

**С. В. МИЩЕНКО
Н. А. МАЛКОВ**

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ
РАДИОВОЛНОВЫХ (СВЧ)
ПРИБОРОВ
НЕРАЗРУШАЮЩЕГО
КОНТРОЛЯ МАТЕРИАЛОВ**



• ИЗДАТЕЛЬСТВО ТГТУ •

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ТАМБОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

С. В. Мищенко, Н. А. Малков

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ
РАДИОВОЛНОВЫХ (СВЧ)
ПРИБОРОВ
НЕРАЗРУШАЮЩЕГО
КОНТРОЛЯ МАТЕРИАЛОВ**

Одобрено УМО в области автоматики, электроники, микроэлектроники и радиотехники в качестве учебного пособия для студентов, обучающихся по направлению 5511 и специальности 2008 и 210217

Тамбов
• Издательство ТГТУ •
2003

УДК 621.3.049:621.385.6(075)

ББК з 844.1 я 73-1
М18

Рецензент
Доктор физико-математических наук, профессор
В. А. Федоров

С. В. Мищенко, Н. А. Малков

М18 Проектирование радиоволновых (СВЧ) приборов неразрушающего контроля: Учеб. пособие. Тамбов: Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2003. 128 с.
ISBN 5-8265-0238-X

В учебном пособии даны сведения по основам проектирования, конструирования и применению радиоволновых (СВЧ) приборов неразрушающего контроля качества материалов и изделий.

Предназначено для использования студентами и магистрантами при выполнении курсового и дипломного проектирования по специальностям 210217 и 200800.

УДК 621.3.049:621.385.6(075)

ББК з 844.1 я 73-1

ISBN 5-8265-0238-X

© Мищенко С. В., Малков Н. А.,
2003
© Тамбовский государственный
технический университет
(ТГТУ), 2003

УЧЕБНОЕ ИЗДАНИЕ

МИЩЕНКО Сергей Владимирович,
МАЛКОВ Николай Аркадьевич

ПРОЕКТИРОВАНИЕ
РАДИОВОЛНОВЫХ (СВЧ)
ПРИБОРОВ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО
КОНТРОЛЯ МАТЕРИАЛОВ

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

Редактор Е. С. Мордасова
Инженер по компьютерному макетированию Т. А. Сынкова

Подписано к печати 29.04.2003.
Формат 60 × 84/16. Гарнитура Times. Бумага офсетная. Печать офсетная.
Объем: 7,44 усл. печ. л.; 7,0 уч.-изд. л.
Тираж 100 экз. С. 279

Издательско-полиграфический центр
Тамбовского государственного технического университета
392000, Тамбов, ул. Советская, 106, к. 14

ВВЕДЕНИЕ

Создание высокоточных и надежных измерителей параметров технологических процессов, способных работать в сложных эксплуатационных условиях, является одной из актуальных проблем.

Применяя средства неразрушающего контроля, можно полностью автоматизировать многие производственные процессы изготовления изделий, повысить производительность и качество выпускаемой продукции.

Высококачественный объект должен отличаться постоянством химического состава, микро- и макроструктурой, электрических и магнитных характеристик материалов, неизменными геометрическими размерами, повышенными механическими и другими свойствами. Для исследования различных свойств изделий, материалов и полуфабрикатов могут быть использованы все известные виды электромагнитного излучений. Особенно успешно можно использовать методы радиоволнового контроля материалов на сверхвысоких частотах (СВЧ).

В пособии значительное место отведено практическому применению данных методов контроля технологических характеристик (влажности, содержанию компонентов, степени отверждения и др.) полимерных материалов и полуфабрикатов, а также дефектоскопии, толщинометрии и контролю физико-механических, структурных характеристик непосредственно в изделиях и конструкциях без их разрушения.

Рассмотрены теоретические основы методов контроля на СВЧ, даны расчеты и примеры конструкций элементов и устройств СВЧ волноводного исполнения, используемых для проектирования приборов неразрушающего контроля (НК).

Учебное пособие предназначено для использования студентами и магистрантами при выполнении курсового и дипломного проектирования по специальностям 200800 и 210217.

Глава 1

МЕТОДЫ РАДИОВОЛНОВОГО КОНТРОЛЯ МАТЕРИАЛОВ НА СВЧ

1.1 РАДИОВОЛНОВЫЙ КОНТРОЛЬ НА СВЧ

Особенности радиоволнового диапазона СВЧ. Радиоволновый диапазон электромагнитного спектра излучения занимает область длин волн от 1 до 1000 мм – диапазон сверхвысокой частоты (СВЧ). Дуализм диапазона СВЧ находит выражение в методике построения средств радиоволнового неразру-

шающего контроля: существуют радиотехнические и квазиоптические методы неразрушающего контроля с использованием излучения СВЧ.

Радиоволновые методы и средства применяют для контроля качества и геометрических размеров изделий из диэлектрических материалов (строительные материалы, стеклопластики и пластмассы, резина, термозащитные материалы, теплоизоляционные материалы, бумага, фибра, фанера), для измерения влажности материалов (зерно, песок, древесностружечные материалы), вибраций, толщины металлического листа и т.п. [1].

Исследуемые материалы и тела влияют на прохождение, отражение, поглощение и рассеяние радиоволн. При этом происходит изменение амплитуды, фазы, поляризации и т.п. По степени изменения указанных параметров можно судить о характерных свойствах самого материала, а также об отклонениях от номинала.

Нарушение сплошности и структуры тел почти всегда сопровождается изменением их электромагнитных параметров, а, следовательно, и результатов взаимодействия электромагнитных волн с ними. На этом основаны радиоволновые методы неразрушающего контроля состояния и структуры тел.

Электромагнитная волна представляет собой совокупность быстропеременных электрического E и магнитного H полей, распространяющихся в определенном направлении z . В свободном пространстве электромагнитная волна поперечна, т.е. векторы E и H перпендикулярны направлению распространения волны z (продольная волна отсутствует) (рис. 1.1).

При радиоволновом контроле диэлектрических материалов необходимо знать диэлектрическую постоянную ϵ и тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta$ (обычно для диэлектриков магнитная проницаемость $\mu = 1$) (табл. 1.1) [2], для полупроводниковых и магнитных материалов необходимо учитывать ϵ и μ , для металлов в основном имеет значение величина проводимости σ .

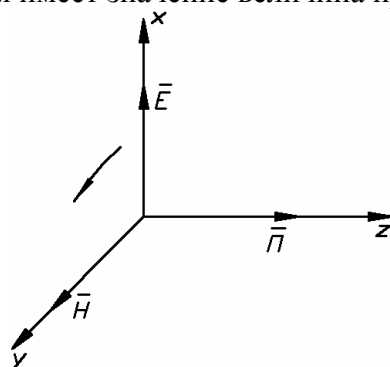


Рис. 1.1 Схема расположения векторов \vec{E} , \vec{H} и \vec{P} в бегущей электромагнитной волне

1.1 Диэлектрические свойства сухих материалов в диапазоне сверхвысоких частот

Материал	ϵ		$\operatorname{tg} \delta \cdot 10^{-2}$		Плотность, г/см ³	Температура, °С
	$\lambda = 10$ см	$\lambda = 3$ см	$\lambda = 10$ см	$\lambda = 3$ см		
Окись алюминия	9,6	9,2	0,02	0,08	1,4	20
	6,5	6,8	0,02	0,08	1,4	25
Кремнезем	2,4	2,7	0,1	0,1	—	20
Полиэтилен	2,05	2,07	0,02	0,4	—	—
Тефлон	2,4	2,6	0,6	2	—	—
Полистирол	2,5	2,7	6	8	—	—
Плексиглаз	2,65	4,0	35	20	1,7	20
Цемент						

(новороссийский)	2,6	2,8	6	10	–	20
Нейлон	3,17	3,17	0,7	0,7	0,92	-1
Лед	1,2	1,26	0,4	0,4	0,3	-2
Снег	2,2	2,2	40	50	–	20
Растительный жир	3,4	3,7	25	30	1,7	–
Кирпич красный	2,9	3,0	20	22	1,0	20
Кирпич пористый	3,1	3,2	14	32	1,7	20
Кирпич силикатный	2,65	2,8	5	7	1,8	20
Гипс	2,2–	2,5–	11–20	20–35	1,0–1,7	20
Мел	3,0	3,2	40	60	1,1	–
А С Б Е С Т	1,8	2,0	70	120	0,7	–
Древесина (береза)	2,5	2,6	30	60	0,4	–
Березовая стружка	1,7	1,9	40	90	0,82	–
Дуб	3,1	3,6	36	80	0,2	–
Древесноволокнистые плиты	2,9	3,2				
С О С Н А			20	40	0,5	–

Продолжение табл. 1.1

Материал	ε		$\text{tg } \delta \cdot 10^{-2}$		Плотность, г/см ³	Температура, °С
	$\lambda = 10$ см	$\lambda = 3$ см	$\lambda = 10$ см	$\lambda = 3$ см		
Фанера (6 мм)	3,2	4,1	80	320	0,65	–
НИТРОН	1,5	1,7	0,3	0,4	–	–
Лавсан	1,2	1,36	0,2	0,4	–	–
Винол	1,4	1,5	0,32	0,45	–	20
Капрон	1,2	1,3	0,4	0,51	–	–
Полипропилен	1,25	1,37	0,27	0,36	–	–
Сахарный песок	2,9	3,6	4,5	7,6	–	–
Пшеница	4,1	5,2	30	80	0,8	–
Ячмень	2,8	4,0	4	30	0,6	–
Рожь	3,2	3,9	20	40	0,7	–
Хлопок-сырец	2,2	2,6	0,35	0,38	0,06	–
Керамзит	2,1	2,3	2,3	8	0,5	–
Гравий	1,8–	2,1–	0,3–	0,4–,8	1,4–1,9	–
Грунт-суглинок	2,3	2,6	0,6	8,9	1,9	–
Минвата	3,2	3,8	7	1,1	0,1	–
Минераловатная плита	1,8	1,9	0,9	9	0,4	–
Мрамор	4,2	4,6		0,5	2,7	–
Пенопласт	2,1	2,4	0,36	0,36	0,03	–
	1,6	1,7	0,3	0,63	0,3	20

Пеностекло	2,6	2,9	0,46	2,1	1,5	–
Песок речной	2,1	3,0	1,2	9,1	2,7	–
Песок плотный	2,6	3,4	6,8	170	–	–
Мыло	2,9	3,1	110	370	–	–
Мясо (натуральное)	40	30	330	0,2	–	–
Поваренная соль	5,0	5,1	9	10–24	–	–
Фарфор прессованный	5,1–7,2	5,1–7,2	10–22	43	41	–
Стекло	3,7	3,6	3	8,9	3	–
Бакелит	2,3	2,3	7,1	28	–	–
Каучук	3,2	3,8	20	8,2	–	–
Торф фрезерный	2,9	3,1	7	62	1,4	–
Торфоплиты	4,6	4,8	54	72	0,7	–
Фаянс	3,8	4,3	35	91	2,1	–
Известняк	4,6	5,2	65	4	0,3	20
Кожа	3,6	4,3	4	62	–	–
Асфальтобетон	3,1	3,1	88			
Пенобетон	4,2	4,4				
Н Е Ф Т Ь						
С Ы Р А Я						

В неограниченной диэлектрической среде без потерь $\mu = 1$; $\sigma = 0$, наличие магнитной составляющей поля связано с существованием электрической составляющей E , играющей основную роль в современных средствах радиоволнового контроля.

Одним из важнейших параметров электромагнитной волны является ее поляризация, определяемая ориентацией вектора E в пространстве по мере ее распространения. Волну называют естественной (неполяризованной), если вектор E принимает в плоскости, перпендикулярной к направлению ее распространения, в различные моменты времени различные направления, а в конце его описывает окружность. Если при тех же условиях конец вектора описывает эллипс, то волну называют частично поляризованной по эллипсу (влево или вправо) (рис. 1.2). В частных случаях эллипс вырождается в окружность (волна поляризована по кругу) или прямую линию (плоско поляризованная волна).

В свободной волне E и H синфазны, т.е. они одновременно в одних и тех же точках пространства достигают максимального или минимального значения (рис. 1.3). Аналогичная картина получится, если вместо z отложить время t . Векторы E и H всегда образуют правый винт, что определяет направление распространения энергии и очень важно при анализе условий отражения.

Поток энергии $\vec{\Pi}$ ортогонален векторам E и H и совпадает с направлением распространения волн z . Поток энергии колеблется с удвоенной частотой (по сравнению с E и H) (рис. 1.4), принимая положительные значения (включая $\Pi = 0$).

Плотность потока энергии пропорциональна квадрату амплитуды электрического поля. Это общее и важное положение, на котором фактически основана возможность регистрации распространяющихся электромагнитных волн различными приемниками, так как из-за инерционности приемники энергии СВЧ регистрируют средние значения квадрата амплитуды E^2 .

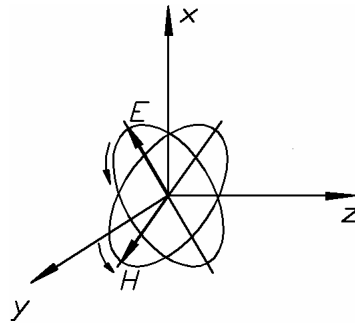


Рис. 1.2 Схема эллиптической поляризации

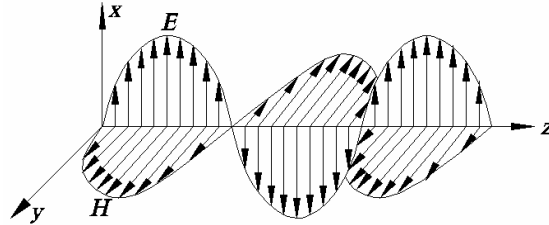


Рис. 1.3 Схема распространения плоскополяризованной электромагнитной волны

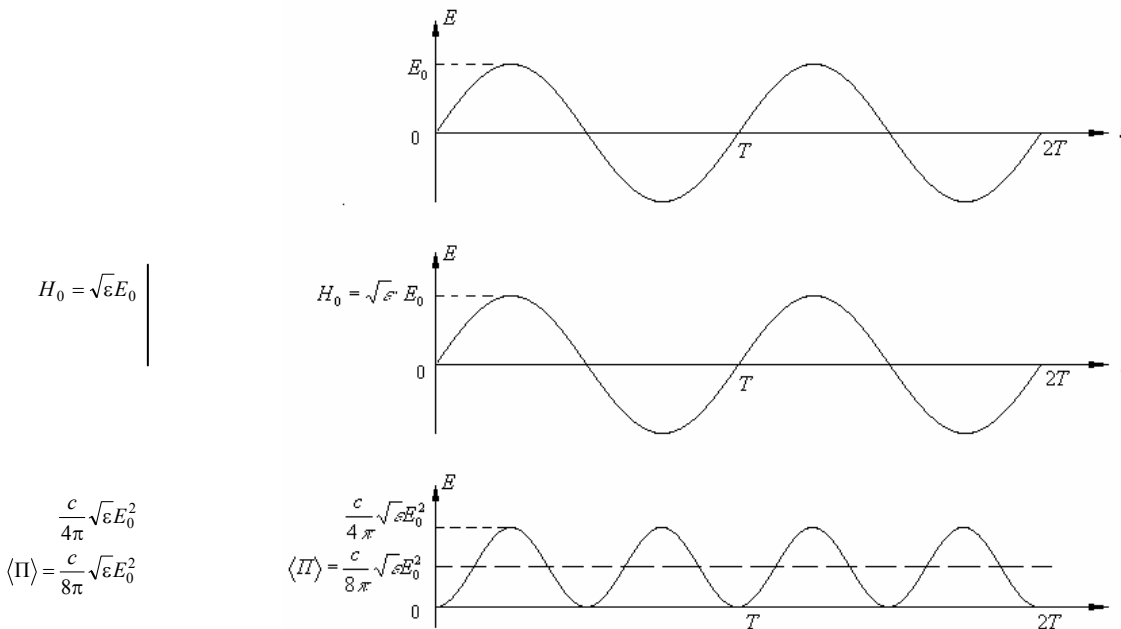


Рис. 1.4 Изменение во времени значений E , H и P в бегущей волне

При наличии границы раздела появляется отраженная волна, взаимодействующая с падающей и образующая в первой среде стоячую волну, для которой как во времени, так и в пространстве имеет место сдвиг фаз $\Delta\phi = \pi/2$ между векторами \vec{E} и \vec{H} .

Узлы (и соответственно пучности) векторов \vec{E} и \vec{H} разнесены пространственно, и расстояние между ними (между узлами E и H) равно $\lambda/4$. В любом узле вектор $\vec{P} = [\vec{E}\vec{H}]$ обращается в нуль, т.е. энергия не распространяется вдоль z .

Измеряя расстояния между узлами (или пучностями) электрической напряженности, находят значения длины волны λ . Длина волны $\lambda = c/f$, где c – скорость света, а f – частота электромагнитных колебаний.

Элементы техники СВЧ. Для передачи энергии источника к приемнику излучения применяют как волноводные линии, так и свободное пространство.

Волновод, по которому распространяется электромагнитная волна, представляет собой металлическую трубу прямоугольного или круглого сечения (рис. 1.5, табл. 1.2).

Волноводы характеризуются поперечными размерами (a – ширина, b – высота для прямоугольного волновода, рис. 1.5, б); a – радиус, φ – угол поворота для круглого волновода, рис. 1.5, а), критической длиной волны $\lambda_{кр}$, длиннее которой волны не распространяются в данном волноводе, и

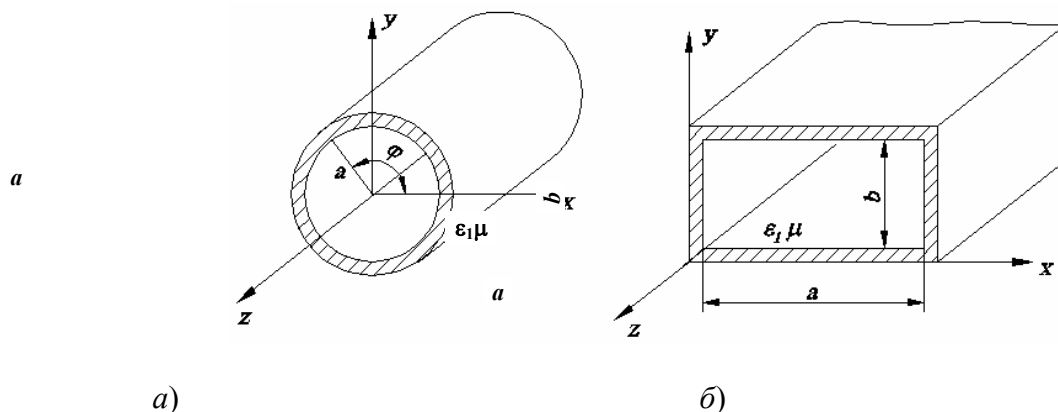
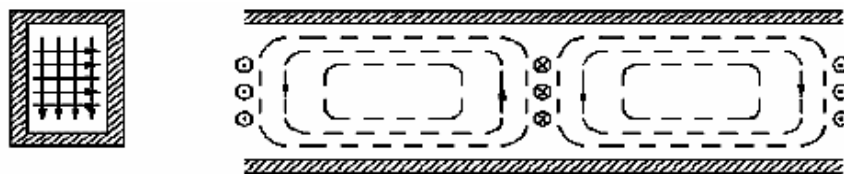


Рис. 1.5 Виды волноводов:
а – круглый; б – прямоугольный

1.2 ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ВОЛНОВОДОВ

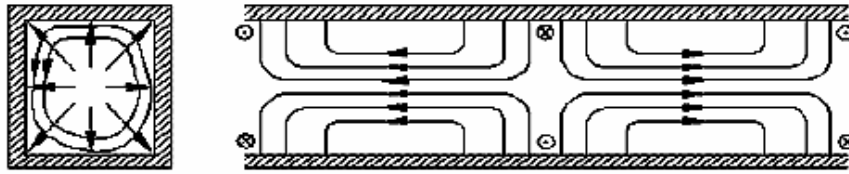
Сечение волновода, мм		ПРЕДЕЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ		РАБОЧИЕ ЗНАЧЕНИЯ		Затухание, дБ/м
ШИРИНА	ВЫСОТА	Частота, ГГц	Длина волны, см	Частота, ГГц	Длина волны, см	
23,0	10,0	6,56	4,57	8,2 – 12,4	3,66 –	1,38
19,0	9,5	7,87	3,81	10,0 –	2,42	1,67
16,0	8,0	9,5	3,16	15,0	3,0 – 2,0	2,2
13,0	6,5	11,57	2,59	12,4 –	2,42 –	2,9
9,0	4,5	17,4	1,73	18,0	1,67	5,5
7,2	3,4	21,1	1,43	15,0 –	2,0 – 1,36	7,4
				22,0	1,36 –	
				22,0 –	0,91	
				33,0	1,13 –	
				26,5 –	0,75	
				40,0		

длиной волны в волноводе λ_v . Волна, распространяющаяся по волноводу, определяется видом колебаний и обозначается с помощью индексов (E_{mn} или TM_{mn} и H_{mn} или TE_{mn}), соответствующих числу полуволновых изменений напряженностей E и H вдоль широкой (индекс m) и узкой (индекс n) стенок волновода. На рис. 1.6 приведены конфигурации электрического и магнитного полей в прямоугольном волноводе для колебаний видов TE_{01} , TM_{11} и TE_{11} .



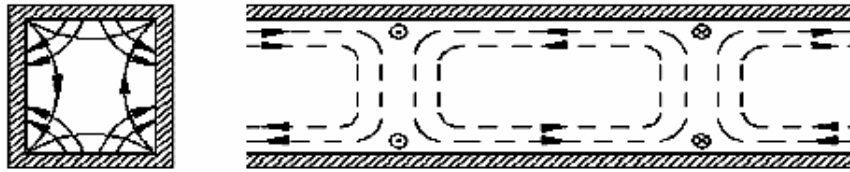
$$H_{10}(TE_{01})$$

a)



$$E_{11}(TM_{11})$$

б)



$$H_{11}(TE_{11})$$

в)

Рис. 1.6 Вид колебаний в прямоугольном волноводе:

a – волна типа $H_{10}(TE_{10})$; *б* – волна типа $E_{11}(TM_{11})$; *в* – волна типа $H_{11}(TE_{11})$

В идеальных условиях в волноводе устанавливается режим бегущей волны, который характеризуется тем, что если какой – либо измеритель электрической напряженности полей перемещать вдоль волновода, то индикаторный прибор будет показывать одно и то же значение вне зависимости от его местоположения.

Но, как правило, создать идеальные условия распространения не удастся, и поэтому полная картина поля образуется из совокупности волн, распространяющихся от генератора к нагрузке, и волн, распространяющихся в обратном направлении – от любой неоднородности к генератору. При этом в волноводе устанавливается режим стоячих волн. Любая волноводная линия характеризуется коэффициентом стоячей волны напряжения (КСВН), который в идеальных условиях должен быть равен 1. Практически волноводные линии с КСВН = 1,02 ... 1,03 считаются достаточно хорошими.

Свойства стоячих волн и возможность установления связи между наблюдаемыми явлениями и характеристиками неоднородности, вызывающей отражение, имеют большое практическое значение и рассмотрены ниже.

Если максимальное напряжение, отмечаемое прибором U_{\max} , а минимальное U_{\min} то величина, называемая коэффициентом стоячей волны напряжения равна

$$r = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} .$$

Значение r можно выразить через отношение падающей и отраженной волн:

$$r = \frac{|U_{\text{пад}}| + |U_{\text{отр}}|}{|U_{\text{пад}}| - |U_{\text{отр}}|} = \frac{1 + \frac{|U_{\text{отр}}|}{|U_{\text{пад}}|}}{1 - \frac{|U_{\text{отр}}|}{|U_{\text{пад}}|}}.$$

Отношение $U_{\text{отр}}/U_{\text{пад}}$ определяемое из этого уравнения, называется коэффициентом отражения Γ . В общем случае этот коэффициент представляет собой комплексное число. Уравнение для Γ может быть записано в следующей форме:

$$r = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}.$$

Для расчета коэффициента стоячей волны напряжения и коэффициента отражения по результатам измерений U_{max} и U_{min} существует специальная линейка.

Чтобы избежать больших потерь мощности, добиться стабильной работы генератора и получить точные результаты измерений, необходимо тщательно следить за соединением волноводов с помощью фланцев. Основные требования: одинаковые размеры волноводов, высокая их соосность и недопущение зазора между фланцами, если они не имеют специальных согласующих устройств.

Благодаря возможности изгибать волноводы в любых плоскостях (изгиб в плоскостях E или H) можно создавать приборы, обеспечивающие проведение контроля в труднодоступных местах. Для достижения хорошего согласования изгибов с волноводным трактом необходимо, чтобы радиус закругления изгиба был равен или больше $2\lambda_v$. Это справедливо и для так называемых скруток, т.е. волноводных элементов, обеспечивающих поворот плоскости поляризации на 45° или 90° .

При этом надо иметь в виду, что каждый волноводный тракт рассчитывается на диапазон длин волн. Поэтому условия согласования и коэффициент стоячей волны рассчитывают с учетом перестраиваемого диапазона по длинам волн.

Для проведения исследований часто бывает необходимо смещать антенные устройства на некоторое расстояние, не меняя положение остальных частей тракта. Это может быть достигнуто за счет гибких волноводов. Если в сантиметровой технике имеются гибкие гофрированные волноводы, то в миллиметровом диапазоне можно с успехом воспользоваться длинным куском волновода, согнутым буквой V .

Классификация приборов. Приборы радиоволнового контроля могут быть классифицированы по различным признакам.

1 По информативному параметру различают приборы:

- амплитудные;
- фазовые;
- амплитудно-фазовые;
- поляризационные;
- резонансные;
- лучевые;
- частотные;
- преобразовательные (вид волны);
- спектральные.

2 По схемам расположения приемника и излучателя энергии СВЧ относительно контролируемого образца могут быть:

- на прохождение (двусторонний доступ);
- на отражение (односторонний доступ);
- комбинированные.

3 Различают следующие формы образования сигнала:

- аналоговую;
- дифракционную;
- оптическую.

Основными физическими параметрами в приборах являются коэффициенты отражения, прохождения, поглощения, преломления, поляризации, преобразования.

Ниже приведены основные особенности приборов, построенных на разных принципах.

Приборы амплитудно-фазовые «на прохождение». В этом случае внутренне состояние объекта контроля определяется по воздействию среды на сигнал, прошедший через образец.

Принципиальная схема метода приведена на рис. 1.7. Основой метода является наличие двух антенн (приемной и излучающей), находящихся по разные стороны объекта контроля и, как правило, соосных между собой.

В основном существуют две принципиальные блок-схемы приборов, в которых применен метод «на прохождение» (рис. 1.8).

Принцип работы схемы, в которой все элементы обозначены сплошной линией заключается в следующем. Энергия СВЧ от клистронного генератора 2 подается через вентиль 3 в волновод и аттенуатор 4 к излучающему рупору 5. Энергия проходит через образец 10, принимается приемной антенной 6 и через измерительный аттенуатор попадает на детектор 7, после чего сигнал усиливается и подается на индикаторный прибор 8.

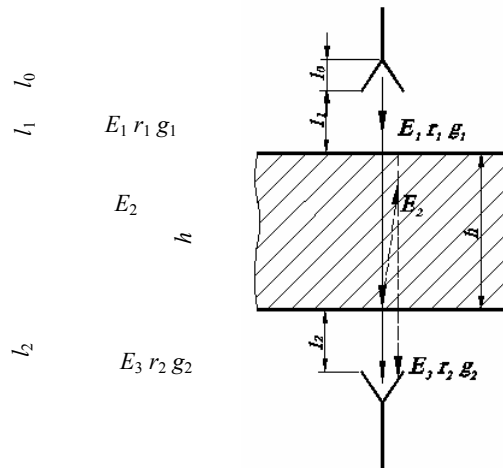


Рис. 1.7 Принципиальная схема образования сигнала в схеме «на прохождение»:

l_0 – длина рупора; l_1 – расстояние от края излучающего рупора до первой поверхности; l_2 – расстояние от второй поверхности до приемного рупора; h – толщина контролируемого изделия; $r_{1,2}$ – коэффициент отражения от первой и второй границ; $g_{1,2}$ – коэффициент прозрачности первой и второй границ; E_1 – излученная волна; E_2 – волна в образце; E_3 – принимаемая волна

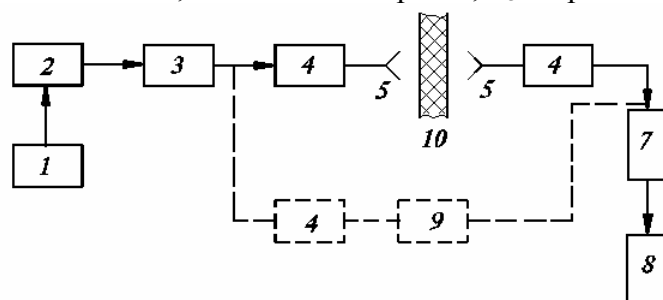


Рис. 1.8 Блок-схема амплитудно-фазовых приборов, работающих по схеме «на прохождение»:

1 – блок питания; 2 – источник энергии СВЧ; 3 – развязывающий элемент (ферритовый вентиль); 4 – аттенуатор; 5 – излучающая антенна; 6 – приемная антенна; 7 – детектор; 8 – блок обработки информации; 9 – фазовращатель; 10 – объект контроля

Такая схема позволяет проводить контроль свойств материала по величине затухания энергии СВЧ в образце, отсчитываемого по шкале аттенюатора, с помощью которого величина сигнала индикаторного устройства прибора поддерживается на постоянном уровне.

Для большинства практических случаев мощность принимаемого сигнала можно определять по формуле

$$P = \frac{P_0 S}{2\pi} g_1^2 g_2^2 \left(\frac{1}{(l+h)^2} + \frac{r_1^2 r_2^2}{(l+3h)^2} - \frac{2r_1 r_2}{(l+h)(l+3h)} \cos 2K_2 h \right),$$

где P_0 – излучаемая мощность; $l = l_1 + l_2 + l_3$; $K_2 = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{дизл}}}$ – волновое число в образце; r_1, r_2, g_1, g_2 – коэффициенты отражения и прохождения.

Схему, в которой часть элементов отмечена пунктиром, часто называют интерферометром с открытым плечом. В этой схеме прошедший сигнал сравнивается по амплитуде и фазе с опорным, подаваемым через аттенюатор 4 и фазовращатель 9. Такая схема обладает более высокой информативной емкостью, чем первая, но в ряде случаев, когда объект контроля имеет большие размеры, ее трудно осуществить.

Чтобы исключить влияние переотражений, необходимо согласовать границы раздела с приемной и излучающей антеннами, т.е. исключить появление стоячей волны.

Приборы амплитудно-фазовые «на отражение». Внутреннее состояние объекта контроля определяется по воздействию среды на сигнал, отраженный от дефекта или поверхности образца.

Принципиальная схема метода приведена на рис. 1.9. Основой метода является одностороннее расположение приемной и излучающей антенн. Существуют две блок-схемы приборов, работающих по методу «на отражение» (рис. 1.10).

Принцип работы таких схем заключается в следующем. Энергия СВЧ клистронного генератора 2 через вентиль 3 подается на излучающую антенну 5. Отраженный сигнал (обычно сумма всех отраженных сигналов) попадает либо на ту же антенну (рис. 1.10, а) и с помощью соответствующих

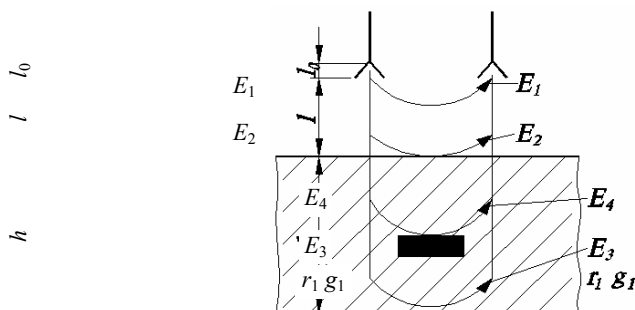
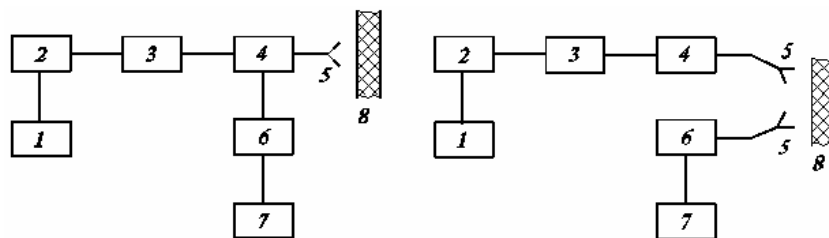


Рис. 1.9 Принципиальная схема образования сигнала в амплитудно-фазовых приборах, работающих по схеме «на отражение»:

l_0 – длина рупора; l – расстояние от среза рупора до поверхности;
 h – толщина образца; E_1 – сигнал связи приемной и излучающей антенн;
 E_2 – сигнал, отраженный от первой границы; E_3 – сигнал, отраженный от второй границы; E_4 – сигнал, отраженный от дефекта



а)

б)

Рис. 1.10 Блок-схема амплитудно-фазовых приборов, работающих «на отражение»:

a – однозондовый вариант; *б* – двуантенный вариант: 1 – блок питания; 2 – источник энергии СВЧ; 3 – развязывающий элемент; 4 – узел разделения излучаемого и принимаемого сигнала (двойной волновой тройник, направленный ответвитель, щелевой мост и т.п.); 5 – излучающая (приемная) антенна; 6 – детектор; 7 – индикаторный прибор; 8 – объект контроля

волноводных элементов подается на детектор 6, либо в другую приемную антенну 5 (рис. 1.10, б), детектируется, обрабатывается и подается на индикаторный прибор 7.

Основной особенностью приборов является существование связи между излучающей и приемной антеннами (E_1), которая определяется конструктивным оформлением антенн. В однозондовом варианте связь существует за счет попадания части мощности генератора в детекторную секцию по внутренним волноводным трактам. В двухзондовом варианте связь наблюдается за счет попаданий части излученной мощности в приемную антенну.

Конструктивная связь является по существу опорным сигналом, с которым суммируется отраженный сигнал. Для различных задач эта связь может быть полезной и мешающей. Так, для выделения сигнала только от дефекта компоненты сигнала должны быть исключены. В этом случае выявляемость дефекта зависит только от чувствительности приемника, и на показание прибора не влияет изменение расстояния от образца до антенны.

В случае наличия всех компонентов сигнала форма сигнала от расстояния носит ярко выраженный интерференционный характер, который зависит от соотношения между амплитудой и фазой сигналов отраженного и связи. Отраженный сигнал зависит от структуры излученного поля, свойств контролируемого образца и от расстояния l .

Отличие электромагнитных свойств дефектной области от бездефектной является причиной изменения амплитуды и фазы отраженного сигнала. Это приводит к изменению вида интерференционной кривой. Возможность регистрации дефекта основана на существовании разности интенсивностей ΔI при заданном положении антенны (при данном расстоянии между поверхностью образца и антенной).

Следует иметь в виду, что в точках, соответствующих точкам пересечения двух интерференционных кривых, невозможно обнаружить дефект, т.е. могут существовать зоны необнаружения. Их ширина Δl определяется тем минимальным значением сигнала, которое может быть зафиксировано системой регистрации.

Приборы поляризационные. Внутреннее состояние объекта контроля определяется по воздействию на вектор поляризации сигнала.

В приборах могут быть использованы схемы «на прохождение» и «на отражение». Принципиальным положением является такое начальное взаимное расположение плоскостей поляризации излучающей и приемной антенн, когда сигнал в приемной антенне равен нулю. Только при наличии дефекта или структурной неоднородности, меняющих плоскость поляризации излученного сигнала или меняющих вид поляризации (от плоскопараллельной к эллиптической или круговой), в приемной антенне появляется сигнал.

Следует иметь в виду, что среда может оказывать воздействие на направление вращения плоскости поляризации (левое и правое), что также может служить информативным параметром.

Приборы резонансные. В этом случае внутреннее состояние объекта контроля определяется по воздействию среды на изменение таких резонансных параметров, как добротность Q , смещение резонансной частоты $f_{рез}$, распределение поля в резонаторе.

Наибольшее распространение получил цилиндрический резонатор, возбуждаемый на волне типа H_{01} (рис. 1.11).

Преимуществом такого резонатора является возможность использования образцов достаточно больших диаметров и его перестройки с помощью подвижного поршня, особенно бесконтактного.

Приборное преобразование вида волны. Метод основан на том, что волна высшего вида при встрече с дефектом (неоднородностью) «вырождается», т.е. преобразуется в волну основного вида, которая проходит через соответствующий фильтр. В этом случае могут быть использованы схемы

«на отражение», и «на прохождение». Принцип преобразования обеспечивает высокую избирательность по дефектам.

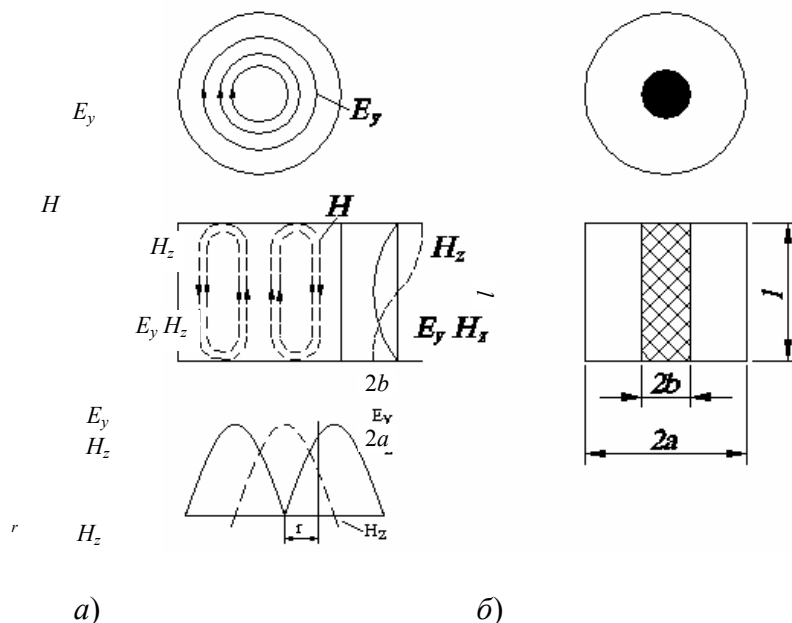


Рис. 1.11 Схема цилиндрического резонатора возбуждаемого на волне типа H_{01} :

a – распределение поля; b – расположение образца; $2b$ – диаметр образца;
 $2a$ – диаметр резонатора; l – высота резонатора и образца

Лучевые приборы. Внутреннее состояние объекта контроля определяется по воздействию среды на направление распространения электромагнитной волны. В приборах используются принципы геометрической оптики, главным образом закон Снелиуса. В этом случае могут быть применены схемы «на отражение» и «на прохождение» (рис. 1.12).

Полезный сигнал является функцией выхода (точка a) из образца сигнала СВЧ.

Квазиоптические приборы. Радиоизображение, сформированное с помощью радиооптических систем (линз, зеркал, объективов), содержит всю информацию об объекте контроля и обеспечивает получение видимого изображения в образах, близких к естественным.

Радиоизображение может быть получено как методом «на отражение», так и методом «на прохождение» (рис 1.13).

Квазиоптический метод может быть использован для исследования близко расположенных объектов (расстояние от плоскости приема до объекта порядка 1 ... 4 м) и удаленных на расстояние более 80 м.

Метод применим для волн, длина которых меньше 3 см.

Приборы, работа которых основана на радиоголографическом методе. В этом случае внутреннее состояние объекта контроля определяется либо по интерференционной картине, либо по восстановленному изображению. Первый случай обычно используют для получения информации при сравнении детали с эталоном. Во втором случае анализируют видимое изображение.

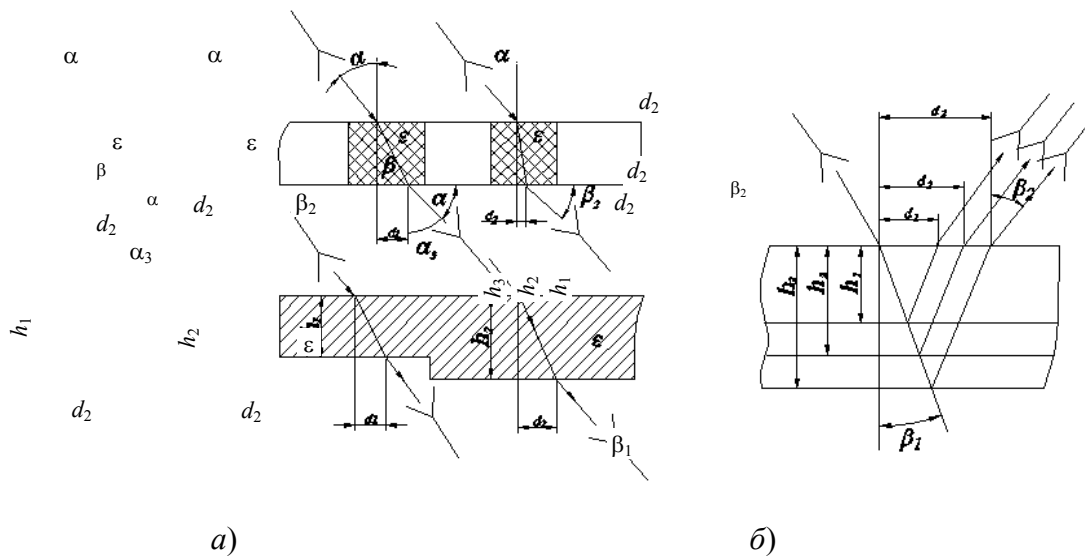


Рис. 1.12 Схема работы прибора лучевым методом:
a – на прохождение; *б* – на отражение
 (d_2 – отсчетная величина; α – угол падения; β – угол отражения)

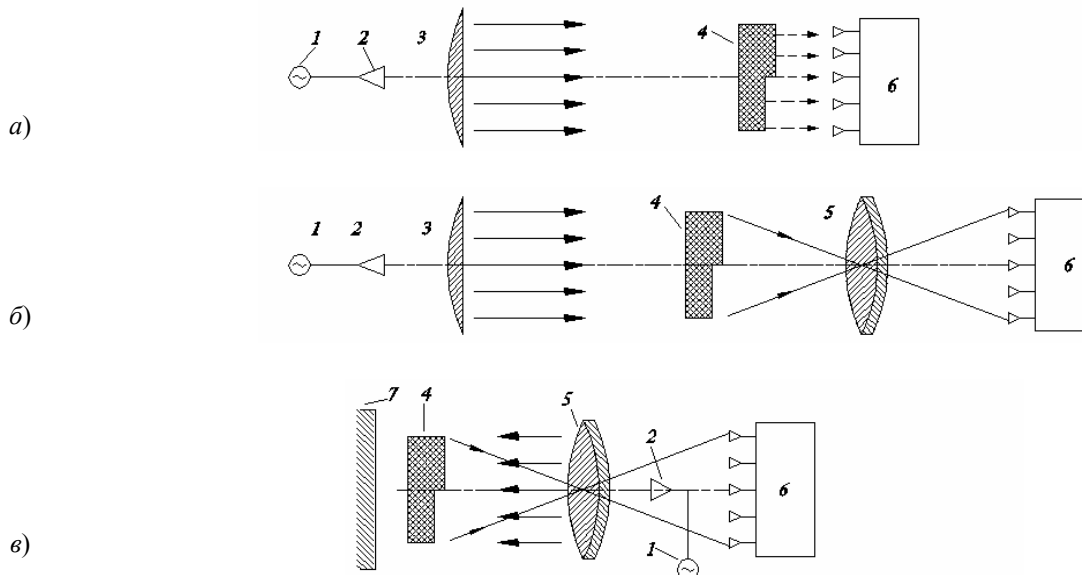


Рис. 1.13 Схемы квазиоптических приборов:
a – теневой метод; *б* – на прохождение; *1* – источник энергии;
 2 – рупорный излучатель; 3 – коллиматор; 4 – объект контроля;
 5 – линза, формирующая радиоизображение; 6 – приемная антенна; 7 – отражатель

Приборы с использованием нескольких частот. В этом методе внутреннее состояние объекта контроля определяется либо по сдвигу резонансной частоты поглощения, либо при сравнении двух или более частот, либо на основе анализа спектра частот.

Основой частотного метода является использование одновременно излучаемого широкого спектра частот или изменения частоты в определенном интервале, когда полезный сигнал пропорционален изменению амплитуды, частоты, ее смещению по электромагнитному спектру, выделению разностной частоты на нелинейном элементе. Метод может быть совмещен с методами «на отражение» и «на прохождение».

1.2 СВЧ ДЕФЕКТОСКОПИЯ МАТЕРИАЛОВ, ПОКРЫТИЙ И ИЗДЕЛИЙ

При взаимодействии с материалом изделия изменяются такие параметры микрорадиоволн, как коэффициенты прохождения и отражения, ослабление, рассеяние, фаза, вид и плоскость поляризации. Изменения этих величин при прохождении микрорадиоволн через контролируемое изделие или отражении от него характеризуют внутреннее состояние изделия, в частности наличие различных дефектов (расслоение, пористость, трещины, инородные включения, неравномерность распределения связующего, нарушение структуры и т.д.). Одной из основных задач микрорадиоволнового метода является обнаружение этих дефектов в полимерных материалах и особенно в материалах, являющихся непрозрачными для видимого диапазона длин волн [7].

В настоящее время в промышленности применяются конструкции из полимерных материалов самых различных конфигураций. Это могут быть плоские одно- и многослойные плиты, изделия цилиндрической и шарообразной формы, изготовленные различными способами, клеевые соединения. Для каждого типа изделия необходимо выбрать метод контроля и режим работы дефектоскопа.

Радиоволновые методы в зависимости от способа ввода и приема СВЧ-сигнала подразделяют на волноводные, резонаторные и свободного пространства. Однако наибольшее распространение в практике неразрушающего контроля получили методы свободного пространства. Это обусловлено тем, что волноводные и резонаторные методы связаны с необходимостью помещения контролируемого изделия или образца внутрь волновода. Размеры внутренней полости волновода или резонаторов, особенно на малых длинах волн, существенно ограничивают номенклатуру изделий, контролируемых данными методами.

Из радиоволновых методов СВЧ свободного пространства используются амплитудный, фазовый, поляризационный, рассеяния. По режиму работы они подразделяются на методы «на прохождение» и «на отражение». Выбор режима работы обусловлен конструкцией изделия и прозрачностью стенок.

Амплитудный метод контроля основан на регистрации интенсивности прошедших через изделие или отраженных от него микрорадиоволн. Измеряемыми величинами при амплитудном методе контроля являются коэффициенты прохождения и отражения, показатель затухания. Эти коэффициенты связаны с диэлектрической проницаемостью и толщиной стенки контролируемого изделия.

Коэффициенты прохождения и отражения находят из уравнений Максвелла для одно- и многослойных сред при введении в эти уравнения нормального импеданса, под которым понимается отношение тангенциальных составляющих электрического и магнитного полей. Для случая, когда вектор напряженности электрического поля \vec{E} параллелен границе раздела рассматриваемой среды, импеданс равен

$$z_i = \frac{1}{\cos \theta_i} \sqrt{\frac{\mu_i}{\epsilon_i}},$$

а для случая, когда вектор напряженности магнитного поля \vec{H} параллелен границе раздела

В идеальных условиях в волноводе устанавливается режим бегущей волны, который характеризуется тем, что если какой – либо измеритель электрической напряженности полей перемещать вдоль волновода, то индикаторный прибор будет показывать одно и то же значение вне зависимости от его местоположения.

Но, как правило, создать идеальные условия распространения не удастся, и поэтому полная картина поля образуется из совокупности волн, распространяющихся от генератора к нагрузке, и волн, распространяющихся в обратном направлении – от любой неоднородности к генератору. При этом в волноводе устанавливается режим стоячих волн. Любая волноводная линия характеризуется коэффициентом стоячей волны напряжения (КСВН), который в идеальных условиях должен быть равен 1. Практически волноводные линии с КСВН = 1,02 ... 1,03 считаются достаточно хорошими.

Свойства стоячих волн и возможность установления связи между наблюдаемыми явлениями и характеристиками неоднородности, вызывающей отражение, имеют большое практическое значение и рассмотрены ниже.

Если максимальное напряжение, отмечаемое прибором U_{\max} , а минимальное U_{\min} то величина, называемая коэффициентом стоячей волны напряжения равна

$$r = \frac{U_{\max}}{U_{\min}}.$$

Значение r можно выразить через отношение падающей и отраженной волн:

$$r = \frac{|U_{\text{пад}}| + |U_{\text{отр}}|}{|U_{\text{пад}}| - |U_{\text{отр}}|} = \frac{1 + \frac{|U_{\text{отр}}|}{|U_{\text{пад}}|}}{1 - \frac{|U_{\text{отр}}|}{|U_{\text{пад}}|}}.$$

Отношение $U_{\text{отр}}/U_{\text{пад}}$ определяемое из этого уравнения, называется коэффициентом отражения Γ . В общем случае этот коэффициент представляет собой комплексное число. Уравнение для Γ может быть записано в следующей форме:

$$r = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}.$$

Для расчета коэффициента стоячей волны напряжения и коэффициента отражения по результатам измерений U_{\max} и U_{\min} существует специальная линейка.

Чтобы избежать больших потерь мощности, добиться стабильной работы генератора и получить точные результаты измерений, необходимо тщательно следить за соединением волноводов с помощью фланцев. Основные требования: одинаковые размеры волноводов, высокая их соосность и недопущение зазора между фланцами, если они не имеют специальных согласующих устройств.

Благодаря возможности изгибать волноводы в любых плоскостях (изгиб в плоскостях E или H) можно создавать приборы, обеспечивающие проведение контроля в труднодоступных местах. Для достижения хорошего согласования изгибов с волноводным трактом необходимо, чтобы радиус закругления изгиба был равен или больше $2\lambda_v$. Это справедливо и для так называемых скруток, т.е. волноводных элементов, обеспечивающих поворот плоскости поляризации на 45° или 90° .

При этом надо иметь в виду, что каждый волноводный тракт рассчитывается на диапазон длин волн. Поэтому условия согласования и коэффициент стоячей волны рассчитывают с учетом перестраиваемого диапазона по длинам волн.

Для проведения исследований часто бывает необходимо смещать антенные устройства на некоторое расстояние, не меняя положение остальных частей тракта. Это может быть достигнуто за счет гибких волноводов. Если в сантиметровой технике имеются гибкие гофрированные волноводы, то в миллиметровом диапазоне можно с успехом воспользоваться длинным куском волновода, согнутым буквой V .

Классификация приборов. Приборы радиоволнового контроля могут быть классифицированы по различным признакам.

4 По информативному параметру различают приборы:

- амплитудные;
- фазовые;
- амплитудно-фазовые;
- поляризационные;
- резонансные;
- лучевые;
- частотные;
- преобразовательные (вид волны);
- спектральные.

5 По схемам расположения приемника и излучателя энергии СВЧ относительно контролируемого образца могут быть:

- на прохождение (двусторонний доступ);
- на отражение (односторонний доступ);
- комбинированные.

6 Различают следующие формы образования сигнала:

- аналоговую;

- дифракционную;
- оптическую.

Основными физическими параметрами в приборах являются коэффициенты отражения, прохождения, поглощения, преломления, поляризации, преобразования.

Ниже приведены основные особенности приборов, построенных на разных принципах.

Приборы амплитудно-фазовые «на прохождение». В этом случае внутренне состояние объекта контроля определяется по воздействию среды на сигнал, прошедший через образец.

Принципиальная схема метода приведена на рис. 1.7. Основой метода является наличие двух антенн (приемной и излучающей), находящихся по разные стороны объекта контроля и, как правило, соосных между собой.

В основном существуют две принципиальные блок-схемы приборов, в которых применен метод «на прохождение» (рис. 1.8).

Принцип работы схемы, в которой все элементы обозначены сплошной линией заключается в следующем. Энергия СВЧ от клистронного генератора 2 подается через вентиль 3 в волновод и аттенюатор 4 к излучающему рупору 5. Энергия проходит через образец 10, принимается приемной антенной 6 и через измерительный аттенюатор попадает на детектор 7, после чего сигнал усиливается и подается на индикаторный прибор 8.

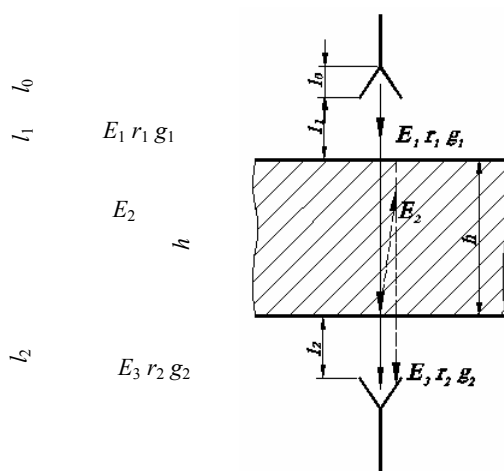


Рис. 1.7 Принципиальная схема образования сигнала в схеме «на прохождение»:

l_0 – длина рупора; l_1 – расстояние от края излучающего рупора до первой поверхности; l_2 – расстояние от второй поверхности до приемного рупора; h – толщина контролируемого изделия; $r_{1,2}$ – коэффициент отражения от первой и второй границ; $g_{1,2}$ – коэффициент прозрачности первой и второй границ; E_1 – излученная волна; E_2 – волна в образце; E_3 – принимаемая волна

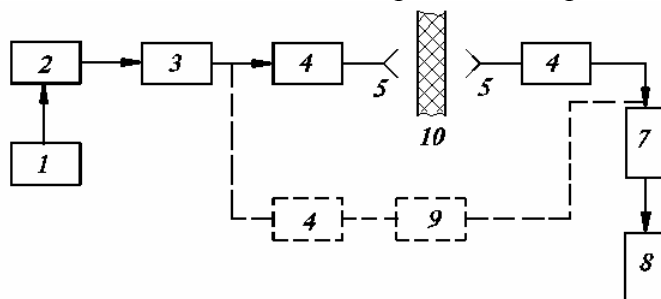


Рис. 1.8 Блок-схема амплитудно-фазовых приборов, работающих по схеме «на прохождение»:

1 – блок питания; 2 – источник энергии СВЧ; 3 – развязывающий элемент (ферритовый вентиль); 4 – аттенюатор; 5 – излучающая антенна; 6 – приемная антенна; 7 – детектор; 8 – блок обработки информации;

9 – фазовращатель; 10 – объект контроля

Такая схема позволяет проводить контроль свойств материала по величине затухания энергии СВЧ в образце, отсчитываемого по шкале аттенюатора, с помощью которого величина сигнала индикаторного устройства прибора поддерживается на постоянном уровне.

Для большинства практических случаев мощность принимаемого сигнала можно определять по формуле

$$P = \frac{P_0 S}{2\pi} g_1^2 g_2^2 \left(\frac{1}{(l+h)^2} + \frac{r_1^2 r_2^2}{(l+3h)^2} - \frac{2r_1 r_2}{(l+h)(l+3h)} \cos 2K_2 h \right),$$

где P_0 – излучаемая мощность; $l = l_1 + l_2 + l_3$; $K_2 = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{дизл}}}$ – волновое число в образце; r_1, r_2, g_1, g_2 – коэффициенты отражения и прохождения.

Схему, в которой часть элементов отмечена пунктиром, часто называют интерферометром с открытым плечом. В этой схеме прошедший сигнал сравнивается по амплитуде и фазе с опорным, подаваемым через аттенюатор 4 и фазовращатель 9. Такая схема обладает более высокой информативной емкостью, чем первая, но в ряде случаев, когда объект контроля имеет большие размеры, ее трудно осуществить.

Чтобы исключить влияние переотражений, необходимо согласовать границы раздела с приемной и излучающей антеннами, т.е. исключить появление стоячей волны.

Приборы амплитудно-фазовые «на отражение». Внутреннее состояние объекта контроля определяется по воздействию среды на сигнал, отраженный от дефекта или поверхности образца.

Принципиальная схема метода приведена на рис. 1.9. Основой метода является одностороннее расположение приемной и излучающей антенн. Существуют две блок-схемы приборов, работающих по методу «на отражение» (рис. 1.10).

Принцип работы таких схем заключается в следующем. Энергия СВЧ клистронного генератора 2 через вентиль 3 подается на излучающую антенну 5. Отраженный сигнал (обычно сумма всех отраженных сигналов) попадает либо на ту же антенну (рис. 1.10, а) и с помощью соответствующих

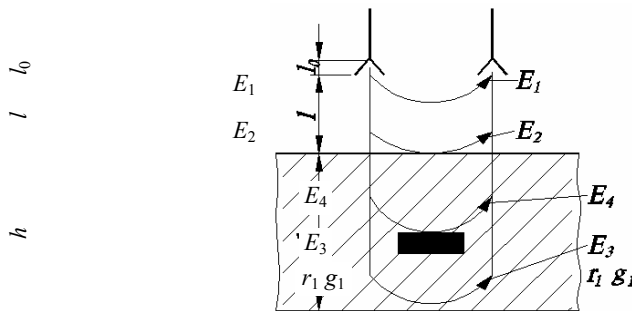


Рис. 1.9 Принципиальная схема образования сигнала в амплитудно-фазовых приборах, работающих по схеме «на отражение»:

l_0 – длина рупора; l – расстояние от среза рупора до поверхности;
 h – толщина образца; E_1 – сигнал связи приемной и излучающей антенн;
 E_2 – сигнал, отраженный от первой границы; E_3 – сигнал, отраженный от второй границы; E_4 – сигнал, отраженный от дефекта

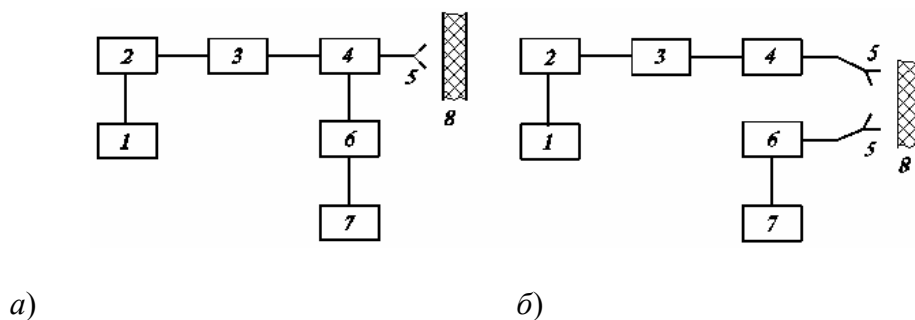


Рис. 1.10 Блок-схема амплитудно-фазовых приборов, работающих «на отражение»:

a – однозондовый вариант; *б* – двуантенный вариант: 1 – блок питания; 2 – источник энергии СВЧ; 3 – развязывающий элемент; 4 – узел разделения излучаемого и принимаемого сигнала (двойной волновой тройник, направленный ответвитель, щелевой мост и т.п.); 5 – излучающая (приемная) антенна; 6 – детектор; 7 – индикаторный прибор; 8 – объект контроля

волноводных элементов подается на детектор 6, либо в другую приемную антенну 5 (рис. 1.10, *б*), детектируется, обрабатывается и подается на индикаторный прибор 7.

Основной особенностью приборов является существование связи между излучающей и приемной антеннами (E_1), которая определяется конструктивным оформлением антенн. В однозондовом варианте связь существует за счет попадания части мощности генератора в детекторную секцию по внутренним волноводным трактам. В двухзондовом варианте связь наблюдается за счет попаданий части излученной мощности в приемную антенну.

Конструктивная связь является по существу опорным сигналом, с которым суммируется отраженный сигнал. Для различных задач эта связь может быть полезной и мешающей. Так, для выделения сигнала только от дефекта компоненты сигнала должны быть исключены. В этом случае выявляемость дефекта зависит только от чувствительности приемника, и на показание прибора не влияет изменение расстояния от образца до антенны.

В случае наличия всех компонентов сигнала форма сигнала от расстояния носит ярко выраженный интерференционный характер, который зависит от соотношения между амплитудой и фазой сигналов отраженного и связи. Отраженный сигнал зависит от структуры излученного поля, свойств контролируемого образца и от расстояния l .

Отличие электромагнитных свойств дефектной области от бездефектной является причиной изменения амплитуды и фазы отраженного сигнала. Это приводит к изменению вида интерференционной кривой. Возможность регистрации дефекта основана на существовании разности интенсивностей ΔI при заданном положении антенны (при данном расстоянии между поверхностью образца и антенной).

Следует иметь в виду, что в точках, соответствующих точкам пересечения двух интерференционных кривых, невозможно обнаружить дефект, т.е. могут существовать зоны необнаружения. Их ширина Δl определяется тем минимальным значением сигнала, которое может быть зафиксировано системой регистрации.

Приборы поляризационные. Внутреннее состояние объекта контроля определяется по воздействию на вектор поляризации сигнала.

В приборах могут быть использованы схемы «на прохождение» и «на отражение». Принципиальным положением является такое начальное взаимное расположение плоскостей поляризации излучающей и приемной антенн, когда сигнал в приемной антенне равен нулю. Только при наличии дефекта или структурной неоднородности, меняющих плоскость поляризации излученного сигнала или меняющих вид поляризации (от плоскопараллельной к эллиптической или круговой), в приемной антенне появляется сигнал.

Следует иметь в виду, что среда может оказывать воздействие на направление вращения плоскости поляризации (левое и правое), что также может служить информативным параметром.

Приборы резонансные. В этом случае внутреннее состояние объекта контроля определяется по воздействию среды на изменение таких резонансных параметров, как добротность Q , смещение резонансной частоты $f_{рез}$, распределение поля в резонаторе.

Наибольшее распространение получил цилиндрический резонатор, возбуждаемый на волне типа H_{01} (рис. 1.11).

Преимуществом такого резонатора является возможность использования образцов достаточно больших диаметров и его перестройки с помощью подвижного поршня, особенно бесконтактного.

Приборное преобразование вида волны. Метод основан на том, что волна высшего вида при встрече с дефектом (неоднородностью) «вырождается», т.е. преобразуется в волну основного вида, которая проходит через соответствующий фильтр. В этом случае могут быть использованы схемы «на отражение», и «на прохождение». Принцип преобразования обеспечивает высокую избирательность по дефектам.

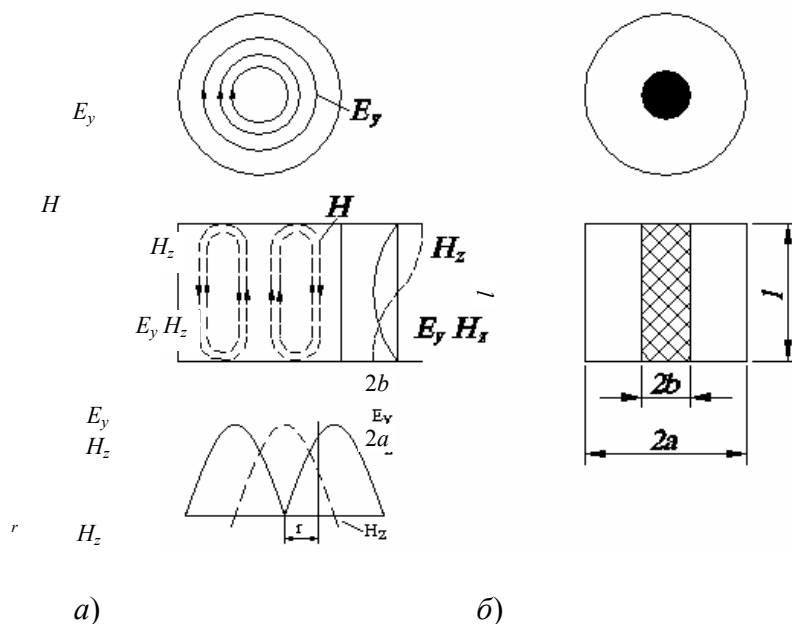


Рис. 1.11 Схема цилиндрического резонатора возбуждаемого на волне типа H_{01} :

a – распределение поля; b – расположение образца; $2b$ – диаметр образца;
 $2a$ – диаметр резонатора; l – высота резонатора и образца

Лучевые приборы. Внутреннее состояние объекта контроля определяется по воздействию среды на направление распространения электромагнитной волны. В приборах используются принципы геометрической оптики, главным образом закон Снелиуса. В этом случае могут быть применены схемы «на отражение» и «на прохождение» (рис. 1.12).

Полезный сигнал является функцией выхода (точка a) из образца сигнала СВЧ.

Квазиоптические приборы. Радиоизображение, сформированное с помощью радиооптических систем (линз, зеркал, объективов), содержит всю информацию об объекте контроля и обеспечивает получение видимого изображения в образах, близких к естественным.

Радиоизображение может быть получено как методом «на отражение», так и методом «на прохождение» (рис 1.13).

Квазиоптический метод может быть использован для исследования близко расположенных объектов (расстояние от плоскости приема до объекта порядка 1 ... 4 м) и удаленных на расстояние более 80 м.

Метод применим для волн, длина которых меньше 3 см.

Приборы, работа которых основана на радиоголографическом методе. В этом случае внутреннее состояние объекта контроля определяется либо по интерференционной картине, либо по восстановленному изображению. Первый случай обычно используют для получения информации при сравнении детали с эталоном. Во втором случае анализируют видимое изображение.

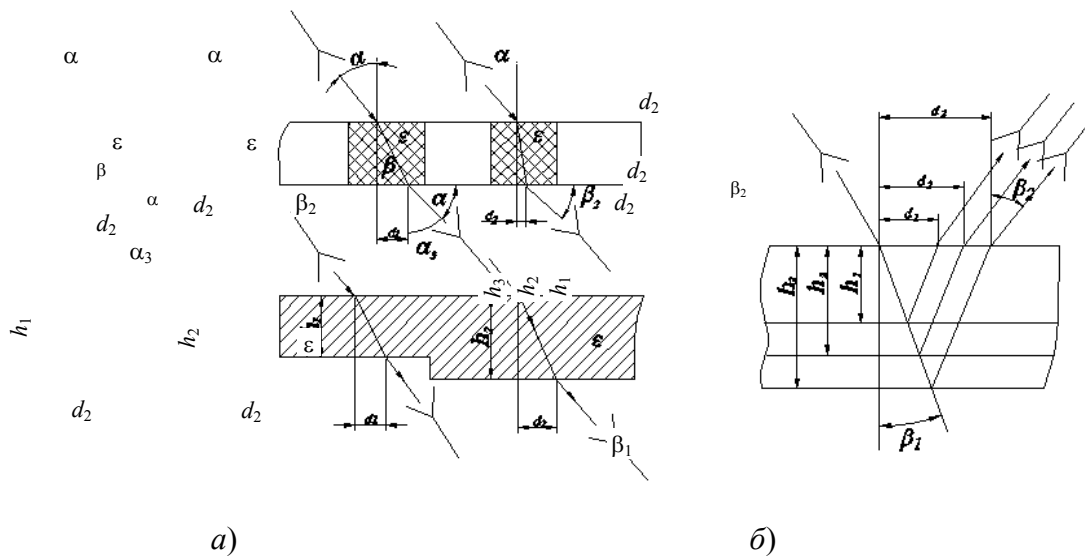


Рис. 1.12 Схема работы прибора лучевым методом:
a – на прохождение; *б* – на отражение
 (d_2 – отсчетная величина; α – угол падения; β – угол отражения)

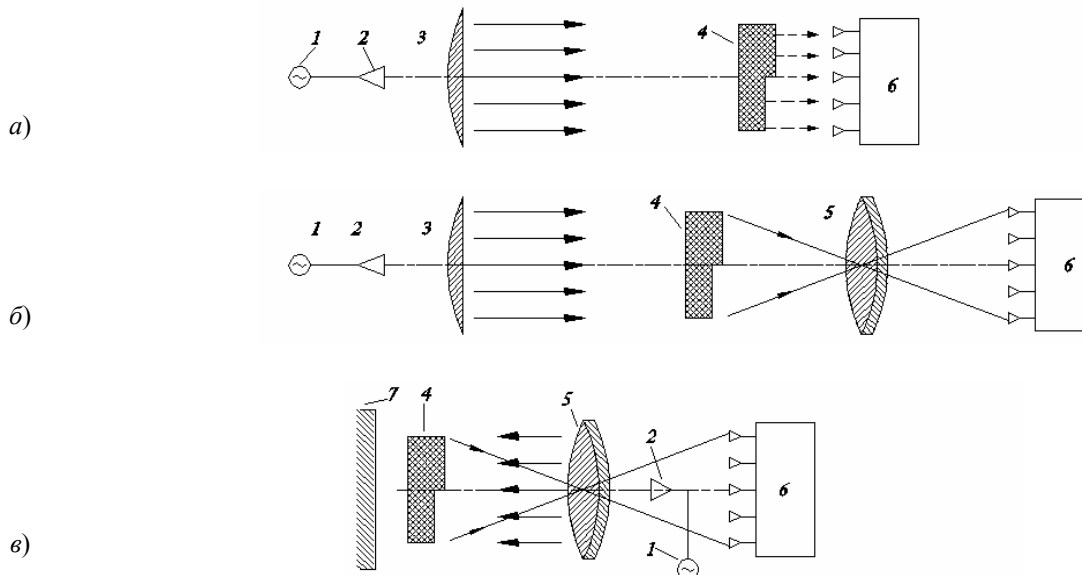


Рис. 1.13 Схемы квазиоптических приборов:
a – теневой метод; *б* – на прохождение; *1* – источник энергии;
 2 – рупорный излучатель; 3 – коллиматор; 4 – объект контроля;
 5 – линза, формирующая радиоизображение; 6 – приемная антенна; 7 – отражатель

Приборы с использованием нескольких частот. В этом методе внутреннее состояние объекта контроля определяется либо по сдвигу резонансной частоты поглощения, либо при сравнении двух или более частот, либо на основе анализа спектра частот.

Основой частотного метода является использование одновременно излучаемого широкого спектра частот или изменения частоты в определенном интервале, когда полезный сигнал пропорционален изменению амплитуды, частоты, ее смещению по электромагнитному спектру, выделению разностной частоты на нелинейном элементе. Метод может быть совмещен с методами «на отражение» и «на прохождение».

1.2 СВЧ ДЕФЕКТОСКОПИЯ МАТЕРИАЛОВ, ПОКРЫТИЙ И ИЗДЕЛИЙ

При взаимодействии с материалом изделия изменяются такие параметры микрорадиоволн, как коэффициенты прохождения и отражения, ослабление, рассеяние, фаза, вид и плоскость поляризации. Изменения этих величин при прохождении микрорадиоволн через контролируемое изделие или отражении от него характеризуют внутреннее состояние изделия, в частности наличие различных дефектов (расслоение, пористость, трещины, инородные включения, неравномерность распределения связующего, нарушение структуры и т.д.). Одной из основных задач микрорадиоволнового метода является обнаружение этих дефектов в полимерных материалах и особенно в материалах, являющихся непрозрачными для видимого диапазона длин волн [7].

В настоящее время в промышленности применяются конструкции из полимерных материалов самых различных конфигураций. Это могут быть плоские одно- и многослойные плиты, изделия цилиндрической и шарообразной формы, изготовленные различными способами, клеевые соединения. Для каждого типа изделия необходимо выбрать метод контроля и режим работы дефектоскопа.

Радиоволновые методы в зависимости от способа ввода и приема СВЧ-сигнала подразделяют на волноводные, резонаторные и свободного пространства. Однако наибольшее распространение в практике неразрушающего контроля получили методы свободного пространства. Это обусловлено тем, что волноводные и резонаторные методы связаны с необходимостью помещения контролируемого изделия или образца внутрь волновода. Размеры внутренней полости волновода или резонаторов, особенно на малых длинах волн, существенно ограничивают номенклатуру изделий, контролируемых данными методами.

Из радиоволновых методов СВЧ свободного пространства используются амплитудный, фазовый, поляризационный, рассеяния. По режиму работы они подразделяются на методы «на прохождение» и «на отражение». Выбор режима работы обусловлен конструкцией изделия и прозрачностью стенок.

Амплитудный метод контроля основан на регистрации интенсивности прошедших через изделие или отраженных от него микрорадиоволн. Измеряемыми величинами при амплитудном методе контроля являются коэффициенты прохождения и отражения, показатель затухания. Эти коэффициенты связаны с диэлектрической проницаемостью и толщиной стенки контролируемого изделия.

Коэффициенты прохождения и отражения находят из уравнений Максвелла для одно- и многослойных сред при введении в эти уравнения нормального импеданса, под которым понимается отношение тангенциальных составляющих электрического и магнитного полей. Для случая, когда вектор напряженности электрического поля \vec{E} параллелен границе раздела рассматриваемой среды, импеданс равен

$$z_i = \frac{1}{\cos \theta_i} \sqrt{\frac{\mu_i}{\varepsilon_i}},$$

а для случая, когда вектор напряженности магнитного поля \vec{H} параллелен границе раздела

$$z_i = \cos \theta_i \sqrt{\frac{\mu_i}{\varepsilon_i}},$$

где θ – угол падения волн; μ_i и ε_i – магнитная и диэлектрическая проницаемости среды.

Из приведенных выражений для коэффициентов отражения, прохождения и фазы видно, что с изменением диэлектрической проницаемости изменяются как фаза коэффициентов, так и сами коэффициенты, т.е. меняется интенсивность принятого сигнала. На практике наиболее часто применяются многослойные конструкции – это различные клеевые соединения, состоящие из материалов, обладающих различными физико-механическими свойствами.

Исследуем нормальное падение радиоволн на слой с дефектом, имеющим диэлектрические потери. Участок слоя, содержащий расслоение, можно рассматривать как трехслойный лист.

Будем считать, что падающие электромагнитные волны являются плоскополяризованными, а слои безграничны по площади. Обозначим через t_1 и t_2 амплитудные коэффициенты прохождения через слои толщиной d_1 и d_2 , а через ρ – амплитудные коэффициенты отражения от этих слоев. При наличии диэлектрических потерь в слоях эти коэффициенты являются комплексными с фазами ψ_1, ψ_2 и ϕ_1 и ϕ_2 соответственно.

Коэффициент прохождения волн T через материал с расслоением можно выразить через соответствующие коэффициенты для каждого из трех слоев

$$T = \frac{t_1 t_2 F_c}{1 + \rho_1 \rho_2 F_c^2},$$

где $F_c = e^{-j \frac{2\pi}{\lambda_0} n_c d}$; n_c – коэффициент преломления для среднего слоя.

С учетом того, что средний слой представляет собой воздушный промежуток, можно получить значение коэффициента прохождения T и фазы ψ :

$$|T|^2 = \frac{|t_1|^2 |t_2|^2}{(1 - |\rho_1| |\rho_2|)^2 + 4 |\rho_1| |\rho_2| \sin^2 \frac{\beta}{2}};$$

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{|\rho_1| |\rho_2| \sin(\alpha + \beta) - \sin \alpha}{-|\rho_1| |\rho_2| \cos(\alpha + \beta) + \cos \alpha},$$

где $\alpha = \psi_1 + \psi_2 + \frac{2\pi}{\lambda_0} d_c n_c$; $\beta = \varphi_1 + \varphi_2 + \frac{4\pi}{\lambda_0} d_c n_c$.

На рис. 1.14 представлены зависимости коэффициента прохождения микрорadioволн с длиной волны $\lambda_0 = 8$ мм через слой с $\varepsilon = 4,5$ и $\operatorname{tg} \delta = 0,03$ толщиной 25 мм, имеющий расслоение с раскрытием от 0,1 до 0,4 мм, от глубины залегания расслоения h (расстояние от поверхности до середины расслоения).

Как видно из рисунка, наличие расслоения в слое диэлектрика вызывает значительное изменение как модуля, так и фазы комплексного коэффициента прохождения радиоволн через слой с дефектом.

Изменения амплитуды и фазы, вызванные наличием расслоения внутри слоя из материала с указанными диэлектрическими свойствами, вполне доступны для обнаружения даже сравнительно простыми радиотехническими средствами. Так, наличие расслоения в середине слоя образца толщиной 25 мм с $\varepsilon = 4,5$ и $\operatorname{tg} \delta = 0,03$ с раскрытием 0,1 мм вызывает изменение модуля коэффициента прохождения примерно в 3,6 раза. Наличие расслоений еще больше влияет на изменение фазы (для рассмотренного случая фаза изменяется от $-0,42$ до $+0,45$ рад).

Выведенные соотношения для T и ψ не учитывают явления дифракции радиоволн на контуре, ограничивающем расслоение, что будет иметь место в действительности из-за скачка значений диэлектрических параметров. Дифракционные явления еще больше повысят чувствительность метода к выявлению расслоений.

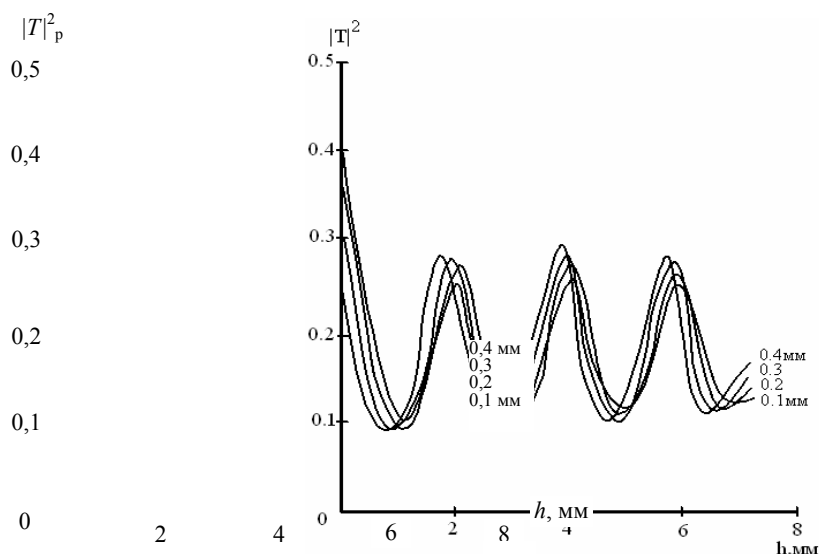


Рис. 1.14 Зависимость коэффициента прохождения для плоского слоя $|T|^2$

**от глубины залегания дефекта h при различном раскрытии расслоения
(указано на кривых)**

Расчет электромагнитных полей, рассеянных дефектами типа инородных включений, является одной из важнейших задач в теории радиодефектоскопии. Явления дифракции в общем виде были рассмотрены Фраунгофером и Френелем. Этому вопросу посвящено большое число работ, среди которых следует отметить исследования, касающиеся дифракции на телах, находящихся в свободном пространстве. К ним относятся работы Релея, Потехина, Стрэттона и ряда других авторов.

Любая задача дифракции может быть сведена к дифракции на системе диполей, квадрупольей и т.д. Особый интерес представляет рассеяние электромагнитных волн от диполя, помещенного в слой диэлектрика, так как одной из проблем радиодефектоскопии является определение наличия инородных включений в стенке контролируемого изделия по деформации поля.

Если в слое (рис. 1.15) будет находиться инородное включение, то часть энергии будет рассеиваться на нем и может быть зарегистрирована достаточно чувствительной системой. Для оценки рассеянного включением поля достаточно рассмотреть случай, когда включение представляет собой цилиндр или эллипсоид, большая ось которого параллельна границе раздела сред. Этот случай более сложен, чем случай вертикального расположения большой оси диполя, и теория его исследования наиболее интересна.

Для включения, ориентированного произвольно в однородном внешнем поле, напряженность которого равна E , составляющая дипольного момента имеет вид:

$$P_x = \frac{\varepsilon_4 - \varepsilon_2}{3 + \frac{\varepsilon_4 - \varepsilon_2}{\varepsilon_2} L} \frac{3}{4\pi} VF_\xi,$$

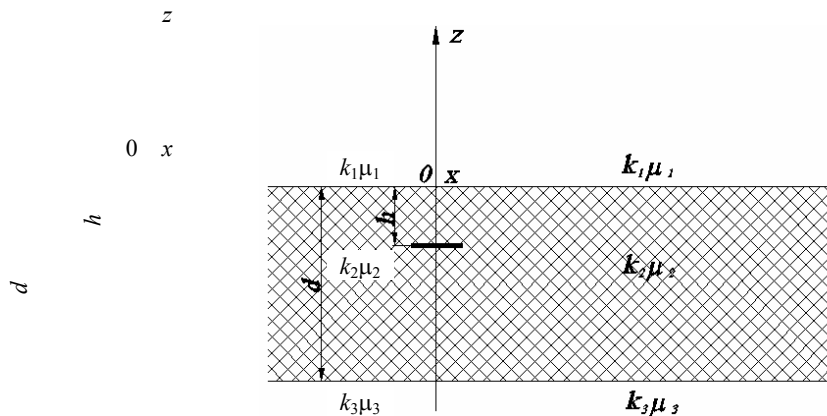


Рис. 1.15 Схема расположения инородного включения в плоском слое

где ε_2 и ε_4 – диэлектрическая проницаемость среды и включения; V – объем включения; L – фактор формы, зависящий от геометрии включения; $L = 4$ л для включений, имеющих вид удлиненных цилиндров.

Если вектор электрического поля падающих на включение волн направлен по отношению к осям x и y произвольно, то можно рассматривать его отдельные составляющие. Рассмотрим случай, когда вектор E направлен вдоль оси z . В этом случае поле волн, рассеянных инородным включением, будет иметь одну составляющую E_{x1} .

Результирующее поле, действующее над границей раздела сред, определится как сумма поля, рассеянного включением, и полей отраженных и падающих волн. Тогда напряженность электрического поля перед слоем, содержащим на глубине h инородное включение, определится следующим образом (фактор времени опущен):

$$E_1 = E_0 e^{jk_1 z} + E_0 e^{-jk_1 z} + t P_x Q,$$

где t – коэффициент поля в слое, учитывающий интерференционные явления.

По этой формуле была рассчитана (рис. 1.16) относительная амплитуда вектора напряженности электрического поля на расстоянии 6 мм от границы раздела в зависимости от координаты x для случая, когда $\epsilon_2 = 3,0$, $\epsilon_4 = 5,0$, $\lambda_0 = 8,0$ мм. Глубины залегания h дефектов, представляющих собой цилиндры диаметром 2 мм и высотой 8 мм, составляли 5, 10 и 15 мм, а толщина слоя 30 мм.

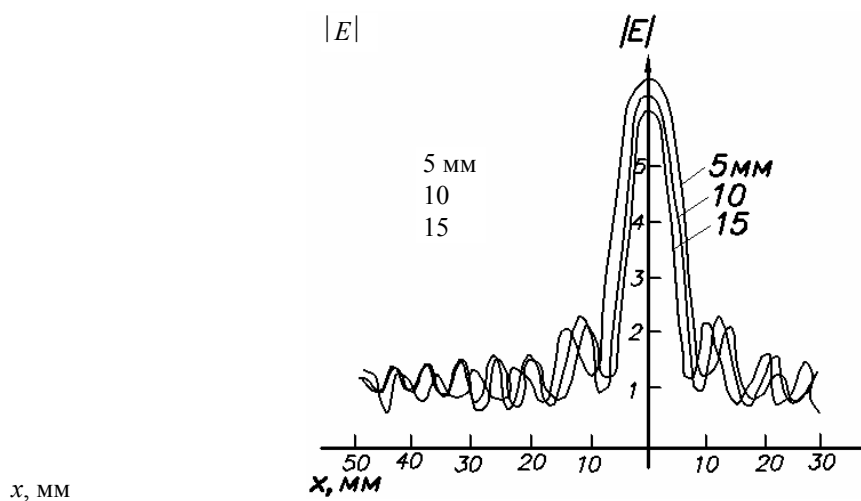


Рис. 1.16 Амплитуда электромагнитной волны перед слоем с инородным включением на различной глубине (указана на кривых)

Как следует из расчетов, сигнал, воспринимаемый антенной, движущейся в непосредственной близости от диэлектрика с инородным включением, будет зависеть от высоты расположения антенны над границей раздела, разности диэлектрических проницаемостей среды и включения, глубины залегания включения и мощности источника, создающего внешнее поле. Электромагнитное поле вблизи диэлектрика с включением имеет дифракционный характер.

На рис. 1.17 показана схема расположения слоя на металлической подложке с дефектом в виде расщеления. Выражение (1.13) может быть использовано для расчета коэффициента отражения для двухслойного покрытия, находящегося на металлической подложке. В такой конструкции основным дефектом являются дефекты клеевых прослоек.

Контроль различных клеевых конструкций амплитудным методом возможен также и «на прохождение». В этом случае невозможно установить принадлежность дефекта тому или иному слою, а также глубину его залегания, но сам факт наличия дефекта в данном конкретном месте расположения приемно-излучающей антенны может быть установлен. Для определения глубины залегания дефекта используются специальные методы, которые рассматриваются [6, 7].

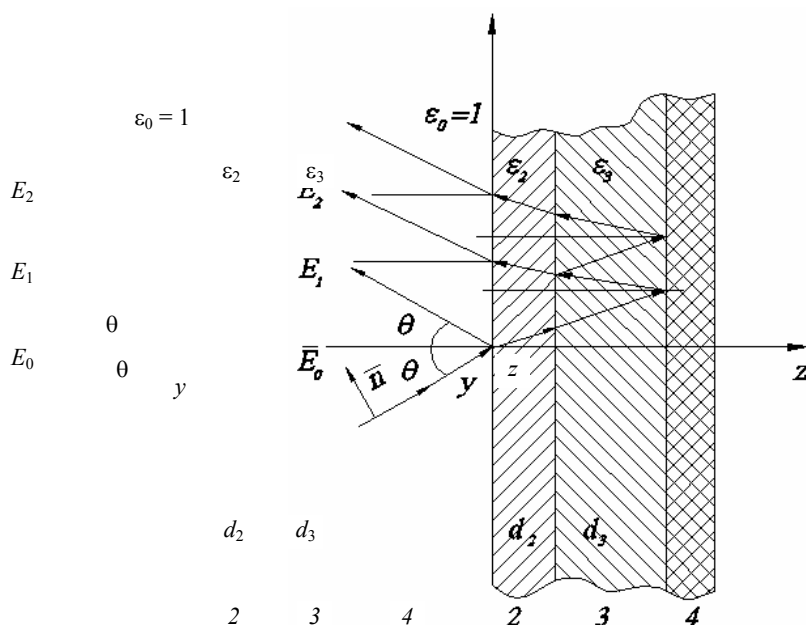


Рис. 1.17 Схема падения плоскополяризованной волны на плоский слой с металлической подложкой

Схемы дефектоскопов, работающие по амплитудному методу «на прохождение» и «на отражение», просты и включают приемно-излучающую антенну, генератор микрорadioволн, детектор, измерительный усилитель и регистрирующее устройство, в качестве которого могут быть использованы самописец, осциллограф, фотоприставки и т.д.

На рис. 1.18 приведена одна из распространенных схем дефектоскопа, работающего «на прохождение» амплитудным методом. Электромагнитные колебания, излученные генератором 2, распространяясь по волноводному тракту 3, достигают излучающей антенны 5, излучаются в свободное пространство и проходят через стенку контролируемого изделия. Прошедшая энергия воспринимается приемной антенной 6, детектируется и после усиления измерительным усилителем 8 поступает на регистрирующее устройство 9. С перемещением контролируемого изделия относительно срезов антенны интенсивность прошедшей волны будет меняться в зависимости от изменения свойств подводимых к антеннам участков изделия. Наличие дефекта в стенке изделия приводит к изменению интенсивности прошедшей волны. Это изменение будет зафиксировано регистрирующим устройством.

При работе «на отражение» приемно-излучающая антенна устанавливается с одной стороны контролируемого изделия. Причем при одностороннем доступе к изделию могут быть использованы совмещенные приемно-передающие антенны и отдельные антенны. Использование отдельных приемной и излучающей антенн позволяет проводить контроль клеевых изделий, так как, подбирая первоначальный угол падения волны,

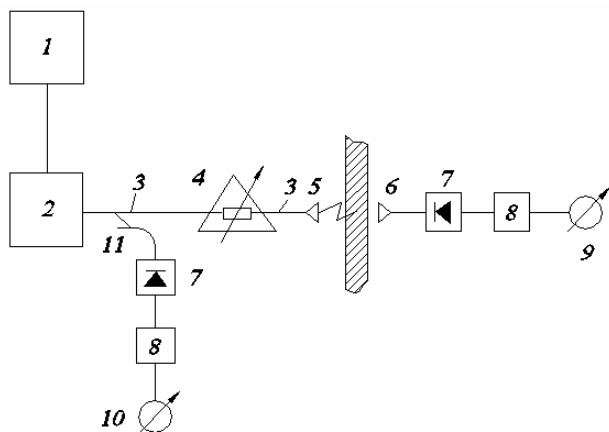


Рис. 1.18 Схема дефектоскопа «на прохождение»:

- 1 – блок питания; 2 – генератор; 3 – волноводный тракт; 4 – аттенюатор;
5, 6 – излучающая и приемная антенны; 7 – детектор; 8 – усилитель;
9, 10 – регистрирующие устройства.

можно добиться такого положения, чтобы отраженная от определенного слоя энергия микрорadioволн была максимальной (или минимальной при угле падения равном углу Брюстера).

Амплитудный метод контроля может быть использован для обнаружения локальных диэлектрических дефектов, эффективный диаметр которых $d_{эф} = 0,2\lambda_0$ и различие по диэлектрической проницаемости $\Delta\epsilon = 0,5$, а также расслоений с раскрытием порядка $0,03\lambda_0$ и площадью $S = 2,5 \text{ см}^2$. Выявляемость дефектов определяется выбором расстояния между приемно-излучающей антенной и поверхностью контролируемого изделия. В зависимости от расстояния до контролируемого объекта интенсивность сигнала, прошедшего через бездефектный участок, и интенсивность сигнала, прошедшего через дефектный участок, будут различны. Этот относительный перепад сигнала можно характеризовать коэффициентом контрастности:

$$\beta = \frac{J_D - J_0}{J_0},$$

где J_d и J_0 – интенсивность волны, прошедшей через дефектный и бездефектный участки.

Наиболее интересным методом неразрушающего контроля полимерных материалов с помощью микрорадиоволн является фазовый, или интерференционный, метод. Основой интерференционного метода является СВЧ-интерферометр, принцип действия которого не отличается от оптического и заключается в измерении и сравнении фазы волны, прошедшей через образец или отраженной от него, с фазой волны, распространяющейся в свободном пространстве или в опорном плече интерферометра. Измеренный фазовый сдвиг позволяет определять показатель преломления и тангенс угла, диэлектрических потерь в полимерных материалах и в некотором диапазоне проводить измерение толщины. Показатель преломления и тангенс угла диэлектрических потерь связаны с технологическими параметрами и структурой исследуемых материалов.

Существует много различных схем интерферометров. Основой любого СВЧ-интерферометра служат волноводный мост, генератор электромагнитных колебаний и фазовый детектор, позволяющий регистрировать изменение интерференционной картины, возникающей вследствие изменения показателя преломления среды, расположенной перед приемной антенной измерительного плеча. В неразрушающих методах контроля основной задачей построения интерферометров является непрерывная регистрация интерференционной картины или непосредственная непрерывная регистрация фазовых сдвигов, так как в этом случае можно получить не только качественную дефектограмму, но и количественную оценку параметров контролируемого материала.

Режим работы «на отражение» для интерферометрических устройств наиболее целесообразен при контроле технологических параметров однослойных изделий, в том числе изделий на металлической подложке. Это объясняется тем, что наличие клеевой прослойки, а также пористые материалы вызывают большие погрешности в определении фазового сдвига при отражении микрорадиоволн от многослойных конструкций. Эти погрешности практически невозможно учесть, так как они возникают за счет рассеяния микрорадиоволн на неоднородностях клеевой прослойки и пористых материалов. При работе «на прохождение» дополнительный набег фазы волны, прошедшей через пористую среду, можно учесть.

Все дефектоскопы, работающие с помощью микрорадиоволн, должны обеспечиваться сканирующим устройством, предназначенным для просмотра и воспроизведения участков контролируемого изделия в определенной последовательности. Выбор схемы сканирования определяется формой и конфигурацией контролируемого изделия. Для изделий простейшей конфигурации (плоских, цилиндрических, конических и т.д.) используются барабанные и плоскостные развертывающие устройства.

Принцип работы радиополяризационного дефектоскопа основан на изменении плоскости поляризации и частичной деполяризации прошедшей или отраженной волны на границе раздела дефектного и бездефектного участков.

1.3 СВЧ ТОЛЩИНОМЕТРИЯ ПОЛИМЕРОВ

Толщина изделия служит в некоторых случаях показателем качества технологического процесса переработки полимерных материалов изделия.

Процесс контроля толщины изделия разделяется на два этапа: контроль толщины изделий в процессе их изготовления (при намотке, напылении, спекании и других технологических процессах) и контроль толщины готовых изделий. На первом этапе главным является поддержание толщины на заданном уровне в любом промежутке времени, на втором – преобладает контроль изменения толщины вследствие воздействия эксплуатационных факторов и изменения условий окружающей среды.

Наиболее перспективны для измерения толщины в процессе изготовления изделия (например, при намотке) способы радиотолщинометрии с использованием миллиметрового диапазона длин волн, основанные на амплитудно-фазовой и резонансной методиках контроля [7].

Амплитудно-фазовые методы толщинометрии основаны на измерении или балансировке комплексных сопротивлений измерительных СВЧ-антенн. На практике эти способы сводятся к измерению амплитуды и фазы (либо одного из этих параметров) или балансировке амплитуды и фазы сигнала, поступившего на вход измерительной антенны СВЧ, нагруженной комплексным сопротивлением среды.

Устройства неразрушающего контроля, реализующие амплитудно-фазовую методику, реагируют, как правило, на весь комплекс параметров диэлектриков (толщина, неоднородность состава, степень отверждения и т. д.) и позволяют зарегистрировать один из этих параметров (например, тол-

щину) только при условии постоянства других параметров либо путем введения дополнительных устройств, позволяющих ослабить влияние побочных параметров.

Значительный интерес представляют резонансные СВЧ-методы измерения толщины, так как они нечувствительны к амплитудно-фазовым искажениям и обладают высокой точностью.

Известно, что собственная резонансная частота объемного СВЧ-резонатора зависит от типа волны, возбуждаемой в резонаторе; геометрических размеров резонатора; диэлектрической проницаемости заполнителя резонатора.

Основной тип волны, возбуждаемой в резонаторе, определяется конструкцией резонатора и в процессе контроля не меняется. Поэтому собственная резонансная частота объемного резонатора будет изменяться при отклонении толщины контролируемого покрытия от номинального значения, поскольку это приводит к изменению геометрии резонатора. Смещение резонансной частоты резонатора вызывается также изменением диэлектрической проницаемости покрытия. Однако, так как для большинства покрытий диэлектрическая проницаемость изменяется в плоскости слоев в очень небольших пределах, а отношение объема материала в резонаторе к общему объему резонатора можно сделать достаточно малым, то влиянием разброса диэлектрической постоянной можно пренебречь.

В резонансном толщиномере для контроля металлических листов принцип работы микроволновой системы основан на эффекте воздействия толщины листа на резонансную частоту резонатора, который состоит из волноводных секций значительной электрической длины, изогнутых и расположенных так, что два открытых конца волновода обращены к двум противоположным поверхностям листа. Благодаря высокой добротности этого резонатора даже небольшое изменение толщины листа вызовет большое изменение резонансной частоты измерительного резонатора.

Чувствительность устройства может быть увеличена введением волноводного тройника в одно из боковых плеч которого включен измерительный резонатор, а в другое – компенсирующий резонатор с идентичными электрическими и тепловыми характеристиками. В такой мостовой схеме эффект от изменения температуры окружающей среды или флуктуации частоты генератора сводится к минимуму.

В [1] предлагается конструкция резонатора для измерения диэлектрических параметров листовых материалов. В доньшке резонатора расположена система индикации и возбуждения СВЧ-колебаний, состоящая из двух волноводов, заполненных диэлектриком. В узкой стенке волновода, проходящего через ось резонатора и служащего для возбуждения СВЧ-колебания, имеются две щели длиной 4 мм, а в индикаторном волноводе, расположенном под углом 45° к волноводу возбуждения, одна щель длиной 5 мм. Перемещение поршня резонатора контролируется с точностью 0,01 мм. Для колебаний волны типа H_{01n} на стенках резонатора отсутствует продольная составляющая тока, поэтому небольшой поперечный зазор в 0,1 мм при $\epsilon = 2,2$ не приводит к искажению картины поля. Случайная ошибка при определении не превышает $\pm 0,2\%$ при измерении частоты с точностью ± 2 МГц и измерении перемещения поршня с точностью $\pm 0,01$ мм.

Учитывая состояние, недостатки и возможности современной СВЧ-техники толщинометрии был создан радиотолщиномер РРТ-73 для изделий, толщина которых изменяется в процессе их изготовления. Рассмотрим принцип его действия, основные технические характеристики и устройство.

Толщина контролируемого диэлектрического слоя, нанесенного на проводящую основу, определяется по изменению резонансной частоты измерительного резонатора. Резонансная частота такого резонатора зависит от толщины контролируемого слоя и его диэлектрических параметров (ϵ , $\text{tg } \delta\epsilon$). Прибор градуируется для различных диэлектрических материалов индивидуально, т.е. для каждого материала ϵ и $\text{tg } \delta$ принимаются постоянными; в этом случае резонансная частота измерительного резонатора однозначно связана с толщиной контролируемого материала. Численное значение резонансной частоты измерительного резонатора определяется методом сравнения с частотой волномера, встроенного в датчик. Индикация резонансных импульсов измерительного резонатора и волномера производится на экране электроннолучевой трубки, установленной также в датчике.

Для измерения толщины стеклопластика на неметаллической основе при одностороннем доступе используются резонансные СВЧ-колебания, возникающие в незамкнутом резонаторе, ограниченном с одной стороны диафрагмой полуоткрытого объемного резонатора, а с другой – границей раздела стеклопластик – неметаллическая оправка или слой теплозащитного покрытия. Структурная схема резонансного СВЧ-толщиномера приведена на рис. 1.19.

Заполнитель 3 резонатора выполняют из материала, аналогичного контролируемому, и придают ему форму линзы с радиусом кривизны, аналогичным радиусу кривизны контролируемого изделия. Резонансный радиотолщиномер РРТ-73 предназначен для измерения толщины диэлектрических материалов, нанесенных на неметаллическую основу, неразрушающими методами с применением радиоволн сверхвысоких частот. Измерения обеспечиваются односторонним методом с прижатием датчика к контролируемому диэлектрическому слою.

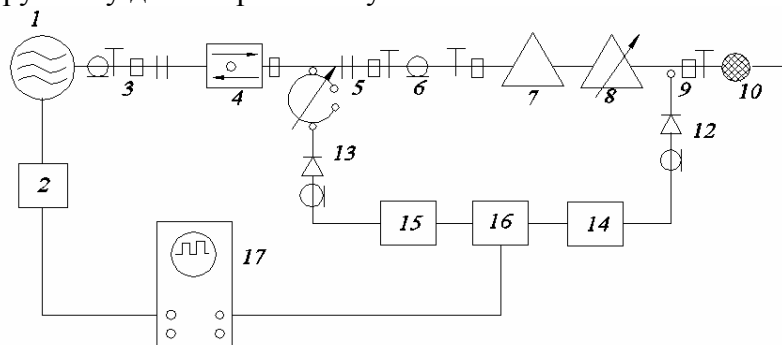


Рис. 1.19 Схема резонансного радиотолщиномера РРТ-73

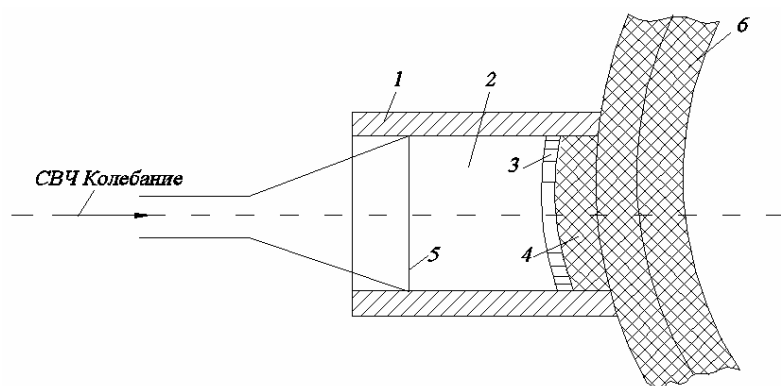


Рис. 1.20 Устройство полуоткрытого объемного резонатора:

1 – металлический корпус; 2 – объемный резонатор; 3 – согласующий элемент;
4 – заполнитель; 5 – рупорный переход; 6 – контролируемое изделие

По климатическим и механическим требованиям прибор относится к группе 1 ГОСТ 9763–67.

Основная погрешность прибора определена при температуре окружающего воздуха 20 ± 5 °С; относительной влажности 60 ± 15 % и атмосферном давлении 100 ± 4 кПа; номинальное напряжение источника питания $220 \text{ В} \pm 10$ %.

Рабочие климатические условия эксплуатации прибора: температура окружающего воздуха от $10 \dots 35$ °С; относительная влажность 60 ± 30 % при 20 °С.

Прибор измеряет среднеарифметическое значение толщины диэлектрического материала, нанесенного на неметаллическую основу, на участке 30 мм, в месте прилегания к рабочему срезу измерительного резонатора.

Блок питания БП-1 обеспечивает питание и модуляцию частоты генераторной лампы (лампа обратной волны с электрической фокусировкой луча), которая генерирует радиоволны СВЧ в диапазоне 3,1 ... 3,3 см. Частота генерации модулируется синусоидальным сигналом частотой 50 Гц. Радиоволны СВЧ через вентиль, являющийся развязкой генератора с волноводной линией, поступают в волномер проходного типа и далее через аттенюатор в виде резонансных импульсов подаются на усилители блока усиления. Предварительно усиленные низкочастотные сигналы затем суммируются, дополнительно усиливаются в блоке усиления и подаются в блок индикации, представляющий собой осциллограф с ЭЛТ 6Л01И, расположенной в датчике. Блок питания БП-2 обеспечивает необходимые напряжения для питания блока усиления и блока индикации.

Техническая характеристика резонансного радиотолщиномера РРТ-73

Контролируемый материал		
диэлектрическая проницаемость	1 ... 10	
тангенс угла диэлектрических потерь, не более	0,01	
Диапазон измеряемых толщин, мм	2 ... 15	
Основная погрешность измерения*, %	±2	
Дополнительные погрешности, %		
от неоднородности	±0,5	
от увеличения шероховатости на один класс, не более	±0,5	
от изменения температуры и влажности, не более	±0,5	
Минимальный радиус кривизны контролируемой поверхности, мм	200	
Допустимая шероховатость контролируемой поверхности, мм, не более	0,5	
Максимальная клиновидность контролируемого слоя, градусы	3	
Диаметр среза измерительного резонатора, мм, не более	30	
Краевой эффект, мм, не более	30	
Максимальная мощность излучаемой СВЧ-энергии, мВт	10	
Рабочая длина волны, см	3,1 ... 3,3	
Потребляемая мощность, Вт, не более	150	
Габариты, мм		
прибора	480 × 415 × 215	
датчика	330 × 290 × 140	
Масса, кг		
прибора	18	
датчика	5	

ДЛИНА КАБЕЛЯ ДАТЧИКА, М

2

* При неоднородности диэлектрика: $\epsilon \pm 0,1$, $\operatorname{tg} \delta = 0,005$, шероховатости поверхности не выше 3 класса и клиновидности контролируемого слоя 3° .

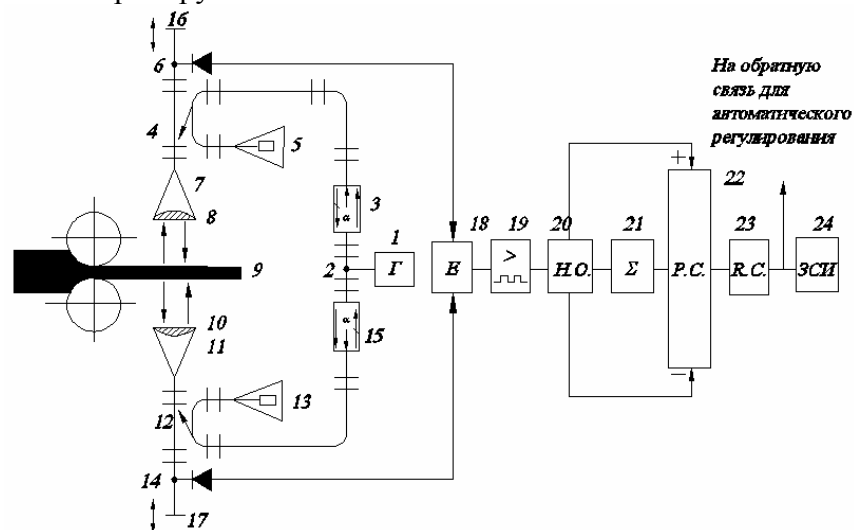


Рис. 1.21 Блок-схема прибора резонансно-волноводного (фазового) метода:

- 1 – клистрон; 2 – тройник; 3, 15 – вентили; 4, 12 – направленные ответвители;
- 5, 13 – согласованные нагрузки; 7, 11 – излучающие и приемные рупоры;
- 8, 10 – линзы; 9 – металлический лист; 6, 14 – детекторные секции;
- 16, 17 – подстроечные закорачивающие плунжеры;
- 18 – 24 – узлы обработки сигналов, управления и индикации

На рис. 1.21 показана блок-схема резонансно-волноводного толщиномера с двусторонним расположением антенн.

Сверхвысокочастотная энергия с рабочей длиной λ делится пополам Н-плоскостным мостом, проходит ферритовые вентили и попадает на направленные ответвители 4 и 12.

Затем энергия излучается в свободное пространство посредством рупорных антенн 7 и 11 с линзами 8 и 10 и, отражаясь от измеряемого объекта 9, образует стоячую волну с КСВН ≥ 120 . Резонаторы отраженных волн настраиваются в резонанс в основном короткозамкнутыми поршнями 16 и 17. При использовании генератора с $\lambda = 10$ см можно расширить линейный участок нечувствительности прибора к смещению листа до 33 ... 35 мм, что вполне достаточно для практических целей.

Чувствительность приборов может достигать 0,05 мм.

1.4 КОНТРОЛЬ СТРУКТУРЫ И СОСТАВА МАТЕРИАЛОВ СВЧ МЕТОДАМИ

Микрорадиоволновые методы контроля состава и структуры полимерных материалов основаны на взаимодействии электромагнитных волн СВЧ-диапазона с контролируемым материалом. Исследование полимерных материалов в микрорадиоволновом диапазоне связано с изучением их

диэлектрических свойств, т.е. поведения их комплексной диэлектрической проницаемости, тангенса угла диэлектрических потерь в зависимости от температуры, давления и других технологических факторов.

Изучению диэлектриков на сверхвысоких частотах посвящено много работ, в которых исследования проводились на образцах, специально изготовленных или вырезаемых из изделий при помощи резонаторного или волноводного метода. И только сравнительно недавно (10 ... 15 лет назад) появились работы, в которых диэлектрическую проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь измеряли методами свободного пространства, не требующими разрушения контролируемого изделия. Электрические свойства полимеров в переменных полях определяются процессом установления поляризации во времени. С процессом установления поляризации электронного и ионного смещения связаны резонансные диэлектрические потери. Для установления дипольной поляризации и поляризации, обусловленной слабо связанными ионами, характерны релаксационные диэлектрические потери. Установлено, что релаксационные диэлектрические потери наблюдаются в диапазоне частот $10^5 \dots 10^{10}$ Гц, а резонансные – $10^{12} \dots 10^{14}$ Гц.

В общем случае диэлектрическую проницаемость полимера можно записать в виде:

$$\varepsilon = n^2 + \Delta\varepsilon_p + \Delta\varepsilon_{д.ор},$$

где n – коэффициент преломления; $\Delta\varepsilon_p$ и $\Delta\varepsilon_{д.ор}$ – вклады в диэлектрическую проницаемость от резонансной и дипольной ориентационной поляризации.

У неполярных полимеров мономерные звенья макромолекул не «обладают дипольным моментом», и для них $\Delta\varepsilon_p = \Delta\varepsilon_{д.ор} = \Delta$ и $\varepsilon = n^2$. Диэлектрическую проницаемость неполярных полимеров можно вычислить по формуле:

$$\frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 1} = R \frac{\rho}{M},$$

где R – мольная рефракция; ρ – плотность; M – молекулярная масса.

Как следует из этой формулы, все изменения в структуре полимера, приводящие к изменению плотности, будут влиять на диэлектрическую проницаемость. Например, с увеличением температуры полистирола снижается плотность, что приводит к уменьшению диэлектрической проницаемости.

У полярных полимеров диэлектрическая проницаемость определяется электронной, резонансной и дипольной ориентационной поляризациями. Поэтому для них наблюдается сложная температурная зависимость диэлектрической проницаемости и, кроме того, диэлектрическая проницаемость уменьшается с частотой. На диэлектрическую проницаемость полярных полимеров оказывают влияние давление, кристаллизация и ориентация макромолекул. Мономерные звенья большей части полимерных молекул электрически анизотропны из-за анизотропии электронной поляризуемости и дипольного момента. При

переработке полимеров в изделия, как правило, происходит ориентация молекул, которая приводит к изменению структуры полимера, к появлению анизотропии диэлектрических свойств. Значения тангенса угла диэлектрических потерь, так же как и диэлектрической проницаемости, будут зависеть от расположения вектора напряженности электрического поля E в направлении ориентации и перпендикулярно к нему. Таким образом, изучение диэлектрических свойств полимерных материалов позволяет выявить некоторые закономерности строения полимеров.

Поведение диэлектрика в электромагнитном поле описывается уравнениями Максвелла, которые позволяют вычислить параметры электрического E и магнитного H полей, а также электрической D и магнитной B индукции при заданных распределениях зарядов и токов в пространстве.

Взаимодействие микрорадиоволн с исследуемым материалом характеризуется коэффициентами отражения и прохождения, поглощением, рассеянием, изменением вида поляризации, типом волны. Эти параметры микрорадиоволн зависят от диэлектрической проницаемости, коэффициента поглощения и проводимости. Поэтому для изучения структуры полимерных материалов и изделий из них необходимо проводить измерения диэлектрической проницаемости, а при наличии диэлектрической анизотропии измерять ϵ в направлениях главных осей анизотропии.

Для измерения ϵ в микрорадиоволновом диапазоне широкое применение нашли интерференционные методы, сущность которых заключается в сравнении фаз двух волн; опорной, имеющей постоянную фазу, и отраженной или прошедшей через образец, фаза которой зависит от свойств исследуемого образца. Эти методы наиболее эффективны для измерения ϵ наполненных полимеров.

Для ненаполненных полимеров, у которых диэлектрическая проницаемость определяется молекулярной упорядоченностью, может быть использован микрорадиоволновый метод, при котором антенный промежуток представляет собой открытый резонатор.

В отличие от цилиндрических и прямоугольных резонаторов, объем открытого резонатора на большом протяжении не ограничивается металлическими плоскостями. В микрорадиоволновом диапазоне частот открытый резонатор является аналогом интерферометра Фабри – Перо в оптике. В простейшем случае открытый резонатор состоит из двух плоских бесконечных тонких дисков, расположенных параллельно друг другу так, что их оси симметрии совпадают. Такие резонаторы имеют дискретный спектр резонансных частот и соответствующие им собственные колебания с малыми потерями на излучение в свободное пространство. Условием резонанса в резонаторе является целое число полуволн, укладывающихся по длине резонатора $l: l = \rho \left(\frac{\lambda}{2} \right)$ (где $\rho = 1, 2, 3, \dots$).

Для измерения диэлектрических свойств ненаполненных полимеров может быть применен микрорадиоволновый метод, основанный на настройке антенного промежутка в резонанс.

Для наполненных полимерных материалов – композиций, состоящих из полимерного связующего и различных добавок, улучшающих механические свойства полимеров, – нет необходимости использовать такой высокочувствительный метод. Композиционные материалы, в отличие от растворов и пластифицированных полимеров, не являются смесями на молекулярном уровне. Размеры входящих в них включений всегда значительно превышают размеры молекул и в некоторых случаях, например для стекловолоконных и слоистых пластиков, размеры включений (волокон) соизмеримы с длиной волны и даже превышают ее. Диэлектрическая анизотропия в таких материалах создается за счет упорядоченности частиц, наполняющих полимер, а для стекловолоконных и слоистых пластиков – определенной ориентацией волокон в заданном направлении. Направление преимущественной ориентации определяется с помощью поляризационного метода. В зависимости от условий можно использовать метод как «на прохождение», так «на отражение».

Ориентацию наполнителя можно контролировать не только по интенсивности СВЧ-сигнала, но и по значениям диэлектрической проницаемости. Значения диэлектрической проницаемости можно также связать с содержанием стекловолокна и связующего, если будут известны значения ϵ каждой компоненты. Для стекловолоконных материалов с одноосно ориентированными волокнами, связь между измеренной диэлектрической проницаемостью в двух направлениях, диэлектрическими проницаемостями компонент и объемными долями компонентов дается выражениями при ориентации вектора \vec{E} вдоль ориентации волокон

$$\epsilon_{||} = \epsilon_1 V_1 + \epsilon_2 V_2;$$

при ориентации вектора \vec{E} перпендикулярно ориентации волокон

$$\frac{\varepsilon_{\perp} - \varepsilon_2}{\varepsilon_{\perp} + \varepsilon_2} = V_1 \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{\varepsilon_1 + \varepsilon_2},$$

где $\varepsilon_{||}$ и ε_{\perp} – диэлектрические проницаемости, измеренные вдоль и поперек направления ориентации; ε_1 и ε_2 – диэлектрическая проницаемость стекловолокна и связующего; V_1 и V_2 – объемное содержание компонентов.

Таким образом, путем одновременного поворота приемной и излучающей антенн можно четко определять положение главных осей анизотропии в процессе эксплуатации изделий. При наличии в контролируемом материале отклонений от заданной ориентации, частичной дезориентации, пористости и других нарушений при прохождении микрорадиоволн или их отражении происходит частичная деполяризация волн (рассеяние), т.е. возникают волны, плоскость поляризации которых расположена произвольно. Рассеянные микрорадиоволны не вступают в интерференцию с основной волной, поэтому при вращении скрещенных антенн вокруг своей оси накладывается фон, на котором менее четко или совсем не видны экстремальные положения, соответствующие главным направлениям анизотропии.

На механические, электрические и теплофизические свойства изделий из композиционных полимерных материалов большое влияние оказывает технологический режим – температура и давление прессования, натяжение стеклонитей и др.

Режимы прессования – температура и давление – оказывают существенное влияние на распределение диэлектрической проницаемости по площади образца, поскольку температура и давление прессования оказывают влияние на распределение и ориентацию волокна, а также на пропитку стеклянных нитей связующим, то и диэлектрические свойства материала будут зависеть от режимов прессования.

1.5 СВЧ ВЛАГОМЕТРИЯ МАТЕРИАЛОВ

Возможность применения радиоволновых методов для определения влажности в материалах и изделиях основывается на двух физических явлениях: поглощении и рассеянии радиоволн, что связано с наличием широкополосной вращательной релаксации полярных водяных молекул в области СВЧ [10].

Информацию о влажности содержит амплитуда, фаза и угол поворота плоскости поляризации электромагнитной волны как отраженной, так и прошедшей через влажный материал.

Для увеличения эффективности влагомеров могут быть использованы двухчастотные методы, когда одна из частот находится в области резонансного поглощения электромагнитной энергии молекулами воды ($\lambda \approx 1$ см), или метод переменной частоты.

На рис. 1.22 приведена типичная зависимость ε' и ε'' для воды от частоты. Диэлектрическая постоянная воды в области СВЧ меняется от 80 до 20 ... 15, в то время как эта величина для большинства диэлектрических материалов лежит в диапазоне 2 ... 9 (см. табл. 1.1).

Обычно считают, что влажный материал – бинарная смесь воды и сухого вещества. Вода и сухой твердый материал относятся к диэлектрикам, но по физико-химическим свойствам и поведению в электромагнитном поле резко отличаются друг от друга.

В каждом случае необходимо определять ε как диэлектрическую постоянную многокомпонентных смесей, учитывая микроструктуру, задающую типы поляризаций и распределение времен релаксации. На связь между ε и $\operatorname{tg} \delta$ и коэффициентами R и T в значительной степени влияет температура материала. При малых концентрациях влаги это может привести к неоднозначным результатам, в связи с чем в большинстве влагомеров приходится либо вводить температурную компенсацию, либо использовать поправочные графики.

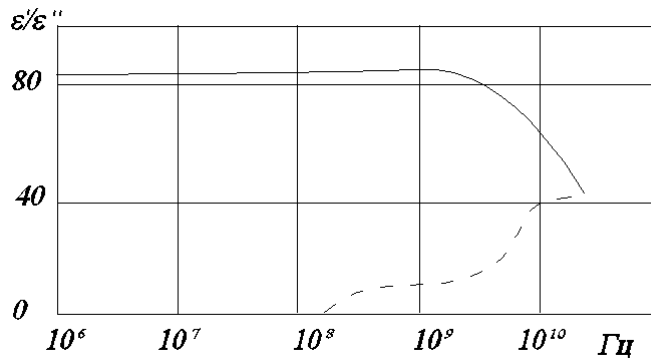


Рис. 1.22 Зависимость ϵ' и ϵ'' от частоты

Большинство влагомеров СВЧ применяют для управления технологическими процессами в бумажной, строительной, пищевой, химической и других отраслях промышленности и для контроля материала в свободном пространстве, преобразуя параметры прошедшей через материал волны в электрический сигнал.

В промышленных образцах *амплитудных влагомеров* измеряемой величиной является ослабление мощности прошедшего сигнала в децибелах.

В области малых влагосодержаний и области преобладания химически связанной влаги крутизна характеристики значительно меньше, чем в области с преобладанием слабосвязанной влаги: для песка при $W < 7\%$ приращение 0,8 дБ / 1%; при $W > 7\%$ приращение 2,5 дБ / 1%. Для узкого диапазона влажности эту зависимость можно считать линейной (рис. 1.23).

На рис. 1.24 приведены функциональные и структурные схемы амплитуды влагомеров СВЧ, основанные на принципе ослабления (метод «на прохождение»).

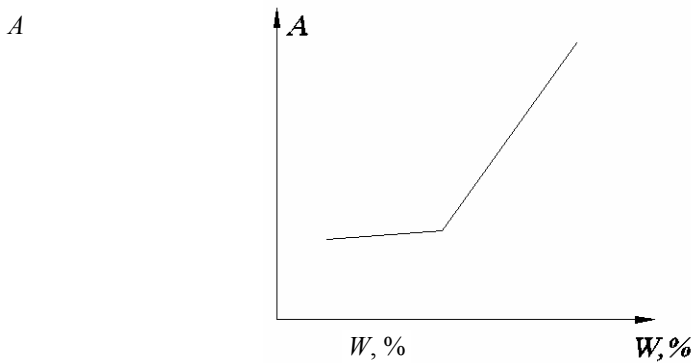


Рис. 1.23 Типичная зависимость параметров материала от влажности

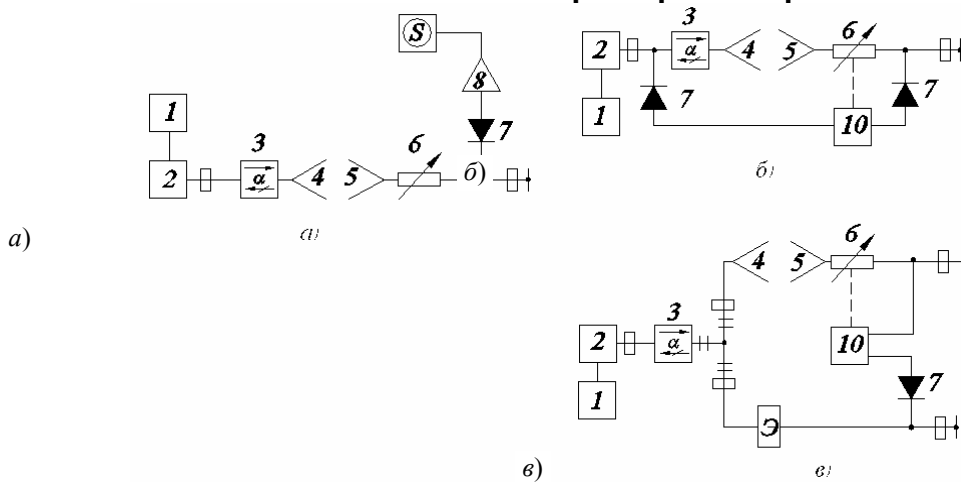


Рис. 1.24 Структурные схемы амплитудных влагомеров СВЧ

В неавтоматических влагомерах используется одноканальная схема по методам прямого преобразования (отсчет по шкале прибора) или замещения (отсчет по шкале аттенюатора). Установка (рис. 1.24, *a*) – состоит из двух частей: приемно-измерительного тракта (приемная антенна 5, измерительный аттенюатор 6, детектор 7, усилительный блок 8, измерительный прибор 9) и передающего тракта (передающая антенна 4 с клистронным генератором 2 и блоком питания 7 и вентилем 3; 10 – устройство управления аттенюатором).

Автоматические амплитудные влагомеры (рис. 1.24, *б, в*) строят по двухканальным схемам сравнения:

- 1) с опорной волноводной ветвью, содержащей эталон;
- 2) с опорным электрическим сигналом, полученным детектированием части подающей энергии СВЧ.

В фазовых влагомерах в отличие от амплитудных выходной величиной СВЧ преобразователя является изменение фазы как функции влагосодержания материала.

Принципиальная схема влагомеров этого типа приведена на рис. 1.25.

Передающий тракт фазовых влагомеров состоит из генератора СВЧ 2 с блоком питания 7, вентиля 3 и передающей антенны 4. Приемный тракт состоит из приемной антенны 5, аттенюатора 6, детектора 7, усилителя 8 и индикатора 9. Приемный и передающий тракты через тройники соединены между собой измерителем фазы.

Установка для измерения влажности сыпучих материалов (в частности речной песок, гравий) основана на ослаблении прошедшей волны, и в качестве выходного параметра используется изменение **амплитуды и фазы**. Принципиальная схема устройства приведена на рис. 1.26.

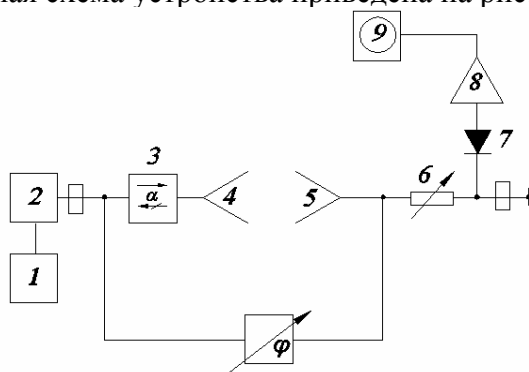


Рис. 1.25 Блок-схема фазового влагомера СВЧ

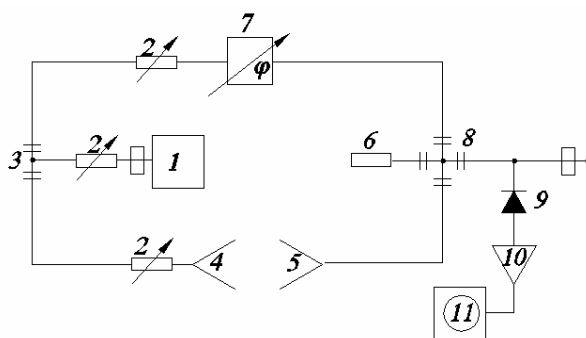


Рис. 1.26 Блок-схема амплитудно-фазового влагомера СВЧ

Устройство состоит из генератора СВЧ 1, трех переменных аттенюаторов 2, тройника 3, двойного волноводного тройника 8, двух антенн 4 и 5, фазовращателя 7, детектора 9, согласованной нагрузки 6, усилителя 10 и индикатора 11. Работает оно по методу сравнения сигнала, прошедшего через влажный образец, и сигнала, прошедшего по волноводному тракту. В выходном тройнике (сумматоре) сигналы сравниваются по амплитуде и по фазе. Разностный сигнал поступает на выход СВЧ-преобразователя. Необходимо проводить уплотнение материала на вибростенде перед измерениями.

Влагомеры, работающие в **свободном пространстве**, основаны на принципе изменения волновых характеристик отраженной электромагнитной волны при изменении влажности материала.

Известны два прибора этого типа.

Принципиальная схема одного из них дана на рис. 1.27. Она предназначена для автоматического измерения влажности асбоцемента на листоформовочной машине.

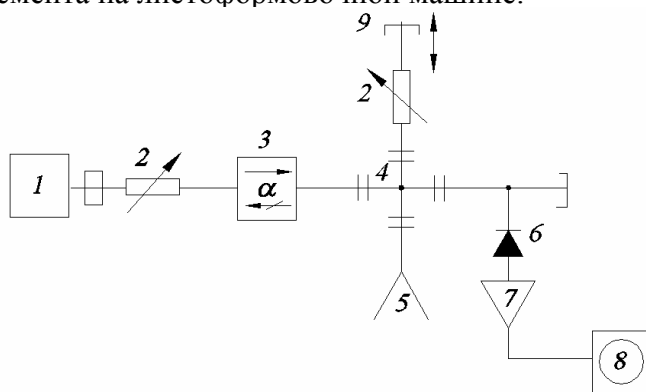


Рис. 1.27 Блок-схема влагомера СВЧ для измерений в свободном пространстве:

1 – генератор СВЧ; 2 – переменный аттенюатор; 3 – вентиль;
4 – двойной волновой тройник; 5 – приемно-передающая антенна; 6 – детектор;
7 – усилитель низкой частоты; 8 – индикатор; 9 – короткозамыкающий поршень

Такой влагомер обладает высокой чувствительностью, так как в нем используется мостовая схема – двойной волноводный тройник 4, в плечо *H* или *E* которого включен генератор СВЧ 7 через развязывающий вентиль 3 и переменный аттенюатор 2 с короткозамыкателем 9.

Сигнал, отраженный от передней границы, а в случае тонкого материала и от задней границы образца, сравнивается в тройнике по амплитуде и по фазе с сигналом от аттенюатора с короткозамыкателем. В случае равенства этих сигналов по амплитуде и по фазе сигнал в плече *E* или *H* отсутствует и показания индикатора 8, подключенного через усилитель 7 к детектору, равны 0.

Отсчет производится по индикатору 8, отградуированному в процентах влажности. Диапазон измеряемой влажности 15 ... 30 %. Диапазон температур 20 ... 30 °С.

В качестве балансного элемента может быть использован ответвитель.

Большим преимуществом устройств, работающих по методу отраженной волны, является одностороннее расположение приемно-передающих антенн.

Недостаток – отсутствие интегральной оценки влажности для материалов большой толщины или в случае больших потерь (не вся толщина материала взаимодействует с волной).

При контроле **резонаторным** или **волноводным** методом исследуемый материал вводят в полость волновода или резонатора, т.е. в этом случае размеры образца ограничены и по существу сам прибор не обеспечивает бесконтактности измерения. В то же время благодаря локализации волн в полости повышается чувствительность влагомера и создается возможность измерения характеристик материала при малых значениях влагосодержания и массы образца.

В волноводных влагомерах используется влияние диэлектрических свойств материала, введенного в волновод, на характеристики, определяющие распространение радиоволн СВЧ в волноводе. Например, можно измерять амплитуду и фазу волны до установки образца и после нее или полное волновое сопротивление на входе волноводной секции с образцом.

Основное препятствие для применения влагомеров этого типа в производственных условиях – трудности, связанные с введением материалов в волновод и привязкой их к поточным линиям. Их применяют для контроля влажности листовых материалов и жидкостей. Для тонких листовых и нитевидных материалов (бумага, текстильные ткани, синтетические волокна) в измерительном волноводе делают узкую прорезь по оси волновода вдоль линий напряженности электрического поля.

Влагомеры **резонаторного** типа основаны на принципе измерения параметров резонатора при введении исследуемого материала.

Из резонаторных влагомеров следует выделить такие, у которых конструкция резонатора позволяет измерять влажность материалов в потоке (резонаторы проточного, щелевого и открытого типа). Тип резонатора определяется видом контролируемого материала: для сыпучих, жидких и листовых материалов – резонаторы щелевого или открытого типа. Проточный резонатор может быть сделан, в частности, в виде цилиндрического резонатора с коаксиальной диэлектрической трубкой, значение ϵ которой достаточно мало; щелевой – в виде закороченного волновода с излучающими отверстиями.

ми в широкой стенке; открытый – в виде двух хорошо отражающих пластин, размеры которых значительно превышают длину волны колебаний основного типа (во избежание излучения).

Резонаторные влагомеры могут быть однорезонаторными и двухрезонаторными, построенными по принципу компарирования. Полуавтоматический влагомер с классическим резонатором имеет точность измерений влажности 0,1 ... 0,5 % при стабильной температуре и плотности материала.

Влагомер сыпучих материалов. Процентное содержание влаги определяют косвенным методом путем измерения затухания мощности СВЧ, которое зависит от влажности, при ее прохождении через измеряемую среду. Затухание мощности, выраженное в децибелах, с помощью прилагаемого к влагомеру графика переводят в проценты влажности.

Вследствие того, что результаты, полученные по влагомеру, зависят от температуры и массы измеряемого материала, необходимо вводить соответствующие поправки, значение которых указано в прилагаемых таблицах поправок на массу и температуру.

Блок-схема влагомера приведена на рис. 1.28.

Электромагнитные колебания, вырабатываемые в генераторе сверхвысокой частоты 7, через линию передачи с включенными в нее переменным аттенуатором 2 и ферритовым вентилем 3, подводятся к передающей антенне 4.

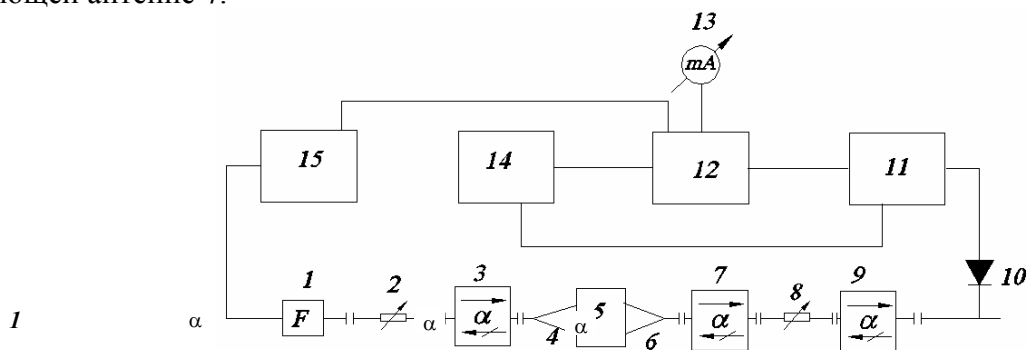


Рис. 1.28 Принципиальная схема влагомера СВЧ сыпучих материалов:

- 1 – генератор СВЧ; 2 – переменный аттенуатор; 3, 7, 9 – ферритовый вентиль;
 4 – передающая рупорная антенна; 5 – бункер; 6 – приемная рупорная антенна;
 8 – измерительный аттенуатор; 10 – детекторная головка; 11 – усилитель;
 12 – синхронный детектор; 13 – индикаторный прибор;
 14 – блок питания приемника; 15 – блок питания генератора СВЧ

Излучаемые передающей антенной колебания проходят через бункер 5 с исследуемым веществом и возбуждают приемную антенну, расположенную в одной плоскости поляризации с передающей антенной. Из приемной антенны через ферритовый вентиль 7, измерительный аттенуатор 8 и ферритовый вентиль 9 мощность колебаний поступает в детекторную головку 10, где и улавливается кристаллическим детектором. Ток детектора, пропорциональный мощности СВЧ, контролируется измерительным прибором 13. Если бункер заполнять материалом с различным содержанием влаги, то и показания измерительного прибора в соответствии с содержанием влаги будут различные.

Переменный аттенуатор 2 служит для регулирования уровня мощности генератора.

Измерительный аттенуатор 8 имеет шкалу в децибелах и предназначается для измерения влажности методом замещения затухания во влажном материале равным затуханием в измерительном аттенуаторе.

Расстояние между передающей и приемной антеннами постоянное. Для этого они вмонтированы в корпус бункера. Это расстояние соответствует оптимальной толщине измеряемого слоя, чтобы обеспечить необходимую разрешающую способность прибора и слабую зависимость его показаний от характера наполнения бункера. В то же время это расстояние достаточно малое, чтобы проводить измерения влажности в широких пределах.

При калибровке прибора выбрано расстояние в 120 мм, обеспечивающее затухание во влажном материале до 60 дБ с чувствительностью порядка 2 дБ при изменении влажности на 1 %.

ТЕХНИЧЕСКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Температура окружающего воздуха (в сухом отапливаемом помещении), °С

30 ... 35

Влажность, %	до 80
Пределы измерения влажности, %	10 ... 30
Пределы измерения затухания, дБ	от 0 до 60 ±0,5
Погрешность измерений, %:	
в диапазоне влажностей 10 ... 20 %	±0,3
в диапазоне влажностей свыше 20 %	±0,5
Температура измеряемого материала, °С	5 ... 40
Содержание примесей, %	не более 1
Размер датчика – бункера, мм	120 × 156 × 192
Время, затрачиваемое на одно измерение, мин	3
Время прогрева прибора перед началом измерения, мин	30
Потребляемая мощность, ВА	не более 50
Габаритные размеры, мм	570 × 355 × 500
Масса, кг	28

Влагомер СВЧ жидких масс. На рис. 1.29 приведена блок-схема СВЧ влагомера, предназначенного для измерения влажности жидких масс. Прибор построен по амплитудно-фазовой схеме, в которой используется зависимость коэффициента отражения от влажности. На рис. 1.30 приведена типичная градуированная кривая такого влагомера.

Принцип работы влагомера заключается в следующем.

Мощность от клистронного генератора 2 через аттенюатор 3 и развязывающий вентиль 4 поступает на двойной волноводный тройник 5, с помощью которого она делится пополам и поступает в эталонное плечо и измерительное.

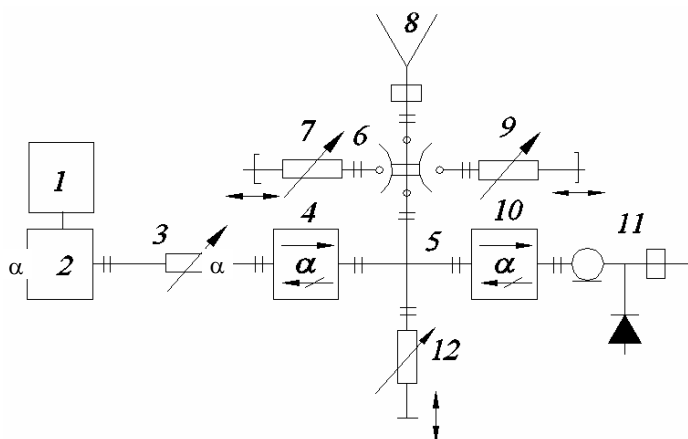


Рис. 1.29 Блок-схема влагомера СВЧ жидких масс

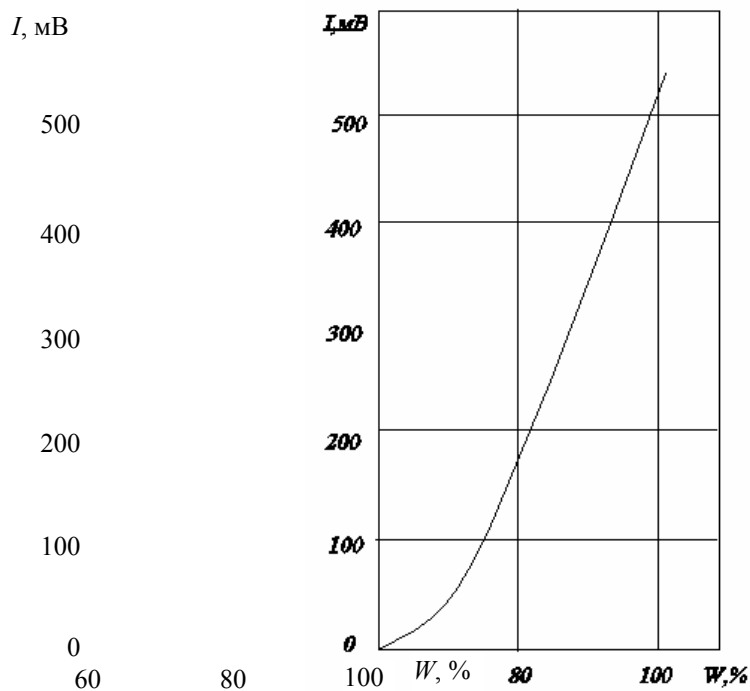


Рис. 1.30 Градуированная кривая влагомера СВЧ жидких масс

Измерительное плечо нагружено на кювету δ , в которую наливают измеряемую жидкость. Отраженный сигнал через двойной тройник поступает в детекторное плечо 11 , где оно сравнивается с опорным. Разностный сигнал пропорционален влажности.

Для калибровки прибора в измерительное плечо включен переключатель $б$ с двумя нагрузками 7 и 9 . Отраженный от них сигнал пропорционален верхнему и нижнему пределам измерения влажности. Кювета имеет температурную стабилизацию измеряемой жидкости.

Чтобы использовать весь динамический диапазон изменения полезного сигнала, в усилитель введен нормирующий узел, позволяющий проводить измерения на одной шкале.

Техническая характеристика

Диапазон измеряемой влажности, %	25 ... 95
Погрешность измерения, %	$\pm 1 : 0,5$
Рабочий диапазон излучения, ГГц	10,0
Время проведения одного измерения, мин	1
Объем измеряемой жидкости, мл	50

Глава 2

Расчет электродинамических параметров

ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПЕРВИЧНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ (ПИП)

2.1 РАСЧЕТ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ И КРУГЛЫХ ВОЛНОВОДОВ

ПИП часто реализуется на отрезках линий передач СВЧ.

Геометрия прямоугольного волновода и используемая система координат показаны на рис. 2.1, б. В результате решения волнового уравнения при соответствующих граничных условиях можно получить

$$\gamma = \sqrt{k_{\text{кр}}^2 - k^2} = j \frac{\omega}{v} \sqrt{1 - (f_{\text{кр}}/f)^2}, \quad (2.1)$$

где γ – постоянная распространения; $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$ – волновое число для диэлектрика, занимающего безграничное пространство; v – фазовая скорость в диэлектрике. Критическое значение волнового числа $k_{кр}$ и критическая частота определяются соотношением

$$(k_{кр})_{m,n} = 2\pi(f_{кр})_{m,n}\sqrt{\mu\varepsilon} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad (2.2)$$

где тип определит тип волны $H_{m,n}$ или $E_{m,n}$ (см. стр. 9 – 12).

Из (2.1) видно, что для $f > f_{кр}$ постоянная распространения является чисто мнимой величиной ($\gamma = j\beta$). Фазовая скорость v и длина волны в волноводе λ_v рассчитываются по значению β . Волна, распространяющаяся в волноводе, не является T -волной, и поэтому волновое сопротивление не может быть определено однозначно. Для таких структур волновое сопро-

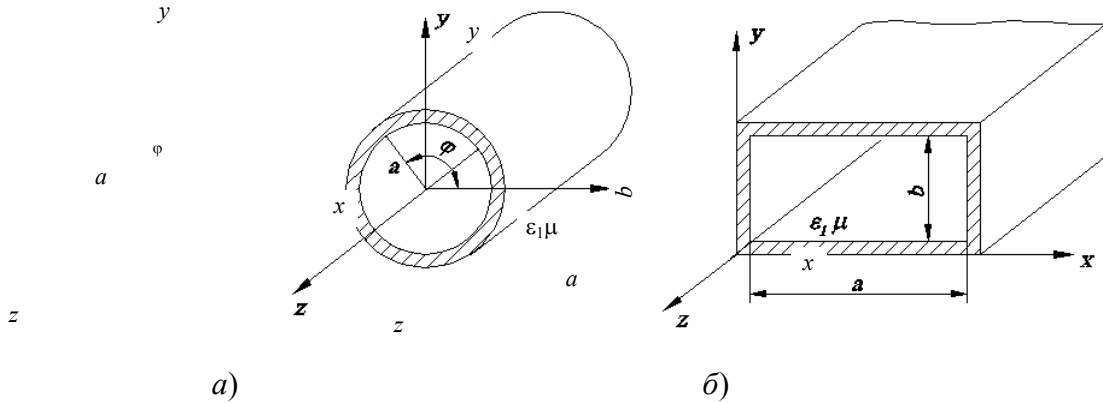


Рис. 2.1 Круглый (а) и прямоугольный (б) волноводы

тивление Z_0 может быть определено одним из способов: путем использования отношения напряжения к току или значения передаваемой мощности при заданном напряжении (или токе)

$$Z_0(v, i) = \frac{v}{i}, \text{ или } Z_0(W, i) = \frac{2W}{i}, \text{ или } Z_0(W, v) = \frac{vW}{2W}. \quad (2.3)$$

Для линий с T -волной все эти определения идентичны, но для волноводов они приводят к трем различным значениям волнового сопротивления. Все эти значения волнового сопротивления могут быть выражены через удельное волновое сопротивление Z_z , определяемое отношением поперечных составляющих электрического и магнитного полей. Удельное волновое сопротивление для H -волны определяется формулой

$$Z_z(H) = \frac{\omega\mu}{\beta} = \frac{n}{\sqrt{1 - (\omega_{кр}^2/\omega^2)}}, \quad (2.4)$$

а для E -волны

$$Z_z(E) = \beta/\omega\varepsilon = \eta\sqrt{1 - \omega_{кр}^2/\omega^2}. \quad (2.5)$$

Волновое сопротивление для основного типа H -волны в прямоугольном волноводе рассчитывается далее. В формулах (2.3) v – максимальное напряжение между нижней и верхней стенками волновода, а i – суммарный продольный ток в широкой стенке. Все три значения, определяемые формулами (2.3), могут быть выражены через удельное волновое сопротивление:

$$Z_0(v, i) = Z_z \pi b / 2a ; \quad (2.6)$$

$$Z_0(W, i) = Z_z \pi^2 b / 8a ; \quad (2.7)$$

$$Z_0(W, vi) = Z_z 2b / a . \quad (2.8)$$

Затухание в волноводе определяется главным образом неидеальностью проводников стенок волновода. Для волн различных типов затухание волновода (дБ/м) может быть рассчитано по следующим формулам:

$$(\alpha_{кр})H_{m0} = \frac{8,686}{b\eta\sqrt{1-(f_{кр}/f)^2}} \left[1 + \frac{2b}{a} (f_{кр}/f)^2 \right] ; \quad (2.9)$$

$$(\alpha_{кр})H_{m,n} = \frac{17,37R_s}{b\eta\sqrt{1-(f_{кр}/f)^2}} \times \left\{ (1+b/a)(f_{кр}/f)^2 + [1-(f_{кр}/f)^2] \left[\frac{\frac{b}{a} \left(\frac{b}{a} m^2 + n^2 \right)}{\frac{b^2 m^2}{a^2} + n^2} \right] \right\}, \quad (n \neq 0); \quad (2.10)$$

$$(\alpha_{кр})H_{m,n} = \frac{17,37R_s}{b\eta\sqrt{1-(f_{кр}/f)^2}} \left\{ \frac{[m^2(b/a)^3 + n^2]}{[m^2(b/a)^2 + n^2]} \right\}. \quad (2.11)$$

Постоянная распространения и волновое сопротивление волновода с круглым поперечным сечением (рис. 2.1, а) также определяются формулами (2.1), (2.4) и (2.5) соответственно. Критическая частота $f_{кр}$ может быть рассчитана по значению критического волнового числа $k_{кр}$, которое для E -волны определяется формулой

$$(k_{кр})_{n,l} = p_{n,l} / a , \quad (2.12)$$

где $p_{n,l}$ – 1-й нуль функции $J_n(x)$; a – радиус волновода.

Для H -волны имеем

$$(k_{кр})_{n,l} = p'_{n,l} / a , \quad (2.13)$$

где $p'_{n,l}$ – 1-й нуль функции $J'_n(x)$; a – радиус волновода.

Затухание (дБ/м), вызванное конечной проводимостью стенок волновода, определяется следующими соотношениями. Для волны E -типа

$$\alpha_{n,l} = 8,686 \frac{R_s}{\alpha\eta} \frac{1}{\sqrt{1-(f_{кр}/f)^2}} . \quad (2.14)$$

Для волны H -типа

$$\alpha_{n,l} = 8,686 \frac{R_s}{\alpha \eta} \frac{1}{\sqrt{1 - (f_{кр} / f)^2}} \left\{ (f_{кр} / f)^2 + \frac{n^2}{(p'_{n,l})^2 - n^2} \right\}. \quad (2.15)$$

Для ПИП прямоугольных волноводов наиболее употребительными параметрами являются фазовая постоянная β и критическая частота $f_{кр}$, определяемые формулами (2.1) и (2.2) соответственно. Чувствительность этих характеристик по отношению к параметрам a , b , ϵ_r определяется следующими формулами:

$$S_a^{f_{кр}} = - \left(\frac{c}{2\pi f_{кр} \sqrt{\epsilon_r}} \frac{m\pi}{a} \right)^2 = -1 - S_b^{f_{кр}}; \quad (2.16)$$

$$S_b^{f_{кр}} = - \left(\frac{c}{2\pi f_{кр} \sqrt{\epsilon_r}} \frac{n\pi}{b} \right)^2 = -1 - S_a^{f_{кр}}; \quad (2.17)$$

$$S_{\epsilon_r}^{f_{кр}} = -0,5; \quad (2.18)$$

$$S_u^B = \left(\frac{m\pi}{\beta a} \right)^2 = -S_u^v; \quad (2.19)$$

$$S_b^B = \left(\frac{n\pi}{\beta b} \right)^2; \quad (2.20)$$

$$S_{\epsilon_r}^B = \frac{\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}{2\beta^2} = \frac{1 + S_a^B + S_b^B}{2}. \quad (2.21)$$

Для волны H_{10} в волноводе трехсантиметрового диапазона ($a = 22,9$ мм, $b = 10,0$ мм) $S_b^{f_{кр}} = 0$, а $S_a^{f_{кр}} = -1$. Графики чувствительности относительно размера a в функции частоты приведены на рис. 2.2. При анализе схем иногда оказываются необходимыми и другие менее употребительные характеристики ИП в прямоугольном волноводе, например, волновое сопротивление. Формула для чувствительности сопротивления имеет вид

$$S_x^{Z(H)} = -\frac{1}{x} S_x^B \quad (x \text{ есть } a, b \text{ или } \epsilon_r); \quad (2.22)$$

$$S_x^{Z(E)} = S_x^B \quad (x \text{ есть } a \text{ или } b); \quad (2.23)$$

$$S_{\epsilon_r}^{Z(E)} = S_{\epsilon_r}^B - 1. \quad (2.24)$$

Зависимости, описываемые формулами (2.22) и (2.23), также представлены в виде графиков на рис. 2.2.

Волновое сопротивление ПИП прямоугольного волновода не может быть определено однозначно, так как распространяющаяся в нем волна не является волной T -типа. Однако все три значения волнового сопротивления для волны H_{10} , определяемые формулами (2.6) – (2.8), характеризуются одинаковыми зависимостями от параметров a и b . Следовательно, волновое сопротивление для волны H_{10} может быть записано в виде

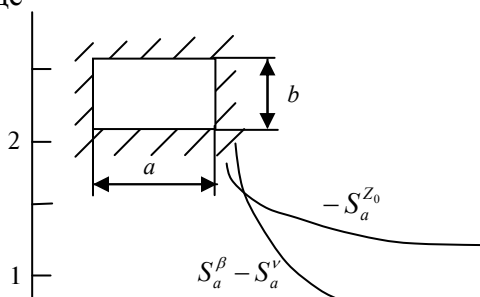


Рис. 2.2 Чувствительность величин Z_0, β, ν для ПИП прямоугольного волновода с волной типа H_{10} ($a = 23,0$ мм, $b = 10,0$ мм, $\epsilon_r = 1$)

$$Z_0 = \frac{\eta \frac{Kb}{a}}{\sqrt{1 - \left[\frac{\lambda_0}{2a}\right]^2}},$$

где постоянная K зависит от выбранного определения волнового сопротивления. Эта формула может быть использована для определения выражения чувствительности. Выполнив необходимые преобразования, получим

$$S_b^{Z_0} = 1, \quad (2.25)$$

$$S_a^{Z_0} = -\left\{1 - \left[\frac{\lambda_0}{2a}\right]^2\right\}^{-1}. \quad (2.26)$$

График чувствительности, рассчитанный по формуле (2.26) для волноводного ИП, приведен на рис. 2.2. Характеристики ПИП на круглом волноводе определяются выражениями (2.12) – (2.13), т.е.

$$f_{кр} = \frac{c}{2\pi a} A, \quad (2.27)$$

$$\beta = \sqrt{\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r - (A/a)^2}, \quad (2.28)$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с, $A = p_{nl}$ или p'_{nl} для E - и H -волн соответственно.

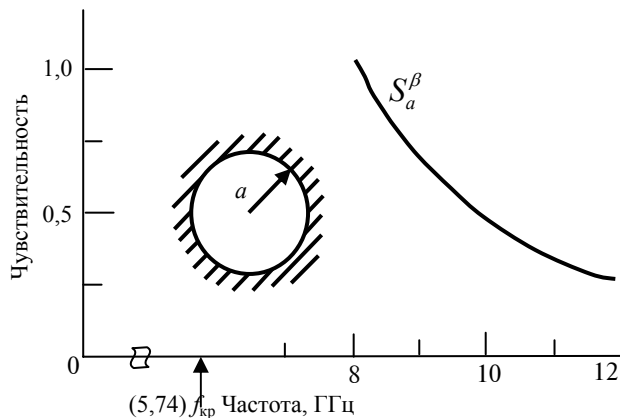


Рис. 2.3 Чувствительность фазой постоянной волны H_{11} , в ПИП на круглом волноводе ($a = 16,33$ мм, $\epsilon_r = 1$)

Используя это формулируем соответствующие значения чувствительностей, которые оказываются одинаковыми для волн H - и E -типов:

$$\begin{aligned} S_a^{f_{\text{кр}}} &= -1; \\ S_a^\beta &= (A/\beta a)^2. \end{aligned} \quad (2.29)$$

Выражения чувствительностей волнового сопротивления совпадают с соответствующими выражениями для ИП на прямоугольном волноводе. График чувствительности величины β , определяемый для волны H_{11} выражением (4.24), приведен на рис. 2.3.

2.2 ПРИМЕНЕНИЕ АНАЛИЗА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧ

Для определения влияния изменения параметров на характеристики линий передач, используемых в различных устройствах НК применяют анализ чувствительности. Чувствительность функции F к параметру x определяется как

$$S_x^F = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta F / F}{\Delta x / x} \quad \text{или} \quad S_x^F = \frac{x}{F} \frac{\partial F}{\partial x} = \frac{\partial(\ln F)}{\partial(\ln x)}.$$

Отсюда чувствительность S_x^F можно определить отношением относительного приращения функции F к относительному приращению параметра x при условии, что эти приращения достаточно малы (стремятся к нулю).

При разработке устройств НК чувствительность оценивается в основном в двух случаях: при анализе допустимых отклонений и в процессе оптимизации.

Анализ допустимых отклонений. Необходимость анализа допустимых отклонений физических параметров ПИП СВЧ и параметров материалов вызвана ограниченными возможностями технологии изготовления и (или) погрешностями измерения. Отклонения этих параметров от номинальных значений приведут к ухудшению технических характеристик разработанного устройства. В процессе анализа необходимо установить значения допустимых отклонений, при которых характеристики устройства удовлетворяли бы заданным требованиям. С другой стороны, могут быть установлены необходимые требования к технологии для успешного изготовления разработанного устройства. Анализ чувствительности является лучшим способом исследования возможностей компромисса между техническими характеристиками устройства и допустимыми отклонениями его физических параметров. Наряду с отклонениями параметров следует учитывать, что модели некоторых компонентов, на которых базируется конструкция, могут быть приближенными. Погрешности в значении параметров модели могут иметь тот же порядок, что и допуски на физические параметры. С этими погрешностями модели можно поступать точно так же, как и с допустимыми отклонениями [4].

Использование расчета чувствительности при оптимизации. В обычных алгоритмах оптимизации значения конструктивных параметров изменяются до тех пор, пока достигается минимум «ошибки» или «целевой функции». Градиент функции используется для определения необходимого изменения значений параметров на $(j + 1)$ -й итерации, увеличение (или уменьшение) которых по сравнению с j -й итерацией зависит от градиента. Градиенты характеристик ПИП могут быть получены из чувствительности.

Анализ допусков линий передачи. Отрезки линий передачи являются основными элементами при построении ПИП СВЧ. Поэтому весьма важно исследовать чувствительность ИП к изменению конст-

руктивных параметров. С помощью анализа чувствительности исследуются отклонения характеристик ПИП в наихудшем случае

$$\frac{\Delta Z}{Z} = \frac{\Delta B}{B} S_B^{Z_0}. \quad (2.2.1)$$

Изменение характеристик ПИП. Изменение волнового сопротивления ПИП ΔZ согласно формуле (2.2.1) связано с допустимым отклонением ΔB параметра B соотношением

$$\frac{\Delta Z}{Z_0} = \sum_{n=1}^N \frac{\Delta B_n}{B_n} S_{B_n}^{Z_0}, \quad (2.2.2)$$

где Z_0 – волновое сопротивление при $\Delta B = 0$. Если волновое сопротивление является функцией нескольких независимых переменных E_n , где $n = 1, 2, \dots, N$, то суммарное изменение Z_0 может быть записано в виде

$$\frac{(\Delta Z)_{\max}}{Z_0} = \pm \sum_{n=1}^N \left| \frac{\Delta B_n}{B_n} S_{B_n}^{Z_0} \right|. \quad (2.2.3)$$

Наличие отклонений ΔB_n приводит к увеличению значения ΔZ . Максимальное значение ΔZ в наихудшем случае может быть найдено из соотношения

$$\frac{(\Delta v)_{\max}}{v} = \pm \sum_{n=1}^N \left| \frac{\Delta B_n}{B_n} S_{B_n}^v \right|. \quad (2.2.4)$$

Уравнения (2.2.3), (2.2.4) позволяют определить максимальные изменения Z_0 и v в функции допустимых отклонений.

Противоположная задача – определение требований к технологии изготовления для обеспечения допустимых изменений характеристик линии передачи – рассматривается далее.

Определение требуемой точности изготовления. Допустимое отклонение параметра B_m при изготовлении ΔB_m , при котором значение ΔZ не выходит из заданных пределов, может быть найдено из следующего уравнения:

$$\left| S_{B_m}^{Z_0} \left| \frac{\Delta B_m}{B_m} \right| \right| = \left| \frac{\Delta Z}{Z_0} \right| - \sum_{n=1}^N \left| \frac{\Delta B_n}{B_n} S_{B_n}^{Z_0} \right|. \quad (2.2.5)$$

Уравнение (2.2.5) справедливо, когда его правая часть положительна. В противном случае требуемое значение ΔZ не может быть обеспечено для данного значения ΔB_m . Аналогично для требуемого значения Δv значение ΔB_m , может быть найдено из уравнения

$$\left| S_{B_m}^v \left| \frac{\Delta B_m}{B_m} \right| \right| = \left| \frac{\Delta v}{v} \right| - \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq m}}^N \left| \frac{\Delta B_n}{B_n} S_{B_n}^v \right|. \quad (2.2.6)$$

Если должны выполняться оба критерия (и по ΔZ , и по Δv), то должно быть выбрано минимальное из двух значений ΔB_m . Приведенный анализ устанавливает связь между точностью изготовления и техническими характеристиками. Могут быть также установлены требования к технологии изготовления для получения заданных технических характеристик ПИП.

Приведенные здесь формулы имеют общий характер и применимы к любым типам ПИП СВЧ.

Оценка чувствительности. Так как чувствительность определяется частными производными Z_0 и v по соответствующим параметрам, то формула чувствительности может быть получена, если известны выражения для Z_0 и v в замкнутой форме. Если допуски на изготовление меньше погрешности исполь-

зуемых выражений в замкнутой форме, то для повышения точности могут применяться численные методы определения параметров ПИП.

2.3 ВОЛНОВОДНЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ И РУПОРНЫЕ АНТЕННЫ

Волноводные излучатели и рупорные антенны являются одним из распространенных типов антенн СВЧ и используются в неразрушающем контроле в качестве чувствительных элементов.

Простейшим излучателем сантиметровых волн является открытый конец прямоугольного или круглого волновода (рис. 2.3.1), так как размеры выходного отверстия волновода невелики (обычно меньше длины волны), то антенны в виде открытого конца волновода – принципиально слабонаправленные антенны [2].

Излучатель в виде открытого конца прямоугольного волновода (рис. 2.3.1, а), возбуждаемого волной H_{10} , характеризуют параметры:

а) ширина луча на уровне 0,5 по мощности (в радианах) в плоскости H ($\varphi = 0$)

$$2\theta_{0,5}^H = 1,18 \frac{\lambda}{a}, \quad (2.3.1)$$

в плоскости E ($\varphi = \frac{\pi}{2}$)

$$2\theta_{0,5}^E = 0,89 \frac{\lambda}{b}, \quad (2.3.2)$$

где λ – длина волны, см; a, b – размеры сечения волновода, см;

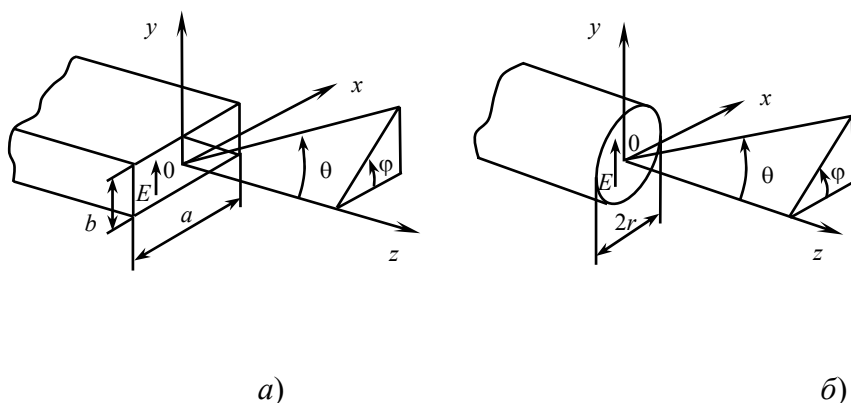


Рис. 2.3.1 Волноводные излучатели

б) коэффициент направленного действия (КНД)

$$D = \frac{4\pi abv}{\lambda^2} \approx \frac{10,2ab}{\lambda^2}, \quad (2.3.3)$$

где v – коэффициент использования поверхности (КИП) раскрытия, равный 0,81.

Таковыми же параметрами характеризуется и излучатель в виде открытого конца круглого волновода (рис. 2.3.1, б) при возбуждении его волной H_{11} :

$$2\theta_{0,5}^H = 1,62 \frac{\lambda}{2r}; \quad (2.3.4)$$

$$2\theta_{0,5}^E = 1,821 \frac{\lambda}{2r}; \quad (2.3.5)$$

$$D = \left(\frac{2\pi r}{\lambda} \right)^2 v \approx 8,3 \left(\frac{2r}{\lambda} \right)^2. \quad (2.3.6)$$

Здесь $2r$ – внутренний диаметр волновода, см; v – КИП раскрытия, равный 0,84.

Для получения большей направленности волноводный излучатель превращают в рупорную антенну. Наиболее распространены секториальные (рис. 2.3.2, а, б), пирамидальные (рис. 2.3.2, в) и конические (рис. 2.3.2, г) рупоры с прямолинейными образующими.

Форма главного лепестка амплитудной диаграммы направленности (ДН) рупорной антенны зависит от угла раствора рупора. Исследования показали, что при постоянной длине рупора наибольшая направленность излучения для секториальных рупоров получается при углах раствора рупора, которые соответствуют следующим фазовым ошибкам (в радианах) на краях раскрыва: $\Phi = \frac{3\pi}{4}$ в плоскости H , $\Phi = \frac{\pi}{2}$ в плоскости E . Рупоры с такими значениями максимальных фазовых ошибок получили название оптимальных.

Размеры оптимального H -плоскостного секториального рупора (рис. 2.3.2, а) связаны между собой соотношением

$$l_{\text{опт}}^H = \frac{a_p^2}{3\lambda}, \quad (2.3.7)$$

где $l_{\text{опт}}^H, a_p^2$ – оптимальная длина и ширина раскрыва рупора, см.

Ширина луча ДН такого рупора на уровне 0,5 по мощности (в радианах) рассчитывается по формулам:

в плоскости H

$$2\theta_{0,5}^H = 1,4 \frac{\lambda}{a_p}; \quad (2.3.8)$$

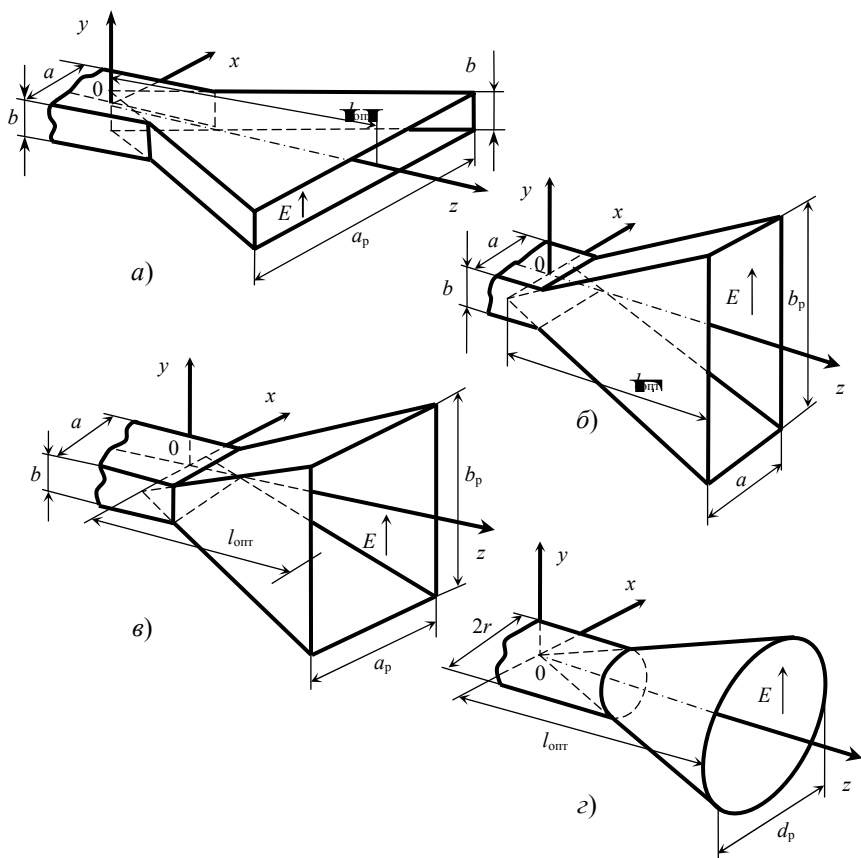


Рис. 2.3.2 Рупорные облучатели:
а, б – секториальные; в – пирамидальный; г – конический

в плоскости E

$$2\theta_{0,5}^E = 0,89 \frac{\lambda}{b} . \quad (2.3.9)$$

Размеры оптимального E -плоскостного секториального рупора (рис. 2.3.2, б) связаны между собой соотношением

$$l_{\text{опт}}^E = \frac{b_p^2}{2\lambda} , \quad (2.3.10)$$

где b_p – ширина раскрыва рупора, см.

Ширина луча на уровне 0,5 ДН по мощности (в радианах) этого рупора определяется по формулам:

в плоскости H

$$2\theta_{0,5}^H = 1,18 \frac{\lambda}{a} ; \quad (2.3.11)$$

в плоскости E

$$2\theta_{0,5}^E = 0,93 \frac{\lambda}{b_p} ; \quad (2.3.12)$$

КНД оптимальных секториальных рупоров рассчитывается так:

$$D = \frac{4\pi S_p v}{\lambda^2} = \frac{8S}{\lambda^2} , \quad (2.3.13)$$

где S_p – площадь раскрыва рупора, см²; v – КИП раскрыва, равный 0,64.

Пирамидальный рупор может быть клиновидным (как показано на рис. 2.3.2, в) или остроконечным (когда ребра рупора сходятся в одной точке). Размеры оптимального пирамидального клиновидного рупора рассчитываются по формулам (2.3.7) и (2.3.10), а остроконечного – по формулам

$$l_{\text{опт}} = \frac{a_p^2}{3\lambda}; \quad b_p \approx 0,8a_p . \quad (2.3.14)$$

Ширина луча ДН оптимального пирамидального рупора на уровне 0,5 по мощности (в радианах) определяется по формулам:

в плоскости H

$$2\theta_{0,5}^H = 1,4 \frac{\lambda}{a_p} ; \quad (2.3.15)$$

в плоскости E

$$2\theta_{0,5}^E = 0,93 \frac{\lambda}{b_p} . \quad (2.3.16)$$

КНД оптимального пирамидального рупора рассчитывается так:

$$D = \frac{4\pi a_p b_p v}{\lambda^2} \approx \frac{6,2a_p b_p}{\lambda^2} , \quad (2.3.17)$$

где v – КИП раскрыва, равный 0,49.

КНД пирамидального рупора можно определить также по формуле

$$D = 0,1D_E D_H , \quad (2.3.18)$$

где D_E и D_H – КНД секториальных рупоров с размерами пирамидального рупора в соответствующих плоскостях.

Нормированные амплитудные ДН рупорной антенны при возбуждении ее волной H_{10} приближенно можно рассчитать по формулам:

в плоскости H

$$F(\theta^H) = \frac{\cos\left(\frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \theta^H\right)}{1 - \left(\frac{2a_p}{\lambda} \sin \theta^H\right)^2} \frac{1 + \cos \theta^H}{2}; \quad (2.3.19)$$

в плоскости E

$$F(\theta^E) = \frac{\sin\left(\frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta^E\right)}{\frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta^E} \frac{1 + \cos \theta^E}{2}, \quad (2.3.20)$$

где θ^H и θ^E – углы, отсчитываемые от оси Oz рупора в плоскостях H и E , рад.

Размеры оптимального конического рупора (рис. 2.3.2, z) связаны между собой соотношением

$$l_{\text{опт}} = \frac{d_p^2}{2,4\lambda} - 0,15\lambda, \quad (2.3.21)$$

где $l_{\text{опт}}$, d_p – оптимальная длина и диаметр раскрыва рупора, см.

Ширина луча оптимального конического рупора на уровне 0,5 по мощности (в радианах) составляет:

в плоскости H

$$2\theta_{0,5}^H \approx 1,23 \frac{\lambda}{d_p}; \quad (2.3.22)$$

в плоскости E

$$2\theta_{0,5}^E \approx 1,05 \frac{\lambda}{d_p}. \quad (2.3.23)$$

КНД такой антенны определяется по формуле

$$D = \left(\frac{\pi d_p}{\lambda}\right)^2 v \approx 5 \left(\frac{d_p}{\lambda}\right)^2, \quad (2.3.24)$$

где v – КИП раскрыва, равный 0,51.

Улучшенными характеристиками с точки зрения диапазонности и уровня боковых лепестков амплитудной ДН обладают рупорные антенны со ступенчатыми, криволинейными (в частности, экспоненциальными) и гребенчатыми образующими. Подбором ступенек и формы кривой образующей диапазон рабочих частот таких антенн может быть расширен в 1,5 ... 2 раза, а пространственная амплитудная ДН приближена к осесимметричной [2].

Точное (в пределах концепции основной волны) нахождение геометрии рупорных антенн со ступенчатыми образующими (рис. 2.3.3, a), оптимизированных полиномом Чебышева, возможно для случаев, когда $N \leq 4$, и требует решения на ЭВМ трансцендентных уравнений. Приближенная теория позволяет установить геометрию для случаев, когда число ступенек $N \leq 20$.

Если число ступенек четное, т.е. $N = 2M$, то приближенно собственный коэффициент отражения i -й ступеньки, приведенный к центру перехода, определяется по формуле

$$\Gamma_i = A \sum_{q=i}^M \frac{(-1)^{M-q} M(M+q-1)! \left(\frac{1}{\Omega}\right)^{2q}}{(q-i)!(q+i)!(M-q)!}, \quad (2.3.25)$$

где $A = \frac{\Gamma_{\max}}{\sqrt{1 - \Gamma_{\max}^2}}$ – амплитудный множитель, нормирующий частотную характеристику в полосе пропускания, связанный с допустимым коэффициентом отражения Γ_{\max} ; q – индекс суммирования; Ω – масштабный множитель, нормирующий характеристику по частоте; $i = 1, 2, \dots, M$. Если число ступенек нечетное, т.е. $N = 2M - 1$, то при тех же обозначениях формула (4.25) принимает вид

$$\Gamma_i = \frac{A}{2} \sum_{q=i}^M \frac{(-1)^{M-q} (2M-1)(M+q-2)! \left(\frac{1}{\Omega}\right)^{2q-1}}{(q-i)!(q-1+i)!(M-q)!}, \quad (2.3.26)$$

на основе двух последних формул рассчитаны таблицы [2], пользуясь которыми можно определить волновое сопротивление W_i i -й ступеньки, нормированное к волновому сопротивлению свободного пространства W_0 , при

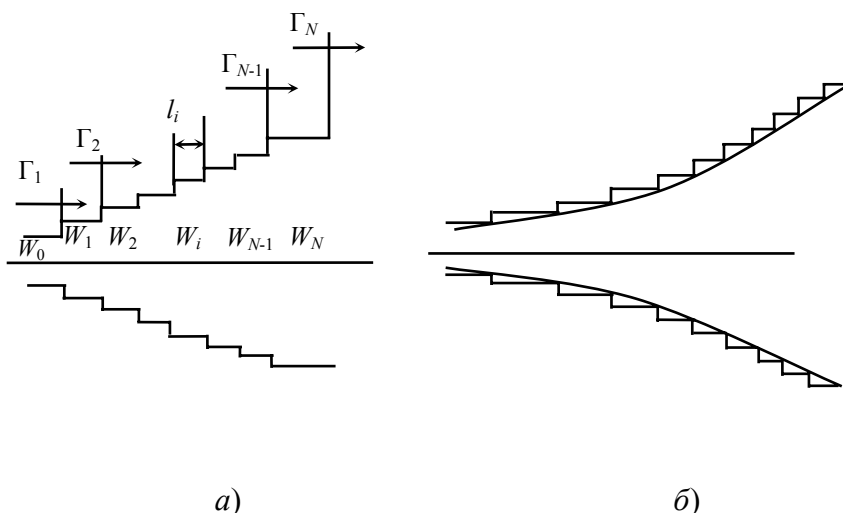


Рис. 2.3.3

заданных коэффициенте отражения Γ_{\max} , размерах рупора на входе и выходе и полосе рабочих частот. Для расчета геометрических размеров ступенек используется формула

$$W_i = \frac{Cb_i}{\sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a_i}\right)^2}}, \quad (2.3.27)$$

где b_i, a_i – размеры узкой и широкой стенок рупора в i -м сечении; C – постоянная, не зависящая от b_i, a_i ; λ – длина волны в свободном пространстве.

Задаваясь определенным законом изменения одного размера, сохраняющим постоянство волнового сопротивления в диапазоне частот, и определяя значение W_i для каждой ступеньки, можно найти значение другого размера. Длины ступенек l_i находятся из условия того, что их электрическая длина

$\Theta_i = \frac{2\pi l_i}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a_i}\right)^2}$ должна быть одинакова. Наиболее простой способ расчета рупорных антенн с криволинейными образующими основан на том, что они в пределе тождественны ступенчатым рупорам с весьма большим (практически $N = 20$) числом ступенек (рис. 2.3.3, б).

Излучатели СВЧ энергии в неразрушающем контроле фактически представляют собой передающие антенны того или иного типа, направляющие СВЧ энергию на исследуемый материал.

Простейшим СВЧ излучателем является открытый конец волновода (рис. 2.3.4). Для ограничения высокочастотных токов по фланцу, а, следовательно, и СВЧ поля применяют специальные канавки l , заполненные поглощающим материалом (b – размер узкой стенки волновода).

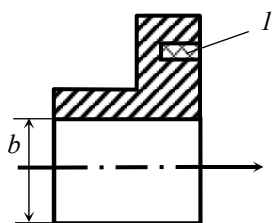


Рис. 2.3.4 СВЧ облучатель в виде открытого конца волновода прямоугольного поперечного сечения

Открытый конец стандартного прямоугольного волновода является весьма эффективной антенной. Даже без каких-либо подстроечных устройств K_{cmv} в волноводе равен 1,6, т.е. от открытого конца волновода отражается менее 5,5 % передаваемой по волноводу мощности.

Меньшую площадь облучения дает излучатель в виде открытого конца H -образного волновода (рис. 2.3.5). На этом рисунке пунктиром показана зона максимальной плотности мощности.

Наилучшее согласование со свободным пространством имеет рупорная антенна с корректирующей диэлектрической линзой l в ее раскрытии (рис. 2.3.6). Она применяется либо для создания плоского фронта СВЧ волн (рис. 2.3.6, *a*), либо фокусировки СВЧ излучения на небольшой площади подобно обычной двояковыпуклой линзе в оптическом диапазоне. Минимальный диаметр пятна в фокусе получается примерно равным рабочей длине волны λ (рис. 2.3.6, *б*).

Равномерное излучение на прямоугольном участке поля создает пирамидальный рупор, подключенный к прямоугольному волноводу с волной H_{10} . Однако постоянство плоскости поляризации напряженности электрического поля E в этом случае допустимо не для всех применений.

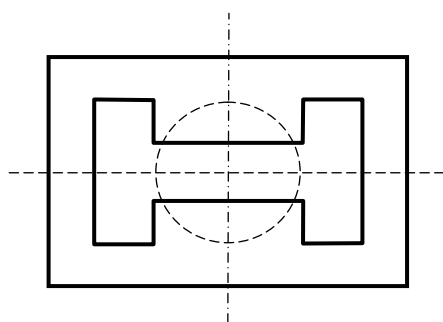


Рис. 2.3.5 СВЧ облучатель в виде открытого конца H -образного волновода

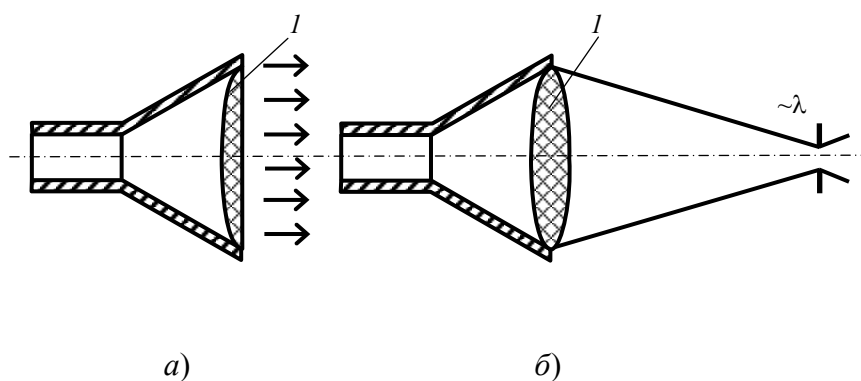


Рис. 2.3.6 СВЧ облучатель в виде рупорно-линзовой антенны для создания плоского фронта волны (*a*) и для фокусировки излучения (*б*)

Например, наиболее эффективно воздействуют миллиметровые волны на бактерии тогда, когда вектор E параллелен большому размеру бактерии. А так как бактерии ориентированы в облучаемом пространстве хаотически, то для повышения эффективности облучения желательно иметь равномерное по мощности распределение поля на площади, ограниченной кругом, и в пределе этой площади иметь круговую поляризацию вектора E .

Подобного типа излучатель для рабочей волны $7,1 \pm 0,1$ мм изображен на рис. 2.3.7. Он состоит из перехода со стандартного прямоугольного волновода сечением $2,6 \times 5,2$ мм на круглый волновод диаметром 6,2 мм. В этом переходе волна H_{10} , распространяющаяся в прямоугольном волноводе, плавно и без отображений преобразуется в волну H_{11} круглого волновода с сохранением плоскости поляризации вектора \vec{E} . Для получения круговой поляризации вектора напряженности электрического поля в круглом волноводе используется секция круглого волновода, в которую помещена четвертьволновая полистироловая пластина ($\epsilon = 2,56$) толщиной 1,1 мм и длиной 10 мм с плавным сужением на концах для предотвращения отражений, плоскость которой расположена под углом 45° к направлению вектора E в прямоугольном волноводе. Далее круглый волновод диаметром 6,2 мм переходит в излучающий рупор с углом раскрытия 36° и диаметром раскрытия 150 мм. Применялись также рупоры с раскрытиями 50 и 300 мм. Для формирования равномерного поля облучения в раскрыве рупора помещена диэлектрическая линза из фторопласта ($\epsilon = 2,08$), имеющая специально рассчитанный профиль по стороне, обращенной к волноводу, и плоскую поверхность на стороне объекта облучения.

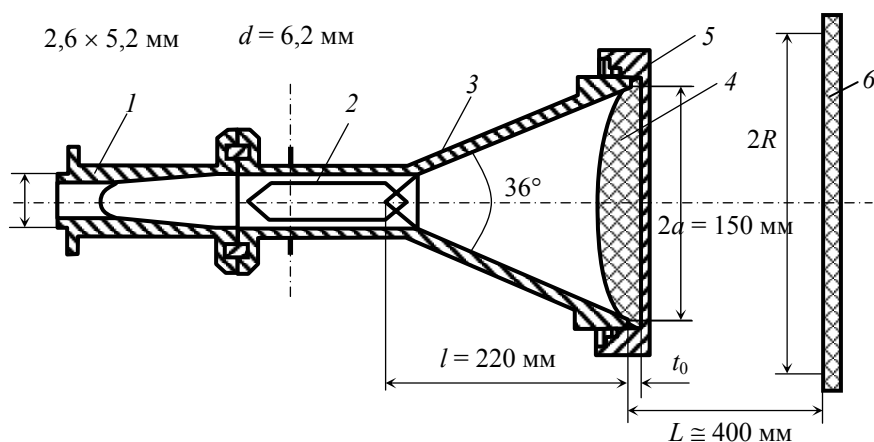


Рис. 2.3.7 Облучатель с круговой поляризацией вектора напряженности электрического поля:

- 1 – переход с прямоугольного волновода с сечением $2,6 \times 5,2$ мм на круглый волновод диаметром 6,2 мм; 2 – фазосдвигающая диэлектрическая пластина; 3 – рупор с раскрытием 150 мм; 4 – линза из фторопласта; 5 – прижимное кольцо; 6 – исследуемый образец материала

Идеальную равномерность поля в пределах радиуса R получить невозможно. Равномерность считается достаточной, если перепады интенсивности поля в пределах круга радиуса R не превышают 3 дБ.

Наилучшая равномерность напряженности поля получилась при раскрытии рупора 150 мм. Размер равномерно облучаемой поверхности при этом можно регулировать изменением расстояния L . При $L \geq 400$ мм равномерность поля по сечению луча уже практически не меняется. Таким образом, увеличивая L , можно получить увеличение диаметра $2R$ равномерно облученной поверхности.

Применение рассмотренной квазиоптической системы формирования пучка электромагнитных волн позволило передавать на облучаемую поверхность 80 % энергии, излучаемой рупором при допустимом изменении интенсивности напряженности электрического поля 3 дБ от максимального значения. Без применения описанной системы формирования на равномерно облучаемую поверхность приходится только 55 % излучаемой рупором энергии поля волны H_{11} . Применение линзы эквивалентно увеличению площади облучаемой поверхности примерно в 1,5 раза.

Таким образом, рассмотренный тип облучателя позволяет получить равномерную, с точностью до 3 дБ облучаемую поверхность на длине волны 7,1 мм диаметром от 50 до 300 мм. Диаметр облучаемой поверхности определяется расстоянием от рупорно-линзовой антенны до объекта излучения.

2.4 РАСЧЕТ И ОПИСАНИЕ РАБОЧИХ КОНСТРУКЦИЙ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ

Квадратный излучатель линейной поляризации. Если излучение микрополоскового излучателя [2] рассматривается как излучение магнитного тока на боковых стенках резонатора с волной низшего типа E_{010} , то можно записать выражение для расчета проводимости плоской прямоугольной антенны по пространственным волнам:

$$G = \frac{1}{\pi^2} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \int_0^{\pi/2} \int_0^{\pi/2} M^2 [1 - \cos(bk \sin \theta \sin \varphi)] \times \\ \times \left(\frac{\cos^2 \varphi}{1 + (Y^E)^2} + \frac{\cos^2 \theta \sin^2 \varphi (\epsilon'_1)^2}{1 + (Y^H)^2} \frac{1}{\xi^4} + (dk)^2 (\cos^2 \theta \cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi) \right) \sin \theta d\theta d\varphi,$$

где $\xi = \sqrt{\epsilon'_1 - \sin^2 \theta}$; Y^E, Y^H – нормированные проводимости по электрическим и магнитным волнам:

$$Y^E = \frac{\xi}{\cos \theta} \operatorname{ctg} \xi kd, \quad Y^H = \frac{\cos \theta}{\xi} \epsilon'_1 \operatorname{ctg} \xi kd;$$

M – определяется распределением магнитного тока на краях. Для волны E_{010}

$$M = \frac{a}{d} \frac{\sin(0,5ak \sin \theta \cos \varphi)}{0,5ak \sin \theta \cos \varphi};$$

a и b – ширина и длина антенны; d – толщина подложки; ϵ'_1 – ее относительная диэлектрическая проницаемость; $k = 2\pi / \lambda_0$ – волновое число свободного пространства (рис. 2.4.1).

Выражение получено интегрированием магнитных токов, текущих вдоль краев $x = 0, x = b$. Известно, что они определяют основное излучение прямоугольного микрополоскового излучателя с волной E_{010} . Излучение магнитных токов на краях $y = 0, y = a$ является нежелательным, так как приводит к появлению кроссполяризованной составляющей поля излучения пространственных волн.

По полученной величине проводимости рассчитывается добротность излучателя

$$Q = k_1 b Y_0 / 2G \cos^2(k_1 b),$$

где $k_1 = k_0 \sqrt{\epsilon'_1}$; $Y_0 = \frac{a}{d} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}}$.

Диаграмма направленности двух отверстий, разнесенных на расстояние b , имеет следующий вид: в плоскости H ($\varphi = 0$)

$$F_\varphi(\theta) = \frac{2 \cos \theta}{\sqrt{\cos^2 \theta + (\xi \operatorname{ctg} \xi k_0 d)^2}} \left[\frac{\sin(0,5k_0 a \sin \theta)}{0,5k_0 a \sin \theta} \right];$$

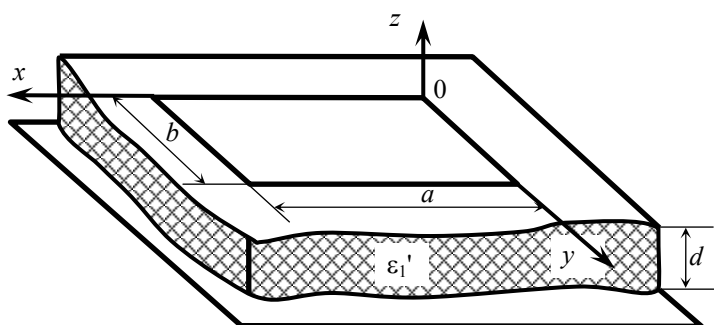


Рис. 2.4.1 Микрополосковый излучатель линейной поляризации

в плоскости E ($\varphi = \pi/2$)

$$F_{\theta}(\theta) = \frac{2 \cos \theta \cos(0,5k_0 b \sin \theta)}{\sqrt{\xi^2 + (\varepsilon'_1 \cos \theta \operatorname{ctg} \xi k_0 d)^2}} \frac{\varepsilon'_1}{\xi}.$$

Рассматриваемый квадратный излучатель ($a = b$) возбуждается коаксиальной линией в точке пересечения осей симметрии. Излучатель выполнен в виде пластины размещенной над металлическим экраном, которая разделена слоем диэлектрика.

Дисковый излучатель линейной поляризации. Входное сопротивление такой антенны определяется проводимостью пространственных волн для m -й гармоники тока [2]

$$G = \pi \left(\frac{a}{d} \right)^2 \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \int_0^{\pi/2} \left[m^2 \frac{J_m^2(k_0 a \sin \theta)}{(k_0 a \sin \theta)^2} \frac{\cos^2 \theta}{\cos^2 \theta + (\xi \operatorname{ctg} \xi k_0 d)} + \right. \\ \left. + [J'_m(k_0 a \sin \theta)]^2 \frac{\cos^2 \theta}{\xi^2 + (\varepsilon'_1 \cos \theta \operatorname{ctg} \xi k_0 d)^2} \frac{(\varepsilon'_1)^2}{\xi^2} \right] \sin \theta d\theta,$$

где J_m и J'_m – функция Бесселя и ее производная m -го порядка. Принимая во внимание свойства функций Бесселя, отметим важное обстоятельство: только при первой азимутальной вариации тока ($m = 1$) дисковый излучатель имеет максимум излучения в направлении нормали к поверхности диска.

Входное сопротивление определяется по формуле

$$Z_{\text{вх}} \approx \frac{1}{G} \left[\frac{J_m(k_1 \rho_0)}{J_m(k_1 a)} \right]^{-2}.$$

Возбуждение осуществляется штырем, расположенным в точке $\rho = \rho_0$ (рис. 2.4.2).

Излучатель круговой поляризации. Известно, что поле круговой поляризации получается как результат суперпозиции двух линейнополяризованных полей, находящихся в пространственной и временной квадратуре. Излучатели могут излучать поле круговой поляризации при возбуждении в них двух вырожденных ортогональных типов колебаний с относительным сдвигом фазы 90° . Для этой цели могут быть использованы квадратные и круглые диски при включении двух ортогонально расположенных возбуждателей, обеспечивающих сдвиг по фазе $\pm 90^\circ$. Такие излучатели могут возбуждаться от общей линии питания с использованием 90-градусного гибридного моста или делителя с дополнительным отрезком линии, обеспечивающим необходимый набег фазы.

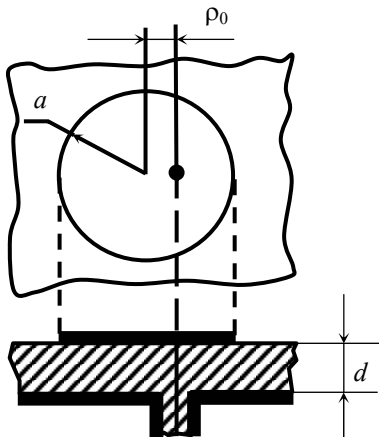


Рис. 2.4.2 Дискový излучатель с возбуждением штырем коаксиала

Однако большинство практических конструкций излучателей с круговой поляризацией поля обходятся без конструктивного усложнения антенны, связанного с возбуждением колебаний в двух точках. Возбуждение двух ортогональных вырожденных типов колебаний производится в одной точке, выбранной так, чтобы амплитуды возбуждаемых полей были одинаковы, а вырождение «снимается» внесением незначительной асимметрии в конструкцию антенны. Эквивалентная схема такой антенны представляется двумя несвязанными параллельными контурами, возбуждаемыми общим током. Одна из возможных реализаций таких излучателей, использующих этот принцип возбуждения круговой поляризации, приведена на рис. 2.4.3.

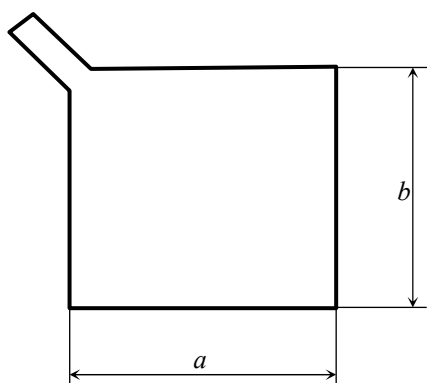


Рис. 2.4.3 Излучатель круговой поляризации

Излучатель, изображенный на рис. 2.4.3, имеет два близко расположенных резонанса по типам колебаний E_{010} и E_{100} . Требуемая расфазировка типов колебаний достигается выбором соотношения линейных размеров прямоугольника

$$b = a \left(1 + \frac{1}{Q} \right),$$

где Q – добротность резонатора.

Это соотношение обеспечивает взаимные смещения резонансов на величину $\frac{f_0}{Q}$, в результате чего хорошее отношение осей эллипса поляризации достигается в расширенном диапазоне частот.

Глава 3

МЕТОДЫ И АППАРАТУРА ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ДИЭЛЕКТРИКОВ НА СВЧ

3.1 ИЗМЕРЯЕМЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ПРИНЦИП ИЗМЕРЕНИЯ

Сущность метода исследования диэлектриков в свободном пространстве (метода свободного пространства) состоит в сравнении параметров электромагнитной волны, прошедшей через геометрически правильный диэлектрический образец или им отраженной, с параметрами волны, проходящей то же пространство без образца, либо с волной, отраженной от идеального отражателя. Под идеальным отражателем понимается плоский металлический экран, практически не создающий при отражении электромагнитной волны потерь и фазовых искажений ее фронта. При измерениях по этой методике диэлек-

трический образец располагается в свободном пространстве, т.е. он не имеет непосредственного механического контакта с какими-либо узлами измерительной или вспомогательной аппаратуры, кроме элементов крепления самого образца, находящихся практически вне электромагнитного поля и не оказывающих существенного влияния на результаты измерений. Сравнение параметров указанных волн позволяет вычислить собственные параметры диэлектрика. В принципе диэлектрический образец и фазовый фронт падающей электромагнитной волны могут быть любой формы, однако в таком общем случае установить достаточно точную связь между параметрами волны и электрическими параметрами взаимодействующего с ней диэлектрика становится весьма затруднительно. Задача решается достаточно точно только для немногих частных случаев.

Метод свободного пространства может быть применен: для измерений в миллиметровом и сантиметровом диапазонах, когда другие (например, резонаторные или волноводные) методы становятся неприемлемыми; при исследовании параметров однородных, неоднородных и слоистых

листовых материалов как в условиях лаборатории, так и в производственных условиях, когда изготовление образцов специальной формы из листового материала нецелесообразно; при исследовании пленочных материалов; при исследовании готовых изделий из диэлектриков (например, обтекателей антенн, антенных окон и других радиопрозрачных оболочек), которые нельзя разрушать для изготовления из них образцов в целях проведения измерений. Наконец, метод свободного пространства может использоваться при исследовании диэлектриков в процессе воздействия на них каких-либо внешних факторов: радиации, механических усилий, тепловых потоков, плазменных сред, при которых любая другая измерительная аппаратура, контактирующая с диэлектрическими образцами, становится либо помехой для действия этих факторов, либо сама разрушается под их воздействием.

Выясним, какие характеристики электромагнитной волны, взаимодействующей с диэлектриком, могут быть измерены и какова их связь с электрическими параметрами материала.

Как известно, в технике СВЧ для формального описания свойств немагнитных диэлектриков принято пользоваться несколькими парами параметров, а именно:

- 1) относительной диэлектрической проницаемостью ϵ и проводимостью материала σ ;
- 2) действительной ϵ' и мнимой ϵ'' частями абсолютной комплексной диэлектрической проницаемости

$$\dot{\epsilon}_a = \epsilon' - j\epsilon'' ; \quad (3.1)$$

- 3) действительной n и мнимой nk частями комплексного коэффициента преломления $\dot{n} = n(1 - jk)$ либо коэффициентом преломления n и коэффициентом поглощения k ;

- 4) относительной диэлектрической проницаемостью ϵ и тангенсом угла диэлектрических потерь $\text{tg } \delta$.

Между названными параметрами существует однозначная связь, в результате чего одни могут быть выражены через другие, например:

$$\epsilon' = \epsilon_a = \epsilon\epsilon_0; \quad \epsilon'' = \sigma/\omega; \quad \text{tg } \delta = \epsilon''/\epsilon' = \sigma/\omega\epsilon_a; \quad \dot{\epsilon} = \dot{n}^2, \quad (3.2)$$

где $\epsilon\epsilon_0 = \epsilon_a$ – абсолютная диэлектрическая проницаемость; $\epsilon_0 \approx 8,86 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная, а $\epsilon = \epsilon_a/\epsilon_0$ – относительная комплексная диэлектрическая проницаемость.

Наиболее часто в технике СВЧ, а также в практике разработки и исследования материалов пользуются последней из названных парой параметров [6].

Приведенные параметры удобны для описания свойств однородных материалов. Для неоднородных материалов (например, слоистых) либо неравномерно прогретых, необходимо найти поле электрических параметров (их распределение). В подобных случаях удобно характеризовать материал не электрическими (ϵ и $\text{tg } \delta$), а радиотехническими параметрами, в частности комплексными коэффициентами прохождения T либо отражения R :

$$T = |T|e^{j\phi}; \quad (3.3)$$

$$R = |R|e^{j\phi}, \quad (3.4)$$

где $|T|$ и $|R|$ – модули комплексных коэффициентов, а φ и ϕ – соответственно их фазы.

Так как в практике измерений в большинстве случаев используется квадратичное детектирование, при котором показания токового индикатора пропорциональны мощности детектируемого сигнала, то удобно использовать не модули, а квадраты модулей коэффициентов прохождения и отражения, т. е. $|T|^2$ и $|R|^2$. Эти величины обычно называются просто коэффициентами прохождения и отражения и показывают, какая часть мощности падающей волны проходит или отражается от диэлектрического объекта (образца). Величины φ и ϕ показывают, как меняется фаза волны при ее прохождении или отражении от объекта.

Комплексные коэффициенты T и R являются функцией нескольких переменных, а именно:

$$T = f_1(\varepsilon, \operatorname{tg} \delta, d/\lambda_\varepsilon); \quad (3.5)$$

$$R = f_2(\varepsilon, \operatorname{tg} \delta, d/\lambda_\varepsilon), \quad (3.6)$$

где ε и $\operatorname{tg} \delta$ – электрические параметры материала; d – геометрическая толщина образца в зоне измерения; λ_ε – длина волны в диэлектрике.

При известном отношении d/λ_ε между комплексными величинами T и R и параметрами материала существует определенная аналитическая связь. Поэтому по известным значениям T или R могут быть вычислены ε и $\operatorname{tg} \delta$ и наоборот. Если материал неоднороден, то измеренные значения T или R позволяют перейти к эффективным значениям электрических параметров $\varepsilon_{\text{эфф}}$ и $\operatorname{tg} \delta_{\text{эфф}}$, предположив, что они относятся к условно-однородному диэлектрическому материалу. Следует отметить, что значения эффективных электрических параметров зависят не только от толщины пластины и длины волны, но и от угла падения электромагнитной волны, а также от выбранного параметра (T или R), по которому они определяются.

Таким образом, в дальнейшем мы будем использовать ряд параметров: электрические – ε и $\operatorname{tg} \delta$, относящиеся к однородному материалу; радиотехнические – T , R , $|T|$, $|R|$, $|T|^2$, $|R|^2$, φ , ϕ , относящиеся к изданию (диэлектрической пластине) из однородного либо неоднородного материала, и, наконец, $\varepsilon_{\text{эфф}}$ и $\operatorname{tg} \delta_{\text{эфф}}$, применяемые иногда для характеристики только неоднородных диэлектрических пластин (например, для пластин, подвергающихся действию теплового удара).

Перейдем к рассмотрению известных способов измерения электрических и радиотехнических параметров методом свободного пространства. Если на плоскопараллельную пластину под некоторым углом $\varphi_{\text{пад}}$ падает плоская, определенным образом поляризованная, электромагнитная волна, то амплитуда и фаза отраженной и прошедшей волн несут информацию о комплексной диэлектрической проницаемости материала. Соответственно существуют две основные группы методов измерения ε и $\operatorname{tg} \delta$ в свободном пространстве: первые основаны на наблюдении волн, отраженных диэлектрическим объектом, вторые – прошедших диэлектрический объект.

Как известно, комплексный коэффициент отражения \dot{r} границы раздела воздушной и диэлектрической среды определяется формулами Френеля. Эти формулы являются исходными в теории некоторых методов, основанных на анализе отраженных волн. Как видно, искомая диэлектрическая проницаемость ε связана функциональной зависимостью с $\varphi_{\text{пад}}$, \dot{r}_{\parallel} и \dot{r}_{\perp} , которые в принципе могут быть определены экспериментально.

Сравнение результатов работ различных авторов показывает, что минимальная величина $\operatorname{tg} \delta$, которую удалось измерить, используя отраженные волны, составляет 0,001 ... 0,002, что, видимо, говорит о реально достижимой чувствительности применяемой аппаратуры.

Сравнение комплексных коэффициентов отражения различно поляризованных волн лежит в основе «поляризационного» метода исследования диэлектриков в свободном пространстве. Суть этого метода заключается в следующем. Если на поверхность раздела двух сред падает электромагнитная волна с круговой или эллиптической поляризацией, то отраженная волна меняет поляризационную структуру. Комплексный коэффициент поляризации отраженной волны p равен отношению коэффициентов Френеля для параллельно и перпендикулярно поляризованной волны:

$$p = \frac{\dot{r}_{\parallel}}{\dot{r}_{\perp}}. \quad (3.7)$$

Таким образом, экспериментальное нахождение p , например, по амплитудам вертикальной и гори-

зонтальной составляющих поля и углу ориентации поляризационного эллипса также дает возможность вычислить ε .

Другой вариант поляризационного метода определения ε состоит в измерении угла Брюстера и отношения модулей коэффициентов отражения параллельно и перпендикулярно поляризованных волн. Основная ошибка измерений по углу Брюстера и поляризационными методами обусловлена тем, что теория этих методов учитывает отражение волн только от границы раздела двух сред и предполагает отсутствие внутренних многократных отражений, вызываемых теневой поверхностью образца.

Комплексные коэффициенты прохождения параллельно и перпендикулярно поляризованных волн через границу раздела «свободное пространство – диэлектрик» согласно формулам Френеля записываются в виде

$$\dot{\tau}_{\parallel} = \frac{2\sqrt{\dot{\varepsilon}} \cos \varphi_{\text{пад}}}{\dot{\varepsilon} \cos \varphi_{\text{пад}} + \sqrt{\dot{\varepsilon} - \sin^2 \varphi_{\text{пад}}}}; \quad (3.8)$$

$$\dot{\tau}_{\perp} = \frac{2 \cos \varphi_{\text{пад}}}{\cos \varphi_{\text{пад}} + \sqrt{\dot{\varepsilon} - \sin^2 \varphi_{\text{пад}}}}. \quad (3.9)$$

Выражения (3.8), (3.9) позволяют вычислить комплексный коэффициент прохождения волны через плоскопараллельную пластину определенной толщины, по значению которого затем можно найти и $\dot{\varepsilon}$. Иллюстрацией сказанного может служить методика определения $\dot{\varepsilon}$, в которой используется тот факт, что модуль коэффициента прохождения является осциллирующей функцией толщины плоской диэлектрической пластины. Задача определения ε сводится к экспериментальному нахождению такой толщины, при которой приемной антенной воспринимается максимум или минимум мощности, при этом найденная осциллирующая функция, представляемая графически, позволяет определить и $\text{tg } \delta$. Необходимость подбора толщины пластины исключает применение упомянутой частной методики для измерения ε при нагреве. Естественно, что определение ε в общем случае может производиться и по одновременно наблюдаемым прошедшей и отраженной волнам.

Комплексная диэлектрическая проницаемость материала в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн может быть измерена в свободном пространстве с помощью интерферометров, большинство из которых является аналогами хорошо известных оптических интерферометров Майкельсона и Фабри – Перо. Достаточно подробные сведения о принципе их действия приведены в работах [1, 4, 6, 7]. На СВЧ применяются также и более простые двух- и однорупорные интерферометры, основанные на взаимодействии двух волн. В последнем случае исследуемый диэлектрический объект устанавливается между передающей и приемной антеннами (рупорами) или между приемопередающим рупором и зеркалом-отражателем интерферометра. Диэлектрическая проницаемость материала рассчитывается обычно через величину перемещения одного из рупоров или зеркала-отражателя интерферометра, в результате чего восстанавливаются показания индикатора, существовавшие до установки исследуемого объекта. В схеме однорупорного интерферометра используется автодинный клистронный генератор, одновременно играющий роль фазового детектора при воздействии на него электромагнитной волны, отраженной зеркалом-отражателем интерферометра.

Реальные размеры отражателей СВЧ интерферометров, а также размеры исследуемых образцов гораздо меньше, чем соответствующие размеры оптических интерферометров по отношению к длине волны. Это приводит к возникновению дифракции, искажающей результаты измерений. Чтобы исключить ее влияние, размеры отражателей и диэлектрических пластин должны быть по крайней мере на порядок больше длины волны. То же самое требование справедливо и по отношению к образцам, применяемым при измерениях поляризационными методами, по углу Брюстера и во всех известных других случаях, когда исследуемый образец располагается в свободном пространстве. Понятно, что рассмотренные методы наиболее приемлемы для измерений в миллиметровом диапазоне волн. Измерения в сантиметровом диапазоне, и особенно в его длинноволновой части, требуют применения образцов значительных размеров. Если в нормальных условиях указанные обстоятельства создают лишь некоторые неудобства, то при высокотемпературном нагреве образцов в ряде случаев они становятся непреодолимыми. Отметим также, что процесс измерения рассмотренными

выше методами требует обычно значительного времени, за которое может измениться тепловой режим нагретого объекта, расположенного в свободном пространстве.

Все методы измерений, предполагающие наклонное падение электромагнитной волны на исследуемый образец, имеют существенный недостаток. Стремясь к облучению возможно малых участков исследуемых образцов, приходится применять сфокусированные волновые пучки малого сечения. Плосковолновое приближение, которое принимается для методов свободного пространства, справедливо только для фокальной плоскости таких пучков и для областей, находящихся в пределах «зоны резкости» фокусирующих антенн. При наклонном падении сфокусированной волны ее фронт в пределах облучаемой зоны диэлектрического образца будет значительно отличаться от плоского, что приводит к дополнительным ошибкам измерения. Кроме того, при измерении параметров отраженных образцом сфокусированных волновых пучков, большую погрешность измерения создают боковые лепестки излучения фокусирующих антенн, от влияния которых трудно освободиться. Поэтому при наклонном падении волн на исследуемые диэлектрические образцы приходится применять несфокусированные широкие волновые пучки, а это приводит к необходимости применения образцов значительных размеров. Такие же выводы могут быть сделаны и в отношении методов, по которым применяется измерение параметров волн, прошедших через образец.

Радиотехнические параметры T и R функционально связаны с электрическими параметрами ε и $\operatorname{tg} \delta$, которые могут быть вычислены по результатам измерений первых. Аналитическая связь между этими параметрами может быть найдена различными способами. В частности, необходимый результат дает последовательное суммирование многих волн, отраженных и прошедших через образец, возникающих в результате многократного переотражения от передней и задней поверхностей образца.

Пользуясь упомянутыми методами, можно определить, что фаза коэффициента прохождения перпендикулярно и параллельно поляризованных волн может быть выражена следующим образом:

$$\varphi_{\perp} = \operatorname{arctg} \left[\frac{\varepsilon - \sin^2 \varphi_{\text{пад}} + \cos^2 \varphi_{\text{пад}}}{2 \cos \varphi_{\text{пад}} \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \varphi_{\text{пад}}}} \operatorname{tg} \left(\frac{2\pi d}{\lambda_0} \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \varphi_{\text{пад}}} \right) \right]; \quad (3.10)$$

$$\varphi_{\parallel} = \operatorname{arctg} \left[\frac{\varepsilon^2 \cos^2 \varphi_{\text{пад}} + \varepsilon - \sin^2 \varphi_{\text{пад}}}{2\varepsilon \cos \varphi_{\text{пад}} \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \varphi_{\text{пад}}}} \operatorname{tg} \left(\frac{2\pi d}{\lambda_0} \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \varphi_{\text{пад}}} \right) \right]. \quad (3.11)$$

При нормальном падении волны оба уравнения приводятся к одному.

Для вычисления модуля коэффициента прохождения придем к выражениям

$$|T_{\perp}|^2 = \left[\cos^2 \alpha d + \frac{(\varepsilon + \cos 2\varphi_{\text{пад}})^2 \sin^2 \alpha d}{4 \left(\cos \varphi_{\text{пад}} \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \varphi_{\text{пад}}} \right)^2} \right]^{-1}; \quad (3.12)$$

$$|T_{\parallel}|^2 = \left[\cos^2 \alpha d + \left(\frac{\varepsilon^2 \cos \varphi_{\text{пад}} + \varepsilon - \sin^2 \varphi_{\text{пад}}}{2\varepsilon \cos \varphi_{\text{пад}} \sqrt{\varepsilon - \sin^2 \varphi_{\text{пад}}}} \right)^2 \sin^2 \alpha d \right]^{-1}; \quad (3.13)$$

$$|T| = \left[1 + \frac{(\varepsilon - 1)^2}{4\varepsilon} \sin^2 t_{\text{эл}} \right]^{-1}. \quad (3.14)$$

При выводе формул (3.10) – (3.14) не учитывались потери в диэлектрике, однако можно показать, что при $\operatorname{tg} \delta \leq 0,1$ их достоверность снижается весьма незначительно.

При нормальном падении волны выражения для вычисления модуля и фазы коэффициента прохождения (или отражения) пластины из диэлектрика с потерями можно получить, используя следующую модель. Диэлектрический слой (рис. 3.1) толщиной d можно представить в виде отрезка линии передачи с комплексным волновым сопротивлением

$$\dot{Z}_{02} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_2 \varepsilon_0}}, \quad (3.15)$$

а свободное пространство по обе стороны от пластины в виде линии передачи без потерь с волновым сопротивлением

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi \text{ Ом}. \quad (3.16)$$

Комплексные коэффициенты отражения и прохождения могут быть найдены при этом из волновой матрицы передачи эквивалентного четырехполюсника (рис. 3.1), образованного двумя скачками волновых сопротивлений (Z_{02}) и отрезком линии с потерями (\dot{Z}_{02}). При выводе этих выражений необходимо произвести замену параметров ε и $\text{tg } \delta$ на n (коэффициент преломления) и k (коэффициент поглощения), причем связь между ними, как известно, определяется соотношением $\dot{\varepsilon} = \dot{n}^2$, т.е. $\varepsilon(1 - j \text{tg } \delta) = [n(1 - jk)]^2$, откуда

$$\varepsilon = n^2(1 - k^2) \text{ и } \text{tg } \delta = 2k/(1 - k^2). \quad (3.17)$$

В развернутом виде полученные выражения для коэффициента прохождения и его фазы имеют следующий вид:

$$|T|^2 = \frac{4n^2(1+k^2)}{\left\{ [n^2(1+k^2)-1]\sin\Psi_0 + 2nk\cos\Psi_0 \right\}^2 + \left\{ [n^2(1+k^2)+1]\text{sh}a + 2n\text{ch}a \right\}^2}; \quad (3.18)$$

$$\varphi = -\text{arctg} \frac{\left\{ [n^2(1+k^2)+1]\text{ch}a + 2n(1+k^2)\text{sh}a \right\} \sin\Psi_0 - k[n^2(1+k^2)-1]\text{sh}a\cos\Psi_0}{\left\{ [n^2(1+k^2)+1]\text{sh}a + 2n(1+k^2)\text{ch}a \right\} \cos\Psi_0 + k[n^2(1+k^2)-1]\text{ch}a\sin\Psi_0}; \quad (3.19)$$

для коэффициента отражения и его фазы

$$|R|^2 = \frac{\left\{ [n^2(1+k^2)+1]^2 - 4n^2 \right\} (\text{sh}^2 a + \sin^2 \Psi_0)}{\left\{ [n^2(1+k^2)-1]\sin\Psi_0 + 2nk\cos\Psi_0 \right\}^2 + \left\{ [n^2(1+k^2)+1]\text{sh}a + 2n\text{ch}a \right\}^2}; \quad (3.20)$$

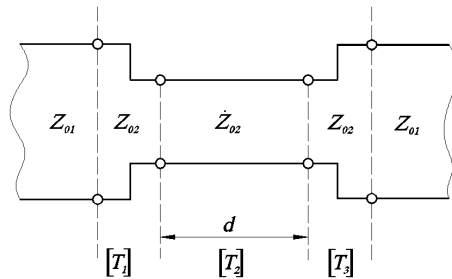


Рис. 3.1 Эквивалентный четырехполюсник, отображающий диэлектрическую пластину, находящуюся в свободном пространстве

$$\phi = \text{arctg} \frac{n[n^2(1+k^2)-1]\sin 2\Psi_0 - nk[n^2(1+k^2)+1]\text{sh} 2a - 4n^2k(\text{sh}^2 a + \sin^2 \Psi_0)}{nk[n^2(1+k^2)-1]\sin 2\Psi_0 + n[n^2(1+k^2)-1]\text{sh} 2a + [n^4(1+k^2)^2 - 1](\text{sh}^2 a + \sin^2 \Psi_0)},$$

где

$$n = \sqrt{\varepsilon} \sqrt{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} + 1/2};$$

$$k = \sqrt{(\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} - 1)/(\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} + 1)}. \quad (3.22)$$

Выражения (3.18) – (3.21), а также (3.23) – (3.26) являются исходными для установления количественной связи электрических и радиотехнических параметров диэлектриков, измеряемых в свободном пространстве при нормальном падении плоской электромагнитной волны.

В принципе для вычисления электрических параметров материала ε и $\operatorname{tg} \delta$ (либо n и k) необходимо и достаточно измерить какой-либо из комплексных коэффициентов, т.е. его модуль и фазу, либо модуль одного коэффициента и фазу другого. Практически более предпочтительным является измерение модуля и фазы коэффициента прохождения. Это связано с тем, что измерение параметров отраженной волны сложнее, требует применения образцового отражателя и сопряжено с дополнительными ошибками, вызываемыми интерференцией волн, многократно переотражаемых образцовым отражателем и излучающей антенной.

Измерения только амплитудных параметров ($|T|$ и $|R|$) могут быть основой для вычисления величины $\operatorname{tg} \delta$. Однако при малых потерях в диэлектрике эти две измеряемые величины не являются независимыми, а сумма квадратов модулей всегда равна единице с точностью, определяемой точностью самих измерений

$$|T|^2 + |R|^2 \approx 1. \quad (3.27)$$

Измерения модуля и фазы коэффициента прохождения, рекомендуемые здесь для исследования диэлектриков методом свободного пространства, по своей сути сводятся к проведению фазовых и амплитудных измерений на СВЧ.

3.2 СПОСОБЫ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Анализ способов измерения разности фаз с целью исследования диэлектриков в высокотемпературных средах следует проводить в соответствии с единой метрологической классификацией любых измерений, распространяющейся, естественно, и на фазовые измерения в диапазоне СВЧ. Такой подход позволяет наилучшим образом оценить возможности и применимость того или иного метода или способа.

Компенсационные фазометры (рис. 3.2) имеют два канала, в которые поступают когерентные колебания СВЧ генератора. В опорном канале устанавливается образцовый фазовращатель, а в измерительном – исследуемый элемент с неизвестной фазовой характеристикой. Выходные колебания обоих каналов сравниваются в фазовом детекторе. Во время равенства сдвигов фаз, создаваемых исследуемым элементом и образцовым фазовращателем $\varphi = \varphi_{\text{обр}}$, индикатор детектора будет иметь нулевые показания, а искомый сдвиг фазы φ может быть считан со шкалы образцового фазовращателя. Известно много вариантов схем, использующих нулевой метод измерений, которые отличаются типом применяемого фазового детектора, индикатора, преобразователя частоты и т.д. Точность компенсационных фазометров высока и при тщательном согласовании и рациональной конструкции элементов достигает $0,1 \dots 0,2^\circ$. Применение нулевого метода дает хорошие результаты, если измеряемый фазовый сдвиг не изменяется за время отсчета. В противном случае фазометр должен содержать электрическую или электро-механическую систему слежения за нулем, что снижает точность измерений.

Прямоотсчетные (прямопоказывающие) фазометры позволяют непосредственно отсчитывать весь измеряемый фазовый сдвиг, не требуют системы автоматического слежения и каких-либо регулировок во время непрерывной регистрации изменяющихся фазовых сдвигов. В большинстве случаев в прямопоказывающих фазометрах сверхвысокая частота преобразуется в более низкую, на которой и производится измерение разности фаз (рис. 3.3). Для повышения точности такое устройство может содержать схему умножения фазы, индикатор грубого и точного отсчета.

Переход на более низкую частоту позволяет применять стандартную низкочастотную фазоизмери-

тельную аппаратуру и легко автоматизировать процесс измерений. Точность прямопоказывающих фазометров ниже, чем у нулевых, и обычно лежит в пределах нескольких градусов.

Дифференциальные фазометры применяются, когда необходимо измерить только отклонение фазового сдвига, создаваемого каким-либо устройством, от фазового сдвига образцового устройства. Полный фазовый сдвиг измерить в этом случае не удастся. Достижимая точность дифференциальных фазометров – от долей градусов до нескольких градусов,

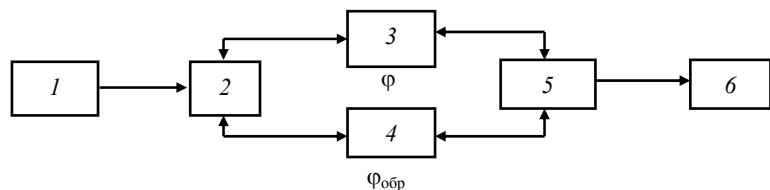


Рис. 3.2 Структурная схема компенсационного фазометра:

1 – СВЧ генератор; 2 – разветвитель; 3 – исследуемый объект; 4 – образцовый фазовращатель; 5 – фазовый детектор; 6 – индикатор

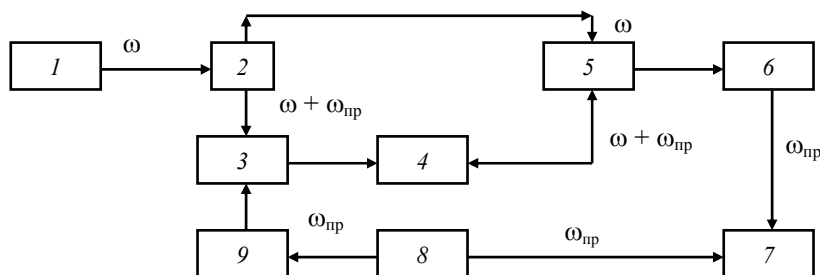


Рис. 3.3 Структурная схема прямопоказывающего СВЧ фазометра:

1 – СВЧ генератор; 2 – разветвитель; 3 – четверодинный преобразователь частоты на ЛБВ; 4 – исследуемый объект; 5 – смеситель; 6 – усилитель ПЧ; 7 – фазометр, работающий на ПЧ; 8 – кварцевый генератор, 9 – генератор «пилы»

чувствительность достигает $0,1^\circ$. Метод дифференциальных измерений применим и для других СВЧ устройств (например, резонансных установок), когда необходимо точно зарегистрировать малые изменения измеряемой величины.

Сравнение методов измерения разности фаз на СВЧ позволяет сделать некоторые выводы об их применимости для исследования диэлектриков при высоких температурах и тепловом ударе.

Измерения набега фазы, создаваемого холодным диэлектрическим образцом, практически неограничены во времени и могут быть проведены наиболее точным методом – нулевым. Изменяющийся во время нагрева образца набег фазы может быть также измерен нулевым методом, однако в этом случае необходимо применить систему автоматического сопровождения нуля. Более целесообразно в этом случае использовать дифференциальный метод измерения, позволяющий следить за изменениями набега фазы во время теплового удара. Набег фазы, создаваемый равномерно прогретым образцом, должен измеряться настолько быстро, чтобы температура образца, а следовательно, и набег фазы существенно не менялись.

В этом случае пригодны прямоотсчетные либо компенсационные фазометры с автоматическим сопровождением нуля.

Поскольку при исследовании нагреваемых диэлектрических объектов изменение фазы коэффициента прохождения сопровождается изменением мощности проходящего сигнала, необходимо выяснить возможность проведения фазовых измерений при таких обстоятельствах.

Зависимость точности измерения фазы от амплитуды сравниваемых сигналов во многом определяется схемой фазового дискриминатора. Простейшим фазовым дискриминатором нулевой схемы фазометра может служить СВЧ детектор. Если к нему подвести два напряжения

$$e_1 = E_1 \sin \omega t \text{ и } e_2 = E_2 \sin(\omega t + \varphi), \quad (3.28)$$

то фазу можно определить из этого выражения.

В качестве примера рассмотрим электрическую схему фазометра с синус-косинусным выходом представленным на рис. 3.4. Как видно, немодулированный сигнал СВЧ ($f = 9370$ МГц) разветвляется трехдецибелным двойным тройником в два канала. В опорный канал включен градуированный образцовый фазовращатель, предназначенный для отсчета начального набега фазы, создаваемого образцовым диэлектрическим объектом. «Гладкий» сигнал измерительного канала модулируется по амплитуде с помощью ферритового балансного модулятора, работающего по принципу вращения поляризации Фарадея. Такое устройство надежно работает и имеет неоспоримые конструктивные и эксплуатационные преимущества перед модулятором, содержащим волноводный двойной тройник и кристаллические детекторы. При частоте модулирующего синусоидального напряжения $F = 1000$ Гц частота максимумов выходного амплитудно-модулированного сигнала получается равной $2F$. Как известно, в идеальном случае спектр таким образом модулированного сигнала содержит две гармонические составляющие с частотами, разнесенными относительно несущей ω на $\pm\Omega$, и не содержит сигнала несущей частоты:

$$e = E[\cos(\omega + \Omega)t - \cos(\omega - \Omega)t].$$

В дальнейшем ослабленный образцовым аттенуатором и исследуемым объектом более чем на 25 дБ модулированный сигнал поступает на вход фазового дискриминатора, а сильный немодулированный сигнал – на

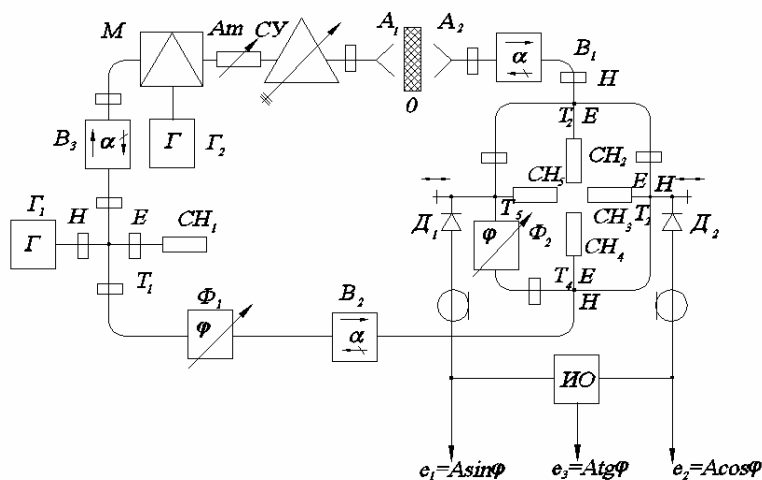


Рис 3.4 Схема фазометра, амплитуды выходных сигналов которого пропорциональны синусу и косинусу измеряемой разности фаз:

Γ_1 – СВЧ генератор; Γ_2 – НЧ генератор; M – балансный модулятор;

A_1 – антенна передающая; A_2 – антенна приемная;

Φ_1 – фазовращатель образцовый; Φ_2 – фазовращатель подстроечный

второй его вход. Напряжения на нагрузках детекторов дискриминатора равны $A \cos \varphi \cos \Omega t$ и $A \sin \varphi \sin \Omega t$. Напряжение на выходе узкополосного измерителя отношения этих напряжений, настроенного на частоту Ω , пропорционально $\text{tg } \varphi$ и в широких пределах не зависит от мощности сигналов, поступающих на входы дискриминатора.

С помощью образцового фазовращателя схема позволяет измерять набег фазы, создаваемый холодным образцом, а с помощью измерителя отношений и регистрирующего прибора позволяет измерять и автоматически записывать изменения набега фазы во время теплового удара. Изменение отношения выходных напряжений от 0 до 1 соответствует изменению набега фазы от 0 до 45° . Если изменение набега фазы больше 45° , то пределы измерения фазометра могут быть расширены. Для этого достаточно поменять входы для сигналов, приходящих к дискриминатору. В этом случае выходное напряжение будет пропорционально $\text{ctg } \varphi$, а диапазон измерения разности фаз ограничится пределами $45 \dots 90^\circ$.

3.3 СПОСОБЫ ИЗМЕРЕНИЯ АМПЛИТУДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Измерение амплитудных характеристик или модуля коэффициента прохождения диэлектрических объектов сводится к измерению ослабления мощности проходящего СВЧ сигнала, которое проводится одним из двух основных методов.

Метод отношения мощностей (квадратичного детектирования) состоит в сравнении мощностей, принимаемых некоторым приемным устройством при наличии и отсутствии исследуемого объекта, включаемого в СВЧ передающий тракт (рис. 3.5). Метод отношения мощностей применяется обычно для измерения ослабления от 2 до 20 дБ. Измерение малых ослаблений (< 2 дБ) затруднено тем, что на результаты существенно влияет нестабильность мощности генератора. Измерение ослаблений (> 20 дБ) ограничивается рабочим диапазоном применяемых кристаллических детекторов и индикатора. Свое воплощение метод отношения мощностей нашел во многих конкретных измерительных схемах. Исследуемый четырехполюсник может быть включен, например, между двумя идентичными измерительными линиями, у которых уравниены мощности зондов. Уменьшение мощности в цепи зонда линии, находящейся за включаемым четырехполюсником, компенсируется регулировкой усилителя в цепи этого зонда. Изменение коэффициента усиления, необходимое для уравнивания мощностей, зондов, является мерой потерь. С помощью этой схемы могут измеряться ослабления от 2 до 15 дБ с погрешностью в 2 ... 5 %.

С целью увеличения разрешающей способности индикатора такой схемы и уменьшения погрешности измерений из-за колебаний мощности генератора продетектированные сигналы зондов линии могут быть поданы на дифференциальный трансформатор, вырабатывающий разностный сигнал, который после усиления индицируется. С помощью такой схемы можно измерить ослабление сигнала менее 1 дБ с точностью $\pm 0,01$ дБ.

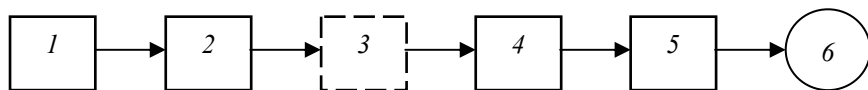


Рис. 3.5 Структурная схема измерительного устройства,

основанного на методе отношения мощностей:

1 – СВЧ генератор; 2, 4 – развязка; 3 – исследуемый объект;
5 – СВЧ детектор; 6 – индикатор

Основной погрешностью метода является погрешность квадратичности характеристик детекторов, которая особенно сказывается при измерениях больших ослаблений, когда рабочая точка значительно смещается по характеристике. Эта погрешность оценивается примерно в $\pm 0,15$ дБ. Нестабильность мощности генератора, которая составляет до $\pm 0,03$ дБ, целиком входит в случайную погрешность метода. Случайная погрешность из-за вариации индикатора и из-за ошибки отсчета составляет обычно $\pm 0,02 - 0,04$ дБ. Систематическая погрешность из-за нелинейности шкалы индикатора оценивается в 0,02 дБ.

При исследовании диэлектриков в свободном пространстве необходимо учитывать ошибку, вызванную отражениями электромагнитных волн диэлектрическим образцом и установлением пространственных стоячих волн. Если при измерении ослабления обычного четырехполюсника можно устранить отражения от его входа и выхода, то при исследовании диэлектрических образцов, расположенных в свободном пространстве, эти отражения неизбежны.

Метод замещения заключается в том, что ослабление, вносимое исследуемым объектом, компенсируется (замещается) изменением ослабления калиброванного аттенюатора, по шкале которого производится отсчет. Метод свободен от погрешностей индикаторов и детекторов, стоящих за образцовым аттенюатором, так как измерение ослабления происходит при фиксированном уровне выходной мощности, регистрируемой индикатором. Диапазон измеряемых ослаблений составляет 0,2 ... 80 дБ и зависит от конструктивных возможностей исполнения аттенюаторов. Точность измерений зависит в основном от согласования измерительного тракта и точности того же образцового аттенюатора. В диапазоне СВЧ существует несколько способов измерения ослабления методом замещения: измерение может быть осуществлено непосредственно на рабочей частоте, на преобразованной более низкой частоте либо на постоянном токе [6, 7, 10].

а) Замещение на низкой частоте осуществляется в одноканальной и двухканальной схемах. Одноканальная схема с последовательным замещением (рис. 3.6) простейшая, позволяет измерять затухания до 35 дБ. Модулированный на 100% сигнал СВЧ, пройдя через исследуемый объект, преобразуется по известному закону в низкочастотное напряжение, уровень которого может точно регулироваться образцовым НЧ аттенуатором. После восстановления уровня сигнала, изменившегося при включении

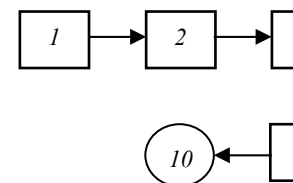


Рис. 3.6 Структурная схема одноканального устройства (замещение на НЧ):

1 – СВЧ генератор; 2 – развязка; 3 – согласователь; 4 – исследуемый объект;
 5 – устройство заземления; 6 – СВЧ детектор; 7 – НЧ аттенуатор;
 8 – НЧ усилитель; 9 – НЧ детектор; 10 – индикатор

объекта, по аттенуатору производится отсчет затухания. Погрешность измерений зависит от ошибок градуировки низкочастотного аттенуатора, закона преобразования СВЧ сигнала в НЧ и уровня шума в схеме измерений. У лучших образцов аттенуаторов ошибка составляет 0,1 дБ на каждые 10 дБ измеряемого ослабления. В качестве детекторов может быть применен кристаллический диод или болометр. Применение последнего предпочтительнее вследствие малости уровня шума и отклонений от квадратичности, постоянства характеристик во времени и незначительного их разброса. Источниками шума в схеме являются преобразователь частоты с усилителем, а также процесс «растекания» токов низкой частоты по цепям приборов измерительной аппаратуры. Для предотвращения этого растекания необходима система тщательного заземления. Для одноканальной схемы решающее значение имеет нестабильность мощности СВЧ генератора, которая за время измерений 2 ... 3 мин может быть равна примерно 0,03 дБ.

Двухканальная схема измерений имеет измерительный и опорный каналы. Продетектированные сигналы обоих каналов усиливаются и балансируются в дифференциальном нуль-детекторе. Балансировка производится до и после включения объектов. Измеряемое затухание равно разности отсчетов по шкале измерительного аттенуатора опорного канала. Изменение уровня СВЧ сигнала почти не влияет на результат измерений, так как оба плеча питаются от одного генератора, а сигналы на выходе балансируются. Разрешающая способность двухканальной схемы высока (до 0,001 дБ) и определяется возможностью точной фиксации баланса выходных мощностей плеч. Диапазон измерений ограничен – 35 дБ, точность измерений существенно выше, чем при одноканальном методе измерений.

б) Замещение на промежуточной частоте (ПЧ) (супергетеродинный метод) основано на амплитудной линейности процесса преобразования рабочей частоты в промежуточную, на которой происходит сравнение ослаблений. Как известно, прямая пропорциональность между амплитудами входного СВЧ сигнала и выходного сигнала ПЧ смесителя сохраняется, если напряжение гетеродина гораздо больше амплитуды СВЧ сигнала. Замещение на промежуточной частоте также может быть произведено в одно- и двухканальной схемах (рис. 3.7, 3.8). Супергетеродинные схемы

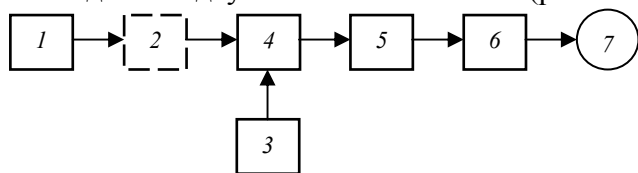


Рис. 3.7 Структурная схема одноканального устройства (замещением на ПЧ):

1 – СВЧ генератор; 2 – исследуемый объект; 3 – гетеродин; 4 – смеситель;

5 – ПЧ аттенюатор; 6 – ПЧ усилитель; 7 – индикатор

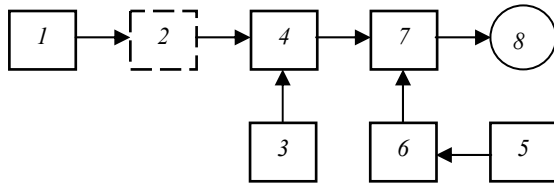


Рис. 3.8 Структурная схема двухканального устройства (замещением на ПЧ):

1 – СВЧ генератор; 2 – исследуемый объект; 3 – гетеродин; 4 – смеситель;

5 – генератор опорного сигнала промежуточной частоты; 6 – ПЧ аттенюатор;

7 – ПЧ усилитель; 8 – индикатор

позволяют измерять очень большие затухания: до 80 дБ при последовательном и до 100 дБ при параллельном замещении. При двухканальной схеме не требуется большой стабильности усиления по ПЧ, разрешающая способность схемы увеличивается, что обеспечивает этой схеме широкое применение. Однако двухканальный способ замещения на промежуточной частоте принципиально отличается от замещения на низкой частоте тем, что в каждом плече необходимо иметь отдельный генератор с высокой стабильностью выходной мощности. Очень важна также стабильность частоты гетеродина, так как она сказывается на уровне сигнала ПЧ.

- в) Схемы замещения на СВЧ используют для замещения ослаблений СВЧ аттенюаторов и могут быть также одно- и двухканальными. Применяются аттенюаторы двух типов: предельные и поляризационные. Это объясняется тем, что их параметры могут быть точно рассчитаны по их геометрическим размерам. Поляризационные аттенюаторы используются чаще, так как их затухание мало меняется с частотой, а КСВ входа и выхода близок к единице.
- г) Замещение на постоянном токе требует применения термисторных головок и прецизионных мостов постоянного тока. Измерение СВЧ мощности и ее ослабления сводится к измерению эквивалентной мощности или ослабления на постоянном токе. Способ отличается достаточной сложностью, значительным временем измерений, зависимостью от температуры окружающей среды и поэтому чаще применяется для измерения мощности.

Замещение на промежуточной частоте требует достаточно сложной аппаратуры, применение которой оправдано при исследовании объектов с большим затуханием (до 100 дБ) или для получения большой разрешающей способности.

Замещение на постоянном токе, в силу уже упомянутых недостатков, может иметь лишь прикладной, вспомогательный характер.

Наиболее просто осуществить замещение на СВЧ, при котором практически исключается ошибка индикатора и детектора, поскольку оба они включены после образцового аттенюатора и работают во время измерений при постоянном уровне мощности. Этот способ менее точен по сравнению с другими, что объясняется относительно меньшей точностью СВЧ аттенюаторов.

Замещение на низкой частоте при двухканальной схеме – наиболее точный из рассмотренных методов, так как исключена ошибка от нестабильности уровня мощности генератора, а точность ПЧ аттенюатора может быть высокой. Преимущества способа особенно сказываются при изменении малых ослаблений.

3.4 Волноводные методы

Суть волноводных методов, как известно, заключается в следующем. Диэлектрический образец определенной формы помещается в волновод, полностью или частично заполняя его сечение. От генератора СВЧ на образец по волноводу направляется бегущая электромагнитная волна E_1^+ (рис. 3.9). В общем случае образуются две волны: отраженная E_1^- и прошедшая через образец E_3^+ . Сумма энергий этих волн не равна энергии падающей волны из-за потерь в диэлектрике. Информация о параметрах материала заключается в фазе и амплитуде отраженной и прошедшей волн, т.е. и комплексном коэффициенте отражения и прохождения.

Практически для измерений используются различные волноводные методы и их варианты. Например, волноводный тракт нагружается на согласованную нагрузку, при этом отраженная волна создается только самим образцом (рис. 3.9, а). Стрелками на рисунке показано наличие прямых и обратных волн на различных участках волноводного тракта. Суммарная отраженная волна E_1^- образуется за счет волн, отраженных передней и задней гранями образца.

Можно исключить влияние задней грани, сделав образец «бесконечно» протяженным (рис. 3.9, б), что практически возможно при больших потерях энергии в его материале.

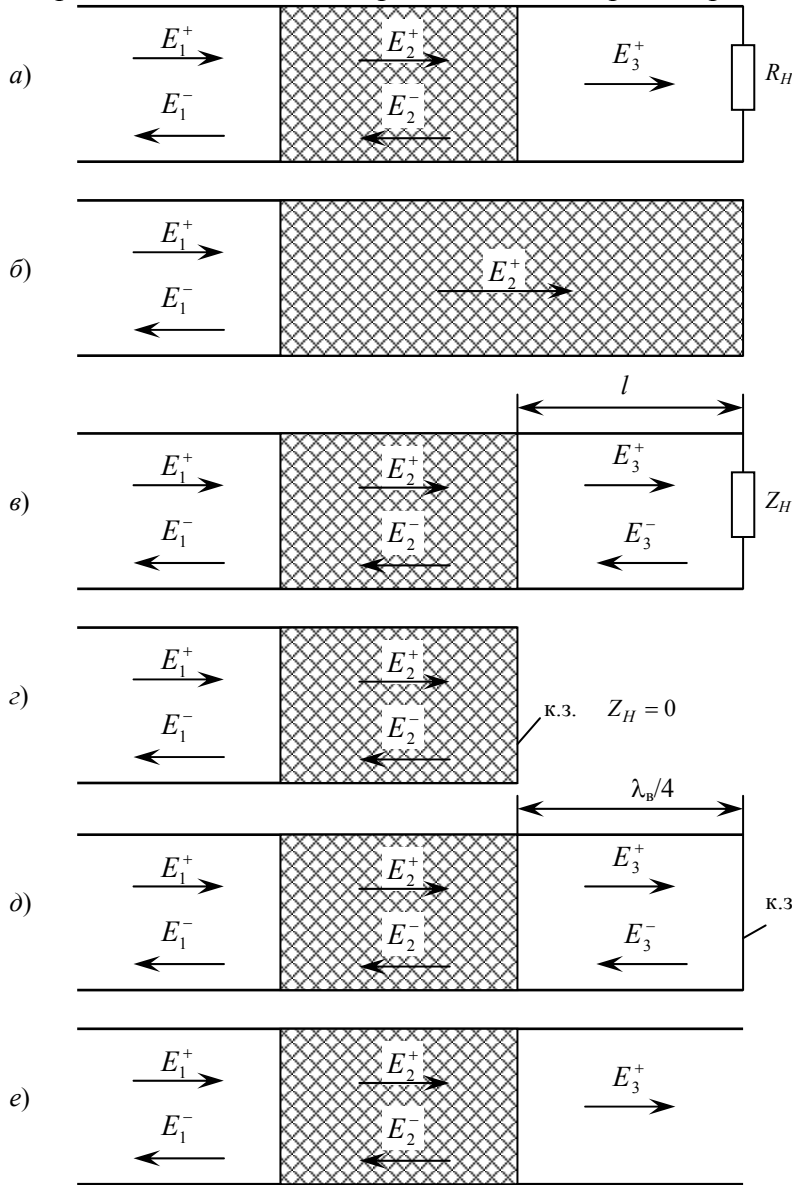


Рис. 3.9 Волноводные методы измерения параметров диэлектриков:

a – согласованной нагрузки; b – бесконечного слоя; $в$ – комплексной нагрузки;
 $г$ – короткого замыкания; $д$ – холостого хода; e – измерения комплексного
коэффициента прохождения

Тогда прямая волна E_2^+ значительно ослабляется, волна E_2^- , отраженная задней гранью, также ослабляется и практически не влияет на волну E_1^- , отраженную передней гранью образца. Если длину «бесконечного» образца уменьшить, то для исключения отражений от задней грани волновод с образцом может быть согласован с последующим незаполненным участком волновода, например, с помощью четвертьволнового трансформатора (дополнительной диэлектрической пластины, устанавливаемой вплотную к задней грани образца) либо плавного клинообразного перехода образуемого самим образцом. Информацию о параметрах материала несет волна E_1^- , отраженная от границы раздела воздух – диэлектрик, т.е. от передней грани образца. Такой метод измерения известен под названием метода «бесконечного» слоя.

Волновод с конечной длиной образца может быть нагружен не только на согласованную нагрузку, но и на любую другую (рис. 3.9, $в$). При этом суммарную отраженную волну E_1^- создает образец и нагрузка, следующая за ним. Безусловно, что полное сопротивление такой нагрузки Z_H , и расстояние от нагрузки до образца должно быть известным. Только при этом условии суммарная отраженная волна может быть аналитически связана с параметрами материала образца.

Удобно замкнуть волновод, т.е. сделать $Z_H = 0$. Если короткозамыкатель находится непосредственно за образцом, то метод измерения называется методом короткого замыкания (к.з.), если короткозамыкатель удален от образца на расстояние, равное $\lambda_v / 4$ и, таким образом, входное сопротивление отрезка волновода, расположенного за образцом, теоретически равно бесконечности, то методом холостого хода (х.х.) (рис. 3.9, $г, д$).

Во всех упомянутых случаях для определения параметров диэлектрика используется отраженная волна. Методически и технически оказывается более удобным не измерять характеристик отраженной волны, а следить за стоячими волнами в волноводе перед образцом, которые образуются в результате интерференции суммарной отраженной E_1^- и падающей бегущей E_1^+ волны. Сравнение картины стоячих волн в волноводе без образца и после его внесения в волновод дает, как правило, достаточно данных для расчета параметров материала. Инструментом изучения картины стоячих волн в волноводе может быть, например, измерительная линия.

За последние годы для измерения ϵ и $\text{tg } \delta$ твердых диэлектрических материалов широкое распространение получают волноводные методы, основанные на непосредственном наблюдении отраженной и прошедшей волн (рис. 3.9, e), т.е. на измерении комплексного коэффициента отражения или прохождения волноводной секции, в которую помещается исследуемый образец. В первом случае величина ϵ может быть определена по разности фаз волны, отраженной короткозамкнутым волноводом с исследуемым диэлектрическим образцом, и волны, отраженной тем же волноводом, но без образца. Погрешность определения ϵ может быть малой. Например, при использовании в нормальных условиях автоматического измерителя полных сопротивлений типа РЗ-6 она составила 0,5 ... 1 %. Применение того же прибора в режиме измерения фазы коэффициента передачи полноволновых четырехполюсников позволяет определить ϵ в тех же нормальных температурных условиях с меньшей погрешностью 0,2 ... 0,5 %.

В работе [6] описывается эксперимент, в котором тонкая диэлектрическая пластина вводилась в короткозамкнутую волноводную секцию через продольную щель. Уменьшение объема образца и времени его равномерного прогрева достигается также при измерениях методом «тонкою стерженька». С уменьшением размеров образцов невозможно измерить волноводными методами малые значения $\text{tg } \delta$,

поскольку потери в диэлектрике становятся плохо различимыми на фоне собственного затухания полноводного тракта.

Широкое применение для исследования диэлектриков со средними ($\text{tg } \delta = 0,1 \dots 0,01$) и малыми ($\text{tg } \delta < 0,01$) потерями нашли методы короткого замыкания и холостого хода. Как показывают исследования, в нормальных температурных условиях метод х.х. обеспечивает несколько большую точность измерений, чем метод к.з. Относительные ошибки измерения имеют следующие значения:

для метода х.х.

$$(\Delta\varepsilon/\varepsilon)_{\text{х.х.}} \geq 0,5\%; \quad (\Delta\text{tg } \delta/\text{tg } \delta)_{\text{х.х.}} \geq 5\%;$$

для метода к.з.

$$(\Delta\varepsilon/\varepsilon)_{\text{к.з.}} \geq 1\%; \quad (\Delta\text{tg } \delta/\text{tg } \delta)_{\text{к.з.}} \geq 8\%.$$

Таким образом, существующие волноводные методы позволяют:

- измерять ε и $\text{tg } \delta$ диэлектриков при температурах, не превышающих примерно 1800 К (дальнейшее повышение температуры ограничено нагревостойкостью материалов волноводов, находящихся в непосредственном тепловом контакте с исследуемым образцом);
- определять $\text{tg } \delta$ диэлектриков, величина которого не меньше 0,001;
- измерять при нормальной температуре ε с погрешностью до 0,2 ... 0,5 %, $\text{tg } \delta$ с погрешностью до 1 ... 3 %, с повышением температуры погрешность увеличивается и при температурах выше 1300 К составляет $\pm 1 \dots 7\%$ для ε , $\pm 10 \dots 25\%$ для $\text{tg } \delta$.

3.5 РЕЗОНАТОРНЫЕ МЕТОДЫ

Резонаторные методы измерения применяются в дециметровом и сантиметровом диапазонах и иногда в длинноволновой части миллиметрового диапазона. Как правило, в дециметровом диапазоне используются коаксиальные резонаторы, имеющие в этом диапазоне приемлемые габариты и добротность, а на более коротких волнах – объемные резонаторы (цилиндрические или прямоугольные). В резонаторах осуществляется более сильное взаимодействие между электромагнитным полем и исследуемым веществом, чем в волноводах, что позволяет повысить чувствительность аппаратуры и измерять параметры веществ с малыми потерями ($\text{tg } \delta = 10^{-2} \dots 5 \cdot 10^{-5}$). С другой стороны, резонаторные методы позволяют исследовать вещества и с большими потерями ($\text{tg } \delta = 0,1 - 1$), при этом объем образца должен быть малым по отношению к объему резонансной полости.

Как известно, теория резонаторных методов основана на решении уравнений электромагнитного поля для применяемого типа резонатора с учетом влияния на это поле и параметры резонатора диэлектрического образца, устанавливаемого в определенном месте резонатора. При малых размерах образца определяется его влияние непосредственно на параметры резонатора (резонансную частоту и добротность) в предположении, что поле резонатора не деформируется (метод малых возмущений). В этом случае, как правило, применяются нерестраиваемые резонаторы. Если же объем вносимого образца соизмерим с объемом полости резонатора, то девиация добротности резонатора и его резонансной частоты оказываются значительными, и тогда резонатор следует выполнять перестраиваемым. Измеряемые параметры резонатора являются исходными для расчета параметров материала [6, 7, 8].

Существенное влияние на точность определения параметров материала оказывают начальная погрешность формы и погрешность определения геометрических размеров резонатора. Если эта погрешность не превышает $\pm 0,01$ мм, то в сантиметровом диапазоне волн при измерениях в нормальных условиях погрешность определения ε составляет $\pm 0,3 \dots 1\%$ и $\pm 3 - 5\%$ погрешность $\text{tg } \delta$. Это несколько хуже, чем при волноводных методах измерения. Точность измерения ε и $\text{tg } \delta$ при повышенных температурах значительно снижается.

Принципиально измерения ε и $\text{tg } \delta$ при повышенных температурах не отличаются от измерений при нормальной температуре. Существует лишь разница в конструкции измерительных резонаторов и со-

ставе аппаратуры. Для температурной стабилизации размеров резонаторы, как и волноводы, изготавливаются из материалов с малым коэффициентом линейного теплового расширения: специальных сплавов, кварца и некоторых сортов керамики.

3.6 ОПТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ

В настоящее время проблема измерения ϵ и $\operatorname{tg} \delta$ диэлектриков в миллиметровом диапазоне волн решается в основном с помощью оптических методов, в частности применением интерферометров и открытых резонаторов. Открытые оптические резонаторы имеют ряд характерных особенностей, в частности:

- геометрические размеры оптических систем могут быть значительно больше длины волны, что необходимо для проектирования и изготовления аппаратуры миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов;
- к поперечным размерам оптических систем и исследуемых диэлектрических образцов не предъявляется каких-либо требований по точности выполнения; они должны быть просто больше поперечных размеров волновых пучков;
- благодаря одномерности открытых резонаторов существенно разрежается спектр их собственных частот и увеличивается добротность, что позволяет применять их в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах;
- наконец, оптические системы – это открытые системы, не ограниченные со всех сторон какими-либо стенками. С точки зрения исследований диэлектриков при высокотемпературном нагреве это весьма существенно, так как облегчает совмещение образца с высокотемпературными средами, при размещении образца в свободном пространстве (вне механического контакта с измерительной аппаратурой) представляется возможность исследовать диэлектрические материалы при очень высоких температурах. Последнее обстоятельство позволяет считать оптические методы весьма перспективными для высокотемпературных исследований диэлектриков.

Названные достоинства ставят задачу расширения границ применения оптических методов и в область более длинных волн, т.е. в сантиметровый диапазон. Рассмотрим возможность решения такой задачи [6].

Добротность открытого резонатора равна

$$Q \approx 2\beta l / (\alpha_d + \alpha_3),$$

где α_d – коэффициент дифракционных потерь; α_3 – коэффициент потерь в зеркалах; $2l$ – расстояние между зеркалами; β – фазовая постоянная заполняющей среды.

Дифракционные потери являются убывающей функцией параметра N ,

$$N = a^2 / 2\lambda_0 l,$$

где a – половина раскрыва зеркала.

У резонаторов оптического диапазона $\alpha_d \ll \alpha_3$ и добротность в основном определяется отражательной способностью зеркал. Однако с увеличением длины волны: параметр N уменьшается, а дифракционные потери растут, что вызывает необходимость увеличить размеры зеркал. В миллиметровом диапазоне волн эти размеры конструктивно вполне приемлемы, но в сантиметровом диапазоне конструкция становится весьма громоздкой. Уменьшение дифракционных потерь, а следовательно, и поперечных размеров резонаторов может быть достигнуто применением неплоских отражающих зеркал (например, цилиндрических, параболических, сферических). Их особенностью является фокусирующая способность, в результате чего энергия поля резонатора сосредоточивается в малых областях, ограниченных так называемыми каустическими поверхностями.

Доказано, что наибольшей добротностью и фокусирующей способностью обладают «конфокальные» резонаторы со сферическими зеркалами. У конфокальной системы центр сферы одного зеркала лежит на сфере другого, расстояние между зеркалами ($2l$) равно радиусу кривизны зеркала (r_0), а фокусы совпадают. Максимум добротности конфокального резонатора достигается при основном типе колебаний T_{00n} , который характеризуется концентрацией поля у оси резонатора и его убыванием к периферии. При этом в сечении z на расстоянии R от оси резонатора поле ослабляется в e раз

$$R = \sqrt{l\lambda_0(1+B^2)/\pi}, \quad (3.29)$$

где $B = z/l$. Минимальное значение радиуса R соответствует фокальной плоскости резонатора ($z = 0$) и равно

$$R = \sqrt{l\lambda_0/\pi}, \quad (3.30)$$

Видно, что с уменьшением расстояния между зеркалами, а следовательно, и радиуса кривизны зеркал ($r_0 = 2l$), радиус фокального пятна также уменьшается. Отмеченные свойства конфокальных резонаторов позволяют использовать их для измерения параметров диэлектрических материалов в диапазоне сантиметровых волн. В то же время, так как фокусирующие системы обеспечивают сильное взаимодействие между веществом и полем, объем исследуемых образцов может быть мал, что важно при их высокотемпературном нагреве.

Для понимания принципа измерения ϵ и $\text{tg } \delta$ диэлектриков в открытых резонаторах, так же как и для измерения в замкнутых объемах, необходимо знать структуру электромагнитного поля и способы его возбуждения. Интегральные уравнения для резонаторов со сферическими зеркалами приведены в работах. Вывод этих уравнений проводился в предположении, что все размеры резонатора велики по сравнению с длиной волны. Полученные в системе прямоугольных координат интегральные уравнения решались с помощью конечных преобразований Фурье и перехода к сфероидальным функциям.

Метод решения волнового уравнения в сфероидальных координатах разработан. Анализ этого уравнения показывает, что получить конечный результат для резонаторов со сферическими зеркалами круглой формы можно только при выполнении некоторых условий:

$$\begin{aligned} 1) \sin^2 \rho_0 \ll \text{ch } \xi_0; & \quad 2) r_0 = F \text{ch}^2 \xi_0 / \text{sh } \xi_0; \\ 3) (\gamma/8) \sin^4 \rho_0 \text{ch } \xi_0 \ll 1; & \quad 4) \gamma \geq 1; \quad 5) \sin^2 \rho_0 \ll 1, \end{aligned} \quad (3.31)$$

где $0 < \rho < \rho_0$; $0 \leq \varphi \leq 2\pi$; $\xi = \pm \xi_0$; задают поверхности сферических зеркал в сфероидальных координатах.

Условия 4 и 5 совместимы с условием 3. Условие 4 выполняется, если все характерные размеры резонатора велики по сравнению с длиной волны. Условие 5 усиливает условие 1 и сводится к тому, что при $0 < \rho < \rho_0$ ось ξ_0 составляет с осью z малые углы.

Выясним, выполняются ли условия (3.31) для резонатора сантиметрового диапазона волн. Для интересующих нас конфокальных резонаторов $2l = r_0$, откуда, учитывая соотношение (3.31), получаем, что

$$\text{ch } \xi_0 = 2 \quad \text{и} \quad \xi_0 \approx 0,88. \quad (3.32)$$

Принимая во внимание (3.32), условия (3.31) запишем в виде

$$\begin{aligned} 1) \sin^2 \rho_0 \ll 2; & \quad 2) r_0 = 2l = 2F; \\ 3) (\sqrt{2}/8) \gamma \sin^4 \rho_0 \ll 1; & \quad 4) \gamma \geq 1; \quad 5) \sin^2 \rho_0 \ll 1. \end{aligned} \quad (3.33)$$

Если в конфокальном резонаторе исследуется диэлектрический образец в форме пластины, размещенной в фокальной плоскости резонатора, то радиус фокального пятна (R_0) должен быть меньше или равен радиусу нагреваемого участка образца. Максимальный радиус зоны нагрева определяется мощностью нагревателей. При лабораторных измерениях, например, в трехсантиметровом диапазоне волн весьма трудно обеспечить высокотемпературный нагрев на участке с радиусом более $(1,5 \dots 2)\lambda_0$. Откуда по формуле (3.30) находим то максимальное расстояние между зеркалами конфокального резонатора, при котором еще обеспечивается условие $R_0 \leq 2\lambda_0$. Это расстояние $2l = r_0 = 2F \approx 80$ см. Откуда видно, что условие 4 формулы (3.32) выполняется, так как $\gamma = 2\pi F / \lambda_0 \approx 80 > 1$, а условие 3 формулы (3.32) принимает вид: $\sin^4 \rho \ll 0,07$.

Так как $a = F \text{ch } \xi \sin \rho$, $F \approx 40$ см и $\text{ch } \xi_0 = \sqrt{2}$, то, чтобы выполнить последнее условие, усиливающее условие 1, величина a должна быть гораздо меньше 30 см, т.е. раскрыв каждого зеркала ($2a$) меньше 60 см. В то же время согласно (3.29) диаметр освещенной зоны на зеркале $2R \approx 18$ см и раскрыв зер-

кала не может быть меньше этого размера. Кроме того, чтобы дифракционные потери конфокального резонатора были малы, раскрыв зеркал, согласно известным данным, должен быть по крайней мере равен или больше $(15 \dots 20)\lambda_0$, что несовместимо с условием 2 (3.33) $a \ll 60$ см.

Таким образом, конфокальный резонатор трехсантиметрового диапазона может быть высокодобротной системой, что подтверждается также экспериментом, однако воспользоваться разработанной теорией такого резонатора для исследования диэлектриков при высоких температурах в трехсантиметровых и более длинноволновых диапазонах в настоящее время не представляется возможным. Несмотря на такие трудности, открытые резонаторы все же могут быть применены для исследования диэлектриков в сантиметровом диапазоне. Для этого необходимо откалибровать резонатор с помощью диэлектрических образцов с заранее известными параметрами (ϵ и $\operatorname{tg} \delta$). Такой же прием дает возможность определять параметры исследуемых диэлектриков при высоких температурах и их изменение в процессе нагрева материала.

Что касается формы и размеров диэлектрических образцов, которые могут исследоваться с помощью открытых резонаторов, можно сказать следующее. Поскольку открытые резонаторы сантиметрового диапазона волн не удовлетворяют условиям (3.30) и для них в настоящее время не существует математического описания поля, то для исследования диэлектриков единственно приемлемым оказывается метод малых возмущений поля резонатора. Этот метод дает возможность калибровать резонатор по изменению его резонансной частоты и добротности с помощью эталонных диэлектрических образцов, свойства которых (ϵ и $\operatorname{tg} \delta$) известны. Для открытого резонатора со сферическими зеркалами условию малости возмущения поля могут удовлетворять образцы в виде шариков и тонких пластин, устанавливаемых в фокальной плоскости. Объем шариков слишком мал по сравнению с объемом открытого резонатора, так что его резонансная частота не может быть заметно изменена при внесении шарика. Это было подтверждено экспериментально. Шарик диаметром около 3 мм из материала с диэлектрической проницаемостью, равной $2,6 \dots 20$, помещались в центр резонатора. Малое изменение резонансной частоты было замечено лишь для шариков с наибольшим значением ϵ . В то же время наблюдалось значительное ухудшение добротности резонаторов даже при внесении шариков из материала с малыми потерями (фторопласт, керсил). Это вызвано не активными потерями в материале, а рассеивающим действием таких образцов и уходом энергии из резонатора. Диэлектрические пленки и тонкие пластины – наиболее подходящая форма образцов. В силу симметрии резонатора со сферическими зеркалами фазовый фронт волны в фокальной плоскости резонатора плоский. Таким образом, пленка или тонкая пластина, установленные в этой плоскости, не вызывают ухода энергии из резонатора и уменьшение добротности связано только с собственными потерями в материале образца.

Проведенные эксперименты показали перспективность измерения параметров диэлектриков в открытых резонаторах. Результаты испытаний, проведенных в трехсантиметровом диапазоне на образцах, показали, что погрешность определения ϵ материалов составляет примерно $10 \dots 15$ % и может быть существенно уменьшена при конструктивном усовершенствовании лабораторных установок.

Глава 4

Проектирование устройств СВЧ

4.1 ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА ВОЛНОВОДНЫХ ТРАКТОВ [12]

Соединения волноводов. Различают три основных вида соединения волноводов: неразъемные, разъемные для редкой и частой разборки. Соединения характеризуются следующими основными электрическими параметрами: величиной КСВН, коэффициентом электрогерметичности, дБ, $N_{\Gamma} = 10 \lg(P_0/P_{\text{изл}})$ и коэффициентом вносимых потерь $\alpha = 10 \lg(P_{\text{пот}}/P_0)$ (P_0 – мощность в месте соединения; $P_{\text{изл}}$ – мощность паразитного излучения через соединение; $P_{\text{пот}}$ – активные потери из-за несовершенства конструкции и ошибок монтажа).

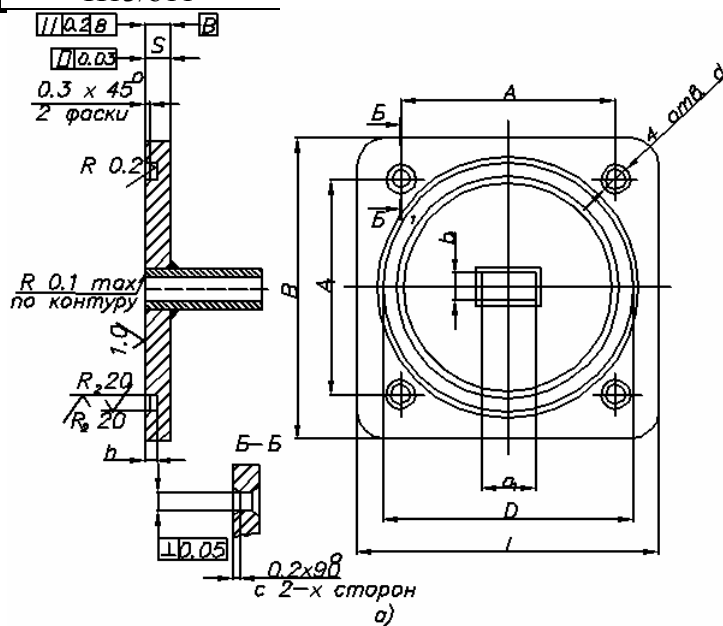
Неразъемные соединения прямоугольных волноводов с волной H_{10} при прецизионной сборке обладают КСВН $< 1,005$, $\alpha < 0,05$ дБ и $N_{\Gamma} > 120$ дБ, жесткие допуски (среднеквадратичные значения радиального сдвига осей $< 0,04$ мм и излома осей $< 2,3$ угл. мин) при сочленении секций круглых волноводов с волной H_{01} обеспечиваются точными муфтами, которые запрессовываются на концы волноводов и привариваются к специальным кольцам.

Разъемные соединения прямоугольных волноводов осуществляются при помощи фланцев двух основных типов: контактных и дроссельных.

Контактные соединения просты по конструкции, широкополосны, требуют высокой точности изготовления, обладают низкой надежностью при многократных переборках тракта; электрогерметичность и вносимые потери сильно зависят от размера зазора между фланцами. Повышение электрогерметичности достигается использованием тонких контактных прокладок из бериллиевой бронзы БрБ2Т. Конструктивные размеры контактных прокладок и контактных фланцев даны на рис. 4.1, а рекомендуемые посадки для установочных элементов в табл. 4.1. Для герметизации соединений используются прокладки из резины ИРП-1267 или резиновой смеси ИРП-1354.

4.1 РЕКОМЕНДУЕМЫЕ ПОСАДКИ ДЛЯ УСТАНОВОЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ФЛАНЦЕВЫХ СОЕДИНЕНИЙ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ВОЛНОВОДОВ ДЛЯ КОНСТРУКЦИЙ СЕРИЙНОГО ПРОИЗВОДСТВА

Виды соединений	Посадки
Штифтовые (для двух установочных штифтов)	H9/H8
Винтовые: для 2-, 4-установочных винтов для многорядного соединения	H9/b11 H13/b12 или H13/b11
Болтовые: для установочных болтов для 2-, 4-установочных болтов для многорядного соединения	H9/b11 H9/b11 H13/b12 или H13/b11



a)

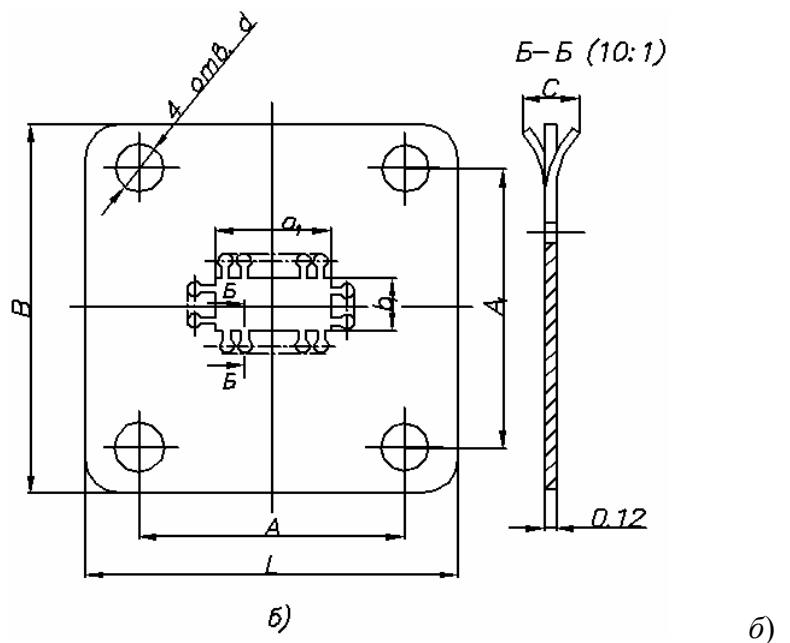


Рис. 4.1 Конструкция и размеры типовых контактных фланцевых соединений (а) и соответствующих им контактных прокладок (б)

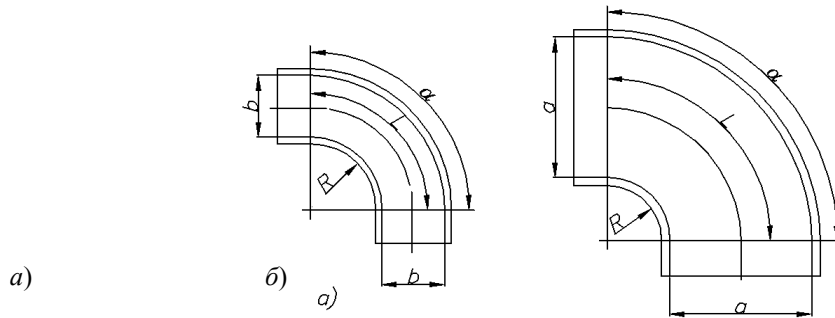


РИС. 4.2 ИЗГИБЫ ВОЛНОВОДОВ

ИЗГИБЫ И СКРУТКИ ВОЛНОВОДОВ. ИСПОЛЬЗУЮТСЯ В КАЧЕСТВЕ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ СОЕДИНИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПРИ МОНТАЖЕ ТРАКТА. ИЗГИБЫ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ВОЛНОВОДОВ ВЫПОЛНЯЮТСЯ ПО ШИРОКОЙ (*E*-ИЗГИБ) И УЗКОЙ (*H*-ИЗГИБ) СТЕНКАМ И ДЕЛЯТСЯ НА ПЛАВНЫЕ ИЛИ РАДИУСНЫЕ (РИС. 4.2) И УГОЛКОВЫЕ С ОДНИМ ПОВОРОТОМ И МНОГУСТУПЕНЧАТЫЕ. ПРИ РЕЗКОМ ИЗГИБЕ ТРАКТА ВОЗНИКАЮТ ОТРАЖЕНИЯ, ДЛЯ УМЕНЬШЕНИЯ КОТОРЫХ ИЗГИБ ВЫПОЛНЯЕТСЯ НА УЧАСТКАХ ДЛИНОЙ В НЕСКОЛЬКО ДЛИН ВОЛН В ВОЛНОВОДЕ.

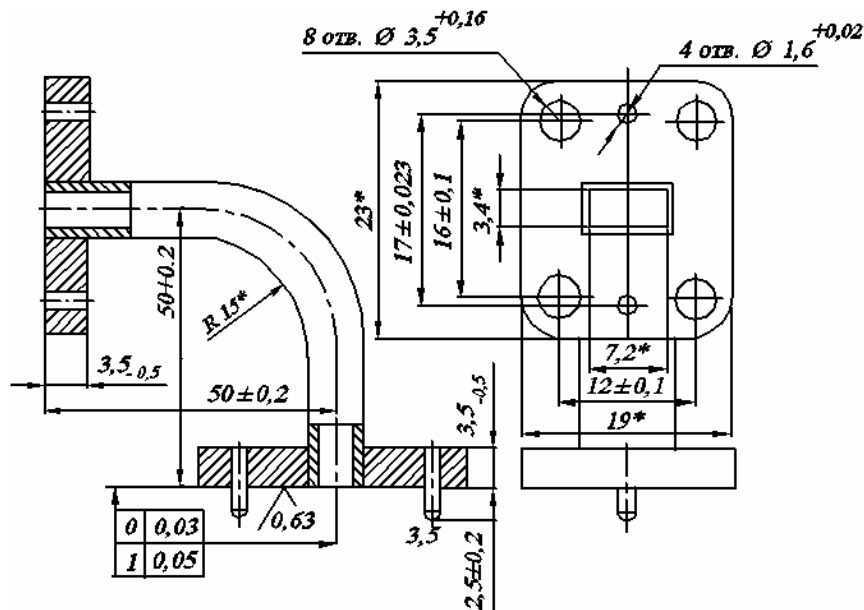
Плавные изгибы обладают минимальными отражениями при длине $L \cong 0,5n\lambda_v$ ($n = 1, 3, 5, \dots$), что обусловлено взаимной компенсацией отраженных волн от концов изгиба. Высокие значения КБВ достигаются при величине внутреннего радиуса изгиба $R > \lambda_v$. Основные размеры и параметры плавных изгибов стандартных прямоугольных волноводов в плоскостях *E* и *H* приведены в табл. 4.2. Примеры конструкций даны на рис. 4.3.

Отражения от изгибов в сильной степени зависят от тщательности изготовления и деформации стенок волновода при изгибе; по всей длине изгиба необходимо обеспечить постоянство внутренней полости волновода и высокую чистоту токонесущих поверхностей; в многократно изогнутых волноводах малого сечения рекомендуется серебрить присоединительные поверхности фланцев, внутренние поверхности покрывать лаком УР-231 или ВЛ-831.

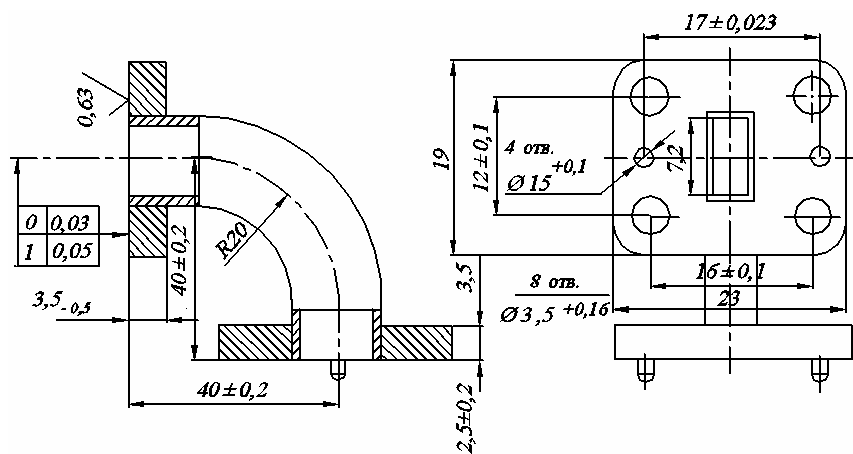
Скрученные секции предназначены для поворота плоскости поляризации волны в волноводе. Плавно скрученная секция прямоугольного волновода с волной H_{10} показана на рис. 4.4.

Длина L скрученного отрезка волновода выбирается равной $L > 2\lambda_{\text{в}}(1 + 0,25n)$ ($n = 0, 1, 2, \dots$). Для поворота плоскости поляризации H_{11} в круглом волноводе используется скрученная металлическая пластина.

Разветвления волноводов. Предназначены для деления СВЧ мощности между несколькими каналами и для подключения нескольких источников к общей нагрузке. Различают следующие типы разветвителей на прямоугольном волноводе (рис. 4.5).



a)



б)

Рис. 4.3 Конструкции плавно изогнутых секций прямоугольных волноводов сечением $7,2 \times 3,4$ мм в плоскостях E (a) и H (б)

4.2 Параметры радиусных изгибов

прямоугольных волноводов в плоскостях E и H

Номинальные размеры волновода, мм	Номинальный радиус изгиба и допустимые отклонения, мм		Номинальный (А, Б) угол изгиба и допустимые отклонения, град	КСВН в плоскости изгиба, не более	
	<i>E</i>	<i>H</i>		<i>E</i>	<i>H</i>
7,2 × 3,4	5±0,3	5±0,3	А±1 Б±0,5	1,07	1,1
	7±0,3	8±0,3		1,05	1,05
	12±0,5	12±0,5			
11 × 5,5	5±0,3	—	А±1 Б±0,5	1,1	1,1
	7±0,3	7±0,3		1,07	—
	11±0,5	12±0,5		1,05	1,05
	20±0,5	20±0,5			
23 × 10	9±0,3	—	А±1 Б±0,5	1,1	1,1
	15±0,3	15±0,3		1,07	—
	23±0,5	25±0,5		1,05	1,05
	40±0,5	40±0,5		—	—

Примечание. А соответствует значениям угла изгиба 15, 30, 45, 60, 75, 90°, Б – значениям 15, 30, 60, 75, 90, 105, 120, 135, 150, 165, 180°. Допустимые отклонения сечения в зоне изгиба +0,3 ... -0,2 мм.

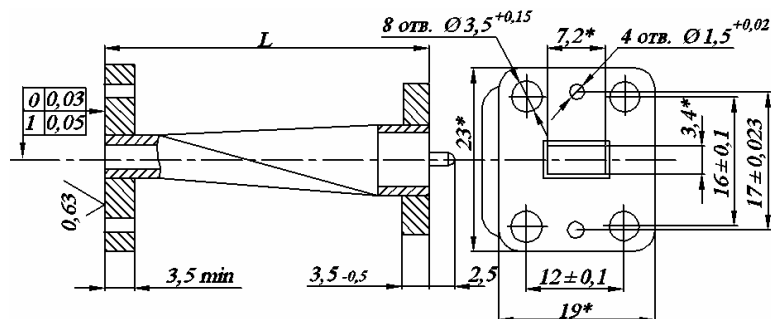


Рис. 4.4 Конструкция скрученной секции прямоугольного волновода

В простейшем Y-образном разветвителе используется металлическая пластина, перпендикулярная вектору *E* волны H_{10} (рис. 4.5, а). В *E*-тройнике плоскость разветвления совпадает с плоскостью электрических силовых линий волны H_{10} , при подаче энергии на плечо *B* она делится в противофазе между плечами *A* и *B* (рис. 4.5, б). В *H*-тройнике плоскость разветвления совпадает с плоскостью магнитных силовых линий волны H_{10} , энергия делится синфазно между плечами *A* и *B* (рис. 4.5, в). Примеры конструкций *E*- и *H*-тройников приведены на рис. 4.6.

волноводе с учетом изменения размеров поперечного сечения; $n > 5$ – целое положительное число); при одинаковых размерах узких стенок соединяемых волноводов ($b_1 = b_2$) и небольшом различии широких стенок a_1 и a_2 длина $L = 0,16(\lambda_{в1} + \lambda_{в2}) + 0,67\lambda_{в}$ ($\lambda_{вср}$ – длина волны в волноводе шириной $a_{ср} = 0,5(a_1 + a_2)$). Для простейшего ступенчатого четвертьволнового перехода (рис. 4.8) величина $b = (b_1 b_2)^{0,5}$.

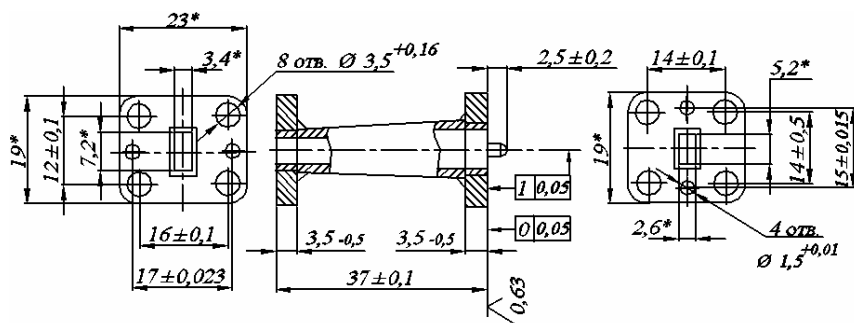


Рис. 4.7 Конструкция перехода между волноводами различных сечений

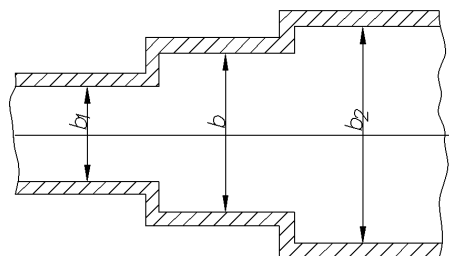


Рис. 4.8 Ступенчатый переход между прямоугольными волноводами

Для преобразования волны H_{10} в прямоугольном волноводе в волну H_{11} в круглом волноводе используются плавные и ступенчатые переходы. Длину плавного перехода следует выбирать не менее $(2 \dots 3)\lambda_{в}$, диаметр круглого волновода – больше диагонали сечения прямоугольного волновода. Пример конструкции плавного перехода дан на рис. 4.9. Ширина полосы частот определяется числом ступенек и их размерами.

Примеры конструкций переходов от прямоугольного волновода с волной H_{10} к круглому волноводу с волной E_{01} показаны на рис. 4.10.

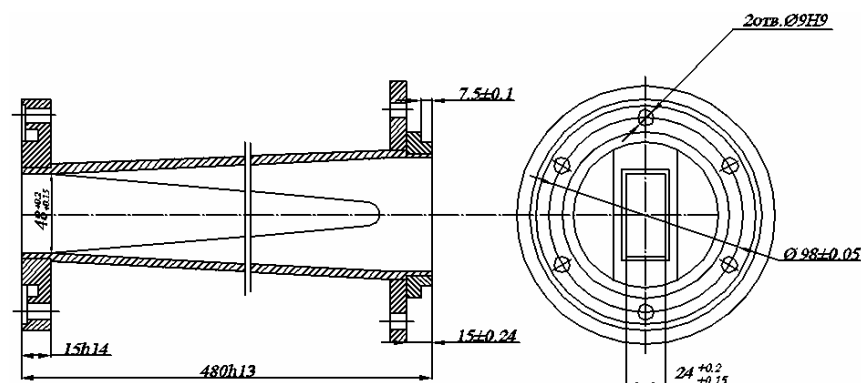


Рис. 4.9 Конструкция плавного перехода с прямоугольного волновода сечением 48×24 мм на круглый

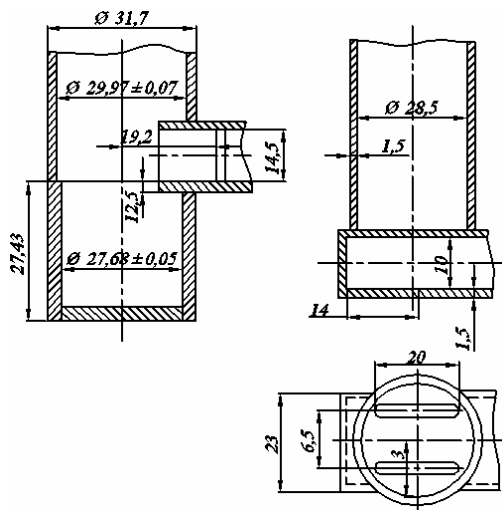


Рис. 4.10 Переходы от прямоугольного с волной H_{10}

к круглому волноводу с волной E_{01}

Для перехода от коаксиальной линии с T -волной к прямоугольному волноводу с волной H_{10} используются переходы следующих основных типов: зондовые, с поперечным стержнем, пуговичные и многоступенчатые. Зондовые переходы (рис. 4.11) обладают КСВН $< 1,1$ в полосе частот $\pm 6\% v_{cp}$, с низким значением мощности P_{max} . Переходы с поперечным стержнем имеют достаточную точность и жесткость установки внутреннего проводника, величина P_{max} в два раза выше чем у зондового перехода. Многоступенчатые коаксиально-волноводные переходы обладают наибольшей полосой пропускания; конструкция перехода с чебышевским законом изменения ступенек при КСВН $< 1,3$ в полосе соответствующих волноводов показана на рис. 4.12. Переходы такого типа требуют некоторого экспериментального подбора размеров диаметра d_2 и высоты h_2 .

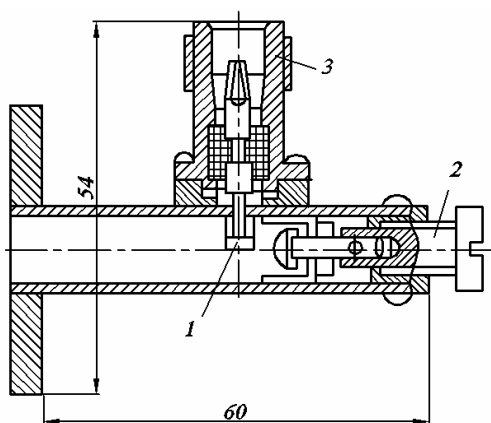


Рис. 4.11 Коаксиально-волноводный переход зондового типа:

1 – возбуждающий штырь; 2 – короткозамыкатель; 3 – коаксиальный волновод

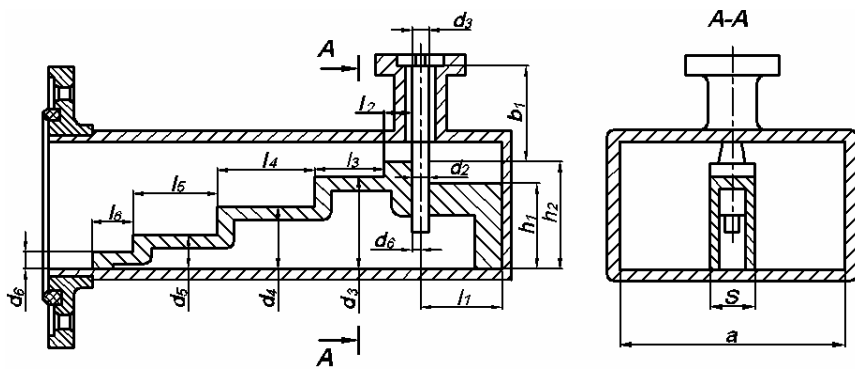


Рис. 4.12 Конструкция и размеры, мм, многоступенчатых коаксиально-волноводных переходов

4.2 ВОЛНОВОДНЫЕ СОГЛАСОВАННЫЕ ПОГЛОЩАЮЩИЕ НАГРУЗКИ

Предназначены для поглощения СВЧ энергии и обеспечивают при минимальном уровне КСВН в заданном диапазоне частот рассеяние определенного уровня мощности – от низкого (до 10 кВт) или высокого. Конструктивно выполняются в виде короткозамкнутого на одном конце отрезка волновода с расположенным внутри поглощающим элементом. Различают согласованные нагрузки с поверхностным и объемным поглощающими сопротивлениями из специального поглощающего материала, называемого ферроэпоксидом. Эти нагрузки отличаются малыми габаритами, простотой конструкции и изготовления, низким значением КСВ и широкополосностью (рис. 4.13) [2].

Основными компонентами ферроэпоксида являются карбонильное железо и эпоксидная смола, используемые в весовом соотношении 5 : 1. Он механически обрабатывается подобно пластмассам, а также может отливаться в формы сложной конфигурации. Интервал рабочих температур от -60 до $+150$ °С. Малая длина поглощающего клина при низком КСВ достигается благодаря использованию экспоненциального профиля клина в E -плоскости. Экспериментальные исследования показали, что на сантиметровых волнах при использовании стандартных сечений волноводов для получения $\rho_{\text{нар}} < 1,1$ необходимо применять клинья с двухэкспоненциальным профилем, а в волноводах пониженной высоты, у которых размер b меньше стандартного в два и более раз, а также в волноводах миллиметрового

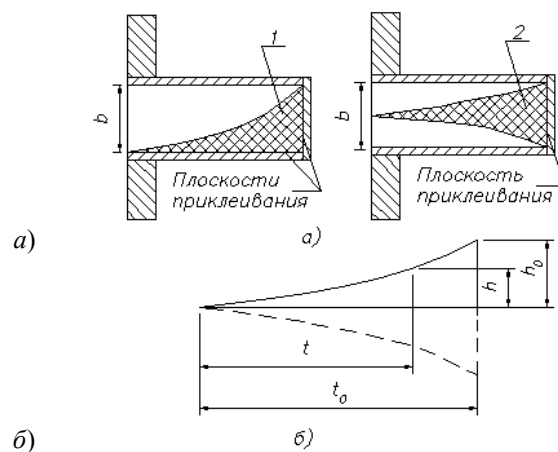


Рис. 4.13 Волноводные поглощающие клинья сантиметровых и миллиметровых волн из ферроэпоксида:

a – расположение одно- и двухэкспоненциального клина в волноводе (разрез в плоскости E); b – размеры клина, используемые при расчете экспоненциального профиля

диапазона можно ограничиться одноэкспоненциальным профилем, что технологически проще. Следует учитывать, что ферроэпоксид довольно хрупок.

Расчет экспоненциального профиля клина $h(l)$ при заданной его длине l_0 (рис. 4.13, б) производится по формуле экспоненты $h = n(e^{\gamma l} - 1)$, где n – коэффициент, а γ определяется заданными значениями l_0 и h_0 :

$$\gamma = \frac{1}{l_0} \ln \left(\frac{h_0}{n} + 1 \right).$$

Для одноэкспоненциального клина $h_0 = b$, для двухэкспоненциального $h_0 = b/2$. Коэффициент n , имеющий размерность длины, определяет величину «прогиба» экспоненты. Графический анализ влияния его величины на форму экспоненциального профиля, измерение КСВ двух клиньев одинаковых размеров, отличающихся значениями n (0,5 и 1), и соображения технологичности изготовления привели к выводу о целесообразности выбора $n = 1$. Это значение n используется на практике во всех случаях. При креплении поглощающего клина в волноводе (приклеиванием эпоксидной смолой или другим способом) необходимо следить за тем, чтобы острие одноэкспоненциального клина плотно прилегало к широкой стенке волновода, а линия острия двухэкспоненциального клина проходила через середины узких стенок волновода. При этих условиях получают минимальные КСВ.

4.3 АТТЕНЮАТОРЫ

К ослабителям мощности относятся аттенюаторы с переменным (регулируемым) и постоянным затуханием и ответвители [3].

Переменные аттенюаторы являются весьма распространенными и почти неотъемлемыми элементами СВЧУ. Их применяют для регулировки мощности гетеродина на входах смесителей, уровня сигнала в смесителе АПЧ. Все аттенюаторы, применяемые для этих целей, являются поглощающими (диссипативными) и имеют согласованные вход и выход. Из всего разнообразия аттенюаторов подобного типа наиболее компактные и малогабаритные СВЧУ удастся создать при использовании аттенюаторов так называемого ножевого типа (рис. 4.14) из нихрома, которые могут работать в коротковолновых диапазонах при $P_{\text{пр}}$ до 10 Вт.

Необходимо отметить, что конструкция аттенюатора ножевого типа, изображенная на рис. 4.14, является простейшей и используется в цепях, где нет значительных уровней мощности и не предъявляется жестких требований к стабильности $L_{\text{ат}}$.

Разновидностью аттенюаторов ножевого типа являются **переменные аттенюаторы с постоянным фазовым сдвигом** (рис. 4.15). Такие аттенюаторы используются в СВЧУ, где при регулировке затухания необходимо сохранять вносимый фазовый сдвиг неизменным.

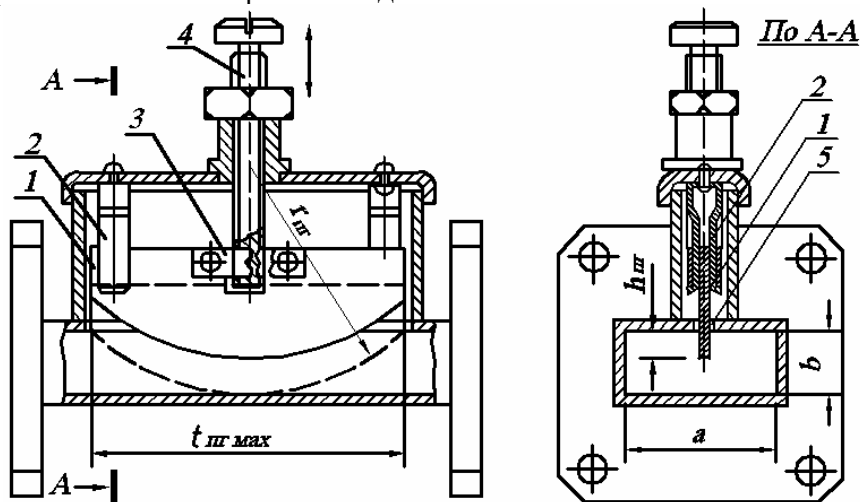


Рис. 4.14 Типичная конструкция переменного аттенюатора ножевого типа:

1 – поглощающая пластина; 2 – направляющая пружина; 3 – скобы для крепления пластины к регулировочному винту; 4, 5 – щель в волноводе

4.4 МОСТОВЫЕ СОЕДИНЕНИЯ

Мостовым соединением (или мостом) называется восьмиполосник, в котором волны в выходных плечах равны по величине и имеют постоянный фазовый сдвиг в рабочем диапазоне частот. Из-за неидеальности свойств реальных мостов мощность входного сигнала распределяется между двумя плечами не строго одинаково, а сдвиг фаз колебаний в этих плечах несколько отличается от вышеуказанного [3, 4, 12].

Неравномерность распределения мощности $\delta = P_{1\text{ВЫХ}} / P_{2\text{ВЫХ}}$ назовем разбалансом амплитуд моста, а отличие фазового сдвига колебаний от идеального $\Delta\psi = (\psi_{1\text{ВЫХ}} - \psi_{2\text{ВЫХ}}) - \psi_0$ – разбалансом фаз ($\psi_0 = \pi/2$ либо 0). Обычно δ выражают в децибелах. Наряду с разбалансами амплитуд и фаз, реальные мосты характеризуют также величиной КСВ всех плеч (ρ) и развязкой изолированного плеча $L_{\text{раз}} = 10 \lg P_{\text{ВЗ}} / P_{\text{ИЗ}}$ (дБ), где $P_{\text{ВЗ}}$ – подводимая к мосту и выходящая из изолированного плеча мощности соответственно. Эти параметры моста являются частотозависимыми, поэтому мост характеризуют максимальными значениями $\delta_{\text{макс}}$, $\Delta\psi_{\text{макс}}$, $\rho_{\text{макс}}$ и минимальной развязкой $L_{\text{раз мин}}$ в рабочей полосе частот $\Delta f_{\text{раб}}$. При точных расчетах потерь следует учитывать также потери моста $L_{\text{м}} = P_{\text{ВХ}} \cdot (P_{1\text{ВЫХ}} + P_{2\text{ВЫХ}})$, достигающие десятых долей децибела. Рассмотрим основные свойства СВЧ мостов на примере наиболее распространенных из них.

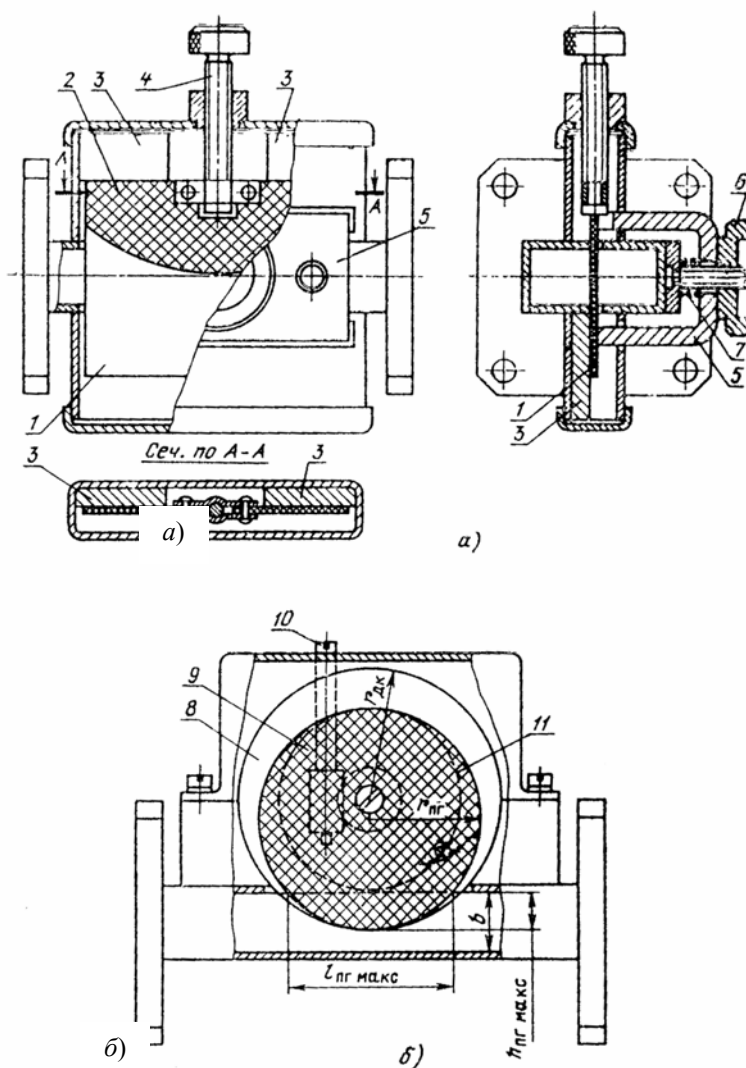


Рис. 4.15 Переменные аттенюаторы с постоянным фазовым сдвигом:

- а* – виброустойчивая конструкция; *б* – дисковая конструкция;
 1 – диэлектрическая пластина; 2 – поглощающее покрытие; 3 – опорные вкладыши;
 4 – винт регулировки затухания; 5 – прижимная скоба для прижима пластины к опорным вкладышам; 6 – гайка для контровки пластины; 7 – пружина;
 8 – диск из диэлектрика; 9 – поглощающее покрытие; 10 – ось червячной передачи для вращения диска (регулирования затухания); 11 – граничная

окружность, разделяющая рабочую и нерабочую части поглощающего слоя

Щелевые мосты (ЩМ) относятся к наиболее распространенным типам волноводных мостов и представляют собой два параллельных отрезка волновода, сложенных вместе по узкой или широкой стенке, которая является для них общей и содержит щель связи (рис. 4.16). В силу полной симметрии конструкции ЩМ его свойства одинаковы со стороны любого плеча. Различают ЩМ со связью по узкой или по широкой стенке.

ЩМ со связью по узкой стенке (далее имеем в виду только этот тип ЩМ) (рис. 4.16, 4.17) является наиболее компактным, малогабаритным, а также конструктивно и технологически наиболее простым типом моста, обладающим хорошими электрическими параметрами. Это и обусловило его широкое распространение. При подаче мощности в любое плечо, например в плечо 1 (рис. 4.16, б), она распределяется между плечами 3, 4 и не поступает в плечо 2 (смежные плечи ЩМ, как будет видно из дальнейшего, взаимно развязаны). Сдвиг фаз колебаний в плечах 3, 4 равен 90° , причем фаза в плече 3 является опережающей.

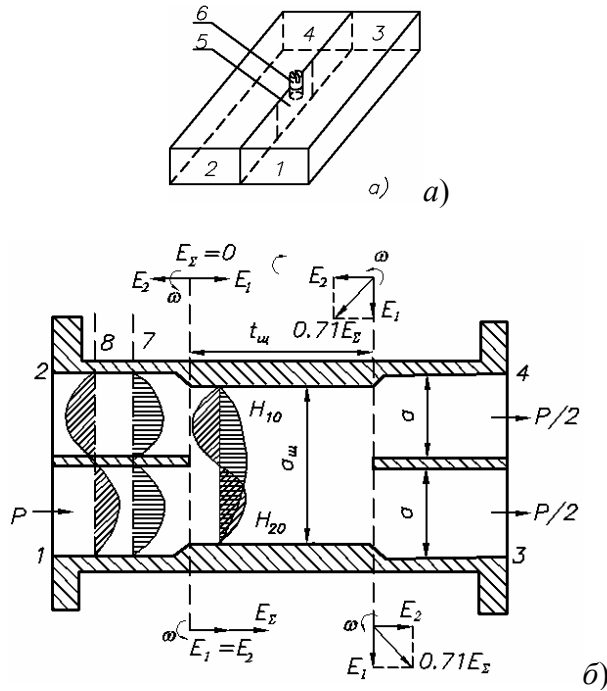
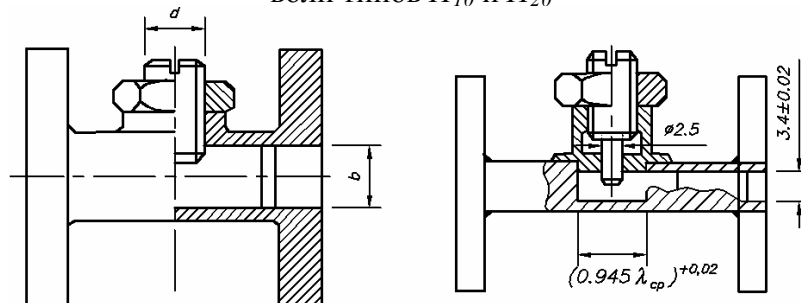


Рис. 4.16 Щелевой мост со связью по узкой стенке:

a – схематическое изображение; *б* – картина возбуждения ЩМ двумя типами волн и векторные диаграммы напряженности электрического поля E_1, E_2 этих волн в плечах 1–4 моста; 5 – щель связи; 6 – емкостный винт для настройки ЩМ;

7, 8 – распределение напряженности электрического поля в плечах 1 и 2 для синфазной и противофазной волн, соответствующее возбуждению в щели волн типов H_{10} и H_{20}



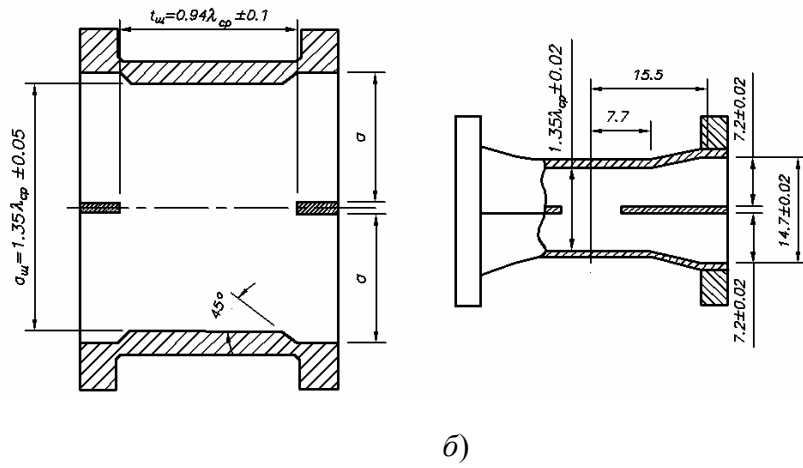


Рис. 4.17 Примеры практических конструкций щелевых мостов, спроектированных на основе соотношений $a_{щ} / \lambda_{cp} = 1,35$; $l_{щ} / a_{щ} = 0,7$:
a – ЩМ сантиметрового диапазона, имеющий в полосе частот $\Delta f / f_{cp} \geq 10 \%$ параметры $\rho \leq 1,15$, $\delta \leq \pm 0,3$ дБ, $L_{раз} \geq 20$ дБ (волноводы сечением $a \times b = 28,5 \times 12,6$; 23×10 ; 17×8 мм; диаметры винта $d = 12$, 10 и 8 мм соответственно); ***б*** – ЩМ восьмимиллиметрового диапазона, имеющий в полосе частот $\Delta f / f_{cp} \geq 8 \%$ параметры $\rho \leq 1,13$, $\delta \leq \pm 0,3$ дБ, $L_{раз} \geq 20$ дБ

Эти свойства ЩМ объясняются возбуждением и распространением в общем волноводе участка связи, представляющем собой прямоугольный волновод приблизительно удвоенной ширины по сравнению с исходным, двух типов волн H_{10} и H_{20} , которые затем вновь объединяются в плечах 3, 4 в волну H_{10} . Возникновение этих типов волн под воздействием колебаний типа H_{10} , подводимых к плечу 1, т.е. несимметрично по отношению к общему волноводу, можно рассматривать как результат наличия в плечах 1 и 2 двух гипотетических волн – синфазной и противофазной, показанных на рис. 4.16, б.

Эти волны имеют одинаковую напряженность поля: их суммарная напряженность поля равна нулю в плече 2 и величине E_2 в плече 1, что соответствует реальному случаю. Синфазная и противофазная волны возбуждают в волноводе участка связи соответственно волны H_{10} и H_{20} одинаковой амплитуды, которые распространяются с разными фазовыми скоростями и претерпевают поэтому различную фазовую задержку в конце участка связи по сравнению с фазами в его начале ($\Lambda_{10} < \Lambda_{20}$). Это положение иллюстрируется векторными диаграммами на рис. 4.16, б, из которых видно, что электрический вектор E_1 волны H_{10} (синфазной волны) в конце участка связи всегда отстает по фазе от вектора E_2 волны H_{20} (противофазной волны), причем результирующие векторы этих волн в плечах 3 и 4 отличаются по фазе на 90° независимо от длины щели $l_{щ}$ (если пренебречь влиянием отражений). Однако для того чтобы результирующие векторы были равны по величине (т.е. для равенства амплитуд колебаний в плечах 3 и 4), длина щели (с учетом отражений от концов щели и согласующих элементов внутри нее) должна быть такой, чтобы фазовый сдвиг между двумя волнами (векторами E_1 и E_2) в конце участка связи (на входе плеч 3, 4) был равен 90° .

Для реализации рассмотренных свойств ЩМ необходимо предотвратить возможность возникновения и распространения в общем волноводе участка связи других типов волн, кроме H_{10} и H_{20} . Ближайшим к ним типом волны по величине критической длины волны $\lambda_{кр}$ (а поэтому и наиболее опасной) является волна типа H_{30} , имеющая $\lambda_{кр 30} = 2a_{щ} / 3$. При $a_{щ} = 2a$ значение $\lambda_{кр 30}$ часто оказывается в рабочем диапазоне волн, что недопустимо. Чтобы этого не было, ширину общего волновода уменьшают по сравнению с удвоенной шириной волноводов плеч (выбирают $a_{щ} < 2a$ для обеспечения условия $\lambda_{кр 30} < \lambda_{раб \text{ мин}}$) и соединяют с волноводами плеч плавным или ступенчатым согласующим переходом. При уменьшении ширины $a_{щ}$ должна быть, очевидно, также уменьшена и длина щели $l_{щ}$.

Как показывает анализ, из-за влияния отражений от концов щели, которые испытывает волна H_{10} , только подбором длины $l_{щ}$ невозможно добиться малого разбаланса амплитуд δ и высокой развязки плеч $L_{раз}$ (последняя соответствует малым отражениям от щели, т.е. низкому ρ). Поэтому в плоскость щели ЩМ вводят согласующие штыри (емкостные или индуктивные), которые компенсируют отражения от щели. Расчетные значения необходимой реактивности согласующих штырей приводятся в виде графиков. Наибольшее распространение получили ЩМ с одним емкостным штырем, выполненным в

виде настроечного винта (рис. 4.16, 4.17). ЩМ с индуктивными штырями содержат обычно два штыря, расположенные вблизи концов щели и переключающие противоположные стенки общего волновода.

Двойной волноводный тройник (двойной T -мост) (рис. 4.18) образуется путем соединения в единое симметричное устройство разветвителей в плоскости E и в плоскости H (E - и H -тройников).

Рассмотрим основные свойства двойных волноводных T -мостов с учетом свойств E - и H -тройников, полагая, что все плечи нагружены на согласованные нагрузки и обеспечивают пропускание основной волны H_{10} .

Сигнал, поданный в E -плечо, делится на две равные части и противофазно проходит в плечи 1 и 3. Согласно принципу взаимности при подаче противофазных сигналов в плечи 1 и 3 вся мощность выделится в E -плече. Сигнал, поданный в H -плечо, делится на две равные части и синфазно проходит в плечи 1 и 3. Справедливо и обратное утверждение - при подаче синфазных сигналов в плечи 1 и 3 суммарный сигнал выделится в H -плече. В случае равенства волновых сопротивлений E - и H -плеч, сигнал, поданный в плечо 1, делится поровну между ними. Аналогичное свойство справедливо и для сигнала, поданного в плечо 3.

Анализируя рассмотренные свойства двойных T -мостов, можно отметить, что между E - и H -плечами так же, как и между плечами 1 и 3, существует взаимная развязка.

Существенным недостатком двойного волноводного тройника является появление волн высших типов в области разветвления и, как следствие, рассогласованность его плеч с сопротивлением подводящих линий. Поэтому для обеспечения нормальной работы T -моста необходимо его согласовать. В качестве элементов согласования используются односторонние диафрагмы, штыри и др.

Кольцевые мосты, применяемые на практике, представляют собой волноводное сочленение четырех E -тройников, боковые плечи которых соединены последовательно и образуют замкнутое кольцо в E -плоскости (рис. 4.18). Длина средней окружности волноводного кольца обычно равна $3\Lambda_{ср} / 2$, а расстояние между волноводами плеч моста (вдоль этой же окружности) одинаково и равно $\Lambda_{ср} / 4$, где $\Lambda_{ср}$ — длина волны в волноводе на $f_{ср}$. Поэтому при подаче мощности в любое плечо кольцевого моста, например 1, она будет делиться поровну между двумя ближайшими справа и слева плечами 2 и 4, а противоположное плечо 3 будет изолировано, так как в плоскости этого плеча фазы колебаний, приходящих справа и слева, всегда противоположны (разность хода $\Lambda / 2$). Очевидно также, что при

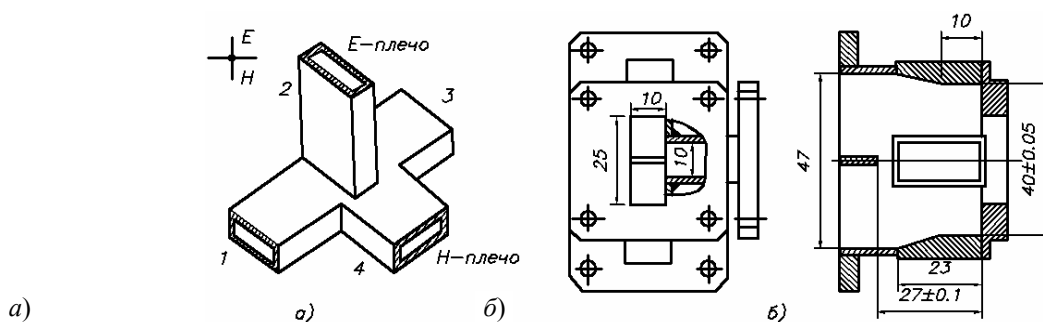


Рис. 4.18 Двойной волноводный тройник (а) и устройство, электрические размеры (б) одной из конструкций широкополосного свернутого T -моста 3-см диапазона (в полосе частот 8,5 ... 9,7 ГГц $\rho_H \leq 1,35$; $\rho_e \leq 1,5$; $\delta \leq 0,2$ дБ; $L_{раз EH} \geq 30$ дБ)

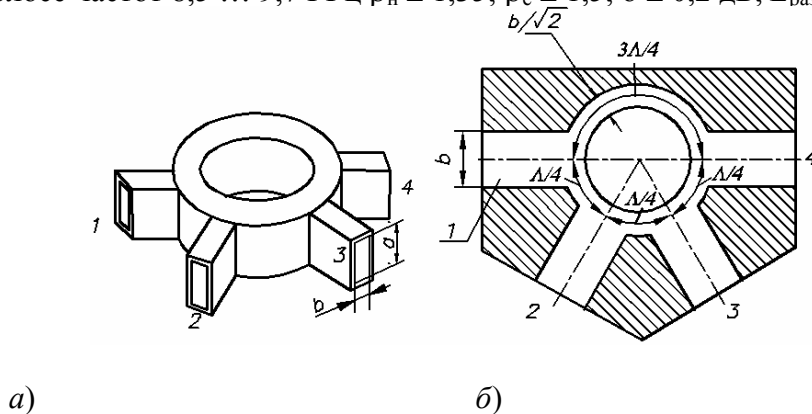


Рис. 4.19 Кольцевой мост:

a – форма волноводного сочленения;
б – электрические размеры волноводного кольца

подведении мощности к плечу 2 или 3 она будет распределяться между смежными плечами синфазно, а при ее подаче в плечо 1 или 4 – противофазно. Таким образом, кольцевой мост по своим свойствам является эквивалентом *T*-моста. Вместе с тем в первом, в отличие от последнего, разбаланс амплитуд и фаз, а также развязка плеч по принципу действия зависят от частоты сигнала.

Для обеспечения согласования со стороны всех плеч моста (при согласованных нагрузках, подключенных к ним) волновые сопротивления волноводов плеч должны быть больше волнового сопротивления кольцевого волновода в $\sqrt{2}$ раз, следовательно, во столько же раз должны отличаться размеры их узких стенок (рис. 4.19, *б*).

4.5 ФЕРРИТОВЫЕ УСТРОЙСТВА СВЧ

Благодаря своим свойствам, ферриты используются для создания широкого класса невзаимных устройств СВЧ, т.е. устройств, обладающих невзаимными потерями, невзаимным вращением плоскости поляризации, невзаимным фазовым сдвигом и т.д. Зависимость параметров ферритов от напряженности внешнего магнитного поля позволяет создавать на их основе управляемые устройства СВЧ: переключатели, модуляторы, перестраиваемые фильтры, регулируемые фазовращатели и аттенюаторы и т.д. Рассмотрим ряд волноводных устройств, содержащих ферриты [2, 3].

Ферритовые вентили. Ферритовым вентиляем принято называть волноводное устройство, величина вносимого затухания которого зависит от направления движения волны через него. Основными параметрами ферритового вентиля являются: затухание волн в прямом направлении, затухание волн в обратном направлении, полоса рабочих частот, допустимый уровень мощности кВт, тип и размеры волноводного тракта.

В волноводах прямоугольного сечения наибольшее распространение получили конструкции вентиляей, в которых используются резонансные свойства ферритов или эффект смещения поля.

Резонансный вентиль. В прямоугольном волноводе, работающем на волне H_{10} , существуют две продольные плоскости $x = \text{const}$ (рис. 4.19), параллельные узкой стенке волновода, где магнитное поле имеет круговую поляризацию. Эти плоскости находятся на расстоянии $x = \frac{a}{\pi} \arctg \frac{\lambda_B}{2a}$ от узких стенок волновода.

Направление вращения вектора H в каждом из указанных продольных сечений 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. 4.20). Если напряженность постоянного

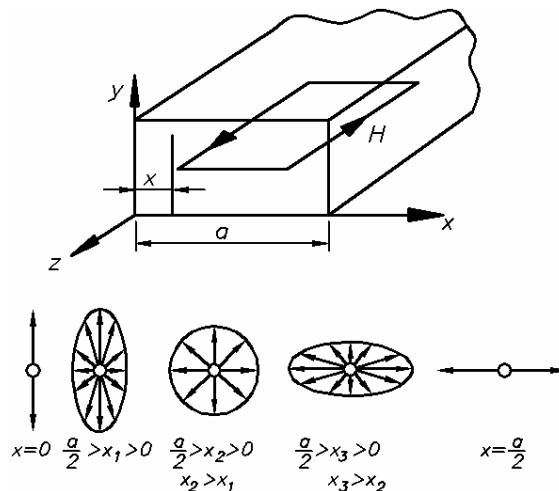


Рис. 4.19 К рассмотрению областей с круговой поляризацией магнитного поля волны H_{10} в различных сечениях прямоугольного волновода

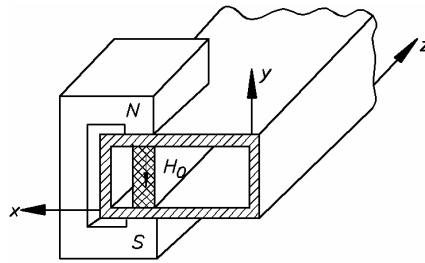


Рис. 4.20 Эскиз конструкции резонансного вентиля

магнитного поля выбрать равной или близкой к величине $H_{рез}$, то феррит поглощает мощность волны, создающей правополяризованное высокочастотное магнитное поле. Волна, распространяющаяся вдоль волновода в противоположном направлении, испытывает малое затухание. Серийно выпускаемые ферритовые вентили обеспечивают в полосе частот $10 \dots 15 \% f_0$, затухание в прямом направлении не более 0,5 дБ, затухание в обратном направлении 20 дБ и имеют $K_{ст} = 1,08 \dots 1,1$.

Вентиль на смещении поля. Для получения вентиля, основанного на эффекте смещения поля, к поверхности феррита приклеивается пленка из поглощающего материала (рис. 4.21), в которой происходит поглощение отраженной волны. В этом случае феррит работает в режиме, когда $H_0 < H_{рез}$ и действительная часть магнитной проницаемости μ_+ имеет достаточно большую величину. 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 для отраженной волны имеет большое значение. Затухание в вентиле волн обратного направления зависит от параметров поглощающего материала. Преимуществами этого вентиля по сравнению с резонансным являются меньшие значения намагничивающего постоянного магнитного поля H_0 (что уменьшает габариты и массу устройства) и более широкая полоса рабочих частот, которая достигает $20 \dots 25 \% f_0$.

Устройство (рис. 4.21) 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. 4.22), 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 значительно ниже резонансной величины $H_{рез}$.

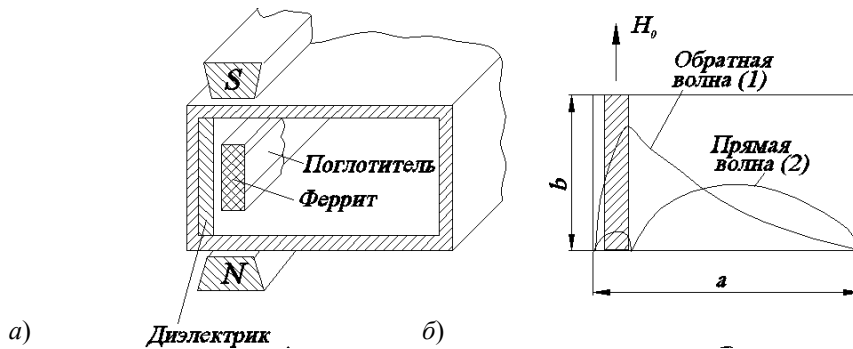


Рис. 4.21 Вентиль со смещением поля:

a – эскиз конструкции; *б* – распределение напряженности электрического поля

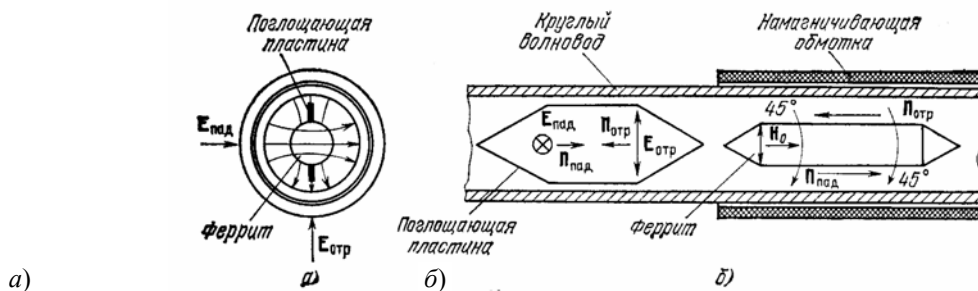


Рис. 4.22 Вентиль на эффекте Фарадея:

a – элементы конструкции; *b* – распределение электрического поля на входе вентилья

На входе вентилья расположена поглощающая пластина. Если в волноводе распространяется волна типа H_{11} с поляризацией, показанной на рис. 4.22, *a*, поглощающая пластина создает минимальные потери для волны, поступающей со стороны входа вентилья. За счет эффекта Фарадея плоскость поляризации волны на выходе вентилья поворачивается на 45° (при соответствующем подборе длины и диаметра ферритового стержня). Плоскость поляризации волны обратного направления поворачивается в ту же сторону еще на 45° . В результате электрическое поле отраженной волны оказывается параллельно 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.

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 вентилья, быстродействующие переключатели и т.д. Существует большое число различных конструкций циркуляторов: поляризационные, фазовые, Y-циркуляторы и т.д.

Y-циркуляторы. Конструкция такого циркулятора представляет собой симметричный тройник в плоскости H с намагниченным ферритовым вкладышем в его центре (рис. 4.23). Величина намагничивающего поля H_0 значительно меньше резонансной. Действие циркулятора можно объяснить следующим образом. Волна типа H_{10} , поступающая в плечо 1, дифрагирует на ферритовом цилиндрическом вкладыше и возбуждает равные по амплитуде поверхностные волны, огибающие феррит в противоположных направлениях. Взаимодействие этих поверхностных волн с намагниченным ферритом характеризуется различными значениями магнитной

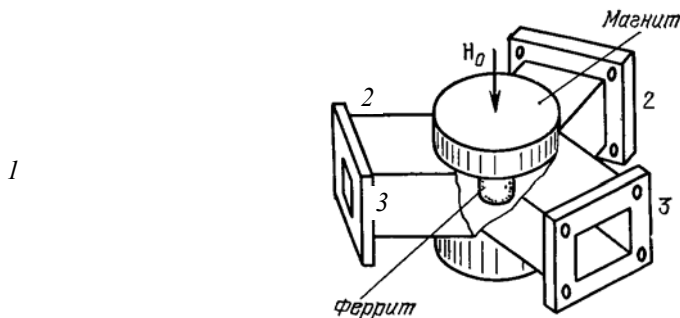


Рис. 4.23 Ферритовый Y-циркулятор

проницаемости. При этом фазовые скорости поверхностных волн оказываются различными. Подбирая диаметр ферритового цилиндра и величину намагничивающего поля H_0 , можно при сложении поверхностных волн получить пучность напряженности электрического поля в центре плеча 2, а узел напряженности электрического поля в центре плеча 3. При этом энергия из плеча 1 поступит в плечо 2 и не поступит в плечо 3. Если энергия подается со стороны плеча 2, то она передается в плечо 3 и не поступает в плечо 1. При подаче энергии в плечо 3 она передается в плечо 1 и не поступает в плечо 2. В реальных конструкциях циркуляторов имеет место просачивание мощности из плеча 1 в плечо 3 и т.д. Поэтому для характеристики циркуляторов применяются такие параметры, как развязка между плечами и прямые потери.

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 $K_{ст} \leq 1,04$.

4.6 ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ

Наиболее широкое применение в СВЧ радиоэлектронной аппаратуре находят полупроводниковые

приборы (диоды и транзисторы) в схемах детекторов, смесителей, усилителей, генераторов [2, 3].

Устройства на полупроводниковых приборах при удовлетворительных электрических параметрах отличаются весьма малыми габаритами и массой, низковольтным питанием, высокой механической прочностью, большой долговечностью и повышенной надежностью. Все это обеспечивает большую перспективу их развития и применения. Развитие полупроводниковых приборов открыло широкие возможности для успешного решения задач миниатюризации РЭА.

Эквивалентная схема СВЧ диода показана на рис. 4.24, где штриховой линией выделена полупроводниковая пластина. Отличие эквивалентных схем различных типов диодов в основном определяется характером и величинами емкости и сопротивления перехода. Емкость перехода C_i может быть постоянной или переменной, меняясь в зависимости от величины приложенных постоянных и переменных напряжений; сопротивление перехода R_i может быть положительным или отрицательным и также может меняться от величины приложенных постоянных и переменных напряжений.

Основные параметры диодов. К основным параметрам диода относятся параметры эквивалентной схемы рис. 4.24 и некоторые другие общие параметры, к которым можно отнести: чувствительность по току (отношение выпрямленного тока к подводимой мощности), выходное сопротивление (дифференциальное сопротивление в рабочем режиме), допустимую мощность, обратное напряжение и диапазон рабочих частот. Кроме этого диоды характеризуются специальными параметрами, связанными с их применением.

Конструктивное оформление СВЧ диодов предполагает сведение к минимуму паразитной емкости корпуса C_p , индуктивности выводов L_s и удобное включение в коаксиальные, волноводные и полосковые конструкции СВЧ устройств. Наиболее употребительные конструкции диодов содержат полупроводниковый элемент, заключенный в металлокерамический или металlostеклянный корпус патронного или таблеточного типов (рис. 4.25), а также бескорпусные конструкции с поверхностью полупроводника, защищенной пленкой окислов, с золочеными контактами для включения в цепь СВЧ. Бескорпусные конструкции, в основном, применяются при микроминиатюризации СВЧ устройств и имеют габаритные размеры, не превышающие $50 \times 250 \times 250$ мкм.

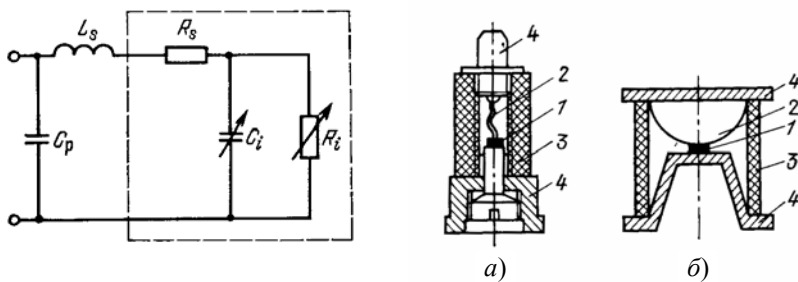


Рис. 4.24 Эквивалентная схема СВЧ диода

Рис. 4.25 Конструкции диодов:

a – патронный; *б* – таблеточный;

1 – полупроводник; 2 – пружинный контакт; 3 – керамический корпус;

4 – выводы

Диоды с барьером Шотки имеют плоский нелинейный контакт металл – полупроводник, образованный напыленным слоем металла на поверхность полупроводника. Такой контакт обладает свойствами, сходными со свойствами $p-n$ перехода. В отличие от диодов с $p-n$ переходами у диодов с барьером Шотки отсутствует время обратного восстановления и емкость накопленных зарядов, что приводит к улучшению импульсных и частотных свойств. Кроме того, вольт–амперная характеристика диода с барьером Шотки (1 на рис. 4.26) в отличие от характеристики $p-n$ перехода (2 на рис. 4.26) имеет более крутую прямую ветвь, очень малый ток при обратном включении напряжения. Диоды с барьером Шотки широко применяются в схемах переключателей, ограничителей, детекторов и смесителей.

Туннельные диоды отличаются тем, что их характеристика (рис. 4.27) имеет спадающий участок BC , на котором дифференциальное сопротивление имеет отрицательное значение. Появление спадающего участка на этой характеристике объясняется туннельным эффектом. Понятие туннельного эффекта означает способность электронов проникать (туннелировать) сквозь потенциальный барьер в

переходе и появляться с другой стороны без потерь энергии. Это достигается за счет малой толщины обедненного слоя при сильном легировании p - и n -областей. При туннельном эффекте основными носителями становятся электроны, приходящие из n -областей в валентную p -область, и наоборот. В этом случае движение электронов подчиняется обычным законам тока проводимости и обуславливает участок AB на вольт-амперной характеристике рис. 4.27. В этих диодах туннельный эффект сохраняется до небольших прямых напряжений, но с увеличением последнего туннельный ток достигает максимума (точка B) и начинает уменьшаться. Это приводит к тому, что на

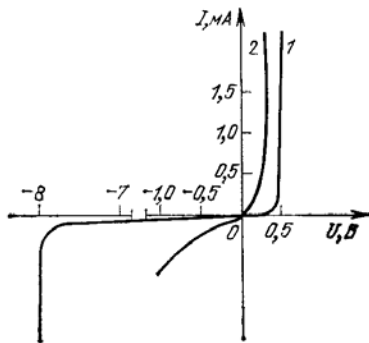


Рис. 4.26 Вольт-амперные характеристики:

1 – диода с барьером Шоттки;
2 – p - n перехода

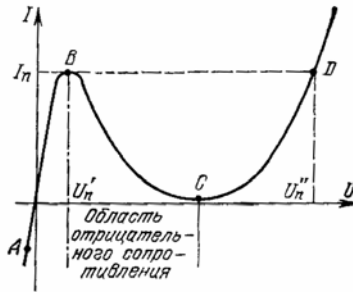


Рис. 4.27 Вольт-амперная характеристика туннельного диода

характеристике диода появляется спадающий участок BC , где диод приобретает свойства отрицательного сопротивления. При дальнейшем увеличении прямого напряжения участок BC сменяется восходящей ветвью CD , аналогичной прямой ветви обычного диода.

Туннельные диоды применяются как активные элементы в СВЧ генераторах и усилителях, а также в качестве быстродействующих переключательных элементов (время переключения менее 1 нс) в бистабильных устройствах. В зависимости от применения туннельные диоды делятся на усилительные, генераторные и переключательные. У усилительных диодов стремятся обеспечить минимальный коэффициент шума, у генераторных – большое значение тока в точке максимума вольт – амперной характеристики, а у переключательных – широкую область впадины ($U_n' - U_n''$ на рис. 4.27).

Лавинно-пролетные диоды. В отличие от туннельного диода лавинно-пролетные имеют вольт-амперную характеристику (рис. 4.28), которая похожа на характеристику обычного p - n перехода (без спадающего участка с отрицательным сопротивлением). При повышении обратного напряжения до нескольких десятков вольт происходит процесс лавинного пробоя запирающего слоя. Если не принять мер для ограничения тока, то лавинный пробой перейдет в тепловой, и в результате этого диод выйдет из строя. Допустим, что такой диод включен в цепь резонатора. Предположим, что в резонаторе из-за тепловых флуктуаций или других причин существуют установившиеся колебания $U(t)$. Если к p - n переходу кроме этого напряжения приложено постоянное напряжение начала лавинного пробоя U_{np} , то в связи с сильной зависимостью тока диода от приложенного напряжения в цепи диода возникают импульсы тока $I(t)$ (рис. 4.28). Синфазность импульсов тока с ускоряющим полупериодом переменного напряжения наблюдается на относительно низких частотах. Поскольку на

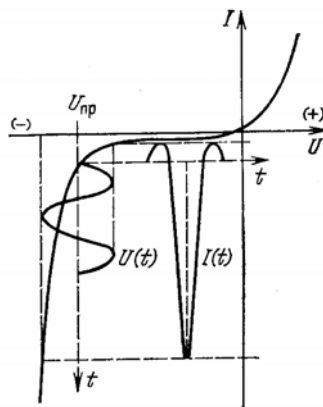


Рис. 4.28 Вольт-амперная характеристика лавинно-пролетного диода

образование лавины требуется некоторое время, то на достаточно высокой частоте импульс тока в полупроводнике отстает на четверть периода от вызвавшего его положительного (ускоряющего) полупериода переменного напряжения. За счет конечного времени пролета носителей заряда в $p-n$ переходе импульс тока отстает от приложенного напряжения еще на четверть периода. В этом случае будет наблюдаться эффект отрицательного сопротивления, поскольку образовавшийся «сгусток» свободных зарядов будет тормозиться изменившим свое направление переменным электрическим полем, отдавая в цепь резонатора часть энергии. Если потери в резонаторе окажутся достаточно малыми, то возникнут незатухающие колебания, т.е. устройство превратится в генератор. При неполной компенсации потерь возбужденные в резонаторе колебания, как в усилителе, будут увеличены по амплитуде.

При существенном отклонении от угла $\pi / 2$ усиление и генерация невозможны. А это означает, что эффект отрицательного сопротивления у таких диодов возможен только в некотором (узком) диапазоне СВЧ.

Диоды Ганна имеют однородную полупроводниковую структуру (без перехода) с невыпрямляющими контактами выводов. Вольт-амперная характеристика диода Ганна, снятая на постоянном токе, в начальной части подобна характеристике обычного резистора. На СВЧ диод Ганна обладает отрицательным сопротивлением. Появление отрицательного сопротивления на отдельных определенных частотах СВЧ диапазона обусловлено объемными эффектами, возникающими при высокой напряженности электрического поля в некоторых полупроводниковых материалах (арсенид галлия). Упомянутые эффекты были обнаружены в 1963 г. английским физиком Д. Ганном, установившим, что при приложении электрического поля, превышающего некоторое критическое значение, к произвольно ориентированным однородным образцам с двумя омическими контактами во внешней цепи возникают колебания тока. Период колебаний приближенно равнялся времени пролета электронов от катода к аноду, и для использованных Ганном образцов частота колебаний лежала в СВЧ диапазоне. Полученные впоследствии объяснения этому эффекту говорят о том, что колебания в полупроводнике и отрицательное сопротивление диода определяются возбуждением носителей высоким напряжением, которые за счет возбуждения переходят из низколежащей долины зоны проводимости, где их подвижность велика, в обычно незаполненную долину, где их подвижность мала.

Главным достоинством диода Ганна является то, что в нем, в отличие от других диодов и транзисторов, работает весь объем, а не узкая область $p-n$ перехода. Благодаря этому на базе диодов Ганна имеется возможность создания наиболее эффективных и мощных усилителей и генераторов СВЧ на твердом теле, обеспечивающих выходную мощность до нескольких киловатт в импульсе или несколько ватт в непрерывном режиме.

$P-i-n$ диоды внутри $p-n$ перехода имеют большой толщины обедненный i -слой (до 0,5 мм). Сопротивление $p-i-n$ диода почти полностью определяется проводимостью i -слоя, которая при обратном включении носит в основном емкостной характер, а при прямом – чисто активный. Емкость $p-i-n$ диода вследствие большой толщины i -слоя очень мала и не зависит от приложенного напряжения. Прямое сопротивление так же, как и у обычных диодов, обратно пропорционально прямому току. Большая толщина слоя позволяет получить высокие пробивные напряжения. $P-i-n$ диоды применяются для коммутации, стабилизации, (регулируемого ослабления, модуляции и ограничения мощности СВЧ сигналов).

Параметрический (варакторный) диод является полупроводниковым прибором, который используется как элемент цепи с переменным реактивным сопротивлением (емкостным). По своей структуре параметрические диоды разделяются на диоды с $p-n$ переходом и контактами металл – полупроводник (диоды с барьером Шотки). Наиболее перспективными являются последние. Изменение реактивного сопротивления обусловлено тем, что емкость $p-n$ перехода или барьерная емкость контакта металл – полупроводник изменяются под воздействием приложенного напряжения. Это позволяет использовать параметрические диоды для модуляции или переключения СВЧ сигналов; генерирования гармоник управляющего сигнала; усиления СВЧ колебаний; преобразования частоты одного из двух подводимых сигналов. Параметрические диоды используются в режиме обратного смещения. Малый обратный ток параметрического диода в рабочем режиме позволяет получить очень малый коэффициент шума параметрических усилителей на этих диодах.

Транзисторы. В настоящее время разработаны конструкции полевых и биполярных транзисторов,

работающих в схемах генераторов и усилителей на частотах более 40 ГГц.

На рис. 4.29 представлена эквивалентная схема транзистора. Она аналогична схеме, используемой для низкочастотных транзисторов, с той лишь разницей, что в нее дополнительно включены элементы, не оказывающие существенного влияния на работу транзистора на более низких частотах.

Элементы схемы внутри штриховой линии (рис. 4.29) относятся к полупроводнику, а вне ее – к корпусу. Индексы «э» относятся к эмиттеру, «к» – к коллектору, «б» – к базе, «i» – к внутренней части выводов и «0» – к внешней части выводов. Для получения хороших характеристик транзистора в СВЧ диапазоне необходимо сильно сократить размеры активной области транзистора (особенно базы) и одновременно максимально уменьшить паразитные емкости и индуктивности $p-n$ перехода, корпуса и выводов. Все это связано с большими технологическими трудностями, усложняющими производство транзисторов на высокие частоты и большие выходные мощности.

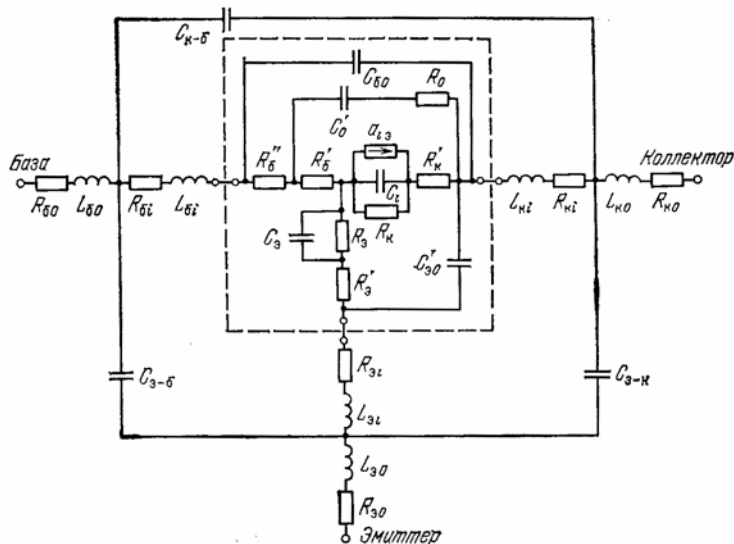


Рис. 4.29 Эквивалентная схема транзистора

4.7 УСИЛИТЕЛИ СВЧ

Наиболее распространенными из полупроводниковых приборов для усиления колебаний являются входные усилители высокой частоты. В этом случае основными электрическими требованиями являются малый коэффициент шума при достаточном коэффициенте усиления и широкий диапазон перестройки частоты [2, 4].

Регенеративные усилители на диодах. В качестве примера на рис. 4.30 и 4.31 приведены конструкции регенеративных усилителей на полупроводниковых диодах. Регенеративными усилителями называются устройства, в которых эффект усиления получается за счет введения в колебательный контур отрицательного сопротивления. Как было установлено выше, эффектом отрицательного сопротивления обладают туннельные, лавинно-пролетные диоды и диоды Ганна. Кроме этого, эффект отрицательного сопротивления может быть создан с помощью параметрического диода путем изменения его емкости под действием напряжения высокой частоты. Для устойчивой работы усилителя необходимо, чтобы отрицательное сопротивление $p-n$ перехода R_i по своей абсолютной величине было меньше общего сопротивления потерь $|R_i| < R_{пот}$. При нарушении этого условия, т.е. при $|R_i| > R_{пот}$, такой усилитель превращается в генератор. В усилителе на диоде с отрицательным сопротивлением (рис. 4.30) увеличение амплитуды колебаний получается за счет энергии источника смещения (постоянного тока).

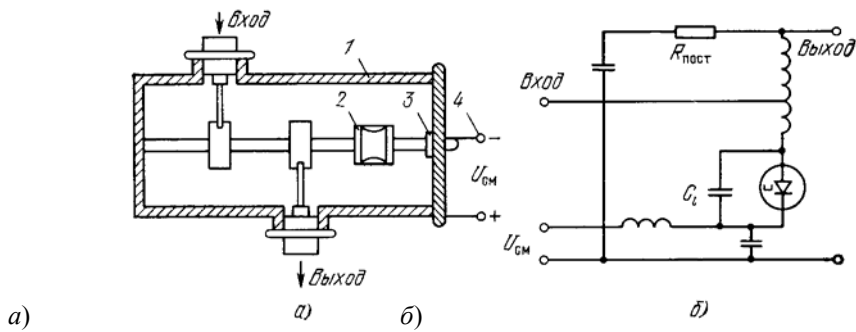


Рис. 4.30 Регенеративный усилитель на туннельном диоде:

a – конструкция: 1 – резонатор; 2 – туннельный диод; 3 – блокирующая емкость; 4 – подключение напряжения смещения; *б* – эквивалентная схема

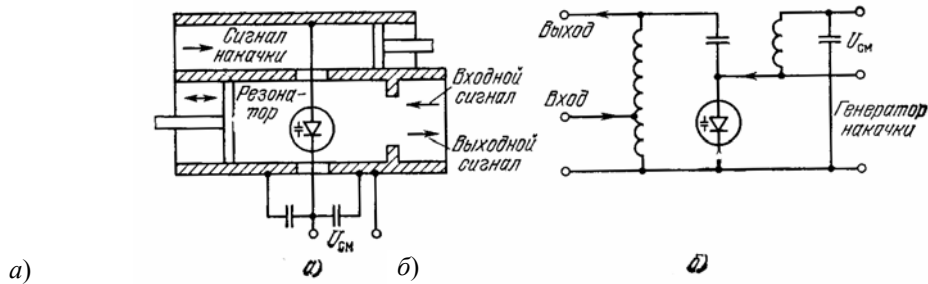


Рис. 8.31 Регенеративный усилитель на параметрическом диоде:

a – конструкция; *б* – эквивалентная схема

Усилитель рис. 4.31 представляет собой параметрический усилитель. Особенностью параметрического усилителя является наличие изменяющейся во времени реактивности, функции которой в приведенной конструкции выполняет закрытый обратным смещением параметрический диод с меняющейся емкостью перехода C_i . Поскольку в этом режиме в диоде практически отсутствует ток, обусловленный движением носителей зарядов через $p-n$ переход, то отсутствуют и шумы, вносимые в усиливаемый сигнал активным элементом. В силу этих обстоятельств параметрические усилители находятся среди самых малошумящих. Емкость параметрического диода C_i меняется с изменением подводимого к ней высокочастотного напряжения от генератора, называемого генератором накачки. Усиление сигнала происходит за счет преобразования энергии генератора накачки частотой f_n в энергию полезного выходного сигнала. При изменении емкости диода в схеме кроме электрических колебаний с частотой подводимых сигналов f_c и f_n существуют и колебания ряда комбинационных частот. На практике в качестве выходных используются сигналы с частотой усиливаемого сигнала f_c либо с суммарной комбинационной частотой $f_c + f_n$, либо с резонансной комбинационной частотой $f_c - f_n$.

Усилители с повышением частоты $f_c + f_n$ всегда устойчивы и не проявляют склонности к самовозбуждению, а также не реагируют на шумы нагрузки и могут работать без специальной развязки (циркулятора). Величина усиления такого усилителя пропорциональна отношению $(f_c + f_n) / f_c$, поэтому большое усиление возможно лишь при большом повышении частоты.

Усилители на разностной частоте $f_c - f_n$, как правило, имеют два контура. Один настраивается на частоту сигнала, а другой на разностную частоту. В зависимости от того, к какому контуру подключено сопротивление нагрузки, двухконтурный усилитель может работать на частоте сигнала f_c или на разностной частоте $f_c + f_n$.

Если усилители (рис. 4.30 и 4.31) имеют частоту выходного сигнала, равную частоте входного, то в этих случаях, как и в других подобных, когда входы и выходы непосредственно связаны (совмещены), шум, генерируемый выходной цепью, поступает в усилитель и усиливается так же, как и полезный входной сигнал. Это приводит к увеличению общего коэффициента шума усилителей.

Чтобы избежать увеличения коэффициента шума, развязывают входы и выходы усилителей с

помощью ферритовых вентиляей и циркуляторов. Схемы таких усилителей с развязками показаны на рис. 4.32.

Усилители на транзисторах. В диапазоне СВЧ так же, как и на более низких частотах, в усилителях используются три схемы включения транзистора с общим эмиттером, с общей базой и с общим коллектором. Усиление на каскад, как правило, получается малым, поэтому используются многокаскадные схемы. Выполняются усилители в гибридно-интегральных конструкциях.

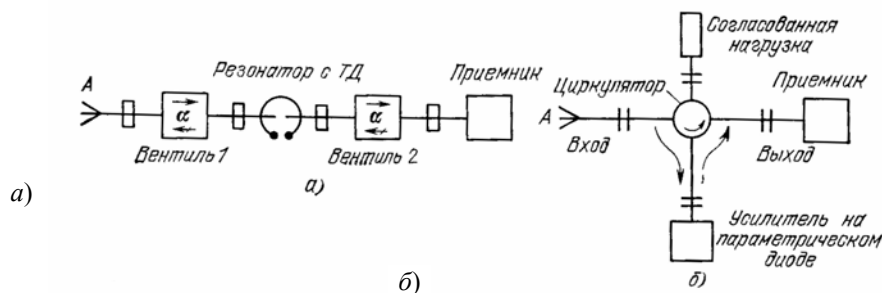


Рис. 4.32 Регенеративный усилитель на параметрическом диоде с развязкой входа и выхода:

а – с помощью вентиляей; б – с помощью циркулятора

4.3 Усредненные параметры усилителей на полупроводниковых приборах

Наименование параметра	Усилитель				
	На туннельном диоде	На лавинно-пролетном диоде	На диоде Ганна	На параметрическом диоде	На транзисторе
Диапазон рабочих частот, ГГц	0,5 ... 18	4 ... 60	3 ... 20	0,5 ... 35	0,5 ... 10
РАБОЧАЯ ПОЛОСА, %	15 ... 100	5 ... 10	15 ... 100	5 ... 15	10 ... 70
КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ, ДБ	10 ... 20	10 ... 20	5 ... 30	15 ... 40	15 ... 45
КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА, ДБ	4 ... 7	15 ... 30	7 ... 25	0,3 ... 3	2 ... 20

Важным достоинством усилителей на транзисторах является устойчивость работы, широкая полоса пропускания и возможность работы без циркуляторов и вентиляей. Напротив, регенеративные усилители при большом усилении неустойчивы, их полоса пропускания значительно уже, малый коэффициент шума реализуется только при использовании вентиляей и циркуляторов. Следует отметить, что реализация усилителей на транзисторах для частот выше 10 ГГц представляет значительные трудности, в то время как регенеративный усилитель может быть сделан практически на любую частоту. К тому же габариты циркуляторов на этих частотах невелики. Поэтому усилители на транзисторах чаще всего используются на частотах ниже 10 ГГц, а усилители на диодах с отрицательным сопротивлением – на верхних частотах дециметрового диапазона, в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн. Усредненные значения параметров современных усилителей на полупроводниковых приборах приведены в табл. 4.3.

4.8 ГЕНЕРАТОРЫ СВЧ

Генераторы на полупроводниковых приборах в настоящее время наиболее широко используются как генераторы малой мощности и в измерительной технике. Они могут быть изготовлены как на фиксированные частоты, так и с перестройкой (механической и электрической). При электрической перестройке частоты используются железо-иттриевые гранаты и параметрические (варакторные) диоды [4, 5].

Для получения генерации диод как отрицательное сопротивление включается в схему резонатора параллельно. Колебательная система генератора образуется реактивными элементами диода и элементами внешней цепи. На рис. 4.33 показан пример конструкции генератора на диоде с отрицательным сопротивлением. В такой схеме внешняя нагрузка и импульсное напряжение от источника смещения подсоединяются к диоду при помощи двух коаксиальных волноводов. Для стабилизации колебаний генератора включено дисковое сопротивление 10 Ом (1). Ступенчатый трансформатор 2 предназначен для согласования генератора с 50-омным выходом. Параметры диода 3 примерно следующие: $I_d = 20 \text{ мА}$, $|R_i| = 10 \text{ Ом}$, $C_i = 1,0 \text{ пФ}$. Главным недостатком генератора на туннельном диоде является малая выходная мощность. Наряду с вышеупомянутыми методами перестройки частоты генератор на туннельном диоде допускает перестройку частоты до 15% напряжением смещения. Генераторы на лавинно-пролетных диодах и диодах Ганна имеют подобную конструкцию, но позволяют получать значительно большие мощности.

На рис. 4.34 приведен пример конструкции генератора непрерывного генерирования на лавинно-пролетном диоде. В этой конструкции диод 4 помещен в резонатор 6; для подачи смещения на диод предусмотрен вывод 8, заблокированный СВЧ дросселем 7; частота генерации перестраивается винтом 5, меняющим резонансную частоту резонатора; энергия выводится через окно связи 2; коэффициент связи окна меняется винтом 3; согласование генератора с линией передачи осуществляется с помощью ступенчатого трансформатора 1.

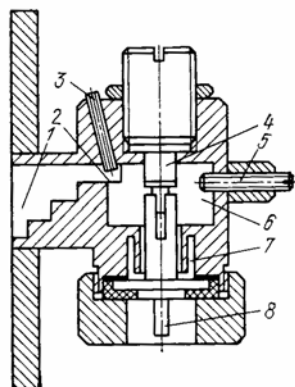
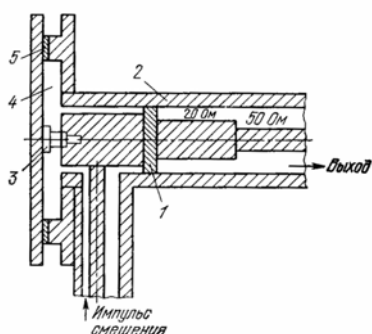


Рис. 4.33 Импульсный генератор на туннельном диоде:

- 1 – дисковое сопротивление;
- 2 – ступенчатый трансформатор;
- 3 – диод; 4 – резонатор;
- 5 – изолирующая прокладка

Рис. 4.34 Генератор на лавинно-пролетном диоде:

- 1 – ступенчатый трансформатор;
- 2 – окно связи; 3 – винт для изменения коэффициента связи; 4 – диод;
- 5 – винт для перестройки частоты генерации; 6 – резонатор;
- 7 – дроссель источника смещения;
- 8 – подключение источника смещения

ЛПД представляет собой диод, работающий при отрицательном смещении U_0 , несколько превышающем $U_{пр}$. Полупроводниковая структура диода может быть различной, в частности, она может быть $p-n$ переходом. Механизм возбуждения СВЧ колебаний в генераторе на ЛПД (ГЛПД) основывается на

том, что в определенной области частот, зависящей от структуры и размеров перехода диода, ЛПД обладает динамическим отрицательным сопротивлением, которое, в отличие от ТД, в статическом режиме (при отсутствии СВЧ поля) не проявляется. Динамическое отрицательное сопротивление создается в диоде благодаря сдвигу фаз, возникающему между напряженностью поля в переходе диода и током через него, и равному $\sim 180^\circ$. Этот ток появляется как результат ударной ионизации атомов кристалла и лавинного умножения носителей заряда в области перехода и отстает по фазе от напряженности поля из-за инерционности лавинного процесса и конечного времени пролета носителей заряда через обедненный слой.

ГЛПД представляет собой резонатор с помещенным туда диодом (рис. 4.34). Путем механической перестройки частоты резонатора можно перестраивать f_r в относительной полосе частот, лежащей в пределах от единиц до 10 % и более (для различных конструкций ГЛПД). При изменении тока диода I_0 происходит обычно незначительная электрическая перестройка f_r (крутизна от десятых долей до единиц Мгц/ма), при этом весьма существенно изменяется $P_{\text{вых}}$. Значительно более широкий диапазон электрической перестройки ($\frac{\Delta f_{\text{эл}}}{\Delta f_{\text{гср}}}$ – единицы процентов) при небольшом изменении $P_{\text{вых}}$ достигается, если используется варактор или феррит для электрической перестройки f_r .

Последние помещают в резонатор ЛПД или связанный с ним резонатор. Выходная мощность ($P_{\text{вых}}$) ГЛПД сантиметровых волн с одним диодом составляет $\sim 10 \dots 500$ мвт, а при использовании нескольких диодов в одном ГЛПД величина $P_{\text{вых}}$ существенно возрастает. На миллиметровых волнах однодиодные ГЛПД имеют $P_{\text{вых}}$ до $50 \dots 100$ мвт. Изменение температуры $t_{\text{окр}}$ влияет на значения f_r и $P_{\text{вых}}$: ТКЧ ГЛПД сантиметровых волн равен $\sim 0,1 \dots 0,5$ Мгц/град, а изменение $P_{\text{вых}}$ приблизительно равно $-(0,01 \dots 0,03)$ Дб/град. Напряжение и ток питания различных типов ГЛПД лежат в пределах $U_0 \approx 20 \dots 100$ В, $I_0 \approx 10 \dots 50$ мА.

В схему генератора на транзисторах кроме самого транзистора входит резонатор и схема положительной обратной связи. Обратная связь осуществляется как с помощью внешних цепей, так и благодаря внутренним процессам в транзисторе.

Усредненные параметры генераторов на полупроводниковых приборах приведены в табл. 4.4.

4.4 Усредненные параметры генераторов на полупроводниковых приборах

Наименование параметров	ГЕНЕРАТОР			
	На туннельном диоде	На лавинно-пролетном диоде	На диоде Ганна	На транзисторе
Диапазон частот, ГГц	0,5 ... 18	1,5 ... 70	1,3 ... 40	0,5 ... 18
Диапазон перестройки, %	15 ... 100	5 ... 20	15 ... 100	10 ... 70
Выходная мощность, Вт	0,01 ... 0,05	0,01 ... 2	0,01 ... 1	0,01 ... 5
КПД, %	–	0,5 ... 7	0,1 ... 8	–

Отражательный клистрон, электровакуумная лампа может быть использована в качестве мало-мощного генератора СВЧ. Основными элементами клистронов являются (рис. 4.35): катод с фокусирующим электродом, формирующие электронный луч; резонатор с узким СВЧ зазором (содержащий в большинстве случаев сетки), в котором происходит взаимодействие электронов луча с СВЧ полем резонатора, и электрод отражателя с отрицательным потенциалом относительно катода, заставляющий электроны луча возвращаться в зазор резонатора [2].

Принцип действия отражательного клистрона сводится к следующему. Электроны, ускоренные положительным потенциалом резонатора, влетают в СВЧ зазор, где под воздействием переменного

поля между сетками за время пролета этого расстояния происходит модуляция скорости электронов (ускорение одних и замедление других). При дальнейшем их движении между резонатором и отражателем эта модуляция скорости переходит в модуляцию плотности заряда – образуются сгустки электронов. Последние после возвращения в резонатор во время вторичного пролета СВЧ зазора при благоприятной фазе СВЧ поля (когда оно является для них тормозящим) отдают ему свою энергию. В результате происходит нарастание автоколебаний в резонаторе до определенного уровня. Благоприятный момент вторичного вхождения электронов в зазор достигается подбором напряжения отражателя, причем наибольшая мощность $P_{\text{вых макс}}$ возникает при некотором определенном напряжении $U_{\text{отр опт}}$, называемом *оптимальным*. При изменении $U_{\text{отр}}$ в обе стороны от $U_{\text{отр опт}}$ из-за изменения фазы вторичного вхождения электронов в зазор и связанного с этим изменения полной проводимости последнего происходит уменьшение $P_{\text{вых}}$, сопровождающееся изменением $f_{\text{г}}$, вплоть до прекращения генерации. Область напряжений $U_{\text{отр}}$, в которой имеется генерация, называется зоной генерации, а изменение $f_{\text{г}}$ при изменении $U_{\text{отр}}$ называется электронной настройкой частоты. При изменении $U_{\text{отр}}$ в широких пределах можно обнаружить

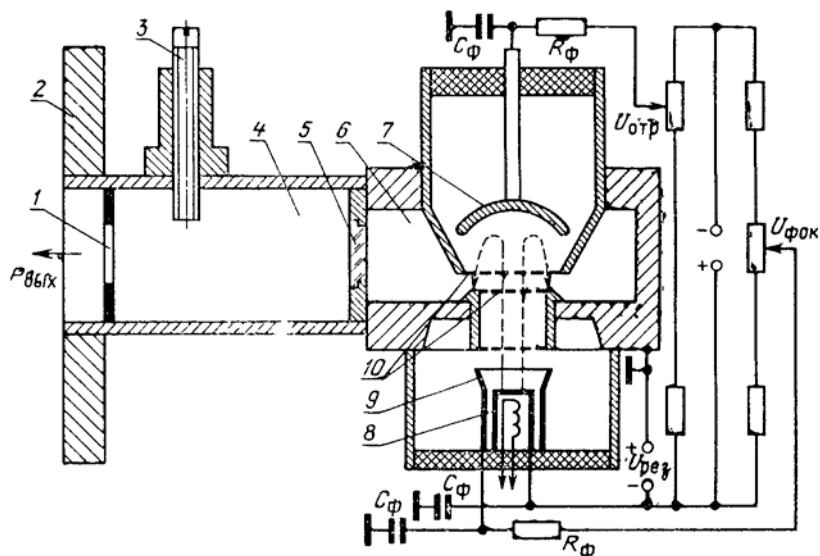


Рис. 4.35 Отражательный клистрон:

- 1 – окно связи; 2 – присоединительный фланец; 3 – винт механической перестройки частоты генерации; 4 – внешний дополнительный резонатор; 5 – герметизированное окно связи; 6 – внутренний резонатор; 7 – отражатель; 8 – катод; 9 – фокусирующий электрод; 10 – сетки резонатора; R_{ϕ} , C_{ϕ} – резисторы и конденсаторы для фильтрации напряжений «наводок», поступающих по цепям питания $U_{\text{рез}}$, $U_{\text{отр}}$, $U_{\text{фок}}$ – напряжения резонатора, отражателя и фокусирования

ряд зон генерации (зоны А и Б), причем в каждой последующей зоне, соответствующей большему напряжению $U_{\text{отр}}$, величина $P_{\text{вых макс}}$ больше, чем в предыдущей, а крутизна электронной настройки $S_{\text{эл}}$ на линейном участке кривой $f_{\text{г}}(U_{\text{отр}})$ меньше. Однако в качестве рабочих используют только одну или две зоны, причем соответствующие им $U_{\text{отр}}$ указывают в паспорте на клистрон.

Практически для работы используют не всю зону, а только ту ее часть, в пределах которой $P_{\text{вых}} \geq 0,5P_{\text{вых макс}}$, т.е. изменение $P_{\text{вых}}$ равно 3 дБ. Соответствующая этой части зоны полоса электронной настройки

$$\Delta f = 20 \dots 50 \text{ МГц. Диапазон механической перестройки частоты составляет } \pm 25 \% \text{ от средней частоты.}$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1 Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий: Справочник. В 2-х кн. / Под ред. В. В. Клюева. Кн.1. М.: Машиностроение, 1976. 396 с.
- 2 Конструирование СВЧ-устройств и экранов / А. М. Чернушенко, Н. Е. Меланченко, Л. Г. Мало-рацкий, Б. В. Петров; Под ред. А. М. Чернушенко. М.: Радио и связь, 1983. 400 с.
- 3 Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. М.: Высшая школа, 1972. Ч. I и II. 374 с.
- 4 Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ-устройств: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1987. 428 с.
- 5 Малков Н. А., Шелохвостов В. П. Микроэлектронные устройства СВЧ. Тамбов: Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2000. 124 с.
- 6 Воробьев В. А., Михайлов В. Ф., Харитонов А. А. СВЧ диэлектрики в условиях высоких темпе- ратур. М.: Сов. радио, 1977. 203 с.
- 7 Технологический неразрушающий контроль пластмасс / А. И. Потапов, В. М. Игнатов, Д. Б. Александров и др. Л.: Химия, 1979. 288 с.
- 8 Григорьев А. Д., Янкевич В. Б. Резонаторы и резонаторные замедляющие системы СВЧ. М.: Ра- дио и связь, 1984. 247 с.
- 9 Разработка и оформление конструкторской документации РЭА. М.: Радио и связь, 1989. 448 с.
- 10 Контроль влажности твердых и сыпучих материалов. М.: Энергоатомиздат, 1987. 136 с.
- 11 Елизаров А. С. Автоматизация измерений параметров линейных невзаимных СВЧ- четырехполюсников. М.: Сов. радио, 1978. 167 с.
- 12 Справочник конструктора РЭА: Компоненты, механизмы, надежность / Н. Б. Барканов, Б. Е. Бердичевский, П. Д. Верхопятницкий и др.; Под ред. Р. Г. Варламова. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
.....	
Глава 1	
МЕТОДЫ РАДИОВОЛНОВОГО КОНТРОЛЯ МА- ТЕРИАЛОВ НА СВЧ	4
.....	
.....	
1.1 Радиоволновый контроль на СВЧ	4
.....	
1.2 СВЧ дефектоскопия материалов, покрытий и изделий	19
.....	
1.3 СВЧ толщинометрия полимеров	28
.....	
1.4 Контроль структуры и состава материалов СВЧ методами	33
.....	
1.5 СВЧ влагометрия материалов	37

.....	
Глава 2	
РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПЕРВИЧНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ (ПИП)	46
2.1 Расчет прямоугольных и круглых волноводов	46
2.2 Применение анализа чувствительности при проектировании линий передач	51
2.3 Волноводные излучатели и рупорные антенны	54
2.4 Расчет и описание рабочих конструкций излучателей	63
Глава 3	МЕТОДЫ
И АППАРАТУРА ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ДИЭЛЕКТРИКОВ НА СВЧ	67
.....	
3.1 Измеряемые параметры и принцип измерения	67
3.2 Способы измерения фазовых характеристик	75
3.3 Способы измерения амплитудных характеристик	79
3.4	Волноводные методы 83
3.5	Резонаторные методы 87
3.6	Оптические методы 88
.....	
Глава 4	
ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВ СВЧ	92
.....	
4.1 Элементы и устройства волноводных трактов	92
4.2 Волноводные согласованные поглощающие нагрузки	101
4.3	Аттенюаторы 102
4.4	Мостовые соединения 103
4.5	Ферритовые устройства СВЧ 109
4.6	Полупроводниковые приборы СВЧ 113
4.7	Усилители СВЧ 119
4.8	Генераторы СВЧ 122
.....	

.....