C$ , что приводит к уменьшению отражения волны от излучающей поверхности рупора:

$$v_\phi = C / \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a_p}\right)^2}$$

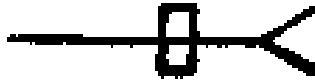


Рис.7.2 Изображение РА на электрических схемах

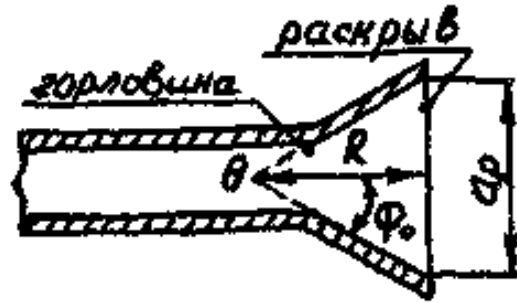


Рис. 7.3. Продольное сечение рупора

В то же время размеры раскрыва  $a_p$  и  $b_p$  связаны с требуемой шириной диаграммы направленности (ДН) на уровне половинной мощности следующими соотношениями:

- а)  $a_p = 68\lambda / (2\varphi_{0,5})_H^\circ; b_p = 53\lambda / (2\theta_{0,5})_E^\circ$  для Е-секториального рупора;
- б)  $a_p = 80\lambda / (2\varphi_{0,5})_H^\circ; b_p = 51\lambda / (2\theta_{0,5})_E^\circ$  для Н-секториального рупора;
- в)  $a_p = 80\lambda / (2\varphi_{0,5})_H^\circ; b_p = 53\lambda / (2\theta_{0,5})_E^\circ$  для пирамидального рупора.

Диаметр раскрыва конического рупора выбирается из соотношений:

$$(2\varphi_{0,5})_H^\circ \approx 70 \cdot \lambda / d_p; (2\theta_{0,5})_E^\circ \approx 60\lambda / d_p.$$

В приведенных выше соотношениях  $(2\varphi_{0,5})_H^\circ$  и  $(2\theta_{0,5})_E^\circ$  — соответственно ширина диаграммы направленности на уровне половинной мощности для плоскостей Н и Е.

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 Н вдоль оси Х (проходящей в плоскости Н) распределение амплитуды поля косинусоидальное, а вдоль оси Y (проходящей в плоскости Е) 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.

На рис.7.4 показан Н-секториальный рупор и структура магнитного поля в нем.



Рис.7.4 Структура магнитного поля в Н-секториальном рупоре

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 Е 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 Е рупора, где амплитудное распределение равномерное, допустимое значение фазовой ошибки  $\Psi_{\text{макс}_E} \leq \pi/2$ . В плоскости Н 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:

$$R_E \geq b_p^2 / 2\lambda; R_H \geq a_p^2 / 3\lambda.$$

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:

$$\Psi_{\text{макс}} \approx (108 - 144)^\circ; R_0 \approx d_p / 2.4\lambda - 0.152\lambda.$$

Нормированные амплитудные ДН РА при возбуждении ее волной  $H_{10}$  приближенно можно рассчитать по формулам:

$$F(\theta^H) = \frac{\cos(\frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \theta^H)}{1 - (\frac{2a_p}{\lambda} \sin \theta^H)^2} \cdot \frac{1 + \cos \theta^H}{2}; F(\theta^E) = \frac{\sin(\frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta^E)}{\frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta^E} \cdot \frac{1 + \cos \theta^E}{2}$$

в плоскости Н в плоскости Е

где  $\theta^H, \theta^E$  - углы, отсчитываемые соответственно в плоскостях Н и Е, 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 Н - рупоров  $\nu = 0,64$  и Е - 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 ( $10 \div 20$ )°. 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.

### 3. Описание лабораторной установки

ДН антенны снимается согласно структурной схеме рис. 7.5.

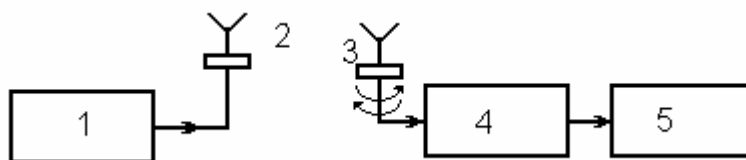


Рис.7.5 Схема установки для снятия ДН рупорных антенн:  
1 – генератор СВЧ; 2 – вспомогательная (передающая) антенна; 3 – исследуемая (приемная) антенна; 4 – детекторная секция; 5 – индикатор (микроамперметр)

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 на рис. 7.6.

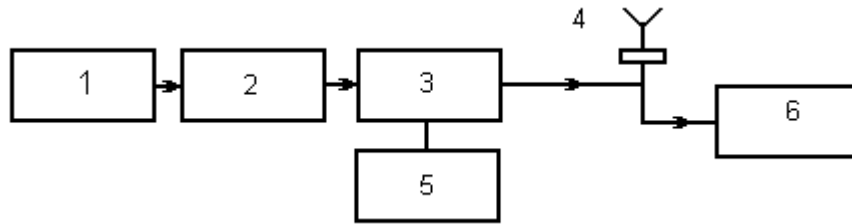


Рис. 7.6. Структурная схема для измерения входного сопротивления РА:  
1 – генератор СВЧ; 2 – аттенюатор; 3 – измерительная линия;  
4 – исследуемая антенна; 5 – индикатор

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 на рис. 7.7.

Эффективная площадь антенны определяется по формуле:

$$A_{эф} = A_{эф}^{\circ} \cdot P_{np}' / P_{np};$$

где  $A_{эф}^{\circ}$  – эффективная площадь измерительной антенны, определяемая по графику, прилагаемому к антенне, см;  $P_{np}', P_{np}$  – отсчет мощности соответственно для испытываемой и измерительной антенн.



Рис. 7.7. Структурная схема измерения эффективной площади антенны:  
1 – генератор СВЧ; 2 – вспомогательная антенна; 3 – измерительная антенна;  
4 – измеритель мощности; 5 – испытываемая антенна

Поляризационная характеристика снимается согласно структурной схеме на рис. 7.8.

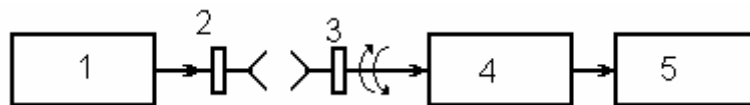


Рис. 7.8. Структурная схема для измерения поляризационной характеристики РА:  
1 – генератор СВЧ; 2 – исследуемая антенна; 3 – антенна линейной поляризации;  
4 – детекторная секция; 5 – индикатор

Поляризация характеристика представляет собой зависимость величины вектора напряженности электрического поля от угловой координаты, изменяющейся в плоскости, перпендикулярной направлению распространения волны.

#### **4. Задание и порядок выполнения работы**

1. Ознакомиться со структурными схемами лабораторных установок, изучить работу измерительных приборов согласно техописания.
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.

#### **5. Содержание отчета**

1. Цель работы
2. Структурные схемы измерения основных параметров РА.
3. Таблицы результатов
4. Графики зависимостей.
5. Выводы.

#### **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.

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 8 ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ АНТЕНН, ВИБРАТОРНЫЕ АНТЕННЫ

### 1. Цель работы

1.1. Научиться строить диаграмму направленности (ДН) антенны в прямоугольных и полярных координатах и определять параметры ДН:

$\Theta_m$  – направление главного максимума ДН в пространстве;

$2\Theta_{0.5}$  – ширину главного лепестка ДН по уровню половинной мощности;

$F_{6m}$  – максимальный уровень боковых лепестков и коэффициент направленного действия (КНД).

1.2. Путем численного моделирования на компьютере с использованием программы VIBRATOR изучить основные закономерности в симметричном вибраторе и директорной антенне.

### 2. Сведения из теории

Основные характеристики и параметры антенн: каждая антенна как пассивное линейное устройство может работать в режимах передачи и приема. В обоих режимах антенна характеризуется направленными, поляризационными, фазовыми свойствами и входным сопротивлением. К основным характеристикам и параметрам, описывающим эти свойства, относятся:

- диаграмма направленности (ДН);
- коэффициент направленного действия (КНД);
- коэффициент усиления (КУ);
- фазовая диаграмма (ФД);
- коэффициент поперечного действия (КПД).

В режиме передачи дополнительно антенна характеризуется поляризационной диаграммой (ПД). В режиме приема – поляризационной эффективностью (ПЭ) и шумовой температурой (ШТ). Под характеристиками антенны понимаются некоторые величины, связанные с полем антенны в дальней зоне, зависящие от угловых координат  $\Theta$ ,  $\varphi$  точки наблюдения. Дальняя зона – это область пространства, расположенная от антенны на расстоянии, значительно превышающем размеры антенны и длину волны. Точка наблюдения – это точка, в которой рассматривается поле антенны в режиме передачи или расположен источник поля, если антенна работает в режиме приема. К характеристикам антенны относятся: ДН, ФД, ИД.

Параметры характеризуют антенну в целом (интегрально) и не зависят от углов  $\Theta$ ,  $\varphi$ . Параметры определяются свойствами поля антенны либо в дальней зоне, либо в дальней и ближней зонах. К параметрам относятся: КНД, КУ, КПД, ПЭ, ШТ, входное сопротивление.

Характеристики и параметры антенны, относящиеся к режиму передачи и режиму приема, по разному определяются в этих двух режимах, хотя имеют одинаковые числовые значения. Рассмотрим определения ДН и КПД в режиме передачи.

Диаграмма направленности. Пусть антенна расположена в начале прямоугольной (X.Y.Z) и сферической (r,  $\Theta$ ,  $\varphi$ ) систем координат (рис. 8.1).

На рисунке: O – точка расположения антенны, P – точка наблюдения, находящаяся в дальней зоне, P' – проекция точки P на плоскость X, Y; r,  $\Theta_0$ ,  $\varphi$  – сферические координаты точки P ( $r_{\min} < r < \infty$ ,  $0 < \Theta < \pi$ ,  $0 < \varphi < 2\pi$ , где  $r_{\min}$  – расстояние до ближней границы дальней зоны);  $r_0$ ,  $\Theta_0$ ,  $\varphi_0$  – единичные векторы сферической системы координат (орты).

Антенна создает в точке P поле, описываемое комплексными векторами E, H. Модули и аргументы этих векторов зависят от угловых координат  $\Theta$ ,  $\varphi$  точки P. Поскольку векторы E и H однозначно связаны друг с другом (их направления в пространстве, амплитуды и фазы), характеристики антенны определяют по вектору E.

Диаграммой направленности называется зависимость амплитуды вектора E поля антенны в дальней зоне от угловых координат точки наблюдения P, т.е. зависимость E( $\Theta$ ,  $\varphi$ ). ДН обозначается символом f( $\Theta$ ,  $\varphi$ ). Ее нормируют – все значения E( $\Theta$ ,  $\varphi$ ) делят на максимальное значение  $E_m$  и обозначают нормированную ДН символом F( $\Theta$ ,  $\varphi$ ). Очевидно,  $0 \leq F(\Theta, \varphi) \leq 1$ . ДН изображают в прямоугольных или полярных координатах как функцию угла в при  $\varphi = \text{const}$ . Обычно берут два значения угла  $\varphi$ :  $\varphi = 0^\circ$  и  $\varphi = 90^\circ$ . На рис. 8.2 и 8.3 показана типичная ДН в прямоугольных и полярных координатах. На рис. 8.2 показаны параметры ДН:  $2\Theta_{05}$ ,  $\Theta_m$ ,  $F_{6m}$ . Как видно, ДН антенны имеет лепестковый характер. Это является следствием интерференции полей от различных участков антенны. Элементами ДН являются главный лепесток (ГЛ) и боковые лепестки (БЛ). На рис. 8.2 антенна имеет 5 боковых лепестков, на рис. 8.3 – 3 боковых лепестка. На рис.8.3  $\Theta_m = 0$ .

Плоскости  $\varphi = 0$  и  $\varphi = 90^\circ$  обычно совмещают с плоскостями E и H, если антенна излучает поле линейной поляризации. Плоскостью E называется плоскость, в которой лежит вектор E и направление главного максимума

ДН. Плоскостью H называется плоскость, в которой лежит вектор H и направление главного максимума ДН, ДН строится в линейном масштабе (рис. 8.2, 8.3), квадратичном и логарифмическом. В квадратичном масштабе строится зависимость  $F^2(\Theta)$ , в логарифмическом – зависимость  $20\lg F(\Theta)$  (единица измерения – дБ). Логарифмический масштаб используется при изображении ДН с малыми боковыми лепестками. Квадратичный часто используется при построении ДН, измеренных экспериментально. Коэффициент направленного действия это отношение мощности излучения гипотетической ненаправленной антенны с  $F(\Theta, \varphi) = 1$  к мощности излучения

заданной направленной антенны при условии, что обе антенны создают в точке наблюдения Р дальней зоны поле одинаковой напряженности. Обозначим мощность излучения и напряженность поля ненаправленной антенны символами  $P_{\Sigma HHa}$  и  $E_{HHa}$ . Для направленной, соответственно, символами  $P_{\Sigma Ha}$  и  $E_{Ha}$ .

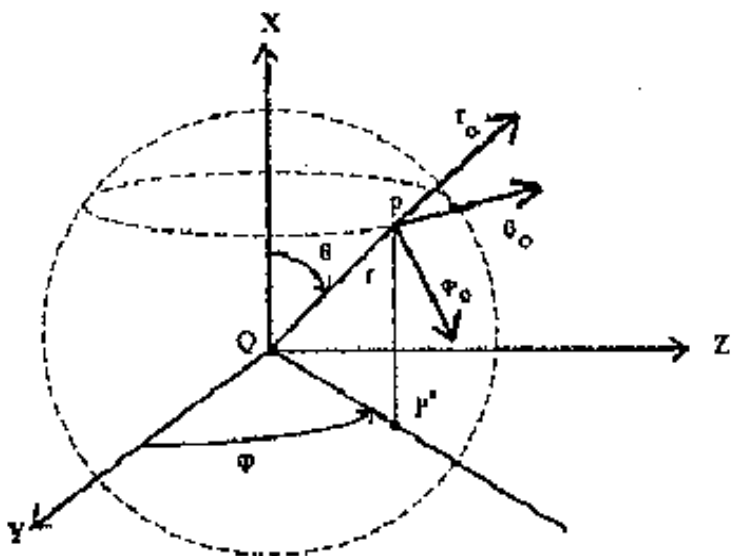


Рис. 8.1. Системы координат

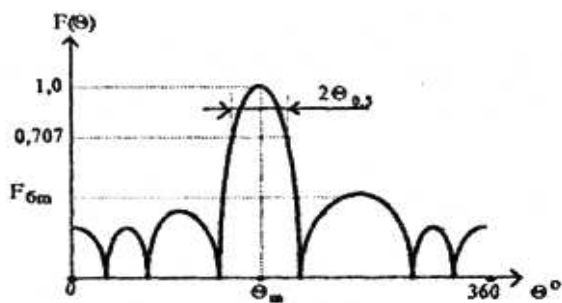


Рис. 8.2. ДН в прямоугольной системе координат

КНД, обозначаемый далее символом  $D$ , определяется выражением

$$D = \frac{P_{\Sigma HHa}}{P_{\Sigma Ha}}$$

при условии, что в точке наблюдения

$$E_{HHa} = E_{Ha}$$

В направлении главного максимума КНД  $> 1$  и достигает максимального значения. В направлении нулей ДН  $D = 0$ .

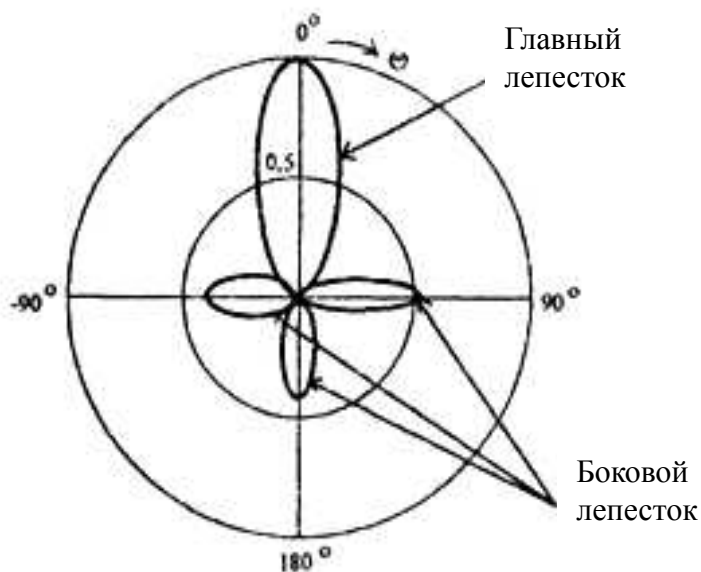


Рис. 8.3. ДН в полярных координатах

Чаще всего под КНД понимают его максимальное значение, т.е. значение в направлении главного максимума ДН. Используется также другое определение КНД, эквивалентное рассмотренному: КНД – это отношение плотности потока мощности направленной антенны к плотности потока мощности ненаправленной антенны в одной и той же точке пространства при условии излучения обеими антеннами одной и той же мощности.

Оба определения дают одно и то же значение КНД. Величина КНД связана с параметрами ДН –  $2\theta_{0.5}$ ,  $F_{\text{бм}}$ . Чем меньше  $2\theta_{0.5}$  и  $F_{\text{бм}}$ , тем больше КНД. Приблизительно КНД можно оценить по формуле, справедливой, если  $F_{\text{бм}} < 10\%$ :

$$D \approx \frac{25000}{(2\theta_{0.5}^g)^g (2\theta_{0.5}^h)^g}$$

### Вибраторные антенны

Вибраторные антенны используются в миллиметровом, сантиметровом, дециметровом, метровом и в более длинноволновых диапазонах волн и представляют собой прямолинейные проводники, возбуждаемые в определенных точках. Вибраторные антенны в зависимости от конструкции имеют КНД от нескольких единиц до десятков тысяч и применяются в системах радиосвязи, радионавигации, телевидении, телеметрии и других областях радиотехники.

Полуволновый вибратор. Простейшей вибраторной антенной является линейный симметричный вибратор, схематически показанный на рис. 8.4.





Рис. 8.4. Линейный симметричный вибратор

Плечи вибратора выполняются из металлических проводников с поперечными размерами, значительно меньшими их длины. В середине к плечам вибратора подключается двухпроводная линия, которая, в свою очередь, подключается к генератору – в режиме передачи, или к приемнику – в режиме приема. В диапазоне УКВ (длина волны меньше 10 м) чаще всего используются вибраторы с длиной каждого плеча, равной четверти длины волны. Общая длина вибраторной антенны (длина двух плеч) в этом случае близка к половине длины волны  $\lambda$ , и вибратор называется полуволновым. Далее рассматривается только такой вибратор.

Расчет всех характеристик антенны включает в себя два этапа: решение внутренней и внешней задач.

Внутренняя задача – это нахождение распределения тока в проводниках антенны и определение входного сопротивления.

Внешняя задача: по найденному току в проводниках антенны находится поле в дальней зоне, поляризация, КПД.

Распределение тока в плечах полуволнового вибратора приближенного можно определить, сопоставив вибратор и двухпроводную линию, разомкнутую на конце, длиной в четверть длины волны. На рис. 8.5 показана двухпроводная линия, а на рис. 8.6 – полуволновой вибратор.

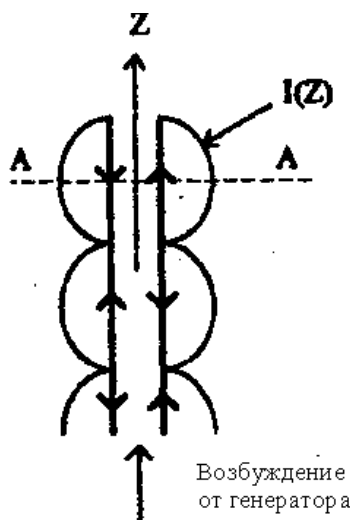


Рис 8.5. Двухпроводная линия

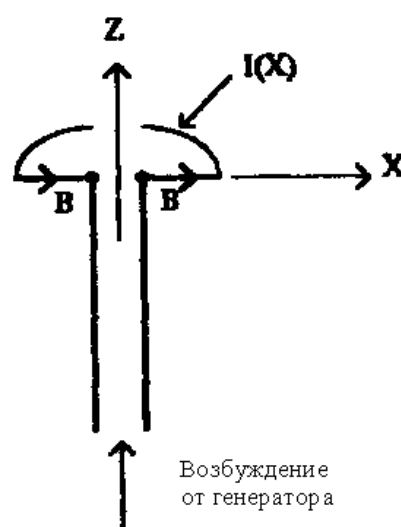


Рис. 8.6. Полуволновой вибратор

Линия снизу возбуждается от генератора, сверху разомкнута, поэтому в линии устанавливается режим стоячей волны тока. Распределение амплитуд тока  $I(Z)$  и направление токов в проводниках линии показано на рисунке. Так как расстояние между проводниками линии делается значительно меньше длины волны, а направления токов в соседних проводниках противоположно, линия не излучает.

Если в некотором сечении А-А, расположенном от разомкнутого конца на расстоянии четверти длины волны, левый проводник повернуть влево, а правый – вправо на  $90^\circ$ , получится полуволновой вибратор, возбуждаемый двухпроводной линией (рис. 8.6). При этом распределение тока  $I(X)$ , как показывает теоретический анализ и эксперимент, в плечах вибратора изменится очень мало: на свободных концах плеч ток будет равен нулю, а в точках подключения двухпроводной линии (на рис. 8.6 – точки В) амплитуда тока будет максимальной. Как видно, в обоих плечах вибратора направление тока одинаково, поэтому вибратор излучает. Направленные свойства вибратора можно выяснить, рассматривая вибратор как сумму элементарных излучателей бесконечно малой длины  $dX$ . Каждая такая часть представляет собой диполь Герца. Как известно, диполь Герца не излучает вдоль своей оси (на рис. 8.7 – вдоль оси X), максимум излучения ориентирован вдоль оси диполя (вдоль оси Z на рис. 8.7). На рис. 8.8 показан диполь Герца в системе прямоугольных X.Y.Z и сферических координат и его ДН, которая описывается выражением  $F(\Theta) = \cos\Theta$ .

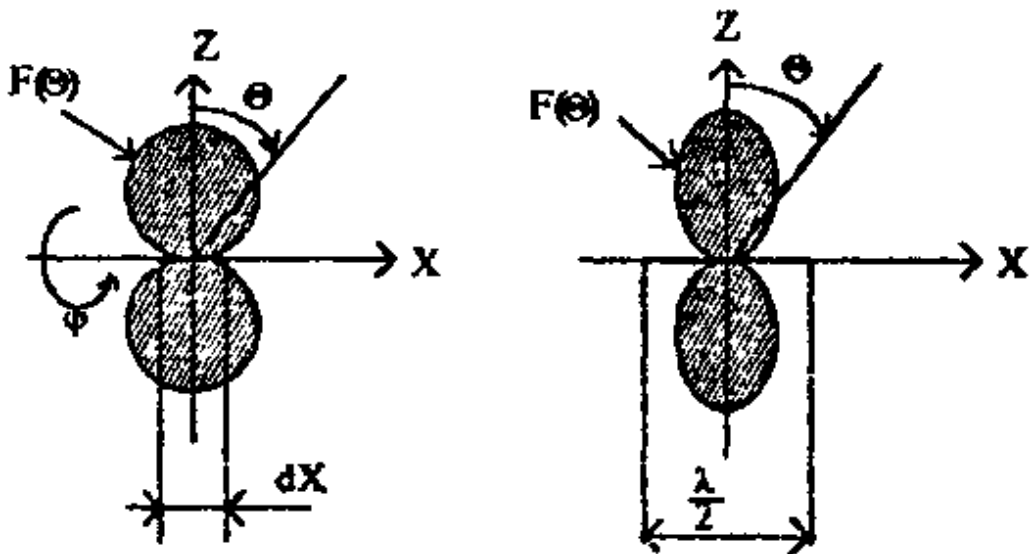


Рис. 8.7 Направление излучения диполя Герца      Рис. 8.8 ДН диполя Герца

На рис. 8.8 показан полуволноводный вибратор, состоящий из множества диполей Герца, и его ДН. Токи во всех его диполях имеют одинаковые фазы (одинаковое направление), поэтому их поля складываются с

одинаковыми фазами в направлении оси  $Z$  (при  $\theta=0$ ). В других направлениях поля уже не складываются синфазно, т.к. расстояния от разных диполей до точки наблюдения разные. В результате направленность излучения полуволнового вибратора повышается по сравнению с диполем Герца. Получена следующая формула для ДН полуволнового вибратора:

$$F(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right)}{\cos \theta}.$$

Для диполя Герца ширина главного лепестка ДН  $2\theta_{05} = 90^\circ$ , КНД = 1,5. Для полуволнового вибратора  $2\theta_{05} = 78^\circ$ , КНД = 1,64.

В плоскости, перпендикулярной оси  $X$ , вибратор, так же, как и диполь Герца, излучает равномерно, т.е. ДН от угла  $\varphi$  не зависит и описывается выражением  $F(\varphi) = 1$ .

Диаграмма направленности  $F(\varphi)$  показана на рис. 8.9. На рис. 8.9 вектор  $E$  в дальней зоне на оси  $Z$  ориентирован параллельно оси  $X$ , а вектор  $H$  – по касательной к окружности  $R = \text{const}$ . За период колебания высокой частоты конец вектора  $E$  описывает линию, параллельную оси  $X$ , т.е. вибратор излучает поле линейной поляризации. Плоскость  $\varphi = \text{const}$  – это плоскость  $E$ , плоскость  $ZY$  – плоскость  $H$ .

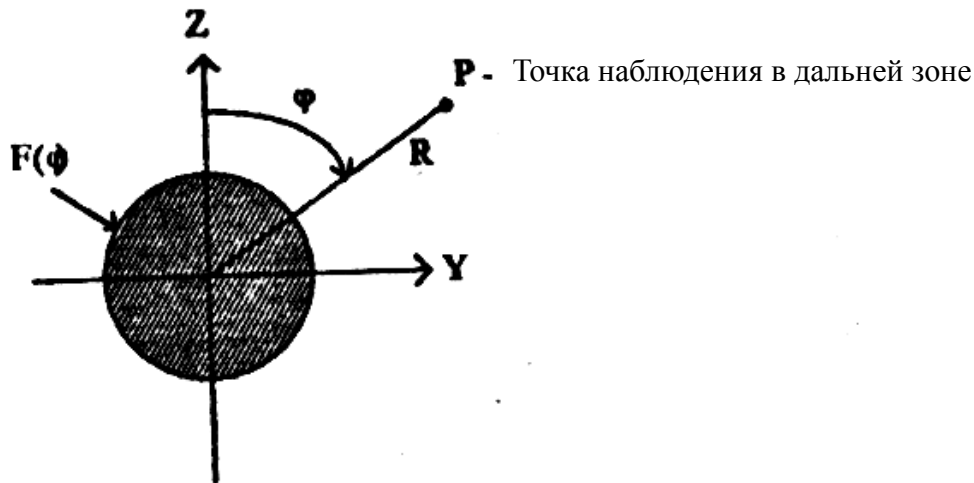


Рис. 8.9. Диаграмма направленности  $F(\varphi)$

Входное сопротивление вибратора ( $Z_{\text{вх}}$ ) равно отношению напряжения в точках В к току в этих точках. Обозначим напряжение и ток символами  $U_{\text{вх}}$ ,  $I_{\text{вх}}$ . Тогда

$$Z_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = R_{\text{вх}} + iX_{\text{вх}},$$

где  $R_{\text{вх}}$ ,  $X_{\text{вх}}$  – активная и реактивная части входного сопротивления.

Теоретически и экспериментально показано, что для полуволнового вибратора  $R_{\text{вх}} = 75 \text{ Ом}$ . Реактивная часть изменяется в зависимости от частоты  $f$  примерно так же, как в разомкнутой двухпроводной линии, длиной в четверть длины волны. На резонансной частоте  $f_0$   $X_{\text{вх}} = 0$  на частоте  $f < f_0$  реактивное сопротивление индуктивно:  $X_{\text{вх}} > 0$ ; на частоте  $f > f_0$  реактивное сопротивление емкостное:  $X_{\text{вх}} < 0$ .

Как видно,  $X_{\text{вх}}$  в зависимости от частоты меняется так же, как в последовательном колебательном контуре. Но поскольку в вибраторе есть потери мощности на излучение, резонансная частота уменьшается по сравнению с той, на которой его длина равна половине длины волны. Резонансная длина вибратора  $L_{\text{рез}} = 0,5\lambda - \Delta L$ , где  $\Delta L$  – укорочение полуволнового вибратора, зависящее от диаметра провода, из которого сделан вибратор. Обычно  $\Delta L \approx (0,02 \dots 0,05)\lambda$ .

Диаграмма направленности вибратора слабо зависит от частоты, а входное сопротивление – сильно. Поэтому полуволновой вибратор является узкополосной антенной с точки зрения согласования с линией передачи. Удовлетворительное согласование полуволнового вибратора с кабелем, имеющим волновое сопротивление  $75 \text{ Ом}$ , сохраняется в полосе частот с коэффициентом перекрытия  $1,05 \dots 1,1$  (коэффициент перекрытия отношение максимальной частоты полосы пропускания к минимальной).

Характеристики и параметры симметричного вибратора зависят от отношения его волновой длины  $L/\lambda$ , где  $L$  – геометрическая длина вибратора,  $\lambda$  – длина волны. Выше кратко были рассмотрены свойства полуволнового вибратора, волновая длина которого равна  $0,5$ .

Полуволновой вибратор с линейным рефлектором. В ряде технических задач указанного значения КНД бывает недостаточно. Для повышения КНД вибраторные антенны делают более сложными, дополняя полуволновой вибратор, возбуждаемый от линии передачи, пассивными элементами или строя из полуволновых вибраторов антенные решетки. Полуволновой вибратор с пассивным линейным рефлектором является простейшим из подобных антенн. Рис. 8.10 иллюстрирует схематически конструкцию такой антенны.

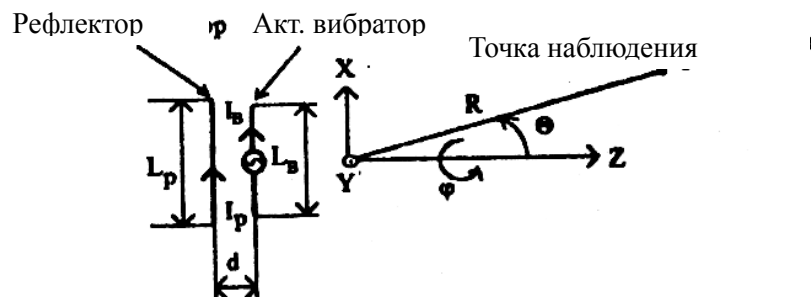


Рис 8.10 Полуволновой вибратор с пассивным линейным рефлектором

На рисунке показаны прямоугольная и сферическая системы координат. Активный вибратор (далее просто «вибратор») показан в виде линии с кружком в середине. Это означает, что он возбуждается от линии передачи. Его длина –  $L_B$ . Линейный рефлектор (на рисунке и далее по тексту просто «рефлектор») – это прямолинейный проводник длиной  $L_P$ , который возбуждается полем активного вибратора. Расстояние между вибратором и рефлектором –  $A$ . По вибратору течет ток  $I_B$ , по рефлектору –  $I_P$ . Причем ток  $I_P$  возбуждается полем вибратора. Размеры  $L_P$ ,  $L_B$  и  $d$  выбираются так, чтобы поля вибратора и рефлектора в направлении оси  $+Z$  складывались с одинаковыми фазами, а в направлении оси  $Z$  – со сдвигом по фазе в  $180^\circ$ . В результате излучение в направлении оси  $+Z$  увеличивается, в направлении оси  $-Z$  – уменьшается, ширина главного лепестка ДН уменьшается, КНД увеличивается приблизительно в два раза по сравнению с одиночным полуволновым вибратором. Поскольку амплитуда тока в рефлекторе несколько меньше амплитуды тока в вибраторе, полной компенсации поля вибратора и рефлектора в направлении оси  $-Z$  не происходит, и ДН имеет небольшой задний лепесток. ДН системы вибратор – рефлектор в плоскостях  $E$  и  $H$  показаны на рис. 8.11.

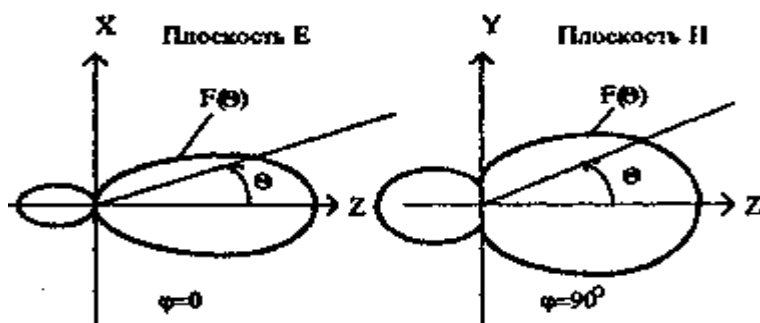


Рис 8.11. ДН системы вибратор – рефлектор в плоскостях  $E$  и  $H$

В плоскости  $E$  вибратор вдоль оси не излучает, поэтому ДН системы вибратор – рефлектор в направлении  $\theta = \pm 90$  имеет нулевое значение. В плоскости  $H$  каждый из вибраторов системы вибратор рефлектор не направлен, поэтому ДН такой системы в направлении  $\theta = \pm 90$  имеет хотя и невысокий уровень, но не нулевое значение.

Принцип работы системы вибратор – рефлектор заключается в следующем. Ток вибратора  $I_B$  возбуждает в пространстве электромагнитное поле. Поток магнитной индукции этого поля в виде волны распространяется по радиусам  $R$  и достигает рефлектора с отставанием по фазе на  $\psi = -\frac{2\pi}{\lambda}d$ . Обозначим этот поток символом  $\Phi$ . Поток  $\Phi$  наводит ЭДС в ре-

флекторе. В соответствии с законом электромагнитной индукции Фарадея ЭДС (далее обозначается символом  $E$ ) определяется производной потока по времени

$$E = \frac{-d\Phi}{dt},$$

т.е. отстает от потока по фазе на  $90^\circ$ . ЭДС в рефлекторе возбуждает ток  $I_p$ , который отстает по фазе от ЭДС на  $90^\circ$ . Это достигается тем, что длина рефлектора делается больше резонансной и его входное сопротивление индуктивным. Сказанное иллюстрируется рис. 8.12, на котором на комплексной плоскости показаны: ток в активном вибраторе  $I_v$ , поток магнитной индукции в точке расположения активного вибратора  $\Phi_v$ ; поток магнитной индукции в точке расположения рефлектора  $\Phi_p$ , сдвинутый по фазе относительно потока  $\Phi$ , на угол  $\psi = -\frac{2\pi}{\lambda}d$ ; ЭДС, наводимая в рефлекторе,  $E$ ; ток в рефлекторе  $I_p$ .

Рисунок соответствует случаю  $d = \frac{\lambda}{4}$ , при этом  $\psi = -90^\circ$ .



Рис. 8.12. Токи  $I_p$  и  $I_v$  в рефлекторе

Как видно, ток в рефлекторе опережает ток в вибраторе на  $90^\circ$ . Учитывая, что расстояние между вибратором и рефлектором  $d = \lambda/4$ , нетрудно показать, что поля вибратора к рефлектора в направлении  $+Z$  (от рефлектора к вибратору) складываются с одинаковыми фазами, а в направлении  $-Z$  (от вибратора к рефлектору) – со сдвигом по фазе  $180^\circ$ .

Полуволновой вибратор с линейным директором. Схематически антенна показана на рис. 8.13. Состоит из активного вибратора, возбуждаемого от линии передачи, и пассивного линейного вибратора – директора. Расстояние между вибратором и директором равно  $d$ .

Углы  $\Theta$  и  $\phi$  на точку наблюдения отчитываются так же, как на рис. 8.12. Длина вибратора делается равной резонансной, а длина директора – меньше резонансной. При этом входное сопротивление директора ем-

костное. Ток в нем отстает по фазе на  $90^\circ$  от ЭДС наводимой в нем полем вибратора. На рис. 8.14 показаны те же величины, что и на рис. 8.12, но для системы вибратор – директор в случае  $d = \lambda/4$ .

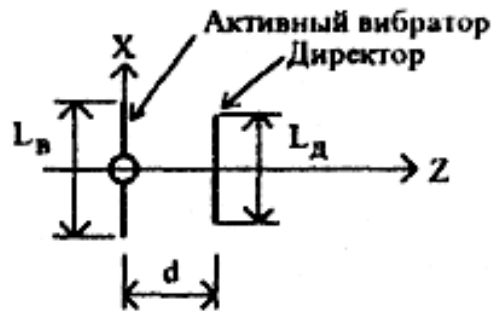


Рис. 8.13. Полуволновой вибратор с линейным директором

Ток в директоре обозначен символом  $I_d$  и, как видно, отстает по фазе на  $90^\circ$  от тока в вибраторе. В этом случае поля вибратора и директора складываются с одинаковыми фазами в направлении оси  $+Z$  (в направлении от вибратора к директору) и со сдвигом по фазе  $180^\circ$  в направлении  $-Z$  (от директора к вибратору). Диаграммы направленности системы вибратор – директор в плоскостях  $E$  и  $H$  аналогичны показанным на рис. 8.11. КПД такой антенны приблизительно в два раза больше, чем для одиночного полуволнового вибратора.

Приведенное выше объяснение принципа работы системы активный вибратор – пассивный вибратор (рефлектор или директор) идеализировано и предполагает, что входное сопротивление пассивного вибратора чисто реактивно. На самом деле оно комплексно, наличие активной части обусловлено излучением пассивного вибратора. Вследствие этого расстояние  $d$ , при котором наблюдаются рассмотренные выше явления, отлично от четверти длины волны. Для системы вибратор – рефлектор оптимальное расстояние  $d$ , с точки зрения максимума КНД и уровня заднего лепестка, выбирается в пределах  $(0,1...0,15)\lambda$  для системы вибратор директор  $d = (0,1...0,15)\lambda$ .

Для увеличения КНД применяют вибратор с рефлектором и одним или несколькими директорами. Такая антенна называется директорной и широко используется в различных областях радиосвязи в диапазоне УКВ. Чем больше директоров, тем больше КНД и уже главный лепесток ДН. Обычно КНД директорных антенн равен  $10...30$ , но известны конструкции директорных антенн с  $\text{КНД} = 80...100$ .

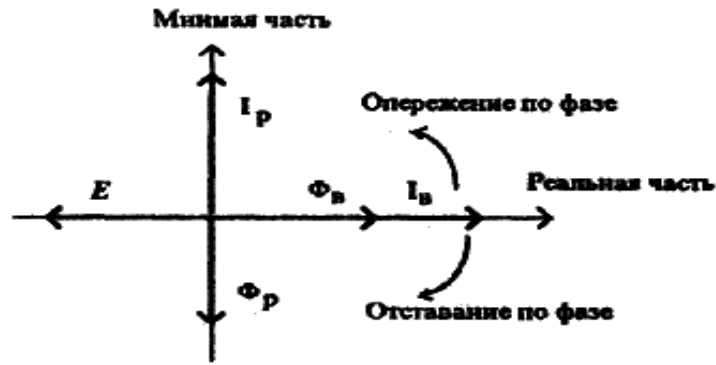


Рис. 8.14. Токи  $I_p$  и  $I_b$  в директоре

### 3. Задания на лабораторную работу

Задание 1. Построить в прямоугольных и полярных координатах ДН некоторой антенны в плоскостях Е и Н. Таблица значений ДН и углов  $\theta$  дается на специальном бланке.

По построенной ДН определить параметры ДН в плоскостях Е и Н:  $\theta_m^e$ ,  $\theta_m^h$ ,  $2\theta_{0,5}^e$ ,  $\theta_{0,5}^h$ ,  $F_{\sigma m}^e$ ,  $F_{\sigma m}^h$  и КНД.

Последующие задания лабораторной работы выполняются на компьютере путем численного моделирования симметричного вибратора и директорной антенны. Используется программа VIBRAT.

Задание 2. Исследовать зависимость распределения тока в плечах симметричного вибратора, диаграммы направленности и КНД от его волновой длины.

В ходе выполнения задания для значений волновой длины, указанных в таблице 1.1 зарисовать распределение тока в плечах вибратора, диаграмму направленности в плоскости Е, занести значение КНД в таблицу.

Задание 3. Исследовать зависимость ширины главного лепестка ДН в плоскостях Е и Н и КНД директорной антенны от числа директоров  $N$ .

В ходе выполнения задания для заданного варианта заполнить табл. 1.2. Для каждого значения  $N$  зарисовать ДН директорной антенны в плоскостях Е и Н.

По таблицам 8.1, 8.2 построить графики и ответить на следующие вопросы:

Как изменяется ширина главного лепестка ДН и КНД симметричного вибратора с увеличением его волновой длины?

При какой волновой длине в ДН симметричного вибратора появляются боковые лепестки?

Почему при некоторой волновой длине КНД вибратора достигает максимума?

Как меняется ширина главного лепестка ДН и КНД директорной антенны при увеличении числа директоров?



Таблица 8. 1

Зависимость КНД симметричного вибратора от волновой длины

$\frac{L}{\lambda}$	0,1	0,3	0,5	0,8	1,0	1,25	1,3	1,5	2,0
КНД									

Таблица 8.2

Зависимость параметров директорной антенны от числа директоров. Частота  $f =$ 

N							
$2\theta_{0,5}^e$							
$2\theta_{0,5}^h$							
КНД							

Варианты задания по анализу директорией антенны даны в таблице 8.3.



Таблица 8.3

Значения частоты для анализа директорной антенны

N варианта	1	2	3	4	5
Частота, МГц	70	90	200	550	650



#### 4. Краткое описание программы VIBRAT

Программа VIBRAT имеет два режима: анализ симметричного вибратора и анализ директорной антенны. Выбор режима производится с помощью меню, которое появляется после запуска программы.

В режиме анализа симметричного вибратора в программе рассчитывается распределение тока в плечах симметричного вибратора, диаграмма направленности и коэффициент направленного действия (КНД). На экран выводится распределение тока в плечах вибратора, рассчитанное значение КНД, диаграмма направленности в плоскости E и меню изменения волновой длины. Волновая длина в программе обозначается символом  $L$  и меняется клавишами перемещения курсора  .

В режиме анализа директорной антенны рассчитываются диаграммы направленности (ДН) в плоскостях E и H, параметры ДН и КНД. При выборе пункта главного меню «Анализ директорной антенны» на экран выводится рисунок директорной антенны. Ввести заданную частоту и какое-либо число директоров. После этого на экран выводится:

- значения  $2\theta_{0,5}^e$ ,  $\theta_{0,5}^h$ ,  $F_{\sigma m}^e$ ,  $F_{\sigma m}^h$ ;
- рисунок директорной антенны с введенным числом директоров; диаграмму направленности в плоскостях E и H; значение КНД.

Число директоров изменяется клавишами перемещения курсора  .

## **5. Содержание отчета**

1. Название и цель работы.
2. Название очередного пункта задания, таблицы, рисунки, графики по пункту, выводы.

Отчет по всем пунктам задания оформить в ходе выполнения работы и представить преподавателю для проверки.

## **6. Вопросы для подготовки к работе (сдачи коллоквиума)**

1. Определение диаграммы направленности и КНД антенны.
2. Распределение тока в плечах симметричного вибратора, диаграмма направленности в плоскостях Е и Н.
3. Принцип работы полуволнового вибратора с линейным рефлектором.
4. Принцип работы полуволнового вибратора с линейным директором.
5. Принцип работы директорной антенны.
6. Зависимость распределения тока, ДН и КНД от волновой длины вибратора.
7. Зависимость ДН и КНД директорной антенны от числа директоров.

## ПРАКТИЧЕСКИЕ ЗАНЯТИЯ

### 1. ПАРАМЕТРЫ АНТЕНН

1.1. Пользуясь данными табл. 1, построить нормированную амплитудную ДН передающей антенны по полю в полярных координатах и определить ширину ее луча на уровнях 0,707 и нулевого излучения, а также уровень и направления боковых лепестков.

1.2. Пользуясь данными табл. 1, построить нормированную амплитудную ДН передающей антенны по мощности в прямоугольных координатах и в логарифмическом масштабе. Определить ширину луча антенны на уровнях 0,5 (-3 дБ) и нулевого излучения, а также уровень и направления боковых лепестков.

1.3. Определить параметры поляризаационного эллипса передающей антенны, если отношение амплитуд ортогональных компонент излучаемого поля  $m = 0,7$ , а разность их фаз  $\varphi = \pi/4$  рад.

Таблица 1

Параметры антенны

$\theta$ рад	0	$\pi/6$	$\pi/3$	$\pi/2$	$2\pi/3$	$5\pi/6$	$\pi$	$7\pi/6$	$4\pi/3$	$3\pi/2$	$5\pi/3$	$11\pi/6$	$2\pi$
$\frac{E(\theta)}{E_{\max}}$	1	0,6	0,28	0	0,2	0	0,1	0	0,2	0	0,28	0,5	1

1.4. Чему должны быть равны отношение и разность фаз ортогональных компонент излучаемого антенной поля, чтобы параметры поляризаационного эллипса были следующие:  $K_3 = 0,8$ ;  $\gamma = \pi/6$  рад?

1.5. Определить КНД передающей линейно поляризованной антенны, нормированная амплитудная ДН которой описывается выражением  $F(\theta) = \sin \theta$ .

1.6. Нормированная амплитудная ДН передающей линейно поляризованной антенны описывается выражением  $\sigma(\Theta, \varphi) = F(\Theta) = \sin^2 \theta$ . Во сколько раз КНД этой антенны больше КНД антенны, рассмотренной в предыдущей задаче?

1.7. Нормированные амплитудные ДН передающей антенны круговой поляризации описываются выражениями  $F_\theta(\theta, \varphi) = F_\varphi(\theta, \varphi) = F(\theta) = 0,5(\cos^2 \theta + 1)$ . Определить парциальные КНД антенны для компонент поля  $E_\theta$  и  $E_\varphi$ , а также результирующий КНД антенны.

1.8. Решить предыдущую задачу для антенны эллиптической поляризации, если параметры поляризаационного эллипса следующие:  $K_3 = 0,9$ ;  $X = \pi/3$  рад.

1.9. Нормированные амплитудные ДН передающей антенны в главных плоскостях описываются выражениями  $F(\theta^H) = \cos \theta^H$ ,  $F(\theta^E) = \cos \theta^E$ . Определить КНД антенны.

## 2. ПРОСТЕЙШИЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ

2.1. Элементарные электрические излучатели – вибратор и круглая рамка возбуждаются током, амплитуда которого  $I = 2$  А, а частота  $f = 150$  МГц. Определить напряженности электрического и магнитного полей, создаваемых этими излучателями в точке наблюдения, находящейся на расстоянии  $r = 5$  км от излучателей под углом  $\theta = \pi/6$  рад к оси Oz, если длина вибратора  $l = 10$  см, а диаметр рамки  $d_p = 18$  см.

2.2. Элементарный электрический вибратор длиной  $l = 20$  см возбуждается током, амплитуда которого  $I = 5$  А, а частота  $f = 30$  МГц. Определить напряженности электрического и магнитного полей излучения вибратора в точке наблюдения, находящейся на расстоянии  $r = 1$  км от вибратора под углом  $\theta = \pi/4$  рад к оси Oz (см. рис. 1.5, а). Чему равно сопротивление излучения этого вибратора?

2.3. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированную амплитудную ДН элементарного электрического вибратора в плоскости E. По полученной ДН определить ширину ее на уровне 0,707 (0,5 по мощности) и на уровне нулевого излучения.

2.4. Сопротивление излучения элементарного электрического вибратора  $R_{\Sigma} = 0,2$  Ом. Напряженность магнитного поля на расстоянии  $r = 500$  м от вибратора в направлении его максимального излучения  $H_{\phi} = 10$  мкА/м. Определить амплитуду тока, протекающего по вибратору.

2.5. Элементарная круглая электрическая рамка диаметром  $d_p = 6$  см возбуждается током, амплитуда которого  $I = 1$  А, а частота  $f = 300$  МГц. Определить напряженности электрического и магнитного полей излучения рамки в точке наблюдения, находящейся на расстоянии  $r = 30$  м от рамки под углом  $\theta = 2\pi/5$  рад к оси Oz.

2.6. Напряженность магнитного поля на расстоянии  $r = 100$  м от элементарной круглой электрической рамки в направлении ее максимального излучения  $H_{\phi} = 3,6$  мкА/м. Рамка возбуждается током, амплитуда которого  $I = 9$  А, а частота  $f = 12$  МГц. Определить диаметр рамки.

2.7. Элементарная излучающая щель длиной  $l = 1$  см возбуждается напряжением, амплитуда которого  $U = 12$  В, а частота  $f = 600$  МГц. Определить напряженности электрического и магнитного полей излучения щели в точке наблюдения, находящейся на расстоянии  $r = 10$  м от щели под углом  $\theta = 4\pi/9$  рад к оси Oz. Чему равна проводимость излучения этой щели?

2.8. Напряженность магнитного поля на расстоянии  $r = 5$  км от элементарной излучающей щели в направлении ее максимального излучения

$H_0 = 25$  мкА/м. Щель имеет размеры  $l = 2$  см,  $b = 1$  мм, возбуждается на частоте  $f = 300$  МГц. Определить напряженность электрического поля в щели.

2.9. Элемент Гюйгенса возбуждается на волне  $\lambda = 10$  см сторонним электрическим полем напряженностью  $E_0 = 1$  кВ/м. Определить напряженности электрического и магнитного полей излучения элемента в точке наблюдения с координатами  $r = 8$  м,  $\theta = \pi/6$  рад,  $\varphi = \pi/4$  рад, если размеры излучающей поверхности  $a = 1$  см,  $b = 2$  см.

2.10. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированную амплитудную ДН элемента Гюйгенса. По полученной ДН определить ее ширину на уровне 0,707 (0,5 по мощности).

2.11. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированную амплитудную ДН элемента Гюйгенса. По полученной ДН определить ее ширину на уровне 0,707 (0,5 по мощности).

### 3. СВЯЗАННЫЕ ВИБРАТОРЫ. ЛИНЕЙНЫЕ ИЗЛУЧАЮЩИЕ СИСТЕМЫ

3.1. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные амплитудные ДН в плоскостях Е и Н антенны, состоящей из двух полуволновых вибраторов, питаемых одинаковыми токами со сдвигом фаз  $\varphi = \pi/2$  рад, если расстояние между вибраторами  $d = \lambda/2$ . Определить также сопротивление излучения и КНД антенны.

3.2. Решить предыдущую задачу для случая, когда вибраторы антенны питаются синфазно ( $\varphi = 0$ ).

3.3. Антенна, состоящая из двух полуволновых вибраторов, расположенных на расстоянии  $d = 0,8\lambda$  друг от друга, питается так, что отношение амплитуд токов в вибраторах  $m = 0,5$ , а сдвиг фазы  $\varphi = \pi$  рад. Определить сопротивление излучения и КНД антенны.

3.4. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные амплитудные ДН антенны, состоящей из полуволнового вибратора и рефлектора, в плоскостях Е и Н при следующих данных:  $R_{\Sigma n1} = R_{\Sigma n2} = 73$  Ом;  $X_{\Sigma n2} = 40$  Ом;  $X_{n2} = 0$ ;  $d = 0,15\lambda$ . Определить также сопротивление излучения антенны.

3.5. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные амплитудные ДН антенны, состоящей из полуволнового вибратора и рефлектора, в плоскостях Е и Н при следующих данных:  $R_{\Sigma n1} = R_{\Sigma n2} = 73$  Ом;  $X_{\Sigma n2} = 30$  Ом;  $X_{n2} = 0$ ;  $d = 0,1\lambda$ . Определить также сопротивление излучения антенны.

3.6. Решить предыдущую задачу для антенны, у которой  $R_{\Sigma n1} = R_{\Sigma n2} = 73$  Ом;  $X_{\Sigma n2} = X_{n2} = 0$ ;  $d = 0,2\lambda$ .

3.7. Определить сопротивление излучения антенны, состоящей из полуволнового вибратора и рефлектора при расстоянии между ними  $d = 0,225\lambda$ . Считать, что рефлектор настроен с помощью реактивного сопротивления  $X_{H2}$  так, что его ток опережает по фазе ток вибратора на угол  $\varphi = \pi/2$  рад. Реактивная составляющая сопротивления рефлектора  $X_{\Sigma H2} = 42,5$  Ом.

3.8. Сопротивление излучения антенны, состоящей из полуволнового вибратора и рефлектора,  $R_{\Sigma C} = 50$  Ом. Известно, что ток в рефлекторе опережает по фазе ток в вибраторе на угол  $\varphi = 2$  рад. Во сколько раз амплитуда тока в рефлекторе меньше амплитуды тока в вибраторе, если расстояние между вибратором и рефлектором  $d = 0,15\lambda$ .

3.9. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные амплитудные ДН линейного непрерывного источника при равно-амплитудном линейно-фазном распределении его возбуждения, если длина излучателя  $l_n = 5\lambda$ , а коэффициент укорочения волны в антенне  $\xi$  равен: а) 0; б) 0,5; в) 1. Для каждого из режимов работы источника определить ширину луча на уровнях 0,5 по мощности и нулевого излучения, уровень первого и второго боковых лепестков и КНД.

3.10. Определить КНД и ширину луча линейного непрерывного источника, работающего в режиме осевого излучения, если оптимальная длина излучателя  $l_{\text{опт}} = 10\lambda$ .

#### 4. ПЛОСКИЕ ИЗЛУЧАЮЩИЕ РАСКРЫВЫ И РЕШЕТКИ

4.1. Рассчитать и построить в прямоугольных координатах нормированные амплитудные ДН излучающей поверхности прямоугольной формы с размерами раскрыва  $a_p = 30\lambda$ ,  $b_p = 10\lambda$  в плоскостях Е и Н при равномерном и косинусоидальном распределении поля по раскрыву. Определить также ширину луча антенны на уровне 0,5 по мощности и ее КНД.

4.2. Ширина луча излучающей поверхности прямоугольной формы при косинусоидальном распределении возбуждающего поля в плоскости,  $H \quad 2\theta_0^H = 200$  мрад. Рассчитать и построить в прямоугольных координатах нормированную амплитудную ДН антенны в заданной плоскости.

4.3. КНД излучающей поверхности квадратной формы при косинусоидальном распределении возбуждающего поля  $D = 5 \cdot 10^4$ . Определить ширину луча антенны на уровнях 0,5 по мощности и нулевого излучения, а также размер раскрыва антенны.

4.4. Рассчитать и построить в прямоугольных координатах нормированные амплитудные ДН излучающей поверхности круглой формы с диаметром раскрыва  $d_p = 15\lambda$  при равномерном и параболическом распреде-

лениях поля по раскрытию. Определить также ширину луча антенны на уровне 0,5 по мощности и ее КНД.

4.5. Ширина луча излучающей поверхности круглой формы при параболическом распределении возбуждающего поля  $2\theta_0 = 163$  мрад. Рассчитать и построить в прямоугольных координатах нормированную амплитудную ДН антенны.

4.6. КНД излучающей поверхности круглой формы при параболическом распределении возбуждающего поля  $D = 3 \cdot 10^3$ . Определить ширину луча антенны на уровнях 0,5 по мощности и нулевого излучения, а также диаметр раскрытия антенны.

4.7. Излучающая поверхность круглой формы имеет диаметр раскрытия  $d_p = 10\lambda$ . Определить ширину луча антенны на уровне нулевого излучения при равномерном распределении поля по раскрытию. Какую ширину на этом же уровне будет иметь луч излучающей поверхности квадратной формы с таким же КНД, что и заданная антенна?

4.8. Относительный размер раскрытия плоской излучающей поверхности  $a_p / \lambda = 25$ . Амплитуда возбуждающего поля в антенне постоянна, а его фаза изменяется по раскрытию антенны в одном случае линейно, а в другом – по кубическому закону. Какой должна быть разность фаз полей в центре и на краю раскрытия излучающей поверхности в каждом из указанных случаев, чтобы направление максимального излучения было смещено относительно нормали к поверхности раскрытия на угол  $\sigma\theta = 20$  мрад?

4.9. Определить степень уменьшения КНД плоской излучающей поверхности, если максимальный фазовый сдвиг поля на краю раскрытия  $\Phi_2 = \pi/2$  рад и фазовое распределение квадратично.

4.10. Максимальные углы сканирования плоской решетки изотропных излучателей, расположенных по узлам прямоугольной сетки,  $\theta_{x\max} = \theta_{y\max} = \pi/10$  рад. Выбрав шаг решетки по осям  $Ox$  и  $Oy$  исходя из условия полного отсутствия побочных главных максимумов при отклонении луча, рассчитать и построить в прямоугольных координатах нормированные амплитудные ДН антенны в плоскостях расположения излучателей при числе излучателей  $N_x = N_y = 5$ , разности фаз между токами соседних излучателей  $\psi_{1x} = \psi_{1y} = \pi/20$  рад и длине волны  $\lambda = 10$  см.

## 5. СИМЕТРИЧНЫЙ ГОРИЗОНТАЛЬНЫЙ ВИБРАТОР

5.1. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированную амплитудную ДН симметричного горизонтального вибратора в вертикальной плоскости, проходящей через середину вибратора перпендикулярно к его оси, если вибратор находится на высоте  $h = \lambda$ .

5.2. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированную амплитудную ДН симметричного горизонтального вибратора в вертикальной плоскости, проходящей через середину вибратора перпендикулярно к его оси, если вибратор находится на высоте  $h$ , равной: а)  $\lambda/2$ ; б)  $3\lambda/2$ ; в)  $2\lambda$ .

5.3. Изобразить нормированную амплитудную ДН антенны ВГ  $\frac{10}{10}$  в вертикальной плоскости, проходящей через середину антенны перпендикулярно к ее оси, при работе антенны на резонансной волне.

5.4. Определить угол возвышения луча ДН антенны ВГ  $\frac{5}{20}$ , работающей на резонансной волне.

5.5. Ближайший к поверхности земли лепесток нормированной амплитудной ДН антенны ВГ  $\lambda/4/15$  имеет угол возвышения  $\Delta_{\max} = \pi/6$  рад. Определить параметры антенны, если известно, что ее эффективная площадь  $S_{\text{эф}} = 117 \text{ м}^2$ , а радиус провода  $r = 1,5 \text{ мм}$ .

5.6. Коротковолновый радиопередатчик работает на антенну ВГ  $\frac{15}{h}$ . Определить действующую длину и эффективную площадь антенны при работе на резонансной волне.

5.7. Коротковолновый радиопередатчик работает на антенну ВГД  $\frac{6,25}{h} \cdot 0,5$ , цилиндрическая поверхность которой выполнена из  $N = 6$  проводов радиусом  $r = 2 \text{ мм}$  каждый. Определить параметры антенны при работе на резонансной волне.

5.8. Действующая длина антенны ВГД, работающей на резонансной волне,  $l_0 = 12,8 \text{ м}$ . Определить геометрическую длину антенны.

5.9. Определить волновое сопротивление на резонансной волне и носительную ширину полосы рабочих-частот антенны ВГД  $\frac{10}{h} \cdot 0,6$ , состоящей из  $N = 6$  проводов радиусом  $r = 2 \text{ мм}$  каждый.

5.10. Определить волновое сопротивление, добротность и относительную ширину полосы рабочих частот антенны ВГ, работающей на резонансной волне, если известно, что длина волны радиопередатчика  $\lambda = 50 \text{ м}$  а диаметр провода антенны  $2r = 6 \text{ мм}$ .

## 6. РОМБИЧЕСКИЕ АНТЕННЫ

6.1. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированную амплитудную ДН ромбической антенны оптимальных размеров в горизонтальной плоскости, если половина острого угла ромба  $\Phi_0 = 0,43 \text{ рад}$ .



6.2. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированную амплитудную ДН ромбической антенны оптимальных размеров в вертикальной плоскости при оптимальной высоте подвеса антенны  $h_{\max} = \lambda$ .

6.3. Рассчитать и построить в прямоугольных координатах нормированные амплитудные ДН ромбической антенны типа РГ  $\frac{0,43}{32}$  8 в горизонтальной и вертикальной плоскостях при работе на волне  $\lambda = 16$  м.

6.4. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные амплитудные ДН ромбической антенны типа РГД  $\frac{35}{140}$  35 в горизонтальной и вертикальной плоскостях при работе на волне  $\lambda = 35$  м.

6.5. Определить оптимальную высоту подвеса ромбической антенны, работающей на волне  $\lambda = 30$  м, при угле подъема направления главного максимума нормированной амплитудной ДН  $\Delta_{\max} = \pi/6$  рад.

6.6. Рекомендуемый угол подъема направления главного максимума нормированной амплитудной ДН ромбической антенны при связи на расстоянии  $r' = 900$  км  $\Delta'_{\max} = 0,524$  рад, а при связи на расстоянии  $r'' = 1500$  км  $\Delta''_{\max} = 0,436$  рад. Во сколько раз высота подвеса антенны во втором случае должна быть больше, чем в первом?

6.7. Определить параметры антенны РГ  $\frac{\Phi_e}{l}$  12 оптимальных размеров, работающей на волне  $\lambda = 16$  м. Нагрузочный резистор на конце антенны  $R_H = 640$  Ом.

6.8. Определить параметры ромбической антенны оптимальных размеров, работающей на волне  $\lambda = 25$  м и подвешенной на оптимальной высоте  $h_{\text{opt}} = 12,5$  м. Нагрузочный резистор на конце антенны  $K_{HH} = 700$  Ом.

6.9. Определить действующую длину и сопротивление излучения ромбической антенны оптимальных размеров, работающей на волне  $\lambda = 60$  м и подвешенной на оптимальной высоте  $h_{\text{opt}} = 25$  м.

6.10. Ромбическая антенна оптимальных размеров подвешена на оптимальной высоте  $h_{\text{opt}} = 20$  м и излучает максимальную мощность под углом  $\Delta_{\max} = 0,33$  рад относительно поверхности земли. Нагрузочный резистор на конце антенны  $R_H = 640$  Ом. Определить параметры антенны.

## 7. НЕСИММЕТРИЧНЫЙ ВЕРТИКАЛЬНЫЙ ЗАЗЕМЛЕННЫЙ ВИБРАТОР

7.1. Нарисовать графики распределения амплитудных значений тока и напряжения вдоль провода несимметричного вертикального заземленного четвертьволнового вибратора.

7.2. Нарисовать графики распределения амплитудных значений тока и напряжения вдоль провода несимметричного вертикального заземленного вибратора при работе: а) с удлинением ( $\lambda > \lambda_0$ ); б) с укорочением ( $\lambda < \lambda_0$ ).

7.3. Определить амплитуду тока у основания несимметричного вертикального заземленного вибратора, если мощность, подводимая к нему,  $P_a = 40$  кВт, а входное сопротивление вибратора  $R_a = 80$  Ом.

7.4. Несимметричная вертикальная заземленная антенна имеет высоту  $h = 200$  м и питается от радиопередатчика, работающего на волне  $\lambda = 1400$  м. Амперметр у основания антенны показывает силу тока  $I_a = 45$  А. Определить мощность, излучаемую антенной без учета потерь.

7.5. Несимметричный вертикальный заземленный четвертьволновой вибратор имеет высоту  $h = 30$  м и волновое сопротивление  $W_a = 510$  Ом. Определить амплитуды тока и напряжения в вибраторе на расстоянии  $x = 20$  м от его конца, если напряжение на конце антенны  $U_h = 5$  кВ.

7.6. Определить волновое сопротивление несимметричного вертикального заземленного вибратора высотой  $h = 120$  м при диаметре провода  $2r = 8$  мм.

7.7. Определить волновое сопротивление и реактивную составляющую входного сопротивления несимметричного вертикального заземленного цилиндрического вибратора высотой  $h = 100$  м, если диаметр цилиндрической поверхности вибратора  $2R = 1$  м. Антенна состоит из  $N = 6$  проводов диаметром  $2r = 6$  мм каждый и работает на волне  $\lambda = 360$  м.

7.8. Во сколько раз диаметр цилиндрической поверхности несимметричного вертикального заземленного вибратора, составленного из  $N = 6$  проводов диаметром  $2r = 4$  мм каждый, должен быть больше диаметра такого же вибратора, составленного из проводов диаметром  $2r = 8$  мм, чтобы при работе на одной и той же волне их волновые сопротивления были одинаковы?

7.9. Несимметричный вертикальный заземленный цилиндрический вибратор характеризуется следующими данными:  $2R = 1,5$  м;  $N = 6$ ;  $2r = 4$  мм. Каким должен быть диаметр цилиндрической проволочной поверхности вибратора, чтобы при  $N = 8$  и  $2r = 6$  мм он имел бы то же волновое сопротивление?

7.10. Вывести формулу, по которой определяется индуктивность удлинительной катушки для настройки в резонанс несимметричного вертикального заземленного вибратора.

## 8. РАМОЧНЫЕ АНТЕННЫ

8.1. Восьмивитковая ( $N = 8$ ) круглая рамочная антенна диаметром  $2r = 0,6$  м принимает сигналы частотой  $f = 600$  кГц. Напряженность электрического поля в месте приема  $E = 200$  мкВ/м. Определить ЭДС, наводи-

мую в антенне, если направление прихода сигналов составляет с плоскостью рамки угол  $\varphi$ , равный: а) 0; б)  $\pi/6$ ; в)  $\pi/3$ ; г)  $\pi/2$  рад.

8.2. Определить действующую длину пятивитковой ( $N = 5$ ) круглой рамочной антенны диаметром  $2r = 0,5$  м при длине волны  $\lambda = 200$  м.

8.3. Квадратная рамочная антенна со стороной  $l = 2$  м имеет  $N = 14$  витков провода. Определить максимальную ЭДС, наводимую в антенне при приеме радиоволны длиной  $\lambda = 450$  м, если напряженность электрического поля в месте приема  $E = 15$  мкВ/м.

8.4. Для условия предыдущей задачи построить в полярных координатах диаграмму изменения наводимой в антенне ЭДС при повороте антенны на  $2\pi$  рад в горизонтальной плоскости.

8.5. Квадратная рамочная антенна со стороной  $l = 1$  м имеет  $N = 8$  витков провода. Определить напряженность электрического поля возле рамки, если на волне  $\lambda = 300$  м в антенне наводится максимальная ЭДС  $\mathcal{E}_{\max} = 20$  МкВ.

8.6. Рамочная магнито-диэлектрическая антенна имеет данные: число витков  $N = 25$ , размеры поперечного сечения  $l \times 2r = 10 \times 3$  см, эффективная магнитная проницаемость сердечника  $\mu_{\text{эф}} = 40$ . Определить действующую длину антенны на частоте  $f = 600$  кГц.

8.7. В рамочной магнито-диэлектрической антенне с размерами поперечного сечения  $l \times h = 40 \times 20$  см и числом витков  $N = 21$  наводится максимальная ЭДС  $\mathcal{E}_{\max} = 37$  мкВ. Определить эффективную магнитную проницаемость сердечника, если напряженность электрического поля возле рамки  $E = 100$  мкВ/м, а длина волны  $\lambda = 1000$  м.

8.8. Определить действующую длину, сопротивление излучения и максимальную ЭДС, наводимую в 10-витковой ( $N = 10$ ) круглой приемной рамке на волне  $\lambda = 150$  м, если напряженность электрического поля в месте приема  $E = 200$  мкВ/м.

8.9. Сопротивление излучения одновитковой ( $N = 1$ ) квадратной рамочной антенны со стороной  $l = 0,7$  м составляет  $R_{\Sigma_a} = 10^{-5}$  Ом. Определить действующую длину антенны.

8.10. Сопротивление излучения пятивитковой ( $N = 5$ ) круглой рамочной антенны с периметром  $l_a = 7$  м составляет  $R_{\Sigma_a} = 0,06$  Ом. Сигналы какой частоты принимает антенна?

## 9. СПИРАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

9.1. Определить оптимальные размеры цилиндрической спиральной антенны длиной  $l_a = 40$  см при средней длине волны рабочего диапазона  $\lambda_{cp} = 20$  см.

9.2. Определить осевую длину цилиндрической спиральной антенны, имеющей оптимальные размеры:  $l_{\text{опт}} = 40$  см;  $\alpha_{\text{опт}} = 0,21$  рад.

9.3. Определить среднюю длину волны рабочего диапазона цилиндрической спиральной антенны оптимальных размеров, если осевая длина спирали  $l_a = 50$  см, а ее шаг и радиус намотки одинаковы:  $s = r$ .

9.4. Цилиндрическая спиральная антенна оптимальных размеров имеет радиус намотки спирали  $r = 8$  см и шаг намотки  $s = 11$  см. Определить параметры антенны.

9.5. Определить параметры цилиндрической спиральной антенны оптимальных размеров, если длина одного витка спирали  $l = 20$  см, число витков  $N = 8$  и шаг намотки  $s = 2$  см.

9.6. Ширина луча цилиндрической спиральной антенны на уровне 0,5 по мощности  $2\vartheta_{0,5} = 0,91$  рад. Определить рабочую частоту антенны, если радиус намотки спирали  $r = 14$  см, шаг намотки  $s = 10$  см и число витков  $N = 10$ .

9.7. Определить, при каком числе витков цилиндрическая спиральная антенна, имеющая длину одного витка  $l = 19$  см и шаг намотки  $s = 3$  см, обеспечивает на волне  $\lambda = 3,9$  см ширину луча на уровне 0,5 по мощности  $2\vartheta_{0,5} = 87$  мрад.

9.8. Радиопередатчик, нагруженный на цилиндрическую спиральную антенну, работает на частоте  $f = 3000$  МГц. Антенна характеризуется следующими данными:  $l_a = 13$  см;  $r = 1,5$  см;  $N = 13$ . Определить параметры антенны.

9.9. Определить входное сопротивление и КНД цилиндрической спиральной антенны, имеющей ширину луча на уровне 0,5 по мощности  $2V_{0,5} = 0,45$  рад при относительной осевой длине спирали  $l_a/\lambda = 1,8$ .

9.10. Цилиндрическая спиральная антенна оптимальных размеров питается от радиопередатчика, работающего на частоте  $f = 500$  МГц. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированную амплитудную ДН антенны, если угол подъема витка спирали  $\lambda_{0\omega} = 0,26$  рад, а коэффициент укорочения волны в спирали  $\xi = 1,2$ .

## 10. ВОЛНОВОДНЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ И РУПОРНЫЕ АНТЕННЫ

10.1. Определить параметры излучателя в виде открытого конца прямоугольного волновода сечением  $a \times b = 6,1 \times 1$  см, возбуждаемого на волне  $\lambda = 6$  см.

10.2. КНД открытого конца прямоугольного волновода, возбуждаемого на волне  $\lambda = 8,6$  см,  $D = 3,4$ . Размер широкой стенки волновода  $a = 7,2$  см. Определить размер его узкой стенки.

10.3. Во сколько раз ширина луча открытого конца прямоугольного волновода на уровне 0,5 по мощности в плоскости Е больше ширины луча на том же уровне в плоскости Н, если размеры сечения волновода связаны соотношением  $a = 2b$ ?

10.4. Открытый конец прямоугольного волновода характеризуется данными:  $2\theta_{0,5}^H = 2$  рад;  $D = 1,5$ . Определить относительные размеры сечения волновода.

10.5. Излучатель в виде открытого конца прямоугольного волновода характеризуется данными:  $2\theta_{0,5}^H = 1,75$  рад;  $2\theta_{0,5}^E = 1,4$  рад. Определить КНД излучателя.

10.6. Определить размеры раскрыва оптимального пирамидального рупора, КУ которого  $G = 30$ , если ширина луча рупора на уровне 0,5 по мощности в главных плоскостях одинакова ( $2\theta_{0,5}^H = 2\theta_{0,5}^E$ ), а длина волны  $\lambda = 3$  см.

10.7. Определить КУ и эффективную площадь ( $S_{\text{Эф}} = 0,49a_p b_p$ ) оптимальной пирамидальной рупорной антенны, работающей на волне  $\lambda = 12$  см, если размеры раскрыва антенны  $a_p = 21$  см,  $b_p = 16$  см.

10.8. Эффективная площадь оптимальной пирамидальной рупорной антенны  $S_{\text{Эф}} = 0,49a_p b_p = 1$  м<sup>2</sup>. Определить остальные параметры антенны при работе на волне  $\lambda = 10$  см.

10.9. Рассчитать и построить в прямоугольных координатах нормированные амплитудные ДН оптимальной пирамидальной рупорной антенны в плоскостях Н и Е при относительных размерах раскрыва рупора  $a_p/\lambda = 1$ ,  $b_p/\lambda = 0,8$ .

10.10. Определить параметры оптимального конического рупора, возбуждаемого на волне  $\lambda = 3,2$  см. Длина рупора  $l_{\text{опт}} = 6$  см.

## 11. ЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

11.1. Параболическая антенна с осесимметричным отражателем диаметром  $d_p = 4,5$  м возбуждается полуволновым вибратором с дисковым рефлектором и работает на волне  $\lambda = 20$  см. Определить оптимальное фокусное расстояние отражателя, угол его раскрыва и электрические параметры антенны.

11.2. Параболическая антенна с осесимметричным отражателем диаметром  $d_p = 1,8$  м возбуждается полуволновым вибратором с рефлектором в виде стержня и работает на волне  $\lambda = 10$  см. Определить оптимальное фокусное расстояние и угол раскрыва отражателя, а также электрические параметры антенны, считая, что  $f = 0,4d_p$ .

11.3. Параболическая антенна с осесимметричным отражателем, относительный диаметр раскрыва которого  $d_p/\lambda = 20$ , возбуждается полу-

волновым вибратором с рефлектором в виде диска. Угол раскрыва отражателя  $\vartheta_0 = 0,92$  рад. Определить относительное фокусное расстояние и электрические параметры антенны.

11.4. Определить КБВ в фидере рупорного излучателя параболической антенны с осесимметричным отражателем, относительный диаметр раскрыва которого  $d_p/\lambda = 12$ , а угол раскрыва  $\vartheta_0 = 0,78$  рад. КНД излучателя  $D_{\text{изл}} = 5,6$ .

11.5. КБВ в фидере рупорного излучателя параболической антенны с осесимметричным отражателем  $K_{\text{б.в.}} = 0,75$ . Во сколько раз нужно увеличить фокусное расстояние антенны, чтобы  $K_{\text{б.в.}} = 0,9$ .

11.6. Определить диаметр плоского компенсирующего отражателя, устанавливаемого у вершины параболоида с фокусным расстоянием  $f = 37$  см, если длина рабочей волны  $\lambda = 12$  см. Чему равно минимальное удаление этого отражателя от вершины параболоида?

11.7. Диаметр плоского компенсирующего отражателя, установленного на расстоянии  $z_k = 1$  см от вершины параболоида  $d_k = 66$  см. Определить фокусное расстояние, диаметр и угол раскрыва параболоида, а также электрические параметры антенны, считая, что  $f = 0,5d_p$ .

11.8. Определить диаметр раскрыва и фокусное расстояние параболической антенны с осесимметричным отражателем, ширина луча которой на уровне 0,5 по мощности в плоскости Н  $2\theta_{0,5}^H = 17,5$  мрад. Длина рабочей волны  $\lambda = 3,2$  см, а угол раскрыв отражателя  $\vartheta_0 = 0,68$  рад.

11.9. Определить диаметр раскрыва и фокусное расстояние параболической антенны с осесимметричным отражателем, работающей на волне  $\lambda = 2$  см и имеющий КНД  $D = 10000$ . Угол раскрыва отражателя  $\vartheta_0 = 0,8$  рад.

11.10. Пирамидальный рупор, возбуждаемый волной  $H_{10}$ , имеет квадратный раскрыв и используется в качестве первичного излучателя параболической антенны с осесимметричным отражателем. В какой из плоскостей (Н или Е) ширина луча антенны на уровне 0,5 по мощности больше и почему?

## 12. ЛИНЗОВЫЕ АНТЕННЫ

12.1. Определить толщину и угол раскрыва гладкой диэлектрической линзы, изготовленной из полистирола ( $n = 1,6$ ) и рассчитанной для направленного излучения волн длиной  $\lambda = 3,2$  см, если диаметр раскрыва и фокусное расстояние линзы одинаковы:  $d_p = f = 15\lambda$ . Как изменится толщина линзы, если ее сделать зонированной? Утолщение линзы  $z_2 = 1$  см.

12.2. Определить толщину, угол раскрыва и относительную ширину полосы рабочих частот гладкой металлопластинчатой линзы при расстоянии между пластинами  $a = 6$  см, длине волны  $\lambda = 10$  см и размерах линзы

$d_p = f = 1,5$  м. Как изменятся толщина и ширина полосы рабочих частот линзы, если ее сделать зонированной? Утолщение линзы  $z_2 = 3$  см.

12.3. Определить толщину гладкой и зонированной металлопластинчатых линз при расстоянии между пластинами  $a = 5$  см, диаметре и фокусном расстоянии  $d_p = f = 1,5$  м, длине волны  $\lambda = 8$  см и утолщении линзы  $z_2 = 2$  см. Сколько зон у зонированной линзы?

12.4. Во сколько раз ширина полосы рабочих частот зонированной металлопластинчатой линзы, рассмотренной в предыдущей задаче, больше ширины полосы рабочих частот такой же, но гладкой линзы?

12.5. Определить толщину, угол раскрыва и КУ гладкой диэлектрической линзы, изготовленной из фторопласта ( $n = 1,5$ ;  $\text{tg} \delta = 4 \cdot 10^{-4}$ ) и работающей на волне  $\lambda = 5$  см, если раскрыв линзы имеет форму круга диаметром  $d_p = 20\lambda$ , а фокусное расстояние линзы  $f = d_p$ . Рассчитать технические допуски на точность изготовления такой антенны.

12.6. Определить КУ и КПД гладкой диэлектрической линзы, изготовленной из полистирола ( $n = 1,6$ ;  $\text{tg} \delta = 7 \cdot 10^{-4}$ ) и работающей на волне  $\lambda = 2$  см, если диаметр раскрыва и фокусное расстояние линзы одинаковы:  $d_p = f = 26$  см.

12.7. Решить предыдущую задачу для случая, когда материалом линзы является тролитул ( $n = 1,6$ ;  $\text{tg} \delta = 5 \cdot 10^{-3}$ ).

12.8. Определить КНД зонированной металлопластинчатой линзы, работающей на волне  $\lambda_0 = 13$  см и характеризующейся данными:  $K = 3$ ;  $2\Delta f/f_0 = 10$  %;  $d_p = f$ . Рассчитать технические допуски на точность изготовления такой антенны.

12.9. Определить КНД зонированной металлопластинчатой линзы, работающей на волне  $\lambda_0 = 19$  см и характеризующейся данными:  $K = 4$ ;  $2\Delta f/f_0 = 8,5$  %;

### 13. ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СТЕРЖНЕВЫЕ АНТЕННЫ

13.1. Определить оптимальные размеры и КНД цилиндрической стержневой антенны из полистирола ( $\epsilon_r = 2,5$ ), работающей на волне  $\lambda = 10$  см.

13.2. Решить предыдущую задачу для случая конической стержневой антенны.

13.3. Определив оптимальные размеры конической стержневой антенны из тролитула ( $\epsilon_r = 2,5$ ;  $\text{tg} \delta = 5 \cdot 10^{-3}$ ), рассчитать ее параметры при длине рабочей волны  $\lambda = 7$  см.

13.4. Определив оптимальные размеры цилиндрической стержневой антенны из тролитула ( $\epsilon_r = 2,5$ ;  $\text{tg} \delta = 5 \cdot 10^{-3}$ ), рассчитать ее параметры при длине рабочей волны  $\lambda = 12$  см.

13.5. Решить предыдущую задачу для случая конической стержневой антенны.

13.6. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные амплитудные ДН в плоскостях Н и Е конической стержневой антенны из фторопласта ( $\epsilon_r = 2$ ). Размеры антенны оптимальные.

13.7. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные амплитудные ДН в плоскостях Н и Е цилиндрической стержневой антенны из стеатита ( $\epsilon_r = 6$ ). Размеры антенны оптимальные.

13.8. Длина стержня цилиндрической стержневой антенны, изготовленной из ситалла ( $\epsilon_r = 5$ ),  $l = 8\lambda$ . Определить, во сколько раз напряженность электрического поля, создаваемая антенной в направлении  $\Theta^E = 0,2$  рад к ее оси, меньше напряженности поля в направлении максимального излучения антенны ( $\theta^E = 0$ ), если фактор затухания волны в стержне  $\lambda = 0,5$ .

13.9. Решить предыдущую задачу для антенны, изготовленной из полистирола ( $\epsilon_r = 2,5$ ).

13.10. Определить уровни максимального и минимального боковых лепестков амплитудной ДН цилиндрической стержневой антенны в главных плоскостях, если длина стержня  $l = 38,5$  см, его диаметр  $2r = 4,6$  см и изготовлен он из диэлектрика с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_2 = 2,5$ . Длина рабочей волны антенны  $\lambda = 10$  см.

#### 14. МНОГОВИБРАТОРНЫЕ АНТЕННЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ, ДИРЕКТОРНАЯ АНТЕННА

14.1. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные амплитудные ДН антенны БС1  $\frac{21}{8} \frac{200}{4,5}$  25 в горизонтальной и вертикальной плоскостях при работе на волне  $\lambda = 32$  м. Коэффициент укорочения волны в антенне  $\xi = 1,1$ .

14.2. Чему равен КНД антенны БС1  $\frac{14}{11} \frac{200}{4,5}$  11, работающей на волне  $\lambda = 16$  м?

14.3. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные амплитудные ДН антенны БС2  $\frac{21}{8} \frac{200}{4,5}$  11 в горизонтальной и вертикальной плоскостях при работе на волне  $\lambda = 22$  м. Расстояние между собирательными линиями антенны  $d_1 = 25$  м. Коэффициент укорочения волны в антенне  $\xi = 1,2$ .

14.4. Чему равен КНД антенны, рассмотренной в предыдущей задаче?



14.5. Директорная антенна имеет пять директоров и работает на частоте  $f = 75$  МГц. Полная длина антенны  $l_a = 6$  м. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные амплитудные ДН антенны в плоскостях Н и Е.

14.6. Рассчитать и построить в полярных координатах нормированные амплитудные ДН директорной антенны в плоскостях Н и Е при среднем расстоянии между соседними вибраторами антенны  $d_{cp} = \lambda/5$  и ее относительной длине  $l_a/\lambda$ , равной: а) 3; б) 1.

14.7. Определить ширину луча на уровне 0,5 по мощности в плоскости Е директорной антенны, имеющей соответственно 2, 3, 4, 5, 6 и 10 директоров. По полученным данным построить графическую зависимость  $2\theta_{0,5}^E = f(N)$ , где  $N$  – полное число вибраторов в антенне.

14.8. Определить ширину луча на уровне 0,5 по мощности в плоскости Н директорной антенны, эффективная площадь которой  $S_{эф} = 9$  м<sup>2</sup>. Длина рабочей волны  $\lambda = 3$  м.

14.9. Директорная антенна, имеющая  $N = 15$  вибраторов, настроена в резонанс на частоту  $f = 218$  МГц. Среднее расстояние между соседними вибраторами антенны  $d_{cp} = 14$  см. Определить параметры антенны.

14.10. Директорная антенна, имеющая  $N = 7$  вибраторов, настроена в резонанс на среднюю частоту третьего телевизионного канала  $f_{cp} = 80$  МГц. Полная длина антенны  $l_a = 2,4$  м. Определить параметры антенны.

14.11. Ширина луча на уровне 0,5 по мощности в плоскости Н директорной антенны  $2\theta_{0,5}^H = 0,35$  рад. На какой частоте работает антенна, если ее эффективная площадь  $S_{эф} = 5,5$  м<sup>2</sup>?

## 15. ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВЫЕ АНТЕННЫ

15.1. Почему в многощелевой антенне СВЧ щели располагают на расстоянии половины длины волны в волноводе? Как скажется изменение частоты на работе этой антенны?

15.2. Рассчитать и построить в прямоугольных координатах нормированную амплитудную ДН синфазной волноводно-щелевой антенны в продольной плоскости, если в антенне имеется  $N = 8$  поперечных щелей, прорезанных в волноводе сечением  $a \times b = 5,8 \times 2,5$  см, а длина волны возбуждающего генератора  $\lambda = 10$  см.

15.3. Записать выражение нормированной амплитудной ДН в продольной плоскости синфазной волноводно-щелевой антенны, состоящей из  $N = 16$  поперечных щелей, прорезанных в широкой стенке волновода размером  $a = 1,7$  см, при длине волны в волноводе  $\lambda_g = 3,7$  см.

15.4. Качественно изобразить нормированную амплитудную ДН синфазной волноводно-щелевой антенны с поперечными щелями в плоскости, перпендикулярной к продольной оси волновода.

15.5. Определить КНД синфазной волноводно-щелевой антенны, в которой имеется  $N = 8$  щелей.

15.6. КНД синфазной волноводно-щелевой антенны  $D = 48$ . Сколько щелей имеется в антенне?

15.7. Как зависит интенсивность излучения щели от ориентации ее на стенке волновода относительно поверхностных токов?

15.8. Определить эквивалентную проводимость продольной полуволновой щели, расположенной на широкой стенке волновода сечением  $a \times b = 2,85 \times 1,26$  см и смещенной на расстояние  $x_l = 0,5$  см от оси волновода, если длина волны возбуждающего генератора  $\lambda = 3,2$  см.

15.9. Эквивалентная проводимость продольной полуволновой щели, расположенной на расстоянии  $x_l = 1$  см от середины широкой стенки волновода,  $G_{\text{эк}} = 0,3$ . На какое расстояние от оси волновода следует сместить щель, чтобы эквивалентная проводимость стала  $G'_{\text{эк}} = 0,2$ ? Размеры волновода:  $a = 7,2$  см;  $b = 3,4$  см.

15.10. Синфазная волноводно-щелевая антенна с продольными щелями, прорезанными в широкой стенке волновода сечением  $a \times b = 7,2 \times 3,4$  см, состоит из  $N = 10$  щелей и работает на волне  $\lambda = 10$  см. На какое расстояние должны быть смещены щели относительно середины широкой стенки волновода, чтобы в возбуждающем антенну волноводе установился режим бегущих волн?

15.11. Синфазная волноводно-щелевая антенна, имеющая  $N = 20$  продольных полуволновых щелей, работает на волне  $\lambda = 8$  см. На какое расстояние следует сместить щели относительно середины широкой стенки волновода, чтобы в возбуждающем антенну волноводе установился режим бегущих волн? Сечение волновода  $a \times b = 6,1 \times 1$  см.

## 16. ФАЗИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

16.1. Пользуясь графиками, определить взаимные сопротивления полуволновых вибраторов линейной фазированной антенной решетки, состоящей из  $N = 8$  вибраторов, расположенных на расстоянии  $d = \lambda / 4$  друг от друга, и составить матрицу взаимных сопротивлений вибраторов решетки.

16.2. Используя графики определить взаимные сопротивления полуволновых вибраторов линейной фазированной антенной решетки, содержащей  $N = 5$  вибраторов, установленных на расстоянии  $d = \lambda / 2$  друг от друга, и записать матрицу взаимных сопротивлений вибраторов решетки.

16.3. С помощью программы вычисления взаимных сопротивлений вибраторов, рассчитать и построить график распределения взаимных сопротивлений вибраторов длиной  $2l = 0,7\lambda$ , образующих линейную фазированную антенную решетку с расстоянием между вибраторами  $d = 0,6\lambda$ . Всего в решетке имеется  $N = 40$  вибраторов.

16.4. Линейная фазированная антенная решетка имеет  $N = 16$  вибраторов длиной  $2l = 0,4\lambda$  каждый. С помощью программы, помещенной в прил. 1, рассчитать матрицу взаимных сопротивлений вибраторов решетки.

16.5. Рассчитать распределение взаимных сопротивлений вибраторов линейной фазированной антенной решетки при длине каждого вибратора  $2l = 0,45\lambda$  и расстоянии между соседними вибраторами  $d = 0,7\lambda$ . Найти также спектральную плотность взаимных сопротивлений вибраторов, для чего использовать алгоритм быстрого преобразования Фурье.

16.6. С помощью графиков, найти распределение взаимных сопротивлений  $N = 12$  полуволновых вибраторов плоской фазированной антенной решетки, три из которых расположены по оси  $Ox$  с расстоянием  $d_x = 0,4\lambda$ , а четыре – по оси  $Oy$  с расстоянием  $d_y = 0,6\lambda$ . Записать матрицу взаимных сопротивлений вибраторов решетки.

16.7. Пользуясь программой вычисления взаимных, сопротивлений вибраторов, рассчитать и построить график распределения взаимных сопротивлений  $N = 7$  вибраторов линейной фазированной антенной решетки при расстоянии между соседними вибраторами  $d = 0,7\lambda$ . Длина каждого вибратора решетки  $2l = 0,48\lambda$ .

16.8. Построить график распределения взаимных сопротивлений полуволновых вибраторов плоской прямоугольной фазированной; антенной решетки, число вибраторов которой по оси  $Ox$   $N_x = 4$ , по оси  $Oy$   $N_y = 6$ , а расстояние между серединами соседних вибраторов  $d_x = d_y = \lambda/2$ . С помощью программы рассчитать также спектральную плотность взаимных сопротивлений вибраторов в интервале углов  $\Theta = -\pi/2 - \pi/2$  рад и  $\varphi = 0...2\pi$  рад.

16.9. Рассчитать и построить график распределения взаимных проводимостей узких полуволновых щелей линейной фазированной антенной решетки при числе щелей  $N = 11$  и расстоянии между соседними щелями  $d = 0,2\lambda$ .

16.10. Пользуясь программой, рассчитать взаимные проводимости и записать матриц  $Y$  взаимных проводимостей  $N = 20$  полуволновых щелей плоской прямоугольной фазированной антенной решетки, из которых четыре расположены вдоль оси  $Ox$  с расстоянием между соседними щелями  $d_x = 0,6\lambda$  и пять – вдоль оси  $Oy$  с расстоянием  $d_y = 0,7\lambda$ .

16.11. Пользуясь программой расчета токов в антенной решетке, найти комплексные амплитуды токов в  $N = 3$  полуволновых вибраторах линейной фазированной антенной решетки, установленных на расстоянии  $d = 0,6\lambda$  друг от друга и возбуждаемых напряжениями  $U_1=1В$ ,  $U_2 = \exp(i\pi/6)$  В и  $U_3 = \exp(i\pi/3)$  соответственно.

## СЛОВАРЬ НОВЫХ ТЕРМИНОВ

**Антенна** – устройство, предназначенное для излучения в свободное пространство и приема из свободного пространства энергии электромагнитных волн.

**Антенные решетки** – многовариантные системы, у которых излучатели располагаются определенным образом относительно друг друга и питаются по заданному закону от или общего когерентного источника питания.

**Апертурные антенны** – антенны, имеющие некоторую площадь раскрытия (апертуру).

**Аттенюаторы** – устройства, применяющиеся для регулировки мощности сигнала, проходящего по СВЧ тракту.

**Вибраторные антенны** – наиболее простые типы антенн, состоящие из вибратора различной формы и длины.

**Волновод** – экранированная линия передачи, как правило, с прямоугольной или круглой формой поперечного сечения.

**Волноводно-щелевые антенны** – антенны, состоящие из нескольких щелевых вибраторов, прорезанных в волноводе.

**Детекторы** – устройства, предназначенные для преобразования волн (детектирования) амплитудно-модулированного сигнала, несущего первоначальную информацию.

**Диполь Герца** – элементарный электрический излучатель.

**Директорные антенны** – линейная решетка, состоящая из одного активного и нескольких пассивных вибраторов.

**Диэлектрические стержневые антенны** – системы, состоящие из диэлектрического стержня (диэлектрического волновода), который излучает электромагнитные волны в направлении продольной оси.

**Зеркальные антенны** – антенны, состоящие из слабонаправленной антенны (облучателя) и металлического зеркала (отражателя)

**Линейная антенна** – излучающая система с поперечными размерами значительно меньше длины волны и переменными токами, текущими вдоль оси системы.

**Линзовые антенны** – антенны, состоящие из слабонаправленной антенны (облучателя) и линзы.

**Мостовые соединения** – разветвители, обладающие свойствами, схожими со свойствами обычного моста.

**Направленные ответвители** – устройства, предназначенные для направленного ответвления СВЧ-энергии.

**Поляризация** – ориентация вектора напряженности электрического поля в пространстве.

**Разветвители** – устройства, предназначенные для распределения высокочастотной энергии в заданном соотношении между сонарами.

**Резонатор** – колебательный контур в СВЧ диапазоне.

**Рупорные антенны** – устройства, использующие расширение волновода, образующее рупор.

**Смесители** – устройства, предназначенные для преобразования принимаемого СВЧ-сигнала в сигнал промежуточной частоты.

**Согласование** – выполнение условий, при которых в нагрузку поступает максимальная мощность от генератора через линию передач.

**Фазовращатель** – устройство, предназначенное для изменения фазы проходящей через него волны.

**Ферритовые устройства** – устройства, использующие ферриты, обладающие в постоянном магнитном поле свойствами, что позволяет к использованию их технике СВЧ для создания устройств.

**Фидеры** – линии передачи или устройства, направляющие поток электрической энергии в заданном направлении.

## ЭКЗАМЕНАЦИОННЫЕ ВОПРОСЫ

1. Линии передачи. Классификация, требования к ЛП. Критерии выбора ЛП.
2. Типы ЛП.
3. Математическая модель ЛП.
4. Трансформация сопротивлений в ЛП. Согласование ЛП. Круговая номограмма.
5. Согласованные и реактивные нагрузки. Изоляторы для коаксиального тракта.
6. Разъемы и сочленения в трактах СВЧ. Переходы между ЛП различных типов.
7. Штыри и диафрагмы в волноводных ЛП.
8. Многополюсники СВЧ.
9. Направленные ответвители.
10. Атенюаторы.
11. Фазовращатели.
12. Разветвители мощности.
13. Детекторы СВЧ сигнала.
14. Смесители СВЧ сигнала.
15. Фильтры СВЧ.
16. Ступенчатые переходы для широкополосного согласования.
17. Коммутаторы СВЧ сигналов.
18. Ферритовые устройства СВЧ.
19. Интегральные схемы СВЧ.
20. Параметры и характеристики антенн.
21. Вибраторные антенны.
22. Распределение токов и напряжений в вибраторах.
23. Конструкции вибраторных антенн.
24. Согласование антенн с фидером.
25. Турникетные антенны.
26. Антенны СДВ, ДВ, СВ и КВ диапазонов. Антифединговые антенны.
27. Антенны в режиме радиоприема. Структурная схема.
28. Поляризационные соотношения при приеме.
29. Мощность в нагрузке приемной антенны. Эффективная поверхность антенны.
30. Шумовая температура приемной антенны.
31. Взаимное сопротивление разнесенных антенн.
32. Интегральное уравнение Галлена.
33. Расчет входного сопротивления вибратора методом эквивалентных схем.

34. Симметричный магнитный вибратор. Щелевые антенны в плоском бесконечном экране.
35. Связанные вибраторы. Метод наводимых ЭДС.
36. Теорема перемножения ДН.
37. Щелевые антенны.
38. Полосковые и микрополосковые антенны.
39. Принцип построения частотно-независимых антенн.
40. Частотно-независимые спиральные антенны.
41. Логопериодические антенны.
42. Линейные антенны и решетки. Идеальный антенный излучатель.
43. КНД идеального линейного излучателя. Влияние формы амплитудного распределения и фазовых искажений на параметры линейной антенны.
44. Анализ множителя направленности равномерной антенной решетки. Способы подавления побочных максимумов.
45. Диэлектрические стержневые антенны.
46. КНД, коэффициент усиления и входная мощность линейной антенной решетки.
47. Спиральные антенны.
48. Импедансные антенны.
49. Директорная антенна. Ребристо-стержневая антенна.
50. Волноводно-щелевые антенны.
51. Апертурные антенны.
52. Рупорные антенны.
53. Линзовые антенны.
54. Зеркальные параболические антенны.
55. Требования к облучателям зеркальных антенн.
56. Разновидности зеркальных антенн.
57. Ромбические антенны.
58. Рамочные антенны.
59. Излучающие раскрывы и решетки.
60. Множитель сонаправленности плоского раскрыва. Метод эквивалентного линейного излучателя.
61. Плоские фазированные антенные решетки.
62. Выбор шага антенных решеток. Связь ДН излучающей решетки и рассогласования выходов элементов ФАР при сканировании.
63. Вопросы синтеза линейных антенных систем.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сазонов, Д. М. Антенны и устройства СВЧ / Д. М. Сазонов. – М. : Высшая школа, 1988.
2. Сазонов, Д. М. Устройства СВЧ / Д. М. Сазонов, А. Н. Гридин, Б. А. Мишустин. – М. : Высшая школа, 1981.
3. Айзенберг, Г. З. Антенны УКВ. Ч. 1, 2 / Г. З. Айзенберг, В. Г. Ямпольский, О. Н. Терешин. – М. : Связь, 1977.
4. Лавров, А. С. Антенно-фидерные устройства / А. С. Лавров, Г. Б. Резников. – М. : Сов. Радио, 1974.
5. Пименов, Ю. В. Техническая электродинамика / Ю. В. Пименов, В. И. Вольман, А. Д. Муравцов. – М. : Радио и связь, 2000.
6. Юрцев, О. А. Элементы общей теории антенн: методическое пособие по курсу «Антенны и устройства СВЧ» для студ. спец. «Радиотехника» В 3 ч. Ч 1 / О. А. Юрцев. – Минск : БГУИР, 1997.
7. Юрцев, О. А. Методическое пособие по курсу «Антенны и устройства СВЧ» для студ. спец. «Радиотехника» В 3 ч. Ч.1.: Резонансные и апертурные антенны / О. А. Юрцев. – Минск : БГУИР, 2000.
8. Юрцев, О. А. Методическое пособие по курсу «Антенны и устройства СВЧ» для студ. спец. «Радиотехника» В 3 ч. Ч.2.: Антенны бегущей волны, антенные решетки. Антенны коротких, средних и длинных волн / О. А. Юрцев. – Минск : БГУИР, 2002.
9. Юрцев, О. А. Численное моделирование проволочных антенн: метод. пособие для курсового и дипломного проектирования по дисциплине «Антенны и устройства СВЧ» для студ. «Радиотехника» В 3 ч. Ч 1 / О. А. Юрцев. – Минск : БГУИР, 2002.
10. Антенны и устройства СВЧ / под ред. Д. И. Воскресенского. – М. : Радио и связь, 1981.
11. Марков, Г. Т. Антенны / Г. Т. Марков. – М : Госэнергоиздат, 1960.
12. Гупта, Г. Машинное проектирование СВЧ устройств / Г. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха. – М. : Радио и связь, 1987.
13. Панченко, Б. А. Микрополосковые антенны / Б. А. Панченко, Е. И. Нефедов. – М. : Радио и связь, 1986.
14. Нефедов, Е. И. Микрополосковые излучающие и резонансные устройства / Е. И. Нефедов, В. В. Козловский, А. В. Згурский. – Киев : Техника, 1990.
15. Проблемы антенной техники / под ред. Л. Д. Бахраха, Д. И. Воскресенского. – М. : Радио и связь, 1989.
16. Юрцев, О. А. Спиральные антенны / О. А. Юрцев, А. В. Рунов, А. Н. Казарин. – М. : Сов. радио, 1974.
17. Рамсей, В. Частотно-независимые антенны / В. Рамсей. – М. : Мир, 1968.
18. Хмель, В. Ф. Антенны и устройства СВЧ. Сборник задач / В. Ф. Хмель. – М., 1992.
19. Янушкевич, В. Ф. Методические указания к лабораторным работам по курсу «Антенны и устройства СВЧ» / В. Ф. Янушкевич. – Новополоцк, 1994.
20. Янушкевич В.Ф. Методические указания к выполнению курсовой работы по курсу «Антенны и устройства СВЧ» / В. Ф. Янушкевич. – Новополоцк, 1997.
21. Конструирование СВЧ-устройств и экранов / А. М. Черкушенко, Н. Е. Меланинко; под. Ред. А. М. Черкушенко. – М. : Радио и связь, 1990.
22. Микроэлектронные устройства СВЧ / под ред. Г. И. Веселова. – М. : Высшая школа, 1988.
23. <http://www.teleradio.ru/arials/Arials.htm>.
24. <http://www.cqham.ru/ant10.htm>.
25. <http://www.un7ppx.narod.ru/anten.htm>.



## ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Таблица 1

### Основные характеристики металлов

Металл	Проводимость $\sigma \cdot 10^7$ . См/м	Толщина скин-слоя на частотах, ГГц					
		$\delta_c$ , мкм,					
		0,2	0,5	1	2	4	10
Серебро	6,6	4,5	2,88	2,03	1,44	1,02	0,64
Медь	5,9	4,9	2,98	2,09	1,48	1,05	0,66
Золото	4,4	5,55	3,53	2,49	1,75	1,24	0,79
Алюминий	3,81	5,82	3,7	2,61	1,85	1,3	0,83
Бериллий	2,43	6,82	4,3	3,04	2,15	1,52	0,96
Латунь	1,57	-	-	-	-	-	-
Бронза	0,89	-	-	-	-	-	-
Инвар	0,121	-	-	-	-	-	-
Вольфрам,	1,81	8,4	5,27	3,74	2,65	1,88	1,18
Никель	1,28	10,0	6,3	4,48	3,18	2,25	1,41
Олово	0,9	12,5	7,87	5,57	3,95	2,8	1,78
Тантал	0,81	14,3	9	6,36	4,5	3,2	2,02
Ванадий	0,4	18,7	11,26	7,0	5,65	4,0	2,52
Хром	0,7	13,0	8,15	5,75	4,1	2,9	1,82
Титан	0,21	24,8	15,6	11,1	7,8	5,54	3,48

Таблица 2

### Основные электрические параметры диэлектриков

Наименование диэлектрика	Относительная Диэлектрическая Проницаемость	Тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta$ на частоте 10 ГГц	Электрическая прочность, кВ/мм
Полиэтилен	2,3...2,4	(4...5)10	40
Полистирол	2,5...2,6	(3...4)10	20
фторопласт - 4	1,9...2,2	(2...3)10	40
Брокерит (керамика)	6,6	(2..4)10	10
Стекло	4,0	15 10	-
Ситал	10	3,5 10	40
Поликор	9,6...9,8	(0,2...0,5) 10	20...25
Сапфир	11,4.13,2	1 10	40
Сапфирит	9,3...10,1	(1-1,1)10	40

Таблица 3

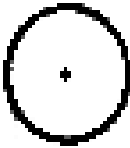


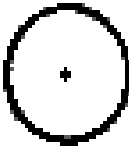


## Характеристики радиопоглощающих материалов



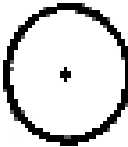



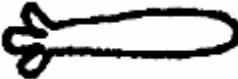
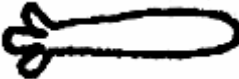
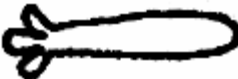
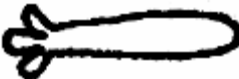
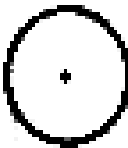

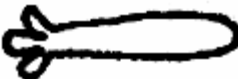
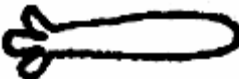
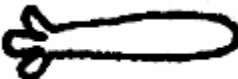
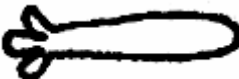
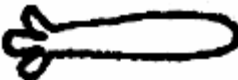
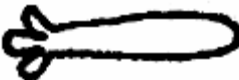
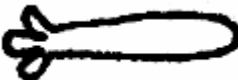
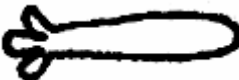
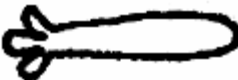
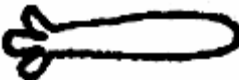
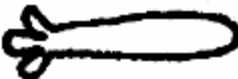
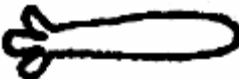
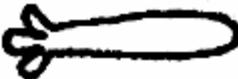
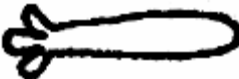
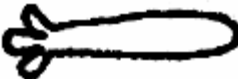
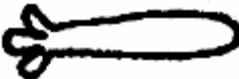
Марка материалов	Характеристики материалов		
	диапазон рабочих волн, см	отраженная мощность, %	толщина, мм
ферритовые пластины			
СВЧ-0,68	15...2000	3	4
Древесные пластины			
"Луч"	15...150	1...3	-
Шиповидные резиновые коврики :			
В2Ф2	0,8...2	2	11...14 ,
В2Ф2	0,8...4	4	включая высоту шипа
ВКФ-1	-	-	8...11
Поролонные покрытия			
"Болото"	0,8...100	1...2	-
Магнитоэлектри- ческие пластины			
ХВ-0.8...			
ХВ-10,6...	0,8...10,6	2	1...3

## ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Таблица 1

## Диаграммы направленности антенн (ДНА)

Тип антенн	Горизонтальные ДНА	Вертикальные ДНА	G, Б
$\lambda/4$ вертикальный вibrator			3
$\lambda/2$ горизонтальный вibrator			3
Вертикальная рамка			3

Тип антенн	Горизонтальные ДНА	Вертикальные ДНА	Г, Б
Длинный провод			6...10
Коллинеарная решетка			6...10
Синфазная решетка			6...10
АБВ			6...10
Щелевая			6...10
Спиральная всенаправленного излучения			6...10
АВК			10...15
Синфазная решетка с рефлектором			10...15
ромбическая			15...20
Рупорная			15...20
Угловой отражатель			15...20
Логопериодическая			10...15
Спиральная осевого излучения			10...15
Апертура или решетка			25...60

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Таблица 1

Геометрические размеры трехэлементных АВК

Телевизионные каналы	Размеры, мм					Телевизионные каналы	Размеры, мм				
	Р	В	Д	а	б		Р	В	Д	а	б
1	3350	2760	2340	900	600	7	950	780	660	255	170
2	2840	2340	2000	760	510	8	905	745	530	240	160
3	2200	1790	1550	590	395	9	870	720	610	230	155
4	2000	1620	1440	535	355	10	840	690	585	225	150
5	1830	1510	1290	490	330	11	805	565	560	220	145
6	990	815	690	270	180	12	780	640	545	215	140

Таблица 2

Геометрические размеры пятиэлементных АВК

Телевизионные каналы	Размеры, мм									
	Р	В	Д1	Д2	Д3	а	б	в	г	
1	3130	2760	2510	2490	2430	1200	730	700	740	
2	2650	2340	2130	2100	2060	1030	620	590	625	
3	2060	1790	1650	1630	1600	790	480	530	485	
4	1870	1620	1500	1485	1450	720	435	500	440	
5	1710	1510	1370	1360	1330	660	400	490	420	
6	840	730	720	720	700	325	250	460	400	
7	810	690	680	690	660	310	210	450	390	
8	800	680	660	660	650	300	210	445	370	
9	760	660	640	610	610	290	210	420	365	
10	710	605	610	610	610	260	190	390	350	
11	700	580	580	580	570	260	190	385	340	
12	680	550	560	560	530	240	160	380	315	

Таблица 3

## Геометрические размеры семиэлементных АВК

Телевизи- онные каналы	Размеры, мм												
	Р	В	Д1	Д2	Д3	Д4	Д5	а	б	в	г	д	е
6	925	710	700	655	620	565	520	310	125	245	385	400	425
7	885	680	670	625	595	540	500	295	120	235	370	385	405
8	850	650	640	600	570	520	480	285	115	225	355	370	390
9	815	625	620	575	545	500	460	275	110	215	340	350	375
10	785	600	595	555	525	480	440	265	105	205	325	330	360
11	755	580	570	535	505	460	425	255	100	200	315	325	345
12	730	560	555	515	485	445	410	245	95	190	305	320	335
6 – 12	830	665	630	590	555	515	470	260	110	220	345	365	385
21 – 25	377	308	293	290	287	283	279	140	72	92	104	121	132
26 – 30	348	284	270	267	264	260	257	129	67	85	96	112	122
31 – 35	324	264	252	249	246	243	240	120	62	79	89	104	ИЗ
36 – 39	303	247	235	232	229	226	223	112	58	74	83	97	105
21 – 39	326	274	261	258	255	252	249	125	64	82	92	104	117

## СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ.....	3
ВВЕДЕНИЕ.....	14
ГЛАВА 1. МАТРИЧНОЕ ОПИСАНИЕ МНОГОПОЛЮСНИКОВ СВЧ.....	21
1.1. Основные сведения .....	21
1.2. Матрица рассеяния.....	24
1.3. Матрицы сопротивлений и проводимостей.....	27
1.4. Соотношения между матрицами многополюсника.....	30
ГЛАВА 2. МЕТОДЫ АНАЛИЗА И СИНТЕЗА УСТРОЙСТВ СВЧ.....	31
2.1. Принцип декомпозиции .....	31
2.2. Анализ устройств СВЧ с помощью матриц передачи .....	33
2.3. Метод синфазного и противофазного возбуждения.....	38
ГЛАВА 3. ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ СВЧ .....	41
3.1. Основные требования .....	41
3.2. Волноводы.....	42
3.3. Волна $H_{10}$ в прямоугольном волноводе .....	47
3.4. Коаксиальные волноводы .....	49
3.5. Полосковые линии передачи .....	53
ГЛАВА 4. ЭЛЕМЕНТЫ И УЗЛЫ ВОЛНОВОДНЫХ СВЧ-ТРАКТОВ.....	62
4.1. Штыри и диафрагмы .....	62
4.2. Методы согласования в СВЧ-трактах.....	66
4.3. Конструкции согласующих трансформаторов.....	68
4.4. Переходы в линиях передачи .....	70
4.5. Изгибы и скрутки в линиях передачи.....	75
4.6. Короткозамыкающие поршни .....	76
ГЛАВА 5. ВОЛНОВОДНЫЕ СВЧ-УСТРОЙСТВА.....	78
5.1. Согласованные нагрузки.....	78
5.2. Конструкции аттенуаторов .....	82
5.3. Конструкции фазовращателей.....	86
5.4. Волноводные разветвители .....	87
5.5. Устройства направленного ответвления СВЧ энергии .....	88
5.6. Конструкции мостовых соединений.....	93
5.7. Резонаторы .....	97
5.8. СВЧ фильтры .....	104
5.9. Устройства СВЧ на ферритах .....	110
5.10. Детектирование и преобразование СВЧ сигналов .....	117
5.11. Электрически регулируемые СВЧ устройства .....	121
ГЛАВА 6. ЭЛЕМЕНТЫ И УЗЛЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ СВЧ.....	129
6.1. Индуктивности, емкости, резисторы, согласованные нагрузки .....	129
6.2. Резонаторы на микрополосковых и щелевых линиях, диэлектрических структурах.....	137
6.3. Устройства управления фазой и амплитудой сигнала .....	145
ГЛАВА 7. АНТЕННЫ .....	151
7.1. Основные сведения .....	151
7.2. Классификация антенн.....	152
7.3. Параметры и основные характеристики антенн .....	152
7.4. Электромагнитные излучатели .....	155
7.5. Конструкции вибраторных антенн .....	161
7.6. Двухвибраторные антенны .....	163
7.7. Решетки излучателей .....	167
7.8. Устройство и характеристики директорных антенн .....	172

7.9. Конструкции волноводно-щелевых антенн .....	173
7.10. Апертурные антенны .....	175
7.11. Конструкции рупорных антенн .....	177
7.12. Конструкции линзовых антенн .....	178
7.13. Конструкции зеркальных антенн .....	181
7.14. Принцип работы диэлектрических антенн .....	183
7.15. Фазированные антенные решетки .....	184
<b>ГЛАВА 8. АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ УСТРОЙСТВ.....</b>	<b>190</b>
<b>МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К КУРСОВОМУ ПРОЕКТИРОВАНИЮ .....</b>	<b>195</b>
1. Цель и содержание курсовой работы .....	195
2. Расчет устройств СВЧ.....	196
2.1. Расчет прямоугольного волновода.....	196
2.2. Расчет круглого волновода .....	200
2.3. Расчет полосковых устройств .....	202
2.4. Расчет резонаторов .....	205
2.5. Расчет основных характеристик фидеров.....	208
2.6. Расчет направленных ответвителей.....	208
2.7. Расчет делителей и сумматоров мощности.....	215
2.8. Расчет фазовращателей.....	217
2.9. Расчет коммутаторов сигналов .....	218
3. Расчет антенн .....	219
3.1. Основные параметры антенн .....	219
3.2. Расчет вибраторных антенн.....	222
3.3. Расчет ромбических и рамочных антенн .....	231
3.4. Расчет волноводных излучателей, рупорных антенн и волноводно-щелевых антенн.....	233
3.6. Расчет директорных и логопериодических антенн (ЛПА).....	239
3.7. Расчет зеркальных и линзовых антенн.....	245
3.8. Расчет диэлектрических стержневых и плоских ребристых антенн.....	246
3.9. Расчет антенных решеток .....	247
3.10. Расчет микрополосковых антенн (МПА) .....	253
<b>ВАРИАНТЫ ЗАДАНИЙ НА КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ .....</b>	<b>257</b>
<b>ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ .....</b>	<b>259</b>
<b>ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 1</b>	
Исследование волноводных четырехплечных соединений.....	259
<b>ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 2</b>	
Исследование ферритовых устройств .....	268
<b>ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 3</b>	
Исследование волноводных фильтров СВЧ.....	277
<b>ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 4</b>	
Исследование диэлектрических стержневых антенн (ДСА).....	286
<b>ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 5</b>	
Исследование волноводно-щелевых антенн .....	293
<b>ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 6</b>	
Исследование антенны типа «волновой канал» (АВК) .....	301
<b>ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 7</b>	
Исследование рупорных антенн (РА) .....	309
<b>ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА 8</b>	
Характеристики и параметры антенн, вибраторные антенны .....	317
<b>ПРАКТИЧЕСКИЕ ЗАНЯТИЯ .....</b>	<b>331</b>
1. Параметры антенн .....	331
2. Простейшие излучатели .....	332

3. Связанные вибраторы. Линейные излучающие системы .....	333
4. Плоские излучающие раскрывы и решетки .....	334
5. Симметричный горизонтальный вибратор .....	335
6. Ромбические антенны .....	336
7. Несимметричный вертикальный заземленный вибратор .....	337
8. Рамочные антенны .....	338
9. Спиральные антенны .....	339
10. Волноводные излучатели и рупорные антенны .....	340
11. Зеркальные антенны .....	341
12. Линзовые антенны .....	342
13. Диэлектрические стержневые антенны .....	343
14. Многовибраторные антенны бегущей волны, директорная антенна .....	344
15. Волноводно-щелевые антенны .....	345
16. Фазированные антенные решетки .....	346
СЛОВАРЬ НОВЫХ ТЕРМИНОВ .....	348
ЭКЗАМЕНАЦИОННЫЕ ВОПРОСЫ .....	350
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ .....	352
ПРИЛОЖЕНИЕ 1 .....	353
ПРИЛОЖЕНИЕ 2 .....	354
ПРИЛОЖЕНИЕ 3 .....	356

*Учебное издание*

ЯНУШКЕВИЧ Виктор Францевич

АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ

Учебно-методический комплекс  
для студентов специальности 1-39.01.01 «Радиотехника»

Редактор *В. В. Рудак*

Дизайн обложки *В. А. Виноградовой*

---

Подписано в печать 01.10.09. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура Таймс.  
Ризография. Усл. печ. л. 20,9. Уч.-изд. л. 20,14. Тираж 35 экз. Заказ № 1641.

---

Издатель и полиграфическое исполнение:  
учреждение образования «Полоцкий государственный университет»

ЛИ № 02330/0548568 от 26.06.09      ЛП № 02330/0494256 от 27.05.09

211440 г. Новополоцк, ул. Блохина, 29