

КОНСТРУИРОВАНИЕ ЭКРАНОВ И СВЧ-УСТРОЙСТВ

Учебник
для высших
учебных
заведений

КОНСТРУИРОВАНИЕ ЭКРАНОВ И СВЧ - УСТРОЙСТВ

Под редакцией профессора А. М. ЧЕРНУШЕНКО

*Допущено Государственным комитетом СССР
по народному образованию
в качестве учебника
для студентов вузов,
обучающихся по специальности
«Конструирование и технология
радиоэлектронных средств»*



Москва
«Радио и связь»
1990

ББК 32.85
К65
УДК 621.386.6.029.64—758.37(075)

Авторы: А. М. ЧЕРНУШЕНКО, Б. В. ПЕТРОВ, Л. Г. МАЛОРАЦКИЙ,
Н. Е. МЕЛАНЧЕНКО, А. С. БАЛЬСЕВИЧ

Рецензенты: кафедра конструирования и производства электронно-вычислительной аппаратуры МГТУ им. Н. Э. Баумана; член-корр. АН Лит. ССР Д. Ю. Эйдукас

Редакция литературы по электронике

К65 Конструирование экранов и СВЧ-устройств: Учебник для вузов / А. М. Чернушенко, Б. В. Петров, Л. Г. Малоракский и др.; Под ред. А. М. Чернушенко. — М.: Радио и связь, 1990. — 352 с.: ил.

ISBN 5-256-00697-5.

Приводятся основные сведения из теории электромагнитного поля и теории электрических СВЧ-цепей. На базе этих сведений рассматриваются физические основы, принципы действия и аналитические соотношения для расчета СВЧ-устройств и электромагнитных экранов радиоэлектронных средств. Излагаются вопросы выбора материалов, особенности технологии производства изделий СВЧ, а также особенности автоматизации проектирования СВЧ-устройств.

Для студентов вузов, обучающихся по специальности «Конструирование и производство радиоэлектронных средств», может быть полезна для инженеров и научных работников.

2304000000-055
К 046(01)-90 127-90

ББК 32.85

ISBN 5-256-00697-5

© ЧЕРНУШЕНКО А. М., ПЕТРОВ Б. В.,
МАЛОРАЦКИЙ Л. Г. И ДР., 1990

ПРЕДИСЛОВИЕ

Интенсивное развитие радиоэлектроники ставит задачу качественной подготовки специалистов для работы в этой области. Данный учебник, написанный для студентов радиотехнических факультетов вузов, преследует именно эту цель. Его содержание соответствует программе курса «Конструирование экранов и СВЧ-устройств» по специальности «Конструирование и производство радиоэлектронных средств (РЭС)». Поскольку программа курса предусматривает изучение большого количества вопросов, часто составляющих содержание отдельных курсов других радиотехнических специальностей, то из-за ограниченного объема в учебнике рассматриваются только те из них, которые способствуют пониманию физики явлений, происходящих в конструкциях экранов и СВЧ-устройств, и правильному выбору конструктивных и технологических решений.

Изложение курса базируется на теории электромагнитного поля и теории электрических СВЧ-цепей. При этом используется аппарат векторного анализа, дифференциальных уравнений, теории комплексных переменных и теории матриц. Практическая часть курса предполагает наличие у студентов знаний основ инженерной графики.

При написании книги авторы использовали учебные пособия, собственные лекции, монографии, статьи и личный опыт работы в радиоэлектронной промышленности. Материал расположен в такой последовательности, в которой, по мнению авторов, его следует излагать на лекциях.

Поскольку книга предназначена для студентов, то в список литературы включены лишь учебники и монографии, которые позволяют расширить и углубить знания по соответствующим разделам изучаемого курса.

Введение. гл. 1—3, 6, 7 и 10 написаны А. М. ЧЕРНУШЕНКО, гл. 4—5 — Н. Е. МЕЛАНЧЕНКО, гл. 8 — Л. Г. МАЛОРАЦКИЙ, гл. 9 — Б. В. ПЕТРОВЫМ, гл. 11 — А. С. БАЛЬСЕВИЧЕМ.

ВВЕДЕНИЕ

ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА КОЛЕБАНИЙ СВЧ

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

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

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

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

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

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

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

4. Малый уровень внешних активных помех, поскольку суммарное значение спектральной плотности мощности (мощности в полосе 1 Гц) всех видов этих помех уменьшается с увеличением частоты. В связи с этим минимальный уровень принимаемых сигналов в диапазоне СВЧ практически определяется сравнительно небольшими помехами, возникающими внутри самих приемных устройств и обусловленными тепловыми колебаниями во входных цепях и шумами усилительных каскадов приемников.

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

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

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

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

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

ТЕХНИКА СВЧ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ

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

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

После модулятора СВЧ-сигнал, модулированный сигналом электрофизического преобразователя (радиосигнал), поступает на усилитель мощности, проходит через фильтр, отсевающий побоч-

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

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

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

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

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

ЭКРАНИРОВАНИЕ В РЭС

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

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

Глава 1 ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ

1.1. МЕТОДЫ ОПИСАНИЯ ФИЗИЧЕСКИХ ЯВЛЕНИЙ И РАСЧЕТА СВЧ-КОНСТРУКЦИЙ

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

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

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

Вместе с тем в ряде случаев существует возможность упростить инженерные расчеты СВЧ-устройств. Она основана на аналогии между процессами передачи и накопления энергии в СВЧ-устройствах и в низкочастотных электрических цепях. Кроме того, в большинстве случаев необходимо учитывать все происходящие физические явления внутри СВЧ-устройств или в их элементах. Достаточно знать лишь ответную реакцию узла или элемента на воздействующие внешние СВЧ-колебания, т. е. внешнюю характеристику узла или элемента. Такой подход к расчету позво-

ляет отвлечься от непосредственного оперирования электромагнитными полями и использовать для расчета сложных СВЧ-устройств рассматриваемые в следующей главе уже разработанные методы теории низкочастотных цепей с сосредоточенными и распределенными параметрами, а также методы теории многополюсников (методы эквивалентных схем).

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

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

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

1.2. ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ И ЕГО ХАРАКТЕРИСТИКИ

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

$$\mathbf{F}_{\text{эм}} = q\mathbf{E} + q[\mathbf{V}, \mathbf{B}] = \mathbf{F}_e + \mathbf{F}_m. \quad (1.1)$$

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

Вторая, магнитная, сила характеризует магнитное поле и зависит от скорости движения заряда \mathbf{V} . Эта сила является векторной величиной, называемой **индукцией магнитного поля** \mathbf{B} . Магнитная индукция численно равна силе, с которой магнитное поле в вакууме действует на единичный положительный заряд,

движущийся с единичной скоростью перпендикулярно линиям вектора \mathbf{B} .

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

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

Вектор электрического смещения равен (первое материальное уравнение)

$$\mathbf{D} = \epsilon_a \mathbf{E} = \epsilon_0 \epsilon \mathbf{E}, \quad (1.2)$$

где ϵ_a — абсолютная диэлектрическая проницаемость среды; $\epsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}$ — электрическая постоянная (диэлектрическая проницаемость вакуума); ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость.

Вектор напряженности магнитного поля (второе материальное уравнение)

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

где μ_a — абсолютная магнитная проницаемость; $\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-6} \text{ Гн/м}$ — магнитная постоянная; μ — относительная магнитная проницаемость.

Вектор плотности тока проводимости (третье материальное уравнение)

$$\mathbf{J}_{\text{пр}} = \sigma \mathbf{E}, \quad (1.4)$$

где σ — объемная удельная проводимость среды.

При исследованиях часто пользуются понятием комплексной диэлектрической проницаемости среды:

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

Вещественная часть комплексной диэлектрической проницаемости ϵ_a определяет интенсивность поляризации среды, а мнимая

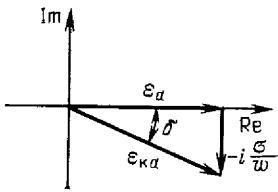


Рис. 1.1. Комплексная диэлектрическая проницаемость

с/ω характеризует потери в среде. Комплексная диэлектрическая проницаемость может быть представлена векторной диаграммой рис. 1.1.

В соответствии с этой диаграммой

$$\epsilon_{\text{ра}} = \epsilon_a (1 - i \operatorname{tg} \delta) = \frac{\epsilon_a}{\cos \delta} e^{-i \delta}, \quad (1.6)$$

где

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

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

В зависимости от характера параметров ϵ_a , μ_a и σ среды можно классифицировать следующим образом.

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

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

1.3. УРАВНЕНИЯ МАКСВЕЛЛА И ИХ ФИЗИЧЕСКИЙ СМЫСЛ

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

Так же, как и в технике низких частот, в диапазоне СВЧ при анализе гармонических процессов применяется метод комплексных амплитуд, при котором векторы поля и другие величины, из-

меняющиеся во времени по гармоническому закону, например, поле

$$\mathbf{E}(t) = E_{mx} \cos(\omega t + \varphi_x) \mathbf{1}_x + E_{my} \cos(\omega t + \varphi_y) \mathbf{1}_y + E_{mz} \cos(\omega t + \varphi_z) \mathbf{1}_z$$

заменяется комплексной амплитудой

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_m e^{i\Phi} = E_{mx} e^{i\Phi_x} \mathbf{1}_x + E_{my} e^{i\Phi_y} \mathbf{1}_y + E_{mz} e^{i\Phi_z} \mathbf{1}_z,$$

где E_{mx} , E_{my} , E_{mz} — амплитуды отдельных составляющих поля, являющиеся функциями пространственных координат x , y , z ; Φ_x , Φ_y , Φ_z — их фазы; $\mathbf{1}_x$, $\mathbf{1}_y$, $\mathbf{1}_z$ — единичные векторы, направленные вдоль осей x , y , z соответственно.

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

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

$$\oint \mathbf{H} d\mathbf{l} = I.$$

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

$$\mathbf{J}_{\text{cm}} = \partial \mathbf{D} / \partial t = \epsilon_0 \partial \mathbf{E} / \partial t + \partial \mathbf{P} / \partial t = \epsilon_a \partial \mathbf{E} / \partial t. \quad (1.8)$$

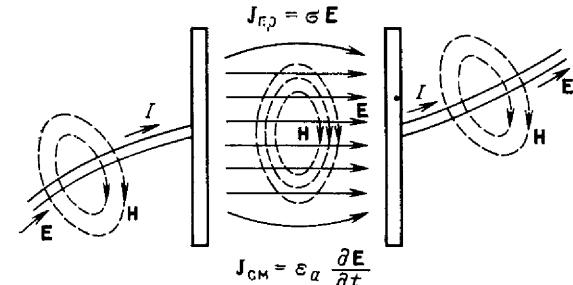


Рис. 1.2. Ток и электромагнитное поле в конденсаторе

Ток смещения состоит из двух составляющих: первая ($\epsilon_0 \partial E / \partial t$) соответствует только изменению электрического поля (ток смещения в вакууме); вторая ($\partial P / \partial t$) обусловлена движением связанных в атомах зарядов в результате их поляризации переменным током (поляризационный ток).

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

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

$$J = \epsilon_a (\partial E / \partial t) + \sigma E.$$

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

$$I = \oint_S J dS = \oint_S \left(\epsilon_a \frac{\partial E}{\partial t} + \sigma E \right) dS,$$

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

Учитывая предположения Максвелла, закон полного тока можно представить уравнением

$$\oint_l H dl = \oint_S \left(\epsilon_a \frac{\partial E}{\partial t} + \sigma E \right) dS, \quad (1.9)$$

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

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

$$\oint_l \nabla \times H dl = \oint_S \left(\epsilon_a \frac{\partial E}{\partial t} + \sigma E \right) dS.$$

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

$$\nabla \times H = \sigma E + i\omega \epsilon_a E = i\omega \epsilon_a E. \quad (1.10)$$

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

Электрическое поле и создаваемое им магнитное поле образуют правовинтовую систему (рис. 1.3).

Второе уравнение Максвелла является обобщением закона индукции Фарадея. Фарадей установил, что если через поверх-

Рис. 1.3. К первому
уравнению Максвелла

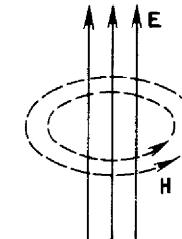
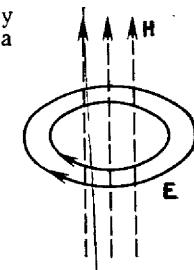


Рис. 1.4. Ко второму
уравнению Максвелла



ность S , ограниченную проводящим контуром l , проходит меняющийся во времени магнитный поток, то в замкнутом контуре l возникает электродвижущая сила индукции e , равная

$$e = -\partial \Phi / \partial t. \quad (1.11)$$

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

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

$$e = \oint_l E dl,$$

а связь магнитного потока с вектором B определить соотношением

$$\Phi = \oint_S B dS.$$

Это позволяет представить уравнение (1.11) в следующем виде:

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

которое называется *вторым уравнением Максвелла в интегральной форме*.

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

$$\nabla \times E = -i\omega \mu_a H. \quad (1.12)$$

Второе уравнение Максвелла утверждает: если в некоторой точке пространства существует переменное магнитное поле, то в окрестности этой точки возникает переменное вихревое электрическое поле. Магнитное поле и создаваемое им электрическое поле образуют левовинтовую систему (рис. 1.4).

Особо отметим, что электрическое поле может быть также потенциальным.

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

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

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

$$\oint_S \mathbf{D} d\mathbf{S} = Q.$$

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

$$\oint_S \mathbf{D} d\mathbf{S} = \int_V \rho dV$$

— третье уравнение Maxwella в интегральной форме.

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

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

Это равенство удовлетворяется при любом объеме V , что возможно при

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

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

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

— третье уравнение Maxwella для гармонических колебаний.

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

Четвертое уравнение Maxwella является обобщением закона Гаусса для магнитного поля. В интегральной форме оно совпадает

с соответствующим уравнением, выражающим закон Гаусса

$$\oint \mathbf{B} d\mathbf{S} = 0.$$

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

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

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

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

1.4. ГРАНИЧНЫЕ УСЛОВИЯ

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

Границные условия удобно формулируются для тангенциальных E_τ и H_τ и нормальных E_n и H_n составляющих электромагнитного поля. Можно показать [2], что граничные условия в комплексной форме для нормальных составляющих поля будут удовлетворены, если выполняются граничные условия для тангенциальных составляющих поля. Последние на границе раздела произвольных сред имеют вид

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

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

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

Внутри идеального проводника $E = J_{\text{пр}}/\sigma = 0$, т. е. электрическое поле внутри идеального проводника всегда равно нулю. Из второго уравнения Maxwella (1.12) следует, что при $E = 0$,

$\partial \mathbf{B} / \partial t = 0$ и $\mathbf{B} = \text{const}$, т. е. только переменное магнитное поле в проводнике равно нулю, а постоянная составляющая может быть отличной от нуля. Таким образом, переменное электромагнитное поле внутри идеального проводника равно нулю.

Граничные условия для поверхности идеального проводника имеют следующий вид:

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

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

1.5. ВОЛНОВЫЕ УРАВНЕНИЯ

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

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

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

где

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

— волновое число.

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

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

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

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

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

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

1.6. ЭНЕРГИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

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

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

$$W_{cp} = W_{e, cp} + W_{m, cp}, \quad (1.22)$$

где

$$W_{e, cp} = \frac{1}{4} \int_V \epsilon_a \mathbf{E} \mathbf{E}^* dV$$

— электрическая энергия;

$$W_{m, cp} = \frac{1}{4} \int_V \mu_a \mathbf{H} \mathbf{H}^* dV \quad (1.23)$$

— магнитная энергия.

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

$$dW_{cp} / dt = P_{n, cp} + P_{\Sigma, cp}.$$

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

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

— средняя мощность джоулевых потерь, где * обозначает комплексно-сопряженную величину;

$$P_{\Sigma, cp} = \frac{1}{S} \operatorname{Re} \mathbf{P} dS \quad (1.25)$$

— средний поток энергии, излучаемой через замкнутую поверхность S , ограничивающую объем V , где

$$\mathbf{P} = 0,5 [\mathbf{E}, \mathbf{H}]^* \quad (1.26)$$

— комплексный вектор Пойнтинга, определяющий количество энергии, протекающей в единицу времени через единичную площадку, перпендикулярную направлению потока энергии. Направление \mathbf{P} определяется направлением движения буравчика, рукоятка которого вращается от \mathbf{E} к \mathbf{H} . Вектор Пойнтинга характеризует интенсивность излучения электромагнитной энергии; средняя за период плотность мощности излучения

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

1.7. ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ В ДИЭЛЕКТРИКАХ И ПРОВОДНИКАХ

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

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

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

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} + k^2 E_x = 0. \quad (1.28)$$

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

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

Аналогично для магнитной составляющей

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

где $\gamma_1 = a + i\beta$ — коэффициент распространения.

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

$$E_x(z, t) = E_{mx} \cos(\omega t - \beta z + \phi_1);$$

$$H_y(z, t) = H_{my} \cos(\omega t - \beta z + \phi_2).$$

На рис. 1.5 приведены графики, соответствующие последним уравнениям. Эти графики представляют собой картину распределения электромагнитного поля плоской однородной волны при $t = \text{const}$ для случая, когда в среде отсутствуют потери ($a = 0$). Если в среде имеются потери ($a \neq 0$), то амплитуды волн E и H будут уменьшаться по экспоненциальному закону и между ними появится фазовый сдвиг.

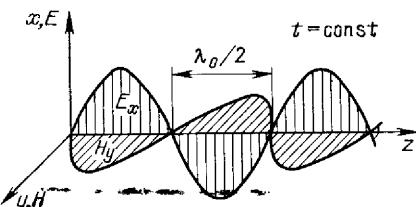


Рис. 1.5. Распределение составляющих поля вдоль оси Z в плоской однородной волне

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

$$\left. \begin{aligned} \partial H_z / \partial y + k_1 H_y &= i \omega \epsilon_{\text{ра}} E_x, \\ -k_1 H_x - \partial H_z / \partial x &= i \omega \epsilon_{\text{ра}} E_y, \\ \partial H_y / \partial x - \partial H_x / \partial y &= i \omega \mu_{\text{ра}} E_z \end{aligned} \right\} \quad (1.31)$$

— первое уравнение;

$$\left. \begin{aligned} \partial E_z / \partial y + k_1 E_y &= -i \omega \mu_{\text{ра}} H_x, \\ -k_1 E_x - \partial E_z / \partial x &= -i \omega \mu_{\text{ра}} H_y, \\ \partial E_y / \partial x - \partial E_x / \partial y &= -i \omega \mu_{\text{ра}} H_z \end{aligned} \right\} \quad (1.32)$$

— второе уравнение.

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

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

Поляризация электромагнитного поля. В принятом на рис. 1.5 расположении координатных осей вектор \mathbf{E} всегда колебается в плоскости xOz . При этом конец вектора \mathbf{E} в плоскости, перпендикулярной направлению распространения и неподвижной относительно его самого, описывает прямую линию. Волна, обладающая этими свойствами, называется *линейно поляризованной*. Плоскость xOz называется *плоскостью поляризации*.

Предположим, что волна возбуждается двумя когерентными источниками с взаимно перпендикулярными по направлению и одинаковыми по величине векторами, \mathbf{E}_z в зависимости от фазового угла ϕ между составляющими векторами будет описывать прямую при $\phi = 0$, эллипс при $\phi \neq 0$ (рис. 1.6, а) и окружность при $\phi = 90^\circ$ (рис. 1.6, б). Аналогично и волны называются с линейной, эллиптической и круговой поляризацией. В зависимости от направления вращения вектора \mathbf{E}_z различают волны с правой (вектор \mathbf{E}_z вращается по часовой стрелке) или левой (вектор \mathbf{E}_z вращается против часовой стрелки) поляризацией. В обоих случаях для определения направления вращения необходимо смотреть навстречу волне.

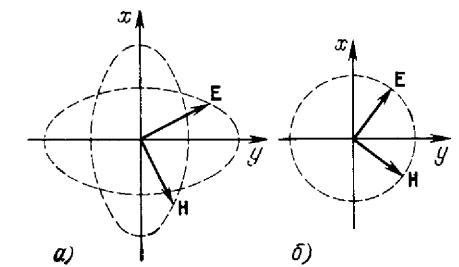


Рис. 1.6. Поляризация поля плоских однородных волн:
а — эллиптическая; б — круговая

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

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

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

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

Эти уравнения удовлетворяются при условии

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

Из (1.33) следует, что коэффициент распространения является комплексной величиной и для плоских однородных волн на заданной частоте определяется только параметрами среды ϵ_a , μ_a .

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

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

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

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

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

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

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

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

С учетом (1.35) можно записать

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

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

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

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

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

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

$$E_1 = E_m e^{i\omega_1 t - \gamma_1' z}; \quad E_2 = E_m e^{i\omega_2 t - \gamma_2'' z}.$$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

7. **Характерическое сопротивление волны** — это отношение поперечной составляющей напряженности электрического поля к поперечной составляющей напряженности магнитного поля бегущей волны.

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

$$H_y = \frac{\gamma_1}{\omega_a} E_x = \sqrt{\frac{\epsilon_a}{\mu_a}} E_x.$$

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

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

имеет размерность сопротивления.

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

диэлектрики с большими потерями являются диспергирующими средами;

все основные характеристики волны в этих диэлектриках зависят от частоты;

коэффициент затухания имеет большое значение и его необходимо учитывать во всех практических расчетах;

характеристическое сопротивление имеет комплексный характер, при этом вектор \mathbf{H} опаздывает по фазе относительно вектора \mathbf{E} на угол $\delta/2$.

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

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

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

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

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

где β_0 — коэффициент фазы в вакууме; $Z_{c0}=377$ Ом — характеристическое сопротивление плоской волны в вакууме; $c=1/\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}=3 \cdot 10^8$ м/с — скорость плоской волны (света) в вакууме; λ_0 — длина волны в вакууме.

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

отсутствие затухания;

независимость скорости распространения от частоты (нет дисперсии);

равенство скоростей распространения волны и света;

независимость характеристического сопротивления от частоты; отсутствие временного фазового сдвига между составляющими поля E_x, H_y .

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

$$\alpha_e = 27,3 \sqrt{\epsilon} \operatorname{tg} \delta / \lambda_0. \quad (1.48)$$

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

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

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

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

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

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

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

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

в вакууме:

$$Z_{c0} = 377 \text{ Ом}$$

$$\alpha_0 = 0$$

$$\beta_0 = 21 \text{ рад/м}$$

$$\lambda_0 = 0,3 \text{ м}$$

$$v_\phi = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}$$

в металле (меди):

$$Z_c = 1,16 \cdot 10^{-2} \text{ Ом}$$

$$\alpha = 4,75 \cdot 10^5 \text{ Нп/м}$$

$$\beta = 4,75 \cdot 10^5 \text{ рад/м}$$

$$\lambda = 1,32 \cdot 10^{-5} \text{ м}$$

$$v_\phi = 1,32 \cdot 10^4 \text{ м/с}$$

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

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

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

амплитуды волны вдоль направления распространения быстро уменьшаются.

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

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

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

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

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

1.8. ПОВЕРХНОСТНЫЙ ЭФФЕКТ

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

1) поверхностное сопротивление металла Z_s равно его характеристическому сопротивлению Z_c , т. е.

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

2) активная составляющая поверхностного сопротивления R_s равна реактивной составляющей X_s ;

3) активная составляющая поверхностного сопротивления

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

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

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

5) поверхностное сопротивление R_s увеличивается, а внутренняя индуктивность

$$L_i = \frac{X_s}{\omega} = \frac{1}{\omega \sigma \delta_c} \quad (1.57)$$

уменьшается с увеличением частоты;

6) на поверхности реального проводника существует не равная нулю касательная составляющая электрического поля

$$E_\tau = Z_{c2} H_\tau = Z_{c2} 2 H_{\text{пад}}. \quad (1.58)$$

Соотношение (1.58) принято называть условием Леонтьевича—Шукина.

1.9. ВОЛНЫ НА ПОВЕРХНОСТИ РАЗДЕЛА ДВУХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СРЕД

Нормальное падение волны. Рассмотрим случай, когда волна переходит из диэлектрической среды с параметрами ϵ_{a1} , μ_{a1} , $\sigma_1 = 0$ (1 на рис. 1.7) в диэлектрическую среду с параметрами ϵ_{a2} , μ_{a2} , $\sigma_2 = 0$ (2 на рис. 1.7). При переходе волн из одной среды в другую можно, естественно, предполагать существование трех типов волн: падающей $\Pi_{\text{пад}}$, отраженной $\Pi_{\text{отр}}$ и преломленной $\Pi_{\text{пр}}$.

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

$$\Gamma_k = E_{\text{отр}}/E_{\text{пад}}, \quad (1.59)$$

а комплексную амплитуду преломленной волны через комплексный коэффициент преломления

$$T_k = E_{\text{пр}}/E_{\text{пад}}. \quad (1.60)$$

Для определения Γ_k и T_k пользуются условиями (1.15).

Необходимые при этих расчетах значения тангенциальных составляющих на границах раздела определяются соотношениями

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

$$H_{1\tau} = H_{\text{пад}} - H_{\text{отр}}; \quad H_{2\tau} = H_{\text{пр}}.$$

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

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

или

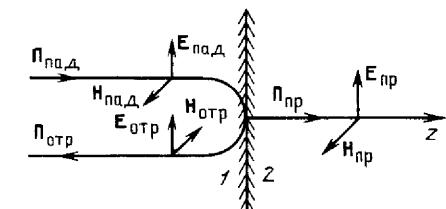
$$E_{\text{пад}} + \Gamma_k E_{\text{пад}} = T_k E_{\text{пр}};$$

$$H_{1\tau} = H_{2\tau}, \quad H_{\text{пад}} - H_{\text{отр}} = H_{\text{пр}};$$

или

$$\frac{E_{\text{пад}}}{Z_{c1}} - \Gamma_k \frac{E_{\text{пад}}}{Z_{c1}} = T_k \frac{E_{\text{пад}}}{Z_{c2}}.$$

Рис. 1.7 Нормальное падение волны на границу раздела двух сред



Используя эти уравнения, определим

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

Как следует из этих соотношений, величины Γ_k и T_k определяются параметрами граничащих сред.

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

Здесь важно отметить два крайних случая:

1. **Падение волны с перпендикулярной поляризацией** (рис. 1.8, а, вектор $E_{\text{пад}}$ перпендикулярен плоскости падения). В этом случае изменяются значения тангенциальных магнитных составляющих поля, которые станут равными, $H_{1\tau} = H_{\text{пад}} \cos \varphi - H_{\text{отр}} \cos \varphi$ и $H_{2\tau} = H_{\text{пр}} \cos \psi$. Учитывая эти зависимости, получим

$$\begin{aligned}\Gamma_k &= \frac{Z_{c2} \cos \varphi - Z_{c1} \cos \psi}{Z_{c2} \cos \varphi + Z_{c1} \cos \psi}; \\ T_k &= \frac{2Z_{c2} \cos \psi}{(Z_{c2} \cos \varphi + Z_{c1} \cos \psi)}.\end{aligned}\quad (1.62)$$

2. **Падение волны с параллельной поляризацией** (рис. 1.8, б, вектор $E_{\text{пад}}$ параллелен плоскости падения). В этом случае изменяются значения тангенциальных электрических составляющих поля, которые станут равными $E_{1\tau} = E_{\text{пад}} \cos \varphi + E_{\text{отр}} \cos \varphi$ и $E_{2\tau} = E_{\text{пр}} \cos \psi$. При этих условиях

$$\begin{aligned}\Gamma_k &= \frac{Z_{c1} \cos \varphi - Z_{c2} \cos \psi}{Z_{c1} \cos \varphi + Z_{c2} \cos \psi}; \\ T_k &= \frac{2Z_{c1} \cos \varphi}{Z_{c1} \cos \varphi + Z_{c2} \cos \psi}.\end{aligned}\quad (1.63)$$

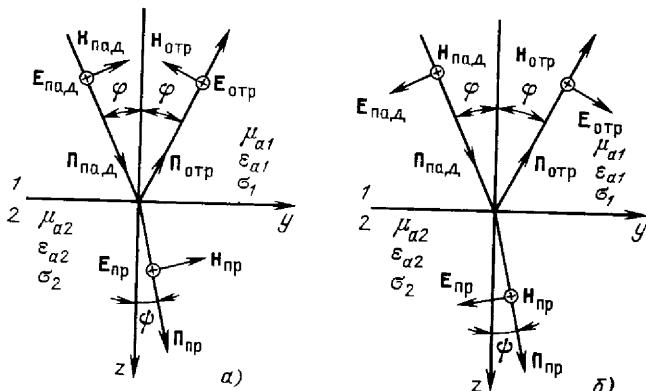


Рис. 1.8. Падение волны на границу раздела под произвольным углом:
а — перпендикулярная поляризация; б — параллельная поляризация

Для рассмотренных случаев справедливы законы геометрической оптики. Сформулируем их:

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

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

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

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

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

$$\Phi_B = \arctg \sqrt{\epsilon_2 / \epsilon_1}, \quad (1.65)$$

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

- b) если волна приходит из оптически более плотной среды в оптически менее плотную $n_1 > n_2$, то согласно (1.62) — (1.64) при угле падения, больше чем $\Phi_{\text{по}} = \arcsin(n_2 / n_1)$, она полностью отражается от поверхности раздела этих сред ($T_k = 0$, $\Phi_{\text{по}} = 90^\circ$).

1.10. ВОЛНЫ НА ПОВЕРХНОСТИ РАЗДЕЛА ДИЭЛЕКТРИК — ПРОВОДНИК

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

Характеристическое сопротивление идеально проводящей поверхности равно нулю. Поэтому при падении плоской волны из диэлектрика на идеально проводящую поверхность надо принять $Z_{c2} = 0$. Тогда коэффициент отражения для волн с нормальным падением и для волн, падающих под углом с перпендикулярной поляризацией, будет равен минус единице, а для волн, падающих под углом, но с параллельной поляризацией — плюс единице [см. формулы (1.61) — (1.63)].

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

Если плоская электромагнитная волна падает из воздуха под углом ϕ на плоскую металлическую поверхность с большой, но конечной проводимостью, то из (1.64) следует, что при $\mu_{a1} = \mu_{a2}$ показатель преломления $n = \sqrt{\epsilon_{a2}/\epsilon_0} = \sqrt{\sigma_2/\omega_0} \gg 1$, а угол преломления ϕ будет очень малым. Другими словами, при любом угле падения волна входит внутрь металла почти по нормали к поверхности.

1.11. НАПРАВЛЯЕМЫЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ВОЛНЫ

Направляемые волны имеют место в линиях передачи. Знание их свойств позволяет выявить основные характеристики устройств, конструктируемых на базе их отрезков.

Свойства направляемых волн определяются их структурой и свойствами среды, в которой они распространяются. Структура электромагнитного поля обычно находится следующим образом. Вначале решается волновое уравнение Гельмгольца для одной из продольных составляющих электромагнитного поля. Затем, используя уравнения Максвелла, через продольные составляющие выражают поперечные составляющие [2].

Примем декартову систему координат и предположим, что волны распространяются вдоль положительного направления оси z . При принятом условии в решение волнового уравнения (1.20) для продольной координаты будет входить множитель $e^{-\gamma_1 z}$, т. е.

$$E_z(x, y, z) = E_z(x, y) e^{-\gamma_1 z},$$

где γ_1 — продольный коэффициент распространения, называемый в дальнейшем *коэффициентом распространения*.

Воспользуемся этой зависимостью и перепишем волновое уравнение (1.20) в следующем виде:

$$\begin{aligned} \partial^2 E_z / \partial x^2 + \partial^2 E_z / \partial y^2 + (\gamma_1^2 + k^2) E_z &= \\ = \partial^2 E_z / \partial x^2 + \partial^2 E_z / \partial y^2 + \gamma_2^2 E_z &= 0, \end{aligned} \quad (1.66)$$

где

$$\gamma_2^2 = \gamma_1^2 + k^2 \quad (1.67)$$

— поперечный коэффициент распространения.

Решая волновое уравнение (1.66) методом разделения переменных [2], получаем

$$\begin{aligned} E_z(x, y, z) &= [E_1 \sin(\gamma_{2x} x) + E_2 \cos(\gamma_{2x} x)] \times \\ &\times [E_3 \sin(\gamma_{2y} y) + E_4 \cos(\gamma_{2y} y)] e^{-\gamma_1 z}. \end{aligned} \quad (1.68)$$

Аналогичное решение можно получить для составляющей H_z :

$$\begin{aligned} H_z(x, y, z) &= [H_1 \sin(\gamma_{2x} x) + H_2 \cos(\gamma_{2x} x)] \times \\ &\times [H_3 \sin(\gamma_{2y} y) + H_4 \cos(\gamma_{2y} y)] e^{-\gamma_1 z}, \end{aligned} \quad (1.69)$$

где

$$\gamma_{2x}^2 + \gamma_{2y}^2 = \gamma_2^2 \text{ или } \gamma_2 = \sqrt{\gamma_{2x}^2 + \gamma_{2y}^2}, \quad (1.70)$$

$E_1, E_2, E_3, E_4, H_1, H_2, H_3, H_4$ — постоянные, определяемые из граничных и начальных условий.

Из решения волновых уравнений видно, что продольная составляющая электромагнитного поля в плоскости поперечного сечения изменяется по синусам и косинусам. Постоянные γ_{2x} и γ_{2y} определяют период изменения (вариации) поля в плоскости поперечного сечения и называются *поперечными волновыми числами*. Каждой паре этих чисел соответствует своя структура поля направленных волн (свой тип волны).

Используя уравнения (1.31) и (1.32), определяем зависимость поперечных составляющих E_x, E_y, H_x, H_y от координат через продольные составляющие E_z, H_z :

$$E_x = (-i/\gamma_2^2) (\omega \mu_a \partial H_z / \partial y + \gamma_1 \partial E_z / \partial x); \quad (1.71)$$

$$E_y = (i/\gamma_2^2) (\omega \mu_a \partial H_z / \partial x - \gamma_1 \partial E_z / \partial y); \quad (1.72)$$

$$H_x = (i/\gamma_2^2) (\omega \epsilon_a \partial E_z / \partial y - \gamma_1 \partial H_z / \partial x); \quad (1.73)$$

$$H_y = (-i/\gamma_2^2) (\omega \epsilon_a \partial E_z / \partial x + \gamma_1 \partial H_z / \partial y). \quad (1.74)$$

Многообразие конструкций линии передачи и большое количество возможных значений γ_2 говорят о наличии множества типов волн электромагнитного поля в линиях передачи. Это многообразие типов волн в реальных линиях передачи можно разделить на четыре основные типа: поперечные электромагнитные Т-волны, электрические Н-волны, магнитные Н-волны и гибридные (смешанные) НЕ-волны.

Т-вольной называется электромагнитная волна, векторы напряженности электрического и магнитного полей которой лежат в плоскости, перпендикулярной направлению распространения ($E_z = 0; H_z = 0$).

Е-вольной называется электромагнитная волна, вектор напряженности электрического поля которой имеет поперечную и продольную составляющие, а вектор напряженности магнитного поля лежит в плоскости, перпендикулярной направлению распространения ($H_z = 0$).

Н-вольной называется электромагнитная волна, вектор напряженности магнитного поля которой имеет поперечную и продольную составляющие, а вектор напряженности электрического поля лежит в плоскости, перпендикулярной направлению распространения ($E_z = 0$).

НЕ-вольной называется электромагнитная волна, векторы электрического и магнитного полей которой имеют отличные от нуля поперечные и продольные составляющие. Эти волны могут рассматриваться как суперпозиция Е- и Н-волн.

Заметим, что приведенные здесь соотношения, выведенные для линий без потерь, справедливы для реальных линий, имеющих небольшие потери.

Рассмотрим основные характеристики различных типов направляемых волн без учета влияния направляющих устройств. Это влияние будет учтено при рассмотрении конкретных конструкций с направляемыми волнами.

1.12. ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОПЕРЕЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

Для Т-волны характерно $E_z = H_z = 0$. В соответствии с (1.71) и (1.74)

$$\gamma^2 E_x = \gamma^2 E_y = \gamma^2 H_x = \gamma^2 H_y = 0.$$

Поскольку волны существуют и поля не равны нулю, то, очевидно,

$$\gamma_1^2 = \gamma_1^2 + k^2 = 0, \text{ т.е. } \gamma_1 = ik = i\omega \sqrt{\epsilon_a \mu_a}. \quad (1.75)$$

Таким образом, коэффициент распространения Т-волны γ_1 также, как и коэффициент распространения плоской однородной волны, равен волновому числу k . Следовательно, все характеристики электромагнитного поля этих волн будут определяться теми же соотношениями, что и соответствующие характеристики плоских однородных волн (см. § 1.7). В табл. 1.1 приведены формулы для расчета основных характеристик Т-волн для наиболее распространенных в практике случаев использования диэлектриков с малыми потерями. Анализируя эти формулы и уравнения Максвелла (1.31) и (1.32) при $E_z = H_z = 0$, можно сделать следующие выводы:

- 1) Т-волны не являются дисперсионными;
- 2) поперечные составляющие электрического и магнитного полей взаимно перпендикулярны;

Таблица 1.1. Формулы для расчета характеристик направляемых волн

Наименование характеристики	Т-волна	Е- и Н-волны
Коэффициент распространения γ_1	$i\omega \sqrt{\epsilon_a \mu_a} = i\beta_0 \sqrt{\epsilon \mu}$	$i\beta_0 \sqrt{\epsilon \mu} - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2$
Коэффициент фазы β	$\omega \sqrt{\epsilon_a \mu_a} = \beta_0 \sqrt{\epsilon \mu}$	$\beta_0 \sqrt{\epsilon \mu} - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2$
Коэффициент затухания за счет диэлектрических потерь α_e , дБ	$27,3 \sqrt{\epsilon} \operatorname{tg} \delta / \lambda_0$	$\frac{27,3 \sqrt{\epsilon} \operatorname{tg} \delta}{\lambda_0 \sqrt{\epsilon \mu} - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2}$
Фазовая скорость v_ϕ	$1/\sqrt{\epsilon_a \mu_a} = 3 \cdot 10^8 / \sqrt{\epsilon \mu}$	$3 \cdot 10^8 / \sqrt{\epsilon \mu} - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2$
Длина волны λ_v	$2\pi/\omega \sqrt{\epsilon_a \mu_a} = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon \mu}$	$\lambda_0 / \sqrt{\epsilon \mu} - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2$
Групповая скорость v_{gr}	$1/\sqrt{\epsilon_a \mu_a} = 3 \cdot 10^8 / \sqrt{\epsilon \mu}$	$3 \cdot 10^8 \sqrt{\epsilon \mu} - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2 / \epsilon \mu$
Характеристическое сопротивление Z_{TNE}	$Z_T = \sqrt{\mu_a / \epsilon_a} = 377 \sqrt{\mu / \epsilon}$	$Z_H = Z_T / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda'_{kp})^2}$ $Z_E = Z_T \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda'_{kp})^2}$

3) структура поля Т-волны в поперечном сечении направляющей системы не зависит от частоты электромагнитных колебаний и одинакова со структурой полей, создаваемых неподвижными зарядами и постоянными токами. Это, в свою очередь, позволяет сделать вывод, что в тех линиях, в которых возбуждаются Т-волны, возможна передача энергии на любой частоте, начиная от постоянного тока. Очевидно, конструкция таких линий должна состоять как минимум из двух раздельных проводов.

1.13. ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ВОЛН

1. Критическая длина волны. Используя (1.71) — (1.74) и условие $H_z \neq 0$, нетрудно убедиться, что для Е- и Н-волн $\gamma^2 = \gamma_1^2 + k^2 \neq 0$, а это означает, что продольный коэффициент распространения γ_1 , его составляющие a и b , а также производные параметры (фазовая и групповая скорости, длина волны) должны зависеть от поперечного коэффициента распространения γ_2 и связанных с ним параметров. Одним из наиболее важных параметров, зависящих от γ_2 , является критическая длина волны.

Будем полагать, что в реальных линиях передачи потери отсутствуют. При этом допущении волновое число (1.19)

$$k = \omega \sqrt{\epsilon_a \mu_a} = 2\pi/\lambda_0 = (2\pi/\lambda_0) \sqrt{\epsilon \mu}, \quad (1.76)$$

а коэффициент распространения согласно (1.67) определяется уравнением

$$\gamma_1 = \sqrt{\gamma_2^2 - k^2}. \quad (1.77)$$

Задаваясь различными значениями k , рассмотрим три наиболее характерных режима передачи направляемых волн:

$\gamma_2 > k$; γ_1 — вещественное число, поле в направлении оси быстро затухает;

$\gamma_2 < k$; γ_1 — мнимое число, распространение энергии происходит без затухания;

$\gamma_2 = k$; γ_1 равно нулю, критический режим.

Таким образом можно сделать вывод, что в линии передачи возможно распространение энергии Е- и Н-волн только при $\gamma_2 < < (2\pi/\lambda_0) \sqrt{\epsilon \mu}$, т. е. при длинах волн возбуждающих колебаний $(\lambda_0 \leq 2\pi \sqrt{\epsilon \mu} / \gamma_2)$. Введя соответствующий критическому режиму параметр λ_{kp} , связанный с γ_2 соотношением

$$\gamma_2 = 2\pi/\lambda_{kp} \text{ или } \lambda_{kp} = 2\pi/\gamma_2, \quad (1.78)$$

можно записать $\lambda_0 \leq \lambda_{kp} \sqrt{\epsilon \mu} = \lambda'_{kp}$.

Параметр λ_{kp} называется *критической длиной волны*, которая соответствует максимальной длине волны возбуждающих электромагнитных колебаний, способных распространяться в линии передачи с воздушным заполнением. В той же линии передачи, заполненной диэлектриком с $\epsilon \neq 1$ и $\mu \neq 1$, максимальная длина

волны возбуждающих колебаний λ'_{kp} превышает λ_{kp} в $\sqrt{\epsilon_m}$ раз. В качестве характеристики критического режима используется также понятие *критической частоты*

$$f_{kp} = v_{\phi 0} / \lambda_{kp} = 3 \cdot 10^8 / \lambda_{kp}. \quad (1.79)$$

Она соответствует минимальной частоте электромагнитных колебаний, способных распространяться в линии с воздушным заполнением.

В той же линии передачи, заполненной диэлектриком с $\epsilon \neq 1$ и $\mu \neq 1$, минимальная частота распространяющихся электромагнитных колебаний f'_{kp} в $\sqrt{\epsilon_m}$ раз меньше f_{kp} , т. е. $f'_{kp} = f_{kp} / \sqrt{\epsilon_m}$. Характеристики критического режима f_{kp} , λ_{kp} , как и γ_2 , однозначно определяются конструкцией линии передачи и типом волны.

2. Коэффициент распространения. Согласно (1.76) — (1.78) коэффициент распространения Е- и Н-волн

$$\gamma_1 = \sqrt{\gamma_2^2 - k^2} = ik \sqrt{1 - (\gamma_2/k)^2} = ik \sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda'_{kp})^2}. \quad (1.80)$$

Из (1.80), следует, что соотношения параметров направляемых Е- и Н-волн могут быть получены из соответствующих соотношений для плоских однородных волн умножением на $\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda'_{kp})^2}$. Умножение на этот множитель, зависящий от частоты, говорит о том, что Е- и Н-волны являются дисперсионными. Зависимости фазовой и групповой скоростей Е- и Н-волн от частоты показаны на рис. 1.9. Фазовая скорость равна бесконечности на критической частоте и всегда больше скорости света в соответствующей среде; групповая скорость равна нулю на критической частоте и всегда меньше скорости света в соответствующей среде. При значительном увеличении частоты по сравнению с критической частотой фазовая и групповая скорости приближаются к скорости света в соответствующей среде.

Смешанные НЕ-волны также характеризуются дисперсионными свойствами. Их существование в линиях передачи и СВЧ-устройствах, как правило, является нежелательным.

3. Характеристическое сопротивление. Первое уравнение Максвелла (1.31) в случае Е-волны с учетом $H_z = 0$ принимает вид

$$\gamma_1 H_y = i \omega \epsilon_a E_x; \quad (1.81)$$

$$-\gamma_1 H_x = i \omega \epsilon_a E_y. \quad (1.82)$$

Эти уравнения позволяют сделать вывод о том, что в Е-волне попарные составляющие электрического и магнитного полей взаимно перпендикулярны, а характеристическое сопротивление

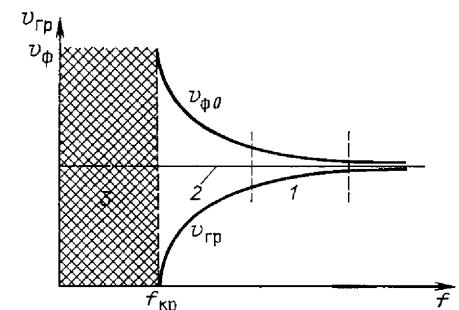
$$Z_E = E_x / H_y = -E_y / H_x = \gamma_1 / (i \omega \epsilon_a) = Z_c \sqrt{1 - (f'_{kp}/f)^2},$$

или

$$Z_E = Z_c \sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda'_{kp})^2}. \quad (1.83)$$

Рис. 1.9. Зависимость фазовой и групповой скорости направленных волн от частоты:

- область практической работы; 2 — скорость плоской волны; 3 — область большого затухания



Из этих формул в свою очередь следует, что характеристическое сопротивление Е-волны меньше характеристического сопротивления плоской однородной волны; при $\lambda_0 = \lambda'_{kp}$ ($f = f'_{kp}$) оно стремится к нулю, а при $\lambda_0 \ll \lambda'_{kp}$ ($f \gg f'_{kp}$) приближается к значению характеристического сопротивления плоской однородной волны.

Второе уравнение Максвелла (1.32) для Н-волн с учетом $E_z = 0$ принимает вид

$$\gamma_1 E_x = i \omega \mu_a H_y; \quad (1.84)$$

$$\gamma_1 E_y = -i \omega \mu_a H_x. \quad (1.85)$$

Из этих уравнений следует, что в Н-волне попарные составляющие электрического и магнитного полей взаимно перпендикулярны, а характеристическое сопротивление

$$Z_H = E_x / H_y = -E_y / H_x = i \omega \mu_a / \gamma_1 = Z_c \sqrt{1 - (f'_{kp}/f)^2},$$

или

$$Z_H = Z_c \sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda'_{kp})^2}. \quad (1.86)$$

Характеристическое сопротивление Н-волны больше характеристического сопротивления плоской однородной волны; при $\lambda_0 = \lambda'_{kp}$ ($f = f'_{kp}$) оно стремится к бесконечности, а при $\lambda_0 \ll \lambda'_{kp}$ ($f \gg f'_{kp}$) приближается к значению характеристического сопротивления плоской однородной волны.

Зависимость характеристического сопротивления Е- и Н-волн от частоты показана на рис. 1.10.

Характеристическое сопротивление всех дисперсионных типов волн в реальных линиях передачи зависит от свойств заполняющей среды и отношения частоты возбуждающих колебаний f к критической частоте f'_{kp} .

В табл. 1.1 приведены формулы для расчета основных характеристик Е- и Н-волн.

Концепция парциальных волн. Распространение направляемых электромагнитных волн приобретает простую физическую интерпретацию, если представить поля в виде суммы парциальных волн, многократно отражающихся от стенок направляющей системы. Под парциальной волной будем понимать достаточно малую часть плоской однородной волны.

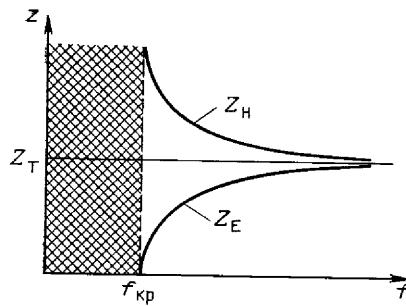


Рис. 1.10. Зависимость характеристического сопротивления направленных волн от частоты (заштрихована область большого затухания)

как результат много-кратного отражения от металлических стенок парциальных волн, условием распространения которых является [2]

$$\cos \theta \leq n\lambda_0/2a; n=0, 1, 2, 3 \dots \quad (1.87)$$

При угле $\theta=0$ волны, отражаясь от противоположных стенок, прекращают свое движение вдоль оси z . Согласно (1.87) при заданном размере a существуют критические длины волн, определяемые при условии $\theta=0, \cos \theta=1$, т. е. $\lambda_{kp}=2a/n$. При такой интерпретации процессов распространения волн можно получить [2] уравнения для определения основных характеристик волн ($v_\phi, Z_c, \lambda, \beta$), не отличающиеся от тех, которые были получены выше методами электродинамики.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

- Перечислите и дайте физическую интерпретацию электромагнитных свойств сред.
- Запишите уравнения Максвелла для гармонических колебаний и поясните их происхождение.
- Поясните физический смысл уравнений Максвелла.
- Запишите граничные условия для векторов электромагнитного поля и поясните их применение.
- Из каких составляющих состоит и на что расходуется энергия электромагнитного поля?
- Запишите волновые уравнения и поясните их применение при расчетах СВЧ-устройств.
- Опишите основные характеристики и структуру электромагнитного поля плоской однородной волны.
- Каковы свойства электромагнитных волн в различных диэлектриках и металлах, используемых в СВЧ-конструкциях?
- Что происходит с электромагнитными волнами на границе раздела сред с различными электромагнитными свойствами?
- Перечислите и опишите основные характеристики направленных волн различных типов.
- В чем состоит концепция парциальных волн?

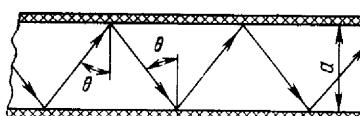


Рис. 1.11. Распространение Н-волн между двумя пластинами

Рассмотрим рис. 1.11, где показано распространение Н-волн между двумя параллельными пластинами. В этом случае волну, распространяющуюся вдоль оси z , можно представить как результат много-кратного отражения от металлических стенок парциальных волн, условием распространения которых является [2]

Глава 2 ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

2.1. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Под электрическими цепями СВЧ будем понимать радиотехнические цепи, которые по своим электрическим свойствам в достаточной мере адекватны соответствующим СВЧ-устройствам. Использование радиотехнических цепей для описания свойств СВЧ-устройств в достаточной мере справедливо лишь для устройств с Т-волнами. Однако, если в практических исследованиях и расчетах можно ограничиться рассмотрением только внешних характеристик, то теория цепей, особенно теория цепей с распределенными параметрами, эффективно применяется и для устройств с Е- и Н-волнами. При этом не будет полного внутреннего сходства, в связи с чем не может быть оправдано простое механическое перемещение законов для обычных цепей с распределенными параметрами на устройства СВЧ.

2.2. ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ ПЕРЕДАЧИ

Под цепями с распределенными параметрами будем подразумевать длинные линии передачи. Предположим, что по линии передачи распространяется гармоническое колебание, описываемое уравнением $U(t) = U e^{i\omega t}$. Линия передачи не меняет формы и размеров сечения (регулярна), заполнена однородной средой (однородна) и характеризуется на единицу длины сопротивлением R , индуктивностью L , емкостью C и проводимостью утечки G .

Рассмотрим малый элемент Δz линии, изображенной на рис. 2.1. Уменьшение напряжения на элементе Δz равно

$$-\Delta U = I(R + i\omega L)\Delta z.$$

Аналогично запишем уменьшение тока:

$$-\Delta I = U(G + i\omega C)\Delta z.$$

Преобразуя эти уравнения и переходя к пределам, получаем

$$-\partial U/\partial z = I(R + i\omega L), \quad -\partial I/\partial z = U(G + i\omega C).$$

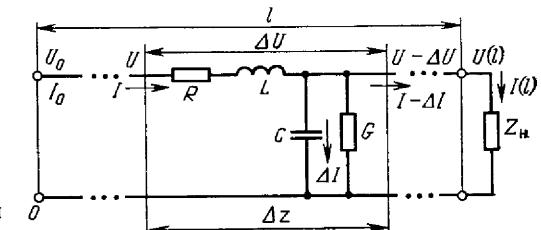


Рис. 2.1. К выводу уравнений передачи

После дифференцирования по z и соответствующей подстановки

$$\frac{\partial^2 U}{\partial z^2} = U(R + i\omega L)(G + i\omega C) = \gamma_1^2 U; \quad (2.1)$$

$$\frac{\partial^2 I}{\partial z^2} = I(R + i\omega L)(G + i\omega C) = \gamma_1^2 I, \quad (2.2)$$

где

$$\gamma_1 = \sqrt{(R + i\omega L)(G + i\omega C)} \quad (2.3)$$

— коэффициент распространения.

Уравнения (2.1) и (2.2) являются волновыми уравнениями Гельмгольца, утверждающими, что в этом случае осуществляется волновой процесс передачи электромагнитной энергии. Отличие этих уравнений от волновых уравнений электродинамики состоит в том, что последние имеют вторые производные по всем трем координатам, а в качестве переменных выступают параметры электромагнитного поля, а не тока и напряжения. Решения волновых уравнений (2.1) и (2.2) имеют следующий вид:

$$U(z) = A e^{-\gamma_1 z} + B e^{\gamma_1 z} \text{ и } I(z) = C e^{-\gamma_1 z} + D e^{\gamma_1 z}.$$

Если в качестве граничных условий выбрать напряжение U_0 , ток I_0 и их производные в начале линии, которые с учетом $z=0$

$$U_0 = A + B; \quad I_0 = C + D; \quad \frac{\partial U}{\partial z} = -\gamma_1 A + B \gamma_1 \text{ и } \frac{\partial I}{\partial z} = -\gamma_1 C + \gamma_1 D,$$

то при совместном решении полученных уравнений найдем

$$A = \frac{U_0 + I_0 Z_B}{2}; \quad B = \frac{U_0 - I_0 Z_B}{2}; \quad C = \frac{U_0 + I_0 Z_B}{2 Z_B} \text{ и } D = -\frac{U_0 - I_0 Z_B}{2 Z_B}.$$

Используя значения найденных коэффициентов, можем переписать решения волновых уравнений (2.1) и (2.2) в следующем виде:

$$U(z) = [(U_0 + I_0 Z_B)/2] e^{-\gamma_1 z} + [(U_0 - I_0 Z_B)/2] e^{\gamma_1 z}; \quad (2.4)$$

$$I(z) = [(U_0 + I_0 Z_B)/2 Z_B] e^{-\gamma_1 z} - [(U_0 - I_0 Z_B)/2 Z_B] e^{\gamma_1 z}, \quad (2.5)$$

где первые члены правой части описывают падающие волны, а вторые — отраженные волны тока и напряжения;

$$Z_B = \sqrt{(R + i\omega L)/(G + i\omega C)} \quad (2.6)$$

— волновое сопротивление линии передачи.

Для линий СВЧ справедливы неравенства $R \ll \omega L$ и $G \ll \omega C$, что позволяет полагать

$$Z_B = \sqrt{L/C}, \quad (2.7)$$

и при вычислениях, не связанных с учетом потерь,

$$\gamma_1 = i\omega \sqrt{LC} = i\beta. \quad (2.8)$$

Уравнения передачи (2.4) и (2.5) при малых потерях принимают вид:

а) для любой точки линии через напряжение и ток в начале линии

$$U(z) = U_0 \cos(\beta z) - iZ_B I_0 \sin(\beta z); \quad (2.9)$$

$$I(z) = I_0 \cos(\beta z) - i(U_0/Z_B) \sin(\beta z); \quad (2.10)$$

б) для любой точки линии через напряжение $U(l)$ и ток $I(l)$ в конце линии

$$U(z) = U(l) \cos(\beta z) + iZ_B I(l) \sin(\beta z); \quad (2.11)$$

$$I(z) = I(l) \cos(\beta z) + i(U(l)/Z_B) \sin(\beta z). \quad (2.12)$$

2.3. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

1. Коэффициент распространения γ_1 имеет такой же физический смысл, как и в случае электромагнитных волн. Формула (2.3) для его определения с достаточной степенью точности может быть переписана в следующем виде: $\gamma_1 = \sqrt{C/L}(R/2) + \sqrt{L/C}(G/2) + i\omega\sqrt{LC}$.

2. Коэффициент фазы, равный мнимой части коэффициента распространения, будет

$$\beta = \omega \sqrt{LC}. \quad (2.13)$$

3. Коэффициент затухания, равный действительной части коэффициента распространения, определяется формулой

$$\alpha = (R/2)\sqrt{C/L} + (G/2)\sqrt{L/C} = \alpha_R + \alpha_e, \quad (2.14)$$

где

$$\alpha_R = (R/2)\sqrt{C/L} \quad (2.15)$$

— коэффициент затухания, обусловленный тепловыми потерями в проводниках;

$$\alpha_e = (G/2)\sqrt{L/C} \quad (2.16)$$

— коэффициент затухания, обусловленный потерями в диэлектрике (изоляции).

Заметим, что ниже рассматриваются процессы в линиях без потерь. Это оправдано достаточно малыми потерями в линиях передачи СВЧ.

4. Длина волны определяется с помощью (1.39):

$$\lambda_B = 2\pi/\beta = (2\pi/\omega)\sqrt{LC}. \quad (2.17)$$

5. Фазовая скорость волны выражается с помощью (1.37):

$$v_\phi = \omega/\beta = 1/\sqrt{LC}. \quad (2.18)$$

6. Волновое сопротивление обычно определяется по (2.7).

2.4. СТОЯЧИЕ ВОЛНЫ

Под *стоячей волной* принято понимать периодическое изменение амплитуды напряженности электрического поля (напряжения) и амплитуды напряженности магнитного поля (тока), вызванное интерференцией падающей и отраженной волн в линии передачи. В рассматриваемом случае это можно представить следующим образом. Допустим, что в регулярной линии без потерь распространяются падающая $U_{\text{пад}}$ и отраженная $U_{\text{отр}}$ волны напряжения одинаковой амплитуды, т. е.

$$U_{\text{пад}}(z, t) = U_m \cos(\omega t - \beta z); \quad (2.19)$$

$$U_{\text{отр}}(z, t) = U_m \cos(\omega t + \beta z). \quad (2.20)$$

В результате интерференции этих волн образуется стоячая волна напряжения, описываемая уравнением

$$U(z, t) = U_{\text{пад}}(z, t) + U_{\text{отр}}(z, t) = 2U_m \cos(\omega t) \cos(\beta z), \quad (2.21)$$

и аналогично стоячая волна тока, описываемая уравнением

$$I(z, t) = I_{\text{пад}}(z, t) - I_{\text{отр}}(z, t) = 2I_m \sin(\omega t) \sin(\beta z). \quad (2.22)$$

Рассмотренные стоячие волны в реальных условиях возникают при нагрузке линии на реактивное сопротивление, коротком замыкании или полном размыкании линии. Во всех этих случаях волна напряжения отражается с противоположным знаком по отношению к волне тока, чем объясняется знак минус в (2.22). На рис. 2.2 показано распределение напряжения вдоль оси z в стоячей волне. Анализируя график рис. 2.2 и уравнение (2.21), можно сделать следующие выводы о свойствах стоячей волны напряжения:

1) амплитуда напряжения $2U_m \cos(\beta z)$ стоячей волны вдоль линии меняется по гармоническому закону;

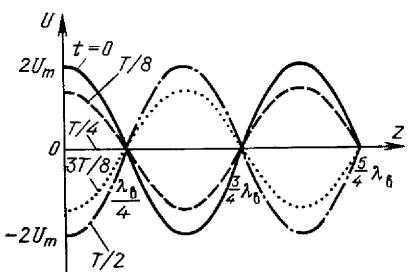


Рис. 2.2. Распределение напряжения стоячей волны в линии

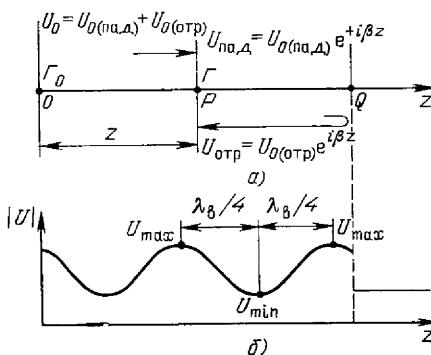


Рис. 2.3. Частично стоячая волна в линии:
а — распределение характерных точек (отсчета и отражения); б — распределение напряжения

2) в точках, где $\beta z = (2n-1)\pi/2$, амплитуда напряжения равна нулю; эти точки называются *узлами*;

3) в точках, где $\beta z = n\pi$, амплитуда напряжения максимальна и равна $2U_m$; эти точки принято называть *пучностями*;

4) расстояние между соседними пучностями и соседними узлами равно половине длины волны передаваемых колебаний.

Аналогичные выводы можно сделать и относительно стоячей волны тока.

2.5. ЧАСТИЧНО СТОЯЧИЕ ВОЛНЫ И КОЭФФИЦИЕНТ ОТРАЖЕНИЯ

Под *частично стоячей волной* следует понимать суммарную волну, образующуюся в результате интерференции отраженной и падающей волн неравных амплитуд.

Рассмотрим длинную линию без потерь и отражений на конце. Допустим, что в некоторой точке Q имеется нерегулярность (рис. 2.3, а), отражающая часть энергии падающей волны. В этом случае в сторону источника сигнала направится отраженная волна по амплитуде меньше падающей. При этом условии слева от точки Q (рис. 2.3, б) установится частично стоячая волна. Частично стоячие волны принято оценивать с помощью коэффициента отражения по напряжению (напряженности электрического поля) Γ_k или с помощью коэффициента стоячей волны $K_{\text{ст}}$. Первый представляет собой отношение комплексных амплитуд напряжения (напряженности электрического поля) отраженной и падающей волн в заданной точке линии передачи:

$$\Gamma_k = e^{i\Phi} = U_{\text{отр}}/U_{\text{пад}}, \quad (2.23)$$

а второй — отношение напряжений (напряженностей электрического поля) в максимуме и минимуме частично стоячей волны (см. рис. 2.3, б), т. е.

$$K_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{min}}} = \frac{|U_{\text{пад}}| + |U_{\text{отр}}|}{|U_{\text{пад}}| - |U_{\text{отр}}|} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}. \quad (2.24)$$

Такое определение Γ_k и $K_{\text{ст}}$ правильно, если точка отражения определена однозначно. В диапазоне СВЧ понятие «точка отражения» неоднозначно, так как обычно имеется область искажения поля, вызванная наличием неоднородностей. Однако вдали от места искажения появившиеся отраженные волны и вся физическая картина явлений подобны тому, когда эти отражения происходят в определенной плоскости (точке) сечения линии, что позволяет использовать приведенное выше понятие коэффициента отражения на СВЧ.

Выразим коэффициент отражения в любой точке линии через коэффициент отражения в начале линии, представив последний соотношением

$$\Gamma_{\text{ко}} = U_{\text{отр}}/U_{\text{пад}},$$

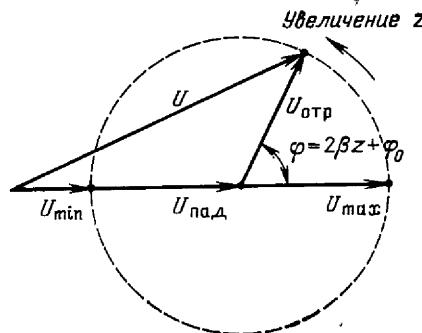


Рис. 2.4. Векторная диаграмма напряжений в длинной линии

Используя эти соотношения, перепишем уравнения (2.23) для комплексного значения коэффициента отражения в любой точке линии в следующем виде:

$$\Gamma_k = \frac{U_0(\text{отр}) e^{i\beta z}}{U_0(\text{пад}) e^{-i\beta z}} = \Gamma_{k0} e^{i2\beta z}.$$

Учитывая, что коэффициент отражения в начале линии $\Gamma_{k0} = \Gamma_0 e^{i\varphi_0}$, получаем

$$\Gamma_k = \Gamma e^{i\varphi} = \Gamma_0 e^{i(\varphi_0+2\beta z)}. \quad (2.27)$$

Это означает, что

$$\Gamma = \Gamma_0 \text{ и } \varphi = \varphi_0 + 2\beta z. \quad (2.28)$$

Используя понятие коэффициента отражения, можно записать величину напряжения в любой точке линии в следующем виде:

$$U = U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}} = U_{\text{пад}} + U_{\text{пад}} \Gamma e^{i(\varphi_0+2\beta z)}. \quad (2.29)$$

Это выражение может быть представлено векторной диаграммой, изображенной на рис. 2.4.

Из основного уравнения передачи (2.4) напряжения падающей и отраженной волн на сопротивление нагрузки линии длиной l могут быть представлены уравнениями

$$U_{\text{пад}} = [U(l) + Z_B I(l)]/2; \quad (2.30)$$

$$U_{\text{отр}} = [U(l) - Z_B I(l)]/2. \quad (2.31)$$

Следовательно, коэффициент отражения нагрузки линии равен

$$\Gamma_{\text{нв}} = \Gamma^i \Phi_B = \frac{U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}}} = \frac{U(l) - Z_B I(l)}{U(l) + Z_B I(l)}. \quad (2.32)$$

Зная, что $U(l) = I(l) Z_h$,

$$\Gamma_{\text{нв}} = (Z_h - Z_B)/(Z_h + Z_B). \quad (2.33)$$

Рассматривая (2.33), можно выделить три характерных случая:

1) $Z_h = Z_B$, $\Gamma_{\text{нв}} = 0$, т. е. в линии без потерь, нагруженной на сопротивление, равное волновому, отраженные волны отсутствуют;

где $U_0(\text{отр})$ и $U_0(\text{пад})$ — напряжения отраженной и падающей волн в начале линии.

Запишем напряжения падающей и отраженной волн в произвольной точке P (см. рис. 2.3, а) через соответствующие напряжения падающей и отраженной волн в начале линии:

$$U_{\text{пад}} = U_0(\text{пад}) e^{-i\beta z}; \quad (2.25)$$

$$U_{\text{отр}} = U_0(\text{отр}) e^{i\beta z}. \quad (2.26)$$

2) $Z_h = 0$, $\Gamma_{\text{нв}} = -1$, т. е. при коротком замыкании отраженная волна напряжения по амплитуде равна падающей и находится в противофазе с ней, а коэффициент отражения равен минус единице;

3) $Z_h = \infty$, $\Gamma_{\text{нв}} = 1$, т. е. при разомкнутой линии отраженная волна напряжения синфазна и также по амплитуде равна падающей, а коэффициент отражения равен единице.

2.6. ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ЛИНИИ БЕЗ ПОТЕРЬ

Для определения входного сопротивления линии без потерь ($Z_{\text{вх}}$) длиной l воспользуемся соотношениями (2.11) и (2.12):

$$Z_{\text{вх}} = \frac{U_0}{I_0} = \frac{U(l) \cos(\beta l) + i Z_B I(l) \sin(\beta l)}{I(l) \cos(\beta l) + i (U(l)/Z_B) \sin(\beta l)}. \quad (2.34)$$

Полагая $Z_h = U(l)/I(l)$, получаем

$$Z_{\text{вх}} = \frac{U_0}{I_0} = Z_h \frac{1 + i (Z_B/Z_h) \operatorname{tg}(\beta l)}{1 + i (Z_h/Z_B) \operatorname{tg}(\beta l)}. \quad (2.35)$$

Найдем зависимости входного сопротивления линии от параметра нагрузки на ее конце:

1. Короткозамкнутая линия ($Z_h = 0$, $U(l) = 0$):

$$Z_{\text{вх}} = i Z_B \operatorname{tg}(\beta l). \quad (2.36)$$

Входное сопротивление короткозамкнутой линии является чисто мнимой величиной при любой частоте. С физической точки зрения это обусловлено отсутствием потерь в линии и нагрузке.

Зависимость входного сопротивления короткозамкнутой линии от ее длины показана на рис. 2.5. Из данного графика видно, что с помощью короткозамкнутой линии можно воспроизвести любое реактивное сопротивление. Короткозамкнутая линия функционирует

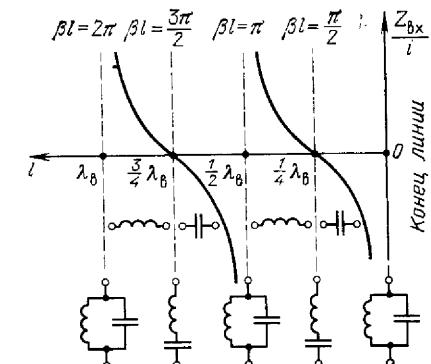
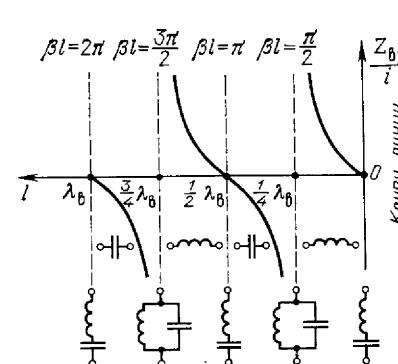


Рис. 2.5. Зависимость входного сопротивления короткозамкнутой линии без потерь от ее длины

Рис. 2.6. Зависимость входного сопротивления разомкнутой линии без потерь от ее длины

ет как последовательный резонансный контур при $l=(\lambda_b/2)n$ и как параллельный резонансный контур при $l=(\lambda_b/4)(2n-1)$.

2. Разомкнутая линия ($Z_n=\infty$, $I(l)=0$):

$$Z_{bx}=-iZ_b \operatorname{ctg}(\beta l). \quad (2.37)$$

Зависимость входного сопротивления разомкнутой линии от ее длины показана на рис. 2.6. С помощью разомкнутой линии, так же как и с помощью замкнутой линии, можно воспроизвести любое реактивное сопротивление. Разомкнутая линия функционирует как параллельный резонансный контур при $l=(\lambda_b/4)(2n-1)$. Рис. 2.6.

3. Линия без потерь, нагруженная на реактивное сопротивление. Входное сопротивление линии, нагруженной на индуктивное сопротивление, в зависимости от ее длины меняется так, как показано на рис. 2.7. Из рис. 2.7 видно, что индуктивность L , нагружающая линию, может быть заменена короткозамкнутым отрезком, удлиняющим линию на величину l_0 , которую можно определить из уравнения

$$Z_b \operatorname{tg}(\beta l_0) = \omega L. \quad (2.38)$$

Для случая емкостной нагрузки линии без потерь ее входное сопротивление меняется так, как показано на рис. 2.8. Из рис. 2.8 видно, что линия без потерь при емкостной нагрузке эквивалентна разомкнутой линии, удлиниенной на величину l_0 . Величину l_0 можно найти из уравнения

$$\operatorname{tg}(\beta l_0) = Z_b \omega C. \quad (2.39)$$

Таким образом, по входному сопротивлению линии без потерь, нагруженной на чисто реактивную нагрузку, можно рассматривать как короткозамкнутую или разомкнутую линию без потерь, удлиниенную на соответствующую величину l_0 .

4. Входное сопротивление линии, нагруженной на активное сопротивление. Воспользовавшись (2.35), определим входное сопротивление линии, нагруженной на активное сопротивление R_h :

$$Z_{bx} = R_h \frac{1 + i(Z_b/R_h) \operatorname{tg}(\beta l)}{1 + i(R_h/Z_b) \operatorname{tg}(\beta l)}.$$

Анализ этого уравнения при различных значениях R_h позволяет сделать следующие выводы:

1) сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению ($R_h = Z_b$). Входное сопротивление регулярной однородной линии, нагруженной на активное сопротивление, равное волновому, будет равно сопротивлению нагрузки $Z_{bx} = R_h = Z_b$;

2) сопротивление нагрузки больше волнового сопротивления ($R_h > Z_b$). В этом случае из (2.33) следует, что Γ_h положительный и $\varphi_h = 0$. Следовательно, на нагрузке падающая и отраженная волны находятся в фазе, и у нагрузки будет максимум стоячей волны. В точках максимума, отстоящих от нагрузки на $l=(\lambda_b/2)n$, входное сопротивление равно сопротивлению нагрузки $Z_{bx} = R_{max}$ =

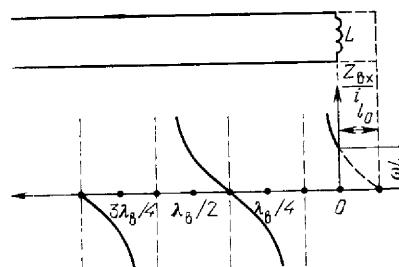


Рис. 2.7. Зависимость входного сопротивления линии без потерь, нагруженной на индуктивное сопротивление, от ее длины

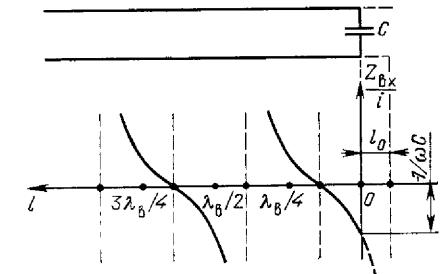


Рис. 2.8. Зависимость входного сопротивления линии без потерь, нагруженной на емкостное сопротивление, от ее длины

$$= R_h. \text{ В точках минимума, отстоящих от нагрузки на } l = (\lambda_b/4) \times (2n-1), \text{ входное сопротивление} \\ Z_{bx} = R_{min} = Z_b^2/R_h. \quad (2.40)$$

График зависимости активной и реактивной составляющих полного входного сопротивления линии от ее длины при $R_h > Z_b$ показан на рис. 2.9;

3) сопротивление нагрузки меньше волнового сопротивления ($R_h < Z_b$). При условии, что $R_h < Z_b$, согласно (2.33) Γ_h — отрицательный и $\varphi_h = \pi$. Следовательно, на нагрузке падающая и отраженная волны находятся в противофазе, и у нагрузки будет минимум стоячей волны. В точках минимума, отстоящих от нагрузки на $l = (\lambda_b/2)n$, входное сопротивление линии равно сопротивлению нагрузки: $Z_{bx} = R_{max} = R_h$. В точках максимума, отстоящих от нагрузки на $l = (\lambda_b/4)(2n-1)$, входное сопротивление

$$Z_{bx} = R_{min} = Z_b^2/R_h. \quad (2.41)$$

График зависимости активной и реактивной составляющих полного входного сопротивления линии от ее длины при $R_h < Z_b$ показан на рис. 2.10.

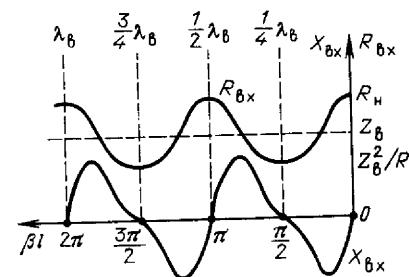


Рис. 2.9. Зависимость активной и реактивной составляющих входного сопротивления линии без потерь, нагруженной сопротивлением $R_h > Z_b$, от ее длины

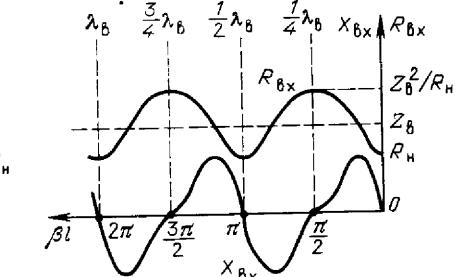


Рис. 2.10. Зависимость активной и реактивной составляющих входного сопротивления линии без потерь, нагруженной сопротивлением $R_h < Z_b$, от ее длины

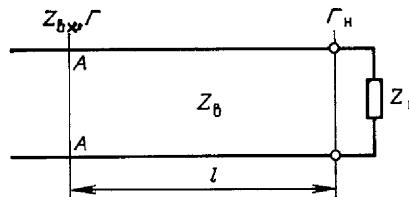


Рис. 2.11. К определению зависимости входного сопротивления линии без потерь от коэффициента отражения

Рассмотрим зависимость входного сопротивления регулярной линии передачи от коэффициента отражения. Обратимся к рис.

2.11. Здесь часть линии, расположенная вправо от сечения $A-A$, является нагрузкой для ее левой части. При нагрузке, согласно (2.27) и (2.33), коэффициент отражения левой части линии

$$\Gamma_R = \text{Ge}^{i(\Phi_R - 2\beta l)} = (Z_{Bx} - Z_B)/(Z_{Bx} + Z_B).$$

Из этого уравнения найдем

$$Z_{Bx} = \frac{Z_B(1 + \Gamma_R)}{1 - \Gamma_R} = Z_B \frac{1 + \text{Ge}^{i(\Phi_R - 2\beta l)}}{1 - \text{Ge}^{i(\Phi_R - 2\beta l)}},$$

где минус перед $2\beta l$ определился запаздыванием отраженной волны относительно падающей.

Это соотношение позволяет сделать вывод, что входное сопротивление линий передачи Z_{Bx} зависит от волнового сопротивления линии Z_B , расстояния до места отражения l и величины отражения Γ_R .

В заключение отметим, что возможность широкого применения теории цепей с распределенными параметрами для понимания физики процессов и расчетов СВЧ-устройств определилась сходством основных положений электродинамики и теории длинных линий. Например, в обоих случаях процесс передачи энергии носит волновой характер, весьма близки понятия падающих и отраженных волн, нет различий в коэффициентах распространения, основные характеристики определяются сходными уравнениями, в которых μ_a аналогично L , $\epsilon_a - C$, $\sigma - 1/R$ и др.

2.7. МАТРИЧНОЕ ОПИСАНИЕ СВЧ-УСТРОЙСТВ

Любое СВЧ-устройство можно представить в виде «черного ящика», подразумевая под этим многополюсник с неизвестным внутренним содержанием. Для расчетов СВЧ-многополюсников (рис. 2.12) чаще всего используют волновые матрицы рассеяния и передачи, связывающие приведенные напряжения падающих и отраженных волн на входах и выходах (плечах) многополюсника.

Под приведенным напряжением U' следует понимать истинное значение U , деленное на $\sqrt{Z_B}$ линии, к которой это напряжение относится. Если учесть, что $(U/\sqrt{Z_B})^2 = P$, то $U' = U\sqrt{Z_B} = \sqrt{P}$, т. е. приведенное напряжение характеризует энергетические соотношения сигналов в плечах.

Используя элементы волновых матриц рассеяния (S -параметры), связь между приведенными напряжениями падающих и отраженных волн можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} U'_{1\text{отр}} &= S_{11} U'_{1\text{пад}} + S_{12} U'_{2\text{пад}} + \dots + S_{1n} U'_{n\text{пад}}, \\ U'_{2\text{отр}} &= S_{21} U'_{1\text{пад}} + S_{22} U'_{2\text{пад}} + \dots + S_{2n} U'_{n\text{пад}}, \\ \vdots &\quad \vdots \\ U'_{n\text{отр}} &= S_{n1} U'_{1\text{пад}} + S_{n2} U'_{2\text{пад}} + \dots + S_{nn} U'_{n\text{пад}}. \end{aligned} \quad (2.42)$$

В матричной форме эти зависимости приобретают вид

$$\begin{bmatrix} U'_{1\text{отр}} \\ U'_{2\text{отр}} \\ \vdots \\ U'_{n\text{отр}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_{1\text{пад}} \\ U'_{2\text{пад}} \\ \vdots \\ U'_{n\text{пад}} \end{bmatrix}, \text{ где } \begin{bmatrix} S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} \ S_{12} \dots \ S_{1n} \\ S_{21} \ S_{22} \dots \ S_{2n} \\ \vdots \\ S_{n1} \ S_{n2} \dots \ S_{nn} \end{bmatrix}. \quad (2.43)$$

и являются матрицей рассеяния.

Физический смысл элементов матрицы может быть выяснен из проведения следующего эксперимента. К одному из плеч многополюсника, изображенного на рис. 2.12, (например i -му) подсоединим генератор, согласованный с линией передачи этого плеча; нагрузим все остальные плечи на нагрузки, согласованные с линиями передачи этих плеч, что обеспечит отсутствие падающих волн ($U'_{\text{пад}} = 0$) в этих плечах. Определим приведенное напряжение падающей волны от генератора $U'_{i\text{отр}}$ и приведенные напряжения $U'_{\text{отр}}$ на каждой из нагрузок (например, в k -м плече) и, обращаясь к системе уравнения (2.42), вычислим

$$S_{ii} = \frac{U'_{i\text{отр}}}{U'_{i\text{пад}}} = \frac{U_i \text{отр}/\sqrt{Z_{Bi}}}{U_i \text{пад}/\sqrt{Z_{Bi}}} = \frac{U_i \text{отр}}{U_i \text{пад}} = \Gamma_i \quad (2.44)$$

— коэффициент отражения i -го плеча.

$$S_{ki} = \frac{U'_{k\text{отр}}}{U'_{i\text{пад}}} = \frac{U_k \text{отр}/\sqrt{Z_{Bk}}}{U_i \text{пад}/\sqrt{Z_{Bi}}} = K_{\text{пер}} \sqrt{\frac{Z_{Bi}}{Z_{Bk}}} \quad (2.45)$$

— коэффициент передачи из i -го, например, в k -е плечно.

Следовательно, элементы матрицы

S_{11}, \dots, S_{nn} представляют собой коэффициенты отражения в обычном определении этого термина (Γ_i) и при $i \neq k$ S_{ki} являются коэффициентами передачи по приведенным напряжениям, которые совпадают со значениями коэффициентов передачи по истинным напряжениям K_{ki} ; в случае равенства волновых сопротивлений соответствующих плеч ($Z_k = Z_i$). В обозначении S_{ki} первый индекс определяет номер входа, к которому подключена согласованная нагрузка, а второй — номер входа, к которому подключен генератор.

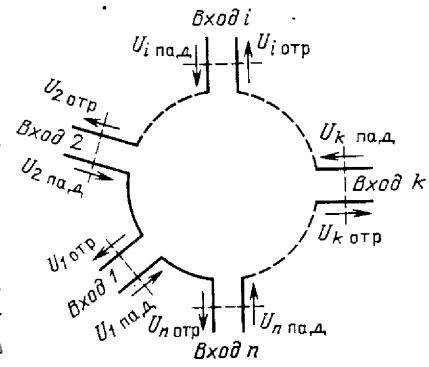


Рис. 2.12. СВЧ-многополюсник

К рассмотренным вопросам по матрицам рассеяния необходимо сделать следующие замечания.

Элементы матрицы рассеяния не зависят от того, какие в дальнейшем внешние нагрузки и источники сигналов будут подключаться к плечам. Поэтому, если S -матрица устройства известна, то можно считать, что оно полностью описано. Со сменой типа волны (структуры поля) меняются значения элементов матрицы, т. е. меняется матрица.

Если линии передачи соответствующих плеч не обладают потерями, то при изменении плоскости отсчета элементы матрицы меняются по фазе, оставаясь неизменными по модулю.

Во взаимных устройствах с линейными изотропными средами матрица рассеяния симметрична: $S_{ik} = S_{ki}$.

При разработке нового устройства необходимо сначала, исходя из его назначения, определить требуемую матрицу рассеяния и уже затем синтезировать схему, имеющую заданную матрицу рассеяния.

В технике СВЧ широко распространены двухплечие устройства (четырехполюсники), которым соответствует матрица рассеяния

$$|S| = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix}. \quad (2.46)$$

Элементы этой матрицы (S -параметры) принято называть: S_{11} — коэффициент отражения от входа; S_{22} — коэффициент отражения от выхода; S_{12} — коэффициент обратной передачи; S_{21} — коэффициент прямой передачи.

Если четырехполюсник является взаимным, содержит только линейные изотропные элементы и не обладает активными потерями (состоит из реактивных элементов) то ему соответствует следующая связь между S -параметрами.

$$|S_{11}| = |S_{22}|; S_{12} = S_{21} = \pm i\sqrt{1 - |S_{22}|^2} = \pm i\sqrt{1 - |S_{11}|^2}. \quad (2.47)$$

Из (2.47), следует, что для определения всех элементов матрицы такого четырехполюсника достаточно определить только один S -параметр.

Приведенные напряжения на входе и выходе четырехполюсника в случае волновых матриц передачи связаны уравнениями:

$$U'_{1\text{пад}} = T_{11} U'_{2\text{отр}} + T_{12} U'_{2\text{пад}}, \quad (2.48)$$

$$U'_{1\text{отр}} = T_{21} U'_{2\text{отр}} + T_{22} U'_{2\text{пад}}, \quad (2.49)$$

или

$$\begin{bmatrix} U'_{1\text{пад}} \\ U'_{1\text{отр}} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} U'_{2\text{отр}} \\ U'_{2\text{пад}} \end{bmatrix}, \quad (2.50)$$

где

$$[T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

— матрица передачи.

Элементы матрицы передачи прямого физического смысла не имеют. Их можно определить с помощью соотношений

$$T_{11} = U'_{1\text{пад}}/U'_{2\text{отр}} \quad \text{при } U'_{2\text{пад}} = 0; \quad (2.52)$$

$$T_{21} = U_1 \text{ отр}/U_2 \text{ отр} \quad \text{при } U_2 \text{ пад} = 0; \quad (2.53)$$

$$T_{12} = U_1 \text{ пад}/U_2 \text{ пад} \quad \text{при } U_2 \text{ отр} = 0; \quad (2.54)$$

$$T_{22} = U_1 \text{ отр}/U_2 \text{ пад} \quad \text{при } U_2 \text{ отр} = 0. \quad (2.55)$$

При расчетах каскадного соединения четырехполюсников с матрицами передачи $[T_1]$, $[T_2]$, ..., $[T_n]$ результирующая матрица передачи равна произведению их матриц передачи:

$$\begin{bmatrix} U_1 \text{ пад} \\ U_1 \text{ отр} \end{bmatrix} = [T_1] [T_2] [T_3] \dots [T_n] \begin{bmatrix} U_n \text{ отр} \\ U_n \text{ пад} \end{bmatrix}. \quad (2.56)$$

Матрицы передачи можно вычислить с помощью следующих зависимостей между волновыми матрицами $[S]$ и $[T]$:

$$[T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/S_{21} & -S_{22}/S_{21} \\ S_{11}/S_{21} & S_{21} - S_{11} \cdot S_{22}/S_{21} \end{bmatrix}; \quad (2.57)$$

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{21}/T_{11} & T_{22} - T_{21} \cdot T_{12}/T_{11} \\ 1/T_{11} & -T_{12}/T_{11} \end{bmatrix}, \quad (2.58)$$

где $S_{11} = T_{21}/T_{11}$; $S_{12} = T_{22} - T_{21} \cdot T_{12}/T_{11}$; $T_{11} = 1/S_{21}$; $T_{12} = -S_{22}/S_{21}$; $T_{21} = S_{11}/S_{21}$; $T_{22} = S_{21} - S_{11} S_{22}/S_{21}$. (2.59)

При расчетах, как правило, любой СВЧ-четырехполюсник сложной структуры может быть представлен каскадным соединением элементарных четырехполюсников с известными матрицами передачи. Результирующая матрица передачи каскадного соединения четырехполюсников равна произведению матриц передачи составляющих четырехполюсников, причем, перемножение матриц ведется по направлению к нагрузке). Затем матрицу рассеяния устройства и значение ее элементов можно вычислить, используя (2.59). Во многих случаях СВЧ-устройства имеют сложную структуру, являясь шести-, восьмиполюсниками и т. д. Их расчет может проводиться путем расчленения (декомпозиции) сложного устройства на простые элементы, электрические характеристики которых либо известны из электродинамического анализа, либо определены экспериментально. Далее, по алгоритмам, описанным в гл. 11, определяют характеристики устройства в целом.

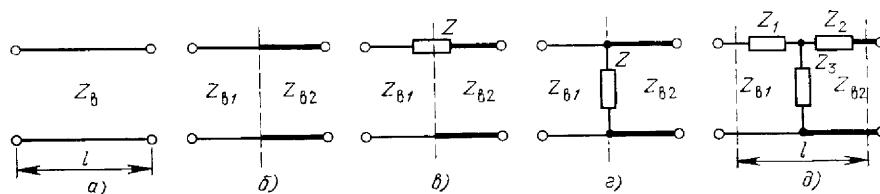


Рис. 2.13. Элементы СВЧ-схемы:

a — отрезок однородной линии; b — соединение двух линий; c — последовательное сопротивление; d — параллельное сопротивление; e — параллельно-последовательное сопротивление

На рис. 2.13 приведены примеры простых элементов, СВЧ-схем матрицы рассеяния которых имеют следующий вид [1; 5]:

$$S_{11}=S_{22}=0; S_{12}=S_{21}=e^{-\gamma l}, \text{ рис. 2.13,} a;$$

$$S_{11}=S_{22}=2\sqrt{R}/(R+1); S_{12}=S_{21}=(R-1)/R+1, \text{ где } R=Z_{B2}/Z_{B1}, \text{ рис. 2.13,} b;$$

$$S_{11}=(Z'+R-1)/\Delta; S_{22}=(Z'-R+1)/\Delta; S_{12}=S_{21}=2\sqrt{R}, \text{ где } \Delta=Z'+R+1, Z'=Z/Z_{B1}, \text{ рис. 2.13,} c;$$

$$S_{11}=[R(1-1/Z')-1]/\Delta; S_{22}=[1-R(1+1/Z)]/\Delta; S_{12}=S_{21}=2\sqrt{R}/\Delta, \text{ где } \Delta=R(1+1/Z')+1, \text{ рис. 2.13,} e;$$

$$S_{11}=[Z'_3(Z'_1-1)+(Z'_2+R)(Z'_1+Z'_3-1)]/\Delta; S_{22}=[Z'_3(Z'_1+1)+(Z'_2-R)(Z'_1+Z'_3+1)]/\Delta; S_{12}=S_{21}=2\sqrt{R}Z'_3/\Delta, \text{ где } \Delta=Z'_3(Z'_1+1)+(Z'_2+R)(Z'_1+Z'_3+1), Z'_n=Z_n/Z_{B1} (n=1, 2, 3), \text{ рис. 2.13,} d.$$

Для определения элементов матриц передачи с помощью этих же элементов необходимо воспользоваться формулами (2.59).

2.8. АНАЛИЗ СИММЕТРИЧНЫХ ВОСЬМИПОЛЮСНИКОВ МЕТОДАМИ СИНФАЗНОГО И ПРОТИВОФАЗНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Рассмотрим восьмиполюсник (рис. 2.14, a), возбуждаемый со стороны плеча 1 волной амплитудой $U_{1\text{пад}}$. Допустим, что все входы согласованы. Подведем ко входам 1 и 3 одинаковые по амплитуде и синфазные волны $U^+_{1\text{пад}}=U^+_{3\text{пад}}=U_{\text{пад}}/2$ («четные волны»). В силу симметрии максимум напряжения будет в плоскости P_1 , т. е. распределение напряжений таково, как если бы плоскость P_1 была размыкающей (рис. 2.14, б). В этом случае четные волны, отраженные от входов 1, 4, соответственно будут связаны соотношениями

$$U^+_{1\text{отр}}=U^+_{3\text{отр}}=S_{11}U_{\text{пад}}/2 \text{ и } U^+_{2\text{отр}}=U^+_{4\text{отр}}=S_{12}U_{\text{пад}}/2.$$

Если же к входам 1 и 3 подвести одинаковые по амплитуде, но сдвинутые по фазе на 180° волны, т. е. $U^-_{1\text{пад}}=-U^-_{3\text{пад}}=U_{\text{пад}}/2$ («нечетные волны»), то в плоскости P_1 зарегистрируем нуль напряжения, и распределение напряжения будет таким же, как если бы плоскость P_1 была короткозамыкающей (рис.

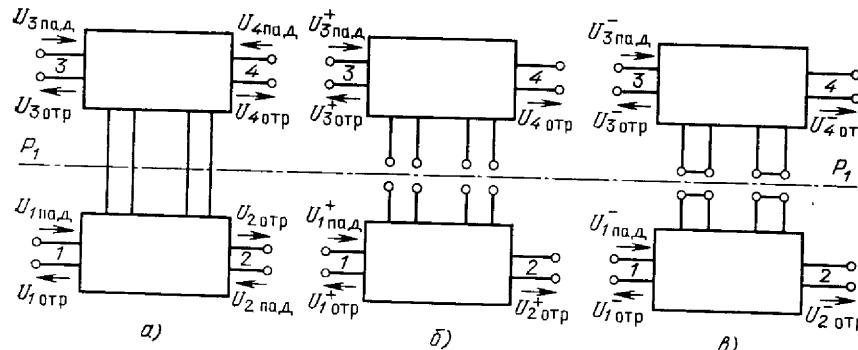


Рис. 2.14. Восьмиполюсник:

a — возбуждение со стороны одного плеча 1; *b* — синфазное возбуждение со стороны плеч 1 и 3; *v* — противофазное возбуждение со стороны плеч 1 и 3

11, б). Волны, отраженные от входов 1—4, соответственно будут связаны соотношениями

$$U^-_{1\text{отр}}=-U^-_{3\text{отр}}=S_{11}U_{\text{пад}}/2 \text{ и } U^-_{2\text{отр}}=-U^-_{4\text{отр}}=S_{12}U_{\text{пад}}/2.$$

Решение определяется в виде суперпозиции частных решений для четного и нечетного случаев:

$$U_1\text{ пад} = U^+_{1\text{пад}} + U^-_{1\text{пад}} = U_{\text{пад}};$$

$$U_3\text{ пад} = U^+_{3\text{пад}} + U^-_{3\text{пад}} = 0;$$

$$U_1\text{ отр} = U^+_{1\text{отр}} + U^-_{1\text{отр}} = (S_{11}^+ + S_{11}^-)U_{\text{пад}}/2 = S_{11}U_{\text{пад}};$$

$$U_2\text{ отр} = U^+_{2\text{отр}} + U^-_{2\text{отр}} = (S_{12}^+ + S_{12}^-)U_{\text{пад}}/2 = S_{12}U_{\text{пад}};$$

$$U_3\text{ отр} = U^+_{3\text{отр}} + U^-_{3\text{отр}} = (S_{11}^+ - S_{11}^-)U_{\text{пад}}/2 = S_{13}U_{\text{пад}};$$

$$U_4\text{ отр} = U^+_{4\text{отр}} + U^-_{4\text{отр}} = (S_{12}^+ - S_{12}^-)U_{\text{пад}}/2 = S_{14}U_{\text{пад}}.$$

Из этих соотношений следует, что между элементами матрицы рассеяния восьмиполюсника (рис. 2.14, a) и элементами матрицы рассеяния четырехполюсников (рис. 2.14, б и в) существуют следующие зависимости:

$$1/2(S_{11}^+ + S_{11}^-) = S_{11}; \quad 1/2(S_{12}^+ + S_{12}^-) = S_{12}, \quad (2.60)$$

$$1/2(S_{11}^+ - S_{11}^-) = S_{13}; \quad 1/2(S_{12}^+ - S_{12}^-) = S_{14}. \quad (2.61)$$

Если восьмиполюсник возбуждается со стороны плеча 2, то аналогично

$$1/2(S_{33}^+ + S_{33}^-) = S_{22}, \quad (2.62)$$

$$1/2(S_{33}^+ - S_{33}^-) = S_{34}. \quad (2.63)$$

Таким образом, расчет рассматриваемого восьмиполюсника, возбуждаемого со стороны плеча 1 и согласованного со стороны всех входов, может быть заменен расчетом восьмиполюсника с четным и нечетным видами возбуждения, что в свою очередь позволит свести вычисление к расчету соответствующих четырехполюсников.

Опишем последовательность расчета рабочих параметров симметричного восьмиполюсника:

1) определить матрицы передачи четырехполюсников, образующихся при синфазном и противофазном видах возбуждения восьмиполюсника;

2) рассчитать элемент S_{11} [см. (2.59)] матрицы рассеяния восьмиполюсника, характеризующий согласование со стороны первой пары полюсов. Для некоторых устройств параметр согласования не является первостепенным, в этом случае следует рассчитывать в первую очередь соответствующие элементы матрицы $S_{m\text{n}}$ ($m \neq n$);

3) из условия идеальности выбранного первостепенным рабочим параметра (например идеального согласования $S_{11}=0$) установить связь между проводимостями (или сопротивлениями) плеч восьмиполюсника;

4) рассчитать остальные элементы матрицы рассеяния с учетом найденных соотношений между проводимостями;

5) вычислить рабочие параметры восьмиполюсника.

В настоящее время расчет, анализ и синтез сложных микросхем СВЧ проводятся как правило с использованием ЭВМ. Известно, что массовом про-

изготовстве микросхем СВЧ стоимость их изготовления сравнительно мала. Однако при экспериментальном производстве стоимость и затраты времени на конструирование отдельных образцов очень велики. Если для конструирования экспериментальных образцов использовать ЭВМ, то стоимость и время разработки значительно сократятся. На начальном этапе проектирования с помощью ЭВМ можно провести детальный анализ характеристик микросхем СВЧ. Кроме того, можно учесть влияние многих параметров, например, допусков, температурных воздействий и пр.

Применение ЭВМ позволяет производить оптимизацию характеристик проектируемого устройства. Уже сейчас стало реальным машинное проектирование микросхем СВЧ, техническая сторона которого состоит в том, что при определенных исходных данных (электрических, конструкторских, схемных) на выходе системы должна быть получена конструкторская документация на проектируемое изделие.

2.9. ПРИМЕР ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ

Рассмотрим восьмиполюсник (рис. 2.14,а). Допустим такой восьмиполюсник обладает зависимостями между падающими и отраженными приведенными волнами напряжения, которые в матричной форме определяются соотношением

$$\begin{bmatrix} U'_1 \text{отр} \\ U'_2 \text{отр} \\ U'_3 \text{отр} \\ U'_4 \text{отр} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_1 \text{пад} \\ U'_2 \text{пад} \\ U'_3 \text{пад} \\ U'_4 \text{пад} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} U'_3 \text{пад} + U'_4 \text{пад} \\ U'_3 \text{пад} - U'_4 \text{пад} \\ U'_1 \text{пад} + U'_2 \text{пад} \\ U'_1 \text{пад} - U'_2 \text{пад} \end{bmatrix}. \quad (2.64)$$

Это соотношение соответствует идеальным конструкциям двойных тройников, которые подробно рассматриваются в § 5.7 и 8.4. Входящая в (2.64) матрица рассеяния для реальных конструкций обычно определяется экспериментально и реже расчетным путем.

Определим свойства восьмиполюсника, которому соответствует матрица рассеяния, входящая в (2.64).

1. Если $U'_1 \text{пад} = U'_2 \text{пад} = U'_4 \text{пад} = 0$, то $U'_1 \text{отр} = U'_2 \text{отр} = (1/\sqrt{2}) U'_3 \text{пад}$, $U'_3 \text{отр} = U'_4 \text{отр} = 0$, т. е. сигнал, поданный в плечо 3, делится на две равные части и без отражений синфазно попадает в плечи 1 и 2. В плечо 4 сигнал не проходит.

2. Если $U'_1 \text{пад} = U'_2 \text{пад} = U'_3 \text{пад} = 0$, то $U'_1 \text{отр} = -U'_2 \text{отр} = (1/\sqrt{2}) U'_4 \text{пад}$, $U'_3 \text{отр} = U'_4 \text{отр} = 0$, т. е. сигнал поданный в плечо 4, делится на две равные части и противофазно проходит в плечи 1 и 2. В плечо 3 сигнал не проходит.

3. Если $U'_3 \text{пад} = U'_4 \text{пад}$ и $U'_1 \text{пад} = U'_2 \text{пад} = 0$, то $U'_1 \text{отр} = \sqrt{2} U'_3 \text{пад}$, $U'_2 \text{отр} = U'_3 \text{отр} = U'_4 \text{отр} = 0$, т. е. два сигнала, поданные синфазно в плечи 3 и 4, суммируясь, без отражений проходят в плечо 1. В плечо 2 сигналы не проходят.

4. Если $U'_3 \text{пад} = -U'_4 \text{пад}$ и $U'_1 \text{пад} = U'_2 \text{пад} = 0$, то $U'_2 \text{отр} = \sqrt{2} U'_3 \text{пад}$, $U'_1 \text{отр} = U'_3 \text{отр} = U'_4 \text{отр} = 0$, т. е. два сигнала, поданные противофазно в плечи 3 и 4, суммируясь, без отражений проходят в плечо 2. В плечо 1 сигнал не проходит.

5. Если $U'_2 \text{пад} = U'_3 \text{пад} = U'_4 \text{пад} = 0$, то $U'_3 \text{отр} = U'_4 \text{отр} = (1/\sqrt{2}) U'_1 \text{пад}$, $U'_1 \text{отр} = U'_2 \text{отр} = 0$, т. е. сигнал, поданный в плечо 1, делится на две равные части и

без отражений синфазно проходит в плечи 3 и 4. В плечо 2 сигнал не проходит.

6. Если $U'_1 \text{пад} = U'_3 \text{пад} = U'_4 \text{пад} = 0$, то $U'_3 \text{отр} = U'_4 \text{отр} = (1/\sqrt{2}) U'_2 \text{пад}$, $U'_1 \text{отр} = U'_2 \text{отр} = 0$, т. е. сигнал, поданный в плечо 2, делится на две равные части и без отражений синфазно попадает в плечи 3 и 4. В плечо 1 сигнал не попадает.

7. Если $U'_1 \text{пад} = U'_2 \text{пад}$ и $U'_3 \text{пад} = U'_4 \text{пад} = 0$, то $U'_3 \text{отр} = \sqrt{2} U'_1 \text{пад}$, $U'_1 \text{отр} = U'_2 \text{отр} = U'_4 \text{отр} = 0$, т. е. сигнал, поданный синфазно в плечи 1 и 2, суммируясь, без отражений попадает в плечо 3. В плечо 4 сигнал не проходит.

8. Если $U'_1 \text{пад} = -U'_2 \text{пад}$ и $U'_3 \text{пад} = U'_4 \text{пад} = 0$, то $U'_4 \text{отр} = \sqrt{2} U'_1 \text{пад}$, $U'_1 \text{отр} = U'_2 \text{отр} = U'_3 \text{отр} = 0$, т. е. сигнал, поданный противофазно в плечи 1 и 2, суммируясь, без отражений попадает в плечо 4. В плечо 3 сигнал не проходит.

9. Если в плече 3 сигнал $U'_3 \text{пад}$, а в плоскостях отсчета фаз плеч 1, 2 и 4 коэффициенты отражения в сторону нагрузок соответственно Γ_1 , Γ_2 и Γ_4 , то $U'_1 \text{пад} = \Gamma_1 U'_1 \text{отр}$, $U'_2 \text{пад} = \Gamma_2 U'_2 \text{отр}$ и $U'_4 \text{пад} = \Gamma_4 U'_4 \text{отр}$.

Подставив значения $U'_\text{пад}$ в (2.64), получим

$$\left. \begin{aligned} U'_1 \text{отр} &= (1/\sqrt{2}) U'_3 \text{пад} + (1/\sqrt{2}) \Gamma_4 U'_4 \text{отр}; \\ U'_2 \text{отр} &= (1/\sqrt{2}) U'_3 \text{пад} - (1/\sqrt{2}) \Gamma_4 U'_4 \text{отр}; \\ U'_3 \text{отр} &= (1/\sqrt{2}) \Gamma_1 U'_1 \text{отр} + (1/\sqrt{2}) \Gamma_2 U'_2 \text{отр}; \\ U'_4 \text{отр} &= (1/\sqrt{2}) \Gamma_1 U'_1 \text{отр} - (1/\sqrt{2}) \Gamma_2 U'_2 \text{отр}. \end{aligned} \right\} \quad (2.65)$$

Эти уравнения можно привести к следующему виду:

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{2} U'_1 \text{отр} + 0 + 0 - \Gamma_4 U'_4 \text{отр} &= U'_3 \text{пад}; \\ 0 + \sqrt{2} U'_2 \text{отр} + 0 + \Gamma_4 U'_4 \text{отр} &= U'_3 \text{пад}; \\ -\Gamma_2 U'_1 \text{отр} - \Gamma_2 U'_2 \text{отр} + \sqrt{2} U'_3 \text{отр} + 0 &= 0; \\ -\Gamma_1 U'_1 \text{отр} + \Gamma_2 U'_2 \text{отр} + 0 + \sqrt{2} U'_4 \text{отр} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.66)$$

Неизвестными в уравнениях (2.66) являются $U'_1 \text{отр}$, $U'_2 \text{отр}$, $U'_3 \text{отр}$, $U'_4 \text{отр}$. Чтобы найти значения этих неизвестных, необходимо составить два определятеля и поделить их друг на друга. Один из определятелей представляет собой матрицу рассеяния $[S]$ системы уравнений (2.66), а другой — ту же матрицу $[S]$, в которой столбец, содержащий элемент при искомом неизвестном, заменен правой частью уравнений (2.66). Например, определим неизвестное $U'_1 \text{отр}$:

$$U'_1 \text{отр} = \frac{\begin{vmatrix} U'_3 \text{пад} & 0 & 0 & -\Gamma_4 \\ U'_3 \text{пад} & \sqrt{2} & 0 & \Gamma_4 \\ 0 & -\Gamma_2 & \sqrt{2} & 0 \\ 0 & \Gamma_2 & 0 & \sqrt{2} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \sqrt{2} & 0 & 0 & -\Gamma_4 \\ 0 & \sqrt{2} & 0 & \Gamma_4 \\ -\Gamma_1 & -\Gamma_2 & \sqrt{2} & 0 \\ -\Gamma_1 & \Gamma_2 & 0 & \sqrt{2} \end{vmatrix}} = \sqrt{2} \frac{1 - \Gamma_2 \Gamma_4}{2 - \Gamma_4(\Gamma_1 - \Gamma_2)} U'_3 \text{пад}.$$

Проделав аналогичные вычисления, получим

$$U'_{2 \text{ отр}} = \sqrt{2} \frac{1 - \Gamma_1 \Gamma_4}{2 - \Gamma_4 (\Gamma_1 + \Gamma_2)} U'_{3 \text{ пад}};$$

$$U'_{3 \text{ отр}} = \frac{\Gamma_1 + \Gamma_2 - 2\Gamma_1 \Gamma_2 \Gamma_4}{2 - \Gamma_4 (\Gamma_1 + \Gamma_2)} U'_{3 \text{ пад}};$$

$$U'_{4 \text{ отр}} = \frac{\Gamma_1 - \Gamma_2}{2 - \Gamma_4 (\Gamma_1 + \Gamma_2)} U'_{3 \text{ пад}}.$$

Вычисленные величины $U'_{1 \text{ отр}}$, $U'_{2 \text{ отр}}$, $U'_{3 \text{ отр}}$, $U'_{4 \text{ отр}}$ определяют свойства восьмиполюсника при несогласованных нагрузках плеч. Напомним, что элементы S -матрицы определяются при согласованных нагрузках всех плеч восьмиполюсника.

Мощность, поглощаемая в каждом плече, равна разности между мощностью, падающей на соответствующую нагрузку, и мощностью, отраженной от этой нагрузки:

$$P_1 = \frac{1}{2} (|U'_{1 \text{ отр}}|^2 - |U'_{1 \text{ пад}}|^2) = \frac{1}{2} (1 - |\Gamma_1|^2) \left| \sqrt{2} \frac{1 - \Gamma_2 \Gamma_4}{2 - \Gamma_4 (\Gamma_1 + \Gamma_2)} U'_{3 \text{ пад}} \right|^2;$$

$$P_2 = \frac{1}{2} (|U'_{2 \text{ отр}}|^2 - |U'_{2 \text{ пад}}|^2) = \frac{1}{2} (1 - |\Gamma_2|^2) \left| \sqrt{2} \frac{1 - \Gamma_1 \Gamma_4}{2 - \Gamma_4 (\Gamma_1 + \Gamma_2)} U'_{3 \text{ пад}} \right|^2;$$

$$P_3 = \frac{1}{2} (|U'_{3 \text{ пад}}|^2 - |U'_{3 \text{ отр}}|^2) = \frac{1}{2} \left\{ |U'_{3 \text{ пад}}|^2 - \left| \frac{\Gamma_1 + \Gamma_2 - 2\Gamma_1 \Gamma_2 \Gamma_4}{2 - \Gamma_4 (\Gamma_1 + \Gamma_2)} U'_{3 \text{ пад}} \right|^2 \right\};$$

$$P_4 = \frac{1}{2} (|U'_{4 \text{ отр}}|^2 - |\Gamma'_{4 \text{ пад}}|^2) = \frac{1}{2} (1 - |\Gamma_4|^2) \left| \frac{\Gamma_1 - \Gamma_2}{2 - \Gamma_4 (\Gamma_1 + \Gamma_2)} U'_{3 \text{ пад}} \right|^2.$$

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

1. Выведите уравнения длиной линии.
2. Перечислите и опишите основные характеристики длиной линии. Опишите свойства стоячих волн.
3. Определите входное сопротивление длиной линии с различными видами нагрузки на конце, включая короткое замыкание и размыкание.
4. Запишите волновые матрицы, применяемые при определении СВЧ-конструкций, и поясните физический смысл их элементов.
5. Приведите примеры возможного применения волновых матриц.

Глава 3 ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ СВЧ

3.1. ТРЕБОВАНИЯ К ЛИНИЯМ ПЕРЕДАЧИ

Линией передачи называется устройство, направляющее поток электромагнитной энергии в заданном направлении. Линии передачи служат для передачи электромагнитной энергии от источника к потребителю, например от передатчика к антenne и от ан-

тенн к приемному устройству, а также для соединения отдельных частей и узлов радиоаппаратуры. На базе отрезков линий передачи конструируются многие СВЧ-элементы и узлы радиоаппаратуры [1—6].

К линиям передачи предъявляются следующие требования:

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

2) минимальные амплитудно- и фазочастотные искажения;

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

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

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

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

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

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

3.2. ПРЯМОУГОЛЬНЫЕ И КРУГЛЫЕ ВОЛНОВОДЫ

Прямоугольные и круглые волноводы (рис. 3.1, а, б) выполняются в виде труб прямоугольного и круглого сечений. Преимуществами этих волноводов являются простота и жесткость конструкции, высокая электрическая прочность и малые потери. Применяются они в деци-, санти- и миллиметровом диапазонах волн. Основными недостатками прямоугольных и круглых волноводов являются узкополосность (ширина полосы не более $\pm 20\%$ средней

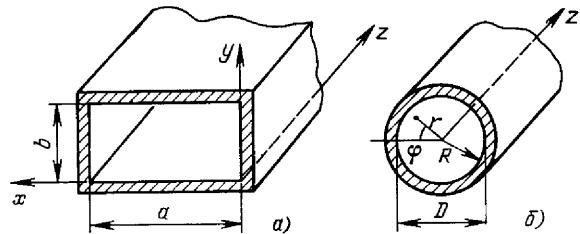


Рис. 3.1. Поляные волноводы:
а — прямоугольный; б — круглый

частоты), наличие дисперсии, большие масса, габариты для волн длинее 20 см и сложность при изготовлении для волн короче 5 мм.

Структура электромагнитного поля в прямоугольных волноводах. В прямоугольных волноводах возбуждаются дисперсионные волны Е- и Н-типов. Основные характеристики этих волн можно вычислить с помощью формул, помещенных в табл. 1.1, но для этого необходимо знать критическую длину волны, которая в заданном волноводе зависит от структуры поля (типа волны). Рассмотрим Е-волны, предполагая $E_z \neq 0$ и $H_z = 0$.

Для определения составляющей поля E_z воспользуемся уравнением (1.68). Определим постоянные этого уравнения, используя граничное условие (1.15), согласно которому можно полагать, что на металлических стенках волновода тангенциальные составляющие электрического поля равны нулю, т. е.

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

Из условия 1 следует обращение в нуль коэффициентов при косинусоидальных слагаемых уравнения (1.68), т. е. $E_2 = E_4 = 0$. Обозначим произведение остальных коэффициентов этого уравнения через E_0 и перепишем его в следующем виде:

$$E_z = E_0 \sin(\gamma_{2x}x) \sin(\gamma_{2y}y) e^{-\gamma_{1z}z}. \quad (3.1)$$

Из граничного условия 2 следует

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

Тождественное выполнение этих равенств возможно лишь при условии

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

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

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

$$E_z = E_0 \sin(m\pi x/a) \sin(n\pi y/b) e^{-\gamma_{1z}z}. \quad (3.4)$$

Существование Н-волн предполагает $H_z \neq 0, E_z = 0$. Преобразуем решения волнового уравнения (1.69), используя эти условия. В соответствии с (1.31) граничное условие (1.15) примет вид

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

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

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

$$H_z = H_0 \cos(m\pi x/a) \cos(n\pi y/b) e^{-\gamma_{1z}z}. \quad (3.5)$$

Составляющие поля H_x, H_y, E_x и E_y для Е- и Н-волн определяются с помощью формул перехода (1.71) — (1.74) при подстановке в них для Е-волн $H_z = 0$ и E_z по (3.4), для Н-волн $E_z = 0$ и H_z по (3.5).

Критическая длина волны. Уравнения (1.70) и (3.3) позволяют определить поперечный коэффициент распространения в прямоугольном волноводе:

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

Подставив значение γ_2 в (1.78), получим соотношение для определения критических длин Н- и Е-волн в прямоугольном волноводе через геометрические размеры волновода:

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

Анализируя вышеизложенное, можно сделать следующие выводы и замечания.

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

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

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

Магнитные силовые линии Е-волн лежат в плоскости поперечного сечения и являются замкнутыми кривыми. Электрические

51 Таблица 3.1. Структура поля и расчетные соотношения для прямоугольных волноводов

Тип волны	H_{10}	H_{20}	H_{11}	E_{11}
Структура поля в плоскости поперечного сечения				
Критическая длина волны λ_{kp} , м	$2a$	a	$2a/\sqrt{5}$	$2a/\sqrt{5}$
Длина волны в волноводе λ_b , м	$\lambda_b = \lambda_0 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2}$		$Z_E = 376,7 \cdot \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2}$	
Характеристическое сопротивление Z_H и Z_E , Ом	$Z_H = 376,7 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2}$		$Z_E = 376,7 \cdot \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2}$	
Коэффициент затухания α_R , H_{11}/M	$\alpha_R = \{ \sqrt{\omega \epsilon_0 / (2\sigma_{cr})} / [b \cdot \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2}] \} [1 + 2(b/a) (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2]$		$\alpha_R = \{ 2 \sqrt{\omega \epsilon_0 / (2\sigma_{cr})} / [b \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2}] \} \times \{ [(b/a)^3 + 1] / [(b/a)^2 + 1] \}$	
Пределная мощность P_{pr} , кВт	$P_{pr} \approx 597ab \times \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2}$		—	

силовые линии этой волны лежат в плоскости продольного сечения, представляя собой замкнутые и разомкнутые кривые с началом и концом на поверхности металлических стенок волновода.

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

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

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

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

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

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

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

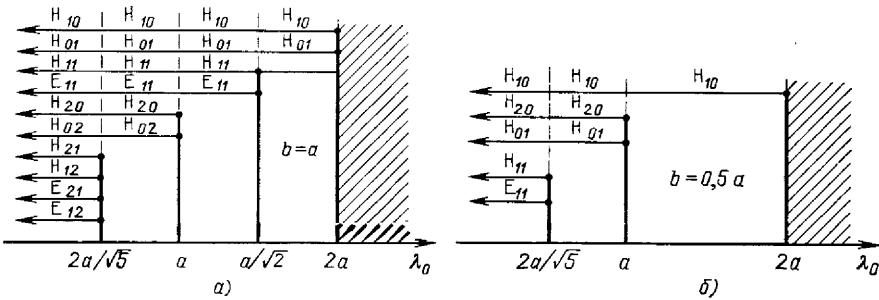


Рис. 3.2. Распределение критических длин волн в прямоугольных волноводах (заштрихована область отсечки)
а — для сечения $b=a$; б — для сечения $b=0,5a$

Таблица 3.2 Структура поля и расчетные соотношения для круглых волноводов

Тип волны	E_{01}	E_{11}	H_{01}	H_{11}
Структура поля в плоскости поперечного сечения				
Структура поля в плоскости продольного сечения				
Критическая длина волн λ_{kp} , м	2,61R	...	1,64R	3,41R
Длина волны в волноводе λ_b , м	$\lambda_b = \lambda_0 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2}$			
Характеристическое сопротивление Z_E и Z_H , Ом	$Z_E = 376,7 \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2}$		$Z_H = 376,7 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2}$	
Коэффициент затухания α_R , Нп/м	$\alpha = \sqrt{\omega \epsilon_0 / (2\sigma_{cr})} / [R \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2}]$		$\alpha = \left\{ \sqrt{\omega \epsilon_0 / (2\sigma_{cr})} / [R \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2}] \right\} \times \left(\frac{\lambda_0 / \lambda_{kp}}{(\lambda_0 / \lambda_{kp})^2} \right) \times [0,42 + (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2]$	
Пределная мощность P_{pr} , кВт			$P_{pr} \approx 1805 R^2 \times \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2}$	$P_{pr} \approx 1790 R^2 \times \sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{kp})^2}$

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

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

1) низшим типом волны в круглом волноводе является волна типа H_{11} ;

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

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

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

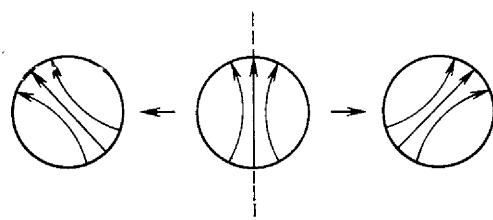
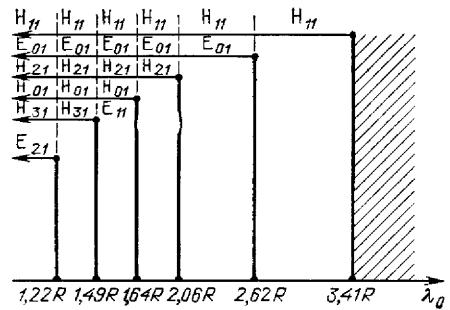


Рис. 3.4. Представление волны H_{11} в виде суммы двух линейно-поляризованных взаимно перпендикулярных волн

5) при передаче энергии выгодно использовать круглый волновод на волне H_{01} , отличающейся малым затуханием. Основная трудность использования волны H_{01} в круглом волноводе связана с тем, что эта волна не является низшим типом колебаний. При передаче энергии на волне H_{01} могут возбуждаться волны H_{11} , E_{01} , E_{11} , H_{21} . Поэтому любые неоднородности (изгибы, скрутки, несовпадение и овальность сечений и т. д.) приводят к преобразованию типов волн, искажению сигналов и увеличению потерь энергии, что обуславливает повышенные требования к точности изготовления волноводов и устройств на их основе.

3.3. ВОЛНА H_{10} В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ

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

- устойчивость плоскости поляризации;
- отсутствие высших типов волн в широком диапазоне частот;
- независимость критической частоты от одного из размеров (высоты волновода);
- малое затухание из-за потерь в стенках волновода;
- высокая электрическая прочность.

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

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

Подставив (3.8) в формулы перехода (1.77)–(1.80), получим [2]:

$$E_x = 0; \quad H_y = 0;$$

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

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

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

Полученная с помощью уравнений структура поля волны H_{10} показана в табл. 3.1. В таблице приведены выражения для расчета основных характеристик этой волны. Рассматривая выражение для характеристического сопротивления волны H_{10} , приходим к выводу, что оно не позволяет правильно решать задачи согласования, так как в него не входит высота волновода, а при соединении двух волноводов различной высоты наблюдаются большие отражения. Естественно обратиться к параметру, называемому *волновым сопротивлением линии передачи* Z_b . Для его

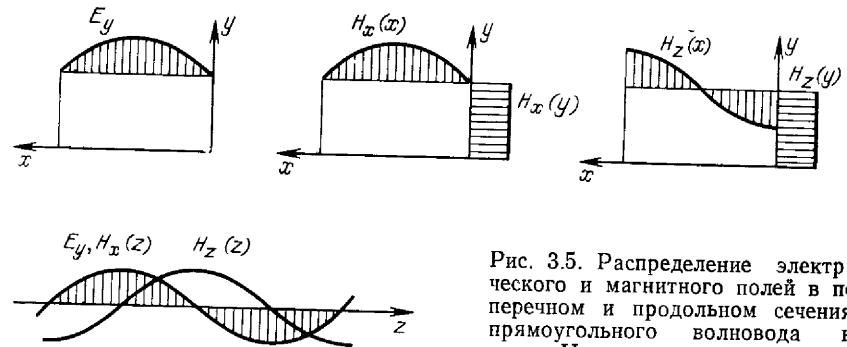


Рис. 3.5. Распределение электрического и магнитного полей в поперечном и продольном сечениях прямоугольного волновода на волне H_{10}

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

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

которая позволяет получать удовлетворительные результаты при решении задач согласования.

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

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

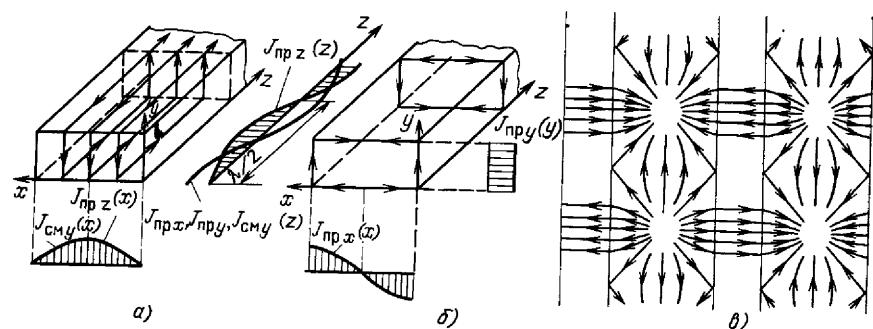


Рис. 3.6. Распределение плотностей токов смещения и проводимости в прямоугольных волноводах на волне H_{10} :
а — в продольном сечении; б — в поперечном сечении; в — общая картина

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

Картину распределения токов в волноводе можно представить как два вида замкнутых линий, одни из которых располагаются в продольном сечении волновода в плоскости $y0z$ (рис. 3.6,а), а другие в поперечном сечении в плоскости $y0x$ (рис. 3.6,б). Общая картина распределения токов в прямоугольном волноводе на волне H_{10} показана на рис. 3.6,в.

3.4. ЗАТУХАНИЕ ВОЛН В КРУГЛЫХ И ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ВОЛНОВОДАХ

Затухание волн в волноводах уменьшает КПД системы передачи, увеличивает тепловые шумы и этим снижает чувствительность приемной части радиосистемы, ухудшает электрические характеристики элементов и узлов радиоаппаратуры, основанных на использовании отрезков линий передачи.

Выше было отмечено, что затухание волн в волноводах в основном определяется тепловыми потерями в диэлектрике, заполняющем линию передачи (если такое заполнение имеется) и поглощением в металлических стенках волновода. Коэффициент затухания за счет тепловых потерь в диэлектрике определяется уравнением (1.48), которое справедливо для всех реальных линий передачи со сплошным заполнением при делении результата в случае дисперсионных линий (полых волноводов) на $\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{\text{кр}})^2}$.

Потери в металлических стенах волновода α_R можно определить следующим образом. Будем полагать, что волновод не занят диэлектриком. Средняя мощность, передаваемая вдоль оси волновода, согласно (1.25) и (1.26)

$$P_{\text{ср}} = 0.5 \int_S |H_y E_x| dS.$$

Учитывая, что H_y и E_x взаимно перпендикулярны и в падающей волне синфазны, используя (1.83) и (1.86), можно записать

$$P_{\text{ср}} = 0.5 Z_{E,H} \int_S |H_x|^2 dS = 0.5 Z_{E,H} \int_S |H_0 e^{-az}|^2 dS$$

$$P_{\text{ср}} = P_{0 \text{ср}} e^{-2az},$$

где $P_{0 \text{ср}} = 0.5 Z_{E,H} \int_S |H_{0x}|^2 ds$ — средняя мощность в начале линии; $Z_{E,H}$ — характеристическое сопротивление Е- или Н-волны в зависимости от типа волн в линии передачи. Разность между

мощностями в точке z и точке $(z+\Delta z)$ за счет потерь в стенках волновода

$$\Delta P_{\text{п}} = P_{\text{ср}}(z) - P_{\text{ср}}(z+\Delta z).$$

Разделив обе части на Δz и устремив Δz к нулю, получим

$$P_{\text{п}} = \frac{\Delta P_{\text{п}}}{\Delta z} = \lim [P_{\text{ср}}(z) - P_{\text{ср}}(z+\Delta z)]/\Delta z = \partial P/\partial z = 2\alpha P_{\text{ср}}.$$

Из этого уравнения следует $\alpha = P_{\text{п}}/2P_{\text{ср}}$.

В случае Е-волны $Z_{E,H} = Z_E$ и магнитное поле полностью находится в поперечной плоскости и, следовательно, по стенкам волновода течет лишь продольная составляющая тока проводимости плотностью $J_{\text{пр}}(z) = H_t(x, y)$. Мощность потерь в волноводе

$$P_{\text{п}} = 0.5 R_S \oint_l |J_{\text{пр}}(z)|^2 dl = 0.5 R_S \oint_l H_t(x, y) dl,$$

где интеграл берется по периметру волновода l ; $H_t(x, y)$ — тангенциальная составляющая магнитного поля по периметру сечения волновода.

Таким образом, коэффициент затухания за счет потерь в стенах волновода для Е-волны определяется соотношением

$$\alpha_R = P_{\text{п}}/2P_{\text{ср}} = \frac{R_S \oint_l |H_t(x, y)|^2 dl}{2Z_E \oint_s |H_x|^2 ds}. \quad (3.12)$$

Если по волноводу распространяется Н-волна $Z_{E,H} = Z_H$, ток проводимости на стенах волновода имеет две составляющие: продольную $J_{\text{пр}}(z) = H_x(x, y)$ и поперечную $J_{\text{пр}}(x, y) = H_t(z)$. Следовательно, коэффициент затухания для Н-волны

$$\alpha_R = \frac{R_S \oint_l [|H_t(x, y)|^2 + |H_t(z)|^2] dl}{2Z_H \oint_s |H_x|^2 ds}. \quad (3.13)$$

Как следует из (3.12) и (3.13), коэффициент затухания за счет тепловых потерь в металлических стенах волноводов зависит от структуры электромагнитного поля (от распределения H_t на поверхности металла) и поверхностного сопротивления. Решение (3.12) и (3.13) с учетом структуры поля позволяет найти формулы для определения коэффициента затухания, которые для прямоугольного волновода приведены в табл. 3.1, а для круглого — в табл. 3.2.

На рис. 3.7 показана частотная зависимость затухания для незаполненных волноводов. На частотах ниже критической «затухание» определяется возвратом значительной части энергии к источнику. Как было установлено в § 1.13, в этом случае коэффициент распространения γ_1 является действительной величиной,

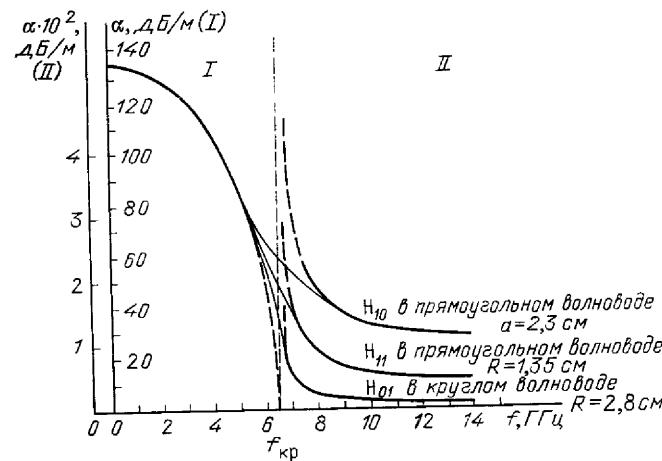


Рис. 3.7. Частотная зависимость коэффициента затухания для заполнения волноводов

определяющей затухание волновода (в дБ) в этой области частот, которое согласно (1.80)

$$\alpha = 8,68 \gamma_1 = 8,68 (2\pi/\lambda_{kp}) \sqrt{1 - (\lambda_{kp}/\lambda_0)^2}. \quad (3.14)$$

Кривые затухания (см. рис. 3.7) из этой области плавно переходят в область частот больше критической ($f > f_{kp}$), где затухание определяется потерями в стенках волновода (штриховой линией обозначен ход теоретических кривых).

Быстрый рост активных потерь в волноводах при частотах, близких к критической, обусловлен колебаниями энергии в поперечном сечении волновода и уменьшением скорости передачи энергии (групповой скорости). Резкое увеличение затухания близи критической длины волн ограничивает длинноволновую часть рабочего диапазона волновода примерно до $0,8\lambda_{kp}$. С увеличением частоты ($f > f_{kp}$) коэффициент затухания сначала быстро уменьшается, но затем, пройдя через минимум, снова начинает увеличиваться из-за явления *скин-эффекта*. Аномальными свойствами обладают волны типа H_{01} , затухание которых уменьшается по мере удаления от критической частоты, не проходя через минимум. Относительно затухания волн в волноводах необходимо сделать следующие общие замечания:

1. Затухание растет при уменьшении сечения волновода (табл. 3.3), поэтому на волнах длиной 1 см и короче прямоугольные волноводы применяются в виде коротких отрезков.

2. На частотах значительно ниже критической ($\lambda_0 \gg \lambda_{kp}$) коэффициент затухания практически не зависит от частоты и согласно с (3.14) может быть принят равным $\alpha = 8,68 (2\pi/\lambda_{kp})$.

3. Затухание в круглых волноводах на основной волне H_{11} меньше, чем затухание в прямоугольных волноводах на основной волне H_{10} .

Таблица 3.3 Характеристики прямоугольных волноводов

Сечение канала волновода, $a \times b$, мм	Рабочий диапазон $\lambda_{min} \dots \lambda_{max}$, см	Коэффициент затухания α , дБ/м			P_{max} , кВт
		меди	латунь	алюминий	
3,6×1,8	0,396...0,575	1,61	3,16	2,1	29
7,2×3,4	0,792...1,15	1,695	1,36	0,9	108
16×8	1,76...2,56	0,17	0,333	0,22	560
23×10	2,52...3,70	0,11	0,215	0,143	990
35×15	3,85...5,60	0,059	0,115	0,076	2360
40×20	4,40...6,40	0,043	0,0845	0,066	3580
72×34	7,92...11,5	0,022	0,043	0,0286	10860
110×55	12,1...17,6	0,0096	0,0188	0,0125	27180
130×65	14,2...20,8	0,0074	0,0145	0,0096	36600

4. Заметное увеличение затухания вызывают швы внутри волноводов, поэтому предпочтительнее применять цельнотянутые волноводные трубы.

5. При заполнении волновода диэлектриком его затухание заметно возрастает. Увеличение затухания вызывается как тепловыми потерями в самом диэлектрике, так и ростом потерь в стенах волновода из-за уменьшения размеров его поперечного сечения в $\sqrt{\epsilon}$ раз.

3.5. ПРЕДЕЛЬНЫЕ МОЩНОСТИ В ПРЯМОУГОЛЬНОМ И КРУГЛОМ ВОЛНОВОДАХ

Предельной мощностью P_{pr} называется мощность, при которой в режиме бегущей волны напряженность электрического поля в линии достигает значения E_{pr} , вызывающего электрический пробой.

Проблема электрического пробоя в прямоугольном и круглом волноводах обычно возникает в импульсном режиме, поскольку в этом режиме мощность от источников СВЧ-энергии может значительно превысить предельные мощности стандартных волноводов.

Рассмотрим метод расчета предельной мощности на примере прямоугольного волновода, работающего на волне H_{10} . Мощность, передаваемая этим волноводом, может быть определена с помощью соотношения (1.25). Принимая во внимание, что поперечные составляющие магнитного и электрического полей соответственно равны $H_T = H_x = E_T/Z_H$, $E_T = E_y = E_0 \sin(\pi x/a)$, можно определить

$$P_{ep} = \frac{1}{2} \int_S \frac{E_0^2}{Z_H} \sin^2 \frac{\pi x}{a} dS,$$

где E_0 — амплитуда электрического поля в центре волновода. После интегрирования получим

$$P_{\text{ср}} = E_0^2 ab / 4Z_H.$$

Амплитуда электрического поля в центре волновода

$$E_0 = \sqrt{4P_{\text{ср}}Z_H / (ab)}. \quad (3.15)$$

Полагая E_0 равной пробивной напряженности $E_{\text{пр}}$ и используя (1.92), можно вычислить предельную мощность

$$P_{\text{пр}} = (ab/4)(E_{\text{пр}}^2/Z_H) = (ab/4)(E_{\text{пр}}^2/Z_c)\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{\text{кр}})^2}. \quad (3.16)$$

Для волновода, заполненного воздухом, $E_{\text{пр}} = 30$ кВ/см, а

$$P_{\text{пр}} \approx 597 ab \sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{\text{кр}})^2}, \quad (3.17)$$

где размерность $P_{\text{пр}}$ — кВт, a и b — см.

На рис. 3.8 показана зависимость предельной мощности от отношения $\lambda_0/\lambda_{\text{кр}} = \lambda_0/(2a)$. На этом рисунке рабочая область не заштрихована (выбор ее обоснован в следующем параграфе).

При использовании волноводов в летательных аппаратах из-за увеличения степени ионизации и уменьшения давления воздуха с высотой пробивная напряженность сильно снижается. Предельная мощность P (%) с высотой h (км) изменяется соответственно: $h=0; 3; 6; 9; 12; 15; P=100; 50; 27; 13; 5; 2$.

Для сохранения предельной мощности волноводов их герметизируют. В наземных установках с большим уровнем выходной мощности (десятка мегаватт) для повышения электрической прочности используют герметизированные волноводы с повышенным давлением воздуха. При давлении, близком к атмосферному, предельная пиковая мощность растет пропорционально давлению. При давлении $p_{\text{ат}} \approx 5 \dots 6$ атм. этот рост увеличивается и соответствует уравнению

$$P'_{\text{пр}}/P_{\text{пр}} \approx p_{\text{ат}}^{3/2}.$$

Плохое качество обработки внутренних поверхностей и наличие выступов создают ионизацию воздуха и заметно снижают электрическую прочность волновода. Неоднородные участки волноводных трактов (переходы, соединения, повороты и др.) увеличивают отражения волн в волноводе и напряженности электрических полей в местах пучностей, снижая максимальную мощность, передаваемую по волноводу.

Для повышения электрической прочности волновода следует

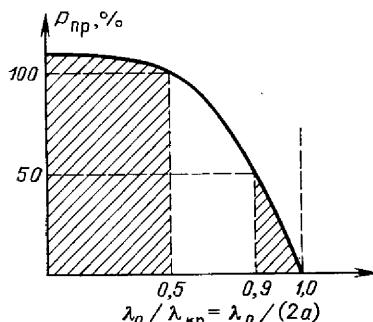


Рис. 3.8. Зависимость предельной мощности в прямоугольном волноводе от отношения длины волны возбуждающих колебаний λ_0 к критической длине волны $\lambda_{\text{кр}}$

лучшать качество обработки внутренней поверхности, избегать введения во внутреннюю область волновода конструктивных неоднородностей, а если необходимо, то закруглять выступы и острые углы и размещать их в местах минимума электрического поля, стремиться к получению однородной гладкой структуры внутренней полости волновода, герметизировать волноводы, предохраняя их от попадания пыли и грязи, заполнять волноводы воздухом или инертным газом под повышенным давлением.

Расчет волноводов ведется на допустимую мощность $P_{\text{доп}}$. Допустимой мощностью называют предельную мощность, умноженную на коэффициент запаса электрической прочности. Для обычных волноводов коэффициент запаса равен 0,2 ... 0,3. Коэффициент запаса должен учитывать неоднородности, вызывающие местные концентрации электрического поля, климатические факторы, наличие стоячей волны, конструкцию линии передачи, электрическую прочность элементов крепления и др.

Максимальные значения мощностей для некоторых прямоугольных волноводов с воздушным заполнением на волне H_{10} приведены в табл. 3.3.

Заполнение волновода диэлектриком, как правило, не повышает его электрической прочности из-за уменьшения размеров поперечного сечения. Кроме того, сильное влияние на уменьшение электрической прочности заполненных волноводов оказывают небольшие воздушные промежутки между поверхностями металлических стенок и диэлектриком. Последнее можно устранить, если изготавливать волновод в виде диэлектрического бруска (стержня), покрытого слоем металла.

3.6. ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАЗМЕРОВ ПОПЕРЕЧНОГО СЕЧЕНИЯ ПРЯМОУГОЛЬНОГО И КРУГЛОГО ВОЛНОВОДОВ

Основными требованиями при выборе сечения волноводов являются стабильность типа волны, минимальные масса и габаритные размеры. Обеспечение стабильности типа волны (структурой электрического поля) без принятия дополнительных мер возможно только при работе волноводов на низшем типе волны.

Учитывая последнее, из рис. 3.2 и 3.3 находим, что для прямоугольного волновода рабочие длины волн (λ_p) должны быть в пределах $a < \lambda_p < 2a$, а для круглого волновода $2,62R < \lambda_p < 3,41R$. Поскольку вблизи критической длины волны затухание сильно возрастает, то максимальная длина волны в волноводах принимается: а) для прямоугольного волновода $\lambda_{\text{max}} = 1,6a$; б) для круглого волновода $\lambda_{\text{max}} = 3,2R$.

Необходимость обеспечения «чистоты волн» путем увеличения затухания высших типов требует увеличения минимальной длины волны — рабочего диапазона: а) для прямоугольного волновода $\lambda_{\text{min}} = 1,1a$; б) для круглого — $\lambda_{\text{min}} = 2,72R$.

Если диапазон рабочих длин волн известен, то в соответствии с вышеуказанным размеры широкой стенки прямоугольного волновода выбирают в следующих пределах:

$$\lambda_{\max}/1,6a \leq a \leq \lambda_{\min}/1,1. \quad (3.18)$$

Стремление сохранить полосу, уменьшить массу и габаритные размеры волновода и компромиссно решить задачу уменьшения потерь и увеличения электрической прочности волновода является причиной выбора нормализованной высоты с таким расчетом, чтобы критические частоты высших типов волн H_{01} и H_{20} были равными $2b = a$, т. е. $b = a/2$.

Размеры радиуса круглого волновода ограничены пределами

$$\lambda_{\max}/3,2 \leq R \leq \lambda_{\min}/2,72. \quad (3.19)$$

3.7. ВОЛНОВОДЫ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

В технике миллиметровых волн в основном используются прямоугольные волноводы на волне H_{10} и круглые на волне H_{01} .

Стандартные сечения волноводов для миллиметровых волн очень малы. При этом уменьшается максимальная передаваемая мощность, увеличиваются потери и усложняется технология их изготовления. Поэтому для передачи больших мощностей или передачи на большие расстояния используются волноводы увеличенных размеров.

Допускается увеличение размеров стенок прямоугольных волноводов в 2–3 раза по сравнению со стандартными. Дальнейшее увеличение значительно затрудняет борьбу с высшими типами волн и не приводит к уменьшению затухания. Увеличивая размеры прямоугольного волновода, можно на порядок уменьшить затухание по сравнению с затуханием волновода стандартного сечения. Для уменьшения количества высших (паразитных) типов волн волновод расширенного сечения следует возбуждать длинным переходом (до $20\lambda_0$) и использовать фильтры типов волн.

Круглые волноводы расширенного сечения на волне H_{01} обладают относительно небольшим затуханием, позволяют пропускать достаточно высокий уровень мощности и технологически более просты, чем прямоугольные волноводы. Однако здесь возникают значительные трудности по предотвращению появления многочисленных высших типов волн.

Для борьбы с высшими типами волн рекомендуется покрывать внутреннюю поверхность круглого волновода слоем диэлектрика (лака), позволяющего существенно повысить затухание паразитных волн. Слой диэлектрика должен быть достаточно тонким, чтобы не вызывать сильного затухания волны H_{01} . В волноводе диаметром 50 мм в слое диэлектрика толщиной 0,1 мм при $\lambda_0=4$ мм можно получить затухание 1 дБ/км для волны H_{01} и порядка 1000 дБ/км для волн H_{11} и H_{21} .

Другим методом борьбы с паразитными типами волн при применении круглых волноводов на волне H_{01} может быть изготовление круглого волновода из чередующихся металлических и диэлектрических колец. В этом случае нарушение продольной проводимости волновода не препятствует распространению волны H_{01} , но создает значительное препятствие для возникновения волн с продольными составляющими токов проводимости.

3.8. КОАКСИАЛЬНЫЕ ВОЛНОВОДЫ

Коаксиальные волноводы (рис. 3.9) состоят из металлического цилиндра и круглого металлического провода, расположенного вдоль оси цилиндра. Сечение коаксиальных волноводов может быть и другой формы, например прямоугольной. Основными достоинствами коаксиальных волноводов являются широкополосность, отсутствие паразитного излучения и возможность изготовления в виде гибких коаксиальных кабелей. К числу основных недостатков относятся большое затухание, малая электрическая прочность и сложность конструкции. Коаксиальные волноводы чаще всего применяются в виде коаксиальных кабелей для соединения узлов и блоков радиоаппаратуры. Жесткие конструкции коаксиальных волноводов применяются для передачи больших мощностей в метровом диапазоне волн, где они могут иметь достаточно большие размеры поперечного сечения и обеспечивать необходимую электрическую прочность. Коаксиальные волноводы и элементы коаксиального типа используются на частотах не выше 20 ГГц. В некоторых специальных случаях они могут применяться и на более высоких частотах, при этом обычно используются только короткие отрезки коаксиального кабеля из-за большого затухания (более 1 дБ/м).

Существуют гибкие (коаксиальные кабели) и жесткие конструкции коаксиальных волноводов. Коаксиальные кабели запол-

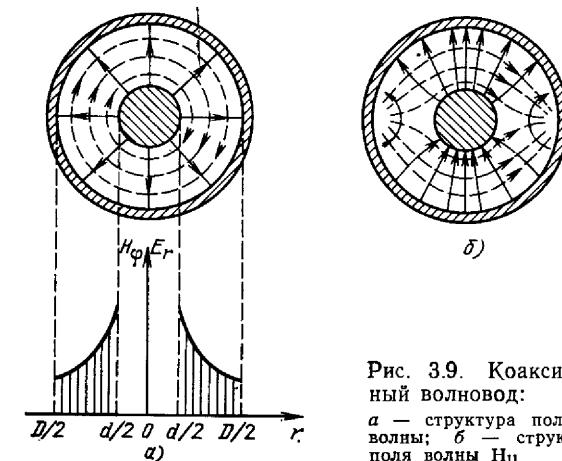


Рис. 3.9. Коаксиальный волновод:
а — структура поля т-волны; б — структура поля волны H_{11}

няются гибким диэлектриком, внешний проводник выполняется из оплетки, изготовленной из медной проволоки, а внутренний проводник из медной проволоки или нескольких сплетенных проволок. В жестких конструкциях внешний и внутренний проводники изготавливаются из латуни и биметалла (стальная трубка или проволока, покрытые слоем меди).

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

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

Структура поля. Рассматривая уравнения Максвелла в цилиндрических координатах [2] при $E_z = H_z = 0$, можно установить, что магнитное поле коаксиального волновода содержит лишь одну составляющую H_ϕ . Магнитные силовые линии располагаются концентрически вокруг внутреннего провода (вокруг оси z). Электрическое поле имеет также только одну составляющую E_r , направленную по радиусам поперечного сечения волновода. Структура поля Т-волны в поперечном сечении коаксиального волновода показана на рис. 3.9,а.

Используя закон полного тока, найдем, что

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

или

$$E_r = 60I/(\sqrt{\epsilon}r). \quad (3.20)$$

Рабочий диапазон частот коаксиальных волноводов ограничивается только со стороны высоких частот возможным возбуждением высших типов волн. Ближайшим высшим типом волн, возбуждаемых в коаксиальном волноводе, является волна H_{11} , сходная с волной H_{11} в круглом волноводе. Структура поля волны H_{11} в плоскости поперечного сечения приведена на рис. 3.9,б. Критическая длина волны типа H_{11} определяется формулой

$$\lambda_{kp} \approx \pi(D+d)/2. \quad (3.21)$$

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

Из (3.21) следует, что поперечные размеры коаксиальной линии необходимо выбирать так, чтобы при заданной минимальной длине волны рабочего диапазона λ_{min} удовлетворялось условие

$$D+d \leqslant \lambda_{min}/1,57. \quad (3.22)$$

Уменьшение размеров поперечного сечения коаксиального волновода, необходимое для расширения частотного диапазона, ог-

раничивается увеличением тепловых потерь, уменьшением электрической прочности и усложнением технологии изготовления.

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

$$U = \int_{d/2}^{D/2} E_r dr = \int_{d/2}^{D/2} \frac{60I}{\sqrt{\epsilon}r} dr = \frac{60I}{\sqrt{\epsilon}} \ln \frac{D}{d}; \quad (3.23)$$

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

Пробивное напряжение. Пробой коаксиального волновода наступает при таком напряжении, когда максимальная напряженность электрического поля в линии достигает значения E_{pr} . Напряженность электрического поля в коаксиальном волноводе максимальна у поверхности внутреннего проводника и согласно (3.20) равна $E_d = 120I/(d\sqrt{\epsilon})$. Следовательно ток при пробое равен $I_{pr} = E_{pr}d\sqrt{\epsilon}/120$. Исходя из величины тока, пробивное напряжение определяется соотношением

$$U_{pr} = I_{pr}Z_b = (E_{pr}d/2) \ln(D/d). \quad (3.24)$$

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

$$U_{pr} = 15 \cdot 10^3 d \ln(D/d). \quad (3.25)$$

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

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

$$P_{pp} = U_{pr}^2 / (2Z_b) = E_{pr}^2 \sqrt{\epsilon} d^2 \ln(D/d) / 480. \quad (3.26)$$

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

Затухание коаксиальных линий, работающих на Т-волне, за счет тепловых потерь в проводниках α_R может быть вычислено с помощью (2.15), а за счет потерь в диэлектрике α_ϵ — с помощью (1.48). Используя (2.15), можно определить, что для коаксиальной линии с медными проводниками

$$\alpha_R = \frac{1,898 \cdot 10^4 \sqrt{\epsilon} \sqrt{f} (1+D/d)}{D \ln(D/d)}, \quad (3.27)$$

размерность α_R — дБ/м.

Минимальному значению затухания в коаксиальной линии соответствует $D/d=3,6$, при этом $Z_b=77 \text{ Ом}$.

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

3.9. ЛИНИИ ПОВЕРХНОСТНОЙ ВОЛНЫ

К линиям поверхности волны относятся однопроводные и диэлектрические линии [2].

Однопроводная линия (рис. 3.10, а) представляет собой металлический провод чаще всего круглой формы сечения, покрытый тонким слоем диэлектрика. Существенная зависимость параметров линии от атмосферных условий и расположенных вблизи линии проводящих тел не позволяет широко использовать эту линию на практике.

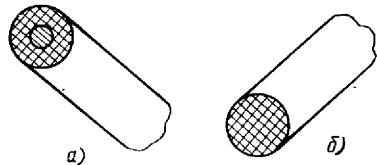


Рис. 3.10. Линии поверхности волны:
а — однопроводная; б — диэлектрическая

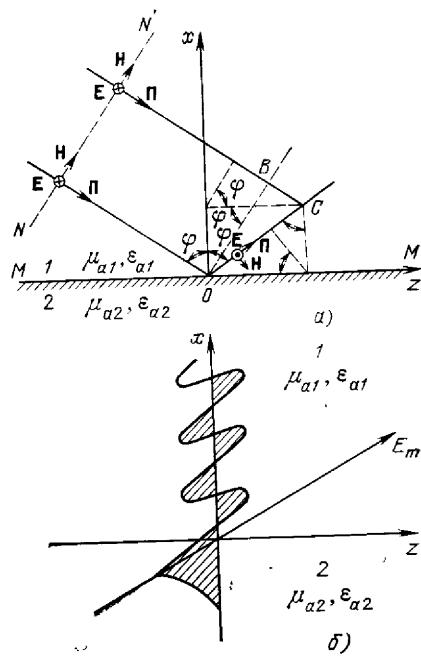


Рис. 3.11. Пояснение принципа образования поверхности волны:
а — отражение парциальных волн от поверхности раздела; б — распределение амплитуды поверхности волны вдоль оси, перпендикулярной поверхности раздела

Диэлектрическая линия (рис. 3.10, б) представляет собой стержень различной формы поперечного сечения из диэлектрика с большими потерями и большей диэлектрической проницаемостью, чем у окружающей среды. Диэлектрическая линия в основном применяется для коротковолновой части миллиметрового и субмиллиметрового диапазона волн, где другие типы линий перечислены обладают значительным затуханием и их изготовление связано с большими техническими трудностями.

С физической точки зрения распространение волн вдоль поверхности проводника (однопроводная линия, рис. 3.10, а) и внутренней диэлектрического стержня (диэлектрическая линия, рис. 3.10, б) определено полным отражением от поверхности проводника и полным внутренним отражением, происходящим при наклонном падении волн на поверхность раздела двух диэлектриков со стороны среды, имеющей более высокую диэлектрическую проницаемость.

Не проводя полный и строгий анализ, рассмотрим основные физические процессы, происходящие при образовании и распространении поверхностных электромагнитных волн, используя концепцию парциальных волн (см. § 1.13).

Допустим, что плоская однородная волна падает под углом $\varphi > \varphi_{kp}$ на неограниченную плоскую поверхность раздела двух диэлектрических сред (1, 2 на рис. 3.11, а). Фронт волны проходит по линии NN' . В каждой точке фронта плоской волны парциальная волна описывается уравнением

$$E_{\text{пад}} = E e^{-i\beta l_1}$$

Парциальная волна в точке O отразится от поверхности раздела и в некоторой точке C сложится с такой же парциальной волной. Их суперпозиция создает электрическое поле

$$E_{\Sigma} = E_{\text{пад}} - E_{\text{отр}} = E e^{-i\beta l_1} - E e^{-i\beta l_2},$$

где $l_1 = BC$ — путь, пройденный падающей парциальной волной; $l_2 = OC$ — путь, пройденный отраженной парциальной волной.

Длины отрезков l_1 и l_2 , определяющие разность фаз интерферирующих волн, могут быть выражены через x , z и угол падения φ следующими уравнениями:

$$l_1 = z \sin \varphi - x \cos \varphi; \quad l_2 = z \sin \varphi + x \cos \varphi,$$

что позволяет записать уравнение для суммарной волны в следующем виде:

$$E_{\Sigma} = E' e^{-i\beta \sin \varphi z} = E' e^{-i\beta' z}, \quad (3.28)$$

где $\beta' = \beta \sin \varphi$ — коэффициент фазы поверхности волны; $E' = -i2E \sin(\beta x \cos \varphi)$ — комплексная амплитуда поверхности волны.

Таким образом, падающая и отраженная парциальные волны, складываясь, образуют электромагнитную волну, распространяющуюся вдоль поверхности раздела с фазовой скоростью $v_f' = \omega / \beta' = v_f / \sin \varphi$. Изменение составляющих векторов E и H в

первой среде в направлении, параллельном оси x (перпендикулярно поверхности раздела), имеет характер стоячей волны (рис. 3.11,б). Энергия распространяется только вдоль оси z , т. е. вдоль поверхности раздела, а в направлении оси x существует только реактивный поток энергии, образующий стоячую волну.

Во второй среде амплитуда поля экспоненциально убывает в направлении, перпендикулярном поверхности раздела (см. рис. 3.11,б), а коэффициент затухания.

$$\alpha = V \sqrt{k_1^2 - k_2^2}. \quad (3.29)$$

Если α имеет большое значение, то во второй среде волна быстро затухает и существует лишь в тонком поверхностном слое, примыкающем к поверхности раздела.

Сделанные выводы справедливы и в том случае, когда первая среда представляет собой диэлектрик, а вторая — идеальный проводник, с тем основным отличием, что полное отражение будет при любом угле ϕ , во второй среде поле равно нулю.

Электромагнитное поле, находящееся над поверхностью проводника и распространяющееся вдоль этой поверхности, является источником помех. Поэтому при передаче энергии поверхностной волной необходимо увеличивать концентрацию энергии вблизи поверхности проводника. Для увеличения концентрации СВЧ-энергии у металлической поверхности ее покрывают слоем диэлектрика. В этом случае значительная часть энергии распространяется в самом диэлектрике. Распространение энергии в диэлектрике можно рассматривать как результат последовательного отражения волн от границ раздела диэлектрик — металл и диэлектрик — воздух (рис. 3.12). Для увеличения концентрации энергии в диэлектрике необходимо увеличивать толщину и диэлектрическую проницаемость диэлектрика.

Однопроводная линия передачи (см. рис. 3.10,а) представляет собой проводник круглого сечения, радиусом много большим глубины проникновения поля в проводник, покрываемый тонким слоем диэлектрика, (доли миллиметра). Физические процессы, происходящие при образовании и распространении поверхностной волны в однопроводной линии, примерно те же, что в выше рассмотренном случае плоской металлической поверхности, покрытой слоем диэлектрика, поскольку цилиндрическую форму поверхности можно себе представить как соответствующим образом согнутую плоскость. Для передачи электромагнитной энергии наибольший практический интерес представляет волна E_{01} , структу-

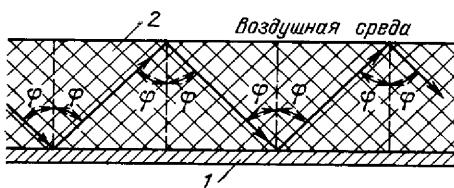


Рис. 3.12. Распространение электромагнитной волны вдоль металлической поверхности (1), покрытой диэлектриком (2)

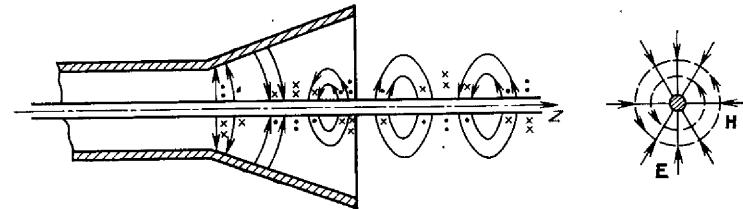


Рис. 3.13. Возбуждение поверхностной волны E_{01} в однопроводной линии

ра поля которой показана на рис. 3.13,б. Линии электрического поля этой волны лежат в продольной плоскости, расположенной вдоль направления распространения (вдоль оси z), и имеют радиальную E_r и продольную E_z составляющие.

Линии магнитного поля имеют только составляющую H_Φ , лежащую в плоскости, перпендикулярной направлению волны. Критическая частота этой волны равна нулю, т. е. по однопроводной линии могут распространяться волны с любой частотой колебаний. Токи проводимости, текущие по проводнику, замыкаются токами смещения в пространстве, окружающем проводник. Потери в однопроводной линии определяются потерями в проводнике и диэлектрике. Потери в проводнике уменьшаются с увеличением радиуса провода R . Потери в диэлектрике увеличиваются с увеличением толщины диэлектрического покрытия.

На рис. 3.13,а показан переход с коаксиального волновода на однопроводную линию. Здесь внешний проводник линии переходит в рупор. Длина рупора и радиус раскрыва должны быть достаточно большими, чтобы позволить сформироваться волне E_{01} .

Наиболее целесообразно однопроводную линию использовать в дециметровом диапазоне волн. Затухание в таких линиях в несколько раз меньше, чем в прямоугольном волноводе. Основными ее недостатками являются подверженность внешним помехам и влиянию внешних метеорологических условий, опасность возникновения потерь из-за рассеяния волн на окружающих предметах и вследствие излучения, вызванного непрямолинейностью ее оси.

В диэлектрической линии (рис. 3.10,б) распространение волн можно представить себе как результат последовательного отражения парциальных волн от противоположных поверхностей диэлектрического стержня (границ раздела диэлектрик — воздух), подобно тому, как показано на рис. 3.12. На достаточно высоких частотах почти вся энергия этих волн концентрируется внутри диэлектрического стержня и коэффициент фазы приближается к $\beta = \omega \sqrt{\epsilon_{a1} \mu_{a1}}$, где ϵ_{a1} и μ_{a1} характеризуют материал диэлектрического стержня.

По мере уменьшения частоты энергия в стержне и коэффициент фазы уменьшаются.

На рис. 3.14,а показан переход с круглого металлического волновода с волной H_{11} на круглую диэлектрическую линию с поверх-

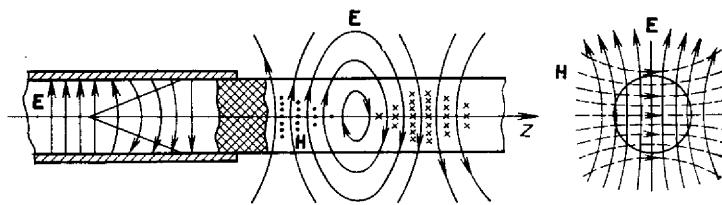


Рис. 3.14. Возбуждение волны HE_{11} в диэлектрической линии

ностной волной HE_{11} (рис. 3.14, б). В этом случае диэлектрический волновод со скошенным концом вставляется в металлический волновод. Волна типа HE_{11} имеет бесконечно большую критическую длину волны и, в принципе, может существовать на любой частоте. Для работы на одной волне HE_{11} диаметр d диэлектрического стержня должен быть достаточно малым, чтобы не допустить существования ближайшего высшего типа волны с критической длиной $\lambda_{kp} \approx 1,3d\sqrt{\epsilon_1 - \epsilon_2}$.

Свойства диэлектрического волновода можно охарактеризовать следующим образом. Если размеры сечения волновода примерно равны длине волны, то значительная доля энергии распространяющейся вдоль него волны сосредоточена в диэлектрике. При этом волновод может подвергаться изгибам радиусом 10 ... 20 длин волны без появления заметного излучения; на основе такого волновода легко выполнить разнообразные узлы СВЧ-схем (резонаторы, фазовращатели, аттенюаторы и др.). При использовании диэлектриков типа фторопласт затухание на длине волны около 1 см оказывается таким же, а на длине волны 1 мм в несколько раз меньше, по сравнению с затуханием в соответствующих полых металлических волноводах.

Если размеры сечения линии в несколько раз меньше длины волны, то большая часть энергии, распространяющаяся вдоль ее волны, сосредоточена во внешнем пространстве. При этом затухание может быть получено в несколько десятков раз меньше, чем в стандартных полых металлических волноводах. В этом случае волноводы не могут подвергаться изгибам и из них трудно создавать узлы СВЧ-схем.

Общими недостатками диэлектрических волноводов являются потенциальная возможность излучения при наличии нерегулярностей и трудности получения опор.

Диэлектрический волновод особенно важен для нижней части миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн, где полые металлические волноводы обладают значительным коэффициентом затухания и имеют малые размеры сечения.

3.10. ПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ

Важными достоинствами полосковых линий являются широкополосность, малые массы и габаритные размеры, возможность

применения печатного монтажа и легко осуществляемая автоматизация процесса производства. Все это послужило причиной широкого использования полосковых линий при микроминиатюризации СВЧ-устройств в производстве интегральных СВЧ-схем.

Основные конструкции полосковых СВЧ-линий передачи показаны на рис. 3.15. Все они состоят из диэлектрической пластины, на поверхности которой нанесены проводники в виде полосок или слоя металлизации.

Волны в полосковых линиях. Если диэлектрическая пластина покрыта с обеих сторон сплошными слоями металлизации и между этими слоями нет других проводников, то в образованном волноводе могут одновременно распространяться Т-, Е- и Н-волны различной структуры. В такой же пластине, но покрытой сплошным слоем металлизации с одной стороны, могут распространяться поверхностные Е- и Н-волны. Если в первом случае между слоями металлизации (рис. 3.15, а), а во втором случае на поверхности пластины (рис. 3.15, б) поместить полосковый проводник полоски, то структура полей изменится за счет появления дополнительных волн, энергия которых локализуется вблизи полосок. То же можно сказать и относительно линий, образованных прорезанием щелей в слое металлизации (рис. 3.15, в и ж), а также относительно линий, образованных краями двух противоположных слоев металлизации (рис. 3.15, д).

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

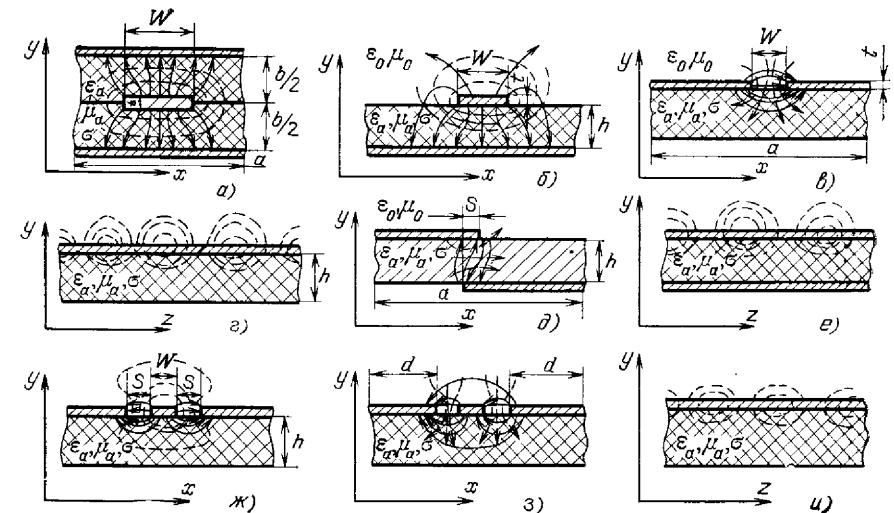


Рис. 3.15. Конструкции полосковых линий и структуры электромагнитного поля в них:

а — симметричная полосковая; б — несимметричная полосковая; в, г — симметричные щелевые; д, е — несимметричные щелевые; ж — копланарная с Т-вольной; з, и — копланарная с Н-вольной

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

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

Основными характеристиками полосковых линий являются волновое сопротивление Z_b , коэффициент затухания α , предельная частота f_{kp} и эффективная диэлектрическая проницаемость ϵ_{eff} . Введение ϵ_{eff} , вместо ранее используемого ϵ , связано с тем, что полосковые линии в большинстве случаев имеют неоднородную диэлектрическую среду. Кроме того, используются такие производные характеристики как фазовая скорость v_f и длина волны λ_b .

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

$$Z_b = 1/v_f C = \sqrt{\epsilon_{eff}} / (3 \cdot 10^8 C), \quad (3.30)$$

которую можно получить, используя (2.7) и (2.18).

Коэффициент затухания полосковой линии определяется как сумма, состоящая из: коэффициента α_R (2.15), обусловленного тепловыми потерями в проводниках и зависящего от типа линии, ее геометрических размеров, формы поперечного сечения и материала проводников; коэффициента α_e (1.48), определяемого тепловыми потерями в диэлектрике

$$\alpha_e = 27,3 \sqrt{\epsilon} \operatorname{tg} \delta / \lambda_0, \quad (3.31)$$

и коэффициента затухания α_s , определяемого излучением.

При экспериментальных исследованиях для определения коэффициента затухания α часто пользуются параметром, называемым

суммой собственной добротностью линии Q_0 , которая обратно пропорциональна коэффициенту затухания

$$Q_0 = 27,3 / \lambda_b \alpha, \quad (3.32)$$

откуда

$$\alpha = 27,3 / \lambda_b Q_0, \quad (3.33)$$

где размерность α — дБ/м; Q_0 — добротность полуволнового резонатора, выполненного из отрезка линии, замкнутого с обоих концов.

Эффективная диэлектрическая проницаемость теоретически определяется лишь для линий с Т-вольной. Экспериментально ϵ_{eff} находится с помощью измерения длины волны в исследуемой линии λ_b и вычисляется по формуле (1.46)

$$\epsilon_{eff} = (\lambda_0 / \lambda_b)^2, \quad (3.34)$$

где принято $\mu = 1$.

Симметричная полосковая линия (СПЛ) (рис. 3.15,а) по сравнению с другими конструкциями мало изучена и может использоваться без дополнительных экранов. Элементы и узлы СВЧ-схем, изготовленные на базе СПЛ, сложны в настройке и производстве [1].

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

$$f_{kp} \approx 300 / \sqrt{\epsilon} [2W + \pi b/2], \quad (3.35)$$

где W и b выражены в мм, f_{kp} — в ГГц.

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

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

$$Z_b \approx 200 / \sqrt{\epsilon} (1 + 2W/b), \quad (3.36)$$

где ϵ — диэлектрическая проницаемость подложки.

При расчетах конструкций обычно задаются Z_b , ϵ , b и, согласно (3.36), определяется

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

Коэффициент затухания, дБ/м, обусловленный потерями в диэлектрике, определяется по (3.31) и за счет потерь в проводниках приближенно равен [1]

$$\alpha_R \approx 4,34 R_s / Z_b W. \quad (3.37)$$

Потерями на излучение в СПЛ можно пренебречь.

Симметричная полосковая линия на базе диэлектрической пластины с $\epsilon = 2,5$; $b = 4$ мм при $Z_b = 50$ Ом имеет в дециметровом

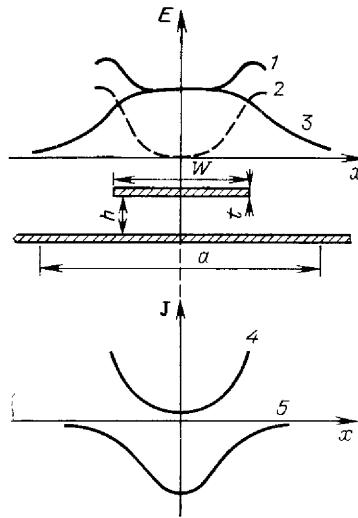


Рис. 3.16. Распределение напряженности электрического поля и тока в микрополосковой линии:

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

диапазоне погонные потери примерно 1,2 ... 1,7 дБ/м, добротность 250 ... 350.

Как следует из вышеизложенного, характеристика СПЛ (критическая частота, волновое сопротивление, затухание) зависят от конструктивных размеров, высоты линии h , ширины полоски W . Кроме того, следует отметить, что для поддержания «чистой» Т-волны (отсутствия высших типов волн) h и W должны быть меньше $\lambda_b/2$. Ширина основания выбирается из условия $a \geq W + 2b$, при котором электрическое поле у кромки основания незначительно.

Микрополосковая линия (МПЛ) (рис. 3.15, б) наиболее проста в изготовлении печатным методом. На рис. 3.16 приведены графики распределения электрического поля в поперечном сечении МПЛ. Напряженность электрического поля достигает максимального значения вблизи края полоски (1, 2, на рис. 3.16), что обусловлено повышенной концентрацией электрических зарядов в этом месте. При удалении от краев полоски напряженность электрического поля уменьшается и стремится к нулю. В центре слоя металлизации и внутренней поверхности полоски (1, 3 на рис. 3.16) она достигает напряженности поля плоского конденсатора $E = U/h$; на внешней поверхности полоски (2 на рис. 3.16), в центре, E практически равно нулю.

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

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

Верхний предел рабочего диапазона частот МПЛ определяется условием интенсивного возбуждения паразитных поверхностных волн. Частота интенсивного возбуждения таких волн, яв-

ляющаяся верхней предельной частотой использования МПЛ, находится из соотношения

$$f_{kp} = 75/h \sqrt{(\epsilon - 1)}, \quad (3.38)$$

где f_{kp} — выражено в ГГц, h — в мм.

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

при $W/h < 2$

$$Z_b = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} 60 \left[\ln \frac{8h}{W} + 32 \frac{W}{h^2} \right], \quad (3.39)$$

при $W/h > 2$

$$Z_b = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} 120\pi \left[\frac{W}{h} + \frac{2}{\pi} \ln \left\{ 17,08 \left(\frac{W}{2h} + 0,92 \right) \right\} \right]^{-1}. \quad (3.40)$$

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

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon + 1}{2} + \frac{\epsilon - 1}{2 \sqrt{1 + 10h/W}}. \quad (3.41)$$

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

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

Размеры МПЛ по заданному Z_b определяются по формулам согласно [5]:

при $Z_b \sqrt{\epsilon} \leq 132$

$$W/h = 1/r - 2[\ln(\pi/r - 2\ln 2) + 1]/\pi, \quad (3.42)$$

при $Z_b \sqrt{\epsilon} \geq 132$

$$W/h = 8e^{-2\pi r}, \quad (3.43)$$

где $r = Z_b \sqrt{\epsilon}/120\pi$.

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

является принятый ряд стандартных толщин подложек для МПЛ: $h=0,25; 0,5; 1$ мм.

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

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

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

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

$$K_{ct} = 1 + \Delta Z_b / Z_b \text{ для } \Delta Z_b > 0 [\Delta(W/h) < 0];$$

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

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

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

$$\alpha_R = 8,68 R_s / Z_b W. \quad (3.44)$$

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

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

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

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

Рассмотрим еще один геометрический размер МПЛ — толщину проводника. Ток в проводнике МПЛ протекает в основном по стороне проводника, обращенной к подложке, и концентрируется в слое, толщина которого равна примерно толщине скин-слоя δ_s . Для обеспечения малых потерь в проводнике необходимо, чтобы

Рис. 3.17. Характеристики симметричной щелевой линии

толщина проводника и заземленной пластины составляла примерно $3 \dots 5$ толщин скин-слоя.

Симметричная щелевая линия (СЩЛ) (рис. 3.15,б) представляет собой узкую щель, прорезанную в тонком проводящем слое, выполненном на одной стороне диэлектрической подложки с большим значением ϵ ($\epsilon > 5$).

Поскольку в ее структуре поля имеется большая продольная составляющая магнитного поля H_z (рис. 3.15,г), то принято считать, что в СЩЛ основной тип волны — Н-волна. Поскольку H_x и H_z сдвинуты по фазе на 90° , магнитное поле эллиптически поляризовано, что широко используется при создании невзаимных ферритовых устройств.

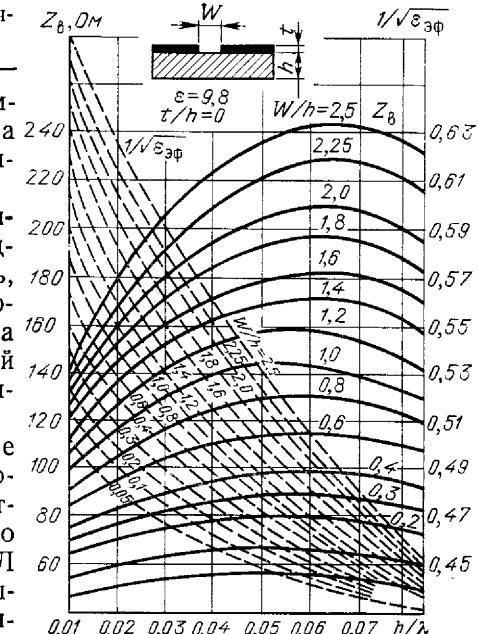
На рис. 3.17 показаны зависимости волнового сопротивления и величины, обратной замедлению $n = \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}$, от длины волны возбуждающих колебаний, толщины подложки и ширины щели для диэлектрической проницаемости подложки $\epsilon = 9,8$ [5]. Частотная зависимость волнового сопротивления имеет экстремум (см. рис. 3.17), поскольку, с одной стороны, она должна падать из-за повышенной концентрации поля в диэлектрике, а с другой — должна расти, так как с ростом частоты повышается концентрация поля в зазоре.

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

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

Несимметричная щелевая линия (НЩЛ) (рис. 3.15,д) образуется полуплоскостями, нанесенными на противоположных поверхностях диэлектрической подложки или в разных слоях плоско-параллельных диэлектрических подложек. Форма магнитных и электрических силовых линий в поперечной и продольной плоскостях показана на рис. 3.15,д и е.

В зависимости от взаимного расположения полуплоскостей относительно друг друга возможны различные модификации не-



симметричных щелевых линий: линии с перекрытием, линии без перекрытия, а также линии с нулевым перекрытием полуплоскостей. Ограничения на волновое сопротивление накладываются наличием излучения при больших волновых сопротивлениях (большое расстояние между полуплоскостями), а при малых — возможностью возникновения поверхностных волн.

Этот тип линий находит широкое применение в конструкциях ферритовых устройств.

Колланарная линия (КЛ) (рис. 3.15, ж) образуется узкой полоской и двумя полубесконечными слоями металла, расположеными на одной стороне диэлектрической подложки.

Формы магнитных и электрических силовых линий КЛ приведены на рис. 3.15, ж—и. В КЛ основной является волна квази-Т (рис. 3.15, ж). Кроме того, в ней возможны волны высшего типа (рис. 3.15, з, и). Для уменьшения интенсивности возбуждения высших типов волн в КЛ металлизированные слои по обе стороны полоски соединяются проводником.

Уменьшение ширины металлизированного слоя d (см. рис. 3.15, з) приводит к небольшому увеличению Z_b , например, при $\epsilon = 8$ подложки, равном 5, изменение d от ∞ до W увеличивает Z_b на 10 %.

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

$$Z_b = (1/\sqrt{\epsilon+1}) 132 K_1(k), \quad (3.45)$$

где K — эллиптическая функция, приближенные значения которой можно вычислить по формуле [5]:

$$K_1(k) = \ln [2(1+\sqrt{k})/(1-\sqrt{k})]/\pi. \quad (3.46)$$

при $0 < k^2 \leqslant 0.5$

$$K_1(k) = \pi/\ln [2(1+\sqrt{k})/(1-\sqrt{k})], \quad (3.47)$$

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

Эффективная диэлектрическая проницаемость может быть найдена по приближенной формуле $\epsilon_{\text{эфф}} \approx (\epsilon+1)/2$.

При проведении расчетов задается Z_b и затем, пользуясь (3.45), определяется $K_1(k)$, по значению которого в соответствии с (3.46) и (3.47) вычисляют k :

для $1 \leqslant K_1 \leqslant \infty$

$$k = [(e^{\pi K_1} - 2)/(e^{\pi K_1} + 2)]^2. \quad (3.48)$$

для $0 \leqslant K_1 \leqslant 1$

$$k = \sqrt{1 - [(e^{\pi K_1} - 2)/(e^{\pi K_1} + 2)]^4}, \quad (3.49)$$

что позволяет вычислить

$$S/W = (1/k - 1)^2. \quad (3.50)$$

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

3.11. МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ВОЛНОВОДНЫХ УСТРОЙСТВ

Проводниковые материалы. В конструкциях СВЧ-устройств токи протекают лишь по поверхности металла, обращенной к СВЧ-полю (рис. 3.18). Таким образом лишь тонкий слой используемого в конструкции материала влияет на электрические свойства устройства. Активная составляющая сопротивления этого слоя создает заметные тепловые потери в элементах металлических стенок конструкций СВЧ-устройств. Возникающее по этой причине затухание возрастает с увеличением частоты колебаний и в диапазоне СВЧ может иметь значения, которыми нельзя пренебречь в большинстве расчетов. Из (1.56) видно, что поверхностное сопротивление металла пропорционально квадратному корню из отношения магнитной проницаемости к проводимости материала. По этой причине необходимо избегать использования в качестве проводников металлов с высокой магнитной проницаемостью и плохой проводимостью, таких, как, например, сталь, предпочитая такие материалы, как медь, латунь, серебро и алюминий.

Значения электрических параметров проводниковых материалов (металлов), часто используемых в конструкциях СВЧ-устройств, приведены в табл. 3.4.

Серебро, как правило, используется для нанесения покрытий, обладающих высокой электропроводностью, оно также входит в состав многих припоев, используемых для пайки высокочастотных устройств. Обычно серебро наносится электролитическим способом.

Золото также используется для создания покрытий токонесущих слоев. Слой золота толщиной всего в несколько микрометров, нанесенный электролитически на поверхность легко окисляющихся металлов, практически непроницаем для кислорода.

Медь отличается высокой электро- и теплопроводностью, хорошей теплостойкостью, относительной дешевизной. Однако при выборе проводникового материала следует учитывать, что на воздухе поверхность медного проводника быстро покрывается слоем оксида, имеющим достаточно высокое удельное сопротивление и увеличивающим тепловые потери в СВЧ-конструкциях. Латунь по сравнению с медью имеет повышенную механическую прочность, хорошо обрабатывается и штампуется. Бескислородная медь обладает высокой вязкостью и пластичностью.

Алюминий обладает высокой пластичностью и стойкостью против коррозии. Применение алюминия значительно удешевляет и упрощает процесс изготовления волноводных устройств.

Промышленность поставляет материалы в виде слитков, лент, прутков, плит, листов,

Рис. 3.18. Концентрация токов на поверхности металла из-за поверхностного эффекта (b — глубина поверхностного слоя)

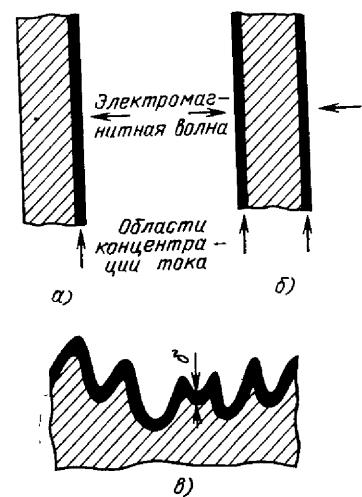


Таблица 3.4. Основные характеристики металлов

Металл	Проводимость $\sigma \cdot 10^7$ См/м	Толщина скин-слоя σ_c , мкм, на частотах, ГГц					
		0,2	0,5	1	2	4	10
Серебро	6,6	4,5	2,88	2,03	1,44	1,02	0,64
Медь	5,9	4,9	2,98	2,09	1,48	1,05	0,66
Золото	4,4	5,55	3,53	2,49	1,75	1,24	0,79
Алюминий	3,81	5,82	3,7	2,61	1,85	1,3	0,83
Бериллий	2,43	6,82	4,3	3,04	2,15	1,52	0,96
Латунь	1,57	—	—	—	—	—	—
Бронза	0,89	—	—	—	—	—	—
Инвар	0,121	—	—	—	—	—	—
Вольфрам	1,81	8,4	5,27	3,74	2,65	1,88	1,18
Никель	1,28	10,0	6,3	4,48	3,18	2,25	1,41
Олово	0,90	12,5	7,87	5,57	3,95	2,8	1,78
Тантал	0,81	14,3	9	6,36	4,5	3,2	2,02
Ванадий	0,42	18,7	11,26	7,0	5,65	4,0	2,52
Хром	0,77	13,0	8,15	5,75	4,1	2,9	1,82
Титан	0,21	24,8	15,6	11,1	7,8	5,54	3,48

труб, из которых с помощью соответствующего технологического процесса можно изготавливать элементы и устройства СВЧ.

Трубы из меди, латуни, алюминия и его сплавов, выпускаемые промышленностью, соответствуют принятым стандартным сечениям волноводов НО.206.002.

Конструкционные материалы. Как указывалось выше, лишь тонкий слой используемого в конструкции материала влияет на электрические параметры СВЧ-устройств, а основная масса материала обеспечивает механическую прочность и надежность.

К этой конструкционной части материала предъявляют требования высокой механической прочности, формостойчивости, малой плотности, немагнитности, возможности изготовления деталей сложной формы, низкой стоимости.

В качестве конструкционных материалов могут быть выбраны любые металлы, допускающие обработку поверхности по высокому классу точности и последующее покрытие металлами с высокой проводимостью.

В последние годы в связи с развитием методов гальванопластики для изготовления волновода стали широко использоваться различные пресс-материалы и эпоксидные смолы, с внутренней стороны покрытые слоем материала с высокой проводимостью.

Диэлектрические материалы. К диэлектрическим материалам, используемым при изготовлении высокочастотных волноводных устройств, предъявляются требования малых диэлектрических потерь, высокой механической прочности, высокой допустимой рабочей температуры, формостойчивости, хорошей обрабатываемости, пригодности для соединения с другими диэлектриками и металлами высокой теплопроводности.

Наиболее широко в волноводной технике СВЧ применяются такие диэлектрики, как: полиэтилен, полистирол и фторопласт, обладающие малыми диэлектрическими потерями вплоть до диапазона миллиметровых волн, достаточно высокой электрической прочностью и легко обрабатываемые; различные типы высокочастотной керамики, имеющей малый температурный коэффициент линейно-

Таблица 3.5. Основные электрические параметры диэлектриков

Наименование диэлектрика	Относительная диэлектрическая проницаемость	Тангенс угла диэлектрических потерь $\tan \delta$ на частоте 10 ГГц	Электрическая прочность, кВ/мм
Полиэтилен	2,3...2,4	(4...5) 10^{-4}	40
Полистирол	2,5...2,6	(3...4) 10^{-4}	20
Фторопласт-4	1,9...2,2	(2...3) 10^{-4}	40
Брокерит (керамика) 9	6,6	(2...4) 10^{-4}	10
Стекло	4,0	15...10 $^{-4}$	—
Ситал	10	3,5...10 $^{-4}$	40
Поликор	9,6...9,8	(0,2...0,5) 10^{-4}	20...25
Сапфир	11,4...13,2	1,10 $^{-4}$	40
Сапфирит	9,3...10,1	(1...1,1) 10^{-4}	40

го расширения, высокую термостойкость, большую электрическую прочность и малые диэлектрические потери; стекло, отличающееся высокой термостойкостью и стабильностью диэлектрических свойств с изменением температуры; конструкционные пластмассы, обладающие высокой противокоррозионной и химической стойкостью, пресс-материалы, обладающие высокой механической прочностью, природная и синтетическая слюда и др.

Основные свойства некоторых диэлектриков в диапазоне СВЧ приведены в табл. 3.5.

Антикоррозионные покрытия. Значительное влияние на затухание волноводов оказывает коррозия металлических стенок. Оксиды, образующиеся на поверхности металлов и имеющие малую удельную проводимость, увеличивают тепловые потери. Чтобы избежать этого, на внутренние стенки волновода наносят тонкий слой лака, предохраняющего металл от коррозии, или осаждают электролитическим методом слой серебра, достаточно стойкий к окислению. Важно, чтобы лак имел малые диэлектрические потери ($\tan \delta < 10^{-3}$). Поверхностное сопротивление электролитически осажденного серебра несколько больше, чем чистый слой меди (из-за пористости). Поэтому толщину серебряного покрытия медных стенок следует делать меньше глубины проникновения тока в серебро или применять методы механического уплотнения. В отдельных случаях в качестве антикоррозийного покрытия применяется золото.

3.12. МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Подложки. Изготавливаются подложки в основном из диэлектриков, в некоторых конструкциях СВЧ-устройств — из ферритов, а в монолитных микросхемах — из полупроводников. К ним предъявляются следующие основные требования: хорошая обрабатываемость механическим способом, химическая стойкость, высокая теплопроводность, низкая пористость, согласование температурного коэффициента линейного расширения (ТКЛР) с ТКЛР материалов наносимых пленок, высокая стабильность электрических параметров, малый тангенс угла потерь и низкая себестоимость.

Диэлектрики (табл. 3.5) применяются в качестве подложек в абсолютном большинстве рассматриваемых конструкций ИС. Для повышения степени интеграции ИС желательно применять подложки с высоким ϵ . При этом снижа-

ются потери на излучение, поскольку большая часть электрического поля концентрируется под проводником МПЛ. Однако при высоких значениях ϵ в конструкциях микросхем СВЧ легко возбуждаются поверхностные волны, сильно возрастают требования к допускам. Это вынуждает выбирать для подложек диэлектрики с $\epsilon=8\ldots10$, к которым относятся ситал, поликор, сапфир, сапфирит (см. табл. 3.5) и др. [6].

При создании микросхем большое значение имеет шероховатость и размеры поверхностных дефектов. Связано это в основном с тем, что проводящие слои, наносимые на подложку, принимают форму ее поверхности и возникающие при этом неровности проводника увеличивают активные потери, из-за увеличения путей токов, приводят к возникновению поверхностных волн и увеличению потерь на излучение из-за изменения структуры поля, а также уменьшают электрическую прочность линии передачи или устройств, создаваемых на их базе.

Величина малого $\operatorname{tg} \delta$ является непременным условием применения диэлектрика в ИС СВЧ.

Ферриты, полирующиеся так же, как диэлектрики, до высокого класса шероховатости поверхности (12-13-й класс), должны выдерживать все этапы технологических процессов изготовления СВЧ-микросхем. Основным недостатком существующих ферритов является их невысокая механическая прочность.

Полупроводники из кремния и арсенида галлия в основном используются при создании монолитных схем, включающих активные элементы, изучение которых выходит за пределы данного учебника.

Проводники (см. табл. 3.4). В ИС СВЧ структура проводников в большинстве случаев многослойная. Первый (от диэлектрического основания) слой проводника — высокоомный материал с хорошим адгезионным свойством (хром, никром, ванадий и tantal), второй — с высокой проводимостью (медь, алюминий, золото) третий — обеспечивает защиту от внешней среды и лужение части проводника для проведения монтажных операций (серебро, золото). Хорошие электрические характеристики (малые потери) обеспечивают второй слой, толщина которого единицы и десятки микрометров, толщина подслоя примерно на два порядка меньше. В однослойных конструкциях рекомендуется применять алюминий, в двухслойной — материалы с хорошей адгезией и золото.

Резистивные материалы используются для соединения резисторов. Основными требованиями являются большое поверхностное сопротивление и малый ТКС. В качестве резистивных материалов наиболее широкое распространение получили чистые металлы (хром, tantal), сплавы (никром), керметы (твердые растворы серебра, хрома, двукиси кремния, например, карбид титана, силицид tantalа, карбид хрома), полупроводниковые пленки (диоксид олова), резистивные пасты для толстопленочной технологии.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

- Перечислите основные требования к линиям передачи.
- При каких структурах полей и где применяются круглые, прямоугольные и коаксиальные волноводы?
- Нарисуйте графики распределения критических длин волн в волноводах.
- Как правильно выбрать поперечные размеры волноводов?
- Нарисуйте графики частотной зависимости затухания для волноводов различных типов.
- Чем определяется пробивная прочность волноводов?

- Перечислите основные конструкции полосковых линий и их свойства.
- Охарактеризуйте линии поверхностных волн и их свойства.
- Какие требования предъявляются к материалам, используемым в конструкциях волноводных и полосковых линий передачи?

Глава 4 ЭЛЕМЕНТЫ И УЗЛЫ ВОЛНОВОДНЫХ СВЧ-ТРАКТОВ

4.1. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

В радиосистемах для передачи энергии от передатчика к антенне и от антенны к приемнику используется совокупность устройств, называемых СВЧ-трактом. Эта совокупность включает в себя как регулярные отрезки линий передачи, так и нерегулярности, необходимые для соединения отдельных регулярных отрезков, их изгиба, поворота плоскости поляризации, согласования тракта с передатчиком, антенной и приемником.

К регулярным отрезкам линий передачи относятся рассмотренные в предыдущей главе отрезки линий передачи с неизменным сечением в продольном направлении и постоянными электрическими свойствами заполняющей среды. К элементам и узлам, нарушающим регулярность тракта, относятся реактивные элементы согласующих устройств, соединения, переходы, изгибы, скрутки и др.

4.2. ПОНЯТИЕ ОБ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМАХ НЕРЕГУЛЯРНОСТЕЙ

Электромагнитное поле в сечении линии с нарушенной регулярностью искажается и может быть представлено в виде суммы полей (рис. 4.1, а) падающей $P_{\text{пад}}$, отраженной $P_{\text{отр}}$ волн и проходящей $P'_{\text{пад}}$ волны низшего (рабочего) типа, а также волн высшего типа P'_v и P''_v , возникающих вблизи нерегулярности и образующих так называемое местное поле, создающее дополнительный запас реактивной энергии. Напряженность местного поля убывает по мере удаления от нерегулярности, поскольку критические дли-

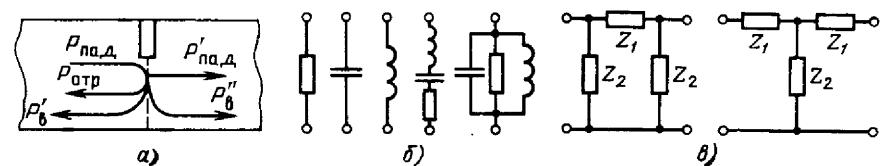


Рис. 4.1. Нерегулярность в волноводе:

а — изменение структуры поля; б — эквивалентная схема для сосредоточенной нерегулярности; в — эквивалентная схема для распределенной нерегулярности

ны его волн малы, и на расстоянии, сравнимом с длиной волны, его влиянием можно пренебречь, однако у самой нерегулярности амплитуда напряженности местного поля может быть сравнима с амплитудой падающей волны.

Влияние нерегулярного участка тракта на процессы передачи и отражения волн основного типа в линии может быть отображено схемой замещения (эквивалентной схемой, рис. 4.1, б, в).

Вид эквивалентной схемы и значения составляющих ее элементов зависят от частоты сигнала, характера нерегулярного участка, а также от выбора плоскости его представления, т. е. места включения эквивалентной схемы в линию передачи. Если длина нерегулярного участка вдоль волновода мала по сравнению с длиной волны, то отсчетная плоскость устанавливается посередине участка. При малой длине нерегулярного участка эквивалентная схема имеет вид простейших цепей, состоящих из элементов с сосредоточенными параметрами (рис. 4.1, б). При большой длине нерегулярного участка эквивалентная схема в большинстве случаев может быть представлена в виде П- или Т-образной цепи, также состоящей из элементов с сосредоточенными параметрами (рис. 4.1, в).

Представление нерегулярности в виде эквивалентной схемы справедливо в узком интервале частот для удаленных друг от друга нерегулярностей, которые не связаны друг с другом местными полями. При составлении эквивалентных схем близко расположенных нерегулярностей необходимо учитывать их взаимное влияние.

Входящие в эквивалентные схемы реактивности строго определяются с помощью электродинамических расчетов. Однако сложность решения подобных задач приводит к необходимости их экспериментальной проверки, а в ряде практических случаев — использования экспериментальных данных, имеющихся в литературе в виде графиков и эмпирических формул.

4.3. РЕАКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ВОЛНОВОДНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

Роль реактивностей в волноводных линиях передачи выполняют нерегулярности и короткозамкнутые и разомкнутые отрезки линий передачи.

Штыри в волноводе. Короткий металлический штырь в одной из широких стенок волновода (рис. 4.2, а), направленный вдоль линий электрического поля, увеличивает местное электрическое поле и действует как эквивалентная емкость. Нормированное значение проводимости b' штыря зависит от его длины l , радиуса r и места расположения на широкой стенке l_1 [1]:

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

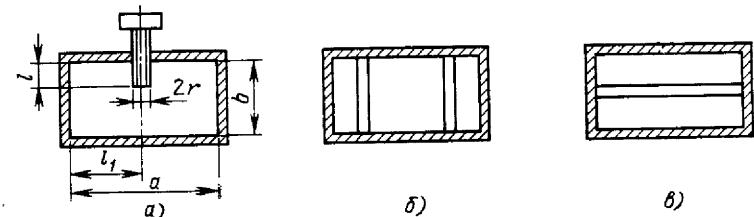


Рис. 4.2. Штыри в волноводе:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

где обозначения аналогичны значениям, показанным на рис. 4.2,а.

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

Помимо штырей, направленных вдоль линий электрического поля, применяются штыри, лежащие перпендикулярно линиям электрического поля (рис. 4.2,б). Такой штырь играет роль емкости, шунтирующей линию передачи, и называется *емкостным*. Конструкция такой реактивности обладает повышенной электрической прочностью.

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

Конструкции диафрагм в прямоугольном волноводе и их эквивалентные схемы приведены на рис. 4.3.

Емкостные диафрагмы образованы пластинами, свободные края которых перпендикулярны линиям электрического поля (рис. 4.3,а). Концентрация зарядов на краях такой диафрагмы приводит к накоплению энергии электрического поля, что аналогично действию конденсатора, шунтирующего линию передачи. Емкостные диафрагмы уменьшают электрическую прочность волновода и не рекомендуются к применению в трактах высокого уровня мощности.

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

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

Индуктивные диафрагмы образованы пластинами, свободные края которых параллельны линиям электрического поля основного типа волны (рис. 4.3,б). Действие такой диафрагмы основано на концентрации магнитного поля, что эквивалентно индуктивности, шунтирующей линию передачи.

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

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

Сочетание индуктивной и емкостной диафрагм позволяет осуществить *резонансную диафрагму*, эквивалентная схема которой представляет собой параллельный колебательный контур (рис. 4.3,в). Резонанс определяется условием

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

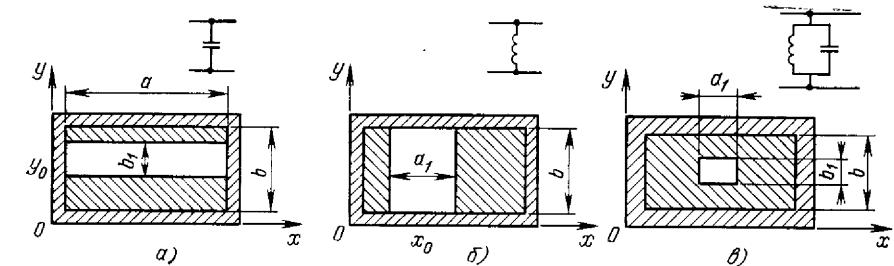


Рис. 4.3. Диафрагмы в волноводе:
а — емкостная; б — индуктивная; в — резонансная

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

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

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

где ϵ и μ — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости диэлектрика, который впаяивается в окно.

Реактивные шлейфы представляют собой короткозамкнутые или разомкнутые отрезки линий передачи различной длины. Как показано в § 2.6, меняя длину шлейфа от 0 до $\lambda_b/2$, можно получить реактивности любого значения (см. рис. 2.5 и 2.6) и знака.

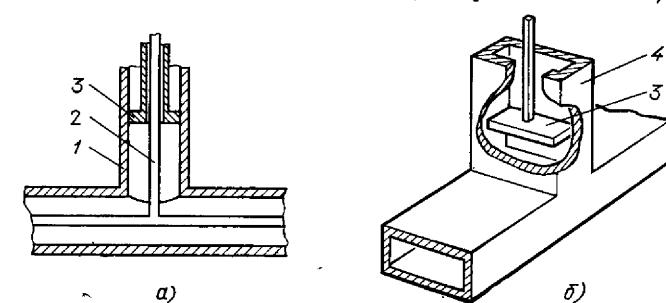


Рис. 4.4. Коаксиальный (а) и волноводный (б) реактивные шлейфы:
1 — внешний проводник; 2 — внутренний проводник коаксиальной линии; 3 — короткозамыкающий поршень; 4 — прямоугольный волновод

Конструктивно короткозамкнутые реактивные шлейфы (рис. 4.4) представляют собой жесткое механическое соединение под углом 90° двух отрезков волноводных линий передачи, один из которых замкнут подвижным короткозамкнутым поршнем, обеспечивающим возможность получения переменных значений входной реактивности, а другой обеспечивает возможность включения шлейфа в СВЧ-тракт. Перемещение поршня осуществляется, как правило, с помощью микрометрического винта. Конструкции поршней будут рассмотрены в § 4.8.

4.4. СОЕДИНИТЕЛИ ВОЛНОВОДНЫХ ТРАКТОВ

Конструкция соединительных устройств отдельных узлов СВЧ-трактов зависит от типа линии, условий эксплуатации и требований к качествам соединения. Так, при большой протяженности линии передачи, входящей в стационарную аппаратуру, может оказаться целесообразным жесткое соединение отдельных участков линии сваркой или пайкой. Если же соединение участков линии является временным либо должны выполняться требования ремонтируемости, то необходимы соединительные устройства, позволяющие легко монтировать и демонтировать тракт.

Качество соединительных устройств оценивается электрическими и механическими параметрами, а также требованиями к надежности, долговечности, сохранности и климатическим условиям.

От качества электрического контакта зависят такие важные характеристики РЭА, как потери мощности, помехи, диапазон рабочих частот, электрическая прочность, $K_{ст}$ и др.

Механические параметры соединителей определяют их работоспособность в течение заданного срока службы, высокую износостойчивость, механическую прочность, стабильность контактного усиления и общую герметичность СВЧ-тракта, которая особенно важна при повышенном давлении внутри тракта (для увеличения пробивной прочности) и при пониженном внешнем давлении (при работе трактов на больших высотах), а также при работе в условиях повышенной влажности.

Соединения прямоугольных и круглых волноводов должно обеспечить малое сопротивление для продольных токов, текущих по внутренним стенкам волновода. Рассмотрение распределения токов в стенах прямоугольного волновода на волне H_{10} (см. рис. 3.6) позволяет сделать вывод, что наиболее важно обеспечить контакт в середине широких стенок волновода, где амплитуда продольного тока максимальна. Так, для волновода с воздушным заполнением сечением 23×10 мм при передаче мощности в 500 кВт полный продольный ток, протекающий через стык широких стенок, приблизительно равен 60 А. При большом переходном сопротивлении контакта это может привести к выгоранию контактных площадок и выходу из строя соединителя.

В настоящее время используются два основных типа соединения волноводов: контактный и дроссельный. Контактное соединение может быть неразъемным и разъемным.

Неразъемное соединение можно осуществить, например, с помощью муфт. Внешние муфты надевают на место соединения и припаивают. Высокое качество пайки достигается при использовании припоев ПСр40 и ПСр45 (ГОСТ 19746—74). При удовлетворительном выполнении подобное соединение обладает малым и стабильным переходным сопротивлением, а $K_{ст}$ не превышает 1,005. Неразъемные соединения получаются герметичными и механически прочными. Неразъемные соединения обеспечивают электротехническую герметичность не менее 120 дБ. Примером неразъемного соединения являетсястыковка круглых волноводов с помощью холдинговой сварки.

Разъемное контактное соединение выполняется с помощью контактных фланцев. Плоские контактные фланцы за счет соприкосновения торцевых поверхностей обеспечивают непосредственный электрический контакт между соединяемыми волноводами (рис. 4.5, а). Контактные поверхности фланцев стягиваются болтами и струбцинами. Высокие требования к электрическим параметрам соединений обуславливают жесткие требования к точности выполнения контактных фланцев: перпендикулярности поверхности фланца к оси волновода, плоскости контактной поверхности, ее качеству и точности расположения базирующих элементов. При проектировании контактных соединителей необходимо выбирать материалы и покрытия прилегающих друг к другу поверхностей с минимальной разностью электродных потенциалов с тем, чтобы не образовывалась гальванических пар и, как следствие, не появлялась коррозия. Например, по ОСТ 4.ГО.206.013 для покрытия контактных поверхностей латунных фланцев предусматривается многослойное серебрение с подслоем меди, а для случая контакта латуни с алюминием рекомендуется кадмирование.

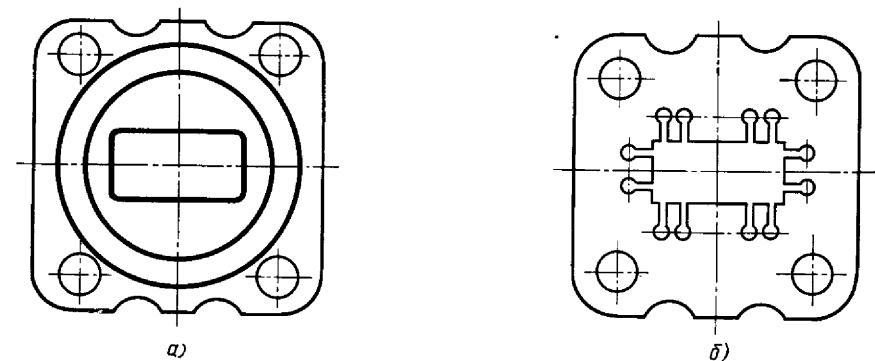


Рис. 4.5. Пример конструкции плоского контактного фланца для прямоугольного волновода;
а — конструкция фланца; б — контактная прокладка

В настоящее время на практике широко применяются плоские фланцы с упругими контактными прокладками (рис. 4.5,б). Прокладки выполняются из материала, обладающего хорошими пружинящими свойствами (например из листовой бронзы БрБ2М толщиной 0,12...0,25 мм в зависимости от сечения волновода). Прокладка имеет лепестки по внутреннему периметру поперечного сечения волновода, которые либо разведены в противоположные стороны, либо слегка скручены вокруг оси так, что при соединении фланцев между стенками волновода образуется надежный электрический контакт. Для повышения механической надежности разрезы между лепестками заканчиваются круглыми отверстиями, снижающими концентрацию механических напряжений в углах разрезов. Общая длина разреза должна быть не меньше четверти длины волны. Прокладка строго фиксируется относительно канала волновода с помощью шрифтов или установочных болтов. С целью повышения герметичности соединения применяют уплотняющую резиновую прокладку в виде кольца, уложенную в специальную канавку на фланце. В качестве материала для герметизирующих прокладок используется резина типа ИРП-1267. Технические требования к герметизирующим прокладкам оговариваются в специальной нормативной документации (ОСТ 4.ГО.206.015).

Контактные фланцы, сконструированные в соответствии со стандартом на волноводы, обеспечивают во всем рабочем диапазоне волновода электрические параметры, приведенные в ОСТ 4.ГО.206.013.

Для характеристики электрической прочности элементов и узлов СВЧ пользуются величиной относительной мощности P' _{пр}, равной отношению пробивной мощности устройства $P_{\text{пр.устр}}$ к пробивной мощности регуляторного волновода $P_{\text{пр.рег}}$:

$$P'_{\text{пр}} = P_{\text{пр.устр}} / P_{\text{пр.рег}}. \quad (4.8)$$

Для контактных фланцев в зависимости от частотного диапазона значение $P'_{\text{пр}}$ меняется от 20 до 75%.

Преимуществом контактных фланцевых соединений является возможность их использования без частотных ограничений. Однако контактные соединения обладают рядом недостатков. Качество контакта значительно ухудшается при деформации фланца от многократных соединений, при окислении, вибрации, выгорании при передаче большой мощности и т. д.

Дроссельное соединение, свободное в значительной степени от вышеуказанных недостатков, используется в СВЧ-трактах, узлы которых часто подвергаются разборке.

В дроссельном соединении (рис. 4.6) используются два фланца, один из которых плоский 1, а другой — дроссельный 2, имеющий в торцовой части выборку Δ и кольцевую канавку глубиной l_1 приблизительно в четверть длины волны в свободном пространстве. Радиальное расстояние между канавкой и серединой широкой стенки прямоугольного волновода l_2 также равно примерно

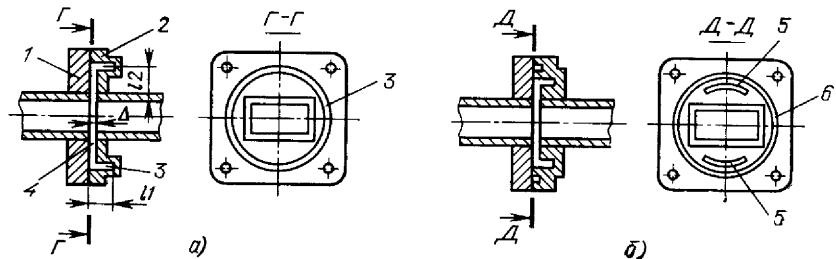


Рис. 4.6 Дроссельные волноводные фланцы:
а — с кольцевой канавкой; б — с секторной канавкой

четверти длины волны. Таким образом, надежный электрический контакт осуществляется с помощью последовательно включенной в основной тракт дополнительной короткозамкнутой полуволновой линии — дросселя. Отрезки четвертьволновых линий, образующих дроссель, различны по типу. Это четвертьволновая коаксиальная линия (дроссельная канавка 3) и четвертьволновая радиальная линия (зазор между плоскостями стыкуемых фланцев 4). Распределение напряжений и токов в дроссельном соединении показано на рис. 4.7. Через R_k обозначено сопротивление контакта, имеющееся в месте механического соединения двух фланцев, там, где находится узел тока. При этом несовершенство контакта мало влияет на качество соединения. Вместе с тем просачивание высокочастотной энергии будет минимальным, так как на резисторе R_k выделяется очень малая мощность. Электрический контакт осуществляется в точках A A' , где находится пучность тока, так как входное сопротивление замкнутой на конце полуволновой линии равно нулю, что и требуется для обеспечения контакта между соединяемыми волноводами. При необходимости увеличить механическую прочность дроссельного фланца применяется секторная канавка 5 (см. рис. 4.6,б), также обеспечивающая надежный электрический контакт в середине широкой стенки волновода.

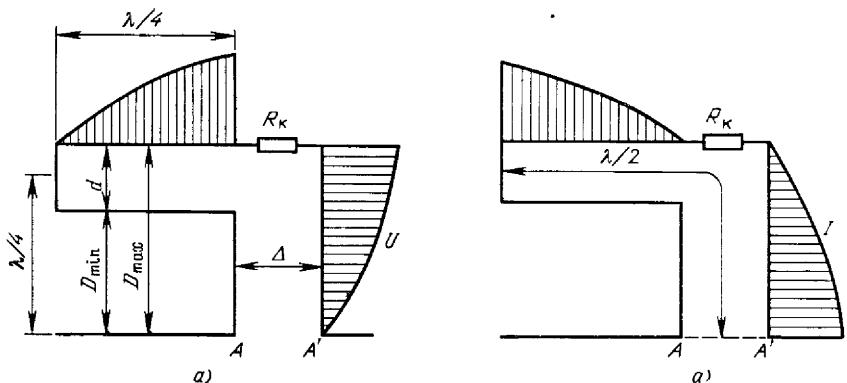


Рис. 4.7. Распределение напряжений (а) и токов (б) в дроссельном фланце
4—79

Герметизация дроссельных соединений достигается с помощью уплотнительных резиновых прокладок, которые укладываются в кольцевую канавку 6 (см. рис. 4.6,б), проточенную на торце фланца за дроссельной канавкой. При работе тракта на высоких уровнях мощности с целью уменьшения излучения уплотнительная прокладка изготавливается из мягкого металла.

Дроссельные волноводные фланцы изготавливаются либо на металлообрабатывающих станках, либо с применением штамповки жидкого металла или горячей штамповки. В качестве материалов применяются латуни марок ЛС59-1, Л62 и алюминий марок АК6, Д1.

Правильно сконструированные дроссельные фланцы обеспечивают в полосе частот 15% f_0 (в длинноволновой части сантиметрового диапазона) и 6% f_0 (в коротковолновой части сантиметрового диапазона) значение K_{ct} , не превышающее 1,05, а электротехническая герметичность до 100 дБ. Средняя по диапазону относительная пробивная мощность P'_{pr} составляет 25%.

Основными достоинствами дроссельных соединений являются надежность, нечувствительность к небольшим перекосам, загрязнениям, шероховатостям поверхности и неплотности прилегания. Недостатки дроссельных соединений — сложность их конструкции и зависимость электрических параметров от частоты.

Соединение коаксиальных волноводов. Соединение гибких и жестких коаксиальных волноводов производится с помощью специальных соединителей, большая часть которых в настоящее время стандартизирована (ГОСТ 20265—74) и серийно выпускается промышленностью.

4.5. СОГЛАСОВАНИЕ В СВЧ-ТРАКТАХ

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

Полная передача энергии генератора с помощью линии (Z_b) в нагрузку (Z_n) возможна при условии (см. § 2.5)

$$Z_n = Z_b; \quad Z_r = Z_b, \quad (4.9)$$

где Z_r — выходное сопротивление генератора. В этом случае отсутствует отраженная волна.

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

Потери мощности на отражение. При отсутствии отражений мощность P_n , передаваемая в нагрузку, имеет максимальное значение и равна падающей мощности $P_{пад}$. При несогласованной

нагрузке выделяемая на ней мощность P'_n уменьшается на значение отраженной мощности $P_{отр}$:

$$P'_n = P_{пад} - P_{отр} = \frac{U_{пад}^2}{2Z_b} - \frac{U_{отр}^2}{2Z_b} = \frac{U_{пад}^2}{2Z_b} \left(1 - \frac{U_{отр}^2}{U_{пад}^2} \right) = \\ = P_{пад} (1 - |\Gamma|^2). \quad (4.10)$$

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

$$P_{n\max} = U_{пр}^2 / 2Z_b = P_{пр}, \quad (4.11)$$

где $P_{пр}$ — пробивная мощность в линии.

Для несогласованной линии напряжение в пучности волны (см. § 2.5) $U_{max} = U_{пад}(1 + |\Gamma|)$. При этом максимальная мощность в линии, при которой возникает пробой при наличии отражений,

$$P'_{пад} = P_{пр} / (1 + |\Gamma|)^2. \quad (4.12)$$

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

$$P'_{пр} = P'_{пад} (1 - |\Gamma|^2) = P_{пр} (1 - |\Gamma|^2) / (1 + |\Gamma|)^2 = \\ = P_{пр} / K_{ct}. \quad (4.13)$$

Выражение (4.13) необходимо учитывать при расчете пробивной прочности волноводов.

Уменьшение широкополосности передающего тракта. Входное сопротивление несогласованной линии на основании (2.33) определяется выражением [1]

$$Z_{bx} = Z_b (1 + |\Gamma|_H e^{-i2\beta l}) / (1 - |\Gamma|_H e^{-i2\beta l}). \quad (4.14)$$

Анализируя (4.14), нетрудно убедиться в следующем: чем больше коэффициент отражения, тем больше пределы изменения Z_{bx} , а следовательно, больше частотная чувствительность СВЧ-тракта и уже его полоса; чем длиннее линия, тем большее скорость изменения фазового угла коэффициента отражения, поскольку с учетом (2.28)

$$\varphi = 2\beta l + \varphi_n = 4\pi lf/v_\Phi + \varphi_n. \quad (4.15)$$

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

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

Рассмотрим наиболее распространенные методы согласования.

1. Метод создания компенсирующих отражений основан на создании дополнительных отражений, суммарная амплитуда которых

4*

$U''_{\text{отр}}$ равна амплитуде отраженной волны от согласуемого устройства $U''_{\text{отр}}$, а фаза отличается на 180° . При этом условии общее отражение $U_{\text{отр}} = U'_{\text{отр}} - U''_{\text{отр}} = 0$. Устройства, с помощью которых реализуется этот метод, называются *согласующими трансформаторами*.

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

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

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

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

4.6. СОГЛАСУЮЩИЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Принцип действия *согласующих трансформаторов с компенсирующей реактивностью* иллюстрируется рис. 4.8. В этом случае роль согласующего элемента сводится только к компенсации реактивной составляющей входного сопротивления в том сечении линии, где активная составляющая входного сопротивления равна волновому сопротивлению линии. Слева от реактивности (в сторону к генератору Г) в линии устанавливается режим бегущей волны (1), справа от реактивности (в сторону к нагрузке Н) в линии сохраняется режим смешанных волн (2).

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

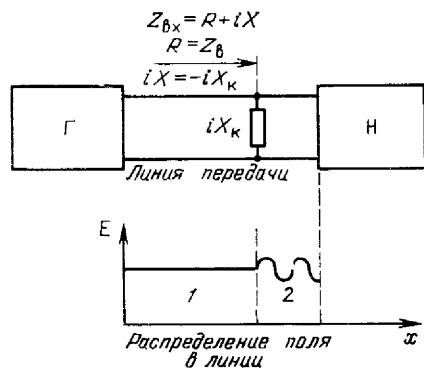


Рис. 4.8. Пояснение принципа согласования с помощью компенсирующей реактивности

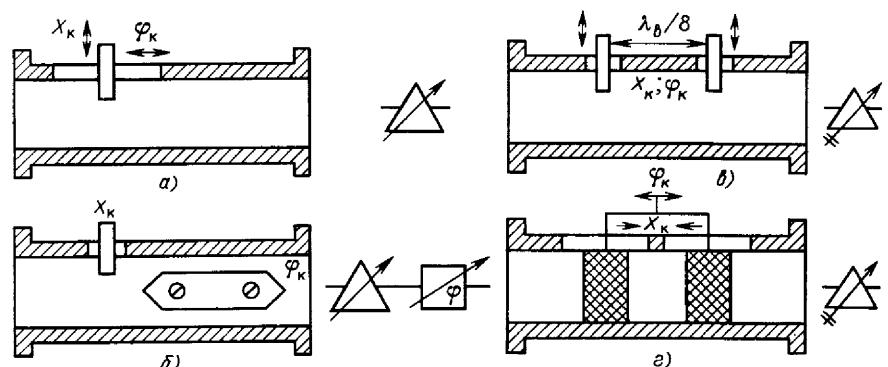


Рис. 4.9. Регулируемые согласующие трансформаторы с компенсирующей реактивностью

мой реактивной проводимости, на рис. 4.9,б — трансформатор с регулируемой неперемещаемой реактивностью и фазовращателем, позволяющим изменять электрическую длину линии, на рис. 4.9,в — трансформатор с двумя регулируемыми неперемещаемыми реактивностями, расположенными на расстоянии, равном нечетному числу $\lambda_b/8$, на рис. 4.9,г — двухвтулочный трансформатор с нерегулируемыми перемещаемыми неоднородностями.

Недостатком конструкции рис. 4.9,в является невозможность согласования любых значений сопротивлений (наличие «недосягаемой зоны»). Этот недостаток может быть устранен применением трех регулируемых реактивностей, расположенных на расстоянии, кратном нечетному числу четвертей длины волны.

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

Четвертьвольновой согласующий трансформатор представляет собой отрезок линии передачи с волновым сопротивлением Z_{tp} и длиной $\lambda_b/4$, включенный между согласуемыми линиями передачи с разными волновыми сопротивлениями ($Z_{\text{B}1}$ и $Z_{\text{B}2}$) или между линией передачи и нагрузкой ($Z_{\text{B}1}$ и Z_{H}). Волновое сопротивление трансформатора подбирается таким, чтобы создавались два равные по амплитуде отражения на его входе и выходе. Поскольку длина трансформатора $\lambda_b/4$, то отражения на входе компенсируются отражениями, возникающими на выходе.

Для определения волнового сопротивления трансформатора воспользуемся формулой (2.33), которая позволяет найти коэффициенты отражения на входе $\Gamma_{\text{vx}} = (Z_{\text{B}1} - Z_{\text{tp}}) / (Z_{\text{B}1} + Z_{\text{tp}})$ и выходе трансформатора $\Gamma_{\text{vых}} = (Z_{\text{B}2} - Z_{\text{tp}}) / (Z_{\text{B}2} + Z_{\text{tp}})$. Если уравнять эти коэффициенты с противоположными знаками, то получим вывод, который следовало ожидать. Согласно (2.40), входное сопротивление четвертьвольнового отрезка линии, нагруженного на сопротивление $Z_{\text{B}2}$, равно

$$Z_{\text{vx}} = Z_{\text{tp}}^2 / Z_{\text{B}2} = Z_{\text{B}1}, \quad (4.16)$$

следовательно,

$$Z_{tp} = \sqrt{Z_{b1} Z_{b2}}, \quad (4.17)$$

для случая согласования двух линий и

$$Z_{tp} = \sqrt{Z_{b1} Z_h}. \quad (4.18)$$

для случая согласования линии с произвольной поглощающей (активной) нагрузкой Z_h . Если нагрузка четвертьволнового трансформатора имеет реактивную составляющую, то для ее компенсации необходимо изменить длину четвертьволнового отрезка по принципу, описанному в § 2.6.

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

Полоса рабочих частот четвертьволнового трансформатора, в которой сохраняется приемлемое согласование, зависит от скачка трансформируемых сопротивлений. Чем меньше скачок n сопротивлений, тем шире полоса (рис. 4.10).

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

4.7. ПЕРЕХОДЫ

Для решения задачи широкополосного согласования активных сопротивлений применяют ступенчатые переходы (трансформаторы), представляющие собой каскадное соединение четвертьволновых трансформаторов (ступенек) с различными волновыми сопротивлениями $Z_{b1}, Z_{b2}, \dots, Z_{bn+1}$ (рис. 4.11, а).

Для улучшения характеристик ступенчатого перехода скачки волновых сопротивлений отдельных ступенек делаются различными. Наибольшее распространение получили переходы, у которых скачки волновых сопротивлений меняются пропорционально коэффициентам бинома Ньютона (биномиальные переходы) или пропорционально полиномам Чебышева (чебышевские переходы). В первом случае переход имеет максимально плоскую характеристику (1 на рис. 4.11, б), во втором случае характеристика носит колебательный характер в полосе пропускания перехода (2 на рис. 4.11, б). Сравнительный анализ характеристик показывает, что чебышевский переход имеет большую крутизну фронтов частотной характеристики затухания при такой же длине, однако уступает биномиальному переходу в линейности фазочастотной характеристики.

В *плавном переходе*, в отличие от ступенчатого, волновое сопротивление меняется не скачками, а непрерывно вдоль всей линии, т. е. плавный переход, по существу, является нерегулярной ли-

(4.17)

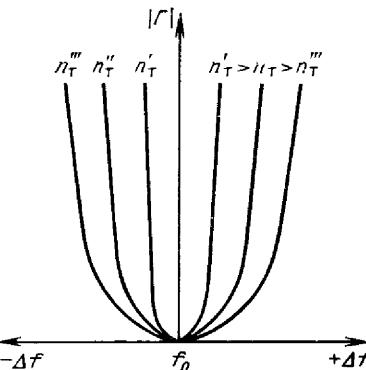


Рис. 4.10. Зависимость частотной характеристики четвертьволнового трансформатора от скачка волновых сопротивлений

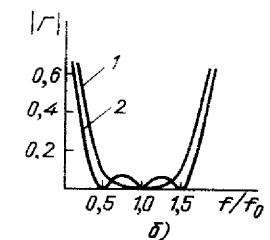
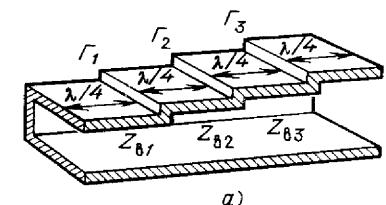


Рис. 4.11. Ступенчатые переходы:
а — конструкция; б — частотные характеристики биномиального (1) и чебышевского ступенчатого перехода (2)

нией, в которой волновое сопротивление является функцией продольной координаты. Плавные переходы могут рассматриваться как предельный случай ступенчатого перехода, у которого число ступенек стремится к бесконечности, а длина каждой ступеньки — к нулю.

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

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

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

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

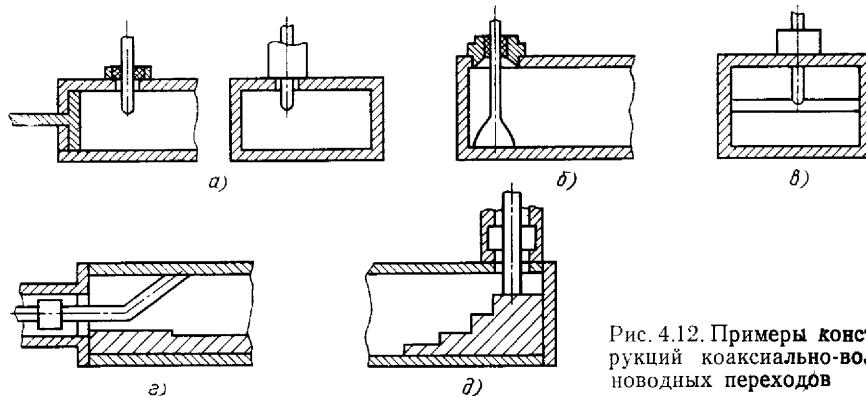


Рис. 4.12. Примеры конструкций коаксиально-волноводных переходов

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

Одним из наиболее распространенных переходов является коаксиально-волноводный переход, примеры конструкций которого показаны на рис. 4.12. Они применяются для подключения к волноводным устройствам коаксиальных кабелей или других коаксиальных устройств, во вращающихся соединениях и т. д.

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

Эквивалентная схема перехода показана на рис. 4.13. Для согласования перехода необходимо уравнять активную составляющую сопротивления перехода R_p и волновое сопротивление линии Z_b , а также компенсировать реактивную составляющую сопротивления перехода X_p . В конструкциях переходов согласование осуществляется с помощью выбора места расположения и геометрических размеров возбуждающего устройства и с помощью согласующих элементов в виде короткозамкнутых настраиваемых или ненастраиваемых отрезков линий (см. рис. 4.12, a—e), ступенчатых переходов (см. рис. 4.12, f) и др.

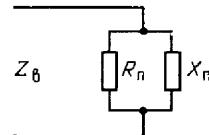
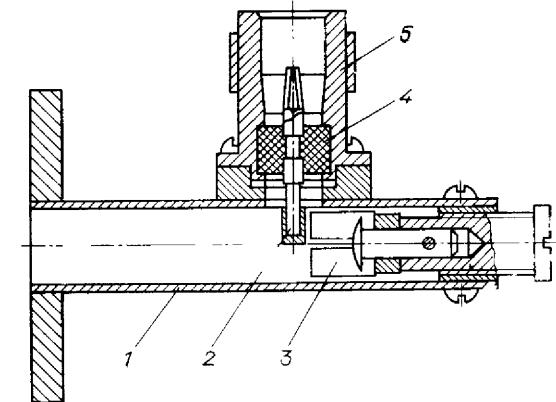


Рис. 4.13. Эквивалентная схема перехода

Рис. 4.14. Настраиваемый коаксиально - волноводный переход:

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



Следует отметить, что все рассмотренные выше переходы являются *взаимными устройствами*. На рис. 4.14 в качестве примера приведен чертеж коаксиально-волнового перехода.

Более широкую полосу рабочих частот имеют переходы, у которых проводник излучателя соединен с емкостным штырем (см. рис. 4.12, e), а также переходы, у которых снижение волнового сопротивления прямоугольного волновода до уровня сопротивления коаксиальной линии достигается с помощью вкладыша, преобразующего прямоугольный волновод в низкоомный П- или Н-волновод (см. рис. 4.12, f, g).

Различные типы переходов прямоугольного волновода на круглый показаны на рис. 4.15. Переход волны H_{10} (H_{20}) в прямоугольном волноводе к волноводу круглого сечения с волной H_{11} (H_{01}) осуществляется плавным изменением (деформацией) формы и размеров поперечного сечения, приводящим к постепенному изменению структуры электромагнитного поля. Если длина перехода равна 2...3 длинам волн, то K_{ct} в рабочей полосе волновода не превышает 1,1.

Преобразование волны H_{10} в прямоугольном волноводе в волну E_{01} в круглом волноводе, как это используется в конструкции,

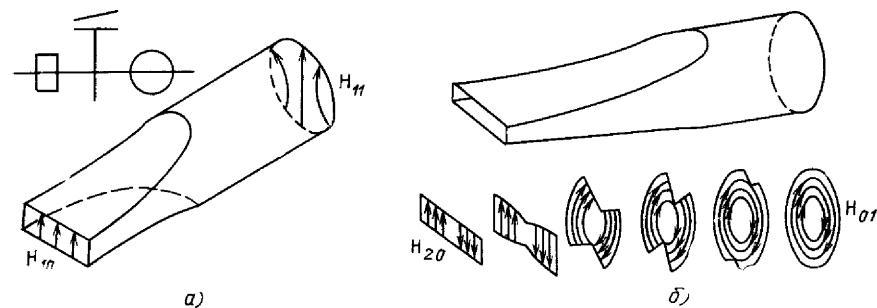


Рис. 4.15. Переходы с прямоугольного волновода на круглый:

а — прямоугольного волновода с волной H_{10} на круглый волновод с волной H_{11} ; б — прямоугольного волновода с волной H_{20} на круглый волновод с волной H_{01}

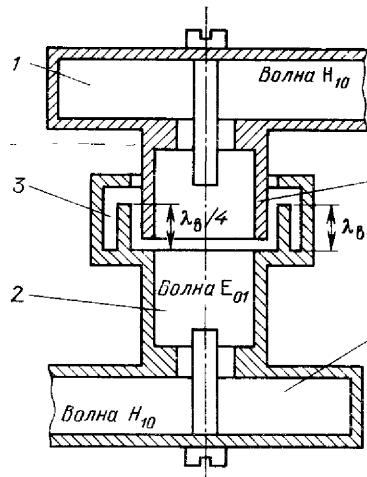


Рис. 4.16 Вращающийся переход:
1 — обычные переходы; 2 — вращающаяся секция;
3 — дроссельное соединение

приведенной на рис. 4.16, происходит с помощью штыревого излучателя, закрепленного в прямоугольном волноводе и входящего в круглый волновод вдоль его оси.

В тех случаях, когда тип трансформируемых волн не является низшим (например, волны E_{01} , H_{01} и другие в круглом волноводе), необходимо в конструкциях переходов предусматривать фильтры для нежелательных типов волн. В качестве фильтров могут быть использованы короткозамкнутые шлейфы,

проводящие решетки, направление проводников у которых совпадает с направлением вектора электрического поля нежелательного типа волны, и т. д.

Вращающийся переход (рис. 4.16) используется для передачи энергии электромагнитных волн по волноводу, когда одна его часть, соединяемая с приемником или передатчиком, неподвижна, а другая, соединяемая с вращающейся антенной, вращается. В рассматриваемом случае вращающийся переход состоит из двух обычных переходов, круглого волновода и дроссельного соединения, обеспечивающего подвижный электрический контакт в месте вращения. Обычные переходы преобразуют волну, распространяющуюся в линии передачи, в волну с аксиально-симметричным типом колебаний. Аксиально-симметричную структуру поля имеют, например, круглые волноводы, работающие на волне E_{01} , используемые в конструкции, представленной на рис. 4.16, и коаксиальные волноводы, работающие на основной Т-волне.

4.8. ИЗГИБЫ И СКРУТКИ

Изгибы используются для изменения направления потока энергии в линии передачи. Прямоугольные волноводы могут быть изогнуты в плоскости электрического (изгиб в плоскости Е, рис. 4.17) и магнитного (изгиб в плоскости Н) полей волны H_{10} . Такие волноводы обладают протяженной нерегулярностью, оказывавшей влияние на отражение и затухание волн в волноводах.

У плавных изгибов (рис. 4.17, а) область нерегулярности начинается с места искривления оси волновода и может быть существенно уменьшена, если длина средней линии изгиба кратна величине $l_{cp} = n\lambda_B/2$, где $n = 1, 2, 3$.

Для уменьшения нерегулярности, вносимой изгибом, необходимо обеспечить постоянство геометрических размеров внутрен-

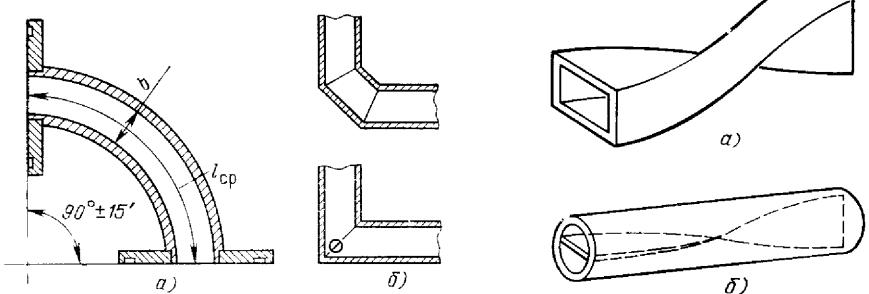


Рис. 4.17. Изгибы в плоскости Е:
а — плавный; б — уголковый

Рис. 4.18. Волноводные скрутки в
прямоугольном (а) и круглом (б)
волноводах

него сечения волновода и высокую чистоту токонесущих поверхностей по всей длине изгиба.

Для уменьшения габаритных размеров волноводных устройств вместо плавных изгибов могут быть использованы уголковые изгибы (рис. 4.17, б). Для компенсации нерегулярности, вносимой уголком, применяют двойной поворот со средней длиной промежуточного участка, равной примерно четверти длины волны в волноводе, а также вводят подстроочные штыри (рис. 4.17, б).

Для изменения плоскости поляризации волны H_{10} , передаваемой по волноводной линии передачи, используют отрезки скрученных волноводов — скрутки (рис. 4.18, а). При этом направление продольной оси волновода остается постоянным, а его поперечное сечение плавно изменяет свое положение. Для получения минимальных отражений в широкой полосе частот длина скрученного волновода при повороте на 90° должна быть не меньше $2 \dots 3\lambda_B$.

В круглых волноводах для изменения плоскости поляризации волны типа H_{11} размещают по диаметру тонкую металлическую пластину, скрученную вдоль оси волновода (рис. 4.18, б). Требования к выбору длины скрученной части аналогичны требованиям к скруткам в прямоугольных волноводах.

4.9. КОРОТКОЗАМЫКАЮЩИЕ ПОРШНИ В ВОЛНОВОДНЫХ ТРАКТАХ

Короткозамыкающие поршни используются для изменения длины отрезков линий передачи, а также для настройки резонаторов. Основным требованием, предъявляемым к поршню, является получение чисто стоячей волны в волноводе. В связи с этим поршень должен иметь минимальные потери, не зависящие от его перемещения. Из других наиболее важных требований к поршням следует отметить необходимость постоянства положения плоскости короткого замыкания, неизменность сопротивления контакта в про-

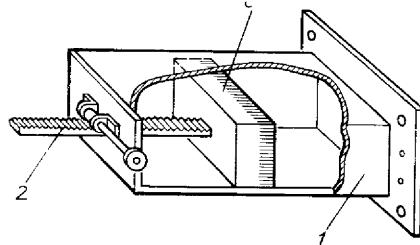


Рис. 4.19. Волноводный короткозамыкающий поршень:
1 — волновод; 2 — механизм перемещения; 3 — контактные пружины

контакта по всему периметру поршня, как и в случае соединения волноводов (см. § 4.3), широкое распространение получили дроссельные бесконтактные поршни. В конструкции, показанной на рис. 4.20, а, поршень имеет механический контакт в минимуме продольного тока (точка С), поэтому качество контакта не сказывается на работе поршня. Входное сопротивление в точках А, В равно нулю, так как они находятся на расстоянии $\lambda_b/2$ от плоскости короткого замыкания внутренней полости поршня.

Волноводный поршень, показанный на рис. 4.20, б, образован двумя четвертьволновыми отрезками линий. Входное сопротивление Z_A в плоскости короткого замыкания АА согласно (4.16) равно $Z_A = Z_{b1}^2/Z_{b2}$, где Z_{b1} и Z_{b2} — волновые сопротивления волноводов, образованных поршнем и стенками волновода. Следовательно для получения минимального Z_A необходимо так подбирать геометрические размеры дроссельных зазоров, чтобы сопротивление Z_{b2} было значительно больше Z_{b1} .

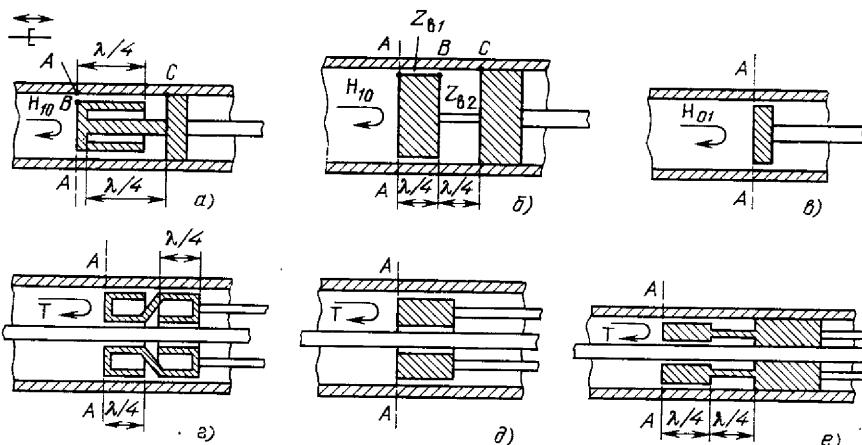


Рис. 4.20. Бесконтактные поршни в волноводах:
а—е — для круглых и прямоугольных волноводов; 2—е — для коаксиальных волноводов

цессе эксплуатации, отсутствие искрений в контактах между поршнем и волноводом при работе на больших уровнях мощности.

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

Ввиду трудности обеспечения хорошего механического

изложенные принципы полностью распространяются на конструктивное выполнение короткозамкнутых поршней в коаксиальном волноводе (рис. 4.20, 2—е). Одной из разновидностей бесконтактных поршней является Z-образный поршень (рис. 4.20, 2). Преимуществом поршня такой конструкции является отсутствие механического контакта с внутренним проводником коаксиального волновода.

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

Технологически более проста конструкция емкостного поршня (рис. 4.20, 3), в котором гальванический контакт заменен достаточно большой емкостью между поршнем и стенками волновода.

В тех случаях, когда в волноводах продольные токи равны нулю (например в круглом волноводе с волной H_{01}), необходимость в дросселях отпадает, и короткозамыкающий поршень может иметь конструкцию в виде диска (рис. 4.20, 4), не касающегося стенок волновода.

4.10. ДОПУСКИ НА РАЗМЕРЫ ВОЛНОВОДОВ В СТЫКОВКУ ВОЛНОВОДНЫХ ТРАКТОВ

Значения параметров сконструированных СВЧ-трактов, а также элементов и узлов, входящих в тракт, должны находиться в некоторых заранее установленных пределах (допусках), являющихся мерой точности изготовления указанных изделий. Совокупность механических, электрических, эксплуатационных и ремонтных допусков на параметры СВЧ-трактов определяет точность работы всего комплекса радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), включающей СВЧ-тракт.

При определении допусков на конструктивные размеры стыкуемых элементов и узлов волноводных трактов обычно исходят из допустимого коэффициента отражения Г или коэффициента стоячей волны $K_{ст}$. Появление отражений объясняется изменением волнового сопротивления в месте появления нерегулярности.

При стыке двух соединяемых волноводов согласно (2.24), (2.23) и (3.11) значение $K_{ст}$ вычисляется по формуле

$$K_{ст} = Z_1/Z_2 = a_2 b_1 / a_1 b_2. \quad (4.19)$$

Максимальному $K_{ст}$ соответствует случай, когда размер a_2 одного волновода больше размера a_1 другого, а размер b_2 меньше, чем b_1 . Технологический процесс производства обеспечивает, как правило, равный по абсолютному значению разброс размеров a и b . Это позволяет полагать $a_2 = a_1 + \Delta a$ и $b_2 = b_1 - \Delta b$. При небольших значениях модуля коэффициента отражения Г согласно (2.24), $K_{ст} \approx \approx 1 + |\Gamma|$. Учитывая сделанные замечания и принимая $a = \lambda/2$ и $b = \lambda/4$, с помощью (4.19) найдем

$$\Delta a = \Delta b \approx 0,15\lambda. \quad (4.20)$$

4.11. КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ ВОЛНОВОДНЫХ ТРАКТОВ

Компоновка СВЧ-трактов в зависимости от объекта его установки, условий эксплуатации и особенностей целевого назначения выполняется в соответствии с электрической схемой путем выбора оптимального варианта пространственного расположения элементов и устройств в тракте с учетом механической жесткости, вибро- и влагостойкости, надежности, объема, массы и т. д.

В большинстве практических случаев компоновка СВЧ-трактов должна удовлетворять следующим основным требованиям радиотехнического характера:

1. Длина отрезков линий передачи, соединяющих элементы и узлы СВЧ-тракта, должна быть минимальной, чтобы свести к минимуму вносимые потери и частотную зависимость параметров этих элементов и узлов в целом. Известно, что частотная зависимость входного сопротивления отрезка линии, нагруженного на некоторое комплексное сопротивление, тем сильнее, чем больше электрическая длина этого отрезка.

2. Тракт СВЧ должен обладать высокой электротерметичностью, т. е. высокой степенью развязки электромагнитных полей внутри и вне его. При этом число соединений в СВЧ-тракте должно быть минимальным, а выбор их технической реализации (неразъемное, контактное, дроссельное и др.) должен удовлетворять требованиям электротерметичности. Например, в волноводе 34×72 мм^2 на частоте 3000 МГц для фланцев, соединяющихся шестью болтами с контактным давлением 0,2 МПа, электротерметичность составляет 140 дБ.

3. Все вспомогательные компоновочные элементы тракта (уголки, повороты, скрутки и т. д.) должны быть сконструированы таким образом, чтобы суммарное значение $K_{\text{ст}}$ на входе тракта и уменьшение суммарной электротерметичности были минимальными.

Важным вопросом, который приходится решать при конструировании СВЧ-трактов на основе любого типа линий передачи, является обеспечение защиты от внешних воздействий. В большинстве случаев конструкция СВЧ-тракта должна быть механически прочной и жесткой, обеспечивающей высокую вибrouстойчивость при механических воздействиях. Для удовлетворения этим требованиям в СВЧ-тракте или на отдельных его узлах применяют амортизацию либо соответствующие элементы крепления тракта и др.

Существенное влияние на стабильность параметров СВЧ-тракта оказывает температура окружающей среды. При работе тракта в значительном температурном диапазоне изменяются линейные размеры элементов и устройств тракта, их взаимное пространственное расположение, физико-химические свойства материалов и т. д. Эти причины приводят к изменению электрических параметров тракта, таких как суммарные потери и электротерметичность. Для стабилизации температурного режима тракта применяются различные системы охлаждения или подогрева, а в некоторых случаях и терmostатирование. Для компенсации возможных деформаций тракта при изменении температуры, а также компенсации неточностей монтажа, в конструкцию тракта включают дополнительные изгибы — компенсаторы.

Значительные изменения параметров СВЧ-тракта могут произойти под воздействием влаги. Влага оказывает влияние как на металлы, так и на диэлектрические материалы. Коррозия металлов увеличивает коэффициент затухания электромагнитных волн, а в некоторых случаях может полностью разрушить метал-

лические покрытия и проводники малых сечений. Окислы металлов, возникающие при коррозии, являются нелинейными элементами и приводят к искажению сигналов, передаваемых по тракту. Поглощение воды диэлектриками приводит к увеличению их диэлектрической проницаемости, тангенса угла диэлектрических потерь, снижению электрической прочности. Для защиты СВЧ-трактов от влаги применяются либо герметизирующие секции, либо полная герметизация тракта с поддержанием избыточного давления сухого воздуха $0,2 \dots 0,5 \cdot 10^6$ Па. К герметизирующими секциям предъявляются следующие требования: хорошее согласование с трактом ($K_{\text{ст}} \leq 1,02$), минимальное затухание в диэлектрическом материале. При установке герметизирующих секций в СВЧ-тракт не должны возбуждаться волны высших типов и изменяться плоскость поляризации электромагнитной волны.

Простейшей герметизирующей секцией может быть резонансная диафрагма из ковара (сплава железа, никеля и кобальта), размещенная между двумя дроссельными фланцами, в отверстие которой впаяно кварцевое стекло, имеющее такой же коэффициент линейного расширения, как ковар.

Более сложные герметизирующие секции содержат водосливные каналы, нагревательные элементы и др. В качестве диэлектрических перегородок может применяться пленочный материал, например, макралон, представляющий собой термопластический поликарбонат ($\epsilon = 3$, $\operatorname{tg} \delta = 10^{-2}$), практически не поглощающий влаги.

Электротерметичность волноводных устройств. В реальных конструкциях металлических волноводов толщина металлической стенки настолько велика, что электротерметичность всегда обеспечена. При изготовлении волноводов из прессматериалов толщина внутреннего металлического покрытия должна более чем в 3 раза превышать глубину поверхностного слоя используемого материала.

Обычно волноводные устройства имеют входы, выходы, ответвления, элементы связи и др. Через щели и отверстия, имеющие место в этих случаях, электромагнитная энергия проникает с внутренней части рабочего объема во внешнюю среду и наоборот, т. е. их электротерметичность, как правило, нарушается. Поэтому вопросы экранирования в основном относятся к получению высокой электротерметичности соединений, щелей и отверстий в стенах волноводных устройств. Заметим, что в случае низкочастотных полей волноводы не пропускают электрических составляющих, но пропускают магнитные составляющие электромагнитного поля. Поэтому в тех случаях, когда на базе волноводов конструируются детекторы, смесители, усилители и другие устройства, вопросы экранирования от низкочастотных магнитных полей должны быть рассмотрены отдельно.

Качество обработки поверхности СВЧ-устройств. Небольшая глубина поверхности слоя приводит к тому, что поверхностное сопротивление, а следовательно, и потери в проводнике в значительной степени зависят от чистоты обработки (шероховатости) поверхности. Из рис. 3.18,а видно, что если неровности поверхности велики, то высокочастотные токи будут проходить большие расстояния. При высоте микронеровностей, равной половине поверхностного слоя, затухание возрастает примерно в 1,2 раза; при высоте, равной глубине поверхностного слоя — в 1,6 раза. Выбор шероховатости поверхности необходимо производить с учетом технологических возможностей и стоимости изделий. При отсутствии необходимости не следует стремиться к минимальной шероховатости. Шероховатость

роховатость поверхности [21] устанавливается без учета дефектов поверхности (царапин и т. д.). Самые высокие классы соответствуют неровности поверхности: $\Delta 13$ —0,04 ... 0,1 мкм и $\Delta 14$ —0,025 ... 0,05 мкм.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

- Начертите конструкции основных элементов волноводных трактов, поясните принцип их действия и назначение.
- Какие факторы вызывают снижение электрической прочности волноводов?
- Рассмотрите основные методы согласования и основные конструкции согласующих трансформаторов.
- Начертите основные конструкции переходов и поясните принципы их действия.
- Начертите конструкции короткозамыкающих поршней и поясните принцип их действия.

Глава 5 ВОЛНОВОДНЫЕ СВЧ-УСТРОЙСТВА

5.1. НАЗНАЧЕНИЕ СВЧ-УСТРОЙСТВ И ФАКТОРЫ, ОПРЕДЕЛЯЮЩИЕ ИХ КОНСТРУКЦИИ

Рассмотрим назначение наиболее характерных и типичных СВЧ-устройств на примере краткого изложения принципов работы СВЧ-передатчика и приемника.

Передатчиком называется устройство, выполняющее функцию генерирования колебаний несущей частоты, их модуляцию в соответствии с законом передаваемого сигнала и создающее в свободном пространстве совместно с антенной излучение электромагнитных волн. На рис. 5.1 приведена упрощенная структурная схема передатчика РЛС, включающая только СВЧ-устройства. Электрические требования к СВЧ-узлам (рис. 5.1) определяются следующими основными требованиями к передатчику: заданной выходной мощностью; стабильностью несущей частоты; высоким коэффициентом полезного действия; заданной модуляционной характеристикой; допустимым уровнем внеполосного излучения; внутренней электромагнитной совместимостью (обеспечивается экранированием); развязкой отдельных функциональных узлов. В качестве задающего генератора, обеспечивающего получение высокостабильных колебаний несущей частоты, используются отражательные кристаллоны, лампы обратной волны (ЛОВ), магнетронные генераторы, кварцевые генераторы на транзисторах с умножением частоты, генераторы на диодах и др. Модулятор изменяет один из параметров (амплитуду, частоту или фазу) гармонических колебаний несущей частоты по закону изменения передаваемого сигнала (информации).

Усилители мощности обеспечивают увеличение амплитуды передаваемого сигнала до величины, соответствующей заданной

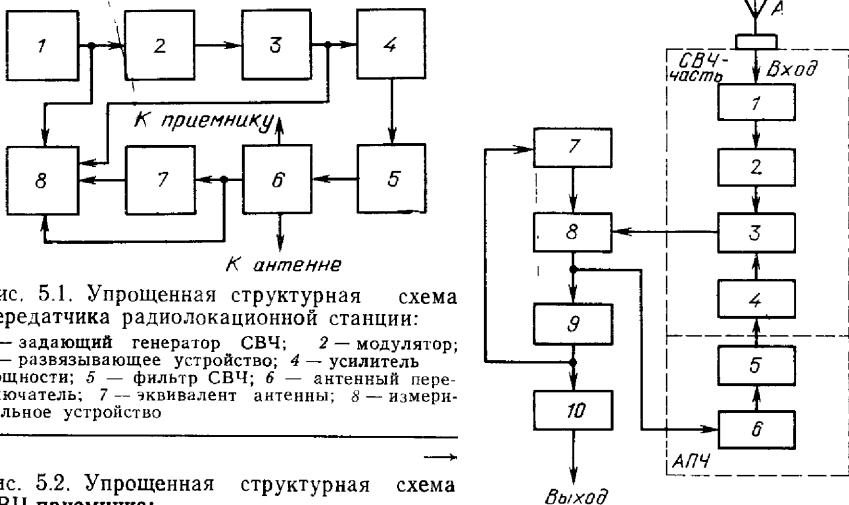


Рис. 5.1. Упрощенная структурная схема передатчика радиолокационной станции:

1 — задающий генератор СВЧ; 2 — модулятор; 3 — развязывающее устройство; 4 — усилитель мощности; 5 — фильтр СВЧ; 6 — антенный переключатель; 7 — эквивалент антенны; 8 — измерительное устройство

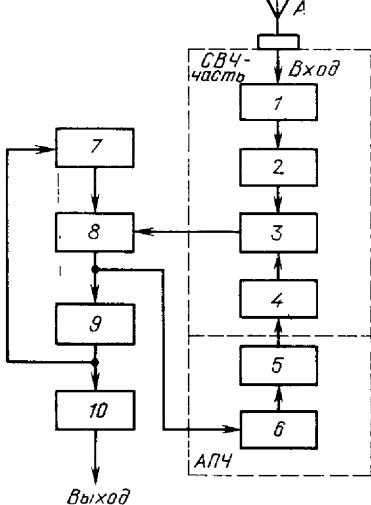


Рис. 5.2. Упрощенная структурная схема СВЧ-приемника;

1 — усилитель СВЧ; 2 — устройство подавления зеркального канала; 3 — смеситель сигнала; 4 — гетеродин; 5 — управляющее устройство; 6 — частотный детектор; 7 — автоматическая регулировка усиления; 8 — усилитель промежуточной частоты; 9 — детектор; 10 — усилитель низких частот

дальности действия станции. В усилителях используются прямопролетные кристаллоны, амплитроны, лампы бегущей волны (ЛБВ) и др. Развязывающие устройства уменьшают взаимное влияние функциональных узлов друг на друга и обеспечивают устойчивую работу передатчика. В качестве развязывающих устройств применяются ферритовые вентили, циркуляторы, аттенюаторы и др. Фильтры ограничивают спектр частот передатчика и не пропускают внеполосные колебания в СВЧ-тракте.

Для согласования устройств, входящих в схему передатчика, применяются реактивные элементы, переходы, трансформаторы и др. Измерительные устройства используются для контроля режимов работы передатчика. Выходная мощность передатчика определяется оконечным каскадом, нагрузкой которого является антенно-фидерный тракт с антенным переключателем.

Радиоприемником называется устройство, выделяющее из многочисленных радиосигналов различных несущих частот, улавливаемых антенной, радиосигнал с заданной несущей частотой, содержащий необходимую информацию, и затем ведущее обработку этого радиосигнала с целью извлечения передаваемой информации. Пример структурной схемы приемника показан на рис. 5.2.

Характерными особенностями СВЧ-приемников являются: преобладание собственных помех (шумов входной части) над внешними; большая разница между частотой несущей f_c и промежуточной частотой f_{pr} . Как следствие этого является необходимость установки на входе приемника малошумящих усилителей СВЧ и

системы автоматической подстройки частоты (АПЧ) гетеродина f_g , которая должна соответствовать $f_r = f_c + f_{\text{пр}}$ или $f_r = f_c - f_{\text{пр}}$.

Электрические требования к СВЧ узлам (рис. 5.2) обусловливаются следующими основными требованиями к приемнику: высокой чувствительностью (определяется шумами входного усилителя СВЧ, смесителя и гетеродина) и высокой избирательностью по зеркальному каналу (определяется устройствами подавления зеркального канала). В качестве усилителя СВЧ используются малошумящие лампы бегущей волны, параметрические усилители, усилители на полевых транзисторах и другие устройства, обеспечивающие необходимую чувствительность приемника. Устройство подавления зеркального канала представляет собой полосовой фильтр СВЧ, настраиваемый на полосу принимаемых радиосигналов. Смеситель — устройство, содержащее нелинейный элемент (диод) и элементы связи с выходом режекторного фильтра и гетеродина, преобразующее радиосигнал в сигнал более низкой (промежуточной) частоты $f_{\text{пр}} = f_c \pm f_g$. Напомним, что в случае принимаемого сигнала $f_c = f_r - f_{\text{пр}}$ сигнал зеркального канала имеет частоту $f_z = f_r + f_{\text{пр}}$ и наоборот при $f_c = f_r + f_{\text{пр}}$, $f_z = f_r - f_{\text{пр}}$. Сигнал промежуточной частоты фильтруется и усиливается усилителем промежуточной частоты (УПЧ). Для стабилизации промежуточной частоты к выходу УПЧ подключается частотный дискриминатор, выход которого подводится ко входу устройства, управляющего частотой гетеродина. В качестве гетеродина используются отражательные кристаллы, лампы обратной волны и генераторы на полупроводниковых электронных приборах. Все эти генераторы отличаются возможностью электронной или электрической перестройки.

5.2. НАГРУЗКИ

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

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

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

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

Для указанных областей применения нагрузок необходимо, чтобы их $K_{\text{ст}}$ в рабочей полосе частот не превышал 1,02 ... 1,05

и не изменялся в зависимости от температуры, влажности и старения.

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

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

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

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

Уменьшение отражений от пластины достигается признаком ей специальной клиновидной формы (рис. 5.3,б). Длина клина берется, как правило, больше половины длины волны в волноводе. Для получения максимального поглощения пластина устанавливается в волновод параллельно вектору \mathbf{E} поглощаемой волны, что и обуславливает наличие в поглощающем слое токов проводимости.

Для получения $K_{\text{ст}}$ нагрузки, не превышающего 1,05, затухание электромагнитных волн в поглотителе должно быть не менее

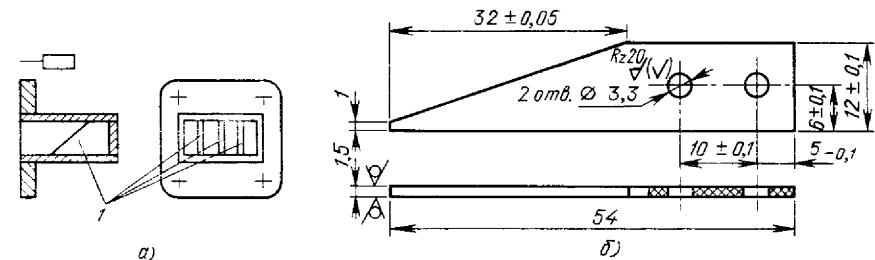


Рис. 5.3. Согласованная волноводная нагрузка с поверхностным поглотителем: а — эскиз конструкции; б — чертеж поглощающей пластины (1)

23 дБ. Обеспечение заданного затухания осуществляется с помощью нескольких параллельных пластин (рис. 5.3, а).

В качестве твердых объемных поглотителей используются смеси полупроводящих окислов или мелкодисперсного карбонильного железа с твердеющими наполнителями (полистирол, эпоксидная смола) [1], а также различные керамики с примесью проводящих веществ, например, алюмооксидная керамика и др.

На рис. 5.4 приведена конструкция волноводной нагрузки с объемным поглотителем, выполненным из ферроэпоксида. Интервал рабочих температур такой нагрузки от -60 до $+150^{\circ}\text{C}$. Малая длина поглащающего клина достигается благодаря использованию экспоненциального профиля клина в плоскости Е. Расчет экспоненциального профиля h (рис. 5.4) при заданной длине клина производится по формуле

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

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

В волноводных нагрузках высокого уровня мощности поглотитель (твердый или жидкий) заполняет часть объема волновода (рис. 5.5). Тепло отводится обычными способами охлаждения с помощью ребристых радиаторов (см. рис. 5.5), принудительным жидкостным или воздушным и т. д.

В качестве твердых поглотителей высокого уровня мощности применяются керамика на основе карбида кремния, окиси бериллия или компаунды на основе окиси алюминия. Требования к форме поглотителей аналогичны рассмотренным выше. Разработка

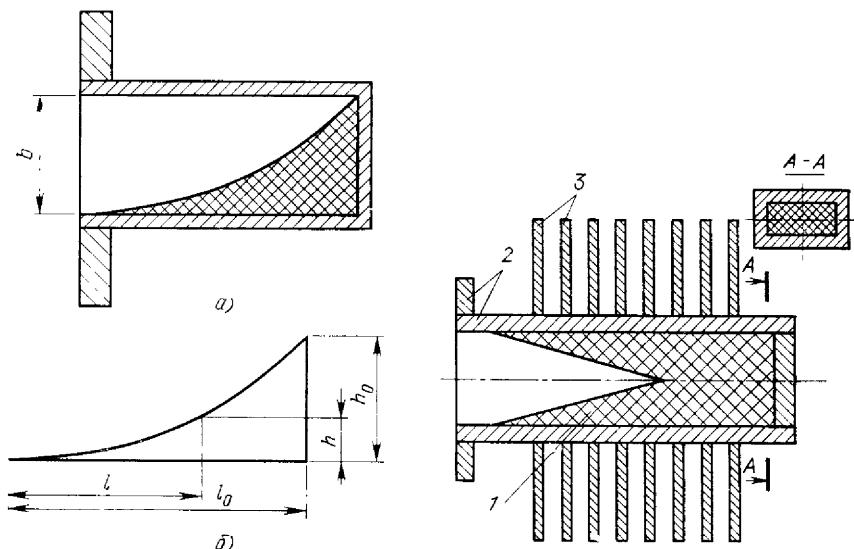


Рис. 5.4. Согласованная волноводная нагрузка с объемным поглотителем:
а — эскиз конструкции; б — чертеж поглащающей пластины

Рис. 5.5. Волноводная нагрузка на высокий уровень мощности с воздушным охлаждением:
1 — поглотитель; 2 — волновод; 3 — радиаторы

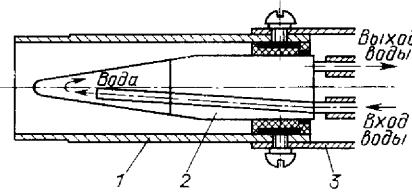


Рис. 5.6. Волноводная нагрузка на высокий уровень мощности с водяным охлаждением:

1, 3 — составные детали корпуса нагрузки;
2 — стеклянный корпус объемного водяного поглотителя

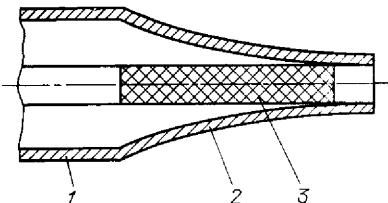


Рис. 5.7. Согласованная нагрузка для коаксиального волновода:

1 — цилиндрическая часть корпуса;
2 — согласующий экспоненциальный корпус;
3 — стандартный резистор

нагрузок на уровни мощности в сотни ватт и выше сопряжена с рядом конструктивных и технологических трудностей, связанных с местными пробоями между поглотителями и стенками волновода и с сильными локальными нагревами, приводящими к распространению поглотителей. Для диэлектрического заполнения обязательным является отсутствие воздушных включений и зазоров между диэлектриками и металлическими стенками волновода. Такой зазор уменьшает допустимую мощность в ε^2 раз. Устранить указанные недостатки можно, обеспечив хороший контакт между поглотителем и волноводом путем герметичного вспаивания поглотителей в волновод либо гальваническим наращиванием волноводного кожуха на поглотитель. При этом следует иметь в виду, что форма поглотителя помимо требования высокого качества согласования должна соответствовать требованиям равномерности нагрева.

Принцип действия водяной нагрузки основан на поглощении жидкостью выделяемого тепла (рис. 5.6).

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

Пример конструкции нагрузки для коаксиального волновода приведен на рис. 5.7.

5.3. АТТЕНЮАТОРЫ

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

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

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

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

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

Предельные аттенюаторы. Принцип их действия основан на затухании электромагнитных волн в запредельном волноводе. Они выполняются в виде отрезков волноводов, геометрические размеры которых меньше критических для данного типа волны. При этих условиях распространения волн не происходит, и амплитуда местного поля убывает по экспоненциальному закону с коэффициентом затухания, определяемым соотношением (3.13).

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

Наиболее распространены конструкции предельных аттенюаторов (рис. 5.8) на основе отрезков круглых волноводов (фиксированных или изменяющейся длины), через которые осуществляется емкостная или индуктивная связь с коаксиальными волноводами.

В случае возбуждения в круглом волноводе волн типа E_{01} используют емкостную связь (рис. 5.8, а) с помощью дисков, расстояние между которыми l можно, как правило, изменить, осуществляя тем самым регулировку вносимого ослабления. Для круглого волновода при волне типа E_{01} критическая длина волны $\lambda_{kp} = 2,62R$, где R — радиус запредельного волновода.

Затухание аттенюатора (в децибелах) (рис. 5.8, а) при $\lambda \gg \lambda_{kp}$ определяется выражением (3.14)

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

Проводя аналогичные преобразования для круглого волновода с волной типа H_{11} , критическая длина волны которой $\lambda_{kp} = 3,41R$,

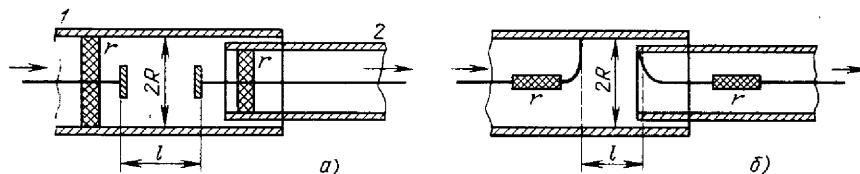


Рис. 5.8. Предельные аттенюаторы:
а — с емкостной связью; б — с индуктивной связью

а индуктивная связь (рис. 5.8, б) осуществляется с помощью петель, получаем выражение для ослабления

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

Поскольку ослабление в предельных аттенюаторах не связано с поглощением энергии, а обусловлено отражением волн, необходимо на входе и выходе аттенюатора включать для согласования шайбовые или цилиндрические поглотители (рис. 5.8, сопротивления r), улучшающие его K_{ct} . Наличие этих поглотителей не позволяет получать нижний предел затухания меньше 20 дБ. Верхний предел затухания может достигать 120 ... 160 дБ и ограничен трудностями экранирования аттенюатора. Погрешность вносимого ослабления в зависимости от конструкции аттенюатора не превышает $\pm 0,1 \dots 1$ дБ.

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

Разновидностью фиксированных аттенюаторов для коаксиальных волноводов является аттенюатор на основе стандартных поверхностных резисторов типа УНУ и УНУШ, включенных по схеме симметричного Т-образного четырехполюсника. Конструкция такого аттенюатора приведена на рис. 5.9, а. В параллельную ветвь включается шайбовый резистор R_2 , а в последовательные — цилиндрические R_1 . Расчет резисторов проводится исходя из равенства входного и выходного сопротивлений аттенюатора волновому сопротивлению используемого отрезка линий $Z_{bx} = Z_{byx} = Z_b$, заданного ослабления A_{12} , допустимого K_{ct} и уровня рабочей мощности. Аттенюаторы такого типа применяются на частотах 10 ... 6000 МГц и имеют затухание 10 ... 30 дБ.

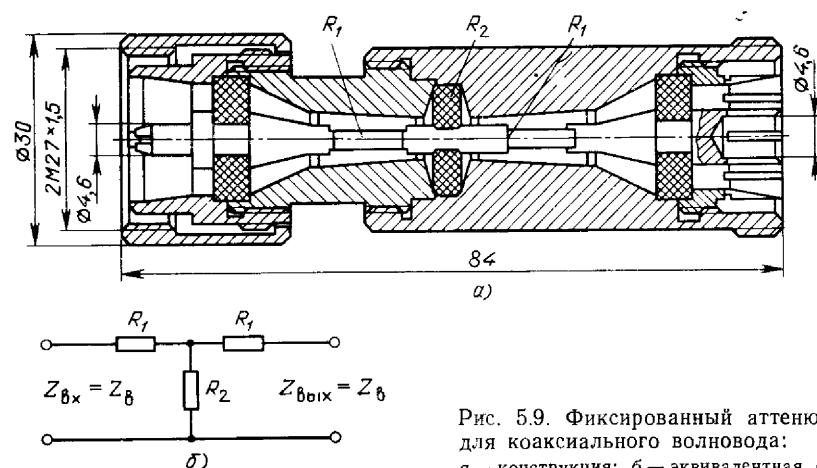


Рис. 5.9. Фиксированный аттенюатор для коаксиального волновода:
а — конструкция; б — эквивалентная схема

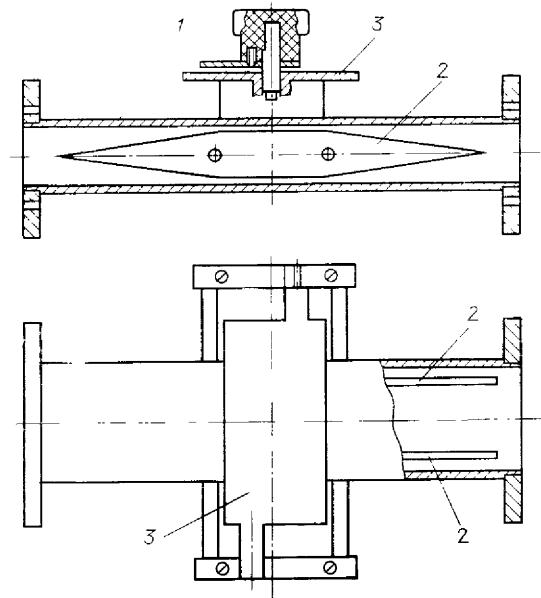


Рис. 5.10. Переменный поглощающий аттенюатор:
1 — волновод; 2 — поглощающая пластина; 3 — механизм перемещения

Пример конструкции переменного поглощающего аттенюатора в прямоугольном волноводе приведен на рис. 5.10. В этой конструкции используются пластины, выполненные из поверхностных поглотителей на основе пленочных резисторов. Пластины помещают параллельно вектору \mathbf{E} (параллельно узкой стенке волновода). Регулировка вносимого ослабления осуществляется следующими способами:

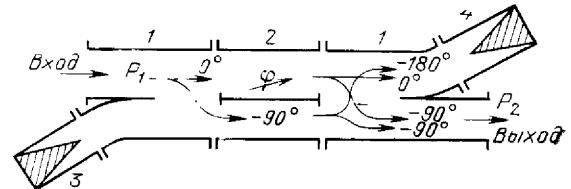
1) перемещение пластины от узкой стенки волновода, где ослабление близко к нулю, к центру волновода, где оно максимально. Изменение ослабления в этом случае является функцией распределения напряженности электрического поля \mathbf{E} в поперечном сечении волновода (см. рис. 3.5), создающим ток проводимости в поверхностном слое поглотителя;

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

3) использованием регулируемых направленных ответвителей.

На рис. 5.11 изображена конструкция аттенюатора на высокий уровень мощности, использующего регулируемый направленный ответвитель, состоящий из двух щелевых мостов (см. § 5.7) и фазовращателя (см. § 5.4). Изменяя разность фаз между входными

Рис. 5.11. Аттенюатор на высокий уровень мощности



сигналами второго моста, можно регулировать ослабление от нуля до очень большого значения. При регулировке не нарушается согласование, так как избыточная мощность поглощается в нагрузке. Большое ослабление можно получить, если фазовращатель дает фазовый сдвиг $\varphi = 180^\circ$ и малое при $\varphi = 0^\circ$. Нагрузка необходима для поглощения мощности, создающейся за счет несовершенства мостовых соединений и устройства в целом.

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

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

5.4. ФАЗОВРАЩАТЕЛИ

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

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

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

Существуют многочисленные конструкции фазовращателей, основанных на принципе изменения длины пути, проходимого сигналом от входа до выхода устройства. Наиболее распространены

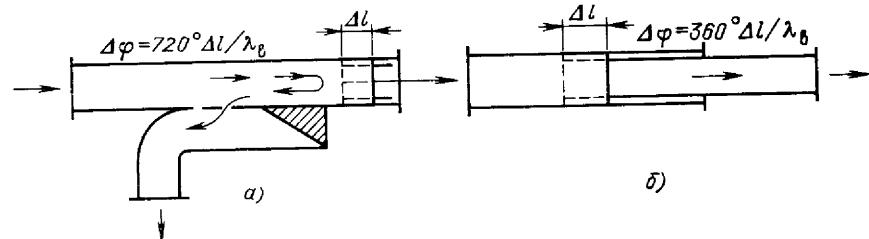


Рис. 5.12. Фазовращатели с изменением длины линии:
а — отражательный; б — телескопический

отражательный (рис. 5.12, а) и телескопический (рис. 5.12, б) фазовращатели.

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

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

5. РАЗВЕТВИТЕЛИ

Для распределения высокочастотной энергии по волноводным каналам в заданном отношении используют различного рода разветвители. Простейшая конструкция разветвителя представляет собой отрезок волновода с помещенной параллельно широкой стенке проводящей пластиной (рис. 5.13, а). При этом образуется разветвление с делением мощности пропорционально высотам вновь образованных волноводов b_3 и b_2 .

Одним из наиболее широко встречающихся видов разветвителей является так называемое Т-образное разветвление или *волноводный тройник*. Если плоскость разветвления совпадает с плоскостью, в которой лежат силовые линии вектора E основного типа волн H_{10} , то такой тройник называется Е-тройником (рис. 5.13, б, г), в случае разветвления в плоскости магнитных силовых линий — Н-тройником (рис. 5.13, в, д). В зависимости от угла, под которым происходит разветвление волноводов, различают 90-градусные (рис. 5.13, б, в) и 120-градусные У-тройники (рис. 5.13, г, д).

Используя упрощенные эквивалентные схемы тройников (рис. 5.13, е, ж), рассмотрим основные свойства тройников на волне H_{10} при условии, если плечи 1 и 2 нагружены на согласованные на-

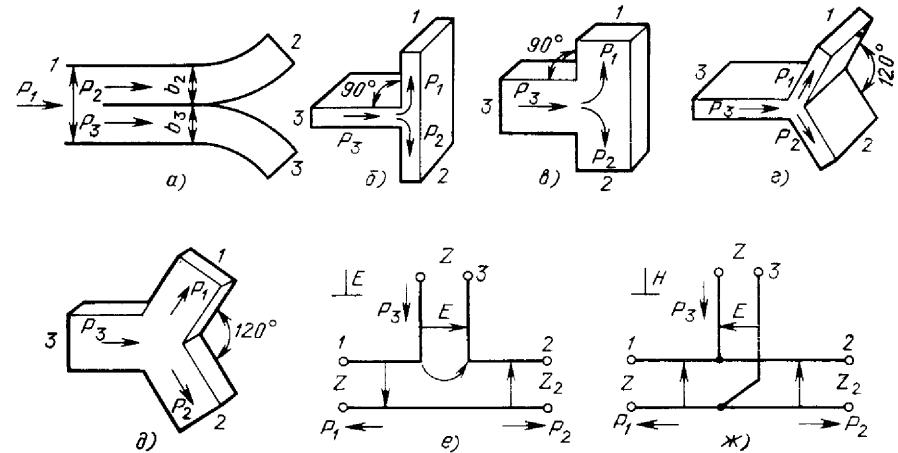


Рис. 5.13. Волноводные разветвители:

а — с перегородкой в волноводе; б, г — Е-тройники; в, д — Н-тройники; е, ж — эквивалентные схемы

грузки. Волна поступает в плечо 3 Е-тройника (рис. 5.13, е). В сторону плеч 1 и 2 будут распространяться волны, равные по амплитуде и противоположные по фазе. Если волна поступает в плечо 3 Н-тройника (рис. 5.13, ж), то, как и в предыдущем случае, будут распространяться равные по амплитуде, но синфазные волны.

Т-образные разветвители обладают свойствами взаимной связи, если к плечам 1 и 2 Е-тройника подключены противофазные генераторы, то в плече 3 выделится энергия суммарной волны, для выделения энергии в плече 3 Н-тройника необходимо подключить к плечам 1 и 2 синфазные генераторы.

Если в Е- и Н-плечи тройников ввести подвижные короткозамыкающие поршни, то они могут играть роль переменных реактивных сопротивлений, включенных параллельно либо последовательно в тант. Е- и Н-тройники являются несогласованными устройствами, и для их согласования используются методы и устройства, описанные в § 4.4 и 4.5.

5.6. НАПРАВЛЕННЫЕ ОТВЕТВИТЕЛИ

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

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

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

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

На рис. 5.14 представлено схематичное изображение НО с принятой в дальнейшем нумерацией плеч. Рассмотрим основные свойства НО при условии подачи сигнала в плечо 1 и согласованных нагрузках в остальных плечах.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Все рассмотренные выше параметры НО зависят от конструктивно-технологических факторов, наличия неоднородностей и по-



Рис. 5.14. Схема направленного ответвителя

терь в линиях передачи, а также качества соединительных элементов. Ответвители с равным энергораспределением, т. е. с ответвлением во вторичную линию половины мощности, распространяющейся по первичной линии, получили название *гибридных соединений*.

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

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

где $K = S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32}$; $A_{14} = A_{41} = A_{23} = A_{32} = 20 \lg 1/K$ [дБ].

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

Направленные ответвители с одним элементом связи. Наиболее распространенной конструкцией одноэлементного НО является ответвитель Бете, показанный на рис. 5.15, а. В качестве элемента связи здесь используется круглое отверстие посередине широкой стенки волновода. Электрическое поле (рис. 5.15, б) основного волновода возбуждает во вспомогательном волноводе две равные по амплитуде синфазные волны, направленные в разные стороны

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

Магнитное поле (рис. 5.15, в) возбуждает во вспомогательном волноводе также две волны, равные по амплитуде, но противофазные

$$E'_{2m} = -E''_{2m} = E_{\text{пад}} i \frac{8\pi r^3}{3\lambda_B ab} \cos \theta F_H(\Delta), \quad (5.9)$$

где r — радиус элемента связи; $F_E(\Delta)$ и $F_H(\Delta)$ — функциональные зависимости ослабления от толщины стенки волновода Δ для Е- и Н-составляющих поля.

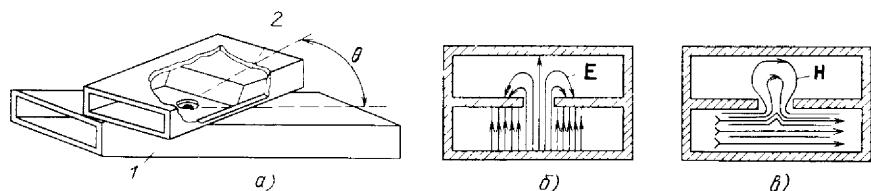


Рис. 5.15. Ответвитель Бете:

а — эскиз конструкции; б — распределение электрического поля в области связи; в — распределение магнитного поля в области связи; 1 — основной волновод; 2 — поглотитель

Электромагнитные волны, возбуждаемые во вспомогательном волноводе полем основного волновода, в одном направлении складываются ($E'_{2s} + E'_{2m} = E_4$), а в другом вычитаются ($E''_{2s} - E''_{2m} = E_3$). Поскольку магнитная связь зависит от взаимного расположения волноводов (угла θ , рис. 5.15, а), то, поворачивая волноводы относительно друг друга (меняя угол θ), можно уравнять амплитуды волн $E'_{2s} = E'_{2m}$ и $E''_{2s} = E''_{2m}$ и таким образом осуществить направленное возбуждение волноводов.

Направленные ответвители с двумя элементами связи. Направленный ответвитель можно сконструировать на базе ненаправленных элементов связи, какими являются, например, отверстия в узкой стенке прямоугольного волновода, связь через которые осуществляется за счет тангенциальной составляющей магнитного поля. Два таких отверстия, расположенных на расстоянии $l = \lambda_b/4$ друг от друга, обеспечивают направленную связь. Направленность достигается за счет интерференции электромагнитных волн, возбужденных во вторичном волноводе.

Рисунок 5.16, а иллюстрирует принцип работы НО с двумя элементами связи. Пусть волна H_{10} поступает в плечо 1 основного волновода. Каждое отверстие связи возбуждает во вспомогательном волноводе две волны, равные по амплитуде и противоположные по фазе. В плечо 3 приходят две волны, фазовый сдвиг между которыми составляет $\Delta\phi = 2\beta l = \pi$, при этом волны вычитываются. В плечо 4 приходят также две волны, фазовый сдвиг между которыми $\Delta\phi = 0$, при этом волны складываются. Переходное ослабление таких НО велико и составляет не менее 20 дБ, что позволяет их рекомендовать для работы на высоких уровнях мощности.

Другой простейшей конструкцией НО является ответвитель со взаимно перпендикулярными волноводами, приведенный на рис. 5.16, б. В качестве элементов связи используются как круглые, так и крестообразные отверстия (рис. 5.16, в), расположенные по диагонали общей части широких стенок. В области расположения отверстий магнитное поле имеет противоположно направленную поляризацию. В результате этого отверстия создают во вспомога-

тельном волноводе противоположно направленные волны, которые вычитаются в направлении плеча 3 и складываются в направлении плеча 2, так как в нем волна, созданная верхним отверстием в этом направлении (см. рис. 5.16, б), имеет дополнительный сдвиг на угол π из-за удлинения пройденного пути на $\lambda_b/2$. Поскольку элементы связи располагаются в местах с относительно слабым электрическим полем, то НО имеет повышенную электрическую прочность и рекомендуется для использования на высоких уровнях мощности.

Многоэлементные направленные ответвители. Для расширения полосы частот, в которой сохраняются заданные значения направленности и переходного ослабления, применяют многоэлементные НО. В таких ответвителях могут быть использованы как элементы связи, обладающие направленностью, так и ненаправленные элементы. Расстояние между элементами связи не обязательно должно быть равно четверти длины волны. Однако четвертьвольновые расстояния обеспечивают максимальную направленность и широколосность НО.

Значительного увеличения широколосности НО можно достичь, используя такой выбор размеров элементов связи, при котором амплитуда возбуждаемой во вторичной линии волны меняется от отверстия к отверстию по законам биномиального или чебышевского разложения и зависит от размеров, числа и типа элементов связи.

На рис. 5.17 показан многоэлементный направленный ответвитель, имеющий переходное ослабление 10 дБ. Подобный НО обеспечивает направленность не менее 35 дБ, перепад переходного ослабления не более 0,6 дБ в рабочем диапазоне частот волновода.

При изготовлении элементов связи НО наиболее широко применяется метод прецизионной электроискровой обработки, позволяющей получить все отверстия связи одновременно по 7—10 классу шероховатости поверхности. Точность размеров элементов связи обеспечивается до сотых долей миллиметра.

Направленные ответвители на основе коаксиальных волноводов. На рис. 5.18 представлена конструкция НО с меняющейся распределенной связью, где путем выбора закона изменения связи по длине линий, конструкции поглотителя и с помощью наст-

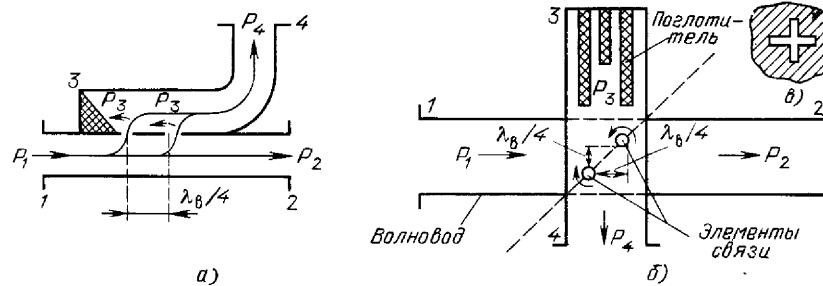


Рис. 5.16. Двухэлементный направленный ответвитель (а); НО — со связью по широкой стенке (б); крестообразный элемент связи (в)

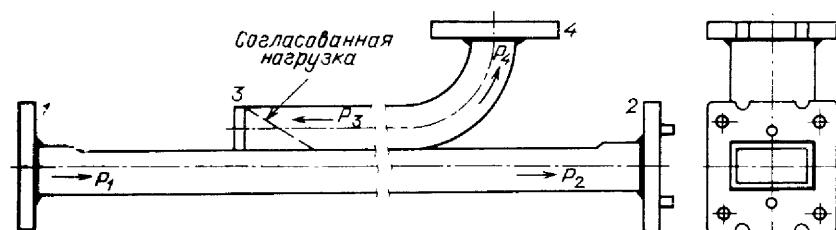


Рис. 5.17. Многоэлементный направленный ответвитель

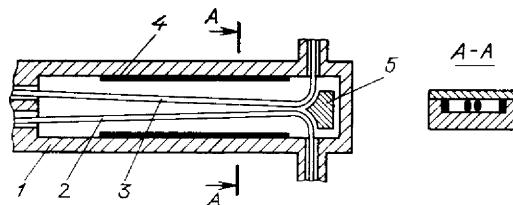


Рис. 5.18. Коаксиальный направленный ответвитель:
1 — корпус; 2 — основная линия;
3 — вспомогательная линия; 4 — поглотитель;
5 — элемент настройки

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

Зависимость основных параметров этих НО от частоты определяется изменением относительных амплитуд волн, возбуждаемых во вторичной линии двумя видами связей: электрической и магнитной.

Для этого ответвителя переходное ослабление и направленность определяются формулами [1]

$$A_{14} = 20 \lg \left[\frac{|K_L| + |K_C|}{2} \sin \beta l \right], \quad (5.10)$$

$$A_{43} = 20 \lg \left[\frac{|K_C| + |K_L|}{|K_C| - |K_L|} \frac{\sin \beta l}{\beta l} \right], \quad (5.11)$$

где $K_L = L_{12}/\sqrt{L_1 L_2}$ — коэффициент магнитной связи; $K_C = C_{12}/\sqrt{C_1 C_2}$ — коэффициент электрической связи; C_1, C_2, L_1, L_2 — собственные емкости и индуктивности одной линии в присутствии другой на единицу длины; C_{12}, L_{12} — взаимные погонные емкости и индуктивности связанных линий, β — постоянная распространения, l — длина области связи.

5.7. МОСТОВЫЕ СОЕДИНЕНИЯ

Мостовые соединения (рис. 5.19) — разветвители, обладающие свойствами, сходными со свойствами обычного низкочастотного моста (при равенстве сопротивлений в плечах 1 и 3 сигнал, по-

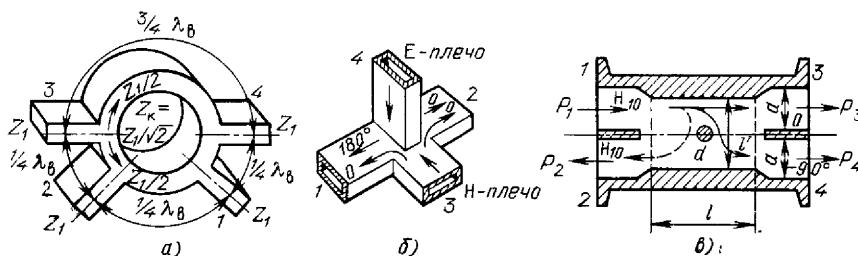


Рис. 5.19. Мостовые соединения:
а — кольцевой мост; б — двойной волноводный тройник; в — щелевой мост

данный в плечо 4, не попадает в плечо 2). Используются они в циркуляторах, смесителях, модуляторах, делителях, сумматорах мощности, измерительной технике и т. д. Мостовое соединение является взаимным восьмиполюсником.

Основными характеристиками мостовых соединений являются коэффициент стоячей волны каждого из плеч при наличии согласованных нагрузок в остальных плечах, неравномерность деления мощности, развязка и фазовые соотношения волн в выходных плечах.

Если мощность, поступающая на вход моста, не делится поровну между выходными плечами, т. е. $A_{14} \neq A_{21} \neq 3$ дБ, то отклонение переходного ослабления моста от 3 дБ характеризует неравномерность деления мощности.

Развязка характеризуется отношением мощности, подводимой к мосту, к мощности в развязанном плече:

$$A_{13} = 10 \lg (P_1/P_3) = 10 \lg (1/|S_{31}|^2). \quad (5.12)$$

Наиболее широкое распространение получили волноводные конструкции таких мостовых соединений, как кольцевой мост, двойные тройники и щелевые мосты.

Волноводный кольцевой мост (рис. 5.19, а) технологически удобно выполнять в виде кольца с разветвлениями в плоскости E , где каждое из разветвлений можно представить в виде последовательного подсоединения двухпроводных линий к кольцу. Расстояния между плоскостями разветвления выбраны так, чтобы мощность, поданная в одно из плеч, делилась поровну, попадала в соседние плечи и не проходила в противоположное плечо. Например, если генератор подключен к плечу 4, то сигнал, разветвляясь на две равные части, к плечу 2 подходит с фазовым сдвигом, и энергия туда ответвляться не будет. В то же время энергия будет делиться поровну между плечами 3 и 2, к которым волны приходят с фазовым сдвигом 2π . Если волновые сопротивления всех плеч одинаковы и равны Z_1 , то для согласования моста, согласно (4.18), кольцо должно иметь волновое сопротивление $Z_k = Z_1/\sqrt{2}$.

Двойной волноводный тройник (рис. 5.19, б) образуется путем соединения в единое симметричное устройство разветвителей в плоскостях E и H (E - и H -тройников). Свойства рассматриваемого двойного тройника совпадают со свойствами восьмиполюсника в (§ 2.9), при той numerации плеч, которая принята на рис. 5.19, б.

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 Т-моста необходимо его согласовать. В качестве элементов согласования используются односторонние диафрагмы, штыри и др.

Реальные конструкции двойных волноводных тройников имеют $K_{ct} = 1, 2$ в полосе частот $10 \dots 15\% f_0$, при этом полоса частот определяется полосой используемых согласующих элементов.

К недостаткам двойных волноводных тройников следует также отнести и пониженный уровень пробивной мощности.

При конструировании и изготовлении двойных волноводных тройников необходимо предусмотреть высокие точности в отношении их симметрии и равенства длин плеч, однако неизбежная асимметрия тройников не позволяет получить развязки плеч более чем 30...50 дБ.

Из технологических методов, обеспечивающих требуемую точность изготовления, распространение получили пайка и сварка предварительно подготовленных и отьюстированных волноводных труб (для больших сечений волноводов), гальванопластика (для волноводов малых сечений; отличается высокой стоимостью и не позволяет создавать высокопрочные конструкции), точное литье (применяется в массовом производстве, обеспечивает чистоту токонесущих поверхностей в пределах 5—6 классов шероховатости).

Волноводный щелевой мост (рис. 5.19,*в*) состоит из двух одинаковых прямоугольных волноводов, имеющих общую узкую стенку, часть которой вырезается, образуя щель (область связи). Участок соединенных волноводов без узкой стенки образует отрезок широкого прямоугольного волновода с размерами широкой стенки, равной $2a$. При определенной длине щели l и согласовании щелевого моста мощность волн H_{10} , поступающая на вход 1, делится поровну между плечами 3 и 4 с отставанием по фазе в плече 4 по отношению к плечу 3 на $\pi/2$, при этом мощность в плечо 2 не проходит.

Поступившая на вход плеча 1 волна H_{10} , достигнув начала щели l , возбудит в области связи волноводов волны различных типов, в том числе и волны H_{10} и H_{20} .

Размеры волновода в области щели (l') позволяют распространяться как волнам H_{10} , так и волнам H_{20} . Все другие типы волн являются затухающими. Распределение полей таково, что со стороны плеча 1 обе волны находятся в фазе, а со стороны плеча 2 — в противофазе, т. е. волна в плече 2 распространяться не будет.

В области связи волны H_{10} и H_{20} одинаковой амплитуды распространяются с разными фазовыми скоростями и на длине щели l претерпевают различную фазовую задержку. Преобразование волн в начале области связи и обратное преобразование в конце этой области сопровождается отражениями. Для компенсации этих отражений в центре щели помещают согласующий элемент (как правило, подстроенный винт).

Для обеспечения нормальной работы щелевого моста необходимо устраниТЬ возможность возникновения и распространения в области связи волн высших типов. Ближайшим высшим типом по значению критической длины волны является волна H_{30} , для которой $\lambda_{kp} = 2l'/3$ может оказаться в рабочем диапазоне частот. Чтобы такой опасности не возникало, ширину общего волновода l' делают несколько меньше $2a$ и с таким расчетом, чтобы значение

λ_{kp} было меньше минимальной рабочей длины волны. Для этого в конструкции щелевого моста предусматривают специальные вставки с плавными скосами в области щели.

Хорошо согласованный волноводный щелевой мост позволяет получать развязку плеч более 20 дБ в полосе частот 15...20% f_0 при неравномерности распределения мощности, не превышающей 0,3...0,5 дБ и $K_{ct} \leq 1,15 \dots 1,3$.

Идеальный волноводный щелевой мост имеет следующую матрицу рассеяния:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & i & 1 \\ 0 & 0 & 1 & i \\ i & 1 & 0 & 0 \\ 1 & i & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.13)$$

Используя эту матрицу аналогично тому, как было показано в § 2.9, можно определить полный комплекс свойств этого восьмиполюсника.

Обобщенные данные теоретических и экспериментальных исследований по щелевым мостам позволяют рекомендовать простые соотношения для определенных размеров l и l' :

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

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

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

5.8. ОБЪЕМНЫЕ РЕЗОНАТОРЫ

Объемным резонатором называется колебательная электромагнитная система, представляющая собой область, ограниченную металлической поверхностью либо поверхностью, соприкасающейся с менее плотной электромагнитной средой. В соответствии с данным определением возможны два вида объемных резонаторов: полый металлический и диэлектрический.

В технике СВЧ резонаторы используются в качестве колебательных систем электронных приборов, в фильтрах различного назначения, измерительных приборах и т. д.

При существовании электромагнитного поля во внутренней полости резонатора происходит непрерывный обмен между электрической и магнитной составляющими этого поля подобно тому, как в колебательном контуре происходит обмен энергией между электрическим полем конденсатора и магнитным полем индуктивности.

При изменении частоты возбуждающих колебаний в резонаторе могут образовываться самые различные структуры электромагнитного поля, определяя этим большое количество резонансных частот. Структура поля, которой соответствует минимальная

частота, называется *низшим типом колебаний*. Если резонансные частоты двух или более видов колебаний с различной структурой полей совпадут, то такие колебания называются *вырожденными*.

Полная эквивалентная схема резонатора с учетом многоволнового режима работы может быть представлена в виде бесконечного числа связанных резонансных контуров. На практике используются резонаторы, возбуждаемые на одном определенном типе колебаний. В этом случае в пределах возбуждения только данного типа колебаний эквивалентная схема представляет собой обычный параллельный резонансный контур, характеризующийся эквивалентным активным сопротивлением R , эквивалентной емкостью C , эквивалентной индуктивностью L . Однако целесообразно рассматривать те эквивалентные параметры резонатора, которые могут быть непосредственно измерены. В качестве основных параметров, определяющих свойства резонаторов, приняты следующие:

резонансная частота (f_p) — частота, на которой при прочих равных условиях амплитуда колебаний достигает наибольшей величины;

добротность (Q), характеризующая ширину полосы резонансной характеристики на уровне половинной мощности

$$(5.16)$$

$$Q = f_p / 2\Delta f,$$

где $2\Delta f$ — полоса пропускания резонатора.

Разделение видов колебаний характеризуется частотным интервалом между резонансной частотой рабочего и ближайшего наиболее интенсивного нерабочего вида колебаний.

Коэффициент связи (K_{cb}) — это отношение мощности, передаваемой резонатором во внешнюю цепь (P_n), к мощности, теряемой в резонаторе на резонансной частоте (P_{po}):

$$K_{cb} = P_n / P_{po}.$$

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

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

Из этого равенства с учетом первого уравнения Максвелла (1.10) следует, что собственная частота колебаний резонатора может быть определена выражением

$$\omega_0^2 = \frac{1}{\epsilon_a \mu_a} \frac{\int_V |\operatorname{rot} H_m|^2 dV}{\int_V H_m^2 dV}. \quad (5.19)$$

Анализ этого уравнения показывает, что резонансная частота зависит от размеров резонатора, параметров заполняющей среды и структуры электромагнитного поля. Таким образом, перестрой-

ку резонансной частоты резонатора можно осуществить изменением длины резонатора, его объема (помещая внутрь полости металлическое тело) либо изменением параметров среды (используя диэлектрическое тело).

Собственная добротность резонаторов. Для расчета собственной добротности резонатора воспользуемся энергетическим определением, согласно которому

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

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

Рассмотрим резонатор без диэлектрического заполнения. Значение запасенной энергии определим для момента времени, когда магнитное поле проходит через максимум:

$$W_3 = \frac{\mu_0}{2} \int_V |H_m|^2 dV. \quad (5.21)$$

Средняя мощность тепловых потерь находится по формуле

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

где H_τ — тангенциальная составляющая напряженности магнитного поля у поверхности металлической оболочки резонатора; S — поверхность внутренней полости резонатора; R_s — сопротивление единицы поверхности оболочки резонатора.

Полная энергия, теряемая в резонаторе за период колебаний, равна

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

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

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

Качественная оценка зависимости добротности от геометрических размеров резонатора позволяет сделать вывод, что в первом приближении добротность пропорциональна отношению объема резонатора к его поверхности и обратно пропорциональна глубине проникновения $Q_0 \sim (2/\delta_c)(V/S)$.

Используя для изготовления оболочки резонатора хорошо проводящий металл, можно получить резонаторы с добротностью порядка 10^5 . Возможность получения высокой добротности — одно из важнейших достоинств объемных резонаторов.

Рис. 5.20. Схема резонатора на отрезке линии передачи:
1 — возбуждение колебаний; 2 — повторное отражение

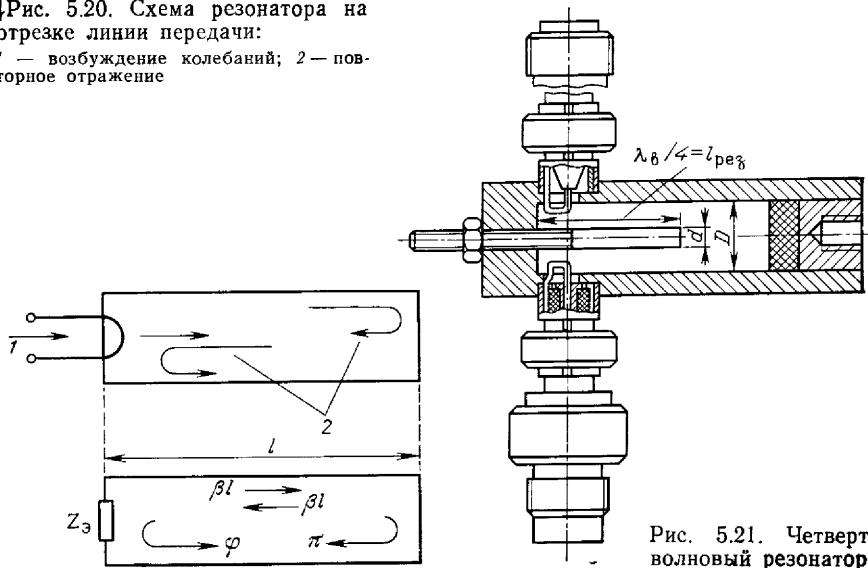


Рис. 5.21. Четвертьволновый резонатор

Конструкции резонаторов на отрезках линий передачи. Резонансные свойства отрезка линии передачи проявляются в тех случаях, когда потери при отражениях волн от его концов достаточно малы и на длине отрезка происходит сложение многократно отраженных волн (рис. 5.20). Последнее возможно при условии

$$\varphi + \pi + 2\beta l_{\text{рез}} = \varphi + \pi + (4\pi/\lambda_b) l_{\text{рез}} = 2\pi p, \quad (5.25)$$

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

Из условия резонанса имеем

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

При выборе длины резонатора следует иметь в виду, что при $p > 1$ уменьшается добротность резонатора из-за роста потерь.

Рассмотрим резонатор, короткозамкнутый на обоих концах ($\varphi = \pi$). Для этого случая (5.26) примет вид

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

где $p = 1, 2, 3, \dots$

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

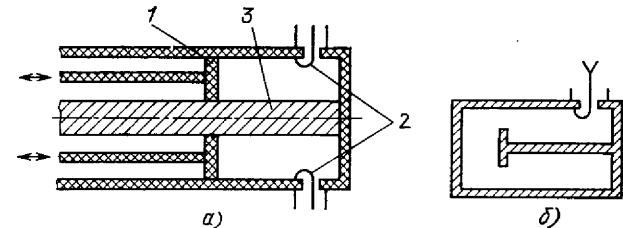
В случае разомкнутого (открытого) второго конца линии ($\varphi = 0$) (5.26) примет вид

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

Резонаторы, закороченные с одного конца и разомкнутые с другого, у которых $p = 1$, получили название *четвертьволновых*

Рис. 5.22. Коаксиальные резонаторы:

а — полуволновый; *б* — с укорачивающей емкостью: 1 — настраиваемый поршень; 2 — петля связи; 3 — внутренний провод



(рис. 5.21). Четвертьволновые резонаторы не изготавливаются на основе полых волноводов из-за трудностей создания разомкнутого неизлучающего конца.

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

Коаксиальные резонаторы. Основные конструкции коаксиальных резонаторов показаны на рис. 5.22. Резонатор рис. 5.22, б имеет на разомкнутом конце конструктивную емкость, позволяющую уменьшить длину резонатора (см. § 2.6), что особенно необходимо в длинноволновой части СВЧ-диапазона, где длина резонатора может быть чрезмерно большой.

Поперечные размеры коаксиального резонатора, так же как и размеры коаксиального волновода, выбираются в соответствии с условием (3.22) $(D+d) \leq \lambda_{\min}/1,57$, где D и d — диаметры наружного и внутреннего проводников коаксиального волновода.

Значения диаметров D и d определяют потери в проводниках и, следовательно, влияют на добротность резонатора Q_0 . Наибольшей Q_0 соответствует отношение диаметров $D/d = 3,6$; при этом можно получить в ненастраиваемом резонаторе $\lambda_p = 10$ см $Q_0 \leq 5 \cdot 10^3$ и в настраиваемом $Q_0 = (2 \dots 3) \cdot 10^3$.

Резонаторы на основе прямоугольных и круглых волноводов. Этот класс резонаторов представляет собой отрезки прямоугольных и круглых волноводов, замкнутые с двух сторон поперечными металлическими стенками. В этом случае справедливо общее условие резонанса (5.27)

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

где $\lambda_b = \lambda_0 / \sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{kp})^2}$.

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

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

Если $p = 0$, т. е. вариаций поля вдоль оси нет, в соответствии с (5.30) получим $\lambda_{\text{рез}} = \lambda_{kp}$. Таким образом, в тех случаях, когда поле не имеет вариаций вдоль оси волновода, резонансы возможны на критических частотах в поперечных плоскостях. На рис. 5.23 приведены конструкции перестраиваемых резонаторов на отрезках круглых волноводов.

Резонатор рис. 5.23, а при выведенном настраиваемом поршне работает на волне E_{010} ($m=0$; $n=1$; $p=0$; $\lambda_{kp}=2,62 R$). Посколь-

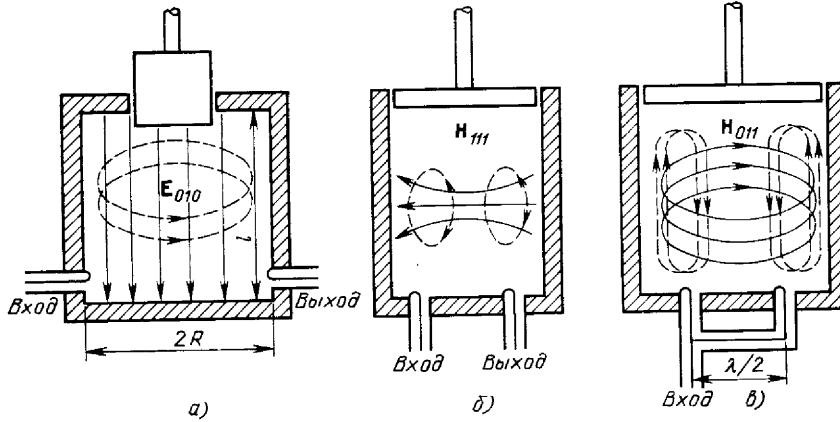


Рис. 5.23. Структуры полей и конструкции круглых полых резонаторов на волне:
а — E_{010} ; б — H_{111} ; в — H_{011}

ку его длина $l < \lambda_b/2$ ($p=0$), он резонирует на критической длине волны. По мере перемещения поршня во внутреннюю полость резонатора резонансная длина волны укорачивается, начинает преобладать структура поля коаксиального резонатора (T -волнена), и при достижении поршнем противоположной стенки $\lambda_p = \lambda_{\min} = 2l$.

Рекомендуется $R/r = 2,5 \dots 3,6$; $l = (1 \dots 0,75)R$. Возможная собственная добротность такого резонатора при $\lambda_p = 10$ см $Q_0 \leqslant 10^4$.

Резонаторы на рис. 5.23, б и в — полуволновые. Первый (рис. 5.23, б) работает на волне H_{111} ($m=1$; $n=1$; $p=1$; $\lambda_{kp}=3,41 R$); возможный диапазон перестройки равен рабочему диапазону круглого волновода ($\lambda_{\max}=3,2 R$; $\lambda_{\min}=2,7 R$); $Q_0 \leqslant 1,5 \cdot 10^3$ при $\lambda_p = 10$ см. Второй (рис. 5.23, в) работает на волне H_{011} ($m=0$; $n=1$; $p=1$; $\lambda_{kp}=1,64 R$); возможный диапазон перестройки очень небольшой из-за трудностей борьбы с паразитными типами волн; $Q_0 \leqslant 40 \cdot 10^3$ при $\lambda_p = 10$ см. В этом случае плохой контакт поршня со стенками волновода мало влияет на его добротность, но ухудшает условия возбуждения паразитных типов волн. Последнему способствует также метод возбуждения и вывода энергии резонатора.

Требования к обработке поверхностей резонаторов. Все приведенные выше соотношения для расчета собственной добротности резонаторов, активных потерь и так далее справедливы для идеальных поверхностей. Реальные токопроводящие поверхности содержат шероховатости и различные отклонения в структуре металла, вызванные несовершенством гальванических покрытий и механической обработки.

Наличие шероховатостей может привести к удлинению пути СВЧ-токов по поверхности, что увеличивает потери. Это и определяет требование к чистоте поверхности: высота шероховатостей должна быть существенно меньше глубины скин-слоя. Что-

бы достигнуть требуемой шероховатости поверхности (10—11 класс до покрытия металлом с высокой электропроводностью), прибегают к его шлифованию, причем, полирование иногда проводят дважды — до и после покрытия. Следует, однако, иметь в виду, что при механическом полировании может несколько снизиться электрическая проводимость материала за счет проникновения частиц полирующего состава, а также образования на поверхности тонкого слоя аморфного металла. Это также приводит к снижению добротности резонаторов. Поэтому для изготовления высокодобротных систем рекомендуется использовать электроискровое или электрохимическое шлифование и полирование.

Элементы связи объемных резонаторов с внешними цепями. Связь объемных резонаторов с внешними цепями осуществляется с помощью штыря, петли или отверстия. Штырь располагается вдоль электрических силовых линий возбуждаемого типа колебаний. Для размещения штыря в корпусе резонатора просверливают небольшое отверстие, диаметр которого значительно меньше длины волны в резонаторе. Петля располагается перпендикулярно магнитным силовым линиям. Для размещения петли в корпусе резонатора фрезеруют щель, геометрические размеры которой должны быть значительно меньше длины волны.

В коротковолновой части СВЧ-диапазона осуществляется непосредственная связь резонатора с волноводом через небольшое отверстие в общей стенке. Размеры отверстия выбирают такими, чтобы оно обладало нерезонансными свойствами и имело на рабочей частоте индуктивную проводимость. Резонатор должен быть так ориентирован относительно волновода, чтобы направления полей в области отверстия связи и резонаторе совпадали.

Помимо рассмотренных конструкций резонаторов в технике СВЧ находят применение ряд резонаторов других типов. В первую очередь к ним следует отнести **диэлектрические и ферритовые резонаторы**, конструкции которых в микроминиатюрном исполнении будут рассмотрены в гл. 8.

Особый класс колебательных электромагнитных систем составляют **открытые резонаторы** (рис. 5.24). Разработка их была вызвана необходимостью создания высокодобротных колебательных систем для миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов. Резонатор представляет собой систему из двух металлических зеркал, плоских (рис. 5.24, а) или сферических (рис. 5.24, б). Ус-

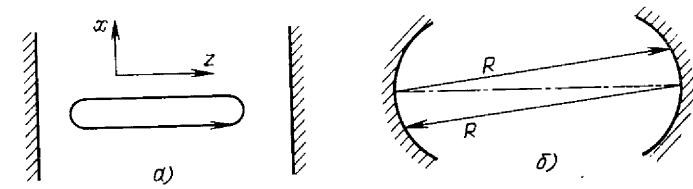


Рис. 5.24. Открытые резонаторы:
а — с плоским зеркалом; б — со сферическим зеркалом

ловием резонанса является целое число полуволн, укладывающихся на длине $l = p\lambda_0/2$. Потери в таком резонаторе определяются лишь поглощением в зеркалах и частичным излучением через открытые боковые поверхности за счет дифракции волн. При попечных размерах зеркал, значительно превышающих рабочую длину волны, собственная добротность открытого резонатора может достигать в миллиметровом диапазоне волн $10^4 \dots 10^5$.

5.9. ФИЛЬТРЫ

Фильтр — четырехполюсник, затухание которого мало в заданной полосе (полоса пропускания) и велико на всех других частотах вне этой полосы (полоса заграждения). Большое затухание в полосе заграждения создается за счет поглощения и отражения энергии подводимых сигналов.

По взаимному расположению полос пропускания и заграждения фильтры делятся на фильтры нижних частот (ФНЧ), т. е. фильтры, пропускающие частоты ниже заданной и подавляющие сигналы на других частотах; верхних частот (ФВЧ), пропускающие сигналы на частотах выше заданной и подавляющие сигналы вне этой полосы; полосовые (ПФ), пропускающие сигналы в пределах заданной частоты и подавляющие сигналы вне этой полосы; режекторные (РФ), подавляющие сигналы на частотах в пределах заданной полосы. Частотные характеристики фильтров приведены на рис. 5.25.

К числу основных параметров фильтров относятся полоса пропускания, полоса заграждения, средняя частота, коэффициент затухания в полосе пропускания, коэффициент затухания в полосе заграждения, крутизна частотной характеристики, коэффициент отражения от входа и выхода, форма и размеры сечения линии передачи, в которую включается фильтр.

Синтез фильтров СВЧ сводится к синтезу эквивалентной схемы (низкочастотного прототипа), удовлетворяющей заданной частотной характеристике, и замене сосредоточенных элементов схемы соответствующими эквивалентами на СВЧ.

Эквивалентность каждого звена фильтра СВЧ звену прототипа приводит к тому, что обе системы имеют подобные частотные характеристики. Последовательность операций синтеза прототипа состоит в следующем. Синтез эквивалентной схемы ведут по схем-

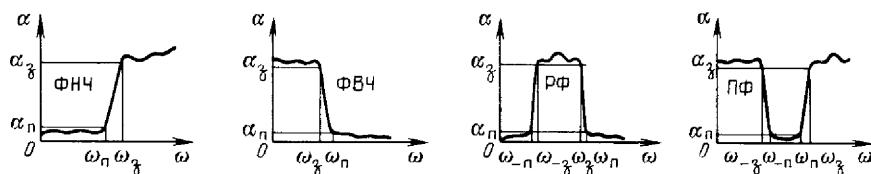
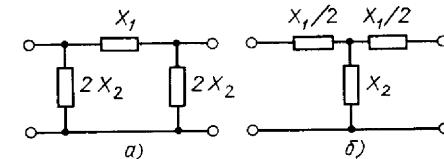


Рис. 5.25. Частотные характеристики фильтров

138

Рис. 5.26. Схемы четырехполюсников:
а — П-образная; б — Т-образная



ме П- и Т-образных четырехполюсников (рис. 5.26). Условие прозрачности таких четырехполюсников определяется неравенством

$$-1 \leq X_1/4X_2 \leq 0. \quad (5.31)$$

При этом предполагается, что все элементы имеют реактивный характер, знаки X_1 и X_2 различны и абсолютное значение X_2 больше X_1 . Для расчета задаются граничными частотами, которые определяются соотношениями

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

и волновым сопротивлением, которое принимается равным сопротивлению нагрузки фильтра:

$$Z_B = Z_H = \sqrt{L/C}, \quad (5.33)$$

где L и C — эквивалентные индуктивности и емкости элементов схемы фильтра.

Для улучшения частотных характеристик СВЧ-фильтров их делают из нескольких однотипных звеньев.

При реализации СВЧ-фильтров в качестве элементов, соответствующих емкостям, индуктивностям и резонансным контурам, используют диафрагмы, штыри, резонаторы, отрезки линий передачи различной длины и др. При этом необходимо учитывать следующие особенности СВЧ-элементов:

1) зависимость параметров реактивных элементов от частоты. Например, короткозамкнутый отрезок линии передачи длиной $l < \lambda/4$ эквивалентен индуктивности, на более высоких частотах длина этого отрезка становится $l > \lambda/4$, что эквивалентно емкости. Это приводит к тому, что в диапазоне частот эквивалентная схема фильтра может измениться;

2) в местах соединения реактивных элементов с линией передачи или элементов друг с другом за счет появления волн высшего порядка образуются дополнительные реактивности, которые могут изменять параметры фильтра.

В наиболее распространенных конструкциях фильтров на основе коаксиальных волноводов для реализации последовательных индуктивностей применяются короткие высокоомные отрезки линий передачи, нагруженные на сопротивления значительно меньше волнового. Роль малого сопротивления выполняют утолщения центрального проводника коаксиала, одновременно являющиеся параллельной емкостью.

На рис. 5.27 приведен пример возможной реализации ФНЧ, использование которого возможно на частотах от 500 МГц до 10 ГГц. Отрезки коаксиального волновода с большим и малым

139

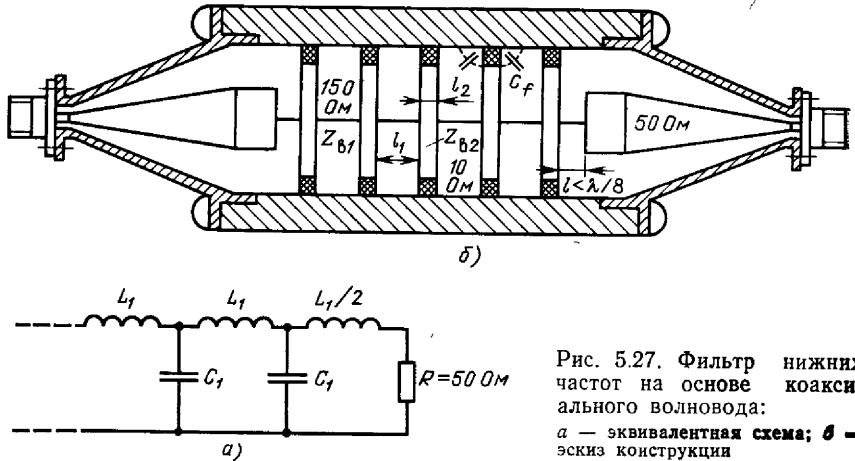


Рис. 5.27. Фильтр нижних частот на основе коаксиального волновода:
а — эквивалентная схема; б — эскиз конструкции

сопротивлением подбирают так, чтобы их длина не превышала $1/8$ длины волны на граничной частоте.

В рассматриваемом случае $X_1 = \omega L_1$; $X_2 = 1/\omega C_1$. Используя (5.32) найдем граничные частоты фильтра $\omega_{1\text{гр}} = 0$, $\omega_{2\text{гр}} = -2/V L_1 C_1$, задаваясь значениями $\omega_{2\text{гр}}$, Z_n . Используя (5.33) найдем необходимые параметры прототипа фильтра $L_1 = 2Z_n/\omega_{\text{гр}}$; $C_1 = 2/Z_n\omega_{\text{гр}}$. По длине отрезков линий $l < \lambda_b/8$ можно принять $\omega L_1 = Z_{c1} \operatorname{tg} \beta l \approx Z_{c1} \beta l$; $1/\omega C_1 \approx Z_{c2}/\beta l$. Поскольку $\beta = \omega/v_\phi$, то соотношения, связывающие параметры прототипа с длиной отрезков линий и их электрическими параметрами, приобретают вид:

$$L_1 = L'_1 + L_2 = Z_{c2} l_1 / v_\phi + Z_{c1} l_2 / v_\phi;$$

$$C_1 = C'_1 + C_2 + C_f = l_2 / Z_{c2} v_\phi + l_1 / Z_{c1} v_\phi + C_f,$$

где L'_1 , C'_1 , v_ϕ — параметры высокоомного отрезка линии, выполняющего функцию индуктивности; L_2 , C_2 , v_ϕ — параметры низкоомного отрезка линии, выполняющего функцию емкости фильтра; C_f — паразитная емкость низкоомного отрезка линии. Рассмотренный метод перехода от заданных параметров фильтра к параметрам его конструктивной реализации может быть исполь-

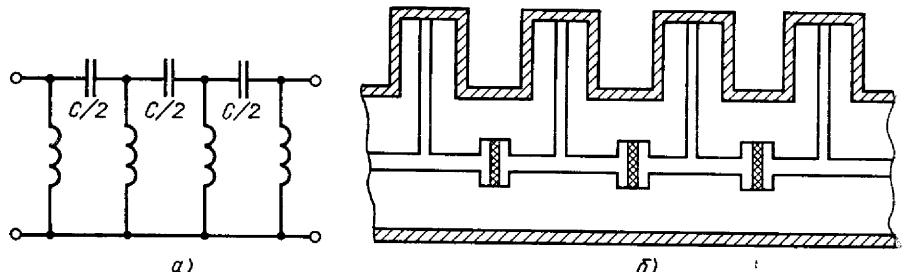


Рис. 5.28. Фильтр верхних частот на основе коаксиального волновода:
а — эквивалентная схема; б — эскиз конструкции

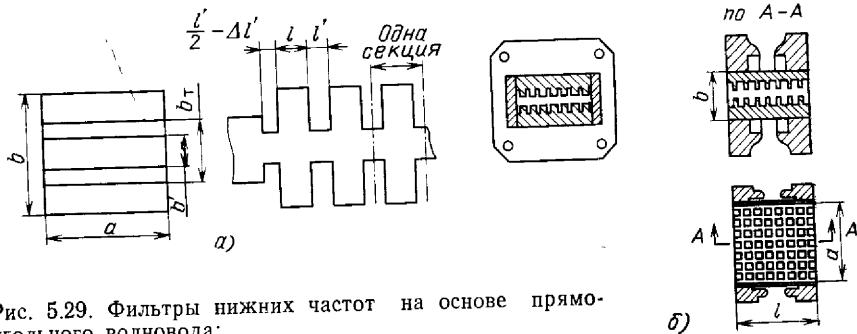


Рис. 5.29. Фильтры нижних частот на основе прямоугольного волновода:
а — рифленый; б — вафельный

зован и в других типах фильтров, основанных на отрезках линий передачи.

При реализации ФВЧ (рис. 5.28) на основе коаксиальных волноводов роль параллельных индуктивностей выполняют короткозамкнутые отрезки высокоомных линий, ответвляемые под прямым углом от основной линии. Последовательные емкости получаются в результате разрыва центрального проводника коаксиального волновода.

Фильтры верхних частот на основе прямоугольных волноводов, как правило, специально не конструируются, так как волновод сам

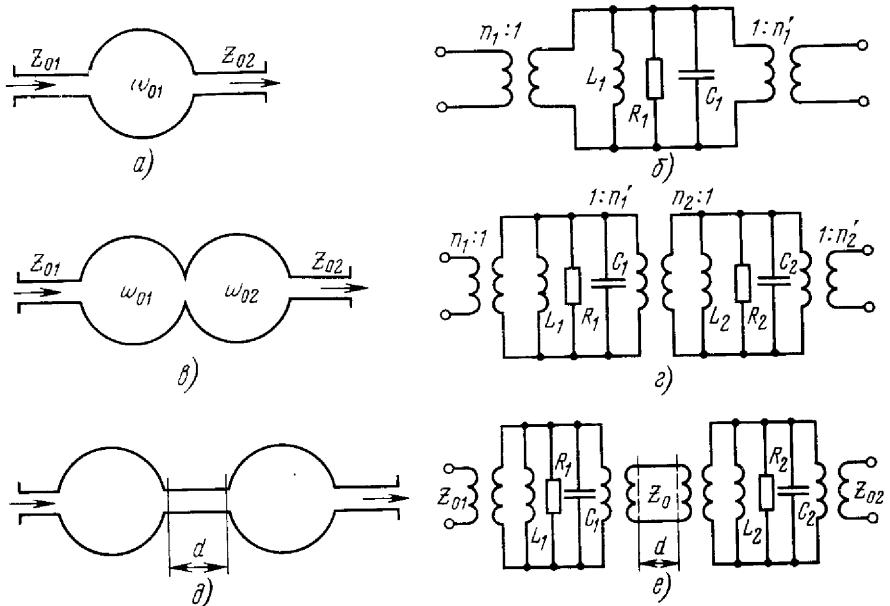


Рис. 5.30. Полосовые фильтры и их прототипы:
а, б — одиночный резонатор; в, г — резонаторы с непосредственными связями; д, е — резонаторы, связанные отрезком линии передачи

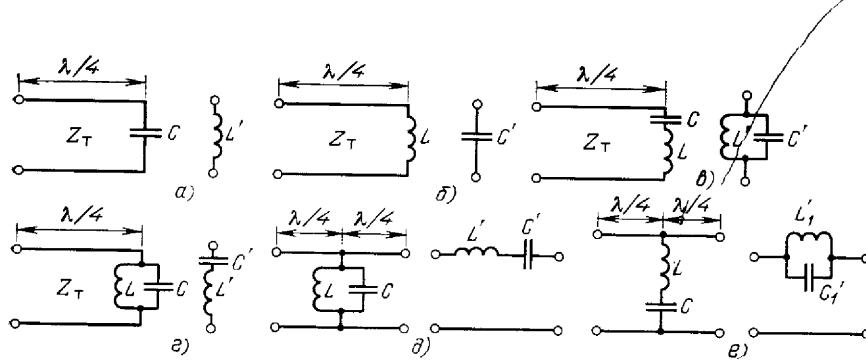


Рис. 5.31. Возможные варианты инвертирующих свойств четвертьволновых отрезков линий передачи

является ФВЧ с граничной частотой, равной критической частоте. При желании сместить граничную частоту волновод сужают по широкой стенке.

Фильтры нижних частот на базе прямоугольных волноводов создают в виде рифленых (рис. 5.29, а) волноводов с поперечными канавками в широкой стенке или вафельных (рис. 5.29, б) волноводов с дополнительными канавками вдоль широкой стенки.

В качестве полосовых фильтров используют отдельные резонаторы (рис. 5.30, а, б) или каскадное соединение нескольких резонаторов. В последнем случае связь резонаторов может быть непосредственной (рис. 5.30, в, г) или осуществляться через отрезки линий передачи (рис. 5.30, д, е).

При конструировании волноводных фильтров широко используются трансформирующие свойства четвертьволновых отрезков линий передачи. В теории фильтров четвертьволновый отрезок называют *инвертором сопротивлений*. На рис. 5.31 приведены наиболее распространенные типы возможных инвертирований сопротивлений, где согласно (4.16) $L' = Z^2 / C$ и $C' = L / Z^2$.

Применение четвертьволновых связей позволяет создать фильтры на однотипных элементах.

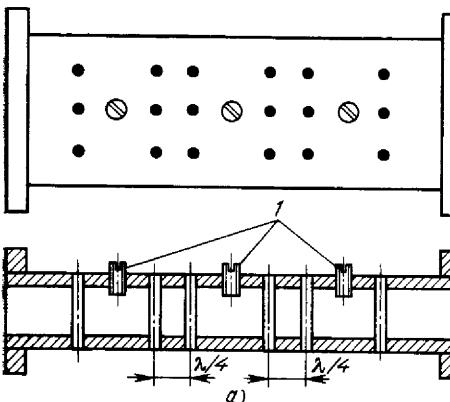


Рис. 5.32. Волноводный полосовой фильтр:
а — конструкция; б — прототип; 1 — настроочные ёмкостные штыри

Рис. 5.33. Режекторный фильтр:
а — конструкция; б — прототип

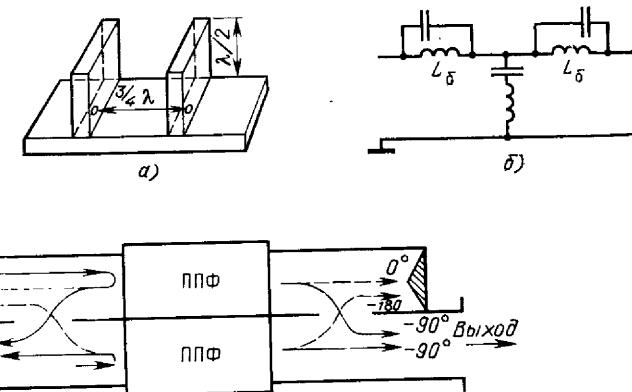


Рис. 5.34. Пример конструктивной реализации полосно-пропускающего фильтра (ППФ) высокого уровня мощности

На рис. 5.32, а приведена конструкция полосового фильтра, выполненного на основе прямоугольного волновода с использованием четвертьволновых связей. Параллельный колебательный контур схемы прототипа (рис. 5.32, б) образован системой индуктивных штырей с емкостным подстроенным винтом, последовательный резонансный контур образуется за счет четвертьволновых связей. Такой фильтр позволяет пропускать значительные уровни мощности и чрезвычайно прост в настройке. Недостатком его является значительная длина из-за соединительных отрезков.

В конструкциях режекторных фильтров целесообразно использовать последовательное соединение резонаторов с помощью отрезков длиной, кратной четверти длины волны (рис. 5.33).

Фильтры высокого уровня мощности (рис. 5.34), устанавливаемые на выходе передатчика, предназначаются для подавления паразитного излучения и подключения к одной антенне нескольких передатчиков, работающих на различных частотах.

Особенности конструкций фильтров высокого уровня мощности связаны с возможностью их перегрева и электрического пробоя. Повышенный нагрев фильтров требует принудительного охлаждения или создания конструкций с сильно развитой наружной поверхностью (ребристые поверхности). Для увеличения электрической прочности применяют те же меры, что и в линиях передачи. Особое внимание следует обращать на выступы и острые углы токонесущих поверхностей. Для уменьшения концентрации электрического поля эти места необходимо округлять.

5.10. ФЕРРИТОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Ферриты представляют собой твердые тела или монокристаллы, образованные спеканием порошка окиси железа с соединениями какого-либо двухвалентного металла, например никеля,

марганца, магния и т. д. Характерным свойством ферритов является сочетание магнитных свойств ферромагнетика и электрических свойств диэлектрика (на СВЧ ферриты имеют $\epsilon = 5 \dots 20$, $\operatorname{tg} \delta \approx 10^{-4}$).

В постоянном магнитном поле феррит является анизотропной средой. Эта особенность ферритов позволяет использовать их в технике СВЧ для создания невзаимных устройств.

Свойства ферритов на СВЧ проявляются при взаимодействии собственного магнитного момента электрона с внешним полем постоянного и переменного магнитных полей. Под действием постоянного магнитного поля H_0 (рис. 5.35) спины электронов стремятся ориентироваться по направлению приложенного поля, прецессируя подобно гироскопу вокруг оси, совпадающей по направлению с вектором H_0 и образуя с ним правовинтовую систему. Частота свободной прецессии $\omega_0 = \gamma H_0$, где $\gamma = 2,21 \cdot 10^5 \text{ м/А}\cdot\text{с}$ — гиromагнитное отношение.

Наличие магнитных потерь приводит к тому, что угол ϕ (см. рис. 5.35) быстро уменьшается, векторы магнитных моментов всех атомов ориентируются по направлению приложенного постоянного магнитного поля H_0 и феррит намагничивается до насыщения.

Рассмотрим случай воздействия на намагниченный феррит высокочастотного магнитного поля с круговой поляризацией (ориентированного перпендикулярно постоянному полю H_0), круговая частота которого ω близка к частоте прецессии ω_0 (см. рис. 5.35).

Если направление вращения вектора H_\sim совпадает с прецессией магнитного момента M , то угол ϕ увеличивается. Возрастание угла ϕ ограничивается магнитными потерями. В результате наступает режим $\phi = \text{const}$, при котором энергия высокочастотного магнитного поля рассеивается в виде тепла в кристаллической

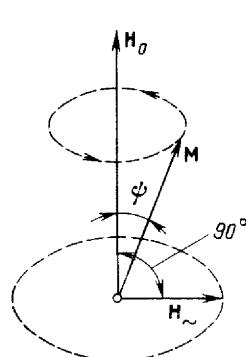


Рис. 5.35. Прецессия магнитного момента электрона в постоянном магнитном поле

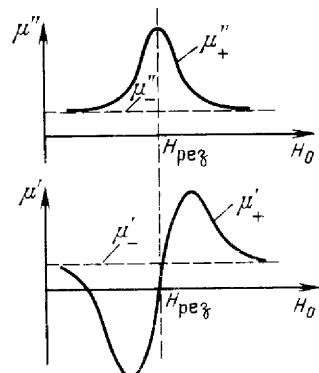


Рис. 5.36. Характер зависимости активной и реактивной составляющих магнитной проницаемости феррита для волн с левой и правой круговой поляризациями от напряженности магнитного поля

решетке феррита. Если частоты ω и ω_0 не совпадают, то эффект взаимодействия уменьшается и потери в феррите снижаются. В случае противоположных направлений вращения вектора H_\sim и магнитного момента M поглощения энергии в феррите практически не происходит. Величина магнитной проницаемости комплексна: $\mu = \mu' + i\mu''$, $\mu = \mu' - i\mu''$.

На рис. 5.36 показано изменение относительной магнитной проницаемости феррита для волн круговой поляризации правого (положительного) μ_+ и левого (отрицательного) μ_- направлений вращения в зависимости от напряженности постоянного магнитного поля H_0 при неизменной частоте ω . Из рис. 5.36 видно, что значение мнимой части магнитной проницаемости μ'' для волн с положительным направлением вращения в точке $H_0 = H_{\text{рез}}$ резко возрастает, что указывает на увеличение потерь энергии в феррите. Зависимость потерь от H_0 носит резонансный характер, в связи с чем рассмотренное явление называют *ферромагнитным резонансом*. Значение действительной части магнитной проницаемости для волн положительного направления вращения (см. рис. 5.36) также претерпевает сильные изменения.

Если переменное магнитное поле имеет линейную поляризацию, то его можно представить как сумму двух полей левой и правой круговой поляризации. При отсутствии в волноводе феррита волны левой и правой круговой поляризации распространяются с равными фазовыми скоростями и в сумме дают волну с неизменным положением плоскости поляризации. Если же в волноводе расположить ферритовый стержень, намагниченный в продольном направлении постоянным магнитным полем H_0 , то при $H_0 < H_{\text{рез}}$ волны круговой поляризации правого направления вращения будут распространяться с большей фазовой скоростью, чем левого:

$$v_{\phi+} = c / \sqrt{\epsilon \mu_+}; v_{\phi-} = c / \sqrt{\epsilon \mu_-}.$$

При этом происходит поворот плоскости поляризации волны. Эффект вращения плоскости поляризации электромагнитной волны, проходящей через диэлектрик (в рассматриваемом случае — феррит) при наличии постоянного магнитного поля, носит название *эффекта Фарделя*.

Благодаря этим свойствам ферриты используются для создания широкого класса невзаимных устройств СВЧ, т. е. устройств, обладающих невзаимными потерями, вращением плоскости поляризации, фазовым сдвигом и т. д. Зависимость параметров ферритов от напряженности внешнего магнитного поля позволяет создавать на их основе управляемые СВЧ-устройства — переключатели, модуляторы, перестраиваемые фильтры, регулируемые фазовращатели, аттенюаторы и т. д.

Ферритовый вентиль. Волноводное устройство, вносимое затухание которого зависит от направления движения волны через него, принято называть ферритовым вентилем. Основными характеристиками ферритового вентиля являются: затухание волн в прямом и обратном направлениях, полоса рабочих частот, допус-

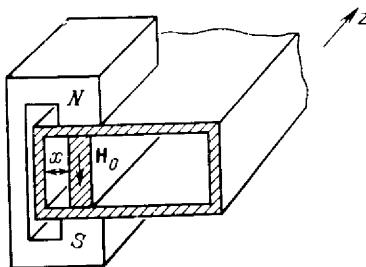
тимальный уровень мощности, K_{ct} , тип и размеры волноводного тракта.

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

Направление вращения вектора \mathbf{H} в каждом из указанных продольных плоскостей взаимно противоположно и зависит от направления движения волны по волноводу. Поместим в волноводе в одной из двух указанных плоскостей ферритовую пластинку, намагниченную перпендикулярно широкой стенке волновода (рис. 5.37) при $H_0 = H_{\text{рез}}$. В этом случае феррит будет поглощать мощность волны, создающей правополяризованное высокочастотное магнитное поле. Волна, распространяющаяся вдоль волновода в противоположном направлении, испытывает малое затухание. Серийно выпускаемые ферритовые вентили в полосе частот 10 ... 15% f_0 обеспечивают в прямом направлении затухание не более 0,5 дБ, в обратном направлении 20 дБ и $K_{ct} = 1,08 \dots 1,1$.

Вентиль со смещением поля. Для получения вентиля, основанного на эффекте смещения поля (рис. 5.38), к поверхности феррита приклеивают пленку из поглощающего материала, в которой происходит поглощение волны одного направления (допустим, отраженной). Феррит работает в режиме, когда $H_0 < H_{\text{рез}}$. При

этом происходит вытеснение из феррита поля падающей волны и концентрация в феррите поля отраженной волны. На поверхности феррита напряженность электрического поля падающей волны близка к нулю, а отраженной волны имеет



← Рис. 5.37. Эскиз конструкции резонансного вентиля

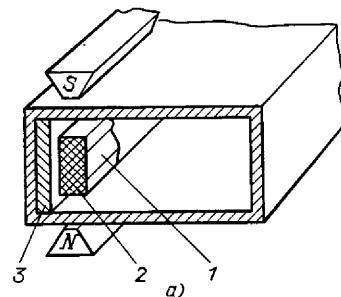


Рис. 5.38. Вентиль со смещением поля:
а — эскиз конструкции; б — распределение напряженности электрического поля: 1 — поглотитель; 2 — феррит; 3 — диэлектрик; 4 — обратная волна; 5 — прямая волна

большое значение. Затухание в вентиле волн обратного направления зависит от параметров поглощающего материала. Преимуществами этого вентиля по сравнению с резонансным являются меньшие значения намагничивающего поля H_0 (что уменьшает габариты и массу устройства) и более широкая полоса рабочих частот, которая достигает 20 ... 25% f_0 .

Устройство без поглощающей пленки является *невзаимным фазовращателем*, поскольку волны в волноводе в двух противоположных направлениях будут иметь различные постоянные распространения, а следовательно, различные фазовые сдвиги.

Вентиль, основанный на эффекте Фарадея (рис. 5.39), представляет собой круглый волновод, вдоль оси которого расположен тонкий ферритовый стержень, намагниченный в продольном направлении постоянным магнитным полем H_0 . Напряженность магнитного поля H_0 ниже резонансной $H_{\text{рез}}$. На входе вентиля расположена поглощающая пластина. Если в волноводе распространяется волна типа H_{11} с поляризацией, показанной на рис. 5.39, а, поглощающая пластина создаст минимальные потери для волны, поступающей со стороны входа вентиля. За счет эффекта Фарадея плоскость поляризации волны на выходе вентиля 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 (рис. 5.39, б) оказывается параллельным плоскости поглощающей пластины. Отраженная волна практически полностью поглощается.

Достоинством ферритовых устройств, основанных на использовании эффекта Фарадея, является малая величина намагничивающего поля H_0 . Полоса рабочих частот таких устройств составляет 15 ... 20% f_0 . Недостатки — сложность и громоздкость конструкции.

Коаксиальные вентили. Особенностью конструкций вентиля для коаксиальных волноводов является необходимость искажения Т-волны таким образом, чтобы в ней наряду с поперечной составляющей появилась продольная составляющая магнитного поля H_z и результирующий вектор \mathbf{H} был бы поляризован по кругу.

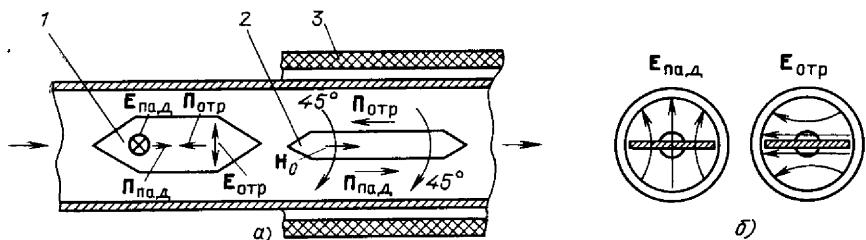


Рис. 5.39. Вентиль на эффекте Фарадея:
а — элементы конструкции; б — распределение электрического поля на входе вентиля:
1 — поглощающая пластина; 2 — феррит; 3 — намагничивающая обмотка

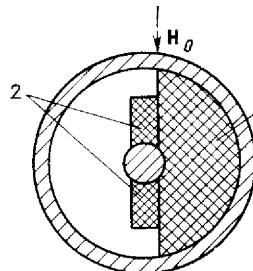


Рис. 5.40. Поперечное сечение коаксиального вентиля:
1 — диэлектрик; 2 — феррит

Для этого коаксиальный волновод частично заполняют диэлектриком (рис. 5.40). Подбором размеров и формы диэлектрического вкладыша и его диэлектрической проницаемости удается получить область круговой поляризации магнитного поля, где и распо-

лагается ферритовая пластина. Направление постоянного тока H_0 должно быть перпендикулярно плоскости, в которой вращается вектор H , а величина H_0 соответствовать области ферромагнитного резонанса. В коаксиальных ферритовых вентилях затухание волн прямого направления составляет 1 ... 1,5 дБ, волн обратного направления 15 ... 20 дБ и полоса рабочих частот определяется шириной области ферромагнитного резонанса.

Ферритовые циркуляторы. Ферритовым циркулятором называют многополюсник, у которого электромагнитные волны распространяются из одного плеча в другое только в определенной последовательности. В частности, такие устройства могут быть использованы как вентили, быстродействующие переключатели и т. д. Существует большое число различных конструкций циркуляторов: поляризационные, фазовые, Y-циркуляторы и т. д. В настоящем разделе рассмотрим две из них.

Y-циркулятор представляет собой симметричный тройник в плоскости H с намагниченным ферритовым вкладышем в его центре (рис. 5.41, а). Намагничающее поле H_0 значительно меньше резонансного. Действие Y-циркулятора можно объяснить следующим образом. Волна типа H_{10} , поступающая в плечо 1, возбуждает на ферритовом цилиндрическом вкладыше равные по амплитуде поверхностные волны, огибающие феррит в противоположных направлениях. Взаимодействие этих поверхностных волн с намагниченным ферритом характеризуется различными значениями магнитной проницаемости. При этом фазовые скорости поверхностных волн оказываются разными. Подбирая диаметр

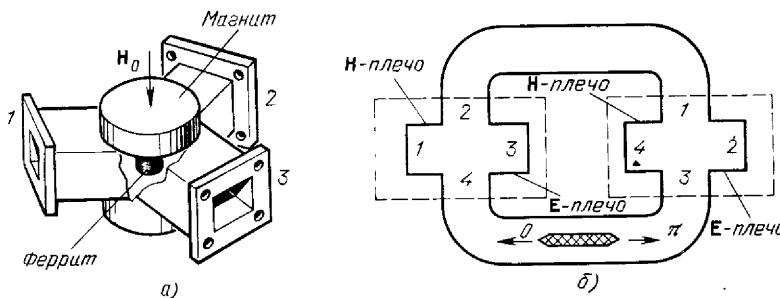


Рис. 5.41. Ферритовые циркуляторы:
а — Y-циркулятор; б — фазовый ферритовый циркулятор

ферритового цилиндра и значение намагничающего поля H_0 , можно при сложении поверхностных волн получить пучность напряженности электрического поля в центре плеча 2, а узел напряженности электрического поля в центре плеча 3. При этом энергия из плеча 1 поступит в плечо 2 и не поступит в плечо 3. Если энергия подается со стороны плеча 2, то она передается в плечо 3 и не поступает в плечо 1. В реальных конструкциях Y-циркуляторов имеет место просачивание мощности из плеча 1 в плечо 3. Рассматривая подачу энергии в другие плечи, можно установить, что циркуляция энергии происходит по схеме 1→2→3→1. Поэтому для характеристики Y-циркуляторов используются такие параметры, как развязка между плечами $A_{13} = \lg P_1/P_3$ и прямые потери $A_{12} = \lg P_1/P_2$.

Y-циркуляторы чувствительны к колебаниям окружающей температуры, величине магнитного поля, размерам ферритов и т. д. Для устранения этого феррит помещают в диэлектрическую втулку, которая может являться своеобразным элементом настройки циркулятора, так как подбором ее диаметра можно регулировать ширину рабочей полосы. Y-циркуляторы имеют прямые потери порядка 0,1 дБ, развязку между плечами 30 дБ и $K_{ct} \leq 1,04$.

Принцип действия фазовых циркуляторов основан на свойстве невзаимного фазового сдвига в феррите. На рис. 5.41, б схематически изображен фазовый ферритовый циркулятор, который состоит из двух двойных волноводных тройников и одного невзаимного фазовращателя с фазовым сдвигом π . Энергия, поступающая в плечо 1, делится поровну в двойном тройнике и синфазно выходит из плеч 2 и 4. Две волны, приходящие ко второму двойному тройнику, оказываются в противофазе ввиду сдвига в феррите на π . Передача энергии в этом случае возможна только в плечо 2. Аналогично можно доказать, что циркуляция энергии происходит по схеме 1→2→3→4→1.

Фазовый циркулятор может выполнять функции переключателя, поскольку изменение направления намагничающего поля H_0 меняет направление невзаимного фазового сдвига ферритов. В рассмотренном случае изменение направления H_0 приведет к передаче мощности из плеча 1 в плечо 4. Для современных управляемых устройств, содержащих ферриты, быстродействие составляет $(1-0,05) \cdot 10^{-6}$ с.

5.11. ДЕТЕКТОРЫ И СМЕСИТЕЛИ

Детекторы предназначены для преобразования (детектирования) амплитудно-модулированного радиосигнала в низкочастотный сигнал, несущий первоначальную информацию. Детектирование основано на применении нелинейных устройств, функции которых на СВЧ выполняют полупроводниковые диоды.

Конструкции детекторов, используемых на СВЧ, принято называть *детекторными головками* (рис. 5.42). Они представляют собой отрезки линий передачи, содержащие элементы ввода энер-

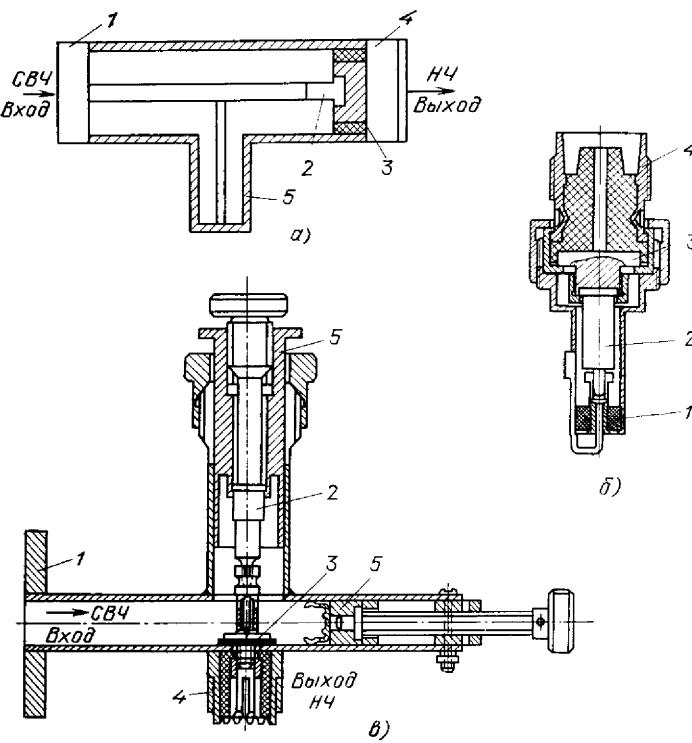


Рис. 5.42. Детекторные головки:

a — коаксиальная; *b* — коаксиальная для связи с волноводом; *c* — волноводная:
1 — СВЧ-соединение; 2 — детектор; 3 — конденсатор; 4 — низкочастотный соединитель; 5 — согласующий элемент

гии (коаксиальный соединитель или фланец), включения детектора (полупроводниковый диод), настройки или согласования, а также низкочастотный соединитель. Конструкция детектора должна обеспечить замкнутый путь для высокочастотных токов (наличие конденсатора) и выпрямленного тока (наличие замкнутой гальванической цепи).

Если ограничиться квадратичной характеристикой диода, то при подведении к детектору радиосигнала $U = U(t) \cos \omega t$ ток определяется зависимостью

$$I_d = I_0 + S_1 U + S_2 U^2 = I_0 + S_1 U(t) \cos \omega t + S_2 U^2(t) \cos^2 \omega t.$$

Последний член этой зависимости

$$S_2 U^2(t) \cos^2 \omega t = S_2 U^2(t) (0.5 + 0.5 \cos \omega t)$$

содержит составляющую тока $0.5 S_2 U^2(t)$, которая выделяется на нагрузке детектора и представляет собой результат амплитудного детектирования радиосигнала. Высокочастотные составляющие тока детектора фильтруются с помощью конденсаторов. Постоянные составляющие тока диода замыкаются через элементы на-

стройки, основная функция которых — согласование входного сопротивления детектора (см. § 4.5).

Основными параметрами детекторов являются полоса рабочих частот, чувствительность по току, K_{ct} , коэффициент шума.

Чувствительность детектора по току

$$K_d = I_d / P_c,$$

где I_d — выходной ток детектора; P_c — мощность входного СВЧ-сигнала, составляющая для современных реальных конструкций от 1 до $15 \cdot 10^{-6}$ Вт. Увеличить чувствительность можно путем использования прямого смещения на диоде; при этом следует иметь в виду, что шумы детектора возрастают. Величина K_{ct} характеризует качество согласования детектора со стороны СВЧ-входа с учетом согласования выходного сопротивления детектора с сопротивлением нагрузки, подключенной к его низкочастотному выходу. Коэффициент шума детектора определяется в основном низкочастотными шумами диода.

Для малых мощностей, подводимых к детектору (вплоть до $5 \cdot 10^{-5}$ Вт), детектирование можно считать квадратичным. При росте входной мощности выше указанного значения наблюдается отклонение от квадратичности в сторону уменьшения показателя степени.

Смесители используются для преобразования принимаемого СВЧ-сигнала в сигнал промежуточной частоты.

Основные параметры смесителя:

- 1) потери преобразования A_{12} , определяемые соотношением $A_{12} = 10 \lg (P_c / P_{pr})$,

где P_c — мощность преобразуемого сигнала; P_{pr} — мощность выходного сигнала промежуточной частоты;

- 2) коэффициент шума, определяющий чувствительность приемника

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

где $P_{\text{ш.вх}}$, $P_{\text{ш.вых}}$ — мощность шумов на входе и выходе смесителя со стороны входного преобразуемого сигнала;

- 3) рабочая частота и ширина рабочих частот;

4) динамический диапазон (относится к линейному участку амплитудной характеристики смесителя)

$$N = 10 \lg (P_{\text{max}} / P_{\text{min}}),$$

где P_{max} — максимальная мощность входного сигнала, не вызывающая разрушения диода и не приводящая к амплитудному искажению сигнала; P_{min} — минимальная мощность подводимого сигнала, различаемая на уровне шумов (определяет пороговую чувствительность смесителя).

В зависимости от принципиальной схемы смесители делятся на *небалансные* (НБС) (рис. 5.43) и *балансные* (БС) (рис. 5.44).

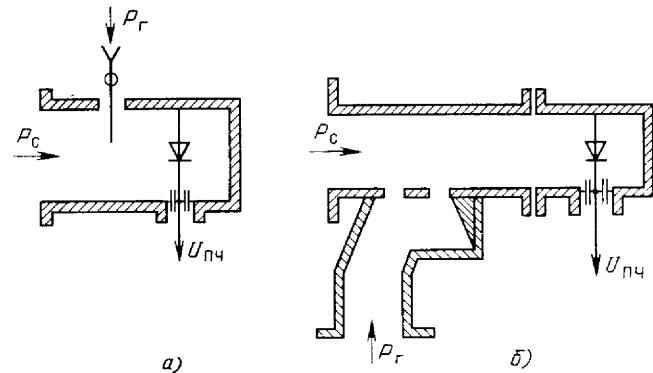


Рис. 5.43. Небалансные смесители:
а — связь с гетеродином с помощью штыря; б — связь с гетеродином с помощью направленного ответвителя

Конструктивно НБС представляют собой детекторную головку с дополнительным элементом связи с гетеродином, к которой подводится преобразуемый сигнал P_c и сигнал гетеродина P_r ; элемент связи с гетеродином выполняется в виде штыря, тройника, направленного ответвителя и др. Детекторная головка имеет два входа для СВЧ-сигналов (см. рис. 5.43). На один из входов подается радиосигнал $U_c = U(t) \cos \omega_c t$, на другой сигнал гетеродина $U_r = U_{\text{mr}} \cos \omega_r t$. Если ограничиться квадратичной характеристикой диода, то ток на выходе детектора при подаче на его вход суммы сигналов $U_c + U_r$ будет равен

$$I_d = I_0 + S_1 [U(t) \cos \omega_c t + U_{\text{mr}} \cos \omega_r t] + S_2 [U(t) \cos \omega_c t + U_{\text{mr}} \cos \omega_r t]^2.$$

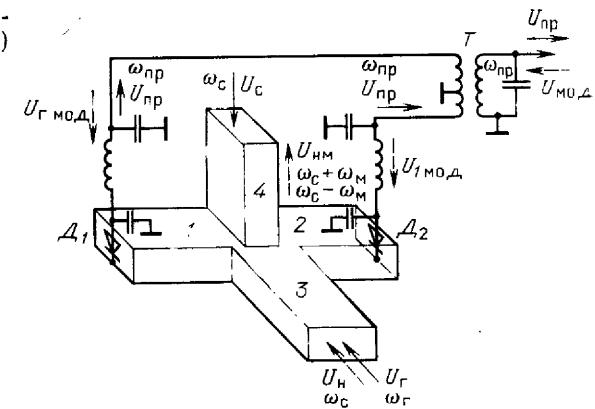
Если возвести в квадрат последний член, то после несложных преобразований получим составляющую тока промежуточной частоты

$$\begin{aligned} I_{d(\text{пр})} &= S^2 U(t) U_{\text{mr}} \cos(\omega_c - \omega_r) t \text{ при } \omega_c > \omega_r \text{ или} \\ I_{d(\text{пр})} &= S^2 U(t)_{\text{mr}} \cos(\omega_r - \omega_c) t \text{ при } \omega_r > \omega_c. \end{aligned}$$

Таким образом, в промежуточную частоту могут преобразоваться два радиосигнала, один — с частотой $\omega_c - \omega_r$, а другой — $\omega_r - \omega_c$. Один из них всегда является помехой и называется зеркальным. Для его подавления в СВЧ-приемниках (см. рис. 5.2) используются устройства подавления зеркального канала (фильтры). Для облегчения задачи подавления зеркального канала необходимо выбирать значение $\omega_{\text{пр}}$ по возможности большее, в связи с чем с целью обеспечения высокой селективности по соседнему каналу возникает необходимость повторного преобразования частоты в более низкую промежуточную частоту.

Основным недостатком НБС является возрастание коэффициента шума приемника из-за шумов гетеродина $P_{\text{ш.г.}}$. Этого недо-

Рис. 5.44. Балансный смеситель (балансный модулятор)



статка лишена конструкция БС (см. рис. 5.44), обеспечивающая вычитание шумов гетеродина при соответствующем включении диодов. В качестве элементов связи в конструкциях БС используются мостовые соединения. Помимо указанного достоинства схемы БС имеют и другие преимущества: возможность использования маломощных гетеродинов, повышенную помехоустойчивость, повышенную надежность защиты приемника от импульса просачивающейся мощности и др.

На рис. 5.44 показано однополярное включение диодов; при разнополярном включении необходимость использования трансформатора Т для сложения сигналов отпадает. В рассматриваемом случае радиосигнал разветвляется в плечи 1 и 2 в противофазе, поэтому если после детектора D_1 фаза сигнала промежуточной частоты равна $\omega_{\text{пр}} t$, то после детектора D_2 — $-\omega_{\text{пр}} t$. Этот сигнал в трансформаторе Т складывается. Шумы гетеродина разветвляются в плечи 1 и 2 в фазе. Образованный ими сигнал помехи на промежуточной частоте после детекторов D_1 и D_2 также будет в фазе и в трансформаторе Т он вычитается.

Для балансных смесителей выпускаются одно- или разнополярные подобранные пары диодов с минимальным относительным разбросом параметров.

5.12. ЭЛЕКТРИЧЕСКИ УПРАВЛЯЕМЫЕ УСТРОЙСТВА

В последние годы в технике СВЧ широкое распространение получили электрически управляемые устройства на ферритах и диодах. Основными достоинствами этих устройств является возможность автоматического управления амплитудой и фазой проходящего сигнала, а также решения коммутационных и логических задач.

К положительным характеристикам этих устройств на диодах следует отнести малую управляющую мощность (от долей микроватт до 1 Вт), высокое быстродействие ($10^{-3} \dots 10^{-10}$ с), значи-

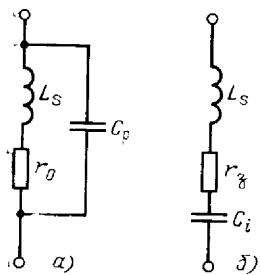


Рис. 5.45. Эквивалентная схема $p-i-n$ -диода:
а — в открытом состоянии; б — в закрытом состоянии

тельный срок службы, высокую надежность и возможность работы на высоких уровнях мощности (импульсная мощность может достигать десятков киловатт, средняя мощность — сотен ватт). Рабочая полоса частот регулирующих СВЧ-устройств на полупроводниковых диодах соизмерима с полосой частот волновода. К таким устройствам относятся модуляторы, аттенюаторы, выключатели, фазовращатели, ограничители и др.

Диодный выключатель. Применяемые для этого диоды (эквивалентная схема рис. 5.45), отличаются тем, что при прямом смещении имеют очень малое сопротивление ($r \approx 1$ Ом), а при обратном смещении — очень большое ($r_d = 10^4$ Ом). Недостатком является малое быстродействие (несколько сот тысяч переключений в секунду). Значительно большим быстродействием обладают диоды с барьером Шотки, но они имеют более высокую стоимость и худший коэффициент качества.

В соответствии с рассмотренными выше применениями $p-i-n$ -диодов наиболее важным их параметром является коэффициент качества, определяемый отношением большого сопротивления диода в открытом состоянии (параллельный резонанс) к малому сопротивлению диода в закрытом (последовательный резонанс). В соответствии с эквивалентной схемой диода для открытого состояния (рис. 5.45, а) его сопротивление на частоте параллельного резонанса

$$Z_{d0} = 1/\omega^2 p_0 C_p^2 r_o,$$

где ω_0 — резонансная частота; r_o — сопротивление потерь открытого диода; C_p — емкость корпуса диода.

Сопротивление диода в закрытом состоянии на частоте последовательного резонанса $\omega_{dz} = 1/\sqrt{L_s C_i}$ (L_s — индуктивность выводов диода; C_i — емкость перехода, рис. 5.45, б), $Z_{dz} = r_s$. Следовательно, коэффициент качества диода определяется соотношением

$$K_d = Z_{d0}/Z_{dz} = 1/\omega^2 p_0 C_p^2 r_o r_s. \quad (5.34)$$

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

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

$$f_{kp} = 1/2\pi C_p V r_o r_s. \quad (5.35)$$

Простейшие конструкции диодных выключателей не содержат настраиваемых элементов: оба резонанса обеспечиваются параметрами самого диода. При этом подбирают диод таким образом, чтобы частота параллельного резонанса открытого диода рав-

нялась рабочей частоте: $\omega_{p0} = 1/\sqrt{L_s C_p}$. Последовательный резонанс закрытого диода $\omega_{pz} = 1/\sqrt{L_s C_i}$ обеспечивают путем выбора напряжения смещения, изменяющего емкость диода C_i . В случае значительного отличия рабочей и резонансной частоты диода вводят элементы подстройки, заметно усложняющие конструкцию диодного выключателя.

Емкость перехода C_i в сантиметровом диапазоне составляет от сотых до десятых долей пикофарад, индуктивность выводов диода $L_s = 0,2$ нГн, паразитная емкость корпуса диода для современных миниатюрных диодов $C_p = 0,2 \dots 0,4$ пФ. Для исключения реактивностей L_s и C_p некоторые типы диодов выпускаются без корпуса.

Параметры данного выключателя (широкополосность и потери) могут быть значительно улучшены, если использовать несколько диодов, расположенных вдоль волновода.

Диодные выключатели на $p-i-n$ -диодах применяются в схемах балансных антенных переключателей на импульсных мощностях до 100 кВт. Диодные выключатели на диодах с $p-n$ -переходом используются на импульсных мощностях до 1 кВт. Недостатком диодных выключателей является отсутствие защиты от внешних помех, несинхронных с управляющим сигналом выключателя.

На рис. 5.46, а показана конструкция диодного выключателя, которая является типичной для таких регулирующих устройств, как аттенюатор, фазовращатель и модулятор. Конструкция представляет собой отрезок волновода, в средней части которого помещен диод, согласованный с обеих сторон ступенчатым переходом.

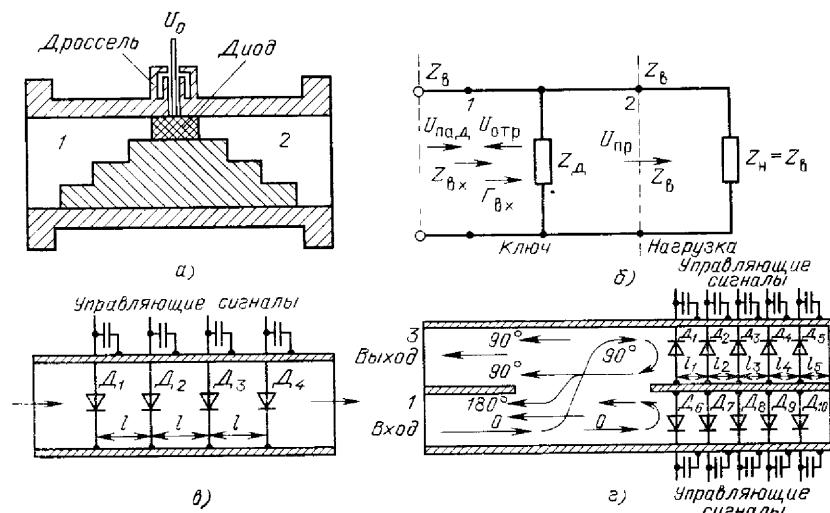


Рис. 5.46. Диодные электрически управляемые устройства:
а — конструкция выключателя; б — эквивалентная схема выключателя; в — схема аттенюатора; г — схема фазовращателя

Выключатели в состоянии «выключено» отражают поступающую к ним энергию. В это время диод закрыт и имеет место последовательный резонанс диода, обеспечивающий малое сопротивление и большое отражение от места включения диода. В состоянии «Включено» диод открыт, имеет место параллельный резонанс, что обеспечивает большое сопротивление диода и отсутствие отражений (сигнал проходит через выключатель).

Основными параметрами выключателя являются его коэффициенты передачи в состоянии «Выключено» и «Включено», коэффициент отражения в состоянии «включено» и полоса пропускания.

Коэффициент передачи определяется следующим образом. В соответствии с (2.33) и эквивалентной схемой выключателя (рис. 5.46,б) коэффициент отражения от входа выключателя

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

При этом коэффициент передачи

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

При вычислении коэффициента передачи в состоянии «Включено» в (5.37) подставляется $Z_{\text{д}} = Z_{\text{д}0}$. При вычислении коэффициента передачи для состояния «Выключено» подставляется $Z_{\text{д}} = Z_{\text{д}z}$.

Приближенно полоса выключателя может быть определена из уравнений

$$\Delta f = f_0/Q; Q = 1/\omega_p \bar{C}_p r_0 \approx V \bar{K}_{\text{д}}; \Delta f = f_0/V \bar{K}_{\text{д}}. \quad (5.38)$$

Аттенюаторы на полупроводниковых диодах (рис. 5.46,а) работают в режиме дискретного или плавного изменения затухания, которое регулируется дискретно или плавно управляемым сигналом. В обоих режимах диоды должны представлять собой преимущественно активное сопротивление. Чем больше диодов, тем легче решить задачу широкополосного согласования, так как каждый диод может иметь большое сопротивление и при прочих равных условиях создает меньше отражения, а располагая их на расстояниях $\lambda_{\text{в}}/4$, можно взаимно компенсировать отражения от отдельных диодов и получить достаточно хорошее согласование (малый $K_{\text{ст}}$ входов) без применения дополнительных согласующих устройств. Выбор типа диода определяется диапазоном рабочих частот аттенюатора, типом используемой линии передачи, количеством диодов и их характеристиками. Конструкция вводов управляющих сигналов и согласующих устройств может быть решена так, как показано на рис. 5.46,а.

Электрически управляемые аттенюаторы на высокий уровень мощности можно выполнить в виде конструкции, показанной на рис. 5.11, используя при этом электрически управляемые фазовращатели.

Фазовращатели на полупроводниковых диодах (рис. 5.46,г) представляют собой комбинацию моста (щелевой мост) с корот-

козамкнутыми отрезками волновода, внутри которых устанавливают несколько полупроводниковых выключателей на диодах, подключающих короткозамкнутые линии различной длины к плечам 2 и 4 моста. Подобная конструкция фазовращателя может быть создана на двойном тройнике, трехдекабильном направленном ответвителе и других устройствах. Значительные трудности в создании хорошо согласованного фазовращателя подобной конструкции представляет требование идентичности электрических характеристик пар диодов (1—6, 2—7 и т. д.).

Амплитудные модуляторы бывают трех видов: обычные, на входе которых имеются все три составляющие спектра модулированного сигнала (несущая и две боковые частоты); балансные, на выходе которых отсутствует несущая частота, и однополосные балансные, на выходе которых отсутствуют одна боковая и несущая частоты. Обычные амплитудные модуляторы конструируют на основе электрически управляемых аттенюаторов или модулируемых генераторов и усилителей, в которых модуляция осуществляется путем изменения режимов их питания.

Балансные модуляторы конструируют на базе мостовых соединений, в частности, на базе двойного тройника (см. рис. 5.44), где модулируемая несущая $U_{\text{n}} = U_m \cos \omega_c t$ подается в плечо 3, а модулирующий сигнал в противофазе $U_{1\text{мод}} = U_{1m} \cos \omega_m t$ и $U_{2\text{мод}} = U_{2m} \cos (\omega_m t + \pi)$ на детекторы 1 и 2 соответственно. Модулирующие сигналы меняют сопротивление диодов, что приводит к изменению коэффициентов отражения в плече 1 ($\Gamma_1 = \Gamma_0 \cos \omega_m t$) и в плече 2 ($\Gamma_2 = \Gamma_0 \cos (\omega_m t + \pi)$). В данном случае предполагается, что характеристики диодов идентичны и их сопротивление меняется пропорционально приложенному напряжению. Поскольку Γ_1 и Γ_2 имеют разные знаки, то в области разветвления приходят противофазные волны, которые суммируются в плече 4 (см. § 5.7)

$$\begin{aligned} U_{\text{нм}} &= \Gamma_0 \cos \omega_m t \frac{U_{\text{зпад}}}{2} + \Gamma_0 \cos \omega_m t \frac{U_{\text{зпад}}}{2} = \\ &= U_m \Gamma_0 \cos \omega_c t \cos \omega_m t = U_m \Gamma_0 \frac{e^{i\omega_m t} + e^{-i\omega_m t}}{2} e^{-i\omega_c t} = \\ &= \frac{\Gamma_0 U_m}{2} [\cos(\omega_c + \omega_m) t + \cos(\omega_c - \omega_m) t]. \end{aligned}$$

Таким образом, при модуляции несущей балансным модулятором в плечо 4 поступают соответствующие спектра с боковыми частотами $\omega_c - \omega_m$ и $\omega_c + \omega_m$, а несущая поглощается в диодах. Степень подавления несущей зависит от симметрии моста и идентичности характеристик диодов.

Однополосный балансный модулятор отличается от приведенного на рис. 5.44 тем, что отрезок линии в плече 2 короче отрезка линии в плече 1 на $\lambda_{\text{в}}/8$ и модулирующие напряжения, пода-

ваемые на диоды 1 и 2, не противофазны, а сдвинуты по фазе относительно друг друга на 90° . В этом случае

$$G_1 = \Gamma_0 \cos \omega_m t;$$

$$G_2 = i\Gamma_0 \cos(\omega_m t + 90^\circ) = i\Gamma_0 \sin \omega_m t.$$

Если на вход плеча 3 подан сигнал несущей $U_n = U_{m0} e^{i\omega_n t}$, то разветвившись в плечи 1 и 2 и отразившись от диодов D_1 и D_2 , он образует в плече 4 сигнал

$$U'_{nm} = \frac{\Gamma_1 - \Gamma_2}{2} U_n \frac{\Gamma_0 U_m}{2} [\cos \omega_m t + i \sin \omega_m t] = \\ = \frac{\Gamma_0 U_m}{2} e^{i\omega_n t} e^{i\omega_m t} = \frac{\Gamma_0 U_m}{2} e^{i(\omega_n + \omega_m)t},$$

который представляет собой однополосный радиосигнал с верхней боковой частотой $(\omega_n + \omega_m)$. Аналогично в плече 3 образуется сигнал

$$U''_{nm} = \frac{\Gamma_1 + \Gamma_2}{2} U_n = \frac{\Gamma_0 U_m}{2} e^{i(\omega_n - \omega_m)t}$$

нижней боковой частоты $(\omega_n - \omega_m)$, который направляется в плечо 3 и поглощается в согласованном выходе источника несущей U_n . Часть мощности сигнала несущей U_n поглощается диодами D_1 и D_2 .

Ограничители на диодах (рис. 5.47) рассчитываются так, чтобы на малых уровнях мощности сопротивление закрытого диода было большим (не менее 1 кОм), а на больших уровнях мощности — малым (не более 1 Ом). В приведенной конструкции с помощью короткозамкнутого шлейфа добиваются последовательного резонанса диода на резонансной частоте при низком уровне мощности. В этом случае малое сопротивление диода с помощью отрезка линии $l_2 = \lambda_b/4$ трансформируется в большое сопротивление в месте соединения. Емкостным винтом устанавливается C_s так, чтобы наступил параллельный резонанс диода на рабочей частоте при высоком уровне мощности, что приводит к росту сопротивления диода, которое трансформируется в малое сопротивление в месте соединения.

Подобные конструкции диодных ограничителей обеспечивают в сантиметровом диапазоне затухание в режиме ограничения порядка 20 дБ. При необходимости увеличить затухание используют два последовательно включенных ограничителя.

Включение полупроводниковых элементов в прямоугольный волновод. Элементы типа $p-i-n$ -диодов включаются в волновод с помощью штырей либо выступов, являющихся эквивалентными индуктивностями, которые соединяются в линию последовательно с емкостью полупроводниковой структуры. Разновидностью включения $p-i-n$ -диода является использование в месте включения низкоомных Н-образных волноводов, что обеспечивает получение индуктивности примерно 0,12 нГн. Широкое распростра-

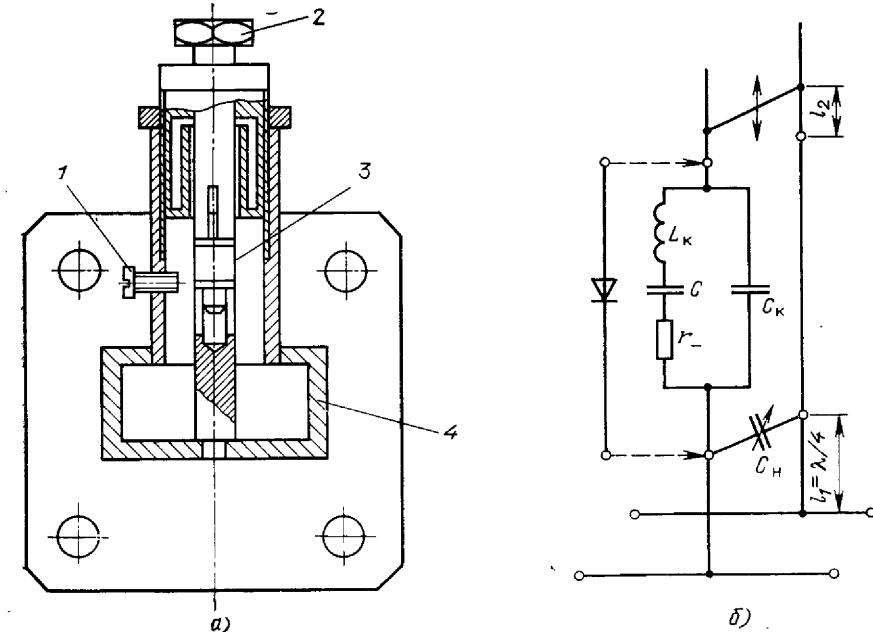


Рис. 5.47. Диодный ограничитель:

а — конструкция; б — эквивалентная схема:

1 — винт для настройки параллельного резонанса; 3 — диод; 4 — волновод

нение получил способ включения полупроводникового элемента в центре резонансной диафрагмы, что позволяет на резонансной частоте полностью скомпенсировать емкость $p-i-n$ -элемента.

Ферритовые управляющие устройства создаются на базе конструкций вентилей и циркуляторов (см. § 5.10). В вентилях управление осуществляется за счет изменения напряженности намагничивающего магнитного поля H_0 . В фазовращателях отсутствуют потери, поэтому феррит работает в дорезонансной области при малых значениях H_0 (см. рис. 5.36) и ведет себя как диэлектрик с меняющейся диэлектрической проницаемостью при изменении H_0 . В аттенюаторах феррит используют в области ферромагнитного резонанса (см. рис. 5.36), а также в дорезонансной области, если его действие основано на принципе смещения поля (см. рис. 5.38) или эффекта Фарадея (см. рис. 5.39). Циркуляторы (см. рис. 5.41) эффективно используют как переключатели (для переключения выходов необходимо изменить направление намагничивающего поля на обратное).

5.13. КОНСТРУКТОРСКО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ ВОЛНОВОДНЫХ СВЧ-УСТРОЙСТВ

Соизмеримость геометрических размеров конструкций элементов и узлов радиоаппаратуры с длинами волн СВЧ-диапазонов приводит к существенным изменениям в происходящих физических явлениях и значительным количественным и качественным изменениям электрических свойств используемых радиоматериалов. Это обуславливает ряд особенностей конструкций СВЧ-устройств, среди которых:

- 1) размеры конструкций СВЧ-устройств определяются с учетом полураспределенных и распределенных параметров;
- 2) параметры элементов и узлов определяются структурой электромагнитного поля, что требует от конструкций выполнения условий, обеспечивающих стабильное возбуждение нужной структуры поля;
- 3) основные характеристики находятся в прямой зависимости от геометрических размеров конструкций, что является причиной применения жестких допусков при изготовлении;
- 4) ряд важных характеристик улучшается при высоком качестве обработки и соответствующем покрытии поверхностей, соприкасающихся с электромагнитным полем. Эти мероприятия требуют проведения сложных и дорогостоящих операций полирования, серебрения, покрытия специальными лаками и другой обработки труднодоступных внутренних поверхностей.
- 5) способность к интенсивному излучению, вредное биологическое влияние вызывают необходимость предъявления особо жестких требований к электротермичности;
- 6) протекание токов по тонкому слою металлической поверхности позволяет изготавливать СВЧ-устройства из дешевых неметаллических материалов с последующей металлизацией поверхностей, соприкасающихся с электромагнитным полем;
- 7) в конструкциях приемников усиление и обработка сигналов выполняются в основном на промежуточных и низких частотах, поэтому СВЧ-узлы входят лишь во входную часть приемника до преобразования или детектирования первоначального сигнала;
- 8) в передатчике почти все основные функции выполняются на СВЧ-устройствах, и основной тракт передатчика состоит преимущественно из СВЧ-узлов;
- 9) антенно-фидерные устройства полностью комплектуются из узлов, представляющих собой конструкции, характерные для СВЧ-диапазона.

Как и для любого блока РЭА, конструкции СВЧ-устройств определяются следующими факторами:

объектом, на котором размещаются СВЧ-устройства, определяющим климатические и механические воздействия, требования к массе, конфигурации, выбору материалов, размещению блоков, ремонтопригодности;

электрическими характеристиками, особенно такими, как уровень мощности, частота, стабильность частоты, внутренняя электромагнитная совместимость, которые всегда требуют принятия специальных мер конструкторского характера для их удовлетворения;

технологией и масштабом производства;

технико-экономическими показателями;

учетом случайного изменения параметров, т. е. учетом отклонений и допусков.

В основном рассматриваемые устройства по категории размещения и климатическому исполнению относятся к наземной (передвижной либо стационарной, работающей в помещениях или на открытом воздухе), а также судовой (корабельной) и бортовой (самолетной, космической, ракетной) аппаратуре. Для аппаратуры всех перечисленных типов разработаны граничные значения возмущающих факторов, характеризующихся степенью жесткости.

При выборе конструкции устройства и конструкционных материалов (обеспечивающих необходимую механическую прочность, коррозионную стойкость, стойкость к солнечной и космической радиации) климатические условия (температура, влага, давление, микробиологическое воздействие) и механические параметры (вibration, удары) являются решающими. Примером влияния параметров окружающей среды на электрические характеристики СВЧ-устройств может служить резонатор. Изменение влажности приводит к изменению диэлектрической проницаемости среды, заполняющей объем резонатора, а отклонение температуры вызывает варьирование его размеров, а следовательно, и частоты собственных колебаний. Для устранения влияния атмосферных факторов на собственную частоту резонатора его обычно вакуумируют. Для снижения влияния изменений температуры на резонансную частоту высокостабильные резонаторы изготавливают из материала с очень малым коэффициентом линейного расширения: из инвара 36Н (коэффициент линейного расширения $1,5 \cdot 10^{-6}$) или суперинвара 32НКД (коэффициент линейного расширения менее $1 \cdot 10^{-6}$).

Кроме перечисленных общих факторов, влияющих на качество функционирования СВЧ-аппаратуры, учитывают следующие специфические требования к конструкциям:

высокая точность изготовления, обусловленная зависимостью электрических параметров устройств от их геометрических размеров;

высокое качество обработки токонесущих поверхностей, связанное с получением минимальных активных потерь. Наличие шероховатостей может привести к удлинению пути СВЧ-токов на поверхности и соответственно росту потерь;

отсутствие на токонесущих поверхностях окислов и загрязнений, приводящих к росту диэлектрических потерь;

применение металлов с высокой проводимостью, обеспечивающих минимальные потери;

использование диэлектрических материалов с высокой стабильностью электрических параметров, способствующих сохранению стабильности характеристик СВЧ-устройств.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

1. Начертите функциональную схему СВЧ-передатчика и поясните назначение ее отдельных функциональных узлов.
2. Начертите функциональную схему СВЧ-приемника и поясните назначение ее функциональных узлов.
3. Начертите наиболее распространенные конструкции аттенюаторов, нагрузок и фазовращателей.
4. Начертите основные конструкции направленных ответвителей и поясните принцип их действия.

5. Объясните процессы, происходящие в ферритовых циркуляторах и вентилях.
6. Рассмотрите основные конструкции объемных резонаторов.
7. Опишите основные этапы проектирования фильтров.
8. Рассмотрите основные конструкции и особенности детекторов, смесителей и электрически управляемых устройств.

Глава 6 ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ

6.1. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Электронные приборы СВЧ в радиоаппаратуре выполняют функции генераторов, усилителей, детекторов, умножителей частоты, смесителей СВЧ-сигналов и др. При значительном увеличении частоты электронных колебаний электрические параметры и характеристики обычных электронных приборов (диодов, триодов, пентодов, транзисторов) существенно ухудшаются, что ограничивает применение этих приборов в высокочастотной области. Основные причины этих ухудшений следующие:

инерция электронов, определяющая их конечное время пролета и затрудняющая управление электронным потоком в приборе;
паразитные емкости и индуктивности элементов конструкций, влияющие на входные, проходные и выходные сопротивления, и в итоге на максимальную частоту и полосу рабочих частот прибора;

увеличение потерь энергии в элементах конструкций за счет скин-эффекта и излучения, которые уменьшают коэффициент усиления и КПД прибора.

Преодолевая возникающие затруднения, развитие электровакуумных приборов происходило в основном по пути разработки новых принципов и конструкций ламп, которые исключали причины частотных ограничений, имеющиеся в обычных лампах. Так, были разработаны специфичные для диапазона СВЧ-приборы, использующие эффекты конечного времени пролета электронов для непосредственной передачи энергии электронного пучка электромагнитному полю колебательной системы. Среди них: лампы бегущей волны (ЛБВ), лампы обратной волны (ЛОВ), кристаллы, магнетроны и др. Электровакуумные приборы СВЧ подразделяются на две основные группы, различающиеся направлением и назначением постоянного магнитного поля. К первой группе так называемых приборов типа О относятся лампы, в которых электроны движутся вдоль статического электрического поля; магнитное поле или не используется совсем, или применяется только для фокусировки электронного потока и принципиального значения для процесса энергообмена не имеет. Вторая группа ламп называется приборами типа М и отличается тем, что электроны движутся во взаимно перпендикулярных (скрещенных) постоянных электрических и магнитных полях по сложным траекториям.

Новые исследования в области физики полупроводников и развитие технологий способствовали созданию СВЧ-транзисторов, диодов Ганна, варакторных диодов, $p-i-n$ -диодов и лавинно-пролетных диодов, что позволило создать в диапазоне СВЧ ряд конструкций транзисторных усилителей и генераторов, параметрических усилителей и генераторов, преобразователей частоты, переключателей, генераторов и усилителей, использующих эффект отрицательного сопротивления и др.

6.2. ПРИНЦИПЫ ДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ ПРИБОРОВ СВЧ

Принцип действия электровакуумных приборов СВЧ основан на создании электронного пучка необходимой формы и плотности, ускорении электронного пучка с целью приобретения необходимой энергии, модуляции электронного пучка по плотности и передаче энергии ускоренного и модулированного по плотности пучка электронов колебательной системы [8].

Обратимся к рис. 6.1. Для ускорения электронов пучка используются статические электрические поля, возникающие при приложении между катодом и ускоряющим электродом напряжения U_0 источника постоянного тока. Это напряжение создает между электродами 1—3 электрическое поле с напряженностью $E_0 = U_0/d$. Если принять заряд электрона e , то поле будет действовать на электрон с силой $F_0 = eE_0$. Под действием этой силы электроны увеличивают свою скорость v_e , приобретая дополнительную кинетическую энергию

$$m_0 v_e^2 / 2 = e U_0, \quad (6.1)$$

где m_0 — масса электрона. Подставив в это уравнение значения $m_0 = 9,11 \cdot 10^{-31}$ кг и $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл, найдем скорость электронов

$$v_e = 5,95 \cdot 10^5 \sqrt{U_0}. \quad (6.2)$$

Важным параметром ускоренных электронов, характеризующим влияние инерции электронов на работу прибора, является угол пролета θ , определяемый произведением 2π радиан на отно-

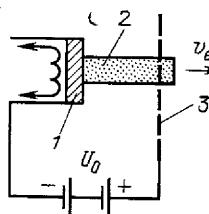
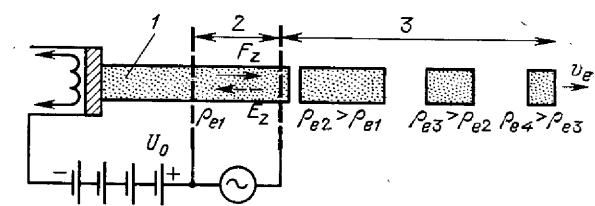


Рис. 6.1. Схема ускорения электронного пучка:
1 — катод; 2 — электронный пучок; 3 — ускоряющий электрод



шение времени пролета $\tau = d/v_e$ между двумя электродами с расстоянием d к периоду колебаний T и показывающий изменение фазы напряжения, приложенного между электродами, за счет движения электрона между этими электродами. Пользуясь этим определением и уравнением (6.1), найдем

$$Q = 2\pi/T = \omega d/v_e = \omega d/(5,95 \cdot 10^5 \sqrt{U_0}). \quad (6.3)$$

Модуляция электронного пучка по плотности осуществляется посредством модуляции скорости электронов с последующим или одновременным преобразованием модуляции по скорости в модуляцию по плотности.

Наиболее распространены два метода модуляции электронного пучка по плотности. Первый из них основан на кратковременном взаимодействии электронов с СВЧ-полем. Схема, поясняющая этот метод, показана на рис. 6.2. Ускоренный электронный пучок входит в зазор между двумя металлическими сетками. К зазору подводится высокочастотное напряжение, создающее переменное электрическое поле, составляющая вектора напряженности которого E_z в течение одной половины периода противоположна направлению вектора скорости электронов v_e , а в течение второй половины периода совпадает с ним. В соответствии с этим электроны, попавшие в зазор во время первого полупериода, ускоряются и увеличивают свою скорость, а во время второго полупериода, наоборот, тормозятся и уменьшают свою скорость. При выходе из зазора и дальнейшем движении (дрейфе) в пространстве группирования электроны, летящие впереди, отстают, а последующие их догоняют, группируясь в сгустки вокруг электронов, скорость которых при прохождении зазора не меняется. Для пространства группирования выбирается оптимальной для обеспечения максимальной глубины модуляции электронного пучка по плотности.

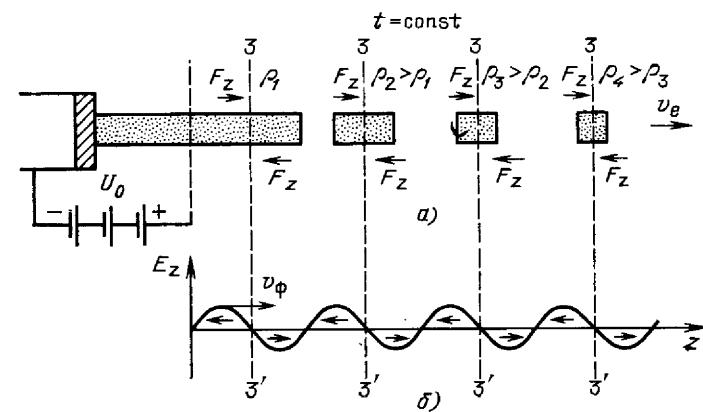


Рис. 6.3. Модуляция электронного пучка по плотности при длительном взаимодействии электронов с СВЧ-полем:
а — электронный пучок; б — распределение продольной электрической составляющей поля замедляющей системы

Второй метод использует длительное взаимодействие электронов с СВЧ-полем. Схема, поясняющая этот метод, показана на рис. 6.3. В этом случае электронный поток (рис. 6.3, а) движется совместно с электромагнитным полем бегущей волны. Распределение продольной электрической составляющей этого поля E_z в направлении распространения показано на рис. 6.3, б. Напомним, что направление вектора электрического поля E_z и направление силы F_z , с которой действует это поле на электрон, противоположны. Будем полагать, что скорость движения электронного пучка v_e и фазовая скорость волны v_ϕ одинаковы. При данном условии поле и пучок можно рассматривать неподвижными относительно друг друга. В соответствии с этим в сечениях 3—3' (рис. 6.3, а), где поле равно нулю, взаимодействие между полем и электронами пучка отсутствует.

Электроны, находящиеся под воздействием положительной полуволны, ускоряясь, приближаются к плоскости 3—3' слева, а электроны, оказавшиеся в поле отрицательной полуволны, замедляясь, приближаются к этой же плоскости справа. Другими словами, электроны, двигаясь совместно с электромагнитной волной, группируются в тех плоскостях, где проходит изменение знака E_z с положительного на отрицательный.

Отбор энергии от модулированного по плотности электронного пучка осуществляется теми же устройствами, что и модуляция пучка по плотности. На рис. 6.4 показана схема, поясняющая применение метода кратковременного взаимодействия при отборе энергии от сгустков электронов. В данном случае к зазору, через который проходят сгустки электронов, подключается активное сопротивление нагрузки R_h . При прохождении сгустков электронов через зазор во внешней цепи возникает наведенный ток. Проходя по R_h , наведенный ток создает на нем падение напряжения с полярностью, обозначенной на рис. 6.4. Электрод, по направлению к которому двигаются электронные сгустки, оказывается под отрицательным потенциалом. Внутри зазора в момент прохождения электрона или сгустка автоматически создается тор-

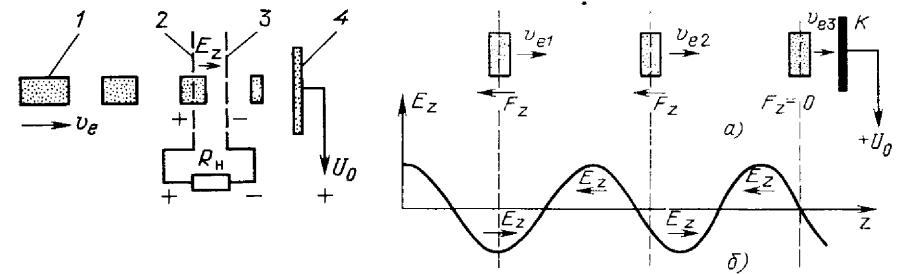


Рис. 6.4. Отбор энергии от электронов при кратковременном взаимодействии их с СВЧ полем:
1 — электронный пучок; 2, 3 — зазор устройства отбора энергии; 4 — коллектор

Рис. 6.5. Отбор энергии от электронов при длительном взаимодействии:
а — электронный пучок; б — распределение продольной электрической составляющей СВЧ-поля

мозящее электрическое поле. Скорость электронов уменьшается и часть высвободившейся кинетической энергии электронов сгустка преобразуется в энергию, выделяемую на нагрузке R_h . После прохождения зазора электроны попадают на коллектор, где остаток их кинетической энергии превращается в тепло.

На рис. 6.5 показана схема, поясняющая применение метода длительного взаимодействия при отборе энергии от сгустков электронов. В этом случае для эффективного взаимодействия с энергией электронного пучка электромагнитному полю необходимо, чтобы фазовая скорость v_f электромагнитной волны была несколько меньше скорости v_e электронного потока. При этом условии сгусток электронов попадает в область тормозящего поля бегущей волны. В результате торможения сгустка происходит передача его энергии высокочастотному полю. После того как скорости поля и сгустков сравняются, электроны попадают на коллектор К, где остаток их кинетической энергии преобразуется в тепло, нагревающее коллектор.

6.3. КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Колебательными системами в электронных приборах СВЧ принято называть устройства, предназначенные для преобразования энергии электронного потока в энергию СВЧ-колебаний.

К основным типам колебательных систем электровакуумных приборов СВЧ относятся *резонаторы* и *замедляющие системы*. Последние могут быть широкополосными (согласованные с обоими концами) и узкополосными (свернутые в кольцо и замкнутые на себя).

Резонаторы используются в приборах, основанных на кратковременном взаимодействии электронов с СВЧ-полем. Для осуществления этого взаимодействия в конструкции резонатора должен быть зазор, в котором сосредоточено электрическое поле электромагнитных колебаний резонатора. Этим условиям удовлетворяют конструкции цилиндрических, торoidalных и коаксиальных резонаторов, показанные на рис. 6.6. Возможность многократного

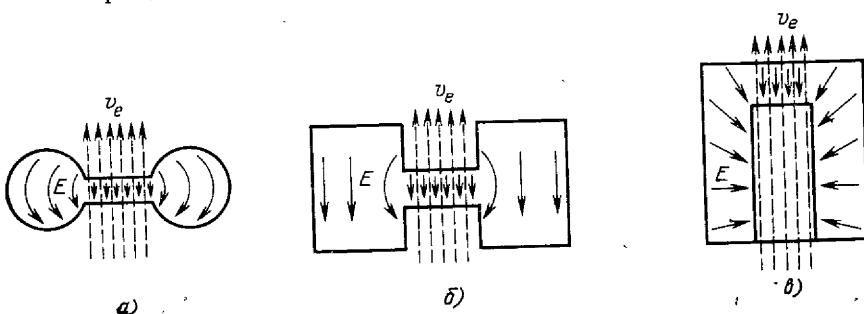


Рис. 6.6. Резонаторы электронных приборов СВЧ:
 а — цилиндрический; б — торoidalный; в — коаксиальный (штриховыми стрелками показан электронный пучок)

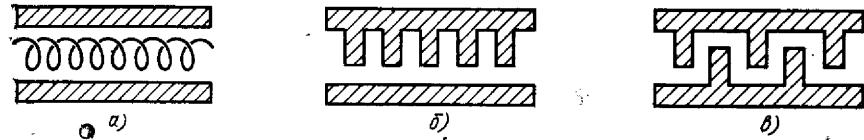


Рис. 6.7. Широкополосные замедляющие системы электронных приборов СВЧ:
 а — спираль; б — гребенка; в — встречные штыри

го увеличения амплитуды электрического поля в резонаторе за счет резонанса позволяет осуществить достаточно эффективное взаимодействие между полем и электронным потоком, несмотря на кратковременность этого взаимодействия.

Замедляющие системы используются в приборах с длительным взаимодействием электронов с СВЧ-полем. Основными требованиями, предъявляемыми к замедляющим системам, являются уменьшение скорости распространения электромагнитной волны до скорости электронов и создание продольной составляющей электрического поля, способной взаимодействовать с электронным потоком. При реально используемых ускоряющих напряжениях U_0 порядка сотен или тысяч вольт скорость движения электронов v_e не превышает сотых или десятых долей скорости света c . Поэтому коэффициент замедления системы $K_z = c/v_f$ должен быть равен примерно 5 ... 50.

Для работы в приборах с длительным взаимодействием чаще всего используются широкополосные (рис. 6.7), и узкополосные (рис. 6.8) замедляющие системы. *Спираль* (рис. 6.7, а) можно рассматривать как коаксиальный волновод с внутренним спиральным приводом. Известно, что электромагнитная волна распространяется в коаксиальной линии с прямолинейным центральным проводником со скоростью света c . Если центральный проводник изготовить не прямолинейным, а в виде спирали, то электромагнитная волна, распространяясь со скоростью света вдоль проводника, будет последовательно обходить витки спирали. При таком движении электромагнитной волны ее скорость распространения вдоль оси спирали будет меньше скорости света во столько раз, во сколько общая длина спирали меньше длины проводника, из которого она изготовлена. Внутри спирали имеется электрическая составляющая СВЧ-

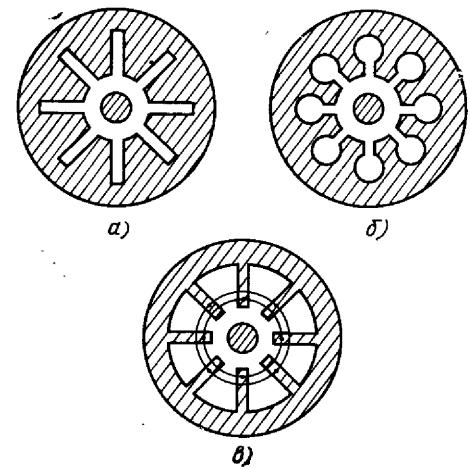


Рис. 6.8. Узкополосные замедляющие системы электронных приборов СВЧ:
 а — щелевые; б — щель-отверстие; в — локаточные

поля, направленная вдоль оси. Обычно эта составляющая используется для взаимодействия с электронным потоком, движущимся также вдоль оси спирали.

Гребенку (рис. 6.7,б) и *встречные штыри* (рис. 6.7,в) в первом приближении можно рассматривать как двухпроводные линии. Электромагнитные волны, распространяясь по изгибам таких линий, удлиняют свой путь, и скорость распространения электронной волны вдоль оси системы уменьшается.

Замкнутые узкополосные замедляющие системы (рис. 6.8) представляют собой систему резонаторов, возбуждаемую на тех частотах, на которых по окружности резонансной системы укладывается целое число длин волн. В системах рис. 6.7, б, в и 6.8 продольные составляющие электрического поля имеются у краев вырезов (выступов), рядом с которыми проходит электронный поток.

6.4. ПРОЛЕТНЫЕ КЛИСТРОНЫ

Пролетный кластрон — электровакуумный прибор, работающий по принципу кратковременного взаимодействия электронов с электрическим полем двух и более резонаторов.

На рис. 6.9 показаны устройство и схема питания двухрезонаторного пролетного клаистрона. Входной резонатор клаистрона служит для модуляции скорости электронного пучка, а выходной резонатор забирает высокочастотную энергию электронного пучка, имеющего модуляцию по плотности.

Между резонаторами располагается труба дрейфа, в которой происходит группирование и модуляция по плотности модулированного по скорости электронного пучка. Металлическая труба дрейфа экранирует пространство дрейфа от внешних электрических полей. На рабочей частоте труба дрейфа обладает свойствами заслонки, а также зеркала для излучения, возбуждаемого волноводом и

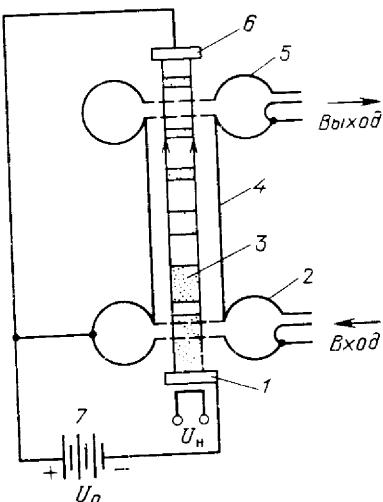


Рис. 6.9. Двухрезонаторный пролетный кластирон:
 1 — катод; 2 — входной резонатор; 3 — электронный пучок; 4 — трубка дрейфа; 5 — выходной резонатор; 6 — коллектор

Максимально достижимая глубина модуляции в двухрезонаторном кластроне ограничена явлением электростатического расталкивания электронов в пучке. Используя три и более резонаторов с небольшой расстройкой можно добиться значительного увеличения глубины модуляции пучка.

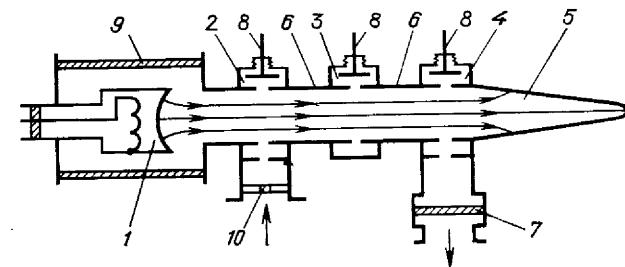


Рис. 6.10. Трехрезонаторный пролетный кlyстрон на большую мощность:
 1 — катод; 2, 3, 4 — входной, промежуточный и выходной резонаторы; 5 — коллектор; 6 — пролетные трубы; 7 — выходное окно; 8 — механизм настройки; 9 — керамическая труба;
 10 — входное окно

по плотности и тем самым увеличить усиление, КПД и полосу рабочих частот клистрона.

На рис. 6.10 приведен общий вид трехрезонаторного пролетного клаистрона. Выходной резонатор всегда настраивается на частоту выходного сигнала. Если клаистрон усилительный, то частоты настройки входного и выходного резонаторов одинаковы. В умножительных клаистронах выходной резонатор настраивается на частоту заданной гармоники входного сигнала.

Чтобы клистрон работал в режиме генератора с самовозбуждением, создается внутренняя или внешняя цепь обратной связи. Внешняя цепь обратной связи обычно состоит из фазовращателя для создания условий баланса фаз и аттенюатора для подбора баланса амплитуд. В цепь обратной связи нередко включается резонатор, настроенный на рабочую частоту клистрона и способствующий повышению стабильности частоты генерируемого сигнала.

Рассмотрим основные параметры и характеристики пролетных кластронов.

Коэффициент усиления двухрезонаторного клистрона удается получить не более 10 ... 15 дБ. Ориентировочно максимальный коэффициент усиления (в децибелах) для N -резонаторного клистрона

$$K_y = 15 + 20(N-2). \quad (6.4)$$

Получить коэффициент усиления многорезонаторного кластрона более 60 дБ трудно из-за паразитных обратных связей и самовозбуждения колебаний. На рис. 6.11,*a* приведена амплитудная характеристика кластрона, из которой видно, что при малых сигналах (область I) кластрон представляет собой линейное устройство, в области II наступает насыщение, коэффициент усиления уменьшается (рис. 6.11,*b*), а выходная мощность продолжает расти.

Выходная мощность зависит от тока электронного пучка, ускоряющего напряжения, мощности входного сигнала и настройки резонаторов. Ускоряющее напряжение подбирается таким, чтобы

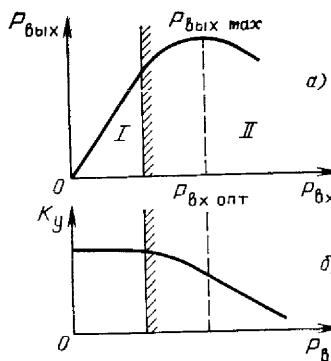


Рис. 6.11. Амплитудные характеристики про- летного двухрезонаторного клистрона

обеспечить оптимальное группирование электронного пучка в области выходного резонатора.

Максимум характеристики рис. 6.11, а соответствует оптимальным условиям группирования. Дальнейшее увеличение входной мощности приводит к тому, что в области выходного резонатора происходит разгруппировка электронов, и мощность на выходе

падает. Выходная мощность многорезонаторных клистронов в режиме непрерывного генерирования доходит до 100 кВт, а в импульсном режиме — до десятков мегаватт.

Полоса рабочих частот в двухрезонаторном клистроне зависит главным образом от полосы пропускания резонаторов и составляет менее 1 %. В многорезонаторных клистронах при взаимной расстройке резонаторов полоса пропускания достигает 10 %. В этом случае выходной резонатор также настраивается на частоту усиливаемых колебаний. Если предшествующие резонаторы обеспечивают полосу 5 ... 10 %, то Q_n нагруженная добротность выходного резонатора должна быть не более 10 ... 20.

В меньшей степени полоса пропускания проletalного клистрона зависит от ускоряющего напряжения, расстояния между резонаторами и амплитуды входного сигнала.

Фазочастотная характеристика зависит от взаимной расстройки резонаторов. Соответствующей расстройкой резонаторов можно добиться достаточно линейной фазочастотной характеристики клистрона. Пульсации ускоряющего напряжения приводят к пай-разбитной фазовой модуляции выходного сигнала.

Электронный КПД клистрона представляет собой отношение выходной мощности к мощности, расходуемой источником ускоряющего напряжения. Электронный КПД двухрезонаторного клистрона не превышает 59 %, в многорезонаторных клистронах он может быть больше. В табл. 6.1 приведены параметры типичных усилительных прямопролетных клистронов.

Таблица 6.1. Усредненные параметры проletalных клистронов

Вид клистрона	Диапазон частот, МГц	Выходная мощность, кВт	U_{ϕ} , кВ	I_{ϕ} , А	Коэффициент усиления, дБ
Двухрезонаторный непрерывного режима	5965...6385	0,004	0,6	0,16	7...10
Четырехрезонаторный непрерывного режима	10 000...11 000	20	21	3,1	57
Пятирезонаторный непрерывного режима	2650...3950	500	63	140	56

Пролетные клистроны в основном применяются в качестве выходных усилителей радиолокационных и телевизионных передатчиков. Импульсные клистроны большой мощности используются для питания линейных ускорителей.

Частотно-умножительные клистроны используются главным образом в тех случаях, когда требуется получить СВЧ-колебания высокой стабильности. Возбудителем умножителя частоты служит стабилизированный кварцевый генератор метрового диапазона. При коэффициенте умножения $n=10$ и более на выходе умножителя могут быть получены высокостабильные колебания дециметрового и сантиметрового диапазонов.

6.5. ОТРАЖАТЕЛЬНЫЕ КЛИСТРОНЫ

Отражательный клистрон — электровакуумный прибор, работающий по принципу кратковременного взаимодействия электронов с электрическим полем одного резонатора, в котором электроны, пролетев в одном направлении, возвращаются тормозящим полем отражателя и вторично пролетают в другом направлении.

На рис. 6.12 показано устройство и схема питания отражательного клистрона. Работу отражательного клистрона можно пояснить следующим образом. Электроны, ускоренные напряжением U_0 , попадают в резонатор, где модулируются по скорости колебаниями высокочастотного электрического поля. Пролетев резонатор, электроны попадают в пространство между резонатором и отражателем. Последний, имея отрицательный потенциал, тормозит электроны и возвращает их обратно в резонатор. При торможении и возврате электроны формируются в сгустки.

Рассмотрим процесс группирования электронов в сгустки (рис. 6.13). Электроны пучка влетают в резонатор с одинаковой скоростью v_e и в разное время t . Электрон 1, вылетевший из резонатора в момент времени t_1 и пролетевший зазор резонатора в

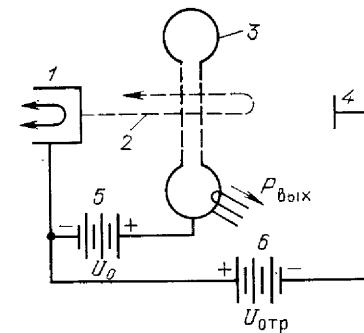


Рис. 6.12. Отражательный клистрон:

1 — катод; 2 — электронный пучок; 3 — резонатор; 4 — отражатель; 5 — источник ускоряющего напряжения; 6 — источник напряжения отражателя

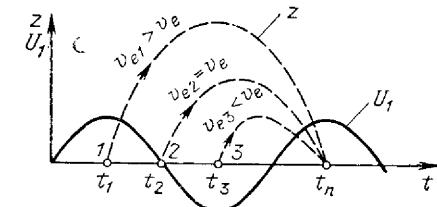


Рис. 6.13. Группирование электронов в сгустки в отражательном клистроне

ускоряющем СВЧ-поле U_1 , увеличивает свою скорость ($v_{e1} > v_e$). Электрон 2, влетевший в резонатор несколько позже (момент времени t_2) и пролетевший зазор в тот момент, когда высокочастотное поле было равно нулю, не изменяет свою скорость ($v_{e2} = v_e$). Электрон 3, влетевший в резонатор еще позже (момент времени t_3) и пролетевший резонатор в тормозящем СВЧ-поле, уменьшает свою скорость ($v_{e3} < v_e$). Как показано на рис. 6.13, электроны 1, 2, 3 в зависимости от времени вылета пройдут разные пути z и затратят на это разное время, но при определенном напряжении на отражателе могут возвратиться в резонатор в одно и то же время t_n .

Для того чтобы клистрон мог генерировать незатухающие СВЧ-колебания, сгустки электронов при обратном движении должны проходить через резонатор, когда в нем имеется тормозящее высокочастотное поле. Этому режиму соответствуют оптимальное время пролета $t_{\text{опт}}$ электронов в пространстве группирования и оптимальный угол пролета:

$$\theta_{\text{опт}} = t_{\text{опт}} \omega = (3/2)\pi. \quad (6.5)$$

Изменение угла пролета приводит к уменьшению времени эффективного взаимодействия возвращающихся электронов с СВЧ-полем резонатора и, как следствие, уменьшению амплитуды колебаний и, наконец, срыву генерации. Естественно, что изменение угла пролета на 2π снова восстанавливает оптимальное условие генерации. Таким образом оптимальный угол пролета

$$\theta_{\text{опт}} = t_{\text{опт}} \omega = (3/2)\pi + 2\pi n, \quad (6.6)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$ — целое число, называемое номером зоны генерации. Угол пролета меняется регулированием напряжения $U_{\text{отр}}$ на отражателе.

Рассмотрим основные параметры и характеристики отражательных клистронов.

Выходная мощность отражательных клистронов не превышает нескольких ватт. На рис. 6.14, а показана зависимость этой мощности от напряжения на отражателе в разных зонах генерации. Из рисунка видно, что чем выше номер зоны, т. е. чем меньше напряжение на отражателе, тем меньше выходная мощность клистрона. Объясняется это уменьшением модуляции пучка по плотности из-за взаимного расталкивания электронов. Отражательные клистроны имеют малый КПД (1 ... 3%), поэтому не могут разрабатываться на большие мощности.

Частота колебаний клистрона может меняться в широких пределах

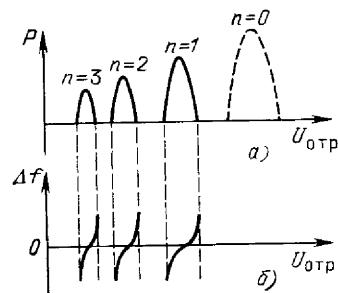


Рис. 6.14. Характеристики отражательного клистрона:
а — изменение мощности в зоне генерации; б — изменение частоты в зоне генерации

Таблица 6.2. Усредненные параметры отражательных клистронов

Генерируемая мощность, мВт	Рабочий диапазон частот, ГГц	U_0 , В	I_a , мА	$U_{\text{отр}}$, В	Диапазон электрической настройки, МГц
80...140	1,15...3,75	300	30	110...230	20
20...30	8,5...9,6	300	25	130...185	55
2...700	3,5...4,3	750	80	800	20
15...30	48...60	600	25	150...450	60...180

механической перестройкой резонатора и в узком диапазоне частот в пределах зоны генерации путем изменения напряжения на отражательном электроде (рис. 6.14, б). Отклонения частоты генерации клистрона при изменении напряжения на отражателе объясняются изменением реактивной составляющей проводимости, вносимой электронным пучком в резонатор клистрона.

Выпускаемые промышленностью клистроны имеют диапазон электронной перестройки $\Delta f = 10 \dots 20$ МГц на волнах $\lambda_0 = 10$ см и $\Delta f = 20 \dots 50$ МГц на волнах $\lambda_0 = 3$ см. Диапазон механической перестройки частоты в пределах одной зоны генерации не превышает $\pm 25\%$ средней частоты. При изменении зоны генерации диапазон механической перестройки частоты можно увеличить до октавы и более. В табл. 6.2 приведены параметры типичных отражательных клистронов.

Отражательные клистроны применяются в качестве гетеродинов СВЧ-приемников, задающих генераторов передатчиков, малоомощных однокаскадных генераторов передатчиков и в измерительной технике.

Возможность электронной перестройки частоты клистрона позволяет относительно просто решать задачи автоматической подстройки частоты гетеродина и стабилизации частоты задающего генератора передатчика.

Отражательные клистроны могут быть выполнены в металлическом оформлении с внутренним резонатором (см. рис. 6.12) и в стеклянном баллоне с внешним резонатором. Чаще всего используются внешние резонаторы торoidalной формы (см. рис. 6.6, б).

6.6. ЛАМПЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

Лампой бегущей волны (ЛБВ) называется электровакуумный прибор, работающий по принципу длительного взаимодействия электронного потока с бегущей прямой замедленной электромагнитной волной [8]. В конструкции ЛБВ, приведенной на рис. 6.15, источником электронов является электронная пушка, образованная катодом, управляющим электродом, первым и вторым анодами. Электронная пушка обеспечивает необходимую скорость, начальную фокусировку и регулировку тока электронного пучка. Регулировка тока пучка осуществляется с помощью управляюще-

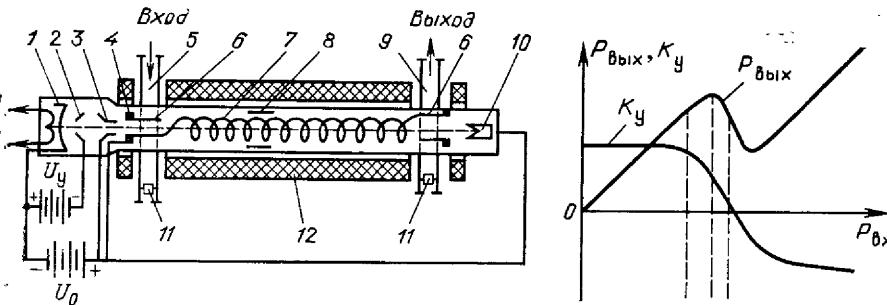


Рис. 6.15. Лампа бегущей волны:

1 — катод; 2 — управляющий электрод; 3 — первыйтики лампы бегущей волны анод; 4 — второй анод; 5 — входной волновод; 6 — согласующий переход; 7 — спиральная замедляющая система; 8 — локальный поглотитель; 9 — выходной волновод; 10 — коллектор; 11 — устройство согласования; 12 — фокусирующая система

Рис. 6.16. Амплитудные характеристики

лампы бегущей волны

го напряжения U_y . Скорость пучка определяется ускоряющим напряжением U_0 .

Форма электродов пушки, их взаимное расположение и потенциалы на них относительно катода в совокупности действуют как электронная линза, фокусирующая электронный пучок. Для фокусировки электронного пучка при его движении внутри спирали используется магнитное поле. Для создания магнитного поля применяется соленоид или кольцевые магниты фокусирующей системы (пакетированные ЛБВ), которые не требуют источника питания и позволяют получить лучшее качество фокусировки пучка. В качестве колебательной системы ЛБВ используется спираль, которая вместе с кожухом составляет спиральную замедляющую систему. Электронный пучок, проходя внутри спирали в направлении распространения электромагнитной волны, вначале модулируется по плотности продольной составляющей СВЧ-поля этой волны, а затем отдает часть энергии своих электронов этой же волне, что приводит к усилению входного сигнала. Согласующий переход является элементом спиральной замедляющей системы с входным и выходным волноводами. К входному волноводу подводится усиливаемый сигнал, а усиленный отводится выходным волноводом. Для подстройки согласования входного и выходного волноводов с замедляющей системой предусмотрены подстроочные элементы устройства согласования. Для развязки выхода и входа ЛБВ, а также предотвращения самовозбуждения на систему крепления спирали (керамические или кварцевые стержни) наносят слой поглотителя (локальный поглотитель). Поглотитель располагают на достаточном удалении от входа, чтобы обеспечить хорошее группирование электронов, и на достаточном удалении от выхода, чтобы обеспечить максимальную передачу энергии пучка СВЧ-полю (получить большой коэффициент усиления).

Рассмотрим основные параметры и характеристики ЛБВ. Характер зависимости *выходной мощности* от мощности входного сигнала (амплитудная характеристика) и коэффициента усиления приведены на рис. 6.16. Линейный режим работы лампы сохраняется до тех пор, пока все электроны сгустков находятся в течение всего времени взаимодействия в тормозящем СВЧ-поле. При дальнейшем увеличении амплитуды поля часть электронов в конце интервала взаимодействия попадает в ускоряющее СВЧ-поле, что приводит к уменьшению коэффициента усиления. Максимальная выходная мощность ЛБВ соответствует режиму насыщения. При значительном увеличении входной мощности выходная мощность может уменьшаться, но затем опять увеличиваться за счет прямого прохождения входного сигнала. В последнем режиме лампа работает как ослабитель (аттенюатор).

В зависимости от входной мощности ЛБВ могут быть малой мощности ($P_{\text{вых}}$ в режиме насыщения не превышает 1 Вт), средней мощности ($P_{\text{вых}} = 1 \dots 100$ Вт), большой мощности ($P_{\text{вых}} > 100$ Вт) и сверхмощные ($P_{\text{вых}} > 100$ кВт).

Коэффициент усиления ЛБВ зависит от входной мощности, частоты сигнала, режимов питания, нагрузки, а также других факторов. Коэффициент усиления (в децибелах) в линейном режиме работы ЛБВ определяется уравнением

$$K_y = -9,54 + 47,3 l_s C_y - a_n, \quad (6.7)$$

где параметр усиления

$$C_y = \sqrt[3]{\frac{I_0 R_{\text{св}}}{4 U_0}}; \quad (6.8)$$

I_0 — ток электронного пучка; U_0 — ускоряющее напряжение; $R_{\text{св}}$ — сопротивление связи (величина, определяющая эффективность связи электронного пучка с СВЧ-полем замедляющей системы); $l_s = l/\lambda_{\text{зам}}$ — электрическая длина замедляющей системы; l — геометрическая длина замедляющей системы; a_n — затухание локального поглотителя.

Из приведенных формул и анализа принципа действия относительно линейного режима работы ЛБВ необходимо сделать следующие заключения:

а) усиление растет с увеличением тока пучка I_0 , так как увеличивается количество электронов, взаимодействующих с электромагнитной волной;

б) усиление растет с увеличением электрической длины l_s , замедляющей системы, поскольку увеличивается время взаимодействия электронов с электромагнитной волной. Обычно $l_s = (10 \dots 30)\lambda_{\text{зам}}$. При дальнейшем увеличении l_s возникает нелинейная зависимость, и коэффициент усиления не возрастает;

в) локальный поглотитель уменьшает усиление. Однако это уменьшение легко компенсируется увеличением длины спирали и отсутствие угрозы самовозбуждения лампы позволяет, наоборот, повысить коэффициент усиления;

г) изменение ускоряющего напряжения вызывает «рассинхронизацию» пучка и волны и приводит к уменьшению коэффициента усиления (рис. 6.17). Различные типы ЛБВ имеют коэффициент усиления в пределах 15 ... 60 дБ.

Частотная характеристика лампы бегущей волны приведена на рис. 6.18. Частотные свойства ЛБВ определяются свойствами замедляющей системы, качеством согласования выводов и локального поглотителя, режимом питания и др. Качество частотной характеристики оценивается неравномерностью усиления в диапазоне частот. У широкополосных ЛБВ (полоса около одной октавы) разница между максимальным и минимальным усиением достигает 6 ... 8 дБ. Диапазон рабочих частот ЛБВ обычно отсчитывается на заданном уровне минимального усиления ЛБВ.

Фазовая характеристика зависит от ускоряющего напряжения, качества согласования входа и выхода ЛБВ и входной мощности. Изменение фазы выходного напряжения при изменении ускоряющего напряжения ΔU_0 приблизительно выражается формулой

$$\Delta\phi = -105l_s(\Delta U_0/U_0). \quad (6.9)$$

Изменение входной мощности ЛБВ изменяет кинетическую энергию электронов и этим вызывает фазовый сдвиг выходного сигнала. Поэтому при усилении амплитудно-модулированного сигнала с помощью ЛБВ возникает небольшая фазовая паразитная модуляция.

Шумы ЛБВ вызываются флюктуацией скорости электронов, изменением токораспределения, ионизацией, вторичной электронной эмиссией и тепловыми шумами. Шумы ЛБВ можно уменьшить выбором электрического режима работы (в основном уменьшением тока пучка), улучшением согласования на входе и выходе и улучшением фокусировки пучка.

Шумы ЛБВ имеют особое значение при использовании их в качестве входных усилителей радиоприемников. Лампы бегущей волны подобного применения называются **малошумящими**. Их коэффициент шума находится в пределах 4 ... 20 дБ.

Широкое распространение получили малошумящие ЛБВ в качестве входных усилителей высокой частоты приемников, что по-

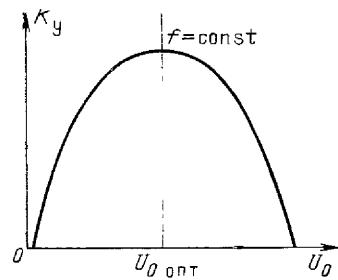


Рис. 6.17. Зависимость коэффициента усиления лампы бегущей волны от ускоряющего напряжения

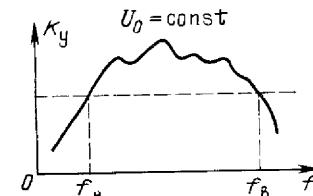


Рис. 6.18. Частотная характеристика лампы бегущей волны

Таблица 6.3. Усредненные параметры ЛБВ

Вид ЛБВ	Коэффициент перекрытия диапазона	Коэффициент шума, дБ	Коэффициент усиления, дБ	Выходная мощность, Вт	Напряжение питания, В
Малошумящие	1,1...2	4...10	15...35	$10^{-3}...10^{-2}$	250...1200
Промежуточные	1,1...4	10...30	25...60	$10^{-2}...1,0$	600...2000
Малой мощности	1,5...2	20...30	20...60	$1,0...10$	$10^3...4 \cdot 10^3$
Средней мощности	1,5...2	—	25...35	$10^1...10^2$	$1,5 \cdot 10^3...4 \cdot 10^3$
Большой мощности	1,5...2	—	13...30	10^2	$2 \cdot 10^3...2 \cdot 10^4$

оляет на 10 ... 20 дБ увеличить чувствительность приемника и защитить детектор смесителя от выгорания.

Лампы бегущей волны средней и большой мощности применяются в качестве промежуточных, а иногда и оконечных каскадов усилителей мощности передатчика. Отличительной особенностью таких усилителей является широкополосность и большое усиление на каскад. В табл. 6.3 приведены усредненные электрические параметры ЛБВ, а на рис. 6.15 показана одна из ее конструкций.

6.7. ЛАМПЫ ОБРАТНОЙ ВОЛНЫ

Лампой обратной волны (ЛОВ) называется электровакуумный прибор, основанный на принципе длительного взаимодействия электронов с СВЧ-полем волны, движущейся в обратном направлении по отношению к электронному потоку [7]. В качестве колебательной системы ЛОВ используются широкополосные замедляющие системы.

Устройство ЛОВ показано на рис. 6.19. Электронный пучок формируется пушкой, состоящей из катода, фокусирующего электрода первого и второго анодов. Сфокусированный электронный пучок проходит вдоль замедляющей системы типа «встречные пытры» и попадает на коллекtor. Фокусировка электронов в процессе их движения вдоль замедляющей системы осуществляется

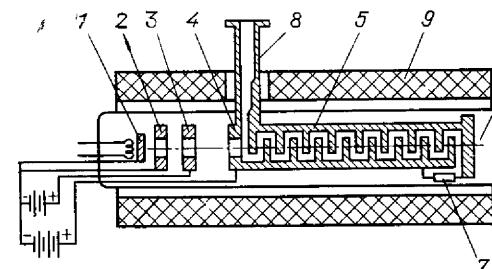


Рис. 6.19. Лампа обратной волны:
1 — катод; 2 — фокусирующий электрод; 3 — первый анод; 4 — второй анод; 5 — замедляющая система; 6 — коллекtor; 7 — нагрузка замедляющей системы; 8 — вывод энергии; 9 — фокусирующая система

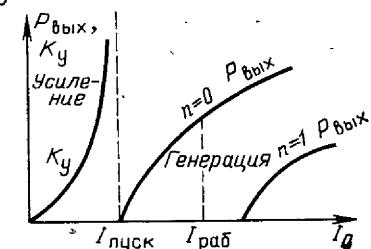


Рис. 6.20. Зависимость выходной мощности и коэффициента усиления лампы обратной волны от тока пучка

как в ЛБВ, соленоидом или кольцевыми магнитами (пакетированная ЛОВ). Вывод СВЧ-энергии через ступенчатый переход электрически соединен с концом замедляющей системы, находящимся вблизи электронной пушки, а противоположный ее конец нагружен на согласованное сопротивление (поглотитель). Согласованное сопротивление устраняет паразитную обратную связь в ЛОВ, возникающую за счет повторных отражений.

Флуктуации электронного потока вызывают в замедляющей системе ЛОВ слабые электромагнитные колебания самых различных частот, распространяющиеся в сторону вывода энергии (обратные волны). Продольная электрическая составляющая поля этих колебаний в замедляющей системе может быть представлена суммой пространственных гармоник, фазовая скорость одной из которых может иметь то же направление и примерно то же значение, что и скорость электронного потока, удовлетворяя этим условиям синхронизации. В ЛОВ путем выбора параметров замедляющей системы и электрического режима создаются условия синхронизации для первой гармоники обратной волны, отличающейся тем, что направление ее групповой скорости (направление распространения энергии) противоположно фазовой скорости. Характерной особенностью использования этой волны ЛОВ является то, что условия синхронизации сохраняются в узком диапазоне частот. Для изменения частоты необходимо подбирать новые условия синхронизма и менять скорость пучка путем изменения ускоряющего напряжения.

Обратная связь в генераторе на ЛОВ создается за счет противоположных направлений фазовой и групповой скоростей при условии совпадения направления скорости электронов и фазовой скорости волны. При этом электронный поток несет СВЧ-энергию от пушки к коллектору, а волна — в обратном направлении.

При наличии обратной связи для возбуждения генератора необходимо удовлетворение условий баланса фаз и амплитуд. Для обеспечения самовозбуждения сумма фазовых углов при обходе по контуру автогенератора должна быть равна целому числу 2π . Поэтому условие фазового баланса для ЛОВ записывается в виде

$$\frac{\omega l}{v_{\phi(1)}} - \frac{\omega l}{v_e} - \pi = 2\pi n, \quad (6.10)$$

где $\omega l/v_{\phi(1)}$ — изменение фазы волны при ее движении вдоль замедляющей системы; $\omega l/v_e$ — набег фазы для сигнала, переносимого электронным потоком на том же пути; l — длина замедляющей системы; $v_{\phi(1)}$ — фазовая скорость первой пространственной гармоники обратной волны; π — смещение электронного сгустка относительно волны при их совместном движении; $n=0, 1, 2, 3, \dots$

Из (6.10) следует, что ЛОВ имеет несколько зон генерации, характеризуемых различными значениями n . Возбуждение колебаний в той или иной зоне зависит от тока пучка (рис. 6.20). Ток пучка, при котором начинается возбуждение ЛОВ, называется *пусковым током* $I_{\text{пуск}}$. При токах меньше пускового условие ба-

ланса амплитуд не удовлетворяется, и ЛОВ работает как узкополосный усилитель.

В качестве рабочего вида колебания ЛОВ выбирается основной вид $n=0$. Для того чтобы обеспечить уверенный режим генерации при $n=0$, рабочий ток $I_{\text{раб}}$ (см. рис. 6.20) выбирают в 2–5 раз больше пускового тока рабочего вида колебания ЛОВ $n=0$, но меньше пускового тока первой зоны.

Уравнение баланса фаз (6.10) используется для расчета частоты колебаний, генерируемых ЛОВ. Очевидно, что частота будет зависеть от ускоряющего напряжения U_0 , поскольку последнее определяет скорость электронов v_e . Увеличение U_0 увеличивает частоту.

Рассмотрим основные характеристики и параметры ЛОВ.

Выходная мощность ЛОВ в основном зависит от меняющихся при перестройке ускоряющего напряжения и согласования. Зависимость выходной мощности ЛОВ от ускоряющего напряжения показана на рис. 6.21. Основной причиной неравномерности и изрезанности этой кривой является плохое согласование из-за отражения электромагнитной волны от нагрузки и выходного конца замедляющей системы. Волна, отраженная от выхода, идет к коллектору и ее поле не взаимодействует с электронным потоком. При плохом согласовании поглотителя у коллекторного конца замедляющей системы пришедшая волна снова отражается и направляется к выходному концу, на этот раз взаимодействуя с электронным потоком. Если при этом фазы прямых и отраженных волн совпадают, то выходная мощность растет, если противоположны — то уменьшается. Так как сдвиг фаз зависит от частоты, то должно наблюдаться колебание выходной мощности при перестройке ЛОВ.

Степень неравномерности кривой выходной мощности в диапазоне перестройки оценивается перепадом мощности

$$\delta_m = 10 \lg (P_{\max}/P_{\min}), \quad (6.11)$$

где P_{\max} и P_{\min} — максимальное и минимальное значения выходной мощности в диапазоне электронной перестройки.

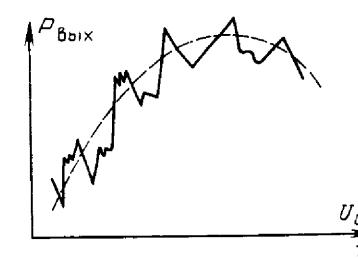


Рис. 6.21. Зависимость выходной мощности лампы обратной волны от ускоряющего напряжения

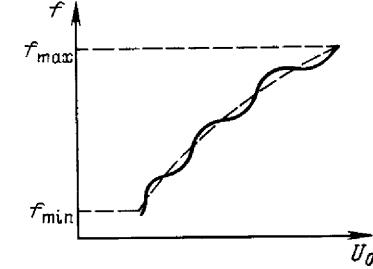


Рис. 6.22. Характеристика электронной перестройки лампы обратной волны

В современных ЛОВ перепады мощности не превышают 5 дБ. Для уменьшения перепадов мощности ЛОВ прибегают к ее стабилизации. Стабилизацию можно осуществить за счет отрицательной обратной связи с регулировкой мощности за счет изменения тока пучка напряжением на фокусирующем электроде. Недостатком этого метода является искажение характеристики электронной перестройки из-за изменения тока пучка. Лучшие, но более сложные методы стабилизации мощности основываются на использовании управляемых ограничителей и аттенюаторов, автоматически регулируемых по цепи обратной связи.

Лампы обратной волны являются маломощными генераторами, их выходная мощность не превышает нескольких сот милливатт.

Диапазон электронной перестройки характеризуется коэффициентом перекрытия диапазона

$$K_d = f_{\max}/f_{\min},$$

где f_{\max} и f_{\min} — максимальная и минимальная граничные частоты диапазона перестройки.

Коэффициент перестройки ЛОВ с коаксиальными выводами энергии $K_d = 2$, а с волноводными выводами $K_d \approx 1,5 - 1,6$.

Характеристика электронной перестройки представляет собой зависимость частоты от напряжения на замедляющей системе. Характеристика электронной перестройки показана на рис. 6.22. Волнистость этой характеристики объясняется теми же отражениями, что и выходной мощности (см. рис. 6.21). Степень искажения характеристики электронной перестройки оценивается перепадом крутизны относительно усредненной кривой (штриховая линия на рис. 6.22) —

$$\delta_k = S_{\text{e max}}/S_{\text{e min}}, \quad (6.12)$$

где $S_{\text{e max}}$ и $S_{\text{e min}}$ — максимальное и минимальное значения крутизны электронной перестройки в рабочем диапазоне частот. Крутизна электронной перестройки частоты уменьшается с ростом U_0 . Для ЛОВ сантиметрового диапазона она составляет несколько мегагерц на вольт, в миллиметровом диапазоне — десятки мегагерц на вольт.

Спектр генерируемых колебаний, создаваемых в ЛОВ, как и колебания большинства генераторов, не являются монохроматическими. Их спектр расширен за счет амплитудной и частотной модуляции выходного сигнала, которую можно объяснить плохим вакуумом, дискретным характером тока электронного пучка и эффектами распределения тока между отдельными электродами и элементами замедляющей системы.

У современных ЛОВ уровень боковых (паразитных) составляющих спектра по сравнению с уровнем несущей частоты снижен до 60 дБ. Уровень боковых составляющих можно снизить улучшением фокусировки пучка, уменьшением тока пучка и хорошей фильтрацией питающих напряжений.

Таблица 6.4. Усредненные параметры ЛОВ

Рабочий диапазон частот, ГГц	Ускоряющее напряжение, кВ	Ток пучка, мА	Генерируемая мощность, мВт
2,4...4,8	0,17...1,4	40	50...500
14,0...15,0	3,3...4,6	45	5
48,5...61,5	2...4	50	1...7

Лампы обратной волны применяются в качестве гетеродинов приемников, задающих генераторов передатчиков и в измерительной технике в качестве свидиримых генераторов.

Применение ЛОВ в качестве гетеродинов совместно с ЛБВ, используемыми в качестве усилителя высокой частоты на входе приемника, позволяет создать приемники с широким диапазоном быстрой электронной перестройки. В этом случае большое значение имеет монохроматичность сигналов ЛОВ, так как расширение спектра проявляется на выходе приемника в виде частотных и амплитудных шумов. Недостатками гетеродинов на ЛОВ является высокий уровень шумов и высоковольтные питающие напряжения.

Применение ЛОВ в качестве свидиримых генераторов способствовало развитию автоматизации измерений, в частности, панорамных измерительных устройств для измерения $K_{\text{ст}}$, затухания и др. В этом случае серьезным недостатком ЛОВ является большое непостоянство выходной мощности по диапазону при электронной перестройке, требующее применения специальных мер для ее стабилизации.

В табл. 6.4 приведены основные усредненные электрические параметры ЛОВ.

6.8. МАГНЕТРОНЫ

Магнетроном называется генераторный прибор М-типа, в котором анод и катод являются коаксиальными цилиндрами, магнитное поле аксиально, а замедляющая система является резонансной [8].

Принцип действия многорезонаторного магнетрона основывается на сочетании методов кратковременного и длительного взаимодействия электронов с высокочастотным электрическим полем системы резонаторов, образующих замкнутую на себя узкополосную замедляющую систему. Устройство многорезонаторного магнетрона показано на рис. 6.23,а.

Конструктивно магнетрон представляет собой диод (рис. 6.23,а), состоящий из анодного блока (анода) и катода. Анодный блок — основной конструктивный элемент магнетрона, содержащий замедляющую систему и служащий для подсоединения дру-

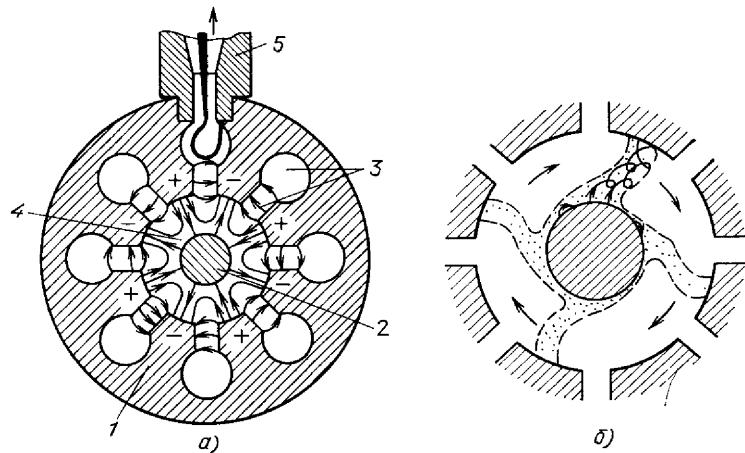


Рис. 6.23. Многорезонаторный магнетрон:
а — принцип устройства: 1 — анодный блок; 2 — катод; 3 — резонатор; 4 — пространство взаимодействия; 5 — вывод энергии;
б — форма электронного потока

гих элементов конструкции (выходного устройства, катода и др.). Замедляющая система состоит из связанных, замкнутых в кольцо резонаторов.

Катод магнетрона имеет цилиндрическую форму и располагается вдоль оси анодного блока. Пространство между катодом и анодным блоком называется пространством взаимодействия, в котором происходит обмен энергией между электронами и СВЧ-полем. Поле СВЧ в пространстве взаимодействия образуется за счет «провисания» поля щели. Энергия выводится с помощью петли, находящейся в одном из резонаторов. Петля и отрезок линии передачи (коаксиальный или полый волновод) образуют вывод энергии.

Электрическое поле E_r в магнетроне создается источником анодного напряжения U_a , отрицательный полюс которого подключен к катоду, а положительный к заземленному аноду. Магнитное поле создается постоянным магнитом или электромагнитом, полюса которого находятся вблизи торцевых поверхностей анодного блока. Электрическое поле в магнетроне направлено вдоль радиусов цилиндра, а магнитное поле перпендикулярно ему и направлено параллельно оси цилиндра.

Если магнитное поле отсутствует, то траектория электронов совпадает с направлением силовых линий электрического поля. Движение электронов под действием магнитного и электрического полей описывается уравнением Лоренца (1.1) и в магнетроне происходит по эпициклоидам, т. е. по кривым, которые описывает точка окружности, катящейся по поверхности катода. Средняя переносная скорость движения электронов определяется отношением напряженностей электрического и магнитного полей.

Флуктуации вращающегося вокруг катода электронного облака вызывают в резонаторах СВЧ-колебания, под действием которых электронное облако модулируется по плотности, образуя электронные «спицы», имеющие форму, показанную на рис. 6.23, б.

Условием резонанса анодного блока магнетрона так же, как и обычного кольцевого резонатора, является целое число длин волн, укладывающихся по окружности кольца. Если обозначить длину волн в замедляющей системе $\lambda_{зам}$, то условием резонанса анодного блока магнетрона будет

$$2\pi r_a = n\lambda_{зам}. \quad (6.13)$$

Это же условие можно выразить через разность фаз колебаний ϕ в любых двух соседних резонаторах:

$$\phi N = 2\pi n, \quad (6.14)$$

где r_a — внутренний радиус анодного блока магнетрона; N — число резонаторов; $n = 0, 1, 2, 3, \dots$. Из (6.14) видно, что разность фаз колебаний в резонаторах может принимать только дискретные значения: $\phi = 2\pi n/N$.

Виды колебаний анодного блока обозначаются числом (номером) или величиной фазового сдвига ϕ . Многорезонаторные магнетроны, как правило, работают на колебаниях $n = N/2$, или π -вида ($\phi = 180^\circ$), так как при этом виде колебаний обеспечиваются лучшие электрические характеристики генератора. Работа на π -виде требует четного числа резонаторов. У колебаний π -вида число спиц равно половине числа резонаторов. Подбирай значение анодного напряжения (напряженности электрического поля), можно установить такую скорость вращения спиц, что будет выполняться условие синхронизма между изменением полярности высокочастотного поля в резонаторах и положением спиц, а электронные спицы будут проходить у щели резонатора в момент тормозящего электрического поля, отдавая свою энергию электромагнитному полю колебательной системы. Это приводит к увеличению амплитуды колебаний в резонаторах и к самовозбуждению магнетрона.

Рассмотрим основные характеристики и параметры магнетронов.

К рабочим характеристикам относятся постоянная мощность, вольт-амперная характеристика и КПД прибора. Рабочие характеристики магнетрона (см. рис. 6.24) построены для фиксированных значений индукции магнитного поля B при заданном $K_{Сv}$ нагрузки. Из рабочих характеристик видно, что при малых анодных напряжениях анодный ток в магнетроне отсутствует, т. е. почти все электроны, вылетевшие из катода, возвращаются обратно на катод. При некотором значении анодного напряжения, когда выполняется условие синхронизма $v_e = v_\phi$, в магнетроне возбуждаются интенсивные колебания. В этой области при незначительном увеличении анодного напряжения резко возрастает анодный ток. При увеличении напряженности магнитного поля интен-

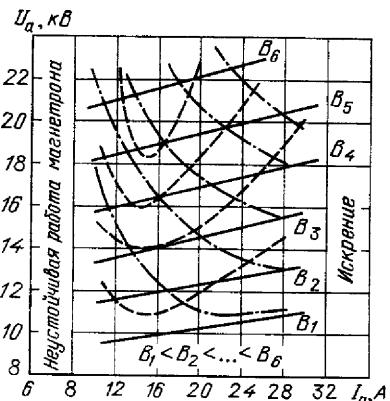


Рис. 6.24. Рабочие характеристики магнетрона:

сплошная линия — вольт-амперная; штриховая — постоянного КПД; штрихпунктирная — постоянной мощности

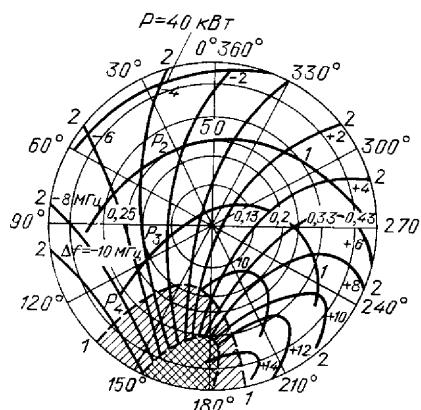


Рис. 6.25. Нагрузочные характеристики магнетрона:
1 — при постоянной мощности; 2 — при постоянной частоте

сивные колебания в магнетроне возбуждаются при более высоком анодном напряжении.

При очень малых и очень больших значениях анодного тока работа магнетрона неустойчива. В областях малых токов происходят скачкообразные изменения (перескоки) частоты рабочего вида колебаний на частоты других видов колебаний, токи возбуждения которых меньше токов возбуждения рабочего вида колебаний. В области больших токов возникают искрения внутри магнетронов (пробои), приводящие к разрушению активной поверхности катода, а также могут наблюдаться срывы (пропуски импульсов) СВЧ-колебаний. Коэффициент полезного действия возрастает с увеличением напряженности магнитного поля, что объясняется улучшением условия взаимодействия электронов с СВЧ-полем.

К *нагрузочным характеристикам* относятся постоянные мощность и частота. Нагрузочные характеристики, приведенные на рис. 6.25, построены на плоскости комплексного значения коэффициента отражения (круговой диаграмме) для фиксированных

Таблица 6.5. Усредненные параметры магнетронов

Рабочий диапазон частот, МГц	Максимальная генерируемая мощность в импульсе, кВт	Анодное напряжение, кВ	Анодный ток, А	КПД, %
2720...2820	1100	27	65	63
9375	280	22	27	36
8500...9600	60	14,3	14	30
3000	5000	48	250	42

значений анодного тока и напряженности магнитного поля. В заштрихованной области магнетрон работает неустойчиво.

Магнетроны отличаются простотой конструкции, высоким КПД и большой генерируемой мощностью. Особенно широкое применение магнетроны находят в радиолокации как генераторы мощных (до десятков мегаватт) прямоугольных СВЧ-импульсов, а также в промышленности, медицине и быту как генераторы непрерывных сигналов мощностью от десятков ватт до десятков киловатт. В табл. 6.5 приведены значения основных усредненных параметров импульсных магнетронов.

6.9. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ

Наиболее широкое применение в СВЧ радиоэлектронной аппаратуре находят полупроводниковые приборы (диоды и транзисторы) в схемах детекторов, смесителей, фазовращателей, ограничителей, переключателей, усилителей, генераторов и др.

Устройства на полупроводниковых приборах при удовлетворительных электрических параметрах отличаются весьма малыми габаритами и массой, низковольтным питанием, высокой механической прочностью, большой долговечностью и повышенной надежностью. Использование полупроводниковых приборов открыло широкие возможности для успешного решения задач миниатюризации РЭА.

Эквивалентная схема СВЧ-диода показана на рис. 6.26, где штриховой линией выделена полупроводниковая пластина. Отличие эквивалентных схем различных типов диодов в основном определяется характером, емкостью и сопротивлением перехода. Емкость перехода C_i может быть постоянной или переменной, меняясь в зависимости от приложенных постоянных и переменных напряжений; сопротивление перехода R_i может быть положительным или отрицательным и также может меняться от приложенных постоянных и переменных напряжений.

К основным параметрам диода относятся параметры эквивалентной схемы рис. 6.26 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

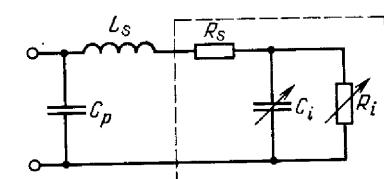


Рис. 6.26. Эквивалентная схема СВЧ-диода

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 металлокстеклянный корпус патронного или таблеточного типа. В бескорпусной конструкции диодов поверхность полупроводника защищена пленкой оксидов и имеет золоченные контакты для включения в цепь СВЧ. Бескорпусные конструкции в основном применяются при микроминиатюризации СВЧ-устройств и имеют габаритные размеры, не превышающие $50 \times 250 \times 250$ мкм.

Диоды с барьером Шотки имеют плоский нелинейный контакт металл — полупроводник, образованный напыленным слоем металла на поверхность полупроводника. Такой контакт обладает свойствами $p-n$ -перехода. В отличие от диодов с $p-n$ -переходами у диодов с барьером Шотки отсутствуют время обратного восстановления и емкость накопленных зарядов, что приводит к улучшению импульсных и частотных свойств. Кроме того вольт-амперная характеристика диода с барьером Шотки (1 на рис. 6.27) в отличие от характеристики диода с $p-n$ -переходом (2 на рис. 6.27) имеет более кругую прямую ветвь и очень малый ток при обратном включении напряжения. Диоды с барьером Шотки широко применяются в схемах переключателей, ограничителей, детекторов и смесителей.

Лавинно-пролетные диоды в отличие от туннельных имеют вольт-амперную характеристику (рис. 6.28), 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

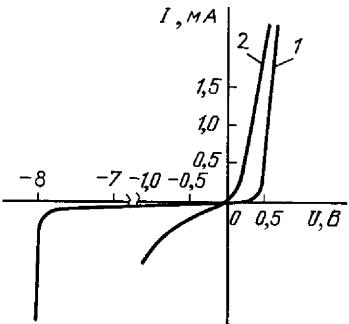


Рис. 6.27. Вольт-амперные характеристики диодов:
1 — с барьером Шотки; 2 — с $p-n$ -переходом

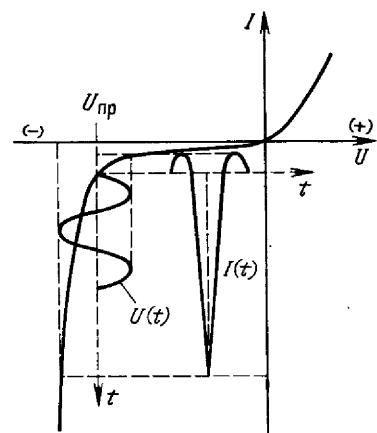


Рис. 6.28. Вольт-амперная характеристика лавинно-пролетного диода

ограничения тока, то лавинный пробой перейдет в тепловой и диод выйдет из строя. Допустим, что такой диод включен в цепь резонатора, в котором из-за тепловых флюктуаций или других причин существуют установившиеся колебания $U(t)$. Если к $p-n$ -переходу кроме этого напряжения приложено постоянное напряжение начала лавинного пробоя $U_{\text{пр}}$, то в связи с сильной зависимостью тока диода от приложенного напряжения в цепи диода возникают импульсы тока $I(t)$ (см. рис. 6.28). Синфазность импульсов тока с ускоряющим полупериодом переменного напряжения наблюдается на относительно низких частотах. Поскольку на образование лавины требуется некоторое время, то на достаточно высокой частоте импульс тока в полупроводнике отстает на четверть периода от вызвавшего его положительного (ускоряющего) полупериода переменного напряжения. За счет конечного времени пролета носителей заряда в $p-n$ -переходе импульс тока отстает от приложенного напряжения еще на четверть периода. В этом случае будет наблюдаться эффект отрицательного сопротивления, поскольку образовавшийся густоток свободных зарядов будет тормозиться изменившим свое направление переменным электрическим полем, отдавая в цепь резонатора часть энергии. Если потери в резонаторе окажутся достаточно малыми, то возникнут незатухающие колебания, т. е. устройство превратится в генератор. При неполной компенсации потерь возбужденные в резонаторе колебания, как в усилителе, будут увеличены по амплитуде.

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

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

жением носителей, которые переходят из низколежащей долины (зоны проводимости), где их подвижность велика, в обычно не-заполненную долину, где их подвижность мала.

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

$p-i-n$ -диоды внутри $p-n$ -перехода имеют 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 емкостный 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 i -слоя позволяет получать высокие пробивные напряжения. $p-i-n$ -диоды применяются для коммутаций, стабилизации, регулируемого ослабления, модуляции и ограничения мощности СВЧ-сигналов.

Параметрический (вариаторный) 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 металла — полупроводник (диоды с барьером Шотки). Наиболее перспективными являются последние. Изменение реактивного сопротивления обусловлено тем, что емкость $p-n$ -перехода, или барьера емкость контакта металла — полупроводник, изменяется под воздействием приложенного напряжения. Это позволяет использовать параметрические диоды для модуляции или переключения СВЧ-сигналов, генерирования гармоник управляющего сигнала, усиления СВЧ-колебаний, преобразования частоты одного из двух подводимых сигналов. Параметрические диоды используются в режиме обратного смещения. Малый обратный ток параметрического диода в рабочем режиме позволяет получить очень малый коэффициент шума параметрических усилителей на этих диодах.

Транзисторы. В настоящее время разработаны конструкции полевых и биполярных транзисторов, работающих в схемах генераторов и усилителей на частотах более 30 ГГц.

На рис. 6.29 представлена эквивалентная схема транзистора, аналогичная схеме, используемой для низкочастотных транзисторов, но с той лишь разницей, что в нее дополнительно включены элементы, не оказывающие существенного влияния на работу транзистора на более низких частотах. Элементы схемы внутри штриховой линии (см. рис. 6.29) относятся к полупроводнику, а вне ее — к корпусу. Индекс « э » означает эмиттер, « к » —

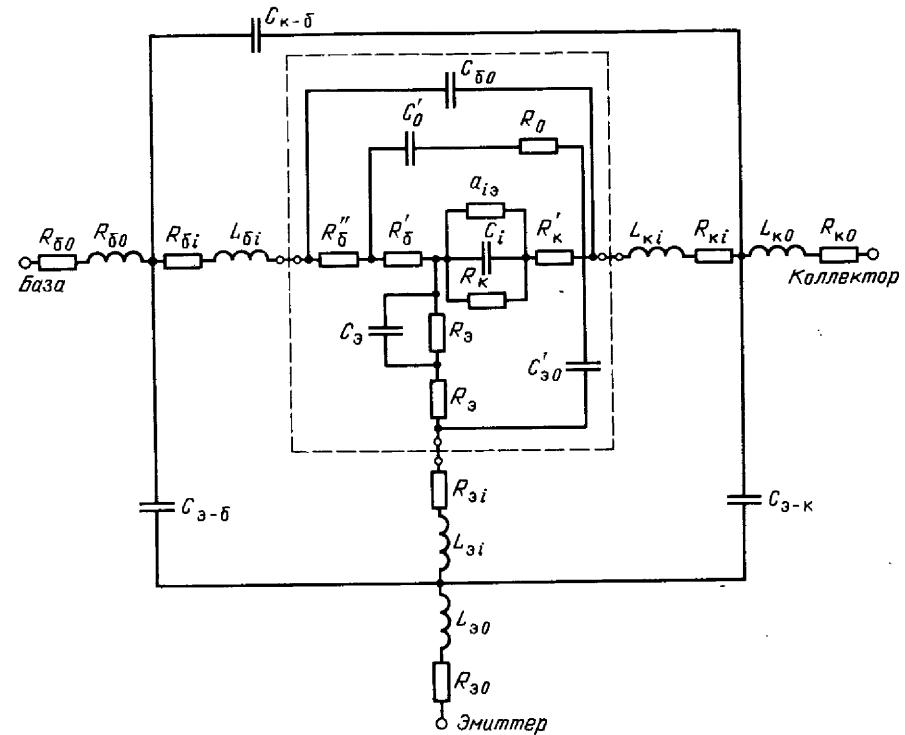


Рис. 6.29 Эквивалентная схема транзистора

коллектор «б» — базу, « i » — внутренняя часть выводов и « 0 » — внешняя часть выводов. Для получения хороших характеристик транзистора в СВЧ-диапазоне необходимо сильно сократить размеры его активной области (особенно базы) и одновременно максимально уменьшить паразитные емкости и индуктивности $p-n$ -перехода, корпуса и выводов. Все это связано с большими технологическими трудностями, усложняющими производство транзисторов для высоких частот и больших выходных мощностей.

6.10. УСИЛИТЕЛИ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

Наиболее распространенными из полупроводниковых приборов для усиления колебаний являются входные усилители высокой частоты в приемниках, в которых основными электрическими требованиями являются малый коэффициент шума при достаточно большом коэффициенте усиления и широкий диапазон перестройки.

Регенеративные усилители на диодах. Регенеративными усилителями называются устройства, в которых эффект усиления получается за счет введения в колебательный контур отрицатель-

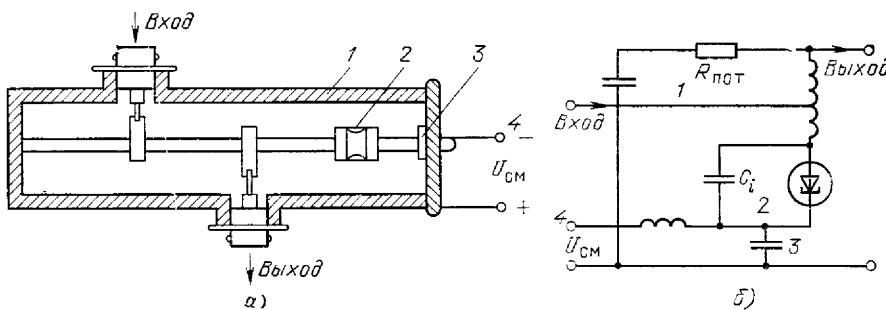


Рис. 6.30. Регенеративный усилитель на лавинно-пролетном диоде:
а — конструкция; 1 — резонатор; 2 — диод; 3 — блокирующая емкость; 4 — подключение напряжения смещения;
б — эквивалентная схема

ного сопротивления. Как было установлено выше, эффектом отрицательного сопротивления обладают лавинно-пролетные диоды и диоды Ганна. Кроме этого эффект отрицательного сопротивления может быть создан с помощью параметрического диода путем изменения его емкости под действием напряжения высокой частоты. Для устойчивой работы усилителя необходимо, чтобы отрицательное сопротивление $p-n$ -перехода R_i по своему абсолютному значению было меньше общего сопротивления потерь $|R_i| < R_{\text{пот}}$. При нарушении этого условия, т. е. при $|R_i| > R_{\text{пот}}$, такой усилитель превращается в генератор. В усилителе на лавинно-пролетном диоде с отрицательным сопротивлением (рис. 6.30) увеличение амплитуды колебаний получается за счет энергии источника смещения (постоянного тока).

Усилитель, показанный на рис. 6.31, является параметрическим. Его особенностью является наличие изменяющейся во времени реактивности, функции которой в приведенной конструкции выполняет закрытый обратным смещением параметрический диод с меняющейся емкостью перехода C_i . Поскольку в этом режиме в диоде практически отсутствует ток, обусловленный дви-

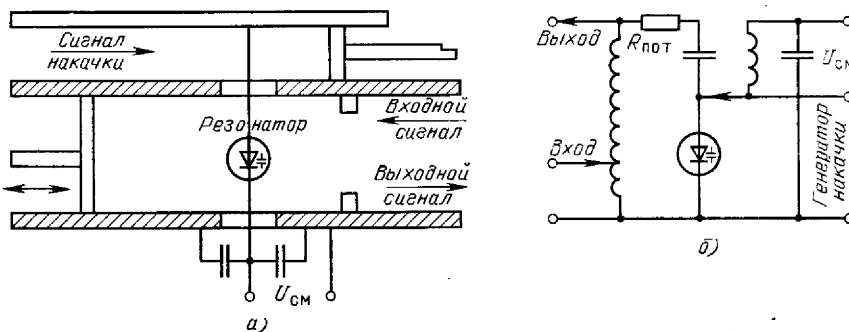


Рис. 6.31. Регенеративный усилитель на параметрическом диоде:
а — конструкция; б — эквивалентная схема

жением носителей зарядов через $p-n$ -переход, то отсутствуют и шумы, вносимые в усиливаемый сигнал активным элементом. В силу этих обстоятельств параметрические усилители являются малошумящими. Емкость параметрического диода C_i меняется с изменением подводимого к ней высокочастотного напряжения от генератора, называемого *генератором накачки*. Усиление сигнала происходит за счет преобразования энергии генератора накачки с помощью частоты f_n в энергию полезного выходного сигнала. 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 разностной комбинационной частотой $f_c - f_n$.

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

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

Если усилители рис. 6.30 и 6.31 имеют частоту выходного сигнала, равную частоте входного, то, как и в других подобных, когда входы и выходы совмещены, шум, генерируемый выходной цепью, поступает в усилитель и усиливается так же, как и полезный входной сигнал. Это приводит к увеличению общего коэффициента шума усилителей. Чтобы избежать увеличения коэффициента шума, развязывают входы и выходы усилителей с помощью ферритовых вентилей и циркуляторов (рис. 6.32).

Усилители на транзисторах. В диапазоне СВЧ так же, как и наиболее 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

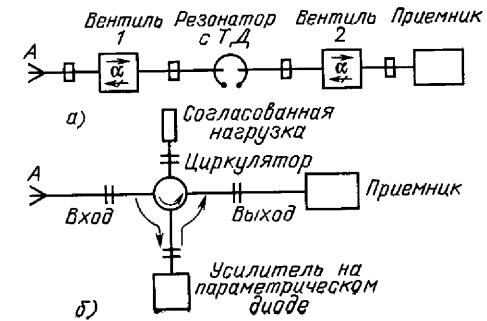


Рис. 6.32. Регенеративный усилитель на параметрическом диоде с развязкой входа и выхода:
а — с помощью вентилей; б — с помощью циркулятора

Таблица 6.6. Усредненные параметры усилителей на полупроводниковых приборах

Наименование параметра	Усилитель				
	на тунNELьном 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

схемы. Выполняются усилители в гибридно-интегральных конструкциях.

Важным достоинством усилителей на транзисторах является устойчивость работы, широкая полоса пропускания и возможность работы без циркуляторов и вентиляй. Напротив, регенеративные усилители при большом усилении неустойчивы, их полоса пропускания значительно уже, малый коэффициент шума реализуется только при использовании вентиляй и циркуляторов. Следует отметить, что реализация усилителей на транзисторах для частот выше 10 ГГц представляет значительные трудности, в то время как регенеративный усилитель может быть сделан практически на любую частоту. К тому же габариты циркуляторов на этих частотах невелики. Поэтому усилители на транзисторах чаще всего используются на частотах ниже 10 ГГц, а усилители на диодах с отрицательным сопротивлением — на верхних частотах дециметрового диапазона, в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн. Усредненные значения параметров современных усилителей на полупроводниковых приборах приведены в табл. 6.6.

6.11. ГЕНЕРАТОРЫ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

Генераторы на полупроводниковых приборах в настоящее время наиболее широко используются как местные гетеродины приемников и в измерительной технике. Они могут быть изготовлены как на фиксированные частоты, так и с возможностью перестройки (механической и электрической) частоты. При электрической перестройке частоты применяются железо-иттриевые гранаты и параметрические (варакторные) диоды.

Для получения генерации диод, как отрицательное сопротивление, включается в схему резонатора параллельно.

На рис. 6.33 приведен пример конструкции генератора непрерывного генерирования на лавинно-пролетном диоде. В этой конструкции диод помещен в резонатор; для подачи смещения на диод предусмотрен вывод, заблокированной СВЧ-дросселем; частота генерации перестраивается винтом, меняющим резонансную

Рис. 6.33. 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

частоту резонатора; энергия выводится через окно связи; коэффициент связи окна меняется винтом; согласование генератора с линией передачи осуществляется с помощью ступенчатого трансформатора.

В схему генератора на транзисторах кроме самого транзистора входят резонатор и схема положительной обратной связи. Обратная связь осуществляется как с помощью внешних цепей, так и благодаря внутренним процессам в транзисторе.

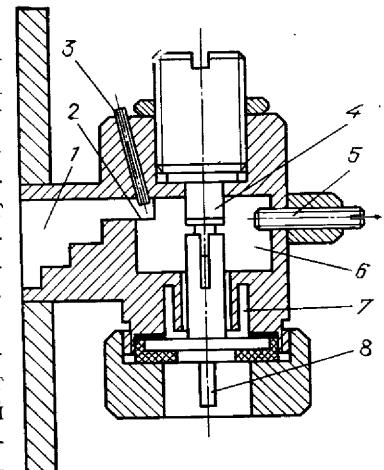
Усредненные значения параметров генераторов на полупроводниковых приборах приведены в табл. 6.7.

Таблица 6.7. Усредненные параметры генераторов на полупроводниковых приборах

Наименование параметра	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
Коэффициент полезного действия, %	—	0,5...7	0,1...8	—

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

1. Приведите аналитические соотношения и опишите методы фокусировки и ускорения электронного пучка.
2. Перечислите методы и устройства, осуществляющие взаимодействие электронов с электрическим СВЧ-полем в электровакумных приборах СВЧ.
3. Поясните устройство, принцип действия и назовите возможные области применения пролетных кристаллов.
4. Поясните устройство, принцип действия и назовите возможные области применения отражательных кристаллов.
5. Поясните устройство, принцип действия и назовите возможные области применения ламп бегущей волны.
6. Поясните устройство, принцип действия и назовите возможные области применения ламп обратной волны.
7. Поясните устройство, принцип действия и назовите возможные области применения магнетронов.



7.1 ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Антенной называется устройство, предназначенное для излучения в свободное пространство и приема из свободного пространства энергии электромагнитных волн [9].

Первоисточником электромагнитного излучения (электромагнитных волн) являются движущиеся заряды (переменные токи проводимости), поэтому излучать электромагнитную энергию в свободное пространство при определенных условиях может любой проводник. Система передающая антenna — свободное пространство — приемная антenna обычно является взаимной системой, а основные параметры в режиме передачи и приема являются одинаковыми и теми же.

В технике СВЧ для приема и передачи часто применяются одинаковые антенны. Нередко в приемопередающем устройстве используется одна и та же антenna. Следует подчеркнуть, что антenna не только выполняет функции излучения и приема электромагнитной энергии, но и обеспечивает требуемое распределение плотности излучения в пространстве (направленность), решая при этом ряд технических задач, связанных с увеличением дальности действия, обеспечением электромагнитной совместимости, увеличением информационной способности и улучшением других важнейших характеристик радиосистем.

7.2 КЛАССИФИКАЦИЯ АНТЕНН

Антенны классифицируются по диапазону радиоволны, применению, общности отдельных характеристик (полосы пропускания, диаграммы направленности и т. д.) и принципу действия. Наиболее целесообразно антенны классифицировать по принципу действия, который во многом определяет форму, основные характеристики и применение антенн. В соответствии с этим антенны можно разделить на три группы:

1. **Линейная антenna** — излучающая система с поперечными размерами значительно меньше длины волны и переменными токами, текущими вдоль оси системы. К линейным антенным, применяемым в диапазоне СВЧ, относятся вибраторы.

2. **Антennaя решетка** — система однотипных излучателей, расположенных определенным образом и возбуждаемых одним генератором или несколькими когерентными генераторами. Типичными антennыми решетками являются директорная антenna, щелевая антenna, поверхностные антены из полуволновых симметричных вибраторов и др.

3. **Апертурная антenna** — устройство, отличающееся тем, что его выход можно представить как некоторую поверхность,

рез которую проходит весь поток излучаемой (принимаемой) электромагнитной энергии. Эта поверхность, называемая апертурой, или раскрытом, обычно больше длины волны. К апертурным антенным относятся системы акустического типа (рупоры), оптического типа (зеркала и линзы), а также антены поверхностной волны.

7.3 ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕНН

1. Под диаграммой направленности будем понимать зависимость амплитуды напряженности электрического поля E , создаваемого антенной в точке наблюдения, от направления на эту точку (угловых координат θ, φ) при постоянном расстоянии точки наблюдения до антены ($r = \text{const}$). Для наглядности и простоты графического наблюдения ДН чаще всего изображаются в виде двух плоских кривых в полярной системе координат. Одна из этих кривых — диаграмма направленности в горизонтальной плоскости — представляет собой распределение напряженностей электрического поля излучения на описанной в горизонтальной плоскости вокруг антены окружности и является функцией угла (азимута) в горизонтальной плоскости E_φ . Другая кривая — диаграмма направленности в вертикальной плоскости — представляет собой распределение напряженностей электрического поля излучения на описанной в вертикальной плоскости вокруг антены окружности и является функцией угла в вертикальной плоскости (угла места) E_θ . На рис. 7.1 приведены наиболее распространенные формы диаграммы направленности: игольчатая, которая применяется на радиорелайных линиях, в радиолокации, радиоуправлении, и веерная, имеющая хорошую направленность в горизонтальной плоскости и малую в вертикальной, что облегчает поиск целей в радиолокационных системах.

2. Ширина главного лепестка. Диаграмма направленности может иметь несколько направлений максимального излучения (не-

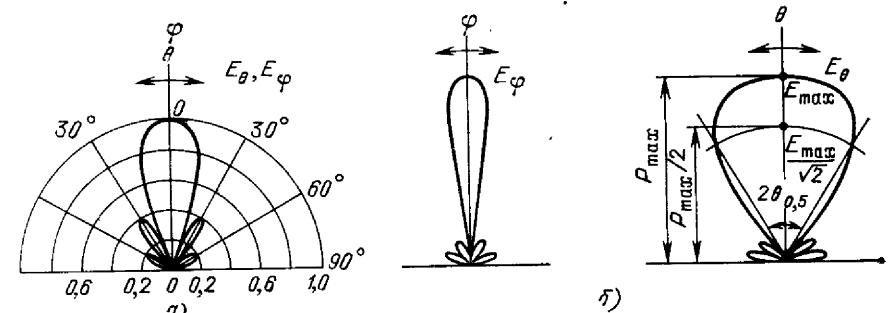


Рис. 7.1. Диаграмма направленности:
а — игольчатая в горизонтальной и вертикальной плоскостях; б — веерная в вертикальной плоскости

сколько лепестков). Один из них, имеющий наибольшую величину, называется главным. Ширина главного лепестка, являющегося рабочим, характеризует ширину диаграммы направленности. Ширина главного лепестка определяется как угловая величина $2\theta_{0,5}$, $2\phi_{0,5}$ по точкам половинного ($E_{max}/\sqrt{2}$) спадания мощности относительно вершины E_{max} (см. рис. 7.1, б). У направленных антенн ширина главного лепестка бывает от нескольких десятков градусов до единиц минут (например у радиоастрономических антенн).

3. Эффективная площадь характеризует размер площади, через которую приемная антенна собирает энергию: $S_g = K_a S$, где $K_a < 1$ — коэффициент использования поверхности раскрыта; S — поверхность раскрыта антены.

4. Коэффициент направленного действия (КНД) — отношение мощностей излучения направленной и ненаправленной антенн, создающих в данном направлении на одном и том же расстоянии одинаковую напряженность поля. Таким образом КНД показывает, какой энергетический выигрыш дает применение направленной антенны по сравнению с ненаправленной. Обычно КНД определяется в направлении максимума диаграммы направленности антенны.

Вычисляют КНД антенны по формуле

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

Оценивают КНД по формуле

$$KND \approx 41253 / \phi_0 \theta_0,$$

где ϕ_0 и θ_0 — ширина главного лепестка по точкам нулевой мощности.

Иногда вместо КНД удобнее использовать коэффициент усиления (КУ) антенны, который представляет собой произведение КНД на КПД антенны. Так как КПД антенн близок к единице, то без большой ошибки можно считать, что КНД и КУ равны между собой.

5. Поляризационная характеристика — это зависимость амплитуды сигнала в приемной антенне с линейной поляризацией, принимающей электромагнитные волны от рассматриваемой передающей антенны, от угла поворота этой антенны в плоскости, перпендикулярной излучению. Поляризационная характеристика определяется видом поляризации волны. При этом различают линейную, круговую и эллиптическую поляризацию.

6. Входное сопротивление антенны (Z_a) является эквивалентной величиной, определяющей согласование антенны с СВЧ-трактом. В общем случае $Z_a = R_a + iX_a$, где $R_a = R_n + R_\Sigma$ — активная составляющая; R_n — сопротивление потерь, характеризующее тепловые потери; R_Σ — сопротивление излучения, характеризующее эффект излучения; X_a — реактивная составляющая, характеризующая отражение от антенны. Обычно коэффициент стоячей волны антенны $K_{ct} \leq 1,5$. При этом условии $X_a \ll R_a$ и входное сопро-

тивление антенны примерно равно волновому сопротивлению питающего тракта $Z_a \approx Z_b$.

7. Коэффициент полезного действия (КПД) вычисляют как отношение излучаемой мощности P_Σ к полной мощности, подводимой к антenne $P_a = P_\Sigma + P_n$:

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

где P_n — мощность тепловых потерь в антенне.

8. Рабочий диапазон частот антенны характеризуется интервалом частот от f_{max} до f_{min} , в котором значения всех параметров антены не выходят за пределы заданных. Чаще всего критерием для определения полосы частот является входное сопротивление.

9. Характеристики управления лучом антенны вытекают из требований к характеристикам сканирования (сектор обзора, скорость обзора, непрерывный либо дискретный обзор и т. д.) и характеризуются допустимым изменением КНД в различных режимах работы (обнаружение или сопровождение), временем переключения с одного луча на другой, временем переключения с передачи на прием. В антenne с механическим сканированием луча заданные характеристики управления лучом определяют необходимые механизмы вращения антены и не связаны непосредственно с расчетом антены.

10. К энергетическим характеристикам относится максимальная допустимая без пробоя и перегрева антenna мощность излучения, а также мощность управления положением луча (при механическом сканировании эта мощность определяется конструкцией антены и ее электроприводом, а при электрическом — затратами мощности на управление фазовращателями в цепи отдельных излучателей антены).

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

12. К эксплуатационным характеристикам относятся масса, габаритные размеры, удобство и простота обслуживания, периодичность регламентных работ антенн. Требования к ним зависят от назначения СВЧ-устройств и условий их применения.

13. К экономическим характеристикам относятся стоимость и затраты на эксплуатацию. В зависимости от назначения антенн их стоимость меняется от единиц рублей для простейшей штырьковой антенны до миллионов рублей для радиоастрономических антенн либо антенн станций слежения за спутниками.

7.4. ИЗЛУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

Любую излучающую антенну можно рассматривать как состоящую из множества элементарных излучателей. Это позволяет воспользоваться принципом суперпозиции и определить поле антенны как сумму полей элементарных излучателей. Поля самих элементарных излучателей находятся по заданному распределению тока с помощью решения уравнений Максвелла. Обычно полагают, что ток не меняется вдоль длины элементарного вибратора. К элементарным излучателям относятся элементарный электрический вибратор (диполь Герца), элементарная электрическая рамка (магнитный диполь), элементарная щель и излучатель Гюйгенса.

Элементарный электрический вибратор (диполь Герца) (рис. 7.2, а) представляет собой тонкий проводник с шарами на концах. Шарицы создают емкость, которая позволяет получить постоянную амплитуду тока вдоль проводника.

Решение уравнений Максвелла для элементарного поля диполя Герца позволяет получить следующие уравнения [9]:

$$H_\Phi = i \frac{Ilk^2}{4\pi} \left[\frac{1}{kr} - i \left(\frac{1}{kr} \right)^3 \right] \sin \theta e^{-ikr}, \quad (7.2)$$

$$E_r = \frac{ilk^3}{2\lambda_0 \epsilon_a} \left[\left(\frac{1}{kr} \right)^2 - i \left(\frac{1}{kr} \right)^3 \right] \cos \theta e^{-ikr}, \quad (7.3)$$

$$E_\theta = i \frac{ilk^3}{4\pi \lambda_0 \epsilon_a} \left[\frac{1}{kr} - i \left(\frac{1}{kr} \right)^2 - \left(\frac{1}{kr} \right)^3 \right] \sin \theta e^{-ikr}, \quad (7.4)$$

где I — амплитуда возбуждающего тока вибратора; l — длина вибратора; $k = i\omega \sqrt{\epsilon_a \mu_a}$ — волновое число или коэффициент распространения плоской волны; r — расстояние от излучателя до точки наблюдения.

Из (7.2) — (7.4) следует, что вектор напряженности электрического поля диполя Герца имеет две составляющие E_r и E_θ , которые лежат в плоскости, проходящей через его ось, а вектор на-

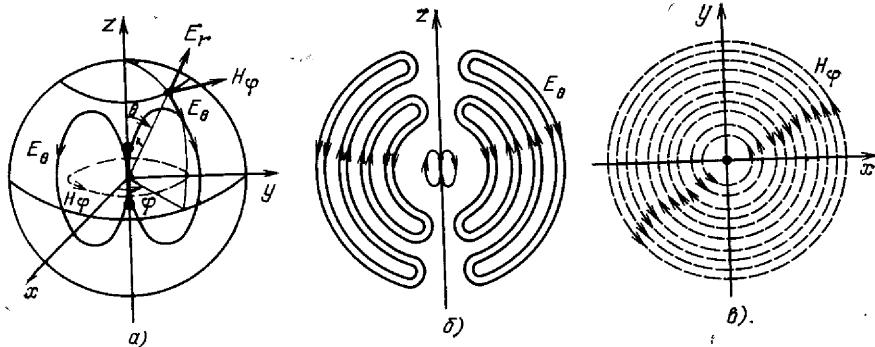


Рис. 7.2. Поле диполя Герца:
а — в ближней зоне; б — электрическое в дальней зоне; в — магнитное в дальней зоне

напряженности магнитного поля — одну составляющую H_Φ , которая лежит в плоскости, перпендикулярной его оси. Характеристики антенн определяются, как правило, для дальней зоны, которой соответствует расстояние $r \gg \lambda_0/2\pi$. При этом условии в уравнениях (7.2) — (7.4) можно пренебречь $(1/kr)^2$ и $(1/kr)^3$, переписав их в следующем виде:

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

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

Таким образом в любой точке пространства вектор электрического поля вибратора Герца имеет одну составляющую E_θ , лежащую в меридиональной плоскости (плоскости, проходящей через ось вибратора). В любой точке пространства вектор магнитного поля имеет также одну составляющую H_Φ , лежащую в азимутальной плоскости (плоскости, перпендикулярной оси вибратора). В силу независимости составляющих поля от угла ϕ структура поля остается одинаковой в любой плоскости, проходящей через ось вибратора.

Структура поля вибратора Герца в дальней зоне (рис. 7.2, б, в) соответствует структуре поля сферической волны, где поверхности равных фаз образуют концентрические сферы с центром в начале координат (в середине вибратора); E_θ и H_Φ взаимно перпендикулярны; отношение E_θ/H_Φ равно характеристическому противлению волны Z_a .

Из (7.5) следует, что приведенная ДН вибратора Герца в меридиональной плоскости

$$\Phi_1(\theta) = E_\theta/E_{\max} = \sin \theta \quad (7.7)$$

представляет собой две касательные окружности, центры которых лежат на прямой, перпендикулярной оси вибратора и проходящей через его середину (рис. 7.3, а). В азимутальной плоскости напряженность электрического поля не зависит от угла ϕ , следовательно $\Phi_1(\phi) = E_\theta/E_{\max} = 1$ и ДН представляет собой окружность с центром на середине вибратора (рис. 7.3, б). Пространственное

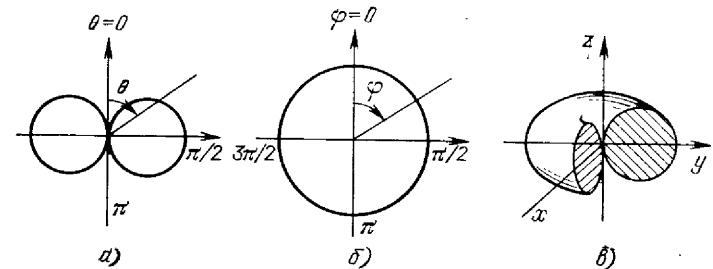


Рис. 7.3. Диаграмма направленности диполя Герца:
а — в плоскости вибратора; б — в плоскости, перпендикулярной вибратору; в — пространственная форма

изображение ДН элементарного электрического вибратора дано на рис. 7.3,в.

Средняя за период плотность потока энергии согласно (1.27)

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

где $\dot{\cdot}$ обозначает комплексно-сопряженную величину. Из этого уравнения следует, что излучение электромагнитной энергии максимально в направлениях, перпендикулярных оси вибратора ($\theta = \pi/2$), и не зависит от угла ϕ . Вдоль своей оси ($\theta = 0$ или $\theta = 180^\circ$) вибратор не излучает.

Мощность, излучаемая элементарным электрическим вибратором,

$$P_\Sigma = \int_S \Pi_{cp} dS = \frac{1}{2} \left(\frac{I}{2\lambda_0} \right)^2 Z_c \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin^3 \theta d\theta d\phi.$$

Выполняя вычисления и принимая $Z_c = 120\pi$, получаем

$$R_\Sigma = 40\pi^2 (I/\lambda_0)^2. \quad (7.8)$$

Эта же мощность, выраженная через сопротивление излучения, равна $P_\Sigma = 0,5I^2R_\Sigma$. Сравнивая это выражение с предыдущим, можно определить сопротивление излучения

$$R_\Sigma = 80\pi^2 (l/\lambda_0)^2. \quad (7.9)$$

Элементарный магнитный вибратор. Физическую модель элементарного магнитного вибратора (рис. 7.4,а) можно получить, если взять стержень из материала с магнитной проницаемостью значительно больше магнитной проницаемости окружающей среды, например из феррита. В качестве возбуждающего устройства можно использовать петлю, обтекаемую током проводимости. Постоянство вектора магнитной индукции B вдоль стержня обеспечивается с помощью шаров на его концах.

На основании инвариантности уравнений Максвелла можно утверждать [9], что элементарный магнитный вибратор отличается по структуре поля от элементарного электрического вибратора только местами векторов E и H . Выражение для составляющих поля элементарного магнитного вибратора в дальней зоне

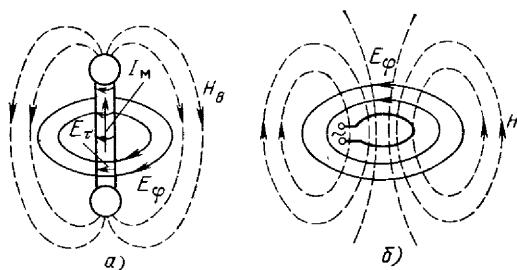


Рис. 7.4. Элементарный магнитный вибратор:
а — физическая модель; б — элементарная рамка

совпадает с (7.5) и (7.6) с заменой E на H , H на $-E$, I на I_m и ϵ_a на μ_a :

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

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

где I_m — амплитуда магнитного тока, представляющая собой произведение тангенциальной составляющей напряженности электрического поля у поверхности вибратора E_τ на его периметр по перечному сечению. Структура поля элементарного магнитного вибратора совпадает со структурой поля вибратора Герца с той лишь разницей, что линии вектора E , образуя концентрические окружности с осью вибратора, лежат в азимутальной плоскости, а линии вектора H лежат в меридиональной плоскости. Форма диаграммы направленности и характеристики направленности элементарного электрического и магнитного вибраторов одинаковы. Мощность излучения, полученная так же, как и в предыдущем случае, определяется выражением

$$P_\Sigma = \frac{\pi}{3Z_c} \left(\frac{l I_m}{\lambda_0} \right)^2. \quad (7.12)$$

Поскольку магнитный ток имеет размерность напряжения, то излучаемую мощность удобно определять через проводимость $G_\Sigma = 0,5G_\Sigma I_m^2$. Сравнивая последнее с (7.12), получаем

$$G_\Sigma = \frac{2\pi}{3Z_c} \left(\frac{l}{\lambda_0} \right)^2. \quad (7.13)$$

Свойства элементарного магнитного вибратора реализуются в элементарной электрической рамке (петле) и элементарной излучающей щели.

Элементарная рамка (рис. 7.4,б) создает электромагнитное поле, линии магнитной составляющей которого проходят перпендикулярно через плоскость петли, а линии электрического поля лежат в плоскости петли или параллельно. Магнитный ток рамки I_m равен подводимому к ней напряжению. Структура поля рамки с размерами во много раз меньше λ_0 и ее направленные свойства одинаковы со структурой поля и направленными свойствами элементарного электрического и магнитного вибраторов. Излучаемая мощность и сопротивление излучения определяются выражениями (7.12) и (7.13) с заменой l на действующую высоту рамки $h_d = 2\pi S/\lambda_0$, где S — площадь рамки.

Элементарный щелевой вибратор (рис. 7.5,а) можно представить как бесконечно тонкую металлическую пластинку безграничных размеров, в которой прорезана щель длиной l и шириной Δ , где $\Delta \ll l \ll \lambda_0$.

Электромагнитное поле элементарного щелевого вибратора по своей структуре совпадает с полем элементарного магнитного вибратора с тем отличием, что линии электрического поля в полупространстве I направлены навстречу линиям E в полупространстве II.

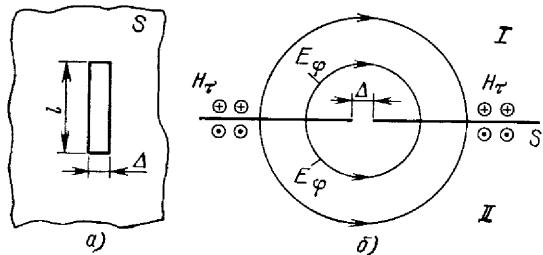


Рис. 7.5. Элементарный щелевой вибратор:
а — общий вид; б — структура поля

ранстве II (рис. 7.5,б). Это различие несущественно, так как оба полупространства независимы. Магнитный ток в щели равен удвоенному напряжению между краями щели $I_m = 2U_0$. Мощность излучения щели определяется уравнением (7.12). Если выразить эту же мощность через проводимость излучения, то $P_\Sigma = 0.5G_\Sigma U_0^2$. Сравнивая (7.12) и последнее уравнение, находим

$$G_\Sigma = \frac{8}{3} \frac{\pi}{Z_c} \left(\frac{l}{\lambda_0} \right)^2. \quad (7.14)$$

и для свободного пространства, где $Z_c = 120\pi$,

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

Элементарный излучатель Гюйгенса может быть представлен как элемент фронта плоской волны, магнитное поле которого $H_n = H_0 e^{i\omega t}$ можно заменить эквивалентным электрическим током $I = H_0 \Delta x$, а электрическое поле $E_n = E_0 e^{i\omega t}$ — эквивалентным магнитным током $I_m = -E_0 \Delta y$. Пусть элемент плоской волны имеет прямоугольную форму площадью $\Delta S = \Delta y \Delta x$. Расположим элемент и векторы E и H относительно координатных осей так, как показано на рис. 7.6,а. Поле, создаваемое таким элементом, равно сумме полей, создаваемых расположенными перпендикулярно друг другу элементарным электрическим вибратором с током I и элементарным магнитным вибратором с током I_m . Комплексные амплитуды напряженности электрических полей, создаваемых каждым из вибраторов, можно вычислить с помощью (7.5) — (7.10) соответственно. Суммируя эти поля [9], можно найти абсолютное значение вектора

$$|E| = \frac{|E_0| \Delta S}{2 \lambda_0 r_0} (1 + \cos \theta). \quad (7.16)$$

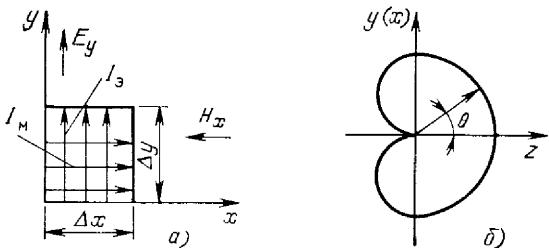


Рис. 7.6. Элементарный излучатель Гюйгенса:
а — расположение относительно координатной системы; б — диаграмма направленности

Из этой формулы следует, что элемент Гюйгенса обладает направленными свойствами. Его ДН (рис. 7.6,б) имеет максимум, направленный вдоль оси z , перпендикулярной площадке ΔS . Из (7.16) также следует, что ДН элементарного излучателя Гюйгенса является кардиоидой и определяется соотношением

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

7.5. ВИБРАТОРНЫЕ АНТЕННЫ

Вибраторные антенны относятся к числу наиболее простых типов антенн. В СВЧ-диапазоне они используются как возбудители антенных устройств или как элементы сложных устройств с дискретными излучателями (антенных решеток). Вибраторы в качестве антенн чаще всего используются в длинно-, средне- и коротковолновых частях радиодиапазона.

К наиболее распространенным конструкциям вибраторных антенн относятся электрические (рис. 7.7,а,б) и магнитные (рис. 7.7,в,г) четверть- и полуволновые вибраторы. Принципы их работы и основные свойства полностью соответствуют ранее описанным элементарным вибраторам. Полу- и четвертьволновые электрические вибраторы можно рассматривать как разомкнутую линию передачи со свойственным для нее распределением токов и напряжений. Частотная зависимость входного сопротивления вибратора имеет форму резонансной характеристики. Резонансная длина симметричного вибратора равна $\lambda_0/2$, а несимметричного — $\lambda_0/4$.

Поле излучения вибраторов можно найти суммированием полей его отдельных элементарных участков, представляющих собой элементарные вибраторы, [9]:

$$E_\theta = i E_{\max} \Phi_1(\theta) e^{-ikr_0}, \quad (7.18)$$

где

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

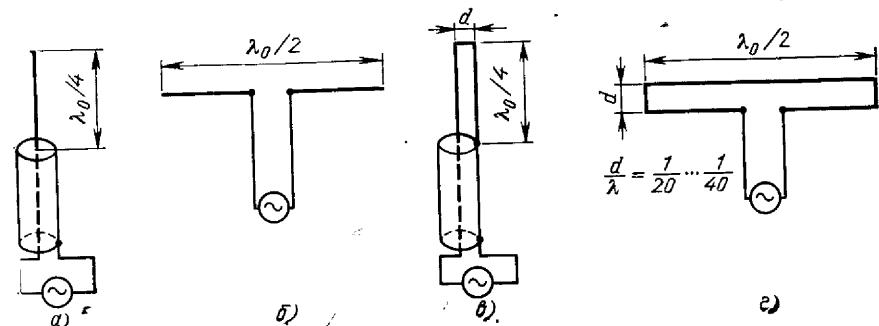


Рис. 7.7. Конструкции вибраторов:
а — несимметричного электрического; б — симметричного электрического; в — несимметричного магнитного; г — симметричного магнитного

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

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

— диаграмма направленности вибратора в меридиональной плоскости.

В азимутальной плоскости рассматриваемые вибраторы не имеют направленности, т. е. $\Phi_1(\varphi) = 1$. Это объясняется отсутствием зависимости составляющих электромагнитного поля в элементарном электрическом вибраторе от азимутального угла. Анализируя (7.20), можно сделать следующие выводы:

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

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

т. е. короткий вибратор имеет такую же направленность, как и вибратор Герца;

б) при увеличении длины антенны $l > \lambda_0/2$ в диаграмме направленности появляются побочные лепестки, затем главный лепесток расщепляется, при этом чем больше отношение l/λ_0 , тем больше число лепестков. Изменение формы диаграммы направленности с увеличением длины вибратора показано на рис. 7.8.

Напряженность электрического поля, создаваемого полуволновым вибратором, согласно (7.18) — (7.20) равна

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

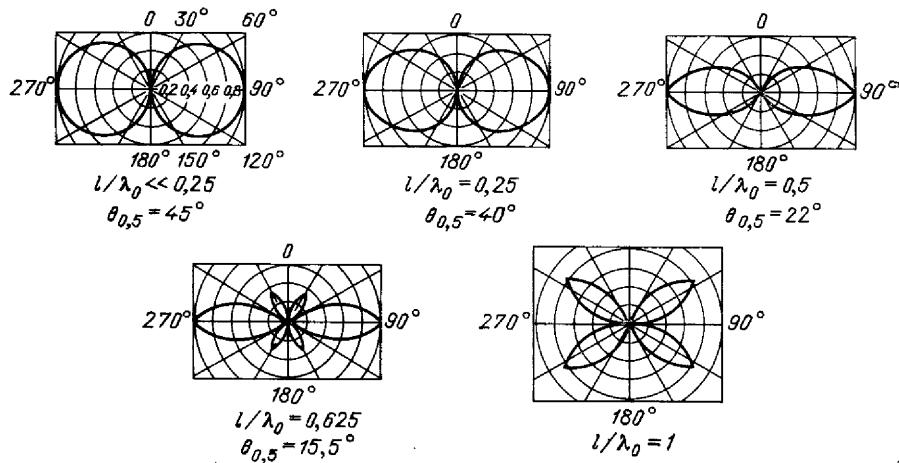


Рис. 7.8. Зависимость диаграммы направленности электрического вибратора от его длины

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

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

Электрический симметричный полуволновой вибратор имеет КНД = 1,74; $S_d = 0,21\lambda^2$; $R_z = 73,1$ Ом. Магнитный полуволновой вибратор имеет КНД = 1,64; $S_d = 0,21\lambda^2$; $R_z = 292$ Ом.

7.6. АНТЕННЫ ИЗ ДВУХ ВИБРАТОРОВ

Рассмотрим диаграмму направленности двух одинаковых и одинаково ориентированных полуволновых вибраторов, расположенных параллельно оси z на расстоянии d друг от друга (рис. 7.9). Обозначим напряженность поля, создаваемого в точке наблюдения M первым вибратором, через E_1 (рис. 7.9, а). В дальней зоне при достаточно малых d влиянием разности расстояний $\Delta r = d \sin \theta$ на амплитуду поля можно пренебречь, поэтому

$$E_2 = E_1 K_a e^{-ikd \sin \theta} e^{i\psi},$$

где $-kd \sin \theta$ — пространственный сдвиг фаз полей из-за разности расстояний; K_a — отношение амплитуд токов в вибраторах; ψ — временной фазовый сдвиг между токами в вибраторах.

Суммарное поле вибраторов определяется соотношением

$$E_\theta = E_1 + E_2 = E_1 [1 + K_a e^{i(\psi - kd \sin \theta)}]. \quad (7.23)$$

Амплитуда напряженности суммарного поля на основании (7.21)

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

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

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

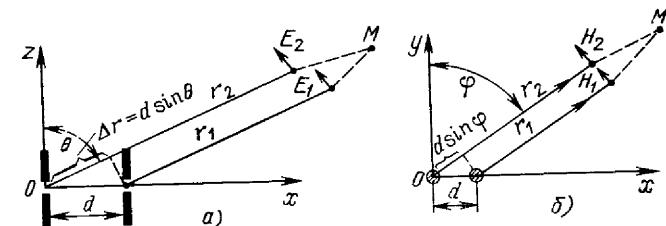


Рис. 7.9. Сложение поля двух вибраторов:
а, б — в плоскости E ; в — в плоскости H

В этом уравнении первый множитель представляет собой ДН отдельного симметричного полуволнового вибратора (7.22). Второй множитель называется множителем системы и равен

$$\Phi_c(\theta) = \sqrt{1 + K_a^2 + 2K_a \cos(\psi - kd \sin \theta)}. \quad (7.24)$$

Множитель системы из двух вибраторов зависит от расстояния между вибраторами d , отношения амплитуд токов в вибраторах K_a и сдвига фаз токов ψ .

В азимутальной плоскости yOx (плоскость H на рис. 7.9,б) одиночные вибраторы не обладают направленностью, т. е. $\Phi_1(\phi) = 1$. Произведя сложение полей двух вибраторов в плоскости yOx , нетрудно убедиться, что множитель и ДН системы из двух вибраторов в плоскости H определяется уравнением (7.24).

Соотношение $\Phi_2(\theta) = \Phi_1(\theta)\Phi_c(\theta)$ является математическим выражением теоремы умножения ДН, формулируемой следующим образом: *ДН системы идентичных и одинаково ориентированных в пространстве излучателей есть произведение диаграммы направленности одиночного излучателя, входящего в систему, и множителя системы, представляющего собой ДН такой же системы, но состоящей из ненаправленных излучателей.*

На рис. 7.10 приведены ДН в плоскости H для двух полуволновых вибраторов, находящихся на расстоянии $d = \lambda_0/4$, при условии равенства амплитуд возбуждающих токов $K_a = 1$. В случае одностороннего излучения ($\psi = 90^\circ$) ДН определяется уравнением $\Phi_2(\phi) = \cos(\pm 45^\circ - 45^\circ \sin \phi)$, описывающим кардиоиду. Напряженность поля в направлении $\phi = 90^\circ$ удваивается по сравнению с полем одиночного вибратора, а в направлении $\phi = -270^\circ$ она равна нулю. При $\psi = -90^\circ$ напряженность поля удваивается в направлении $\phi = 270^\circ$ и равна нулю при $\phi = 90^\circ$.

Таким образом, в зависимости от разности фаз между токами, питающими два параллельных вибратора, излучение может усиливаться или ослабляться в направлении друг к другу. Это позволяет обеспечить их одностороннее действие. Отметим,

что напряженность поля усиливается в направлении вибратора с отстающей фазой возбуждающего тока.

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

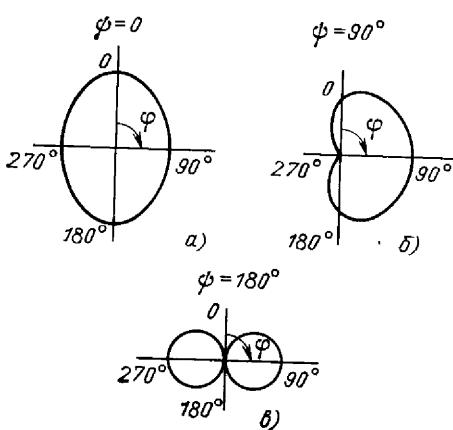
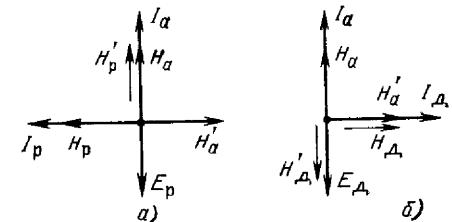


Рис. 7.10. Диаграмма направленности антенны из двух вибраторов:
а — $\psi=0^\circ$; б — $\psi=90^\circ$; в — $\psi=180^\circ$

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



называется *директором*. Необходимость обеспечения определенных сдвигов фаз между токами, питающими вибраторы, усложняют конструкцию антенн. Поэтому в большинстве случаев вибраторы, выполняющие роль рефлекторов или директоров, не содержат источников питания, т. е. являются *пассивными*. Они возбуждаются электромагнитным полем питаемого (активного) вибратора. Заметим, что в конструкциях с пассивными вибраторами не удается получить равенства амплитуд токов в вибраторах и обеспечить полную одностороннюю направленность.

Чтобы пассивный вибратор работал как рефлектор, необходимо возбуждать в нем ток I_p , сдвинутый по фазе относительно тока I_a в активном вибраторе в сторону опережения на 90° . В этом случае электромагнитные волны, излучаемые вибраторами, складываются в направлении активного и вычтутся в направлении пассивного вибратора. Опережающий сдвиг по фазе в пассивном вибраторе можно получить путем выбора его длины больше $\lambda_0/2$ (сопротивление вибратора индуктивное), что видно из рассмотрения векторной диаграммы рис. 7.11,а.

Начальный вектор тока в активном вибраторе I_a . Непосредственно у активного вибратора напряженность магнитного поля излучения в сторону рефлектора H_a совпадает по фазе с током I_a . Достигнув рефлектора, поле H'_a отстает по фазе от тока в активном вибраторе на 90° , т. е. на время распространения волны от активного вибратора к рефлектору. Это поле (H'_a) наводит в рефлекторе ЭДС взаимоиндукции E_p , которая отстает от создающего ее поля на 90° . Под действием этой ЭДС в рефлекторе протекает ток I_p . Так как рефлектор длиннее $\lambda_0/2$, то его сопротивление имеет индуктивный характер и ток в рефлекторе отстает от наведенной ЭДС примерно на 90° . Магнитное поле H_p , созданное этим током, в плоскости активного вибратора H'_p отстает на 90° и находится в фазе с H_a . Чтобы пассивный вибратор был директором, необходимо возбуждать в нем ток, сдвинутый по фазе в сторону отставания на 90° относительно тока в активном вибраторе. На рис. 7.11,б показана векторная диаграмма, из которой видно, что необходимый сдвиг по фазе тока в директоре I_d может быть получен при его укорочении по сравнению с $\lambda_0/2$ (сопротивление емкостное).

7.7. АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ

Многовибраторные антенны называются *антенными решетками*. Вибраторы в антенной решетке располагаются определенным образом относительно друг друга и питаются по заданному за-

кону от общего или когерентных источников сигнала. Заметим, что в качестве излучателей могут использоваться не только рассмотренные вибраторы, но и рупоры, диэлектрические, спиральные и другие антенны. В зависимости от расположения излучателей (вибраторов) различают линейные (одномерные) и поверхностные (двумерные) решетки. Поле, создаваемое решетками, представляет собой результат суперпозиции волн, возбуждаемых каждым излучателем в отдельности.

Линейная решетка (рис. 7.12) представляет собой ряд полуволновых вибраторов, расположенных вдоль прямой линии на одинаковом расстоянии d друг от друга. Предположим, что амплитуды токов в вибраторах одинаковы и фазовый сдвиг токов в соседних вибраторах также одинаков и равен ψ . Напряженность поля в произвольной точке M такой решетки [9]

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

где $\Phi_1(\theta, \phi)$ — диаграмма направленности одного излучателя в плоскости E как функция угла θ или в плоскости H как функция угла ϕ ; r_0 — расстояние от среднего излучателя до точки наблюдения; ψ_0 — фаза тока (поля) в среднем излучателе.

Из последнего соотношения следует, что ДН антенны определяется уравнением

$$\Phi_n(\theta_n) = \Phi_1(\theta, \phi) \frac{\sin[0,5n(kd \sin \theta_n - \psi)]}{\sin[0,5(kd \sin \theta_n - \psi)]}, \quad (7.25)$$

множитель системы линейной решетки имеет вид

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

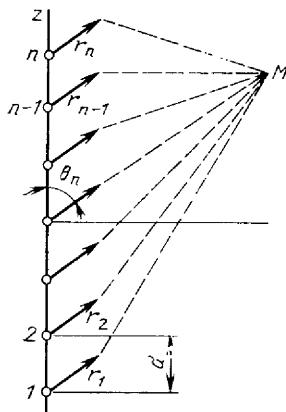


Рис. 7.12. К расчету диаграммы направленности линейной решетки

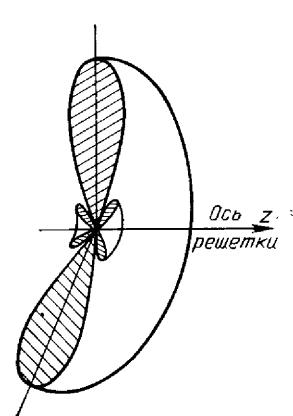


Рис. 7.13. Диаграмма направленности множителя линейной синфазной решетки ($\psi=0$)

На основании (7.25) можем сделать вывод, что в линейной решетке из n вибраторов следует ожидать более высокой направленности, чем в случае одного вибратора. При большом числе вибраторов множитель системы с изменением угла θ_n меняется значительно быстрее, чем множитель $\Phi(\theta, \phi)$, так как $0,5kd$ значительно больше kl . Множитель системы при изменении угла θ_n от 0 до 360° может многократно обращаться в нуль, что говорит о многолепестковом характере диаграммы направленности. Формой и направлением главного лепестка множителя решетки можно управлять, меняя фазы ψ питающих токов. Воспользовавшись (7.26), можно показать [9], что в случае синфазной решетки ($\psi=0$) пространственная диаграмма множителя системы выглядит так, как показано на рис. 7.13. При появлении фазового сдвига $\psi=\psi_1$ токов в вибраторах пространственная диаграмма множителя принимает форму воронки (рис. 7.14). Угол раскрытия воронки θ_p уменьшается с увеличением фазового угла ψ . Толщина «стенок» воронки уменьшается с увеличением длины антенны. При $\psi=kd$ диаграмма направленности множителя системы принимает игольчатую форму, показанную на рис. 7.15.

Поверхностная антennaя решетка создается с целью получения управляемой игольчатой диаграммы направленности. Рассмотрим эквидистантную прямоугольную antennную решетку (рис. 7.16), состоящую из m рядов, параллельных оси y , и n столбцов, параллельных оси x . Предположим, что все излучатели возбуждаются токами I одинаковой амплитуды; фазы токов изменяются по рядам и столбцам по линейному закону; m и n — число излучателей в столбцах и рядах; d_x и d_y — расстояния между соседними излучателями по осям x и y ; углы θ_x и θ_y отсчитываются в плоскости $x0z$ и $y0z$ соответственно. Заменим каждую строку или каждый столбец одним эквивалентным излучателем и перейдем от двумерной поверхности решетки к эквидистантной линейной решетке идентичных излучателей, расположенных вдоль оси y . Очевидно, что ДН каждого эквивалентного излучателя определяется уравнением (7.25), а множитель линейной решетки, состоящей из эквивалентных вибраторов, — уравнением (7.26). Сле-

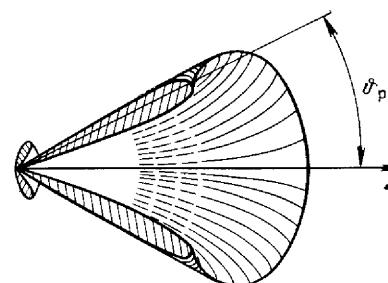


Рис. 7.14. Диаграмма направленности множителя линейной решетки со сдвигом фаз питающих токов ($\psi=\psi_1$)

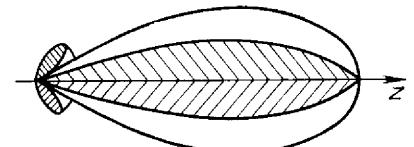


Рис. 7.15. Диаграмма направленности множителя линейной решетки со сдвигом фаз питающих токов ($\psi=kd$)

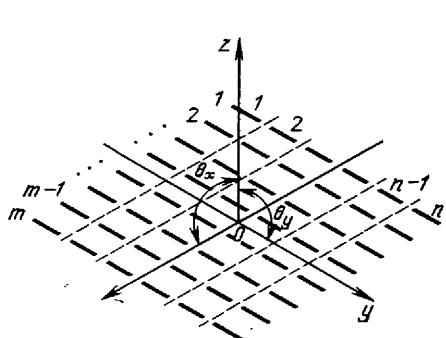


Рис. 7.16. Поверхностная антенная решетка

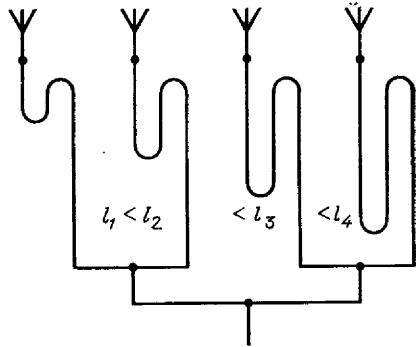


Рис. 7.17. Антennaя решетка с частотным сканированием

довательно диаграмма направленности поверхности решетки описывается уравнением

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

Используя это уравнение, можно установить:

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

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

— в плоскости $x0z$;

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

— в плоскости $y0z$.

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

$$\text{КНД} \approx 12,6mnd_x d_y / \lambda_0^2. \quad (7.30)$$

3. Углы наклона θ_{mx} и θ_{my} главного лепестка ДН относительно осей определяются фазовыми сдвигами ψ_x и ψ_y токов:

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

— в плоскости $x0z$;

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

— в плоскости $y0z$.

Таким образом, поверхность антенной решетки позволяет управлять диаграммой направленности изменением фазовых сдвигов между токами, питающими вибраторы. Это достигается либо изменением рабочей частоты, либо с помощью электрических уп-

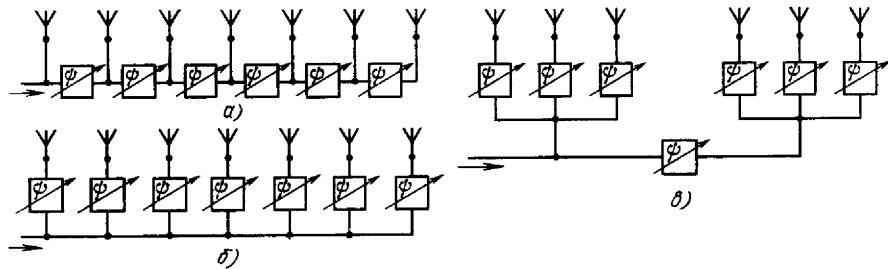


Рис. 7.18. Антennaя решетка с фазовым сканированием:
а — последовательным; б — параллельным; в — смешанным

равляемых фазовращателей. В соответствии с этим различают два метода электрического сканирования: частотный (рис. 7.17) и фазовый (рис. 7.18). В первом случае фаза меняется за счет изменения электрической длины отрезков линии передачи, а во втором — за счет регулируемого фазового сдвига в фазовращателях. Антенные решетки с электрическим управлением положением главного лепестка называются *фазированными антенными решетками* (ФАР).

Однонаправленное излучение поверхностных решеток получается с помощью металлических экранов или системы рефлекторов (рис. 7.19, а), которые обычно располагают на расстоянии $h_p = \lambda_0/4$ от поверхности решетки. Конструктивно экраны чаще выполняют в виде металлической сетки с размером ячеек не больше $\lambda_0/8$. Увеличение размера ячеек увеличивает излучение через экран. При расчете антены с рефлекторами в (7.27) вместо $\Phi_1(\theta_x, \theta_y)$ необходимо подставить выражение для системы из двух вибраторов (7.23). Диаграмма направленности однонаправленной решетки показана на рис. 7.19, б.

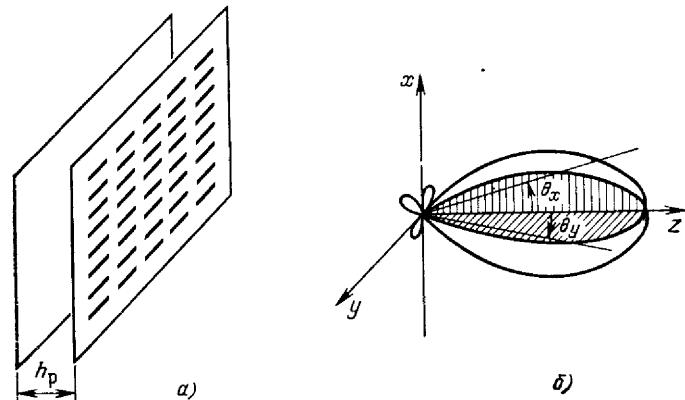


Рис. 7.19. Однонаправленная решетка:
а — конструкция; б — диаграмма направленности

7.8. ДИРЕКТОРНЫЕ АНТЕННЫ

Директорная антenna представляет собой линейную решетку полуволновых вибраторов. Ее конструкция и ДН показаны на рис. 7.20. Директорная антenna состоит из одного активного и нескольких пассивных вибраторов. Вибраторы крепят на металлическом стержне. Такая конструкция допустима в связи с тем, что в месте крепления находится узел электрического поля, и сам крепящий стержень перпендикулярен к плоскости поляризации излучателей.

Взаимное влияние вибраторов уменьшает входное сопротивление антенны, поэтому в качестве активного вибратора выбирают петлевой вибратор, который крепят в центре петли к стержню. Рядом с активным вибратором на расстоянии $\lambda_0/4$ (со стороны, противоположной излучению) помещают пассивный вибратор, выполняющий функцию рефлектора. Индуктивное сопротивление рефлектора обеспечивается за счет увеличения его длины по сравнению с длиной активного вибратора до $l_p = (0,51 \dots 0,52)\lambda_0$. Для получения емкостного сопротивления директора его длину укорачивают до $l_d = (0,35 \dots 0,44)$.

Так как рефлектор усиливает поле в направлении активного вибратора и ослабляет его в обратном направлении, применение нескольких рефлекторов не имеет смысла, поскольку все рефлекторы, следующие за первым, будут возбуждаться очень слабо. Эффект концентрации электромагнитной энергии в направлении излучения усиливается с увеличением числа директоров. Однако на практике применяется не более 5 ... 7 директоров. Это объясняется малым увеличением КНД при дальнейшем увеличении числа вибраторов и удлинении антенны. Коэффициент направленного действия антенны невысок и приближенно вычисляется по формуле

$$\text{КНД} \approx K_a l_a / \lambda_0, \quad (7.33)$$

где l_a — общая длина антенны; $K_a \approx (5 \dots 7)$ — коэффициент, зависящий от длины антенны (убывает с увеличением длины).

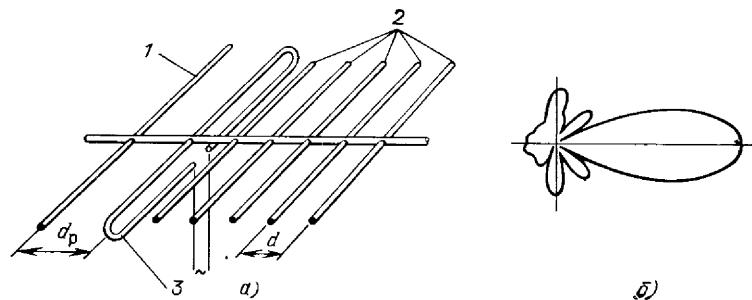


Рис. 7.20. Директорная антenna:

а — конструкция; б — диаграмма направленности:
1 — рефлектор; 2 — директор; 3 — активный вибратор

Директорные антennы применяются в метровом и дециметровом диапазонах волн, их рабочая полоса частот 5 ... 15 %, диаграмма направленности имеет ширину 15 ... 40° и зависит от числа вибраторов и качества настройки.

7.9. ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВЫЕ АНТЕННЫ

Волноводно-щелевые антennы, используемые в качестве излучателя, имеют несколько щелевых вибраторов, прорезанных в волноводе (рис. 7.21). Щель, как и вибраторы антennы, обладает резонансными свойствами. Резонансная длина щели приблизительно равна $2l \approx \lambda_0/2$. Прорезанная в волноводе щель, естественно, имеет одностороннее излучение. Она может быть прорезана в широкой и узкой стенках волновода. При этом продольная щель в широкой и узкой стенках эквивалентна параллельно включенному в линию резистору, поперечная щель в широкой стенке — последовательно встроенному.

Сопротивление щели зависит от места расположения в волноводе. В тех случаях, когда необходимо обеспечить согласование антennы с трактом, меняют месторасположение щели или поворачивают ее. Например, продольная щель в центре широкой стенки волновода почти не излучает; если же ее поворачивать или смещать в сторону боковых стенок, то излучение увеличивается; поперечная щель в узкой стенке волновода также почти не излучает, но при ее повороте излучение увеличивается. Ширина

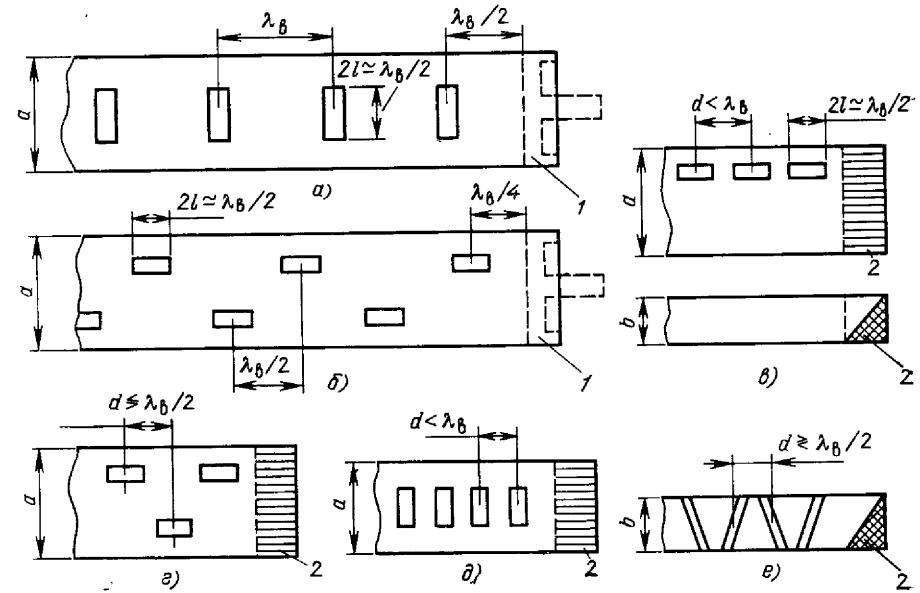


Рис. 7.21. Волноводно-щелевые антennы:

а, б — резонансные; в—е — нерезонансные:
1 — короткозамыкающий поршень; 2 — нагрузка

щели определяется из условия электрической прочности. Увеличение ширины щели увеличивает ее электрическую прочность и уменьшает резонансную длину, которая становится меньше $\lambda_0/2$. Для получения узкой диаграммы направленности применяют многоэлементные волноводно-щелевые антенны.

Если антенны состоят из N продольных щелей, расположенных на расстоянии $\lambda_b/2$, то для достижения полного согласования сопротивление каждой щели должно быть больше волнового сопротивления волновода в N раз. Аналогично этому сопротивление поперечной щели должно быть меньше волнового сопротивления волновода в N раз. Если щели возбуждены синфазно, то максимум главного лепестка будет ориентирован перпендикулярно плоскости расположения щелей, причем в плоскости, перпендикулярной продольной оси волновода, ДН будет широкой, а в плоскости, содержащей ось волновода, — узкой и тем уже, чем больше длина антенны.

Достигнуть синфазного возбуждения антенны можно двумя способами: выбором расстояния между соседними щелями, равным λ_b (рис. 7.21,а) либо выбором расстояния, равным $\lambda_b/2$. При этом дополнительный сдвиг фаз на π можно реализовать за счет неидентичного расположения щелей, как это сделано на рис. 7.21,б, где поперечная составляющая тока на разные стороны осевой линии имеет разные направления. Синфазные антенны обычно работают в режиме стоячей волны, для обеспечения которого в конце антенны устанавливают короткозамыкающий поршень. Расстояние между поршнем и последней щелью должно быть таким, чтобы щели находились в пучности стоячей волны в волноводе. Синфазные многощелевые антенны являются резонансными (узкополосными).

Лучшими диапазонными свойствами обладают нерезонансные антенны (рис. 7.21,в,г), в которых щели расположены на расстояниях несколько больше или меньше λ_b . В связи с тем, что в волноводе имеет место бегущая волна, к нему для устранения отражения от короткозамкнутого конца антенны подключают нагрузку (поглотитель).

Волноводно-щелевые антенны применяются в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн.

В качестве примера приведем параметры волноводно-щелевой антенны, использующей волновод $7 \times 3,5$ мм и работающей на частоте 36 ГГц; длина — 2,6 м, 432 наклонные щели, уровень боковых лепестков — 25 дБ, $K_{ct} = 1,08$, полоса пропускания 12 %, ширина главного лепестка 14° .

7.10. ИЗЛУЧЕНИЕ АПЕРТУРНЫХ АНТЕНН

Представим раскрыв апертурной антенны как некоторую плоскую поверхность размерами a и b (рис. 7.22), на которой расположены взаимно перпендикулярные векторы E и H , имеющие одинаковые амплитуды и фазы.

Рис. 7.22. К определению диаграммы направленности апертурных антенн

Отметим, что синфазность в этом случае, как и в случае поверхности решетки, является необходимым условием получения узкой ДН. Для расчета ДН возбужденной поверхности воспользуемся методом суперпозиции полей элементарных излучателей Гюйгенса, которые составляют рассматриваемую поверхность. В результате расчета получены [9] диаграмма направленности для плоскости E (плоскость xOz)

$$\Phi_E(\theta_x) = \frac{1 + \cos \theta_x \sin(0,5kb \sin \theta_x)}{2 - 0,5 kb \sin \theta_x}. \quad (7.34)$$

и диаграмма направленности для плоскости H (плоскость yOz)

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

Аналогично случаю антенной решетки первый сомножитель представляет собой диаграмму направленности элементарного излучателя Гюйгенса (7.17), а второй сомножитель — ДН непрерывной системы излучателей в соответствующей плоскости.

Для плоской поверхности согласно (7.1)

$$KND = 4\pi ab/\lambda_0^2. \quad (7.36)$$

Ширина ДН по нулевой мощности определяется по формулам:

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

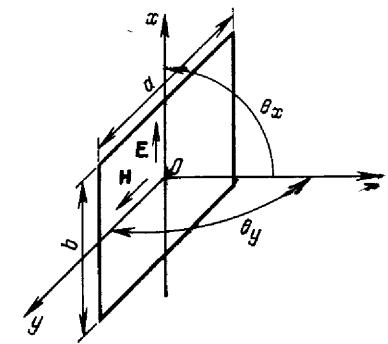
— в плоскости (xOz),

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

— в плоскости (yOz).

Формулы (7.36) — (7.38) используются для определения характеристик направленности всех апертурных антенн с плоским фронтом в раскрыве. В зависимости от формы апертуры и типа возбуждающего устройства в эти формулы вводятся поправочные коэффициенты (множители) K_i , называемые коэффициентами использования поверхности антенны.

Из приведенных соотношений можно сделать следующие выводы: 1) характеристика направленности максимальна в направлении нормали к излучающей поверхности $\theta_x = \theta_y = 0$; 2) диаграмма направленности ДН тем уже, чем больше размеры плоскости; 3) ширина ДН в данной плоскости не зависит от размеров, перпендикулярных этой плоскости; 4) характеристики направленности плоской поверхности соответствуют характеристикам направленности поверхности решетки, состоящей из большого числа дискретных излучателей.



7.11. РУПОРНЫЕ АНТЕННЫ

Открытый конец волновода можно рассматривать как простейшую антенну СВЧ, но такие излучатели являются слабонаправленными. Кроме того открытый конец волновода отражает заметную часть СВЧ-энергии, не излучая ее в свободное пространство. Коэффициент отражения открытого волновода равен 0,25 ... 0,3.

Расширение волновода, образующее рупор, улучшает направленность и уменьшает отражение. Коэффициент отражения используемых рупоров близок к нулю.

Если волновод расширен по одной из сторон, образуется *секторный E- или H-рупор* (рис. 7.23, а, б). Рупор, расширенный по обеим плоскостям, называется *пирамидальным* (рис. 7.23, в).

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

В раскрытии рупора образуется электромагнитное поле со взаимно перпендикулярными векторами **E** и **H**. Поверхность равных фаз этих векторов не плоская, а имеет сферическую или цилиндрическую форму, что ухудшает характеристики направленности антенны по сравнению с характеристиками направленности излучающей плоской поверхности.

В рупорных антенных синфазная поверхность выравнивается с увеличением отношения длины рупора к длине волны l/λ_0 . При некотором отношении l/λ_0 имеет место оптимум. При секторном рупоре в плоскости *E*

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

а в плоскости *H*

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

Если необходимо получить максимальный КНД от рупора данной длины l , то используют пирамидальные рупоры. В случае

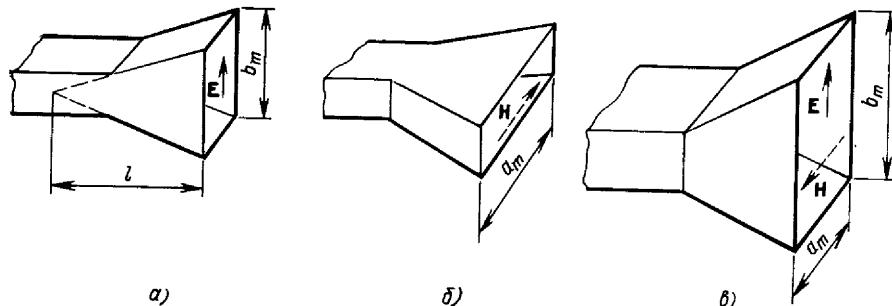


Рис. 7.23. Рупорные антенны:
а — секторный *E*-рупор; б — секторный *H*-рупор; в — пирамидальный рупор
216

пирамидального рупора КНД пропорционален КНД двух секторных рупоров соответствующих раскрытий. Коэффициент непрерывного действия оптимальных *E*- и *H*-рупоров можно рассчитать по формуле (7.1), которая в этом случае примет вид

$$\text{КНД}_E = \text{КНД}_H = 4\pi 0,64 S / \lambda_0^2, \quad (7.41)$$

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

Основным недостатком рупорной антенны является громоздкость. Этого недостатка стараются избежать, применяя линзы, выравнивающие поверхность равных фаз в раскрытии рупора.

Рупорные антенны используют в дециметровом и сантиметровом диапазонах волн для формирования относительно широких ДН (примерно $\theta_{0x} = \theta_{0y} = 10 \dots 20^\circ$) при небольших КНД (не более 20 дБ). Кроме того их применяют как элементы антенных решеток, а также как облучатели зеркальных и линзовых антенн.

7.12. ЛИНЗОВЫЕ АНТЕННЫ

Линзовыми антennами состоят из слабонаправленной антенны (облучателя) и линзы. Облучатели, создающие сферические или цилиндрические волны, направляют их на линзу. Линза преобразует волны со сферическим или цилиндрическим фронтом в волны с плоским фронтом. Для преобразования сферических волн используют осесимметричные линзы. Для облучения осесимметричных линз используют пирамидальные рупоры, вибраторы с рефлектором и др. Цилиндрические волны преобразуются с помощью цилиндрических линз. В этом случае в качестве облучателей используют щелевые антенны, линейные решетки и др.

Формирование плоского фронта волны с помощью линзы производится путем преломления электромагнитной волны на поверхностях линзы. Условием фокусировки является равенство оптических путей всех лучей от облучателя до плоскости раскрытия. Это условие можно удовлетворить, увеличивая оптическую длину пути центральных лучей в большей мере чем периферийных либо уменьшая оптическую длину периферийных лучей в большей мере чем центральных. Первый способ реализуется в замедляющих линзах (рис. 7.24, а), второй — в ускоряющих линзах (рис. 7.25, а). Замедляющие линзы изготавливают из диэлектрика. Диэлектрические линзы ничем не отличаются от оптических. В целях повышения КПД диэлектрические линзы изготавливают из материалов с малым тангенсом угла потерь ($\operatorname{tg} \delta < 10^{-3}$) и небольшим ϵ ($\epsilon < 2,5$). Первое обеспечивает малые тепловые потери, а второе — малые потери на отражение. Наиболее подходящим материалом является полистирол.

Если линза получается слишком толстой, применяют *зонирование*, состоящее в том, что линзу разбивают на зоны с электрическими длинами путей, отличающимися скачками на целое число

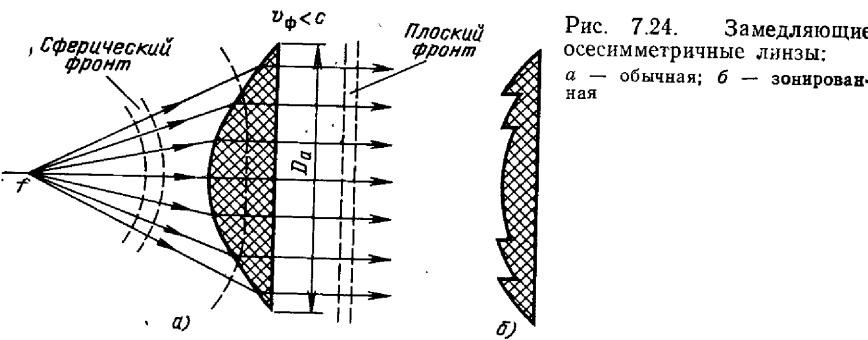


Рис. 7.24. Замедляющие осесимметричные линзы:
а — обычная; б — зонированная

волны. При этом закон распределения фаз поля не меняется. Зонированная линза показана на рис. 7.24,б.

Для уменьшения массы и потерь линзу часто выполняют из искусственного диэлектрика. Искусственный диэлектрик представляет собой среду, состоящую из металлических частиц, изолированных друг от друга пенопластом. Размеры частиц малы по сравнению с длиной волны. При воздействии электрического поля на металлодиэлектрик происходит явление, аналогичное поляризации диэлектрика. Имеющиеся в металле свободные электроны смещаются в направлении, противоположном вектору \mathbf{E} внешнего поля, и металлические частицы превращаются в электрические диполи, создающие вторичное поле, направленное против внешнего поля. Таким образом напряженность результирующего электрического поля в такой среде уменьшается, что эквивалентно увеличению диэлектрической проницаемости. Коэффициент преломления искусственного диэлектрика зависит от формы, размеров и количества частиц в единице объема. Обычно частицы имеют форму узких тонких лент, шариков или дисков.

Ускоряющие линзы конструируют на базе прямоугольных волноводов, которые обычно представляют собой металлические пластины, параллельные электрическому вектору СВЧ-поля (рис.

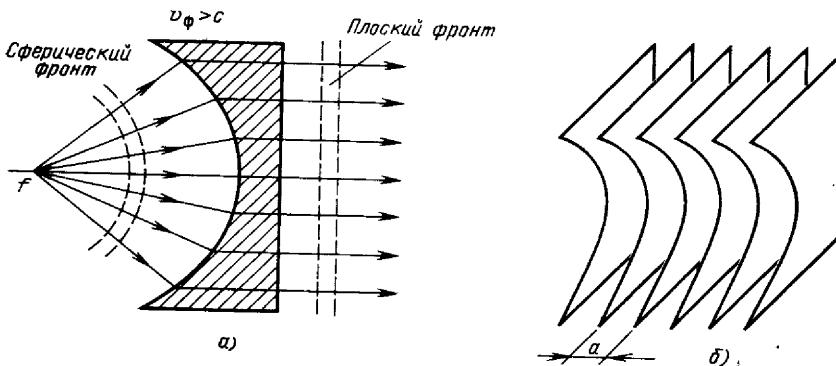


Рис. 7.25. Ускоряющая линзовая антенна
а — принцип устройства; б — металлопластинчатая (волноводная) конструкция

7.25,б). Пространство между пластинами действует как волновод с размером широкой стенки, равным расстоянию между пластинами a . В таком волноводе образуется волна H_{10} , фазовая скорость которой больше скорости света и равна $v_\phi = c/\sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}$.

Линзовые антенны применяются в основном в диапазоне сантиметровых волн. При помощи линзовых антенн можно получить весьма узкие диаграммы направленности (ширины до долей градусов).

У линзовой антенны КНД определяется по (7.1) в случае излучающей поверхности с коэффициентом использования поверхности $K_{\text{и}} = 0,5 \dots 0,65$.

Для линзы с круглым раскрытием D_a и облучателем в виде полуволнового вибратора с рефлектором ширина диаграммы направленности в плоскости E (вектор \mathbf{E} направлен вдоль оси x)

$$2\theta_{0x} \approx 115^\circ \lambda_0/D_a K_{\text{и}}$$

и в плоскости H (вектор \mathbf{H} направлен вдоль оси y)

$$2\theta_{0y} \approx 115^\circ \lambda_0/D_a K_{\text{и}},$$

где $K_{\text{и}} = 0,65$ и $K_{\text{и}} = 0,56$.

Приведенные формулы аналогичны (7.37) и (7.38).

Изготовление антенн-линз требует большой точности, сложно и дорого. Поэтому несмотря на то, что эти антенны обладают хорошими направленными свойствами, они применяются редко.

7.13. ЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

Зеркальная антenna состоит из слабонаправленной антенны (облучателя) и металлического зеркала. Функции и конструкции облучателей примерно те же, что и у линзовых антенн. Зеркало формирует диаграмму направленности антенны. При падении электромагнитной волны на металлическую поверхность зеркала на последнем возникают поверхностные токи, создающие вторичное электромагнитное поле. Это поле создает электромагнитную волну с плоским фронтом в раскрытии. В качестве антенн используются металлические поверхности специальной формы, среди них параболические, сферические, плоские и угловые зеркала. Наиболее распространены первые. На рис. 7.26 приведены основные конструкции зеркальных антенн.

Параболические отражатели могут выполняться в виде параболоида; части цилиндра с параболическим поперечным сечением; сектора, вырезанного из параболоида и др. Источник возбуждения зеркала антенны — облучатель — помещается в фокус. По законам геометрической оптики точечный источник, помещенный в фокусе параболического зеркала, создает отраженные лучи, параллельные друг другу. В рассматриваемом случае эта концепция не полностью приемлема из-за того, что размеры облучателя бесконечно малы по сравнению с радиусом кривизны зеркала,

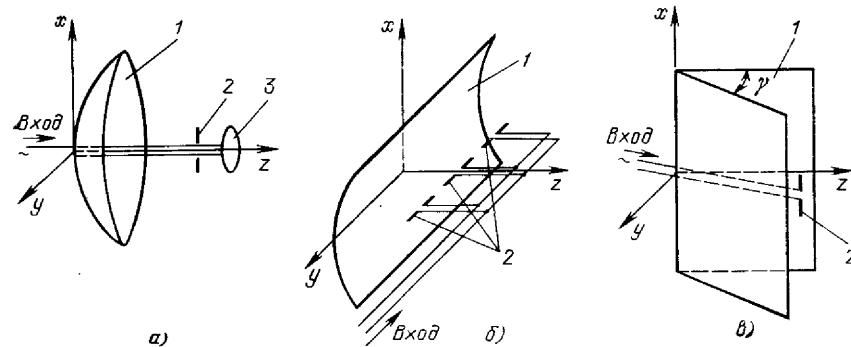


Рис. 7.26. Зеркальные антенны:
а — с параболоидом; б — с параболическим цилиндром и линейным облучателем; в — с угловым зеркалом;
1 — зеркало; 2 — облучатель; 3 — рефлектор

что приводит к рассеянному отражению электромагнитных волн. Поэтому, строго говоря, формируемая зеркалом электромагнитная волна не является плоской, и диаграмму направленности нельзя определить методами геометрической оптики. Однако на практике с некоторым приближением полагают, что параболическое зеркало преобразует сферический волновой фронт облучателя в плоский волновой фронт (плоскую волну). Форму зеркала характеризуют отношением $R_0/2f$. Зеркало называется длиннофокусным (мелким), если $R_0/2f < 1$, короткофокусным (глубоким), если $R_0/2f > 1$, где f — фокусное расстояние, R_0 — радиус раскрытия параболоида.

Если важен КНД, а боковые лепестки и потери мощности не играют большой роли, то целесообразно использовать относительно плоский параболоид (длиннофокусное зеркало). Если важно уменьшить боковые лепестки и теряемую мощность, то целесообразно использовать более глубокий параболоид (короткофокусное зеркало). Диаграмма направленности облучателя не должна быть слишком широкой, так как при этом часть энергии будет излучаться за пределы зеркала. С этой целью у облучателя ставится рефлектор, исключающий излучение энергии в сторону, противоположную зеркалу.

Для параболической антенны КНД определяется формулой (7.1) с максимальным коэффициентом использования поверхности $K_i = 0,5 \dots 0,6$.

Если при заданной форме зеркала расширять ДН облучателя, то облучение зеркала становится более равномерным, K_i растет, что ведет к увеличению КНД. Однако вместе с тем увеличивается доля энергии, проходящая мимо зеркала, что, в свою очередь, уменьшает K_i и КНД. В связи с этим существует условие оптимального облучения зеркала. Очевидно, что при заданной диаграмме направленности облучателя имеется оптимальная величи-

$R_0/2f$, определяющая максимальный результатирующий K_i и максимальный КНД.

Для параболического зеркала можно управлять диаграммой направленности с помощью смещения облучателя в направлении, перпендикулярном оси зеркала. В этом случае диаграмма направленности смещается в сторону, противоположную смещению облучателя. Практически обычно облучатель перемещается не перпендикулярно оси z , а по дуге, радиус которой равен фокусному расстоянию. Использовать большие отклонения (углы поворота) нельзя из-за появления искажений ДН вследствие фазовой ошибки, вызывающей уменьшение основного и увеличение боковых лепестков. Обычно место установки облучателя выбирается экспериментально. Неточности выполнения поверхности зеркала и установки облучателя в фокусе, «затемнение» раскрыта зеркала облучателем и элементами его крепления, деформации поверхности и другое вызывают искажение диаграммы направленности.

Зеркальные антенны широко применяются во всех областях радиотехники из-за простоты конструкции, большого коэффициента усиления, широкой полосы пропускания и т. д. Конструкции зеркальных антенн создаются в диапазонах от десятков метров до миллиметров.

7.14. ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СТЕРЖНЕВЫЕ АНТЕННЫ

Диэлектрическая антenna (рис. 7.27) представляет собой конусный диэлектрический стержень (отрезок диэлектрического волновода), который излучает электромагнитные волны в направлении продольной оси z . При конструировании антены с помощью перехода в ней стремятся возбудить волну низшего типа HE_{11} , структура поля которой показана на рис. 3.14. Эта волна не имеет критической частоты, т. е. может распространяться вдоль диэлектрического стержня на всех частотах и при любом диаметре стержня. Значение фазовой скорости распространения волны в диэлектрическом волноводе лежит между значениями распространения фазовой скорости этой же волны в диэлектрике, из которого сделан волновод. Уменьшая диаметр стержня, приближают фазовую скорость волны диэлектрического волновода к скорости

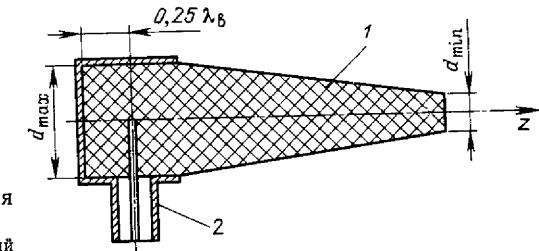


Рис. 7.27. Диэлектрическая стержневая антена:
1 — конусный диэлектрический стержень; 2 — переход

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

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

Для получения хорошей формы ДН важно, чтобы вдоль стержня не распространялись высшие типы волн. Анализ показывает, что для этой цели максимальный диаметр стержня должен удовлетворять неравенству $d_{\max} \leq 0,5 \lambda_0 / V \epsilon - 1$.

Длина диэлектрической антенны обычно не превышает $l \leq (6 \dots 7) \lambda_0$, при этом ширина главного лепестка ДН равна $24 \dots 25^\circ$, а КНД $15 \dots 20$ дБ. Диэлектрические антенны чаще всего применяются как облучатели линз и зеркал, а также как излучающие элементы антенных решеток.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

1. Перечислите основные типы антенн и их характеристики.
2. Опишите процессы излучения электромагнитных волн различными типами излучателей.
3. Как зависят характеристики направленности вибраторных антенн от их длины?
4. Изобразите эскизы конструкций рупорных, линзовых, зеркальных и диэлектрических антенн и поясните принципы их действия.
5. Как зависят характеристики направленности антенных решеток от количества вибраторов?

Глава 8 ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ СВЧ

8.1. ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА И ЭТАПЫ РАЗРАБОТКИ СВЧ-МИКРОСХЕМ

Одной из основных тенденций развития СВЧ-техники является микроминиатюризация РЭА на базе интегральных схем (ИС). Использование ИС СВЧ позволяет уменьшить габаритные размеры и массу, повысить надежность, уменьшить экономические затраты, улучшить ряд электрических характеристик СВЧ-узлов.

Начальный период миниатюризации СВЧ-узлов был связан с уменьшением геометрических размеров волноводных и коаксиальных устройств. Интенсивная разработка микроминиатюрных схем СВЧ стала возможной благодаря успехам в области технологии, материалов, конструкторской и схемотехнической разработок. Современная технология изготовления ИС СВЧ позволяет получить большую точность изготовления при очень малых размерах и, следовательно, способствует повышению уровня интеграции.

Не менее важной является задача повышения надежности ИС СВЧ, которая достигается за счет улучшения надежности всех

компонентов системы, возможности резервирования, уменьшения числа соединений и совершенствования технологии.

Уменьшение экономических затрат, особенно при серийном выпуске ИС СВЧ, обусловлено высокой технологичностью и значительным сокращением регулировочных и ремонтно-профилактических работ. Существенное снижение стоимости возможно при автоматизации всех технологических процессов изготовления и контроля, что как правило, реализуется при большом выпуске ИС СВЧ.

Наиболее заметно снижается стоимость сложных систем с большим числом идентичных схемных элементов (например, фазированных антенных решеток).

При оценке электрических характеристик ИС СВЧ следует проявлять некоторую осторожность. Наряду с увеличением быстродействия, широкополосности и стабильности не следует забывать, что в ИС СВЧ используются сравнительно низкодобротные печатные линии передачи, что приводит к увеличению потерь ИС по сравнению со схемами на основе высокодобротных объемных линий передачи.

Прогресс, достигнутый в области изготовления интегральных низкочастотных схем в основном для вычислительной техники, позволил успешно осуществить переход ИС в диапазон СВЧ. Однако спецификой СВЧ-электроники является ярко выраженный индивидуальный характер. Такие параметры СВЧ-схем, как длина волн, ширина полосы пропускания, мощность и другие, не поддаются стандартизации и унификации. В отличие от вычислительной техники номенклатура ИС СВЧ может быть очень широкой, а выпуски весьма небольшими. В связи с этим подавляющее большинство ИС СВЧ является схемами частного применения.

Рассмотрим стандартный цикл разработки ИС. Следует отметить, что основу любого этапа проектирования составляют функциональные требования и технологические ограничения микроэлектроники. Укрупненно процесс разработки ИС СВЧ включает три основных этапа.

Первый этап, проектирование ИС СВЧ, включает в себя формулировку требований к ИС в целом, оценку возможностей реализации поставленных требований и составление функциональной схемы, выбор и определение параметров узлов схемы, определение и расчет элементов, соответствующих выбранным узлам, составление топологии схемы, расчет характеристики схемы в соответствии с поставленными требованиями, макетирование, проверка работоспособности макетов.

Второй этап состоит из изготовления ИС СВЧ и является наиболее трудоемким процессом. В связи с этим необходим обоснованный выбор технологического процесса изготовления с учетом стоимости, требуемой точности, основных электрических параметров, наличия оборудования и др.

На третьем этапе разработки ИС СВЧ проводится испытание готовой ИС, отбраковка негодных схем, проверка электрических характеристик и прочие контрольные операции.

8.2. ПРИНЦИПЫ КОНСТРУИРОВАНИЯ

Модульный принцип конструирования. В РЭА модулем называют типовой функциональный узел, предназначенный для сборки в общую компоновку, имеющий габаритные и присоединительные размеры, обеспечивающие взаимозаменяемость модулей данного типа. Модульная конструкция обеспечивает достаточную механическую прочность, электромагнитную экранировку и защиту от воздействия окружающей среды.

Конструктору необходимо решить, сколько функций должен выполнять модуль. Исходя из принципов миниатюризации и увеличения степени интеграции, топологию схемы модуля целесообразно выполнять на одной диэлектрической подложке. В таком многофункциональном модуле уменьшается число соединений отдельных узлов, что упрощает технологию изготовления и увеличивает надежность. Однако недостатками многофункциональных модулей являются:

низкая преемственность разработок, поскольку возможности стандартизации в этом случае ограничены;

испытания, настройка элементов схемы и выявление причин брака существенно осложняются из-за трудностей измерения параметров отдельных элементов, входящих в сложную ИС СВЧ;

размещение на одной подложке большого числа элементов, что приводит к многочисленным паразитным связям, а из-за большой площади подложки возрастают размеры корпуса, что увеличивает вероятность паразитных резонансов корпуса;

изготовление крупных керамических подложек и фотолитография по большим площадям обычно дают пониженный выход годных изделий.

Для решения вышеуказанных проблем часто используют компромиссный метод конструирования. Конструкция сложной ИС при этом представляет собой сборку из ряда функциональных модулей или отдельных плат, установленных в смежных отсеках корпуса, разделенных экранирующими перегородками. Такое разделение схемы на отдельные узлы позволяет проводить испытания и наладку их перед сборкой модуля. При этом возможна стандартизация отдельных узлов, используемых в схеме. Часто с целью уменьшения габаритных размеров, стоимости и повышения надежности за счет устранения ряда соединителей в состав СВЧ, модуля вводятся секции, работающие в низкочастотном диапазоне. Например, в один модуль может быть включен СВЧ балансный смеситель и секция усилителя промежуточной частоты.

Основные типы конструкций ИС СВЧ. Микросхемы СВЧ разделяются на гибридные и полупроводниковые.

Основу гибридной ИС СВЧ (ГИС СВЧ) составляет диэлектрическая или ферритовая подложка, на которой методами тонко- или толстопленочной технологии формируют пассивные элементы, а также монтируют различные компоненты [6].

В полупроводниковых или, как их часто называют, монолитных ИС СВЧ все элементы схемы реализуются на поверхности или в объеме [10]. Абсолютное

большинство ИС ИСВЧ создается на базе микрополосковых линий (см. § 3.10 и 3.12).

Корпуса микросхем СВЧ. Корпус ИС СВЧ предназначен для предохранения микросхем от воздействия окружающей среды (влаги, пыли и др.), экранировки от внешних электромагнитных полей, теплоотвода, а также крепления подложки, соединителей и дискретных элементов. Конструкция корпуса представляет собой металлический короб. Его дно, крышка и стеки чаще всего имеют прямоугольную форму, что обусловлено конфигурацией стандартных подложек и удобством присоединения переходов. По типу конструкции корпуса подразделяют на рамочные, коробчатые, пенальные.

Корпус рамочного типа (рис. 8.1,а) представляет собой замкнутую рамку 1 прямоугольной формы, закрываемую с двух сторон крышками 2. Крепление платы в корпусе производится путем установки ее на уступы вдоль стенок рамки с последующей пайкой по периметру платы. На стеках корпуса (рамки) удобно располагать коаксиальные переходы. Рамочные корпуса являются технологичными и дешевыми, просты в сборке, удобны для крепления навесных элементов с обеих сторон платы.

В коробчатой конструкции корпуса (рис. 8.1,б) крепление платы осуществляется либо механическим придавливанием ее ко дну корпуса 1, либо припайкой экранной стороны платы ко дну корпуса непосредственно или через термо-компенсирующие прокладки в виде металлической сетки. Такой корпус сложен при сборке, контроле и ремонте микросхемы обычно применяется, когда требуется хороший теплоотвод от микросхемы на дно корпуса.

Корпус пенального типа (рис. 8.1,в) состоит из основания 1, поддона 2, пенала 3, двух торцевых стенок 4. Плату предварительно устанавливают на основание, а затем вдвигают в пенал, после чего крепят основание к пеналу. Переходы СВЧ можно крепить только к двум боковым стекам. Конструкция поз-

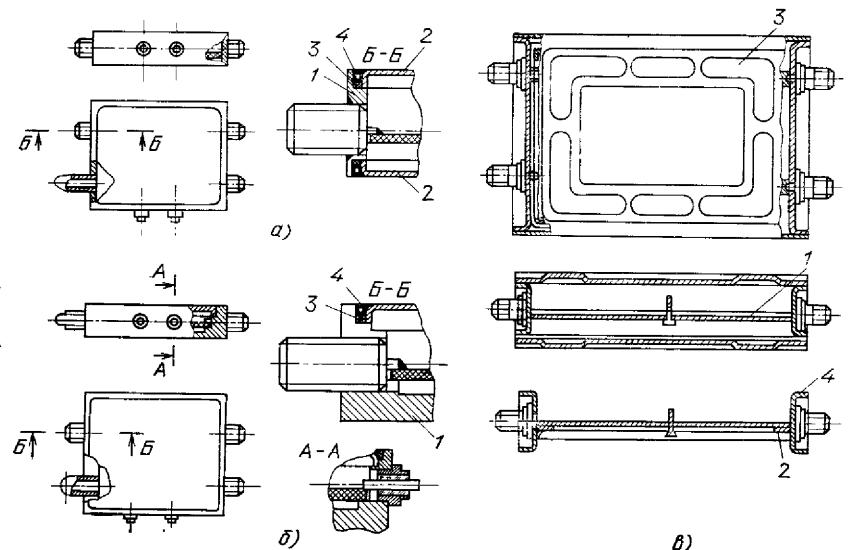


Рис. 8.1. Конструкции корпусов:
а — рамочная; б — коробчатая; в — пенальная
8—79

вляет осуществлять предварительный контроль и подстройку микросхемы перед установкой ее в пенальном корпусе.

Размеры основания корпуса в основном определяются топологией ИС, а также возможностью возникновения паразитных типов волн. Наиболее сложным оказывается выбор высоты H верхней крышки (экрана) корпуса относительно подложки толщиной h . Результаты расчетов влияния экрана на параметры микрополосковой линии показывают, что влияние верхней экранирующей крышки становится заметным при $H/h \leq 5$. Кроме того, следует учитывать резонансные явления, которые могут возникнуть во внутренней полости корпуса, играющего в данном случае роль волноводного резонатора, частично заполненного диэлектриком (подложкой). Возникновение резонансов в таком резонаторе возможно, если его длина $l = (P\lambda_b)/2$, где $P = 1, 2, \dots$ — число полуволн, укладывающихся по длине резонатора.

При выборе материала экранирующего корпуса конструктор должен руководствоваться требованиями уменьшения массы, снижения стоимости изготовления, соответствия ТКЛР материала корпуса и подложки, возможностью пайки и хорошей теплопроводности и т. д. Для корпусов ИС СВЧ применяют латунь, алюминий, титан, ковар, металлизированные керамику и пластмассу.

Наиболее предпочтительными являются титановые и коваровые корпуса, ТКЛР которых близок к ТКЛР материалов подложек. Корпуса из алюминиевых сплавов позволяют применять производительный метод формообразования — литье под давлением, который позволяет изготавливать корпуса, обладающие большой жесткостью, малой массой, развитой поверхностью для отвода тепла. Пластмассовые корпуса изготавливают методом горячего прессования из пластмассы АГ4 и, если требуется, армируют металлическими втулками коаксиально-полосковых переходов. Керамические корпуса изготавливают из сравнительно дешевой керамики 22ХС.

Герметизация модулей СВЧ. Большинство модулей СВЧ выполняют в виде герметичной конструкции для защиты микросхем от внешних воздействий, из которых наиболее опасным является влажность. Герметизация особенно необходима для микросхем, включающих бескорпусные полупроводниковые элементы.

Для создания герметичной конструкции, как правило, использует корпус ИС СВЧ, который имеет две области герметизации: у выводов и в области соединительного шва крышки с корпусом. Герметизация выводов может быть металлокерамической или металлокомпьютерной. Для герметизации широко используют такие неорганические материалы, как слюда, кварц, керамика, стекло.

Герметическое соединение крышки и корпуса производится сваркой, пайкой или склеиванием в зависимости от материала и конструкции корпуса, расположения выводов, серийности производства и т. д. Так, пластмассовые корпуса подвергают химическому никелированию с последующим гальваническим покрытием олово-висмут или герметизируют спаиваемыми по корпусу металлическими крышками. Керамические корпуса герметизируют kleевыми композициями на основе эпоксидно-полиамидного клея или низкотемпературными стеклоцементами.

Широкое распространение получила герметизация корпуса (см. рис. 8.1, а, б) путем спайки крышки с корпусом по контуру с применением резиновой прокладки 3 и стальной луженой проволоки 4. Закладка проволоки позволяет вскры-

вать корпуса при проведении ремонтных работ, а резиновая прокладка препятствует попаданию припоя и флюса внутрь корпуса.

При проведении герметизации воздух из корпуса микросхемы откачивают через металлическую трубку, а затем через эту же трубку под избыточным давлением вводят сухую смесь, содержащую гелий (например, 95% азота и 5% гелия), после чего отверстие трубы запаивают. Контроль герметичности осуществляется с помощью галиевого течеискателя, который настроен на регистрацию гелия в газовой смеси, утечка которой происходит из-за разности давления внутри и снаружи корпуса.

Сборка микросхем. Внутренний монтаж ИС СВЧ включает установку и закрепление микросхемы в корпусе, соединение плат и выполнение внутренних электрических соединений. Для соединений применяют термокомпрессионную, контактную, ультразвуковую, электронно-лучевую и лазерную сварку, пайку, склейку, а также механическое соединение. В табл. 8.1 приведены сравнительные характеристики различных методов контактирования при монтаже ИС.

Полупроводниковые приборы (см. § 6.9) по сравнению с линией передачи (см. § 8.9) могут монтироваться параллельно или последовательно. При параллельном монтаже выводы элемента соединяют с заземленным основанием с одной стороны и с проводником линии — с другой. При последовательном соединении элемент встраивают в разрыв проводника линии и соединяют со свободными концами проводника. Как правило, параллельное соединение полупроводниковых элементов осуществляется, при необходимости хорошего охлаждения.

Способ монтажа активных приборов зависит от мощности рассеяния. Если мощность рассеяния прибора превышает 0,5 Вт, то для лучшего теплоотвода целесообразно полупроводниковые приборы крепить непосредственно к металлическому основанию корпуса схемы. Контакт с проводником на подложке осуществляется при помощи коротких отрезков проволоки или полоскового проводника. В ряде случаев полупроводниковые приборы монтируют на дополнительных теплоотводах или радиаторах, которые крепят к корпусу.

Монтаж полупроводниковых приборов во многом определяется их конструкцией. Наиболее перспективными для ИС СВЧ являются бескорпусные при-

Таблица 8.1. Сравнительные характеристики методов контактирования

Метод контактирования	Прочность	Площадь контакта	Требуемая чистота поверхности	Выбор материала	Давление	Температура
Термокомпрессионная сварка	Высокая	Очень маленькая	Очень высокая	Очень ограниченный	Незначительное	Высокая
Контактная сварка	Очень высокая	Маленькая	Высокая	Практически не ограничен	Высокое	Высокая
Ультразвуковая сварка	Высокая	Очень маленькая	Нормальная	Практически не ограничен	Незначительное	Нормальная
Электронно-лучевая и лазерная сварка	Очень высокая	Маленькая	Нормальная	Практически не ограничен	—	Очень высокая
Пайка	Средняя	Средняя	Высокая	Ограничен	—	Высокая
Механическое соединение	—	Большая	Высокая	—	Высокая	—

боры, имеющие ряд специфических особенностей. Во-первых, эти приборы, не являясь герметичными, предназначены для использования в герметичном корпусе ИС, поэтому большое значение приобретает использование бескорпусных приборов в схемах. Во-вторых, качество проведения технологических операций сборки (пайка, сварка и т. д.) определяет надежность работы и устойчивость прибора к внешним воздействиям.

Бескорпусные приборы имеют различные конструкции выводов (рис. 8.2). Балочные выводы (рис. 8.2, а) имеют форму стержней (балок) из золота, которые выступают за кромку кристалла. Монтаж полупроводниковых приборов с балочными выводами осуществляется с помощью прецизионной сварки выводов, причем для дополнительного крепления к подложке используют различные клеи. Приборы с балочными выводами характеризуются высокой надежностью соединения, возможностью унификации, низкой паразитной емкостью и индуктивностью выводов.

Другая конструкция, называемая «безвыводный перевернутый прибор» (рис. 8.2, б), содержит активный элемент, смонтированный на держателе из керамики, который может быть выполнен в форме «кроватки». С помощью металлизированных площадок на ножках «кроватки» прибор крепится за один цикл пайки, что позволяет легко автоматизировать технологический процесс сборки.

На рис. 8.2, в показана другая конструкция полупроводникового элемента, называемая «перевернутый кристалл», у которого контакты кристалла выполнены в виде шариков или столбиков, непосредственно соединяемых с выводами линии с помощью ультразвуковой, термокомпрессионной сварки или пайки. Такое соединение обеспечивает малую индуктивность выводов и высокую степень интеграции.

Рассмотренные конструкции бескорпусных приборов имеют плохой теплопровод и не обеспечивают герметизацию элементов. Для устранения этих недостатков дискретные элементы помещают в специальный герметичный корпус с хорошим теплоотводом. Однако такая конструкция имеет значительную реактивность выводов и сравнительно высокую стоимость.

Важным вопросом при сборке микросхем СВЧ является крепление подложки к корпусу. Эта операция может проводиться с помощью пайки по периметру (по ширине около 2 мм) или по всей площади металлизированной экранной плоскости подложки, а также приклеивания токогородящими массами. При таких соединениях необходимо учитывать разность ТКЛР подложки и металла корпуса, которая может привести к возникновению трещин, изгибов подлож-

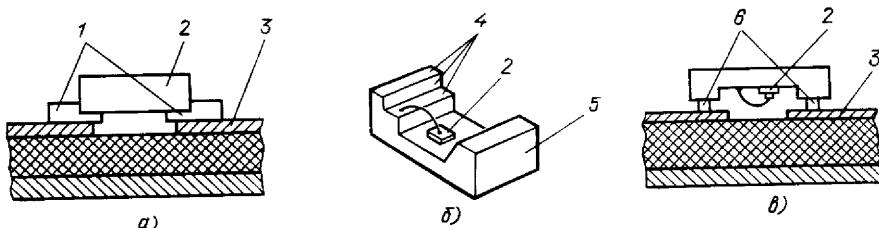


Рис. 8.2. Конструкции полупроводниковых элементов для ИС СВЧ:
а — с балочными выводами; б — «безвыводной перевернутый прибор»; в — «перевернутый кристалл»:
1 — балочные выводы; 2 — кристалл; 3 — МПЛ с зазором; 4 — металлизированные площадки;
5 — керамический держатель; 6 — контакты

ки и разрыву проводников. Иногда используют промежуточное металлическое основание из ковара или титана, на которое устанавливают керамическую подложку, а затем сборку крепят к основанию корпуса с помощью, например, миниатюрных винтов.

8.3. ПЕРЕХОДЫ

Переходы необходимы для соединения СВЧ-модулей с другими СВЧ-устройствами, низкочастотными схемами, измерительной аппаратурой и т. д. К переходам предъявляются следующие основные требования: хорошее согласование, малые потери, универсальность, быстрое и надежное соединение, малые габариты, низкая стоимость [10].

Соединение коаксиальной линии с полосковой возможно либо с помощью непосредственного соединения центральной жилы коаксиального кабеля с полосковым проводником, либо через коаксиально-полосковый переход (рис. 8.3, а). В первом случае, когда осуществляют прямой кабельный ввод, центральную жилу кабеля припаивают к проводнику печатной линии, а экран кабеля соединяют с корпусом или заземленным основанием линии. При воздействии механических нагрузок усилие от наружной части кабеля передается к его центральной жиле, что может привести к ее отрыву от полоскового проводника. Для повышения

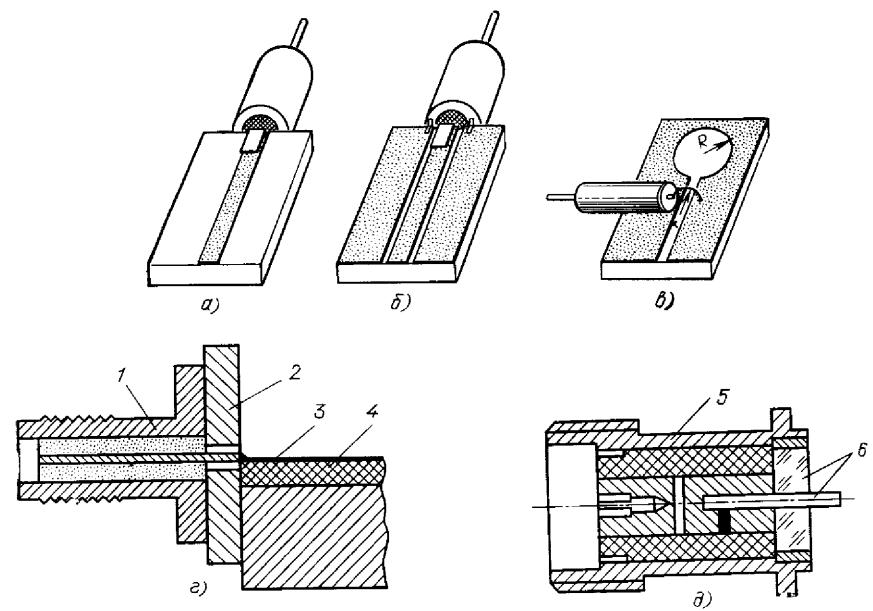


Рис. 8.3. Коаксиально-полосковые переходы:
а — кабельный на микрополосковую линию; б — кабельный на копланарную линию; в — кабельный на щелевую линию; г — коаксиально-микрополосковый;
1 — коаксиал; 2 — переход; 3 — МПЛ; 4 — подложка; 5 — корпус; 6 — металлокерамическая вставка

надежности соединения используют полужесткий кабель (типа РК-50-2-25, РК-50-1—5-25 и т. д.), а также дополнительную гибкую перемычку из фольги, которая соединяет центральную жилу коаксиала с проводником полосковой линии.

Аналогично осуществляется соединение коаксиальной и копланарной линий (рис. 8.3, б). Гальванический контакт внешнего проводника коаксиала с боковыми эквипотенциальными проводящими поверхностями копланарной линии реализуется с помощью металлических перемычек, которые должны быть расположены как можно ближе к краям зазоров копланарной линии, расстояние между которыми равно диаметру внутренней поверхности внешнего проводника коаксиала.

При непосредственном соединении коаксиальной и щелевой линий (рис. 8.3, в) внешняя экранная оболочка кабеля соединяется с краем одной стороны щелевой линии, а центральный проводник кабеля — с другой. Конфигурация центральной жилы кабеля, зависающей над щелью, повторяет изгиб (с радиусом r) силовых линий электрического поля. С целью уменьшения потерь на излучение разомкнутый конец щелевой линии выполняется в виде круга радиусом R , вырезанного в слое металла.

Соосный коаксиально-полосковый переход с микрополосковой линией на коаксиальную (рис. 8.3, г, д) получил широкое распространение, так как из-за одинакости структуры поля в соединяемых линиях позволяет реализовать хорошее согласование в широкой полосе частот. Наилучшие параметры перехода достигаются при равенстве высоты подложки микрополосковой линии радиусу диэлектрика коаксиала и при ширине печатного проводника несколько большей диаметра внутреннего проводника коаксиала. В ИС СВЧ, изготовленных на подложках толщиной 0,5 и 1 мм, удобно использовать коаксиально-полосковые переходы с сечением коаксиала, равным 1,75/0,75 или 3,5/1,5 мм. Соединение центральной жилы коаксиала с проводником полосковой линии в таком переходе осуществляется с помощью пайки, сварки или механического прижима. На рис. 8.3, д приведена конструкция герметичного соосного коаксиально-полоскового перехода, в котором герметизация достигается за счет использования металлокерамической вставки, представляющей собой спай согласующихся по ТКЛР материалов центральной жилы, корпуса и диэлектрического заполнения, например ковар-кварцевое стекло. Корпус впаяивается в СВЧ-модуль.

При измерениях параметров некорпусированных СВЧ-микросхем используется, как правило, стандартная измерительная аппаратура с измерительным трактом на основе коаксиального волновода стандартного сечения, что требует применения дополнительного перехода. Такой переход может быть плавным или ступенчатым (см. § 4.7) и должен с одной стороны оканчиваться стандартным коаксиальным соединителем, а с другой — контактом для присоединения к полосковому проводнику.

Значительно реже чем соосные используются перпендикулярные коаксиально-полосковые переходы, в которых ось коаксиала перпендикулярна плоскостям полоскового проводника и заземленного проводника полосковой линии. Из-за необходимости сверления отверстий в заземленной и диэлектрической пластинах перпендикулярный переход оказывается неуниверсальным, сложным при изготовлении и сборке.

При переходе со стандартного прямоугольного волновода на полосковую линию (рис. 8.4) происходит преобразование волны H_{10} волновода в Т-волну полосковой линии. Данная трансформация волн осуществляется с помощью П-образного ступенчатого или плавного перехода. Воздушный зазор между широкой стенкой волновода и вставкой равен толщине подложки МПЛ. Край выступа гальванически соединен металлической перемычкой с проводником МПЛ.

Одно из направлений повышения плотности интеграции СВЧ-микросхем связано с применением многослойных структур, в которых используются межслойные переходы. На рис. 8.5 представлены переходы между различными типами полосковых линий. Межслойные переходы реализуются с помощью щелевых окон (резонаторов), шлейфных переходов, сквозных отверстий с проводящими штырями, проходящими через диэлектрическую подложку полоско-ленточных переходов.

На рис. 8.5, а показано соединение двух микрополосковых линий с помощью полуволнового щелевого резонатора, выполненного в общем слое металлизации этих линий, зеркально расположенных относительно друг друга. Резонансная щель размещена в пучности магнитных полей соединяемых линий. Проводники ли-

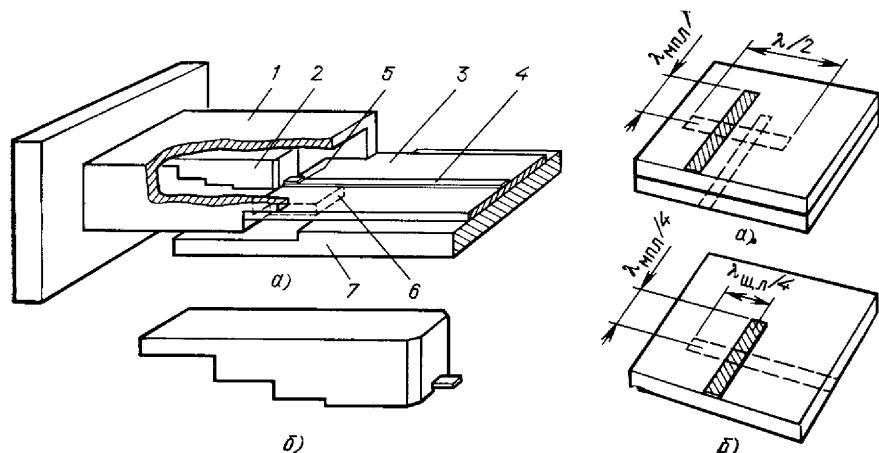


Рис. 8.4. Соосный волноводно-микрополосковый переход:

а — общий вид; *б* — ступенчатый трансформатор к проводнику микрополосковой линии;
1 — волновод; 2 — трансформатор; 3 — подложка; 4 — линия; 5 — контакт; 6 — земляной контакт; 7 — основание

Рис. 8.5. Конструкции переходов на микрополосковую линию:

а — от микрополосковой линии; *б* — от щелевой линии

ний перпендикулярны оси щели и заканчиваются разомкнутыми четвертьволновыми шлейфами. Связь линий осуществляется по составляющим магнитных полей, направленным вдоль щелевого резонатора. Такие щелевые переходы обладают свойствами полосового фильтра с полосой пропускания рабочих частот до 10%.

В шлейфных переходах выравнивание потенциалов в проводниках соединяемых линий осуществляется с помощью разомкнутых и короткозамкнутых шлейфов. Примером такого соединения является переход от щелевой к микрополосковой линии передачи (рис. 8.5,б). Эти две взаимно перпендикулярные линии, расположенные по разные стороны подложки, пересекаются в пучностях магнитных полей. За точкой пересечения щелевая линия заканчивается четвертьволновым короткозамкнутым шлейфом, а МПЛ — четвертьволновым разомкнутым шлейфом. С помощью этих шлейфов проводится выравнивание потенциалов соединяемых линий. В полосе пропускания 30% $K_{ct} \leq 1,1$, потери менее 0,2 дБ.

8.4. ЭЛЕМЕНТЫ СВЧ-МИКРОСХЕМ

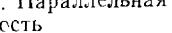
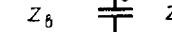
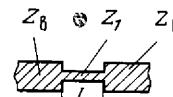
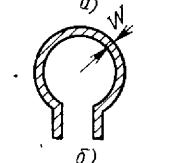
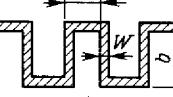
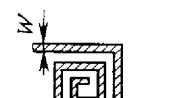
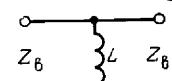
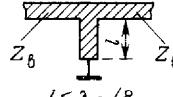
Элементы СВЧ-микросхем в зависимости от геометрических размеров могут иметь распределенную или сосредоточенную структуру [5]. Элементы с сосредоточенными параметрами в отличие от элементов с распределенными параметрами имеют линейные размеры значительно меньше длины волны, определяемой в соответствующей линии передачи, т. е. $l < \lambda_b/10$.

Преимуществом применения сосредоточенных элементов в ИС СВЧ по сравнению с распределенными является независимость параметров от частоты, малые габаритные размеры, а существенными недостатками являются большие потери и в некоторых конструкциях — усложнение технологии производства.

Конденсаторы. Наиболее распространенные конструкции пленочных емкостных элементов приведены в табл. 8.2. В зависимости от вида электростатической связи их можно разделить на две основные группы: со слабой боковой связью между двумя и более проводниками, расположенными в одной плоскости и разделенными узким зазором (рис. 1,а,б; 2,б табл. 8.2), и с сильной лицевой связью между двумя и более проводящими плоскостями, расположенными друг над другом и отделенными слоем диэлектрика (рис. 1,в,г; 2,а табл. 8.2).

Конденсаторы первой группы просты в реализации (не требуют дополнительных технологических операций). Однако в конденсаторах с боковой связью заряд и максимальная плотность тока сконцентрированы вблизи зазора между проводниками, что приводит к уменьшению добротности, значение которой не превышает 50 на частоте 10 ГГц. Кроме того, емкость таких планарных конструкций ограничена технологическими возможностями получения малых зазоров S и не превышает десятых долей пикофарады. Некоторое увеличение емкости (до 1 пФ) достигается во встречно-штыревых конденсаторах (рис. 1,б, 2,б табл. 8.2). Для

Таблица 8.2. Пленочные емкости и индуктивности

Название и схема элемента	Конструкция элемента	Формулы для расчета
1. Последовательная емкость	                            $Z_1 \gg Z_B; l < \lambda_B/8$    	$L \approx Z_1 l \sqrt{\epsilon_{\phi}/c};$ L — в Гн; $c = 3 \cdot 10^{11}$ мм/с; l — в мм; Z_1 — в Ом; $L = 200,5 \cdot 10^{-3} l \{ \ln [l/(W+t)] - 1,76 \};$ l — периметр в мм; W — в мм; t — толщина в мм; L — в нГн $L = 0,1 b [4 n \ln (2a/W) - C_n],$ n — число элементов меандровой линии длиной b ; $C_n \approx 1,5n$; L — в нГн; a, b, W — в мм; $L = 39,3 \cdot 0,8 a^2 N^2 / (6a + 10b);$ $a = (R_1 + R_2)/2;$ $b = R_2 - R_1;$ L — в нГн; a, b — в мм; R_1 — внутренний радиус в мм; R_2 — внешний радиус в мм; N — число витков; $L = 8,5 S^{1/2} N^{5/3};$ L — в нГн; S — площадь в см ²
4. Параллельная индуктивность	 	—

сосредоточенных структур таких конденсаторов с относительно высокой добротностью и хорошими частотными свойствами они должны иметь малую ширину зазора S (около 5 мкм) и большое число относительно широких и коротких штырей (для снижения паразитной индуктивности).

В конденсаторах второй группы, представляющих собой многослойную пленочную структуру (рис. 1,в,г, 2а табл. 8.2), содержащую металлические обкладки и слой диэлектрика между ними, емкость на единицу занимаемой площади значительно выше, что обеспечивает большие значения номиналов емкостей (десятки пикофарад). Для увеличения емкости применяют диэлектрики с большим ϵ и малой толщиной h . Минимальная толщина определяет допустимую электрическую прочность конструкции. Точность выполнения номинала емкости таких конденсаторов составляет 10 ... 15 %. Если необходима более высокая точность, применяется подстройка с помощью соединения изолированных друг от друга подстроечных площадок верхней обкладки (рис. 1,г табл. 8.2); соединение осуществляется проводящими перемычками.

В полупроводниковых микросхемах применяют также конденсаторы, емкость которых определяется емкостью обратносмещенного диода Шотки. Добротность этих конденсаторов низкая, однако их емкость может изменяться в зависимости от напряжения смещения, что в ряде случаев является существенным достоинством (в электрически перестраиваемых генераторах и усилителях).

Индуктивности. Простейшая последовательная индуктивность представляет собой высокоомный отрезок полосковой линии малой длины $l < \lambda_B/8$ (рис. 3,а табл. 8.2). Однослойные сосредоточенные индуктивные элементы могут быть реализованы также в виде одного плоского витка (рис. 3,б табл. 8.2) или проводника меандровой формы (рис. 3,в табл. 8.2).

В индуктивностях спиральной формы центральный вывод спирали пропускается над катушкой и изолируется от нее диэлектрической пленкой. Реализация такой трехслойной конструкции представляет определенные конструктивно-технологические сложности. Круглые и прямоугольные спирали, а также меандровые линии позволяют получить большие значения индуктивности. Так, типичные значения индуктивности прямолинейных полосковых линий и одновитковых катушек лежат в пределах 0,2 ... 1 нГн, а многовитковых спиралей — в пределах десятков и сотен наногенри. Квадратные спирали по сравнению с круглыми имеют большую индуктивность на единицу площади, но меньшую добротность. Индуктивность и добротность катушки зависят от ее геометрических размеров и расстояния до заземляющей плоскости. При расчете индуктивности влиянием заземленного основания можно пренебречь, если высота подложки более чем в 20 раз превышает ширину проводника спирали. Изменение индуктивности за счет близости соседних проводников в плоскости катушки становится несущественным, если она расположена на расстоянии,

превышающем ширину полоски в 4...5 раз. Увеличение ширины полоски повышает добротность катушки. Однако следует помнить, что длина спирали должна быть гораздо меньше длины волн в линии передачи. Учитывая вышесказанное и соотношения табл. 8.2, максимальная добротность спирали реализуется при $R_2/R_1 \approx 5$.

Параллельная индуктивность может быть выполнена в виде короткозамкнутого параллельного шлейфа длиной $l < \lambda_b/8$ (рис. 4 табл. 8.2).

LC-структурь представляют собой плоские конденсаторы, у которых одна из обкладок заменена плоской спиралью. Такие структуры используются на частотах от 10 МГц до 6 ГГц и выше.

Резисторы. Пленочные резисторы используются в качестве согласованных нагрузок, в СВЧ-сумматорах и делителях мощности, аттенюаторах, в цепях управления и питания.

Сосредоточенные резисторы, как правило, имеют прямоугольную форму (рис. 1, 2, 3 табл. 8.3). Сопротивление такого пленочного резистора равно

$$R = R_s l_p / W_p = R_s n,$$

где l_p и W_p — длина и ширина пленочного резистора; $n = l/W$ — коэффициент формы, указывающий на степень отличия формы от квадрата. Данное соотношение показывает, что сопротивление резистора не зависит от площади, а определяется его формой.

Поверхностное сопротивление пленочного резистора (или сопротивление квадрата пленки), Ом/□, равно

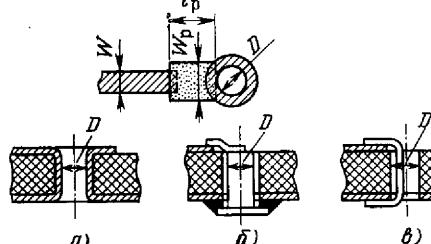
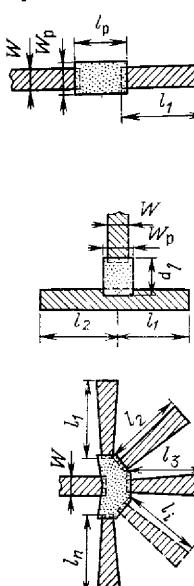
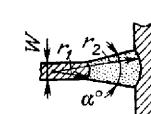
$$R_s = 1/\sigma t_p.$$

Для уменьшения размеров резистора необходимо увеличивать R_s за счет уменьшения толщины резистивной пленки t . Однако при этом у тонких пленок появляется неоднородность по химическому составу и структуре, что приводит к уменьшению выхода годных элементов на начальных операциях изготовления и к нестабильности их во времени; кроме того, существует оптимальное значение толщины, определяемое температурным коэффициентом сопротивления.

Уменьшение ширины ограничено предельными возможностями технологического процесса и требуемой максимально допустимой рассеиваемой мощностью. Считается допустимым в резистивной пленке рассеивать на подложке из поликорда мощность до 20 Вт/см². Поэтому в сосредоточенных пленочных резисторах можно рассеивать мощность примерно до 0,5 Вт. При больших мощностях используются распределенные резисторы в виде линий с большими потерями.

После выбора ширины резистивного слоя, исходя из требуемого числа квадратов (для реализации заданного R) определяют длину резистора, учитывая при этом некоторую поправку (удлинение) на необходимые перекрытия с подводящими проводниками.

Таблица 8.3. Резисторы

Тип резистора	Формулы для расчета
1. Прямоугольный резистор с заземлением через отверстие в подложке	$R = R_s l_p / W_p$, где R_s в Ом
 <i>a)</i> <i>b)</i> <i>c)</i>	
2. Резисторы с четвертьвольновыми разомкнутыми шлейфами	$R = R_s l_p / W_p$, Ом; $l_{шл} \approx \lambda_b/4$, $Z_{шл} \approx 0,1R \operatorname{tg}(\pi/2\sqrt{k})$, где $k = f_2/f_1$; f_1 и f_2 — граничные частоты полосы пропускания; Z — в Ом
	
3. Резистор в форме сектора	$R = R_s a^\circ \pi / 180 \ln(r_2/r_1)$, где R — в Ом
	

Окончание табл. 8.3

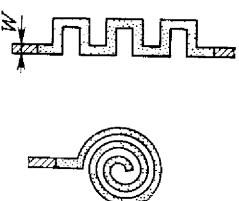
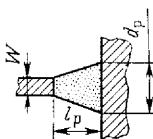
Тип резистора	Формулы для расчета
4. Резистор в форме трапеции	$R = [R_s l_p / (d_p - W)] \ln(d_p/W)$, где R — в Ом
5. Резистор в форме полуокружности	$R = R_s \pi / \ln(r_2/r_1)$, где R — в Ом
6. Распределенные резисторы	Модуль коэффициента отражения $ \Gamma = 0,008 R_s \lambda_b / Z_b W$ Погонное затухание, дБ/ед. длины, $\alpha_c = 8,7 R_s / Z_b W$

ками. При реализации сопротивлений 25 ... 500 Ом перекрытие изменяется соответственно от 0,7 до 0,2 мм.

В СВЧ-резисторе имеет место распределенная шунтирующая емкость, которая снижает полное сопротивление резистора на высоких частотах по сравнению с сопротивлением на постоянном токе. Для устранения этого недостатка слой металлизации под резистором удаляют.

В согласованных СВЧ-нагрузках сосредоточенный резистор (с сопротивлением, равным волновому сопротивлению линии) включается между подводящей линией передачи и короткозамыкателем (элементом заземления).

Короткозамыкатели служат для осуществления электрического контакта между полосковыми проводниками (в данном случае резистором), расположеннымми на лицевой стороне, с металлизированной обратной стороной подложки. Соединения выполняются через отверстия в подложке металлизацией отверстий (рис. 1, а табл. 8.3) с помощью проводников в виде металлической проб-



ки (рис. 1, б табл. 8.3) или лепестка (рис. 1, в табл. 8.3). В случае одинаковых диаметров отверстий в подложке короткозамыкатель с металлизированным отверстием имеет наименьшую паразитную индуктивность, которая составляет 0,2 ... 0,5 нГн при диаметре отверстия 1 ... 2 мм и толщине подложки 1 мм. Такие реализации часто оказываются сложными. Поэтому в ряде случаев прибегают к следующему искусственному приему: к выходу резистора подключают разомкнутый на конце отрезок линии длиной $l_1 = \lambda_b/4$, заземляющий резистор по СВЧ (рис. 2 табл. 8.3). Параллельное включение в одно сечение двух и более разомкнутых шлейфов (рис. 2 табл. 8.3) с различными длинами, несколько отличающимися от длины $\lambda_b/4$, соответствующей центральной частоте, позволяет расширить рабочую полосу частот (полосу хорошего заземления по СВЧ).

В широкополосной пленочной нагрузке (рис. 2 табл. 8.3) в зависимости от требуемой полосы пропускания выбирается форма пленочного резистора, длина, форма и число шлейфов; длины шлейфов l_1, l_2, \dots, l_n отличаются друг от друга, но близки к $\lambda_b/4$, где λ_b — длина волны, изменяющаяся в пределах рабочего диапазона частот.

Резисторы с мощностью рассеяния до 0,5 Вт обычно выполняются в виде сосредоточенных пленочных конструкций (рис. 1, 2 табл. 8.3), а при более высокой мощности рассеяния используются конструкции, имеющие большую площадь, в форме сектора, трапеции, полуокружности (рис. 3—5 табл. 8.3).

Микрополосковые пленочные распределенные нагрузки (рис. 6 табл. 8.3) выполняются на основе МПЛ с высоким значением вносимого затухания, у которой верхний проводник имеет поверхностное сопротивление R_s значительно большее, чем поверхностное сопротивление заземленного основания. Для реализации большого значения R_s толщину верхнего проводника t_p выбирают много меньше глубины скин-слоя или же используют материал верхнего проводника с низкой электропроводностью. С целью получения больших значений затуханий и хорошего согласования при ограниченных габаритных размерах микросхемы проводник нагрузки «свертывают» в спираль или меандровую линию.

Подстройка номинала пленочного резистора производится путем изменения его формы с помощью подрезки резцом, лазерным или электронным лучом, а также за счет уменьшения толщины резистивного слоя путем абразивной подгонки или формирования оксидной пленки.

Помимо пленочных резисторов в ИС СВЧ используются различные типы малогабаритных навесных резисторов: ниточкой конструкции (С2-12, С3-3 и т. д.), таблеточные (С3-2) и др.

Неоднородности. К основным типам неоднородностей, встречающихся в микроэлектронных устройствах СВЧ, относятся изгибы, скачкообразное изменение волнового сопротивления линий, разомкнутые и замкнутые концы линий, Т-образное соединение, пересечение линий, зазор в линии.

Такие неоднородности, как зазор в линии, вводятся специально для достижения определенных функций устройства (рис. 1, а, б табл. 8.2). Другие неоднородности называют паразитными, так как они не вводятся намеренно, и их пытаются снизить или скомпенсировать. Паразитные неоднородности вызывают отражения основной волны, являются источниками высших типов волн и паразитного излучения. Их влияние на электрические характеристики микросхем СВЧ усиливается с повышением рабочей частоты, когда геометрические размеры неоднородностей становятся соизмеримыми с длиной волны в линии передачи. Присущая всем неоднородностям резкая вариация формы полосковой линии приводит к искажению электрического и магнитного полей в ее объеме, что может быть учтено в эквивалентной схеме неоднородности соответственно дополнительной емкостью и индуктивностью. Когда размеры неоднородностей очень малы по сравнению с длиной волны в линии передачи, их эквивалентные схемы состоят только из одного реактивного сопротивления, расположенного в точке неоднородности. Если же неоднородность имеет большую протяженность, то эквивалентная схема обычно представляется четырехполюсником П- или Т-типа.

Неоднородность в виде изгиба (рис. 8.6, а, б) микрополосковой линии имеет эквивалентную схему (рис. 8.6, в), в которой параллельная емкость C обусловлена накоплением заряда, а последо-

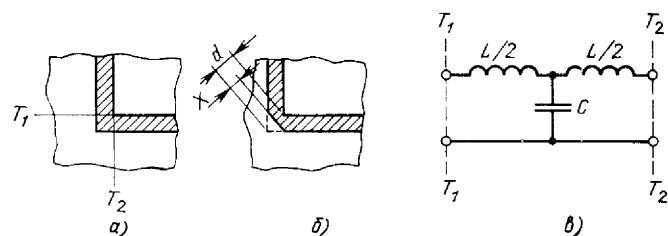


Рис. 8.6. Неоднородности в виде прямоугольного изгиба:
а — некомпенсированного; б — компенсированного; в — эквивалентная схема

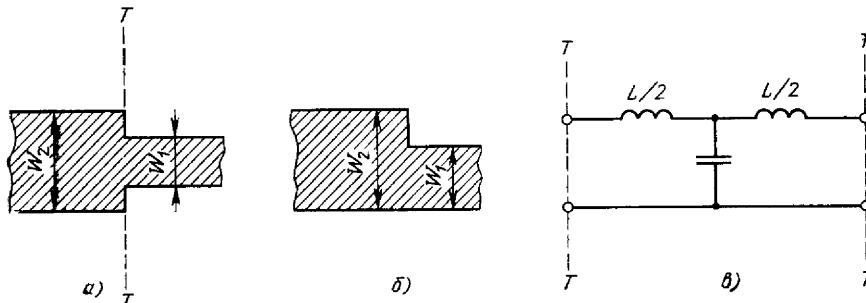


Рис. 8.7. Неоднородность в виде скачкообразного изменения волнового сопротивления:
а, б — топологии; в — эквивалентная схема

вательная индуктивность $L/2$ — искажением магнитного поля в изгибе. С целью уменьшения отражений от изгиба (уменьшения значений C и L) последний следует выполнять со скосом (рис. 8.6, б). Скос (X/d) зависит от частоты, угла изгиба, типа и параметров линии передачи.

Неоднородность в виде скачкообразного изменения волнового сопротивления линии (рис. 8.7, а) часто встречается в согласующих трансформаторах, фильтрах соединительных элементах и т. д. Эквивалентная схема такой неоднородности представлена на рис. 8.7, в. Для неоднородности на микрополосковой линии имеем:

$$C/V\sqrt{W_1 W_2} = 130 \lg(W_2/W_1) - 44C/V\sqrt{W_1 W_2} = (10,1 \lg \varepsilon + 2,33) \times \\ \times W_2/W_1 - 12,6 \lg \varepsilon - 3,13 \text{ для } \varepsilon \leqslant 10; \quad 1,5 < W_2/W_1 < 3,5; \\ L/h = 40,5(W_2/W_1 - 1,0) - 75 \lg(W_2/W_1) + 0,2(W_2/W_1 - 1)^2.$$

Неоднородности в виде разомкнутого (рис. 8.8, а, б) и замкнутого (рис. 8.8, г, д) концов линий имеют место в согласующих цепях СВЧ, резонаторах, фильтрах и т. д. Эти неоднородности могут быть представлены в случае разомкнутого конца эквивалентной схемой рис. 8.8, в, а для короткозамкнутого конца — схемой рис. 8.8, е, где R учитывает излучение, а C и L — накопление энергии на концах линий. Увеличение реактивной энергии разомкну-

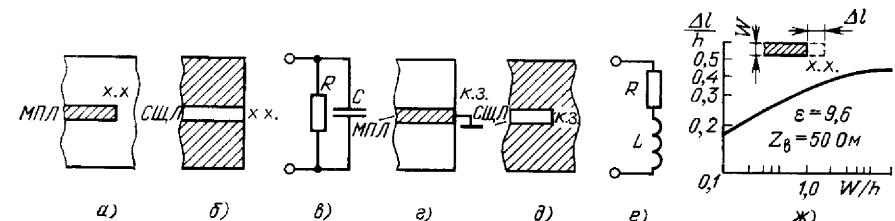


Рис. 8.8. Неоднородности в виде разомкнутого (а—в) и замкнутого (г—е) концов линий

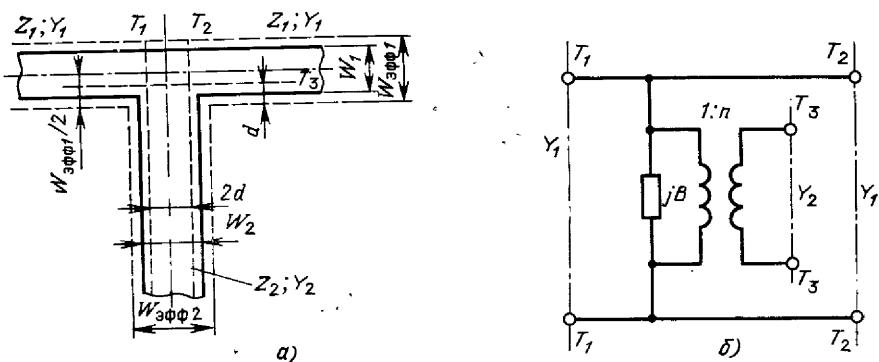


Рис. 8.9. Неоднородность в виде Т-образного соединения:
а — Т-соединение; б — эквивалентная схема

того конца полосковой линии может быть представлено как эквивалентное увеличение ее электрической длины Δl . На рис. 8.8, ж в качестве примера приведен график зависимости относительного увеличения длины разомкнутого конца МПЛ ($\Delta l/h$) от основных параметров линии.

Неоднородность в виде Т-образного соединения (рис. 8.9, а) часто встречается в согласующих цепях, кольцевых и шлейфных направленных ответвителях, делителях и сумматорах мощности. На рис. 8.9, б показана эквивалентная схема Т-соединения на основе МПЛ.

8.5. РЕЗОНАТОРЫ

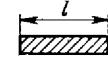
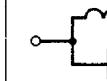
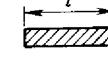
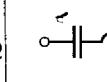
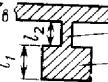
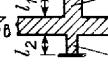
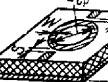
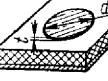
В интегральных схемах СВЧ-фильтров, генераторов, усилителей используются печатные и объемные резонаторы (табл. 8.4).

Печатные резонаторы чаще всего выполняют в виде отрезков полосковой линии передачи длиной $\lambda_B/4$, $\lambda_B/2$ или λ_B , разомкнутых (рис. 2 табл. 8.4) или короткозамкнутых (рис. 1 табл. 8.4) на конце. Короткозамкнутый резонатор обладает более высокой добротностью и значительно меньшим концевым излучением по сравнению с разомкнутым резонатором. Так, 50-омный разомкнутый на конце микрополосковый резонатор на подложке из поликорса толщиной 1 мм в 10-санитметровом диапазоне волн имеет добротность 185, а аналогичный короткозамкнутый резонатор — добротность 480. Наиболее серьезным недостатком короткозамкнутых резонаторов является необходимость замыкания проводника на основание с помощью специальных короткозамыкателей (см. рис. 1, а, б, в табл. 8.3), что значительно усложняет технологический процесс их изготовления.

В конструкциях фильтров часто используют резонаторы из последовательно (рис. 3 табл. 8.4) или параллельно (рис. 4 табл. 8.4) соединенных между собой индуктивных и емкостных элементов, которые к линии передачи подключают параллельно.

В конструкциях печатных резонаторов, выполненных в виде кольца или прямоугольника (квадрата) (рис. 5, 6 табл. 8.4) длиной $n\lambda_B$, краевой эффект устраняется. Если толщина диэлектрической подложки мала ($h \leq 0,2$ см; $h/R \leq 0,1$), то в кольцевом резонаторе (рис. 5 табл. 8.4) возможно существование колебаний типа квази- E (E_{m10}), при которых практически отсутствует зависимость полей от координаты z , перпендикулярной плоскости подложки. Чем шире кольцо, тем более высокие типы колебаний могут возбуждаться и поддерживаться в данных структурах. При ширине кольца больше $\lambda_B/2$ в резонаторе возникают высшие типы колебаний E_{mn0} ($n > 1$). При увеличении ширины W кольцевой резонатор в пределе ($W/R \rightarrow 1$) преобразуется в дисковый (рис. 7 табл. 8.4). Чем больше радиус диска, тем более высокие типы колебаний возбуждаются и поддерживаются в резонаторе. При малой толщине подложки распределение вектора электрического по-

Таблица 8.4. Резонаторы

№/п	Топология резонатора	Длина	Эквивалентная схема	Формулы для расчета
1		$l = \lambda_B/4$		—
2		$l = \lambda_B/2$		—
3		—		$z_1 \ll z_2; z_2 > z_B; C \approx \frac{33,3}{z_1} l_1 \sqrt{\epsilon_r}; L = \frac{z_2}{30} l_2 \sqrt{\epsilon_r}; l - \text{в см}; z - \text{в Ом}; C - \text{в пФ}; L - \text{в нГн}$
4		—		$z_1 \ll z_2; z_2 > z_B; C \approx \frac{33,3}{z_1} l_1 \sqrt{\epsilon_r}; C - \text{в пФ}; L - \text{в нГн}; L = \frac{z_2}{30} l_2 \sqrt{\epsilon_r}$
5		$l = n\lambda_B$	—	$\lambda_{\text{рез}} = \pi d_{\text{cp}} \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}$
6		$l = 2(a+b) = n\lambda_B$	—	$\lambda_{\text{рез}} = l \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}/n; a \gg W; b \gg W$
7		—	—	$\lambda_{\text{рез}} = \frac{[2\pi r_{\text{eff}} \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}]}{d_{m,n}}; r_{\text{eff}} = f(d, h); d_{m,n} - \text{функция Бесселя } m\text{-го порядка}$

Окончание табл. 8.4

№ № п/п	Топология резонатора	Длина	Эквивалентная схема	Формулы для расчета
8		—	—	$\lambda_{\text{рез}} = \frac{2\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}}{\sqrt{\left(\frac{m}{a_{\text{эфф}}}\right)^2 + \left(\frac{n}{b_{\text{эфф}}}\right)^2}}$ $a_{\text{эфф}} = \left[\frac{120\pi a^3 h}{z_B(a, h, \epsilon) \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}} \right]^{\frac{1}{4}}$ $b_{\text{эфф}} = \left[\frac{120\pi b^3 h}{z_B(b, h, \epsilon) \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}} \right]^{\frac{1}{4}}$
9		—	—	$f_{\text{рез}} = A(e+B)/h\sqrt{\epsilon}$, где A и B — постоянные коэффициенты, определяемые экспериментально; $e=h/D$

ля вдоль оси z близко к равномерному; при этом имеют место колебания квази- E_{mn0} .

Связь резонаторов с полосковой линией может быть реализована, например, за счет регулярных полосковых линий (рис. 5 — 8 табл. 8.4), диаметрально подключенных к кольцевому резонатору через зазоры связи. Зазор S выбирается таким, чтобы, с одной стороны, неискажалось поле резонатора, а с другой — обеспечивалась необходимая величина связи.

При проведении расчетов следует иметь в виду, что при определенных условиях структуры (рис. 5 — 8 табл. 8.4) могут превратиться из резонаторов в излучатели (см. § 8.15).

Объемные резонаторы имеют форму диска (рис. 9 табл. 8.4), параллелепипеда, стержня или сферы из диэлектрика или феррита с высокими значениями ϵ и μ . Принцип действия диэлектрического резонатора (ДР) основан на явлении полного внутреннего отражения от границы раздела диэлектрик — воздух. При этом электромагнитное поле концентрируется в объеме резонатора и потери на излучение оказываются небольшими.

Достоинством ДР являются малые габаритные размеры и потери, что обеспечивается использованием диэлектрика с высоким $\epsilon \geq 30$ и малым $\operatorname{tg} \delta \leq 10^{-3}$. Нагруженная добротность резонатора зависит от диэлектрических потерь $Q_h = 1/\operatorname{tg} \delta$ и при $\operatorname{tg} \delta = (1 \dots 2) \cdot 10^{-4}$ лежит в пределах 5000 ... 10 000, что соизмеримо с добротностью полых волноводных резонаторов. По сравнению с волноводными диэлектрическими резонаторами имеют гораздо меньшие

размеры. Например, фильтр на диэлектрических резонаторах из TiO_2 ($\epsilon \approx 85$) в экранирующем корпусе имеет в 3—5 раз меньший объем по сравнению с аналогичным волноводным фильтром.

К недостаткам ДР следует отнести необходимость экранирования резонатора, что увеличивает массогабаритные параметры, а также наличие чувствительности к колебаниям температуры окружающей среды. Последний недостаток в значительной степени устраняется за счет комбинированного применения материалов с добавками, имеющими различные температурные коэффициенты расширения.

Широкое применение находят объемные резонаторы из монокристаллов железо-иттриевого феррит-граната (ЖИГ), чаще всего сферической формы, имеющие узкую резонансную кривую, высокую нагруженную добротность (порядка нескольких тысяч) при малых геометрических размерах. Собственная частота колебаний в феррите связана линейной зависимостью с напряженностью поля подмагничивания, что позволяет осуществить электрическую перестройку частоты резонатора.

8.6. ФИЛЬТРЫ

Интегральные схемы СВЧ-фильтров чаще всего конструируют на основе МПЛ (см. § 3.10) и вышеописанных простейших элементов (см. §§ 8.4 и 8.5). Как известно, МПЛ в отличие от полых волноводов не имеют нижней частоты отсечки, а потому на их основе могут быть реализованы практически все типы фильтров, включая фильтры нижних частот [5, 10].

Фильтры нижних частот (ФНЧ) используются в схемах детекторов и смесителей, в цепях питания ИС СВЧ и др. Одна из схем ФНЧ на элементах с распределенными параметрами представлена на рис. 8.10, а, где так же, как в коаксиальном фильтре (см. рис. 5.27), отрезки линий с высоким волновым сопротивлением Z_B , эквивалентны последовательной индуктивности, а чередующиеся с ними отрезки линий с низким волновым сопротивлением Z_B' — параллельной емкости; при этом значения Z_B , должны быть по возможности большими, а Z_B' — как можно меньши-

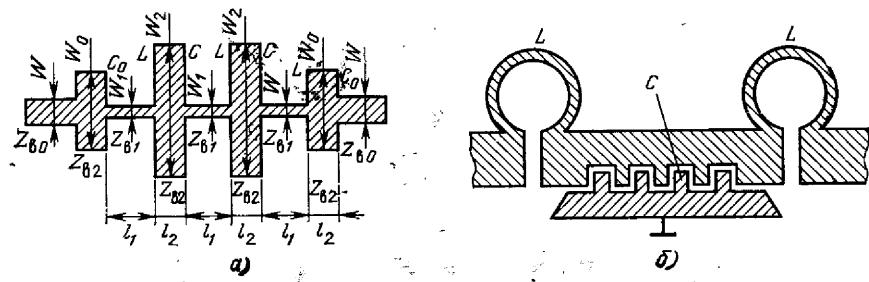


Рис. 8.10. Фильтры нижних частот на элементах:
а — с распределенными параметрами; б — с сосредоточенными параметрами

ми. Отрезки однородных линий передачи должны быть более короткими ($l < \lambda_{\min}/8$) по сравнению с наименьшей длиной волны λ_{\min} в полосе пропускания. Это позволяет избежать частотной зависимости параметров отдельных элементов фильтра, усложняющей расчеты и затрудняющей создание фильтров с нужными характеристиками. Из-за краевых эффектов возможны связи по электрическому полю двух соседних отрезков линий с малыми волновыми сопротивлениями, поэтому минимальная длина отрезков линий с большим волновым сопротивлением ограничена значением, при котором эта связь оказывается допустимой.

Уменьшение волнового сопротивления Z_b лимитировано максимально возможной шириной проводника, при которой еще не возникают высшие типы волн ($W < \lambda_b/2$), а увеличение осложнено технологическими ограничениями получения тонких проводников. Так, для МПЛ при $h=1$ мм, $\epsilon=10$ и граничной частоте полосы пропускания фильтра 1 ГГц возможны значения волновых сопротивлений: $Z_{b\max} \approx 125$ Ом, $Z_{b\min} \approx 20$ Ом.

Меньшие габаритные размеры имеют ФНЧ с сосредоточенными параметрами. Простейший трехэлементный фильтр (рис. 8.10,б), выполненный по Т-образной схеме на двух одновитковых индуктивностях ($L=1,9$ нГ) и емкости встречно-штыревой структуры ($C=1,5$ пФ), имеет частоту среза 4 ГГц на уровне 3 дБ, а при частоте 9 ГГц — затухание 20 дБ. Фильтр вместе с 50-омными выводами размещается на квадратной пластинке размером 6×12 мм.

Фильтры верхних частот (ФВЧ) (рис. 8.11) аналогично коаксиальному фильтру (см. рис. 5.28) выполняются с помощью соединения параллельных индуктивностей в виде полосковых короткозамкнутых шлейфов с высоким волновым сопротивлением, имеющих малую длину ($l < \lambda_{b\max}/8$), и последовательных емкостей (см. табл. 8.2).

Из-за трудности реализации надежного короткого замыкания на высокочастотных участках СВЧ-диапазона применяют широкополосные полосовые фильтры, называемые фильтрами *псевдоверхних частот*.

Полосовые фильтры (ПФ) могут быть реализованы на основе микрополосковых резонаторов, связанных между собой определенным способом. Подобный ПФ, имеющий последовательные связи полуволновых резонаторов через торцевые емкости, показан на рис. 8.12,а. Расстояние между центрами зазоров равно $\lambda_{b0}/2$, а величина зазора определяет полосу пропускания фильтра. Для получения широкой полосы пропускания соседние резо-

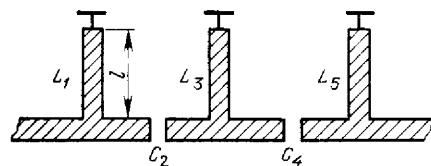


Рис. 8.11. Фильтр верхних частот

наторы должны быть сильно связаны между собой, что возможно при больших емкостях в зазорах (очень малых S). Ввиду технологических ограничений на зазор реализуемые полосы пропускания не превосходят 20 %. Длина такого фильтра получается очень большой.

Более компактная конструкция ПФ со связью полуволновых полосковых резонаторов через боковые поверхности показана на рис. 8.12,б. Достоинством таких фильтров на параллельно связанных резонаторах являются малые габаритные размеры, относительно большие расстояния между резонаторами, что облегчает их производство и повышает электрическую прочность, крутые скаты частотной характеристики.

Полосовые фильтры на связанных резонаторах весьма чувствительны к технологическим допускам. Так, отклонение толщины подложки h от расчетной вызывает возрастание вносимых потерь и изменение ширины полосы пропускания, а изменение диэлектрической проницаемости подложки приводит к изменению центральной частоты фильтра относительно расчетного значения. Указанная чувствительность к допускам повышается при уменьшении полосы пропускания фильтра.

Затухание фильтра в полосе пропускания тем меньше, чем выше собственная добротность и чем меньше число звеньев. Крутизна частотной характеристики фильтра тем выше, чем больше число звеньев и выше собственная добротность резонаторов. Длина каждого звена фильтра должна быть соответствующим образом скорректирована (укорочена) из-за влияния емкости разомкнутых концов (см. § 8.4).

Фильтр на встречных стержнях (рис. 8.12,в) состоит из полосковых четвертьволновых резонаторов, короткозамкнутых на од-

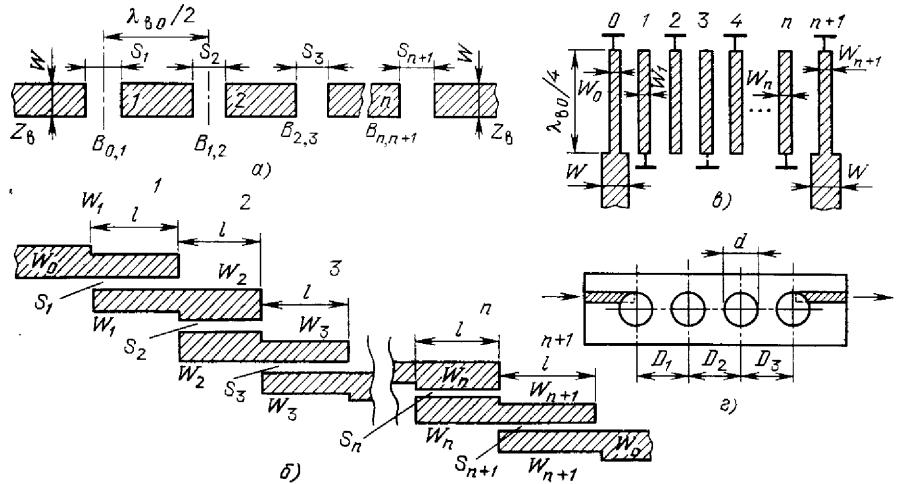


Рис. 8.12. Полосовые фильтры:

а — на линии с зазорами; б — на связанных линиях; в — на встречных стержнях; г — с диэлектрическими резонаторами высокой добротности

ном конце и разомкнутых на другом, причем короткозамкнутые концы чередуются. Фильтры на встречных стержнях имеют малые габаритные размеры и потери, широкие пределы полосы пропускания (1 ... 60%). Однако выполнение такого фильтра в печатном исполнении связано с трудностями обеспечения надежного короткого замыкания резонаторов.

Одна из основных проблем полосковых фильтров, обусловленная ограниченной добротностью печатных резонаторов, состоит в получении малых потерь и узкой полосы пропускания. Поиски путей решения этой задачи привели к разработке фильтров с использованием объемных высокодобротных диэлектрических и ферритовых резонаторов (см. § 8.5). При увеличении числа последовательно включенных в полосковую линию объемных резонаторов возможно расширение полосы пропускания и повышение крутизны скатов частотной характеристики; при этом для исключения нежелательных провалов в частотной характеристике центральные частоты резонаторов должны отличаться не более, чем на половину ширины их индивидуальных полос пропускания. Форма частотной характеристики фильтра зависит от степени связи резонаторов с полосковой линией и конструкции области связи. Поскольку добротность диэлектрических резонаторов примерно на порядок выше добротности микрополосковых резонаторов, фильтры с такими объемными резонаторами могут иметь крутые скаты частотных характеристик и узкие полосы пропускания.

Одна из конструкций полосового фильтра на последовательно включенных диэлектрических резонаторах представлена на рис. 8.12,г. Основание каждого дискового резонатора, выполненного из материала с высоким ϵ , крепится на подложке МПЛ.

При использовании ферритовых резонаторов в виде сферических образцов из монокристаллического железо-иттриевого граната (ЖИГ-сфера) появляется возможность создания перестраиваемого в широкой полосе полосового фильтра за счет изменения напряженности специально формируемого для этих целей магнитного поля. Наилучшей конфигурацией ЖИГ-резонатора является сфера, поскольку ее относительно несложно ориентировать в магнитном поле, а резонансное поле не сильно зависит от ориентации сферы. Обычно диаметр сферы составляет 0,4 ... 1,0 мм.

Еще одной разновидностью являются полосовые фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ). При распространении поверхностных волн вдоль поверхности кристаллических твердых тел эти волны имеют малые потери на распространение, стабильные параметры и низкую скорость распространения (что обеспечивает малые габаритные размеры фильтров, реализуемых на ПАВ). Кроме того, ПАВ могут быть недисперсионными — скорость их распространения и другие параметры не зависят от частоты.

Важнейшим элементом фильтра на ПАВ является пьезоэлектрический преобразователь, представляющий штыревую структуру (рис. 8.13,а,б), расположенную на поверхности пьезоподложки (например, кварцевой). Данная структура создает электриче-

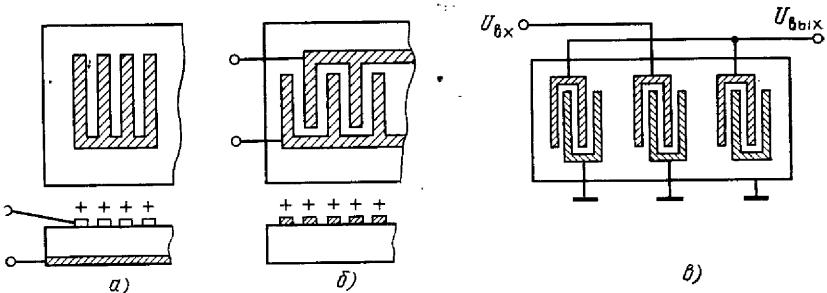


Рис. 8.13. Фильтры на поверхностных акустических волнах:
а — однофазный преобразователь; б — двухфазный преобразователь; в — структура фильтра

ское поле, которое за счет явления пьезоэффекта вызывает упругие деформации, распространяющиеся от преобразователя в виде ПАВ. Наиболее распространенная конструкция фильтров на ПАВ содержит выходные встречно-штыревые преобразователи, симметрично расположенные относительно входного (рис. 8.13,в). Входной преобразователь задает полосу пропускания, а выходные широкополосные преобразователи содержат небольшое число штыревых электродов.

Фильтры на ПАВ могут изготавливаться с центральными частотами от 2 МГц до 2 ГГц; на более низких частотах размеры кристаллов могут быть достаточно большими, а на более высоких частотах они имеют малые размеры, уменьшается выход годных после фотолитографических процессов изготовления.

Режекторные фильтры (РФ) (рис. 8.14) строятся по тому же принципу, что и фильтры, описанные в гл. 5 (см. рис. 5.33). В соответствии с этим принципом для создания полосовых фильтров используются устройства с последовательным резонансом, подключаемым к линии передачи на расстояниях $\lambda_{B0}/4$. В качестве резонансных устройств могут быть использованы цепи с полусосредоточенными (рис. 8.14,а) и распределенными параметрами (рис. 8.14,б).

Режекторные фильтры, подобно полосовым, могут быть реализованы на основе ферритовых и диэлектрических резонаторов.

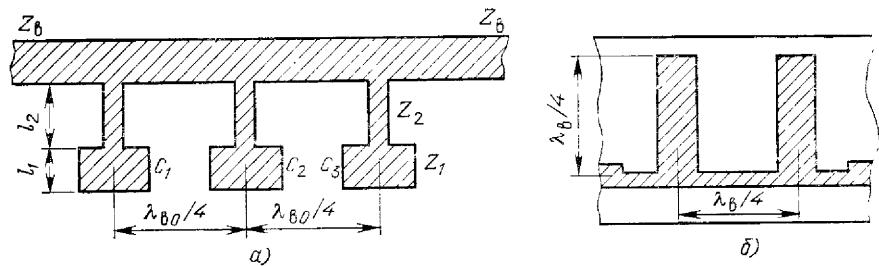


Рис. 8.14. Режекторный фильтр:
а — на полусосредоточенных элементах; б — на элементах с распределенными параметрами

В этом случае резонаторы устанавливаются на некотором расстоянии от полоскового проводника линии или накладываются на него, забирая при этом энергию с линии при резонансе. При сближении резонатора с проводником ослабление в полосе пропускания растет.

8.7. ДЕЛИТЕЛИ И СУММАТОРЫ МОЩНОСТИ

Полосковые делители и сумматоры мощности находят широкое применение в схемах сложения мощностей генераторов, усилителях, фазовращателях, частотно-разделительных устройствах, фазированных антенных решетках и др. Поскольку сумматор выполняет функцию, обратную делителю, то делителем и сумматором может быть одно и то же обратимое устройство.

Делитель в зависимости от его схемы обеспечивает равное и неравное деление мощности на два и более каналов. Простейшим двухканальным делителем является разветвитель трех полосковых линий, являющийся аналогом коаксиальных и волноводных тройников (см. § 5.5). Тройники могут быть с последовательным (рис. 8.15, а) и параллельным (рис. 8.15, б) подключением двух линий к третьей; причем в последовательном тройнике сигнал делит-

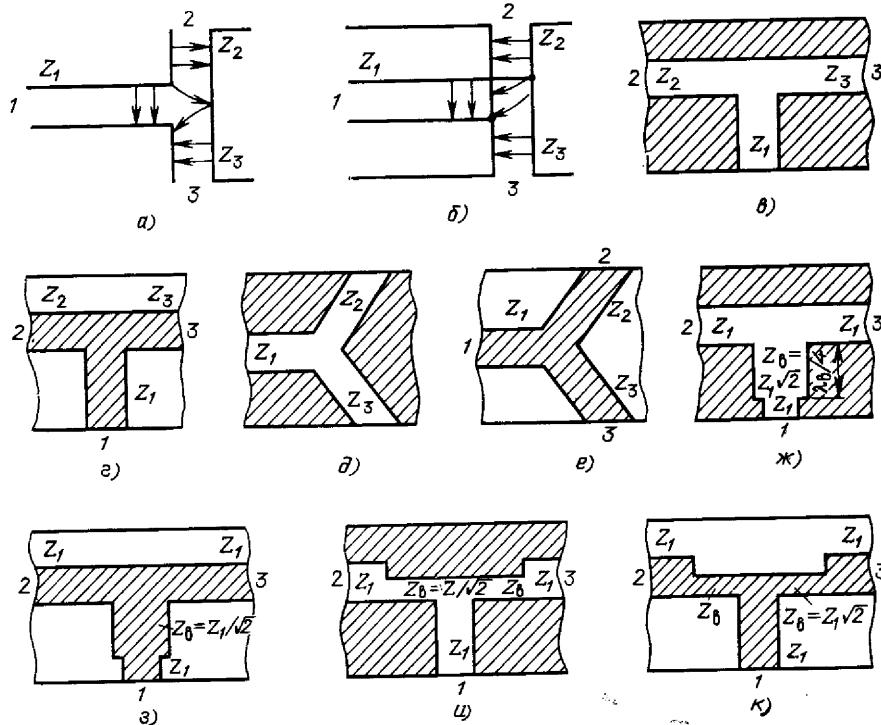


Рис. 8.15. Полосковые тройники:
а, б, ж, и — последовательные; б, г, е, з, к — параллельные

ся противофазно, а в параллельном — синфазно. Примеры их конструкций показаны на рис. 8.15, б, ж, и и 8.15, г, е, з, к.

Для последовательного тройника (рис. 8.15, б, ж) условия согласования плеча 1 имеют вид $Z_1 = Z_2 + Z_3$ при $Z_2 = Z_3 = Z$; $Z = Z_1/2$, а для параллельного (рис. 8.21, г, е) $Z_1 = Z_2 Z_3 / (Z_2 + Z_3)$ при $Z_2 = Z_3 = Z$; $Z = 2Z_1$.

С целью уменьшения искажения структуры электромагнитного поля (улучшения условий согласования) соединение линий в тройнике выполняется под углами 120° (рис. 8.15, б, е). Такие разветвления называют Y-тройниками. Широкое применение находят тройники, в которых соединяемые линии имеют одинаковые волновые сопротивления (рис. 8.15, ж—к). Согласование в таких тройниках осуществляется с помощью четвертьволновых трансформаторов. Согласно (4.18) волновое сопротивление трансформаторов, изображенных на рис. 8.15, з, и, равно

$$Z_B = Z_1 / \sqrt{2}, \quad (8.1)$$

а для трансформаторов, изображенных на рис. 8.15, ж, к,

$$Z_B = Z_1 \sqrt{2}. \quad (8.2)$$

Наряду с очевидной простотой тройники имеют два существенных недостатка: отсутствие развязки между выходными плечами и невозможность хорошего согласования со стороны всех трех плеч. От указанных недостатков свободны рассмотренные ниже схемы делителей мощности.

Полосковые кольцевые делители мощности (рис. 8.16, а, б) состоят из двух четвертьволновых отрезков линий передачи, которые с одной стороны соединены между собой и подключены к входной линии, а с другой — связаны через активное сопротивление R и подключены каждый к своей подводящей линии. Рассмотрим принцип действия делителя. Если возбудить плечо 3, то сигнал делится поровну между плечами 1 и 2. При этом в силу симметрии точки Б и В эквипотенциальны, следовательно, на сопротивлении R мощность не рассеивается. Теперь предположим, что сигнал подво-

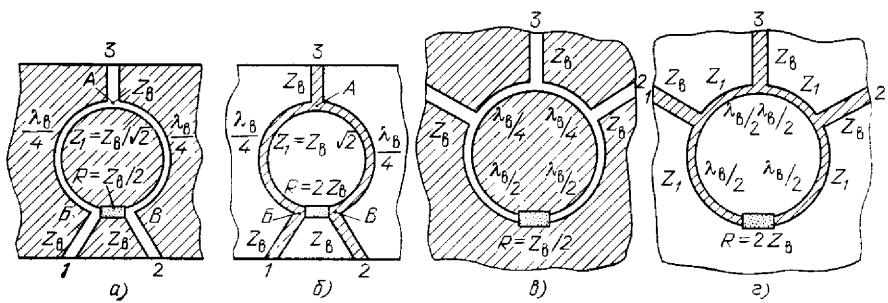


Рис. 8.16. Балансные синфазные и противофазные делители:
а — на щелевой линии; б — на микрополосковой линии; в, г — с дополнительным отрезком

дится к плечу 1. В точку В волны напряжения приходят по двум путям: через сосредоточенное сопротивление R и через два четвертьволновых отрезка; в результате в точке В обеспечивается противофазность двух сигналов. При определенном выборе сопротивления R и волновых сопротивлений четвертьволновых отрезков Z_1 относительно волновых сопротивлений подводящих линий Z_b можно обеспечить равенство по амплитуде двух указанных сигналов и, следовательно, полную компенсацию энергии в точке В делителя. Таким образом, плечи 1 и 2 будут развязаны. При этом половина мощности поступает в плечо 3, а половина рассеивается на сопротивлении R .

Наилучшее согласование трех плеч делителя и наибольшая развязка плеч 1 и 2 имеют место при условиях: $Z_1 = Z_b \sqrt{2}$, $R = 2Z_b$ — для параллельного соединения (рис. 8.16, б) и $Z_1 = Z_b / \sqrt{2}$, $R = Z_b / 2$ — для последовательного соединения (рис. 8.16, а).

В коротковолновой части СВЧ-диапазона ($\lambda < 10$ см) для уменьшения паразитных связей между отдельными частями кольца его удлиняют на λ_b (см. рис. 8.16, в, г), подключая сопротивление R через дополнительные полуволновые отрезки линий передачи.

На рис. 8.17 приведены примеры конструкций делителей на разнотипных линиях.

Рабочие характеристики реальных кольцевых делителей отличаются от теоретических из-за допусков на длину l_1 , ширину W_1 проводников, ε и h подложки, наличия неоднородностей в местах разветвления, рассогласования подключаемых нагрузок.

Многоканальные делители состоят из простейших двухканальных и могут быть параллельного, последовательного или смешанного типа (рис. 8.18, а—е). На рис. 8.18, г показана схема четырехканального бинарного делителя, состоящая из трех кольцевых делителей мощности, соединенных между собой полуволновыми отрезками линий. Переходное затухание такого делителя равно удвоенному переходному затуханию одиночного кольцевого делителя, а развязка между выходными плечами разных кольцевых делите-

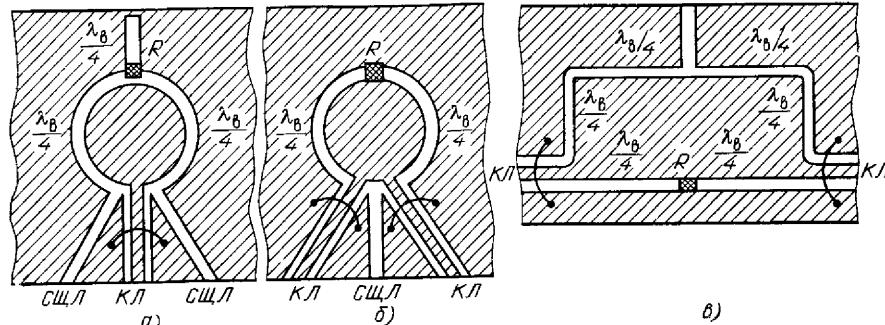


Рис. 8.17. Балансные делители на разнотипных линиях:
а, б — с длиной кольца $\lambda/2$; в — с длиной кольца $(3/2)\lambda_b$

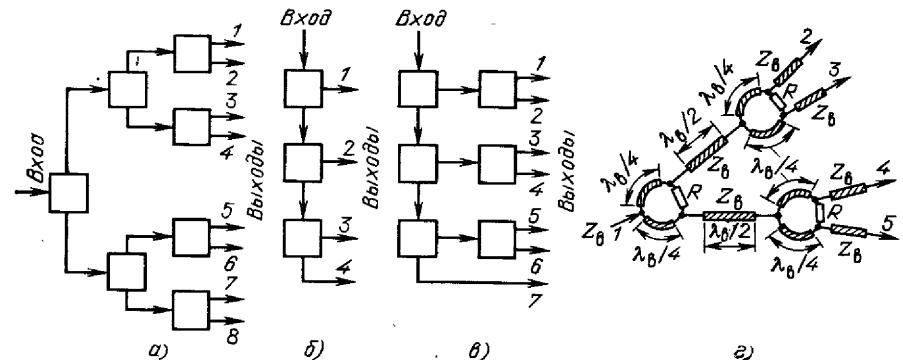


Рис. 8.18. Многоканальные делители:
а — параллельный; б — последовательный; в — смешанный; г — топологическая схема четырехканального делителя

лей ($C_{24}=C_{25}=C_{34}=C_{35}$) равна сумме развязки между выходными плечами одиночного делителя и переходного затухания соединения C_{12} .

Многоканальные делители мощности широко используются в фазированных антенных решетках в виде диаграммообразующих матриц.

8.8. МОСТОВЫЕ СОЕДИНЕНИЯ И НАПРАВЛЕННЫЕ ОТВЕТВИТЕЛИ

Мостовые соединения (МС) и направленные ответвители (НО) используются в смесителях, модуляторах, усилителях, фазовращателях, делителях, сумматорах мощности и т. д.

Мостовые соединения. К конструкциям МС, широко используемым в ИС СВЧ, относятся кольцевые мосты (рис. 8.19) и двойные тройники (рис. 8.20). Принцип действия подобных устройств, их характеристики и параметры соответствуют тем, которые описаны в § 5.7 для волноводных аналогов. Разные конструкции и разные структуры электромагнитных полей приводят к разным количественным соотношениям в диапазоне частот. Мостовое соединение (рис. 8.19, а, б) представляет собой параллельное соединение линий с одинаковым волновым сопротивлением и кольца. В схеме рис. 8.19, б, используемой в длинноволновой части СВЧ-диапазона, в целях миниатюризации видоизменяется форма отрезков линий кольца. В этих конструкциях МС согласно (8.1) для получения согласования необходимо, чтобы линия, образующая кольцо, имела волновое сопротивление $Z_k = Z_b \sqrt{2}$. Существенным недостатком рассмотренной конструкции МС является узкополосность из-за наличия отрезка кольца длиной $(3/4)\lambda_b$. Несколько большую широкополосность имеют мосты на разнотипных линиях (рис. 8.19, в—е), так как здесь наиболее длинные отрезки

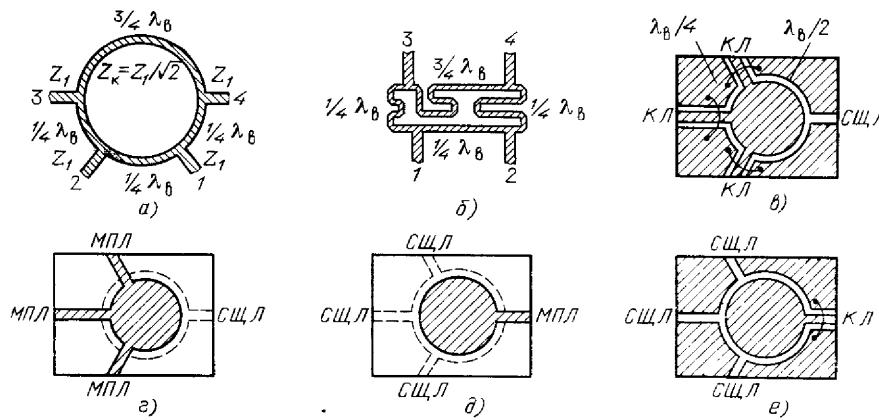


Рис. 8.19. Кольцевые мосты:
а, б — на однотипных линиях; в—е — на разнотипных линиях

кольца имеют длину $\lambda_0/2$. Волновые сопротивления линий, образующих кольцо, выбираются по (8.1) или (8.2) в зависимости от схемы подсоединения линий (последовательной или параллельной).

Соотношения (8.1) и (8.2) справедливы для идеальных кольцевых МС. На практике в ИС СВЧ эти устройства работают с неидеально согласованными нагрузками, а также при наличии неоднородностей и потерь в печатной линии передачи. Кроме того, имеется определенный конструкторско-технологический разброс геометрических размеров печатной схемы и диэлектрических параметров подложки. Все эти причины в совокупности приводят к ухудшению основных характеристик схемы (различие реальных и идеальных параметров).

Рассмотренный в § 5.7 двойной волноводный тройник наиболее просто реализуется на основе комбинаций щелевых и копланарных (рис. 8.20, а, б), щелевых и микрополосковых (рис. 8.20, в, г) линий передачи.

В устройствах, изображенных на рис. 8.20, а, б, при возбуждении плеча 1 на щелевой линии (сплошные стрелки) сигнал делится противофазно на равные части между поперечными линиями 2, 3,

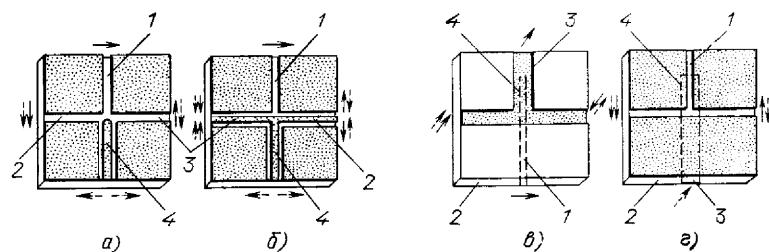


Рис. 8.20. Двойные тройники

а противоположное плечо 4 не возбуждается, так как на него поступают сигналы в противофазе. При возбуждении копланарной линии 4 сигнал делится на равные части и синфазно поступает в поперечные щелевые линии (штриховые стрелки), а противоположное плечо 1 на щелевой линии не возбуждается, так как проводники этой линии имеют одинаковые потенциалы.

В устройствах, изображенных на рис. 8.20, в, г, щелевые линии 1 расположены на одной стороне подложки 2, а микрополосковые линии 3 — на другой. Для улучшения согласования Т-соединение заканчивается короткозамыкателем 4, выполненным в виде разомкнутого четвертьволнового шлейфа МПЛ (рис. 8.20, г), и короткозамкнутым четвертьволновым шлейфом щелевой линии (рис. 8.20, в). При возбуждении линии 1 сигнал поступает в поперечные щели (рис. 8.20, г) противофазно, а при возбуждении МПЛ — синфазно. Противоположные плечи развязаны между собой.

Шлейфные направленные ответвители (НО) (рис. 8.21) состоят из двух отрезков полосковых линий передачи, соединенных между собой с помощью двух и более шлейфов, длины и расстояния

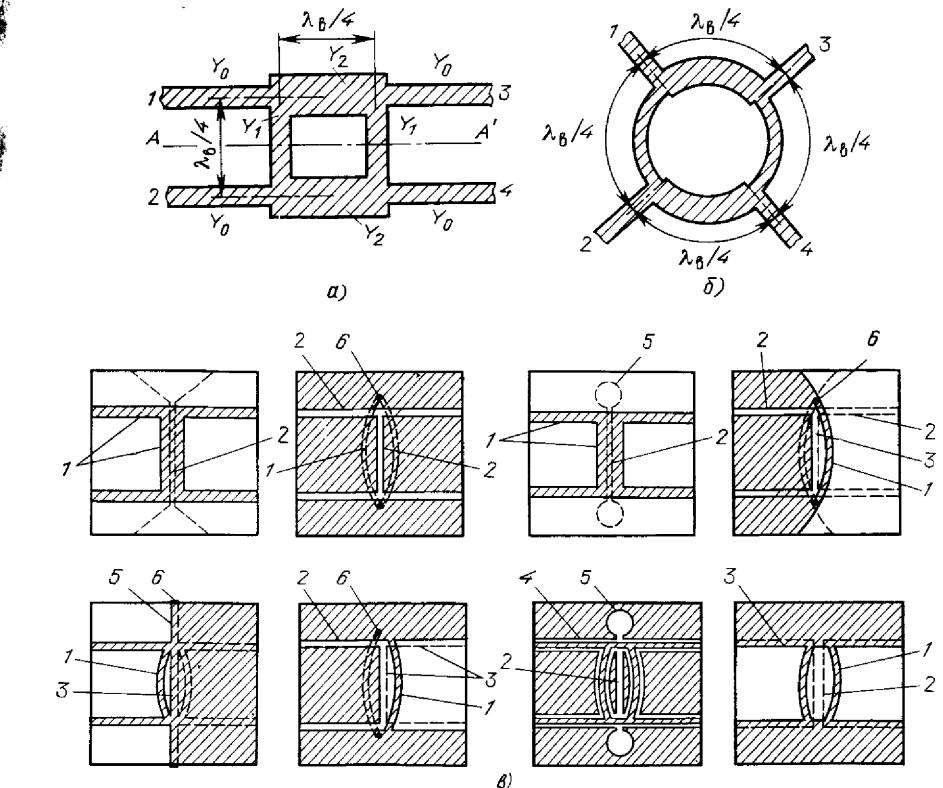


Рис. 8.21. Шлейфные направленные ответвители:
а — в виде квадрата; б — в виде кольца; в — на разнотипных линиях передачи

между которыми равны четверти длины волны, определенной в полосковой линии передачи.

С увеличением числа шлейфов направленность и диапазонные характеристики шлейфового НО улучшаются. Однако при числе шлейфов более трех их волновые сопротивления становятся настолько большими, что практически не могут быть реализованы в печатном исполнении. В связи с этим в ИС СВЧ наибольшее распространение получили двух- и трехшлейфные НО.

Расчет симметричного двухшлейфного ответвителя (рис. 8.21,*a*) проводится методом синфазного и противофазного возбуждения (см. § 2.8). При этом схема разбивается по оси АА' на две пары эквивалентных четырехполюсников (см. рис. 2.14). Для облегчения расчетов каждый из четырехполюсников представляется в виде каскадного соединения следующих элементарных устройств с известными матрицами передачи (см. рис. 2.13):

1. Два параллельных отрезка линий длиной $\lambda_{\text{в}}/8$ с волновой проводимостью Y_1 (один на входе, другой на выходе), матрицами передачи для синфазного $[T_1]^+$ и противофазного возбуждения $[T_1]^-$. При синфазном возбуждении отрезки разомкнуты на конце, а при противофазном — замкнуты.

2. Четвертьволновый отрезок линии с волновой проводимостью Y_2 , матрицами передачи для синфазного $[T_2]^+$ и противофазного возбуждения $[T_2]^-$. Заметим, что в данном случае $[T_2]^- = [T_2]^+$. Рассматриваемые элементы образуют каскадное соединение. Их матрицы передачи перемножают и находят результирующие матрицы, по которым, используя (2.59), определяют матрицы рассеяния синфазного $[S]^+$ и противофазного $[S]^-$ возбуждения. Далее, используя соотношения (2.50) — (2.63), находят элементы матрицы рассеяния восьмиполюсника. Условия идеального согласования восьмиполюсника предполагают $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$, при этом

$$Y_1^2 = Y_2^2 - 1, \quad (8.3)$$

где Y_1 и Y_2 — нормированные волновые проводимости шлейфа и соединительных линий, т. е. их истинное значение делится на Y_0 . При выполнении этого условия матрица рассеяния ответвителя имеет вид

$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{1+Y_1^2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & i & Y_1 \\ 0 & 0 & Y_1 & i \\ i & Y_1 & 0 & 0 \\ Y_1 & i & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (8.4)$$

откуда определяются рабочие параметры двухшлейфного НО и, в частности, между плечами 1 и 3

$$A_{13} = 20 \lg |S_{13}|^{-1} = 20 \lg \sqrt{1+Y_1^2}, \quad (8.5)$$

и переходное ослабление между плечами 1 и 4

$$A_{14} = 20 \lg |S_{14}|^{-1} = 20 \lg (Y_1 / \sqrt{1+Y_1^2}). \quad (8.6)$$

В случае равного деления мощности между плечами 3 и 4 с учетом (8.3) и (8.4) имеем $Y_1 = 1$, $Y_2 = \sqrt{2}$. Приведенные соотношения справедливы для идеального двухшлейфного ответвителя. В реальных же условиях имеют место такие же дестабилизирующие факторы, как и для кольцевого НО, однако степень их влияния на рабочие параметры ответвителей может быть разной. Например, при работе ответвителей на рассогласованные нагрузки развязка в кольцевом НО оказывается лучше, а согласование входа хуже, чем в шлейфном НО. Анализ влияния неоднородностей, возникающих в местах подключения подводящих линий (Г-соединений), показывает, что рабочие параметры двухшлейфного НО более критичны к ним, нежели характеристики кольцевого НО. В коротковолновой части СВЧ-диапазона рекомендуется применять топологию в виде кольца (рис. 8.21,*b*). Это улучшает характеристики НО за счет уменьшения непосредственной связи между линиями (помимо шлейфов). С целью расширения полосы НО при малых габаритных размерах следует использовать конструкции на разнотипных линиях, показанные на рис. 8.21,*b*, где применены микрополосковая 1, симметричная щелевая 2, несимметричная щелевая 3, копланарная 4 линии. Для создания разомкнутого конца в щелевой линии используют круглый вырез 5, а для замыкания полосок на слой металлизации — закорачивающую перемычку 6. В этом случае расширение полосы достигается устранением четвертьволнового отрезка линии между шлейфами, так как линии шлейфов подбирают с таким расчетом, что одна из них возбуждает во вторичной линии синфазные, а другая — противофазные волны. Это приводит к тому, что в одном из направлений сигналы складываются, а в другом вычитаются. Если правильно подобраны волновые сопротивления шлейфов, то можно получить необходимое в НО полное отсутствие передачи энергии в том направлении вторичной линии, в котором сигналы вычитаются.

Ответители на связанных линиях. Полосковая конструкция ответителя на связанных линиях (рис. 8.22) состоит из параллельных отрезков линий, связанных равномерно по длине электрической и магнитной связями, причем длина области связи составляет нечетное число четвертей длин волн, определенных в данных отрезках линий. В зависимости от расположения линий различают НО с боковой (рис. 8.22,*a*) и лицевой связью (рис. 8.22,*b*). Энергия, проходящая в определенном направлении по первичной линии, ответвляется во вторичную и распространяется по ней в противоположном направлении. Принцип действия НО совпадает с принципом действия коаксиальных НО (см. рис. 5.18). Это совпадение имеет место только в пределах возбуждения Т-волны в обеих конструкциях. Направленные ответители на микрополосовых линиях имеют ряд специфических особенностей, связанных с тем, что часть энергии распространяется над диэлектрической подложкой, а другая — большая часть — в диэлектрической подложке с высоким значением ϵ . В связи с этим появляется разность коэффициентов распространения колебаний в подложке и над ней, которая уве-

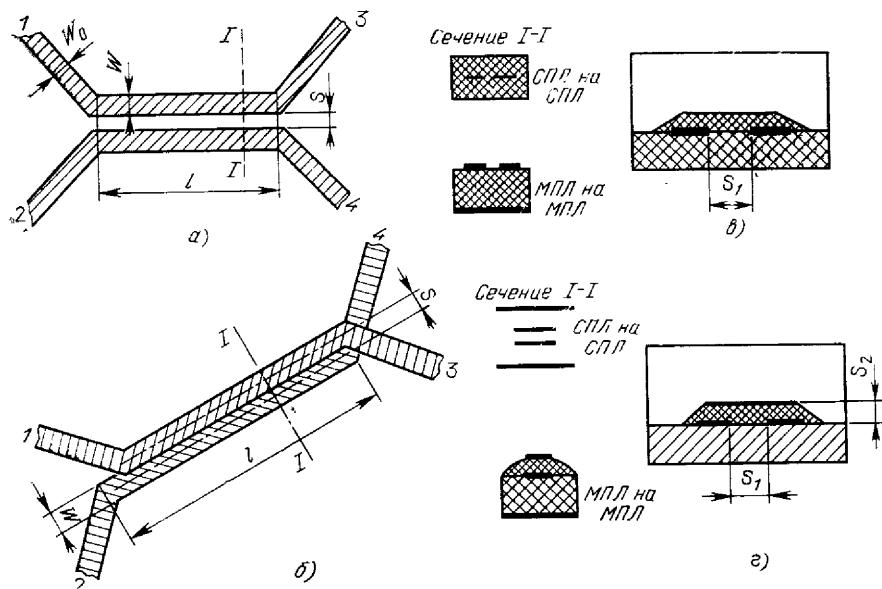


Рис. 8.22. Направленные ответвители на связанных линиях:
а — с боковой связью; б — с лицевой связью; в — с дополнительным диэлектрическим покрытием; г — с дополнительным проводником свободного потенциала

личивается с усилением связи, в результате чего возникают дополнительные частотно-зависимые фазовые сдвиги между сигналами во вторичной линии, что ухудшает характеристики ответвителя на связанных линиях.

С целью устранения указанного недостатка применяют специальные конструкции ответвителей, одна из которых показана на рис. 8.22,в. Здесь для выравнивания фазовых скоростей колебаний используется дополнительное диэлектрическое покрытие; при этом почти вся энергия над подложкой концентрируется в диэлектрике. Еще большее выравнивание двух фазовых скоростей достигается за счет использования дополнительного проводника свободного потенциала (рис. 8.22,г), расположенного над связанными линиями и отделенного от последних слоем диэлектрика. Длина этого проводника равна длине области связи.

Уменьшение переходного ослабления с одновременным увеличением ширины полосы НО можно получить в конструкциях, приведенных на рис. 8.23.

В ступенчатом НО (рис. 8.23,а) используется каскадное включение звеньев на связанных линиях равной электрической длины θ . По мере увеличения числа ступенек в симметричном ступенчатом НО растет рабочая полоса частот и одновременно — необходимая степень связи среднего звена, а, значит, достижимая широкополосность ограничена конструктивно-технологическими возможностями получения сильной связи.

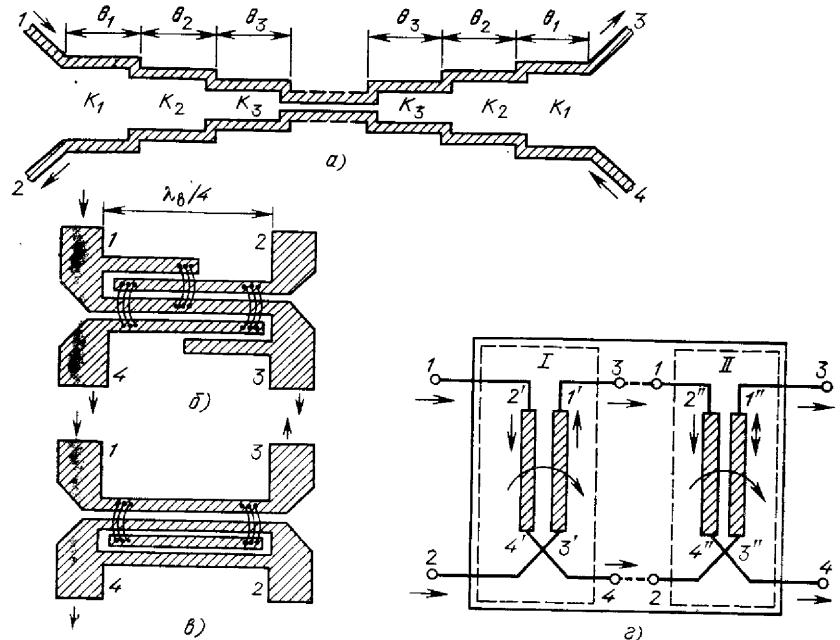


Рис. 8.23. Широкополосные направленные ответвители с малым переходным ослаблением:
а — ступенчатый; б, в — многосвязанные; г — с каскадным соединением

Проблема создания ответвителей с сильной связью (в частности, 3-дбийного НО) очень актуальна, так как во многих ИС СВЧ применяются гибридные соединения. Для реализации переходного ослабления, равного 3 дБ, в НО на связанных планарных МПЛ требуется зазор между проводниками менее 10 мкм, что практически невыполнимо. Поэтому были предложены широкополосные многосвязанные и тандемные соединения.

Многосвязанные НО выполняются на основе трех, четырех и более связанных линий. Наиболее широко распространены многосвязанные НО (рис. 8.23,б,в), известные под названием ответвителей Ланже. Такая конструкция представляет собой встречно-штыревой ответвитель, у которого определенные отрезки полосковых линий соединены проволочными перемычками. Для уменьшения паразитной индуктивности перекрестное соединение выполняется в виде пучка из трех проводов (рис. 8.23,б,в). Трехдбийный ответвитель (рис. 8.23,в), выполненный на подложке из поликорда толщиной 1 мм, имеет октавную полосу пропускания и зазор между проводниками 70 мкм, что может быть реализовано на практике. Из-за малых зазоров электрическая прочность таких ответвителей невысока (менее 10 Вт средней мощности).

Большие зазоры при сильной связи можно обеспечить при каскадном соединении НО (рис. 8.23,г). Каскадное соединение позво-

9*

ляет увеличить зазоры и ширину проводников в области связи, что повышает технологичность и воспроизводимость, снижает требования к допускам. Поскольку в этом случае соединяются широкие проводники, при создании перемычек вместо тонких проводов возможно применение фольги шириной 200 мкм, что обеспечивает большую механическую прочность и меньшую паразитную индуктивность.

8.9. УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ СИГНАЛАМИ

К устройствам управления сигналами относят модуляторы, выключатели, ограничители, переключатели, аттенюаторы и фазовращатели. Основные вопросы принципов действия этих устройств изложены в § 5.12.

На рис. 8.24 приведены два вида наиболее употребительных модуляторов: небалансный и балансный. В первом случае (рис. 8.24, а) при подаче модулирующего напряжения $U_{\text{мод}} = U'_m \cos \Omega t$ на диод меняется сопротивление МПЛ в точке А, что приводит к изменению амплитуды несущей $U_{\text{вых}} = U_m \cos \omega t$, подаваемой на вход модулятора по закону модулирующего напряжения

$$U_{\text{вых}} = U_m (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega t,$$

где m_a — коэффициент амплитудной модуляции, определяемый пределами изменения сопротивления в точке А.

Во втором случае (рис. 8.24, б) используется кольцевой мост на микрополосковой и щелевой линиях. В местах подключения боковых плеч моста включены диоды 1 и 2, на которые подается модулирующее напряжение. Модуляция сигналов происходит противофазно, и в результате сложения противофазных сигналов на выходе щелевой линии получаем

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= U_m (1 + m_a \cos \Omega t) \cos \omega t + U_m (1 - m_a \cos \Omega t) \cos (\omega t - \pi) = \\ &= 2m_a U_m \cos \Omega t \cos \omega t = m_a U_m \cos (\omega + \Omega) t + m_a U_m \cos (\omega - \Omega) t, \end{aligned}$$

где нет составляющей несущей частоты.

На рис. 8.25, а показана топологическая схема микрополоскового выключателя на малый уровень мощности, где 1 — диод, ук-

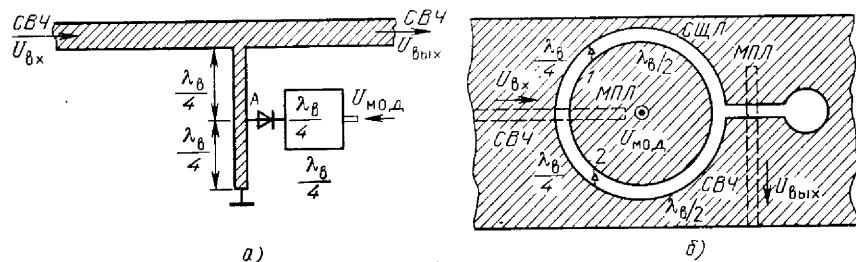


Рис. 8.24. Модуляторы:
а — небалансный; б — балансный: 1, 2 — диоды

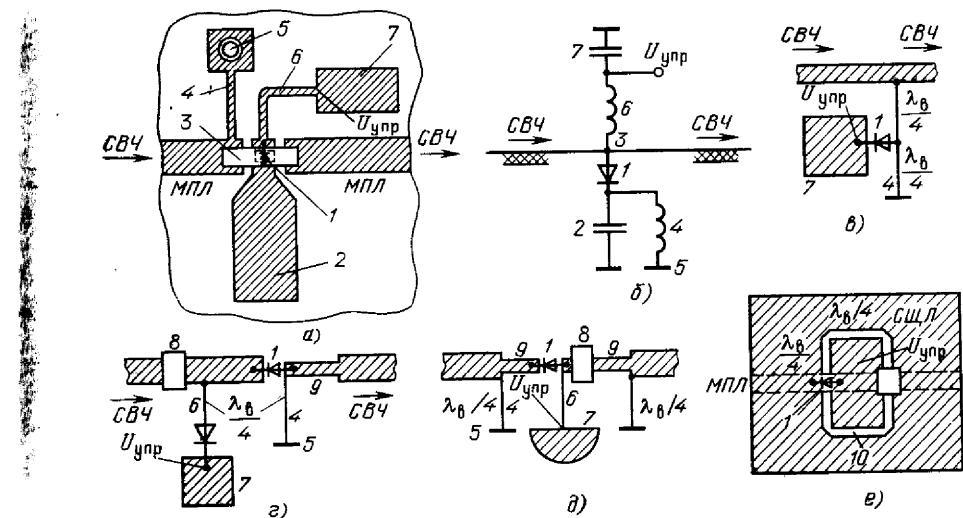


Рис. 8.25. Выключатели на малый уровень мощности:
а — топологическая схема микрополоскового выключателя; б — его электрическая схема;
в—е — варианты выключателей

репленный на перемычке 3, соединяющей входную и выходную части МПЛ; 2 — подсоединеный через диод к МПЛ разомкнутый на конце низкоомный четвертьвольновый шлейф, создающий режим короткого замыкания в МПЛ при открытом диоде 1; 6 — высокоомный четвертьвольновый отрезок линии, выполняющий функцию дросселя в цепи сигнала управления работой выключателя; 7 — низкоомный четвертьвольновый отрезок разомкнутой линии, выполняющий функцию блокировочного конденсатора в цепи управления выключателем (диодом); 4 — высокоомный четвертьвольновый отрезок линии, закороченный на металлизированный слой устройством 5, необходимый для создания замкнутой цепи тока через диод 1.

На рис. 8.25, б дана принципиальная электрическая схема этого выключателя. Режим «Включено» в выключателе создается при закрытом диоде 1, при открытом диоде реализуется режим «Выключено» путем закорачивания линии через диод 1 и конденсатор 2. Другие варианты выключателей приведены на рис. 8.25, в—е. В некоторые из этих схем дополнительно введены разделительные конденсаторы 8 и четвертьвольновые трансформаторы 9. Назначение этих элементов очевидно. В схеме рис. 8.25, е связь между входными линиями СВЧ осуществляется с помощью резонатора 10 на СЩЛ. Элементы топологической схемы выключателей могут быть такими, как на рисунках, или любыми из тех, которые представлены в табл. 8.2. В схемах необходимо использовать $p-i-n$ -диоды, а при большом быстродействии — переключатели (более $2 \cdot 10^5$ переключений в секунду), в высокочастотной

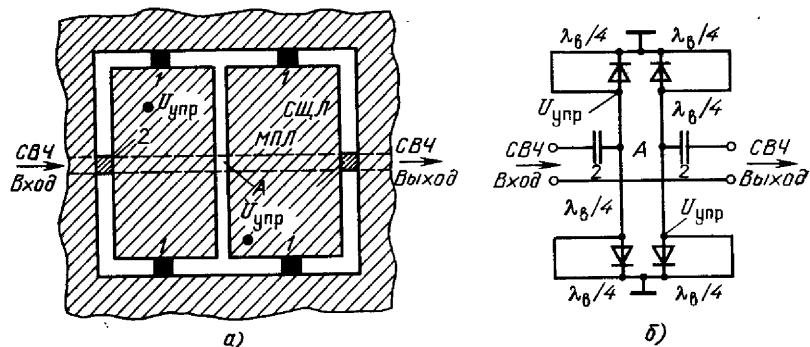


Рис. 8.26. Выключатель на большой уровень мощности:
а — топологическая схема; б — принципиальная электрическая схема

части СВЧ-диапазона желательно применять диоды с барьером Шотки.

На рис. 8.26,а приведена топологическая схема, а на рис. 8.26,б — принципиальная электрическая схема выключателя на большой уровень мощности, где управляющее напряжение подается на металлизированные слои, ограниченные щелевыми линиями. Если диоды находятся в состоянии «Открыто», в области А возникает разрыв МПЛ и СВЧ-сигнал не проходит.

Ограничители используются для автоматического регулирования сигналов СВЧ на некотором минимальном (наперед заданном) уровне. В частности, они используются для защиты входных цепей приемников СВЧ от опасных сигналов большого уровня мощности. Ограничители могут находиться в двух состояниях: «Выключено» — при малых уровнях мощности и «Включено» — при больших уровнях мощности. Их конструкции и схемы соответствуют конструкциям и схемам выключателей рис. 8.25 с той лишь разницей, что для управления используется постоянное напряжение или выпрямленное напряжение, полученное от ограничиваемого сигнала с помощью дополнительного детектора, подключенного к входу ограничителя.

Переключатели на два канала (рис. 8.27) являются основой двух- и многоканальных коммутаторов. Создаются они на базе согласованных полосковых тройников (см. рис. 8.15). Переключение

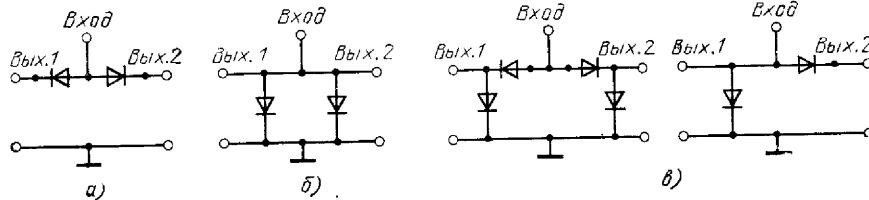


Рис. 8.27. Двухканальные переключатели:
а — последовательный; б — параллельный; в — последовательно-параллельный

производится с помощью подачи управляющих (запирающих или открывающих) напряжений на диоды. Многоканальные коммутаторы компонуются путем последовательного (см. рис. 8.18,б) и параллельного (см. рис. 8.18,а) соединений двухканальных переключателей.

8.10. ФАЗОВРАЩАТЕЛИ

Фазовращатели ИС СВЧ конструируются на основе полупроводниковых приборов и ферромагнитных устройств. Среди полупроводниковых различают проходные и отражательные фазовращатели. Фазовращатель отражательного типа состоит из развязывающего устройства и отражательных ячеек. Развязывающее устройство, функцию которого может выполнять циркулятор, З-декабильный НО или мостовое соединение, предназначено для разделения падающей и отраженной волны от отражательной ячейки. Последняя представляет собой линейный согласованный по входу двухполюсник, в котором воздействие управляющего сигнала на ключи ($p-i-n$ -диоды) приводит к дискретному изменению фазы отраженной электромагнитной волны. В данном случае ключ, который последовательно или параллельно включен в полосковую линию передачи, представляет собой выключатель, имеющий два различных состояния, в одном из которых он является пропускающим, а во втором отражающим.

На рис. 8.28,а приведена топологическая схема полоскового фазовращателя отражательного типа. Для разделения падающей и отраженных волн в нем использован кольцевой мост. Входной сигнал, поступающий в плечо 4, отражаясь от плеч 2 и 3 (либо от плоскости включения диодов, либо от заземленных плоскостей в зависимости от состояния переключающих диодов — режима «Запирания» или «Пропускания»), проходит в плечо 1. При изменении состояния диодов D_1 и D_2 под действием управляющего сигнала фазовый сдвиг выходного сигнала изменяется дискретно на

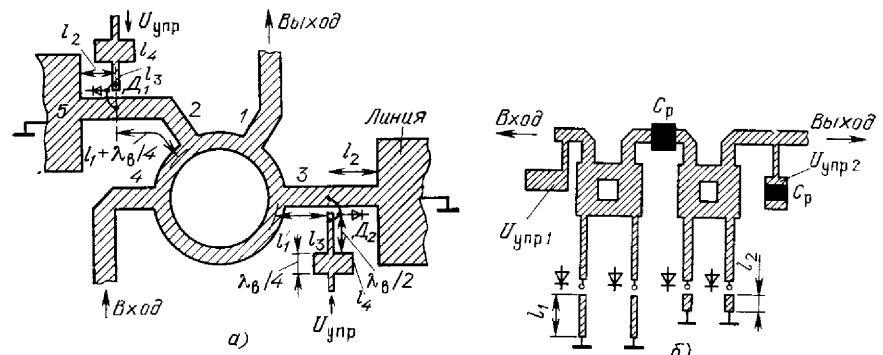


Рис. 8.28. Фазовращатели отражательного типа:
а — на базе мостового соединения; б — на базе З-декабильных направленных ответвителей

значение, соответствующее удвоенной длине l_2 . Дополнительный отрезок $\lambda_b/4$ в плече 2 обеспечивает синфазность отраженных сигналов в плечах 2 и 3 и суммирование их в плече 1. Напряжение смещения к диодам подводится через фильтр, состоящий из полуволновой линии l_3 с большим сопротивлением (100 Ом), и четвертьволновые линии l_4 с малым волновым сопротивлением (10 Ом), обеспечивающие малое сопротивление в области подключения диодов D_1 и D_2 . По существу, диоды работают как выключатели, а изменение фазы определяется различием в расположении фактического короткозамыкателя в линии и короткого замыкания в области диода.

Фазовращатель на несколько фазовых состояний можно реализовать путем цепочечного соединения фазовращателей рассмотренного выше типа. На рис. 8.28,б представлена схема фазовращателя с использованием двухшлейфных 3-декибелевых НО. Длины короткозамкнутых шлейфов l_1 и l_2 , выбраны из условия 180° и 90° фазовых сдвигов. В фазовращателе изменяются плоскости отражения в зависимости от того, какая пара диодов работает в режиме «Пропускания» или «Запирания»; при этом обеспечиваются дискретные изменения $0^\circ - 90^\circ - 180^\circ - 270^\circ$.

Как было видно, в отражательных фазовращателях сигнал, фазу которого меняют, проходит часть цепей два раза: туда и обратно. В проходных же фазовращателях сигнал проходит все цепи только один раз (в прямом направлении). В фазовращателе проходного типа (рис. 8.29,а) с помощью $p-i-n$ -диодов переключаются отрезки линий передачи. Когда открыта одна пара диодов D_1 , D_2 и закрыта вторая D_3 , D_4 , электромагнитная волна распространяется по линии длиной l_1 . При изменении смещения $U_{\text{упр}}$ на

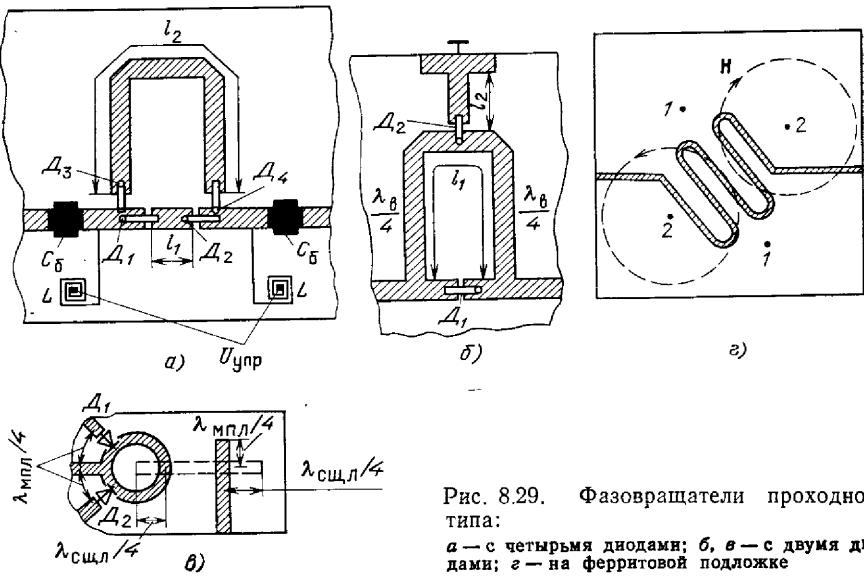


Рис. 8.29. Фазовращатели проходного типа:
а — с четырьмя диодами; б, в — с двумя диодами; г — на ферритовой подложке

четырех диодах на противоположное электромагнитная волна будет распространяться по линии длиной l_2 так, что фазовый сдвиг равен $\Delta\phi = \theta_2 - \theta_1 = 2\pi/\lambda_b(l_2 - l_1)$. Использование четырех диодов в одном разряде фазовращателя вместо двух является основным недостатком такой схемы.

Проходной фазовращатель с меньшим числом диодов схематически представлен на рис. 8.29,б. Длина канала задержки l_1 выбирается из условия получения требуемого изменения фазы $\Delta\phi$. Например, для $\Delta\phi = 180^\circ$ $l_1 = \lambda_b/2$ — длина короткозамкнутого шлейфа l_2 равна нулю. Когда диоды D_1 и D_2 открыты, СВЧ-сигнал распространяется по опорному каналу, а канал задержки образует два короткозамкнутых четвертьволновых шлейфа, не влияющих на прохождение сигнала по опорному каналу. Когда диоды D_1 и D_2 заперты, СВЧ-сигнал распространяется по каналу задержки.

Особый класс представляют объемные интегральные фазовращатели, построенные на комбинации микрополосковой и щелевой линий. Принцип работы таких устройств основан на изменении фазы СВЧ-сигнала на 180° за счет изменения поляризации на обратную при возбуждении щелевой линии. На рис. 8.29,в приведена такая схема фазовращателя, в которой используется кольцо на МПЛ. Щелевая линия выполняется на обратной стороне подложки, в слое металлизации МПЛ. Если $p-i-n$ -диод D_1 открыт, D_2 закрыт и СВЧ-сигнал проходит через плечо, в котором находится закрытый диод. При смене состояния фазовращателя (D_1 — открыт, D_2 — закрыт) направление магнитных силовых линий в месте возбуждения щелевой линии меняется на противоположное, чем достигается изменение фазы на 180° .

Ферритовые фазовращатели характеризуются большой мощностью рассеяния. Они могут быть взаимными и невзаимными. На рис. 8.29,г представлена схема фазовращателя с использованием микрополосковой меандровой линии на ферритовой подложке. С целью обеспечения невзаимного фазового сдвига необходимо выполнить два условия: в ферритовой подложке должна существовать область с круговой поляризацией и магнитный момент феррита должен лежать в плоскости, ортогональной плоскости круговой поляризации. Для создания области круговой поляризации длина одного плеча змейки выбирается равной четверти длины волны в линии передачи. Расстояние между смежными плечами равно или меньше толщины подложки, так что между ними существует сильная связь. Через отверстия 1—1 в подложке пропущен проводник, плоскость петли, которого перпендикулярна плоскости подложки так, что вектор намагниченности в подложке перпендикулярен переменному магнитному полю между плечами змейки. При переключении тока в проводнике ферритовая подложка перемагничивается, при этом происходит невзаимное изменение фазы выходного сигнала. Во взаимном фазовращателе длина плеча змейки произвольна, а расстояние между смежными плечами должно быть таким, чтобы электрическая связь между ними отсутствовала. Через отверстия 1—1,2—2 в подложке пропущены провода с током, на-

магничивающим подложку вдоль или поперек плеча змейки. С изменением направления намагничивания меняется скорость распространения волны в линии.

8.11. ЦИРКУЛЯТОРЫ И ВЕНТИЛИ

Циркуляторы в ИС СВЧ используются в качестве развязок или переключателей. В случае использования их в виде переключателей предусматривается возможность изменения направления постоянного магнитного поля. На рис. 8.30 представлены наиболее распространенные полосковые конструкции циркуляторов, называемые *Y*-циркуляторами [11]. *Y*-циркуляторы обладают свойствами низкодобротного резонатора, в котором электрическое поле перпендикулярно поверхности диска, а магнитное — параллельно ей. Последнее имеет круговую поляризацию, что обеспечивает его эффективное взаимодействие с ферритом.

По периметру ферритового резонатора укладывается одна волна СВЧ-поля. При возбуждении резонатора входной линией в нем образуются две волны равной амплитуды, распространяющиеся по его периметру в противоположных направлениях с разными фазовыми скоростями. Различие фазовых скоростей объясняется анизотропными свойствами намагниченного феррита (см. § 5.10). При сложении этих волн образуется стоячая волна. Из-за различия фазовых скоростей узлы в пучности стоячей волны располагаются асимметрично по периметру резонатора. Эту асимметричность соз-

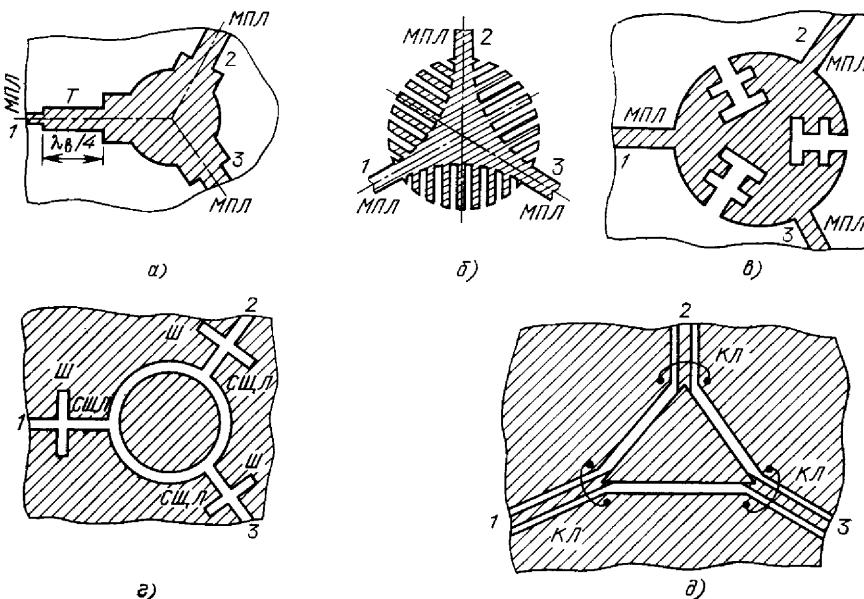


Рис. 8.30. Полосковые циркуляторы:
а—в — на микрополосковых линиях; г — на щелевых линиях; д — на копланарных линиях

дают так, что один из узлов стоячей волны располагается в области плеча 3, а пучности — в области выходного 2 и входного 1 плеч. Поскольку в области плеча 3 находится узел напряженности электрического поля, то энергия в это плечо не поступает, т. е. плечо является развязанным. При смене направления постоянного магнитного поля развязанным плечом окажется плечо 2, а подводимая к плечу 1 энергия поступит в плечо 3. Для улучшения согласования внешних линий с циркулятором используют трансформаторы Т (рис. 8.30, а) или шлейфы Ш (рис. 8.30, г). Чтобы уменьшить габаритные размеры циркуляторов в дециметровом диапазоне волн, область разветвления линий выполняют в виде замедляющей системы (рис. 8.30, б, в).

Одним из важных вопросов при конструировании циркуляторов является выбор подложки. Сплошные ферритовые подложки применяются в микросхемах сантиметрового и коротковолновой части дециметрового диапазона волн. Используемый при этом ферритовый материал должен иметь малые потери в ненамагниченном состоянии, так как большая часть подложки, в том числе и в области с полосковыми проводниками, остается ненамагниченной. В дециметровом диапазоне волн используются ферритодиэлектрические (комбинированные) подложки. Их изготавливают путем встраивания ферритовых дисков в диэлектрические подложки путем нанесения на подложки толстых ферритовых пленок или же горячего прессования ферритодиэлектрических композиций. Встраивание ферритовых дисков в отверстие подложки осуществляется пайкой или приклеиванием к корпусу ИС. Такие конструкции обладают рядом недостатков: необходимо сверление отверстий в подложках, на стыке ферритового вкладыша и подложки имеются щели, вызывающие появление нерегулярностей и дополнительных потерь.

Перспективным методом является нанесение на подложки толстых ферритовых пленок, получаемых, например методом плазменного напыления. Ферритодиэлектрические композиции, изготавливаемые методом горячего прессования, получают совместным прессованием керамической и ферритовой шихты.

В качестве магнитных систем используют, как правило, постоянные магниты в виде дисков, прямоугольных призм или подков. Габаритные размеры и масса *Y*-циркуляторов определяются в основном их магнитной системой, характеристики которой зависят от параметров феррита, режима циркуляции и конструкции арматуры.

На основе *Y*-циркуляторов могут быть построены компактные вентили. Для этого в развязанное плечо циркулятора включают согласованную нагрузку, изготавливаемую в едином технологическом цикле со всей схемой.

Вентили могут быть резонансного типа и со смещением СВЧ-поля. В вентилях, как и в циркуляторах, необходимо обеспечить область круговой поляризации магнитной составляющей СВЧ-поля. В щелевых линиях эта область находится в пределах щели, и ее не надо специально создавать. В микрополосковых и симметричных

полосковых линиях эта область отсутствует, и для ее реализации требуются специальные схемы и конструкции. Примеры таких конструкций показаны на рис. 8.31. В *резонансном вентиле* (рис. 8.31,*a*) к проводнику печатной линии присоединен шлейф длиной $l_1 = \lambda_b/8$, подобранный так, что ток в шлейфе и ток в основной линии равны и сдвинуты по фазе на 90° , при этом в месте разветвления образуется область с круговой поляризацией магнитной составляющей СВЧ-поля. В эту область помещается ферритовый вкладыш *F*. Для компенсации реактивности этого шлейфа используется еще один шлейф длиной $(3/8)\lambda_b$. Диаметр ферритового вкладыша *d* выбирается примерно равным $(2 \dots 3) W$.

Резонансный вентиль с гребенчатой замедляющей системой (рис. 8.31,*b*) состоит из двух прямоугольных ферритовых пластин 2, которые крепятся к заземленным платам 1 симметричной полосковой линии, и центрального проводника 3 с «гребенкой» разомкнутых на концах шлейфов. Для обеспечения широкополосного согласования (примерно 20% ... 40%) шлейфы выполняются с плавно изменяющейся длиной: от нулевой до $0,1\lambda_b$. Круговая поляризация реализуется в плоскости, отстоящей от разветвления на расстоянии $\delta_1 \approx 0,02\lambda_b$, с которой совмещаются ферритовые пластины 2.

Вентиль на эффекте смещения СВЧ-поля (рис. 8.31,*c*) состоит из отрезка полосковой линии с увеличенной шириной проводника 1 по сравнению с шириной входной и выходной линий, в области которого располагается поперечно намагниченная магнитом 4 ферритовая пластина 2. При прохождении прямой волны максимум

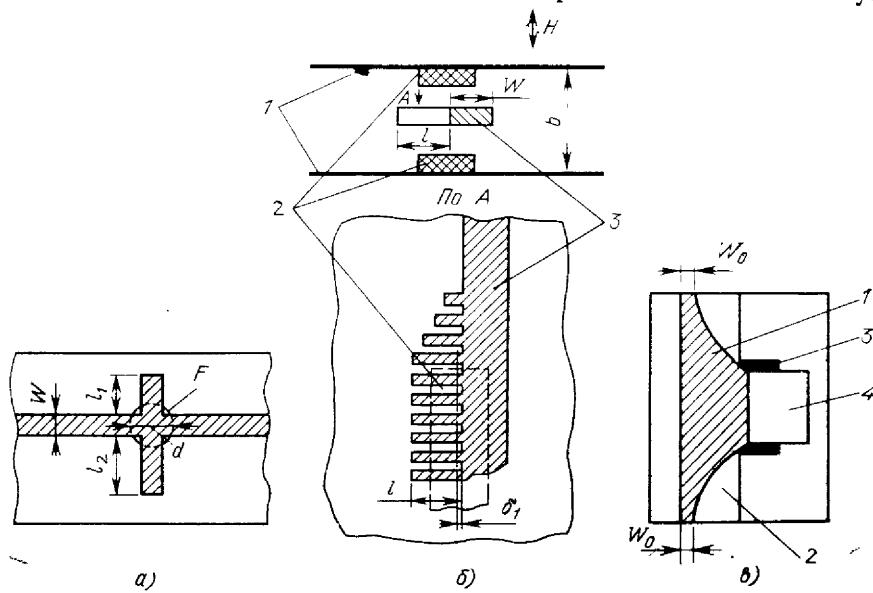


Рис. 8.31. Полосковые вентили:
а, б — резонансные; в — со смещением СВЧ-поля

электрического поля смещается к одному (левому) краю полоски, а при прохождении обратной волны — к другому (правому) краю полоски, у которого размещается поглотитель 3, обеспечивающий затухание только обратной волны и, следовательно, вентильный эффект. Основным условием работоспособности такого вентиля является достаточно большой перепад амплитуд электрического поля от одного края полоски к другому, что достигается применением широкой полоски и подложки с выраженным гиromагнитными свойствами. Полосковые вентили со смещением поля отличаются малыми габаритными размерами и большой широкополосностью (перекрытие по частотному диапазону может доходить до 5 : 1).

8.12. СМЕСИТЕЛИ

Принцип действия и назначение смесителей на печатных линиях передачи такие же, как и для волноводных конструкций (см. § 5.11), поэтому рассмотрим лишь их наиболее характерные топологические схемы.

На рис. 8.32,*a* приведена топологическая схема небалансного смесителя, которая содержит направленный фильтр с кольцевым резонатором 1 для развязки входов полезного сигнала и сигнала гетеродина, диод 2, фильтр промежуточной частоты 3 для выделения сигнала промежуточной частоты, режекторный фильтр 4 для подавления зеркального канала. На рис. 8.32,*b* показана топологическая схема балансного смесителя, в которой четвертьвольновая секция, включенная перед диодом D_1 , обеспечивает синфазность сигналов, поступающих на диоды D_1 и D_2 , и повышенную развязку между сигнальным и гетеродинным входами. Постоянная составляющая тока диода заземляется через цепочку, со-

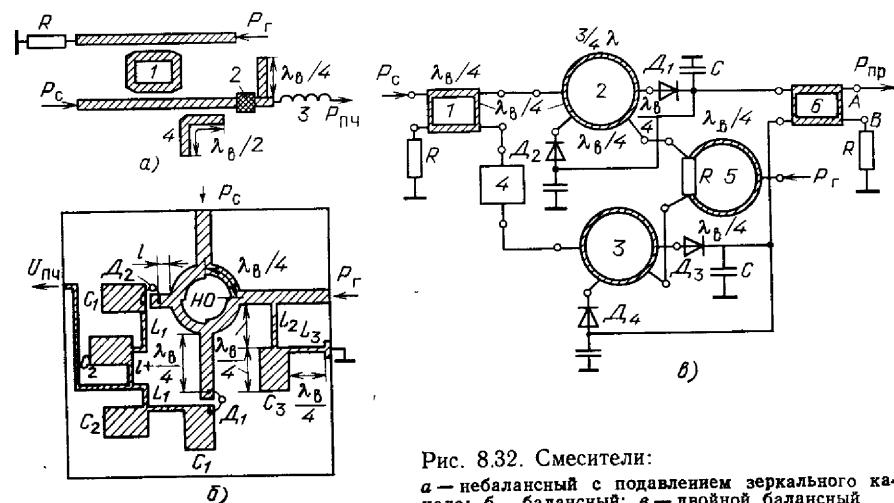


Рис. 8.32. Смесители:
а — небалансный с подавлением зеркального канала; б — балансный; в — двойной балансный

стоящую из двух высокоомных четвертьволновых отрезков L_2 , L_3 , соединенных четвертьволновым параллельным низкоомным шлейфом. Преобразованные сигналы проходят через фильтры нижних частот L_1 , C_1 , C_2 на общий выход.

При очень высоких требованиях к развязке между входами сигнала и гетеродина и к подавлению в выходном спектре всех гармоник, комбинационных частот и зеркального канала используются двойные балансные смесители (ДБС). В этом случае подавление зеркального канала имеет особое значение, так как последний увеличивает шумы смесителя и создает возможность проникновения помех большой амплитуды от радиосистем, работающих на частотах этого канала.

В схеме ДБС (рис. 8.32,в) направленный ответвитель 1 делит входные сигналы на две равные части с фазовым сдвигом $\pi/2$ радиан. Одна часть этих сигналов подводится к балансному смесителю 2, а другая через фазовращатель 4 идет на балансный смеситель 3. Фазовращатель 4, используемый только при необходимости подавления зеркального канала, поворачивает фазу полезного сигнала относительно фазы сигнала зеркального канала на угол π радиан. Сигнал гетеродина подается на смесители через разветвитель 5. В результате фазовых сдвигов сигналов в схеме ДБС сигнал промежуточной частоты, полученный от преобразования полезного сигнала, в гибридном направлении ответвителя 6 на выходе А складываются, а сигналы зеркального канала на этом выходе — вычитаются. На выходе В, наоборот, полезные сигналы вычитаются, а сигналы зеркального канала складываются. Этот выход нагружается на согласованную нагрузку.

Двойной балансный смеситель обеспечивает: уменьшение плотности гармоник входных сигналов и комбинационных частот в выходном спектре; увеличение динамического диапазона и максимально допустимой мощности; снижение требований к напряжению пробоя диодов; исключение или ограничение требований к фильтрам благодаря развязке между всеми парами полюсов. Недостатками ДБС являются возрастание требуемой мощности гетеродина на 3 дБ по сравнению с балансными смесителями, неудобное расположение диодов, трудность реализации в интегральном исполнении.

8.13. УСИЛИТЕЛИ

Полосковые усилители СВЧ используются на входе приемников для повышения их чувствительности за счет увеличения отношения сигнала к шуму, повышения избирательности за счет ограничения полосы усиливаемых частот, понижения обратного излучения приемника, обусловленного проникновением сигнала гетеродина в антенну, понижения опасности выгорания детектора смесителя сильной помехой. В передающих устройствах полосковые усилители СВЧ используются в устройствах умножителей частоты

или выполняют функции усилителей мощности в маломощных передатчиках и активных антенных решетках.

К полосковым усилителям, используемым на входе приемников, предъявляются следующие требования: малый коэффициент шума при коэффициенте усиления ≤ 15 дБ; большая широкополосность; большая мощность насыщения, обеспечивающая широкий динамический диапазон; малое время восстановления при действии мощных сигналов; высокая температурная стабильность.

К основным видам полосковых усилителей относятся: параметрические усилители; регенеративные усилители, усилители на транзисторах.

Полосковые параметрические усилители (ППУ) принципиально ничем не отличаются от волноводных, рассмотренных в § 6.10. Среди всех типов полосковых усилителей СВЧ они имеют самый малый коэффициент шума благодаря тому, что активный элемент (вариактор) работает при отсутствии тока (нет переноса заряда) и, следовательно, при отсутствии дробовых шумов.

В настоящее время в ППУ без охлаждения в диапазоне СВЧ получены следующие параметры: коэффициент шума (2...6) дБ; коэффициент усиления ≤ 18 дБ; рабочая полоса $\leq 15\%$; выходная мощность $\leq 10^{-5}$ Вт.

В качестве примера конструкции полосковых усилителей рассмотрим топологическую схему регенеративного усилителя на лавинно-пролетном диоде (рис. 8.33). В схеме усилителя использованы циркулятор, разделяющий входной и выходной сигналы; разделительный конденсатор для предотвращения попадания постоянного напряжения смещения диода (U_{cm}) в устройство, подключаемые к входу и выходу усилителя; трансформатор для согласования входа и выхода усилителя; резонатор на микрополосковой линии с подстроичными элементами; фильтр для подачи напряжения смещения на диод.

Усиление входного сигнала в таком усилителе получается за счет отрицательного сопротивления диода, которое приводит к увеличению энергии СВЧ-колебаний в резонаторе за счет энергии источника смещения диода.

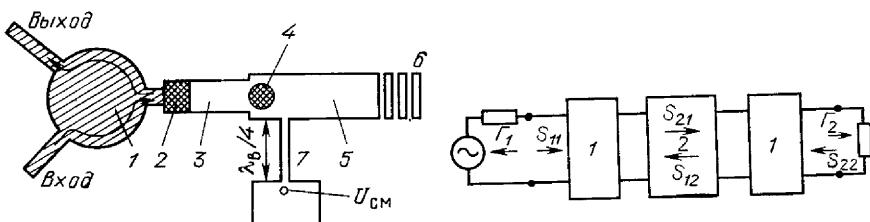


Рис. 8.33. Полосковый регенеративный усилитель:

1 — циркулятор; 2 — разделительный конденсатор; 3 — трансформатор; 4 — диод; 5 — резонатор; 6 — подстроичные емкости; 7 — фильтр питания

Рис. 8.34. Схема транзисторного усилителя:

1 — согласующие цепи; 2 — транзистор

Полосковые усилители на транзисторах (ТУ) создаются с применением как полевых, так и биполярных транзисторов. Расчет усилителей основывается на определении S-параметров транзистора как четырехполюсника. Параметры транзистора измеряются в стандартных 50-омных трактах при согласованной нагрузке 50 Ом и согласованном генераторе (внутреннее сопротивление 50 Ом). В общем случае ТУ может быть представлен структурной схемой рис. 8.34. При нагрузке усилителя на активную нагрузку

$$K_y = |S_{21}|^2 \frac{(1 - \Gamma_1^2)}{[1 - (S_{11} + \Gamma_1)^2]} \cdot \frac{[1 - \Gamma_1^2]}{[1 - (S_{22} + \Gamma_1 \Gamma_2)^2]} = K_0 + K_1 + K_2.$$

Если вход и выход усилителя согласованы ($\Gamma_1 = \Gamma_2 = 0$), то

$$K_y = |S_{21}|^2 \frac{1}{(1 - S_{11}^2)} \cdot \frac{1}{(1 - S_{22}^2)},$$

где K_0 — коэффициент усиления при полном согласовании; K_1 и K_2 характеризуют уменьшение коэффициентов усиления за счет отражений. Условия устойчивости ТУ при произвольных нагрузках имеют вид

$$|S_{21} S_{12}| < 1 - |S_{11}|^2;$$

$$|S_{21} S_{12}| < 1 - |S_{22}|^2.$$

По способу построения ТУ можно разделить на однотактные, балансные и комбинированные. Однотактные усилители отличаются малыми размерами, меньшим числом транзисторов. Преимущества балансных усилителей являются более широкий динамический диапазон, высокая надежность, меньшие шумы, лучшая линейность фазовых характеристик, меньшая чувствительность к изменению параметров транзисторов. Комбинированные усилители, выполненные путем соединения однотактных и балансных каскадов, работают на более мощных транзисторах.

Микроэлектронные ТУ СВЧ представляют собой диэлектрическую плату, на которой реализована топология пассивной части схемы и припаяны или приварены навесные элементы. Усилитель помещают в индивидуальный корпус или же вместе с другими элементами монтируют в общий корпус модуля.

В микрополосковой схеме малошумящего ТУ СВЧ, представленной на рис. 8.35, а, используется гальваническая связь между транзисторами 1, а также параллельная (R_2, R_5) и последовательная (R_3) отрицательные обратные связи для стабилизации параметров усилителей. Низкочастотные резисторы $R_1 \dots R_5$ выполнены с пассивной СВЧ-частью схемы в едином технологическом цикле. Проходные конденсаторы ($C = 70$ пФ) соединяют на СВЧ земленную сторону платы с лицевой стороны через просверленные в керамике отверстия. На входе и выходе усилителя имеются конденсаторы C_1 и C_3 встречно-штыревой структуры. За исключением транзисторов в данной схеме отсутствуют навесные элементы, что обеспечивает достаточно высокую надежность схемы.

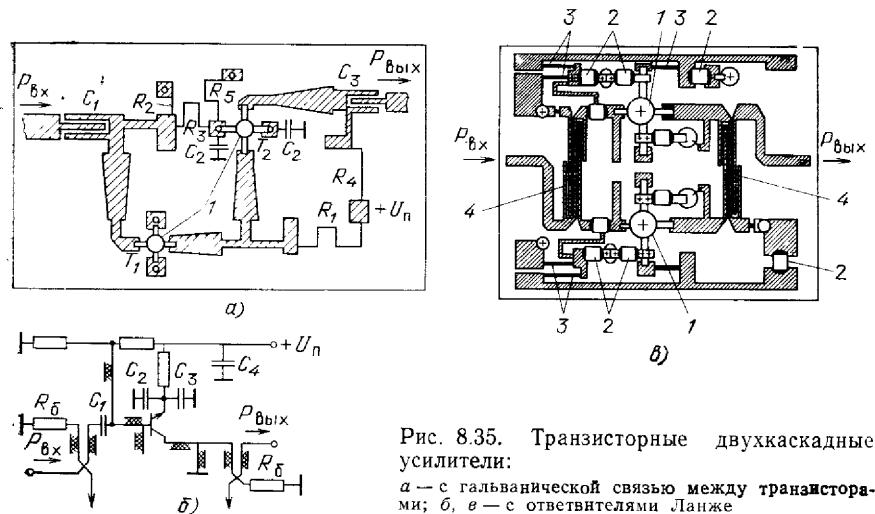


Рис. 8.35. Транзисторные двухкаскадные усилители:
а — с гальванической связью между транзисторами;
б, в — с ответвителями Ланже

На рис. 8.35, б, в, представлены электрическая и топологическая схемы микрополоскового балансного транзисторного усилителя с ответвителями Ланже. Как в предыдущей схеме, резисторы 3 изготавливаются с пассивной СВЧ-частью схемы в едином технологическом цикле. Конденсаторы 2 являются навесными, припаиваемыми к пассивной части схемы. В балансной схеме используются два 3-декибелевых НО: первый ответвитель работает в режиме деления, второй в режиме суммирования. В балансной схеме обеспечивается дополнительное подавление собственных шумов усилителей, которые выделяются в нагрузках R_6 . Для увеличения коэффициента усиления к выходам балансного усилителя можно подключить входы аналогичного балансного усилителя. Такой четырехкаскадный усилитель, состоящий из идентичных каскадов, обладает усилением 18 дБ в полосе 3 ... 4 ГГц с неравномерностью 0,5 дБ при коэффициенте шума не хуже 6 дБ и $K_{ct} \leq 1,4$.

8.14. ГЕНЕРАТОРЫ

В СВЧ-генераторах широко используются биполярные и полевые транзисторы, а также диоды с отрицательным сопротивлением. К числу применяемых генераторных диодов СВЧ относятся диоды Ганна и лавинно-пролетные диоды (ЛПД).

На практике часто требуется перестройка частоты генераторов. Электрическая перестройка осуществляется введением в контур генератора дополнительных управляемых реактивных элементов, в качестве которых используются варикапы или сферы из монокристаллического железо-иттриевого граната (см. § 8.9). По сравнению с варикапами ЖИГ-сферы позволяют осуществить перестройку в более широкой полосе частот, однако при этом потребляют значительную мощность в цепи перестройки.

Транзисторные генераторы имеют хорошую стабильность характеристики, высокий КПД. В настоящее время наиболее перспективным электронным прибором для СВЧ-автогенераторов является полевой транзистор с затвором Шотки. Диодные генераторы составляют конкуренцию транзисторам в высокочастотной части СВЧ-диапазона (выше 10 ГГц).

На рис. 8.36,а приведена топологическая схема перестраивающегося генератора на диоде Ганна. В резонансный контур, образующий колебательную систему, входит диод Ганна 1, разделительный конденсатор 2, варактор 3, отрезок МПЛ 4 и подстроечные конденсаторы 5. Питающие и управляющие напряжения U_{cm} подаются через фильтры 6. Колебания СВЧ, возникающие в колебательной системе, с помощью диода Ганна, при изменении напряжения на варакторе от 1,2 до 40 В меняют свою частоту от 11,6 до 18 ГГц, при этом мощность на выходе 4...30 мВ. Частоту генератора также можно варьировать путем изменения напряжения (от 5 до 7 В) на диоде Ганна, но при этом заметно колеблется выходная мощность генератора. Выход энергии от генератора осуществляется с помощью МПЛ 7, связанный распределенной связью с резонатором. Регулируя длину области связи двух линий и зазор между ними, можно установить оптимальный коэффициент связи.

Резонансная частота определяется из уравнения

$$X_{dg} + L_{vd} \omega - 1/\omega C_{pv} - Z_b \operatorname{ctg}(\omega l/v_f) = 0,$$

где X_{dg} — реактивное сопротивление диода Ганна; C_{pv} — общая

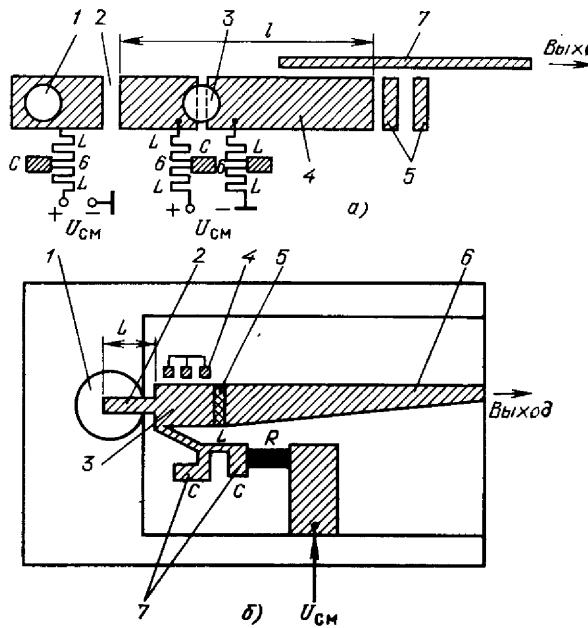


Рис. 8.36. Генераторы:
а — на диоде Ганна; б — на лавинно-пролетном диоде

емкость последовательно соединенных разделительного конденсатора и варактора; Z_b и l — волновое сопротивление и длина отрезка линии 4; v_f — фазовая скорость в линии 4.

На рис. 8.36,б приведена топологическая схема диодного генератора, использующая в качестве активного элемента ЛПД. В резонансный контур, образующий колебательную систему, входят диод 1, вывод диода 2, отрезок МПЛ 3 и подстроечные конденсаторы 4. Колебания в системе возникают за счет последовательно включенного в колебательный контур отрицательного сопротивления ЛПД.

Напряжение питания подается на диод через стабилизирующий резистор и фильтр 7. Связь колебательной системы с нагрузкой осуществляется через разделительный конденсатор 5 и плавный переход 6. В диапазоне 5...10 ГГц мощность, отдаваемая в нагрузку подобным генератором, достигает 0,5 Вт при КПД=10...18%.

8.15. ПОЛОСКОВЫЕ АНТЕННЫ

Полосковые антенны (ПА) представляют собой отдельные вибраторы или группы вибраторов, образующих фазированные антенные решетки (ФАР), подобные тем, которые описаны в § 7.7.

Основными достоинствами ПА являются малые масса и габаритные размеры, возможность жесткого соединения (приклеивания) с поверхностью аппаратов и объектов, устойчивость к большим перегрузкам, возможность изготовления печатным методом, что значительно упрощает и удешевляет их производство. Общий недостаток ПА — ухудшенная диаграмма направленности отдельных вибраторов по сравнению с обычными проволочными вибраторами (см. § 7.5), что в свою очередь вызывает определенные трудности при создании антенных решеток с хорошей диаграммой направленности. Основной причиной этого является возбуждение поверхностных волн в диэлектрической подложке антенны, создающих паразитные электромагнитные связи и излучение и ухудшающих характеристики направленности как отдельных вибраторов, так и ФАР, конструируемых на их базе. На рис. 8.37 показаны конструкции наиболее распространенных типов полосковых вибраторов, которые представляют собой резонаторы, описанные в § 8.5. В качестве примера диаграмм направленности на рис. 8.37,б,в показаны диаграммы направленности микрополосковых излучателей в меридиональной и азимутальной плоскостях.

Основные отличия конструкций вибраторов от соответствующих резонаторов связаны с требованиями полного излучения энергии СВЧ-колебаний при хорошей диаграмме направленности и хорошем согласовании с линиями, подводящими сигналы.

Для получения необходимого согласования вибраторов с линиями выбирается место подключения последней к вибратору. Как правило, это место не совпадает с центром вибраторов, где их сопротивление значительно отличается от волнового сопротивления

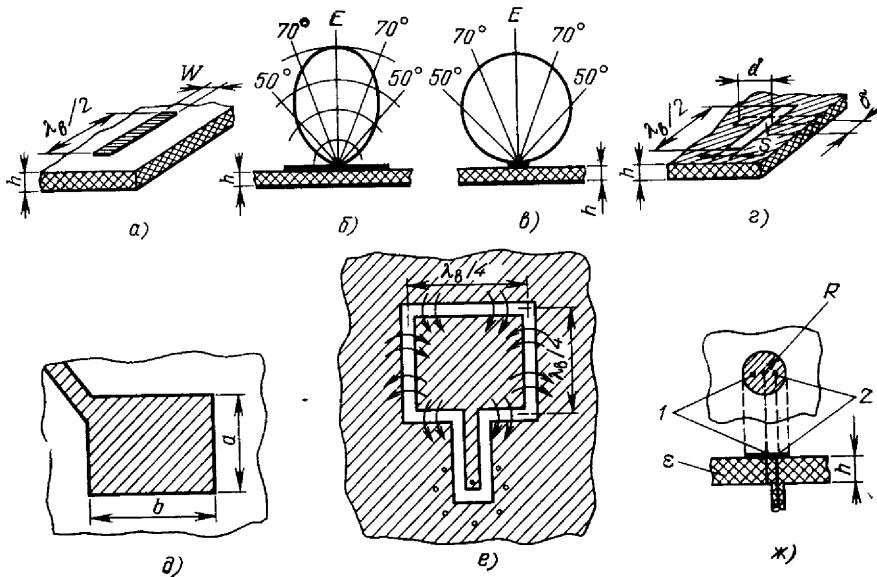


Рис. 8.37. Полосковые вибраторы:
а — микрополосковый; б, в — диаграммы направленности вибратора; г — щелевой; д — прямоугольный; е — копланарный; ж — дисковый

практически используемых линий. Диаграммы направленности вибраторов зависят от типа используемого полоскового вибратора (резонатора), толщины подложки (h) и материала подложки (ϵ).

Среди приведенных на рис. 8.37,г,е конструкций вибраторов щелевой и копланарный являются двусторонними излучателями. В этих случаях для создания однонаправленного излучения используются дополнительные экраны. Коэффициент направленного действия однонаправленной щелевой антенны примерно равен 3 дБ.

Вибраторы рис. 8.37,д,е, являются двумерными полосковыми излучателями, возбуждающими две ортогональные волны, соответствующие двум взаимно перпендикулярным щелевым линиям, образующим эти излучатели. Это обстоятельство часто используется для создания электромагнитных волн с круговой поляризацией. Например прямоугольный вибратор (рис. 8.37,д) возбуждается со стороны одного из углов, что приводит к возникновению двух ортогональных волн. Если при этом одну сторону, допустим сторону a , принять меньше $\lambda/2$, а другую (b) — больше $\lambda/2$, то в первом случае обеспечивается емкостной, а во втором — индуктивный характер сопротивления излучателя. Уравняв эти характеристики, можно получить чисто активное входное сопротивление вибратора и круговую поляризацию суммарной излучаемой электромагнитной волны, поскольку она создается двумя ортогональными волнами, сдвинутыми по фазе на 90° .

В дисковом вибраторе рис. 8.37,ж при возбуждении от коаксиальной линии ($Z_b = 50 \text{ Ом}$) центральная точка 1, в которой элект-

рическое поле и сопротивление равны нулю, соединяется с экраном, а внутренний провод коаксиала, подводящий возбуждающий сигнал, — вблизи центральной точки (точка 2), где входное сопротивление вибратора равно 50 Ом. При толщине подложки этого вибратора $h = 1,5 \text{ мм}$, $\epsilon = 2,6$ и диаметре диска 3,8 см на частоте $f = 3 \text{ ГГц}$ ширина диаграммы направленности по уровню 6 дБ составляет примерно 130° .

Полосковые антенны отличаются узкополосностью. Полоса пропускания ограничена изменением значения Z_b на входе антенны.

Выше отмечалось, что одним из применений полосковых излучателей является создание на их базе ФАР. В этом случае в качестве излучателей чаще всего используют микрополосковые (рис. 8.37,а) или щелевые (рис. 8.37,г) вибраторы.

При создании антенны необходимо учитывать взаимосвязь соседних элементов антенны, существенно затрудняющую их согласование и фазировку, в результате чего возрастает уровень боковых лепестков. Кроме того длина подводящей печатной линии для ФАР приблизительно равна сумме половины длины и половины ширины решетки; при этом возникает дополнительное затухание, обусловленное погонными потерями печатной линии, а это снижает усиление антенны.

В активных фазированных антенных решетках (АФАР) к каждому излучателю подключают приемопередающий модуль, содержащий циркулятор, автогенератор, усилитель, фазовращатель, смеситель и др. При конструировании модулей АФАР элементы модулей целесообразно выполнять единым блоком.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

1. Каковы принципы конструирования и основные показатели качества полосковых ИС СВЧ?
2. Рассмотрите основные конструкции переходов и элементов полосковых ИС СВЧ.
3. От чего зависит добротность основных типов полосковых резонаторов?
4. Из каких соображений должны выбираться элементы полосковых фильтров?
5. Начертите топологические схемы выключателей, переключателей, фазовращателей и поясните принцип их работы.
6. Каковы особенности конструкций полосковых направленных ответвителей и мостовых устройств?
7. Начертите топологические схемы устройств управления сигналами и поясните особенности их проектирования.
8. Начертите основные конструкции ферритовых устройств (циркуляторов и вентилей) и поясните, какими факторами определяются их электрические характеристики.
9. Начертите основные конструкции полосковых антенн и поясните основные особенности их проектирования.

9.1. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Надежность передачи, приема и обработки сигналов, несущих информацию в РЭА, зависит от степени ее помехозащищенности и определяется в заданных условиях эксплуатации действием электромагнитных помех. **Электромагнитными помехами** называются электрические и магнитные процессы, созданные любым источником в пространстве, которые нежелательно влияют на полезный сигнал или могут создать такое влияние. В этой связи под **электромагнитной совместимостью** радиоэлектронных устройств понимается их свойство функционировать с требуемым качеством в реальных условиях эксплуатации одновременно с другими радиотехническими, электронными и электротехническими средствами при воздействии непреднамеренных электромагнитных помех, не создавая недопустимых электромагнитных помех другим радиотехническим и электронным средствам. Приведенное понятие электромагнитной совместимости РЭС является общим и может быть также использовано при рассмотрении ИС, микросборок, функциональных узлов, блоков и устройств РЭА [22].

При оценке электромагнитных помех на любом иерархическом уровне аппаратуры необходимо рассматривать следующие элементы: источник помех; среду распространения помех; receptor помех, т. е. устройство, изменяющее значения своих параметров под влиянием постоянного электромагнитного возмущения.

Для характеристики **рецептора** вводят представление об его **восприимчивости**, под которым понимается реакция устройства на электромагнитные помехи, являющиеся по отношению к нему внешними.

Количественно восприимчивость может быть выражена через отношение полезный сигнал — внешняя помеха. При анализе электромагнитной совместимости необходимо использовать именно это понятие, так как известное представление о чувствительности относится к реакции устройства на полезный сигнал и количественно характеризуется отношением сигнал — собственный шум устройства при отсутствии внешних помех.

Электромагнитные помехи могут образовываться как внутри РЭА (внутрисистемные помехи), так и между РЭС (межсистемные помехи).

Источник помех может воздействовать на receptor помех по электромагнитному полю и кондуктивным (гальваническим) путем (по шасси, корпусу, системе заземления, общим шинам, печатным проводникам, проводам, кабелям). При проектировании любой функциональный узел РЭА, а также РЭС в целом следует рассматривать как потенциальный источник и потенциальный receptor помех. Наиболее вероятными источниками помех являются

устройства с большими уровнями импульсных напряжений и токов, а receptorами помех — устройства с высокой чувствительностью. Пример возможной классификации источников и receptorов электромагнитных помех, имеющих естественное и искусственное происхождение, приведен на рис. 9.1.

К группе естественных источников относятся земные и внеземные источники. Земные источники образуют помехи в атмосфере за счет электрических разрядов во время гроз, а также из-за накопления электрических зарядов в осадках и последующих коронных разрядов, электрических пробоев на элементах антенн, заземления или вблизи антенн. Внеземные источники создают помехи за счет излучения Галактики, Солнца, вспышек звезд и т. д. К ис-

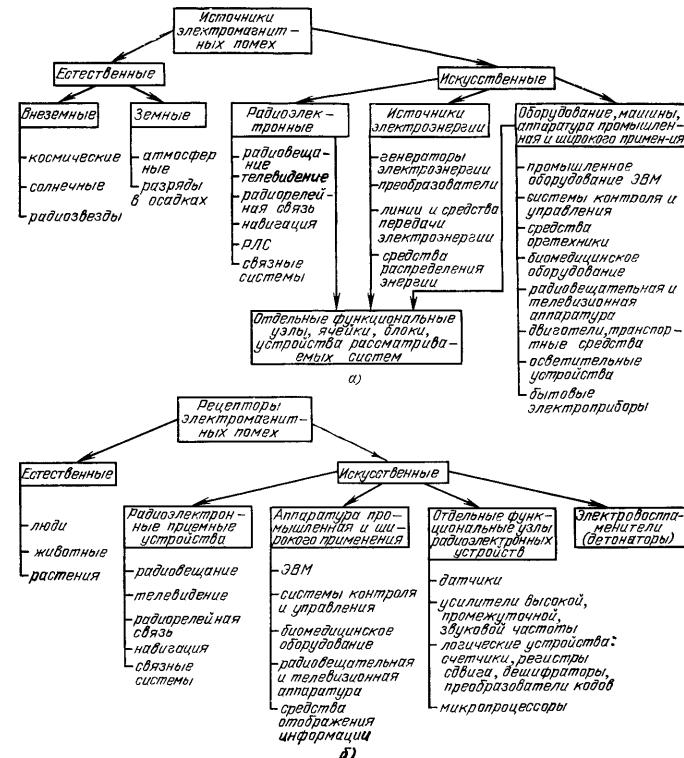


Рис. 9.1. Источники (а) и рецепторы (б) электромагнитных помех

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

Следует отметить особую важность проблемы охраны человека и окружающей среды, являющихся по приведенной классификации естественными рецепторами электромагнитных помех. Отрицательное воздействие электромагнитных полей на человека заключается в возможности вызывать различные функциональные изменения в организме, которые могут стать необратимыми при больших интенсивностях облучения или при систематическом облучении малыми, но выше предельно допустимых, дозами. В связи с этим, например для защиты персонала, обслуживающего передатчики высоких уровней мощности, должны применяться специальные средства безопасности (экранирование поглощающими и отражающими высокочастотную энергию материалами).

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

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

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

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

2) экранируются отдельные элементы и узлы аппаратуры, форма и размеры которых определяют конструкцию экрана. При этом

экран должен компоноваться в общем устройстве и обеспечивать минимальную реакцию на экранируемый объект, а также нормальный тепловой режим элементов и узлов РЭС, ремонтопригодность и т. д. .

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

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

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

$$K_{\vartheta} = K_{\vartheta E} = E_1/E_2 \text{ или } K_{\vartheta H} = H_1/H_2. \quad (9.1)$$

На практике действие экрана принято оценивать эффективностью экранирования в децибелах:

$$A = 20 \lg |1/K_{\vartheta}|. \quad (9.2)$$

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

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

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

9.2. СТРУКТУРА ПОМЕХОНЕСУЩИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

В общем случае функциональные узлы РЭС можно представить в виде совокупности элементарных электрических и магнитных излучателей. При этом электрическими излучателями являются цепи аппаратуры с высоким напряжением и малым током, а магнитными излучателями — цепи с большим током и малой разностью потенциалов. Практически токи, протекающие по этим элементарным излучателям, могут иметь сложную зависимость от времени. Однако на основании принципа суперпозиции будем считать, что излучатели возбуждаются синусоидальными токами, являющимися гармониками общего тока, и действие каждой гармоники допустимо рассматривать отдельно.

Помехонесущие электромагнитные поля создаются токами смещения (см. § 13), возникающими за счет разности потенциалов между элементами конструкции (электрический вибратор) и токами проводимости, текущими по этим элементам (магнитный вибратор). Амплитуды этих полей пропорциональны разности потенциалов и токам проводимости и в окружающем пространстве складываются с учетом фаз и направлений.

Как показано в § 7.4, на расстояния от места излучения, большем λ_0 (дальняя зона), образуется плоская однородная волна (см. § 1.7), у которой в любой точке пространства векторы напряженности E и H синфазны, перпендикулярны друг другу и направлены в сторону излучения, а отношение E/H равно характеристическому сопротивлению среды (воздуха) $Z_{co} = 120\pi$. Интенсивность этого поля при гармонических колебаниях увеличивается пропорционально частоте и уменьшается обратно пропорционально расстоянию до места излучения (r).

На расстоянии $r < \lambda_0/2\pi$ (ближняя зона) заметно увеличиваются относительно других составляющих радиальные составляющие электрического поля E_r (электрический вибратор) и магнитного поля H_r (магнитный вибратор), в связи с чем структура поля сильно меняется и начинает напоминать структуру статического электрического и магнитного полей соответственно. Анализируя уравнения для элементарного электрического вибратора (7.2) — (7.4) и магнитного вибратора (7.10) и (7.11), можно сделать следующие выводы:

1) поля ближней зоны элементарного электрического и магнитного излучателей существенно неравномерны, а их интенсивность быстро убывает с расстоянием (обратно пропорционально кубу и квадрату расстояния);

2) составляющие напряженности электрического и магнитного полей в ближней зоне свинуты по фазе на 90° . Поэтому вектор Пойнтинга оказывается чисто мнимой величиной со средним значением, равным нулю, и, следовательно, рассматриваемые поля являются реактивными. В результате перенос помех в ближней зо-

не происходит за счет явлений электрической и магнитной индукции;

3) вблизи элементарного электрического излучателя создается электромагнитное поле, основная энергия которого сосредоточена в электрической составляющей (электрическое поле);

4) характеристическое сопротивление среды в ближней зоне элементарного электрического излучателя согласно (7.2) и (7.4)

$$Z_E = E_\theta / H_\phi = 1/i \omega e_a r; \quad (9.3)$$

5) вблизи элементарного магнитного излучателя создается электромагнитное поле, основная энергия которого сосредоточена в магнитной составляющей (магнитное поле);

6) характеристическое сопротивление среды в ближней зоне элементарного магнитного излучателя [2]

$$Z_H = E_\theta / H_\theta = -i \omega a_r r; \quad (9.4)$$

7) характеристическое сопротивление среды для электрического излучателя Z_E с увеличением расстояния от него уменьшается, а характеристическое сопротивление среды для магнитного излучателя Z_H увеличивается, и оба стремятся к значению $Z_{co} = 120\pi$, достигая его в дальней зоне при $r > \lambda_0/2\pi$, где структура полей преобразуется в структуру поля плоской волны. График зависимости Z_E и Z_H от расстояния показан на рис. 9.2.

В соответствии с рассмотренными особенностями электромагнитного поля в дальней и ближней зонах экраны, предназначенные для его ослабления, делятся на электромагнитные, электростатические и магнитостатические. При этом не происходит какого-либо противопоставления отдельных видов экранирования, подобно тому как электро- и магнитостатические поля являются частными случаями электромагнитного поля.

При расчете электромагнитных экранов используется теория электромагнитного поля, основанная на решении уравнений Максвелла. Особенностью анализа экранов, предназначенных для ос-

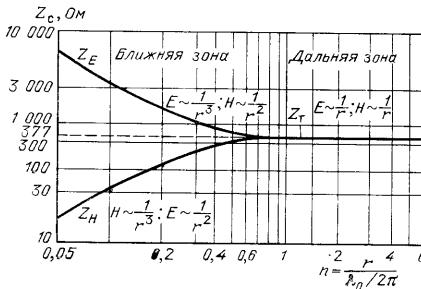


Рис. 9.2. Зависимость характеристического сопротивления среды от расстояния до излучателя

лабления в ближней зоне практически существующих отдельно электрических и магнитных полей, является возможность применения более простых методов теории цепей с использованием соответственно представлений о взаимных емкостях и индуктивностях между экранируемыми друг от друга элементами [12].

При конструировании РЭС в пределах одного устройства в большинстве случаев выполняется условие ближней зоны $r < \lambda_0/2\pi$, что позволяет оценивать перенос помех между элементами аппаратуры, подверженными влиянию, и эффективность экранирования с помощью эквивалентных схем с сосредоточенными параметрами.

9.3. ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭКРАНОВ ДЛЯ ПОМЕХОНЕСУЩИХ ПОЛЕЙ РАЗЛИЧНОЙ СТРУКТУРЫ

Квазистатические магнитные поля способны возбудить в металлическом экране большие токи, которые при толщине экрана меньше глубины проникновения поля в данный металл δ_c создают магнитные поля по обе стороны металлической поверхности экрана, что способствует передаче энергии этого поля через металлическую стенку экрана. Это требует специальных подходов при создании экранов для квазистатических полей.

Экранирование квазистатических электрических полей обеспечивается металлическим экраном с $\mu=1$ и толщиной $d \ll \delta_c$, что объясняется шунтирующим действием металлов, обладающих большой проводимостью σ , при которой согласно (1.4) электрическое поле $E = J_{np}/\sigma$ на металлических стенках экрана практически отсутствует и энергия этого поля не передается через металлические стеки экранов. В этом случае любая конструкция замкнутого металлического экрана удовлетворяет основным электрическим требованиям и практически определяющими могут оказаться требования жесткости и устойчивости к механическим воздействиям, стойкости против коррозии, технологичности конструкций и т. д.

Рассмотрим процесс экранирования электромагнитного поля дальней зоны (плоской волны) при нормальном (наиболее помехообразующем) ее падении на металлическую пластину толщиной d бесконечно большой протяженности (рис. 9.3).

В § 1.7 и 1.10 отмечалось, что при падении плоской волны на

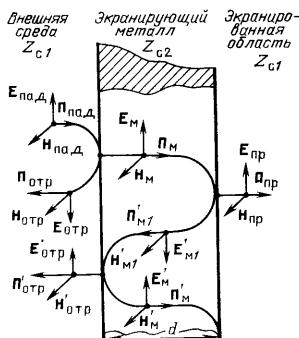


Рис. 9.3. Экранирование электромагнитного поля пластиной

поверхность металлической пластины основная энергия отразится от ее поверхности, и лишь очень небольшая часть пройдет внутри металла, распространяясь в нем с большим коэффициентом затухания. Та часть энергии, которая достигает противоположной поверхности пластины, повторно отразится в противоположном направлении; такие отражения (см. рис. 9.3) внутри пластины будут многократными. Общая эффективность экранирования металлической пластины (рис. 9.3) A_0 является суммой экранирования за счет поглощения энергии в толщине d материала экрана [11]

$$A_1 = 8,69\alpha d = 8,69d/\delta_c = 8,69d\sqrt{\pi f \mu_a \sigma} \quad (9.5)$$

двух первых отражений

$$A_2 = 10 \lg [P_{\text{пад}}/(P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}})] = 20 \lg [1/(1 - \Gamma^2)] = 20 \lg \frac{(Z_{c1} + Z_{c2})^2}{4 Z_{c1} Z_{c2}}, \quad (9.6)$$

а также многократных последующих отражений

$$A_3 = 20 \lg \left[1 + \left(\frac{Z_{c1} - Z_{c2}}{Z_{c1} + Z_{c2}} \right)^2 e^{-2ad} \right], \quad (9.7)$$

где a , Z_{c1} , Z_{c2} , δ_c определяются соответственно с помощью (1.50), (1.47), (1.53) и (1.54). Чаще всего внутри экрана и вне его находится воздушная среда с $Z_{c1} = 377$ Ом. Металлические экраны имеют $Z_{c2} \ll Z_{c1}$. В этом случае

$$A_2 = 20 \lg (94,25 / \sqrt{2\pi f \mu_a \sigma}). \quad (9.8)$$

Если воспользоваться формулой (1.54), то (9.8) можно привести к следующему виду:

$$A_2 = 20 \lg (67\delta_o). \quad (9.9)$$

Пример. Определим эффективность экранирования алюминиевой пластины толщиной $d > \delta_c$. Расчеты проведем с использованием для δ_c табл. 6.4; для Z_{c2} — формулы (1.55); для A_1 — формулы (9.5); для A_2 — формулы (9.9) и для A_3 — формулы (9.7).

Анализируя результаты вычисления эффективности экранирования электромагнитных полей плоской металлической пластины (табл. 9.1), можно прийти к следующим выводам:

1. Металлические экраны при практически приемлемых толщинах обеспечивают хорошую эффективность экранирования на всех частотах радиодиапазона, в том числе и на нижних частотах радиовещания.

Таблица 9.1. Эффективность экранирования плоской алюминиевой пластины

f , Гц	δ_c , мкм	Z_{c2} , Ом	A_1 , дБ	A_2 , дБ	A_0 , дБ	d , мкм
10^{10}	0,826	$0,45 \cdot 10^{-1}$	10,5	66	76,5	1
10^8	8,26	$0,45 \cdot 10^{-2}$	10,5	86	96,5	10
10^6	82,6	$0,45 \cdot 10^{-3}$	10,5	106	116,5	100
10^4	826	$0,45 \cdot 10^{-4}$	10,5	126	136,5	1000
10^2	8260	$0,45 \cdot 10^{-5}$	10,5	146	156,5	10000

2. Эффективность экранирования увеличивается с увеличением частоты, магнитной проницаемости μ , проводимости σ и толщины экрана d .

3. В диапазонах СВЧ толщина металлического экрана может иметь несколько микрометров и выполняться в виде тонкой металлической пленки $\mu=1$, нанесенной на экранируемое изделие.

4. При толщине экранов $d \ll \delta_c$ основная часть эффективности экранирования A_0 металлических экранов определяется первыми двумя отражениями от их поверхностей; при $d \gg \delta_c$, имеющем место в диапазонах СВЧ, сильно возрастает A_0 из-за потерь в толщине экрана.

5. Повторные отражения в металлической толще экрана практически не увеличивают общую эффективность экранирования и A_0 можно не учитывать при проведении расчетов.

6. Большое значение общей эффективности экранирования $A_0 = A_1 + A_2$ допускает уменьшение толщины экрана для низких частот примерно на порядок по сравнению с глубиной проникновения. Это приводит к уменьшению затухания экрана A_1 и снижению Z_{c2} , а следовательно, к повышению затухания за счет отражений A_2 . Однако последнее остается достаточно большим для того, чтобы обеспечить необходимую эффективность экранирования во многих практических применениях.

7. В рассматриваемых случаях было принято нормальное падение волны на поверхность экрана, но с изменением поляризации и угла падения будут меняться коэффициент отражения (увеличиваться) и коэффициент преломления (уменьшаться), а следовательно, изменится A_0 (см. § 1.10).

9.4. ОДНОСЛОЙНЫЕ ЭКРАНЫ

Прямоугольные и цилиндрические экраны. Основные конструкции однослоистых экранов приведены на рис. 9.4. Форма этих экранов влияет на коэффициент экранирования, поскольку от нее зависят коэффициенты преломления и отражения волн на границах раздела двух сред (см. § 1.10).

Эффективность экранирования экранов, Нп, можно определить с помощью формул [13]

$$A_0 = \begin{cases} \frac{1}{2} \ln \left[1 + \left(\frac{Dd}{\mu m \delta_c^2} \right)^2 \right] & \text{для } d < \delta_c; \\ \frac{d}{\delta_c} + \ln \left[\frac{D}{\mu 2\sqrt{2}m\delta_c} \right] & \text{для } d > \delta_c, \end{cases} \quad (9.10)$$

где $m=1$ для прямоугольных экранов (рис. 9.4, а) и $m=2$ для цилиндрических экранов (рис. 9.4, б); D — расстояние между стенками экрана на рис. 9.4, а и диаметр экрана на рис. 9.4, б. Из приведенных формул следует, что во всех случаях эффективность экранирования больше в плоской конструкции экрана по сравнению с цилиндрической и эффективность экранирования сильно возрастает в области $d > \delta_c$.

В практических задачах часто требуется определить толщину экрана, чтобы экран при заданных частоте и размере обес-

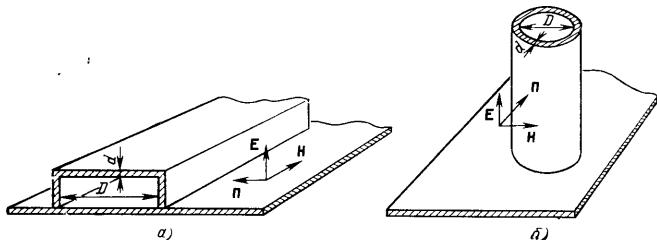


Рис. 9.4. Конструкция однослоистых экранов:
а — прямоугольный; б — цилиндрический

печивал необходимую эффективность экранирования. Согласно (9.10):

$$d = \begin{cases} \frac{\mu m \delta_c^2}{D} \sqrt{e^{2A_0} - 1} & \text{для } d < \delta_c; \\ \delta_c \left[A_0 - \ln \frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{lD}{\mu m \delta_c} \right] & \text{для } d > \delta_c. \end{cases} \quad (9.11)$$

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

При конструировании экранов следует учитывать возможность возникновения резонансных явлений в экране (см. § 5.8). Любой электромагнитный экран, как объемный резонатор, обладает рядом резонансных частот, которым соответствует длина волны $\lambda_p = (l/2)n$, где $n=1, 2, 3, \dots$; l — размер внутренней области экрана в одном из направлений. Кроме этого, значение резонансных частот зависит от компоновки, размеров и материала, размещаемых внутри экрана элементов и узлов аппаратуры. Если частота электромагнитного поля помехи совпадает с одной из резонансных частот экрана или близка к ней, то напряженность электромагнитного поля в экранируемой области возрастает пропорционально добротности экрана и, следовательно, эффективность экранирования резко снижается.

Прямоугольный экран рис. 9.5, а из ферромагнитного материала используется для экранирования квазистатических магнитных полей. При этом происходит шунтирование магнитного поля экраном вследствие его малого магнитного сопротивления. Величина магнитного сопротивления R_m , оказываемого магнитопроводом с магнитной проницаемостью μ_a , длиной l вдоль линии магнитной индукции и поперечным сечением S , определяется соотношением

$$R_m = l/\mu_a S. \quad (9.12)$$

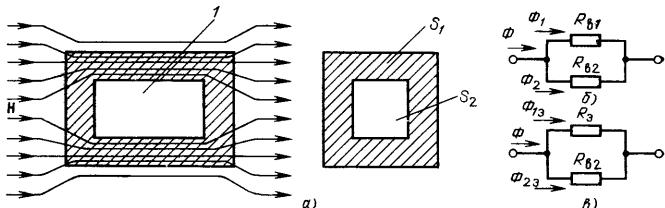


Рис. 9.5. Экранирование магнитостатического поля:

а — прямоугольный экран из ферромагнитного материала; б — схема замещения для расчета эффективности экранирования при отсутствии экрана; в — то же, с применением экрана: 1 — экранированная область

Эффективность экранирования для экрана, приведенного на рис. 9.5, а, может быть определена с помощью формул, полученных из анализа схем замещения (рис. 9.5, б, в), где R_{b1} и R_3 — магнитное сопротивление областей пространства соответственно без экрана и с экраном. Эффективность экранирования определяется отношением магнитного потока в экранируемой области и в отсутствии экрана Φ_2 к магнитному потоку в этой же области при наличии экрана Φ_{23} . В рассматриваемом случае поперечное сечение экранируемой области обозначено S_2 , а поперечное сечение магнитопровода — S_1 . Учитывая, что распределение магнитного потока обратно пропорционально магнитному сопротивлению, обращаясь к эквивалентным схемам рис. 9.5, б, в, находим

$$A_0 = 20 \lg \frac{\Phi_2}{\Phi_{23}} = 20 \lg (\mu S_1 + S_2) / S_1 \approx 20 \lg \left(1 + \frac{\mu S_1}{S_2} \right), \quad (9.13)$$

где $S = S_1 + S_2$.

Цилиндрический экран (рис. 9.6), применяемый при экранировании высокочастотных магнитных полей, помещают так, чтобы направление его оси совпадало с направлением линий магнитной индукции. В этом случае в нем, как в короткозамкнутом витке, согласно закону электромагнитной индукции, наводится ЭДС, создающая ток, магнитное поле которого направлено внутри цилиндра встречно, а за его пределами — в ту же сторону, что и возбуждающее поле (рис. 9.6, а). Результирующее поле оказывается

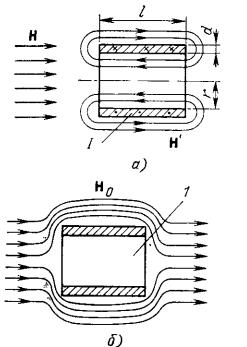


Рис. 9.6. Экранирование высокочастотного магнитного поля помех магнитным полем цилиндрического экрана:

а — внешнее поле H и поле экрана H' ; б — суммарное поле H_0

ослабленным внутри экрана и усиленным вне его (рис. 9.6, б), что определяет эффективность экранирования.

Расчет эффективности экранирования цилиндрического экрана, выполненного из немагнитного материала с большой проводимостью (меди), можно осуществить, используя следующие физические и аналитические выводы. Основными причинами неполной компенсации полей внутри экранируемой области является, во-первых, наличие активных потерь энергии в экране ($R_s \neq 0$), что не позволяет наведенному в экране вихревому току I_s полностью компенсировать помехообразующий поток своим противонаправленным потоком, и, во-вторых, наличие краевых эффектов, по-разному искающих структуру компенсируемого и компенсирующего полей на краях экрана. Если длина экрана l выбрана достаточно большой, то краевыми эффектами можно пренебречь и предположить, что коэффициент экранирования определяется только активными потерями электромагнитной энергии в экране:

$$A_0 = 20 \lg e_a / U_s, \quad (9.14)$$

где $e_a = -d\Phi/dt$ — наведенная в экране ЭДС; U_s — падение напряжения на активной составляющей сопротивления экрана;

$$R_s = 2\pi r / (dI_s) \quad (9.15)$$

— активное сопротивление экрана;

$$L_s = \mu_0 S / l \quad (9.16)$$

— индуктивность экрана; $S = \pi r^2$ — площадь поперечного сечения; r — радиус экрана; d — толщина экрана.

Учитывая сделанные замечания, а также (9.15) и (9.16), можно прийти к следующей расчетной формуле:

$$A = 10 \lg [1 + (\omega \mu_0 \sigma r d / 2)^2]. \quad (9.17)$$

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

Например, сталь не применяется для экранов высокочастотных контуров аппаратуры из-за больших вносимых потерь за счет малой электропроводности и потерь на гистерезис при перемагничивании. Стыки и швы должны располагаться в направлении вихревых токов в экране, протекающих в плоскости, перпендикулярной направлению помехонесущего магнитного поля. При этом обеспечивается меньшее сопротивление вихревым токам, определяющим эффект экранирования.

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

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

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

3) стыки, разрезы и щвы в экране должны размещаться перпендикулярно линиям магнитной индукции помехонесущего поля.

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

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

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

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

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

9.5. МНОГОСЛОЙНЫЕ ЭКРАНЫ

Многослойные комбинированные конструкции экранов, состоящие из последовательно чередующихся немагнитных (меди, алюминий, латунь) и магнитных (сталь, пермаллой) слоев, применяются для получения высокой эффективности экранирования в широком частотном диапазоне, включая область низких частот, и обеспечения малых вносимых потерь в экранируемые цепи радио-

электронной аппаратуры. При рассмотрении принципа работы однородного электромагнитного экрана ранее показано, что экранирующий эффект определяется совместным ослаблением энергии за счет поглощения в толще металла и отражения, обусловленного различными значениями характеристических сопротивлений среды на границах внешней среды — металл и металл — экранируемая область. С уменьшением частоты коэффициент затухания в металле уменьшается, и эффективность экранирования за счет поглощения падает, поэтому экран, состоящий из нескольких тонких слоев различных металлов, в низкочастотной области за счет увеличения отражений обладает большим экранирующим действием по сравнению с однородным экраном той же толщины.

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

Рассмотрим процессы отражения и преломления электромагнитной волны на примере плоского двухслойного экрана, у которого толщины слоев d_1 и d_2 (рис. 9.7). Выразив составляющие электромагнитного поля через коэффициенты экранирования K_{1s} и K_{2s} , которые можно определить, используя (9.2), (9.5) и (9.9), и учитывая коэффициенты отражения слоев экрана, согласно (1.60), получим, что в экранируемой области пространства суммарная амплитуда прошедших через экран волн равна

$$E_{\text{пп}} = K_{1s} K_{2s} E \sum_{n=1}^{\infty} (\Gamma_1 \Gamma_2)^{n-1} = K_{1s} K_{2s} E / (1 - \Gamma_1 \Gamma_2). \quad (9.18)$$

Следовательно, коэффициент экранирования двухслойного экрана K_{s12} определяется коэффициентами экранирования и отражения отдельных слоев экрана:

$$K_{s12} = K_{1s} K_{2s} / (1 - \Gamma_1 \Gamma_2). \quad (9.19)$$

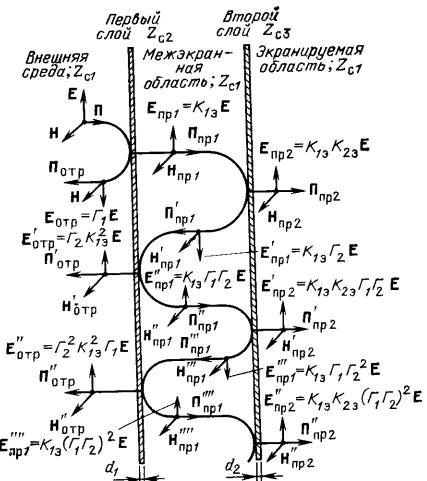


Рис. 9.7. Прохождение электромагнитной волны через двуслойный металлический экран

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

Аналогично могут быть получены расчетные выражения для определения коэффициента экранирования комбинированных экранов с тремя и более слоями. Для трехслойного составного экрана коэффициент экранирования K_{3123} определяется выражением

$$K_{1239} = K_{19} K_{29} K_{29} / [(1 - \Gamma_1 \Gamma_2)(1 - \Gamma_2 \Gamma_3) - \Gamma_2 \Gamma_3 K_{29}^2]. \quad (9.20)$$

На практике наиболее широко применяются трехслойные экраны с одинаковыми наружными слоями $K_{19} = K_{39}$ и $\Gamma_1 = \Gamma_3$. В этом случае согласно (4.20) коэффициент экранирования

$$K_{1239} = K_{19}^2 K_{29} / [(1 - \Gamma_1 \Gamma_2)^2 - (\Gamma_1 K_{29})^2]. \quad (9.21)$$

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

1. Внутренние слои многослойного экрана для обеспечения большего экранирующего действия и достижения минимальных потерь, вносимых экранируемые узлы РЭА, следует выполнять из немагнитных металлов. Наилучшие результаты дает экран с со-

щетанием слоев из немагнитных и магнитных материалов (например, медь — сталь, медь — сталь — медь и т. д.). Это связано с тем, что наибольшая эффективность экранирования обеспечивается за счет высокой отражательной способности меди и поглощающей стали.

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

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

- 0 ... 0,5 кГц; наибольшая эффективность экранирования обеспечивается однородным стальным экраном;
- 0,5 ... 10 кГц; наибольшая эффективность экранирования обеспечивается при равной толщине медного и стального слоев;
- 10 ... 50 кГц; наибольшая эффективность экранирования достигается при уменьшающейся толщине медного слоя экрана и увеличивающейся толщине стального;

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

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

9.6. ПЕРФОРИРОВАННЫЕ ЭКРАНЫ

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

В § 5.6 рассмотрен пример возбуждения электромагнитного поля отверстием в волноводе. Очевидно, аналогичные результаты будут и в случае отверстия в экране. Согласно зависимостям (5.8) и (5.9) поле, возбуждаемое отверстием, пропорционально

отношению r^3/λ_0 , где r — радиус отверстия; λ_0 — длина волны возбуждающего поля. Из этих зависимостей можно сделать вывод, что при прочих равных условиях проникновение полей поглощается через отверстие пропорционально кубу его радиуса. Отверстие является электрическим и магнитным излучателем. Сильнее возбуждается та составляющая поля, которая в месте расположения отверстия имеет большую амплитуду. Для уменьшения излучения отверстий их необходимо располагать в местах слабых электрических и магнитных составляющих электромагнитного поля.

Излучение щелью подробно рассмотрено в § 7.4. Щель является магнитным излучателем. Излучение щели пропорционально отношению l/λ_0 , где l — длина щели. Щель не излучает, если она располагается вдоль линий тока в экране, перпендикулярно тангенциальной составляющей магнитного поля H_r у поверхности экрана. Сказанное относится к узкой щели, ширина которой значительно меньше длины волны возбуждающих колебаний. С увеличением ширины щели она начинает реагировать и на электрическую составляющую поля и возбуждается электрической составляющей поля так же, как любое отверстие.

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

Заметим, что излучение отверстий и щелей размерами, близкими к $\lambda/2$, сильно возрастает из-за резонансных явлений (см. § 4.2 и 7.9), поэтому большие отверстия и щели необходимо снабжать перемычками.

Эффективным средством ослабления электромагнитного СВЧ поля, хорошо проникающего через отверстия в экране, является их конструктивное выполнение в виде запредельного волновода. Эффективность экранирования подобных волноводов зависит от радиуса R , длины и определяется с помощью (5.13) для электрической составляющей и (5.14) для магнитной составляющей поля.

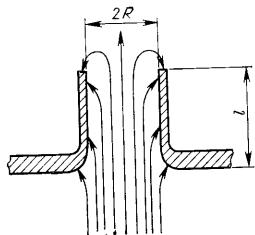


Рис. 9.8. Углубление отверстия за счет его вытяжки

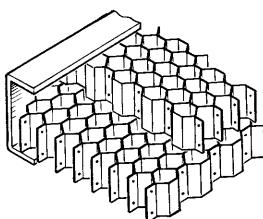


Рис. 9.9. Экран типа сотовой решетки

Рассмотренные способы повышения эффективности экранирования в зависимости от конкретных условий проектирования могут быть реализованы различно: углублением отверстий за счет вытяжки (рис. 9.8), применением патрубков, насаженных на отверстия, или перфорированных вставок, изготовленных из металла с большой толщиной чем экран. Для больших по размерам корпусов РЭА могут применяться сотовые металлические экраны (рис. 9.9).

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

- 1) располагать отверстия в зонах со слабыми электромагнитными полями;
- 2) при заданной площади перфорации исходя из конструкции уменьшать диаметр отверстий, увеличивая их количество;
- 3) щелевые отверстия располагать вдоль линий токов, наводимых в стенах экрана (перпендикулярно силовым линиям магнитного поля);
- 4) выполнять отверстия в виде запредельных волноводов.

В выводах напряжений источников питания следует использовать блокировочные конденсаторы, катушки индуктивности и дроссели, образующие фильтры нижних частот. Примеры конструкций подобных выводов из корпуса 1 приведены на рис. 9.10. Используется блокировочный конденсатор 2, сосредоточенная индуктивность, выполненная в виде провода, на который надет цилиндр из феррита 4 с большим μ . На рис. 9.10, а индуктивность, выполнена в виде дросселя, представляющего собой короткозамкнутую линию 3 длиной $\lambda_b/4$, включенную последовательно во внешний провод коаксиального вывода. В фильтрах выводов источников питания мощных передатчиков желательно, чтобы фильтр был поглощающий. Для этого в конструкции фильтра необходимо использовать твердые объемные поглотители (см. § 5.2). Удобной конструкцией является коаксиальный фильтр, рассмотренный в § 5.9. Поглотитель в нем следует располагать в области тонких внутренних проводников, реализующих индуктивности фильтра.

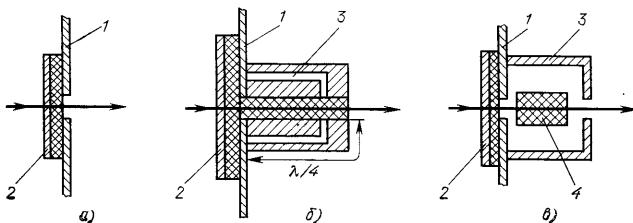


Рис. 9.10. Выводы источников питания:

a — с блокировочным конденсатором; *b* — фильтром на элементах с сосредоточенными параметрами; *c* — фильтром с распределенной индуктивностью

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

9.7. МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ ЭКРАНОВ

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

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

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

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

Проводящие пластмассы обеспечивают экранирование за счет введения проводящего наполнителя. Преимущества применения проводящих пластмасс по сравнению с металлизированными пластмассами объясняются отсутствием трещин, коррозии и отслаивания поверхностного слоя, влияющих на качество экранирования и долговечность изделия. В качестве наполнителей используются смеси графита с караболовокном, алюминия с углеродом, никеля с графитом, проводящая стеклоткань и т. д. Основой для изготовления подобных пластмасс являются термопластичные полимеры типа пропилена, полистирола и т. д. Для защиты изделий от статического электричества широко применяются в качестве проводящего покрытия карбоновые пластины — графит.

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

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

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

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

Радиопоглощающие материалы предназначены для уменьшения отражения радиоволн внутри экранируемых объектов (производственных помещений, экранированных камер, каркасов передатчиков и др.). Существенное поглощение электромагнитной энергии радиопоглощающим материалом в значительной степени устраняет возникновение диффузного поля, ослабляет реакцию экрана на экранируемые элементы, облегчают обеспечение биологической защиты. Радиопоглощающие материалы могут применяться для покрытия производственных помещений с целью проведения испытаний РЭА в условиях, приближающихся к свободному пространству, а также для обеспечения электротермичности РЭА, например путем покрытия воздуховодов системы охлаждения аппарата. Ра-

диопоглощающие материалы реализуют в виде тонких резиновых ковриков, гибких или жестких листов из поролона или древесных волокон, пропитанных соответствующими составами, а также тонких ферритовых пластин. Эти материалы можно приклеивать или крепить к экрану специальными скрепками. Основные справочные сведения о некоторых радиопоглощающих материалах приведены в табл. 9.2.

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

Хорошими свойствами обладает токопроводящая краска на основе композиции лака 9-32 (ТУ МХП-3219-52) и 300%-го карандашного графита марки КТБ (ГОСТ 4404—58). Такая краска обладает поверхностным сопротивлением $7 \dots 7.5 \text{ Ом}$ при толщине покрытия $(1.5 \dots 1.7) \cdot 10^{-4} \text{ м}$ и $5 \dots 6 \text{ Ом}$ при толщине покрытия $(2 \dots 2.1) \cdot 10^{-4} \text{ м}$, имеет хорошую адгезию к металлу, дереву, текстолиту, фанере и оштукатуренным поверхностям.

Композиции токопроводящие, поглощающие полимерные покрытия и электропроводные клеи предназначены соответственно для создания электропроводящих и поглощающих соединений и покрытий, а также для получения неразъемных соединений. К ним относятся контакты К-136, К-12; композиции ТПК-1 ... ТПК-4; токопроводящие эмали ХС-928, ХС-5141, АС-588; смолы токопроводящие Р-2М-70, Р-2М-50, Р-2М-35, Р-2М-12, клей ЭНКС-2, Д-03 и т. д. Шовное соединение, крепление контактных систем и различных элементов экрана

Таблица 9.2. Характеристики радиопоглощающих материалов

Марка материалов	Характеристики материалов		
	диапазон рабочих волн, см	отраженная мощность, %	толщина, мм
Ферритовые пластины СВЧ-068	15...200	3	4
Древесные пластины «Луч»	15...150	1...3	—
Шиловидные резиновые коврики:			
В2Ф2	0,8...2	2	11...14
В2Ф3	0,8...4	4	Включая высоту шипа 8...11
ВКФ-1	—	—	
Поролоновые покрытия «Болото»	0,8...100	1...2	—
Магнитодиэлектрические пластины:			
ХВ-0,8...			
ХВ-10,6	0,8...10,6	2	1...3

нов, заполнение щелей и отверстий, монтаж экрана на несущую конструкцию могут быть выполнены с помощью электропроводных клеев, способствующих высокой эффективности экранирования и сокращению трудоемкости сборочных работ. Электропроводный клей, созданный на основе эпоксидной смолы, заполняемой тонкодисперсионными металлическими порошками (железо, никель, кобальт), обладает высокой прочностью на отрыв (до 50 МПа), удельной электропроводностью до 10^{-6} С/м , химической стойкостью к влаге и разделяющим агрессивным средам и обеспечивает незначительную усадку после отвердения,

9.8. КОНТАКТНЫЕ УСТРОЙСТВА ЭКРАНОВ И КОНСТРУКЦИОННЫХ СОЕДИНЕНИЙ

В составных экранах и контактных элементах, предназначенных для соединения экранов, крышек, панелей, кронштейнов, образуются неоднородные структуры, электрическое сопротивление которых должно быть минимальным и стабильным. Это требование также должно быть выполнено для несущих конструкций и монтажа РЭА, образующих общие участки для протекающих в них токов сигнальных и силовых цепей. Влияние нежелательной кондуктивной (гальванической) связи особенно сказывается в высокочастотной аппаратуре (десятки мегагерц и выше) из-за увеличения поверхностного сопротивления [см. (2.53)]. Поэтому в качестве материала шасси для высокочастотной РЭА следует использовать медь и латунь с антикоррозийным серебряным или оловянным покрытием.

В разъемных соединениях для повышения эффективности экранирования аппаратуры следует применять уплотняющие прокладки, которые должны обеспечивать непрерывность соединения для того, чтобы исключить образование щелей. В связи с этим необходимое сопряжение соединяемых деталей определяется из условия создания низкоомного стабильного контактного сопротивления с учетом шероховатости соединяемых поверхностей, возможностей образования на них оксидных пленок и упругости прокладок.

Известны следующие конструкции электромагнитных уплотняющих прокладок: плетеные проволочные; из диэлектрика, армированного проволокой; из мягкого металла (свинец, медь и др.); из проводящей пластмассы и эластомеров; гребенчатые. Плетеные проволочные прокладки являются наиболее распространенным типом электромагнитных уплотнителей и так же, как оплетка коаксиальных кабелей и экранированных проводов, изготавливаются из тонкой металлической проволоки (монель, алюминий, посеребренная латунь, луженая омедненная сталь и т. д.). Они могут выпускаться в виде лент прямоугольного и круглого сечений (рис. 9.11, а), а также самостоятельных прокладок различного типоразмера (рис. 9.11, б). Плетеные прокладки могут быть пустотелыми (рис. 9.11, а, б), заполненными для повышения гибкости эластомером (резина, неопрен, силикон) (рис. 9.11, в) или иметь металлическую основу (рис. 9.11, г).



Рис. 9.11. Плетеные проволочные уплотняющие прокладки

Усложненные конструкции плетенных прокладок позволяют реализовать дополнительные требования, связанные с обеспечением пылевлагозащиты, герметизации от перепадов давления или повышенной жесткости соединения.

Прокладки из диэлектрика, армированного монелевой или алюминиевой проволокой, а также из проводящей пластмассы и эластомеров могут выпускаться в виде полос и пластин с необходимыми отверстиями и вырезами. Применение рассматриваемых прокладок обеспечивает как электромагнитную, так и механическую герметизацию.

Гребенчатые прокладки различной конфигурации (см., например рис. 4.5, б), изготавливают штамповкой из бериллиевой бронзы.

При монтаже электромагнитные прокладки устанавливают в пазы, приклеивают или крепят с помощью болтов и винтов (рис. 9.12). Материал прокладок должен быть совместим с контактирующими поверхностями. При установке эластичной прокладки в паз следует предусматривать гарантированный зазор, обеспечивающий возможность ее усадки по ширине (рис. 9.12, а). Установка плетеных проволочных прокладок на металлической основе выполняется с помощью точечной сварки или клепки. Крепление прокладок следует выполнять так, чтобы соединяемые поверхности не скользили, а сдавливались для обеспечения большей электротехнической и износостойкости уплотнения.

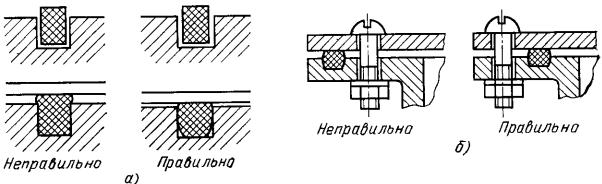


Рис. 9.12. Методы монтажа электромагнитных прокладок:
а — установка эластичных прокладок; б — крепление винтами

9.9. ЭКРАНИРОВАНИЕ ОТДЕЛЬНЫХ УЗЛОВ РЭА И ИХ СОЕДИНЕНИЙ

Трансформаторы. В трансформаторах питания, низкочастотных (звуковых, кадровых) трансформаторах и дросселях питания основной рабочий магнитный поток проходит по магнитопроводу. Внешний магнитный поток рассеяния, составляющий небольшую часть основного потока, выходит за пределы трансформатора или дросселя, замыкаясь по воздуху. Магнитный поток рассеяния индуцирует напряжение помех в катушках индуктивности, а также замкнутых контурах цепей, расположенных в ортогональной плоскости. Например, помехи от трансформатора питания могут воздействовать на низкочастотные трансформаторы в усилителях с высокой чувствительностью. Потенциальными источниками наиболее интенсивных помехонесущих магнитных полей являются дроссели фильтров питания при наличии воздушных зазоров в сердечниках, вводимых для предотвращения насыщения. Особенно восприимчивы к магнитному полю рассеяния электронно-лучевые трубки. Влияние поля может проявляться в геометрических искажениях телевизионного изображения, появление яркостного фона, нарушении фокусировки и т. д. В порядке возрастания полей рассеяния в зависимости от используемого магнитопровода трансформаторы располагаются в следующей последовательности: торoidalные, стержневые, броневые. Интенсивность полей рассеяния у всех типов трансформаторов растет с увеличением мощности, с уменьшением сечения магнитопроводов и высоты катушек, а также с ухудшением магнитных свойств магнитопроводов. В этой связи для снижения интенсивности поля рассеяния трансформаторы питания следует применять высококачественные магнитные материалы для магнитопровода, а также уменьшать в нем воздушные зазоры. С этой же целью в торOIDальных трансформаторах обмотки следует распределять по всей длине сердечника равномерно независимо от числа витков.

При совместной компоновке трансформатора питания и низкочастотного трансформатора их следует располагать на возможно большем расстоянии с ориентировкой магнитных полей под углом 90°. Эффективное снижение магнитных полей рассеяния трансформаторов и дросселей достигается экранированием. Например, в конструкции дросселя фильтра с воздушным зазором используют многослойный экран, состоящий из короткозамкнутого алюминиевого или сварного медного витка и внешнего экрана из магниевого материала (рис. 9.13).

В трансформаторах питания и низкочастотных трансформаторах для устранения емкостной связи между первичной и вторичной обмотками устанавливается разомкнутый виток из медной фольги с перекрытием, прокладываемой между обмотками по всей длине катушки трансформатора. Виток соединяется с корпусом аппарата и выполняет роль электростатического экрана. Применение заземленной с одного конца однослойной экранирую-

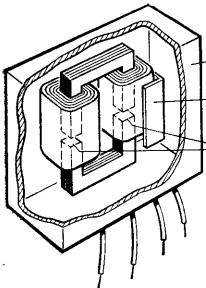


Рис. 9.13. Многослойное экранирование дросселя фильтра:
1 — экран из магнитного материала; 2 — экран из немагнитного металла; 3 — воздушный зазор в сердечнике

шой обмотки, второй конец которой изолирован, неэффективно из-за индуктивного характера рассматриваемого экрана и его большей электрической проницаемости по сравнению со сплошным витком. Эффективным средством подавления помех в современных импульсных источниках питания является применение двух **электростатических экранов** в разделительном трансформаторе, которые присоединяются соответственно к двум различным кондуктивно (гальванически) развязанным опорным точкам.

Высокочастотные катушки и контуры. При экранировании высокочастотных катушек индуктивности или контуров аппаратуры следует учитывать возможность ухудшения их основных электрических параметров: уменьшение индуктивности, увеличение сопротивления и собственной емкости. Вносимые экраном потери возрастают с уменьшением проводимости материала и расстояния между экраном и катушкой. Поскольку эквивалентное затухание контура определяется затуханием катушки и должно быть достаточно малым, то в качестве материала экрана следует применять немагнитные металлы (меди, латунь, алюминий), а размеры экрана, исходя из конструктивных соображений, выбирать по возможностям большими.

На практике экраны высокочастотных катушек и контуров выполняют цилиндрической и прямоугольной формы, выбирая зазор между экраном и катушкой не менее половины диаметра катушки. При конструировании экранов следует располагатьстыки, швы, щели в направлении вихревых токов, определяющих экранирующий эффект. Экранирование электрического поля при этом легко обеспечивается в случае надежного электрического контакта с корпусом аппарата. Следует учитывать, что применение заземленного экрана приводит к увеличению собственной емкости катушки за счет добавления к ней емкости экрана.

Транзисторы и ИС. Общий вывод транзисторов и ИС в металлическом или металлокерамическом корпусе должен соединяться с общим корпусом аппарата. При этом корпус выполняет роль экрана и одновременно служит теплоотводом для активных элементов, предназначенных для работы в выходных каскадах и узлах питания аппарата. В случае, если пластмассовое или керамическое основание прикрывается одной или двумя металлическими крышками, не имеющими соединения с общей точкой внутренних частей ИС, а также вывода для подключения к печатной плате, это может привести к увеличению емкостной связи внутри

микросхемы и между соседними микросхемами. При размещении тонкопленочной или полупроводниковой ИС на одной стороне подложки электропроводная пленка, нанесенная на другую сторону, может выполнять роль экрана и присоединяться к выводу. Таким ИС для дальнейшего подключения к корпусу устройства. Таким способом могут экранироваться друг от друга рядом расположенные ИС, которые оказываются также защищенными от воздействия внешних помехонесущих электромагнитных полей.

Транзисторы и ИС в пластмассовых корпусах при необходимости могут быть экранированы внешними металлическими колпачками или перегородками, соединенными с общим корпусом РЭА. Другой метод экранирования заключается в нанесении на пластмассовый или керамический корпус транзистора или ИС проводящего покрытия с последующим его заземлением.

Соединительные линии применяются для передачи сигналов к отдельным функциональным узлам, блокам, радиотехническим устройствам. Для аппаратуры, работающей в диапазонах длинных, коротких и иногда метровых волн, в основном используется проводной и печатный монтаж. В диапазонах метровых и дециметровых волн наибольшее применение получили радиочастотные коаксиальные кабели, обладающие высокой помехозащищенностью и обеспечивающие малые потери в широком диапазоне частот.

При применении экранированных проводов одноточечное присоединение оплетки к корпусу аппарата, исключая влияние электрического поля помех, не защищает от магнитного поля (рис. 9.14, а). Для подавления магнитного поля помех весь обратный

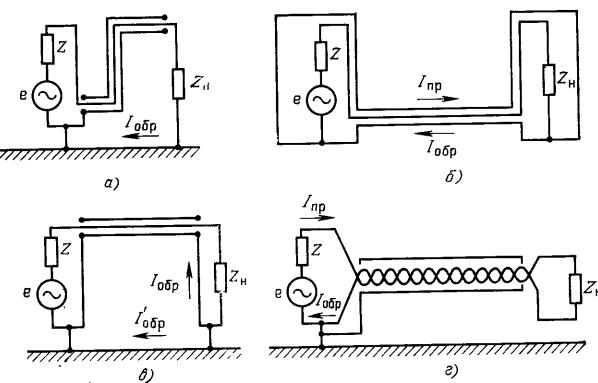


Рис. 9.14. Экранирование линии связи:

а — одноточечное заземление оболочки на корпусе; б — полное экранирование электрического и магнитного полей (без учета влияния общей «земли»); в — снижение эффективности магнитного экранирования за счет разветвления обратного тока; г — применение экранированной витой пары

ток экранируемой цепи следует направить через экранирующую оплетку провода (рис. 9.14,б). На практике экранирующие оплетки монтажных проводов длиной выше 100 мм заземляют с обоих концов. При этом следует учитывать возможность ухудшения магнитного экранирования из-за появления дополнительной прямого и обратного тока, нарушающей компенсацию магнитных полей прямого и обратного токов (рис. 9.14,в). В этом случае также появляется петля-контур, образованный экранирующей оплеткой и землей, на который может воздействовать внешнее магнитное помехонесущее поле, а также кондуктивные (гальванические) помехи, определяемые конечным сопротивлением корпуса или шасси аппарата. На высоких частотах из-за наличия взаимной индуктивности между экраном и центральным проводником экран создает цепь возврата тока с более низкой индуктивностью, чем цепь заземления, в результате чего эффективность экранирования повышается.

Высокая эффективность ослабления помех обеспечивается при использовании двойных экранов, а также витой пары, защищенной экранирующей оболочкой (рис. 9.14,г). Недостатком применения экранирующей оболочки является увеличение паразитной емкости соединения. Длина экрана (рис. 9.14,г) должна быть значительно меньше четверти длины самой короткой волны передаваемого сигнала. Если указанное условие не выполняется, то экранированный провод следует рассматривать как длинную линию, которая должна быть на концах нагружена на согласованное сопротивление.

С целью уменьшения возможных нежелательных электромагнитных связей между проводами монтажа следует связывать в жгут и экранировать провода с токами низких частот, например провода сети питания, цепей управления и т. д. Для уменьшения взаимного влияния высокочастотных цепей рекомендуется выбирать длину соединительных проводов наименьшей, для чего элементы высокочастотных схем, связанные между собой, необходимо располагать в непосредственной близости, а пересечение проводов выполнять под прямым углом. При параллельном расположении такие провода должны быть максимально удалены друг от друга или разделены экранами.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

1. Объясните, что такое эффективность экранирования.
2. Рассмотрите основные структуры помехонесущих полей.
3. Опишите особенности проектирования экранов для помехонесущих полей различной структуры.
4. Начертите конструкции одно- и многослойных экранов, сравните их свойства и объясните рекомендуемое применение.
5. Какими свойствами должны обладать материалы для экранов?

Глава 10 МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ И ПРОИЗВОДСТВЕННОГО КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ СВЧ-УСТРОЙСТВ И ЭКРАНОВ

10.1. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Требования, предъявляемые к СВЧ-устройствам и экранам, обычно выражаются в виде комплекса параметров и характеристик, достаточно полно определяющих их реакцию на заданные электрические сигналы при заданных механических, климатических и температурных условиях.

Наиболее полный комплекс измерений заключается в определении распределения электрической составляющей поля с целью установления типа, а иногда и амплитуд колебаний электромагнитного поля, а также реакции измеряемого устройства на электрические сигналы. Последнее в случае пассивных элементов и устройств в основном сводится к измерению внешних характеристик, к которым относятся комплексные коэффициенты отражения от всех выводов (входов и выходов), полные сопротивления на всех выводах и комплексные коэффициенты передачи между парно взятыми выводами. В случае активных устройств эти измерения дополняются измерением параметров генерируемых и усиливаемых сигналов [16, 17].

10.2. ИЗМЕРЕНИЕ СТРУКТУРЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Измерение структуры электромагнитного поля позволяет установить тип колебаний, определить относительные амплитуды полей, оценить влияние неоднородностей на структуру поля, рассчитать состав пространственных гармоник поля, выявить и затем устранить многие дефекты производства. При измерении структуры поля используются зондовые методы и методы электролитических ванн. Зондовые методы можно разделить на методы активного и реактивного зондов [1, 16].

Метод активного зонда. При этом методе (рис. 10.1) в измеряемом устройстве с помощью генератора стандартных сигналов (ГСС) возбуждаются электромагнитные колебания. В область



Рис. 10.1 Измерение структуры поля методом активного зонда

измерения помещается электрический зонд. На зонде наводится СВЧ-сигнал, значение которого пропорционально значению амплитуды составляющей электрического поля, направленной вдоль зонда. Наведенный СВЧ-сигнал детектируется детектором, и затем его значение регистрируется индикатором. В качестве индикатора могут применяться гальванометры, микроамперметры, чувствительные ламповые вольтметры и др. В обсуждаемой схеме, как и во многих других, между измеряемым устройством и ГСС включается развязывающий аттенюатор с затуханием 10...15 dB, который, кроме функции развязки, согласует соединительную линию измеряемого устройства со стороны генератора, обеспечивая отсутствие повторных отражений и искажений результатов измерений. Кроме того он обеспечивает активный характер нагрузочного сопротивления и согласование нагрузки ГСС, что является необходимым условием для обеспечения стабильности его работы. Зонд, представляющий собой отрезок тонкой проволоки длиной меньше длины волн исследуемых колебаний, вводится во внутреннюю полость измеряемого устройства через отверстия или щель. Размеры зонда и дополнительно прорезанных отверстий и щелей должны быть такими, чтобы структура измеряемого поля не искажалась и дополнительные потери и реактивности, вносимые в измеряемое устройство, были пренебрежимо малыми.

Метод реактивного зонда. При измерениях методом реактивного зонда (рис. 10.2) выводы измеряемого устройства закорачивают и оно превращается в резонатор (резонансный макет). Для того чтобы поле такого резонатора соответствовало полю устройства в рабочем режиме, необходимо, чтобы он имел достаточно большую электрическую длину (несколько длин волны). Этому условию, как правило, легко удовлетворяют замедляющие системы электровакуумных приборов СВЧ, при исследовании которых данный метод чаще всего применяется.

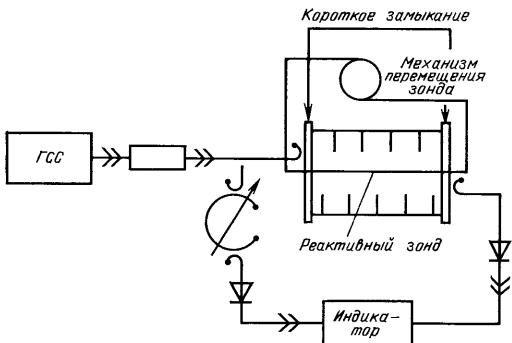


Рис. 10.2. Измерение структуры поля методом реактивного зонда
306

Сущность метода реактивного зонда сводится к тому, что при введении в резонансный макет, возбужденный на резонансной частоте, металлического или диэлектрического тела меняется его резонансная частота. Изменение резонансной частоты пропорционально квадрату напряженности электрического поля в измеряемой области:

$$\Delta f/f_p = K_3 E^2/W_{cp}, \quad (10.1)$$

где W_{cp} — средний запас энергии в резонанском макете за один период колебаний; K_3 — коэффициент, зависящий от геометрии, ориентации относительно направления поля и электрических параметров материала зонда.

Чтобы не нарушать структуру измеряемого поля и получать необходимую разрешающую способность, реактивный зонд должен иметь геометрические размеры значительно меньшие длины волны и сферическую (шарик) или цилиндрическую (стержень) форму.

При измерениях резонатор возбуждается с помощью слабо связанного элемента связи. Конструкция и размещение элемента связи должны обеспечивать преимущественное возбуждение электромагнитной волны нужного типа. С помощью другого элемента связи, также слабо связанного с резонатором и реагирующего преимущественно на волну нужного типа, СВЧ-колебания снимаются с резонатора и подводятся к детектору. Во время измерений реактивный зонд с помощью тонкой нити и механического приспособления перемещают внутри резонатора, что вызывает изменение его резонансной частоты. В каждом новом положении зонда ГСС настраивается на новую резонансную частоту исследуемого макета. С помощью волнометра измеряют изменение резонансной частоты относительно резонансной частоты макета при отсутствии зонда. Полагая, что постоянная K_3 не меняется при измерениях, и поддерживая мощность генератора неизменной, по смещению резонансной частоты с помощью (10.1) определяют величину, пропорциональную напряженности электрического поля в измеряемой точке. Затем по измеренным точкам строят эпюры распределения электрической составляющей поля вдоль направления перемещения зонда.

Метод электролитической ванны (рис. 10.3) используется для исследования распределения статических и квазистатических полей. В диапазоне СВЧ этим методом исследуется структура поля волны, являющейся квазистатической. В этом случае, измерив распределение статического поля в СВЧ-устройстве, можно утверждать, что структура этого поля будет одинаковой со структурой поля Т-волны в этом же устройстве.

Измерительная установка состоит из диэлектрической ванны, обычно заполненной водой. В ванну опущены металлические электроды, пропорциональные по размерам и одинаковые по форме с металлическими поверхностями сечения измеряемого устройства. Допустим, это будет поперечное сечение прямоугольной коак-

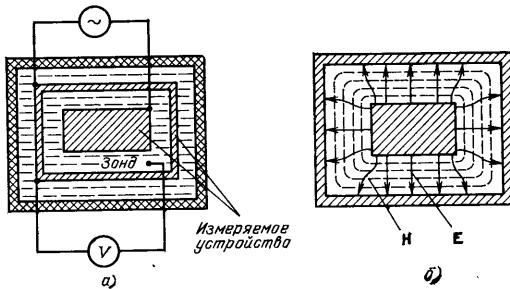


Рис. 10.3. Измерение структуры поля методом электролитической ванны:
а — схема измерения; б — измеренная структура поля

сиальной линии (см. рис. 10.3). К электродам подключен источник постоянного или низкочастотного переменного напряжения. Измерение сводится к определению и вычерчиванию формы эквипотенциальных линий электрического поля между электродами. Для измерения потенциалов используют ламповый вольтметр V с большим входным сопротивлением. Построив линию эквипотенциальных поверхностей, нетрудно нарисовать структуру электромагнитного поля, поскольку электрические силовые линии перпендикулярны эквипотенциальному поверхностям, а магнитные совпадают с ними. Обычно этот процесс автоматизируется.

10.3. ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ ОТРАЖЕНИЯ И ПЕРЕДАЧИ

Измерение коэффициента отражения. Наиболее простые и доступные методы измерения коэффициента отражения основаны на применении измерительной линии, представляющей собой отрезок линии передачи с узкой щелью, прорезанной вдоль ее оси. Через щель внутрь волновода помещен электрический зонд, соединенный с детектором и передвигаемый вдоль щели с помощью каретки.

Промышленностью выпускаются измерительные линии коаксиальной, прямоугольной и симметрично-полосковой конструкций. Для проведения калибровки и ряда измерений комплект содержит короткозамыкателем и согласованную нагрузку. Коаксиальные измерительные линии, используемые на частотах 10...10 000 МГц, имеют собственный $K_{ct} = 1,04 \dots 1,06$ и погрешность измерения $K_{ct} = 2 \dots 3$ не более 10%. Волноводные измерительные линии имеют прямоугольное сечение, используются на частотах 1000 МГц и выше, имеют собственный $K_{ct} = 1,01 \dots 1,03$ и погрешность измерения $K_{ct} = 2 \dots 3$ не более 7%. Фактически диапазон K_{ct} , измеряемых с помощью приведенных измерительных линий, значитель-

но шире указываемых в паспорте на линию. Измерение малых K_{ct} ограничено глубиной погружения зонда при движении каретки собственным K_{ct} измерительной линии. Измерение больших K_{ct} связано с трудностями измерения большого диапазона амплитуд электрического поля, а также с отражениями от зонда, которые малы в минимуме, но велики в точках максимума. При работе с линией следует использовать чувствительные индикаторы (микроамперметры и измерительные усилители). В этих условиях обеспечивается квадратичность характеристики детектора и исключаются трудности, связанные с ее учетом.

При измерениях коэффициента отражения измерительная линия включается в состав стенда (рис. 10.4, а). В процессе измерений, передвигая зонд, снимают картину распределения электрического поля вдоль линии (рис. 10.4, б). Перемещение зонда измерительной линии калибровано, и его положение отсчитывается с помощью специальной линейки или микрометрического устройства. Расстояние между двумя соседними минимумами (рис. 10.4, б) равно половине длины в используемой измерительной линии. Положение минимумов определяет фазу коэффициента отражения измеряемого устройства, а отношение максимума к минимуму электрического поля определяет коэффициент стоячей волны: $K_{ct} = E_{\max}/E_{\min}$.

С помощью K_{ct} определяют модуль коэффициента отражения, поскольку в соответствии с (2.24) он равен

$$G = (K_{ct} - 1)/(K_{ct} + 1). \quad (10.2)$$

Заметим, что на практике больше принято использовать не модуль коэффициента отражения, а коэффициент стоячей волны. Объясняется это отсутствием дополнительных расчетов, более удобными числовыми величинами, непосредственной связью с физическим представлением о стоячей волне и, наконец, давно укоренившимися традициями.

Измерение коэффициента стоячей волны (модуля коэффициента отражения). Величины K_{ct} , указанные в паспорте на измерительную линию, определяются непосредственным измерением мини-

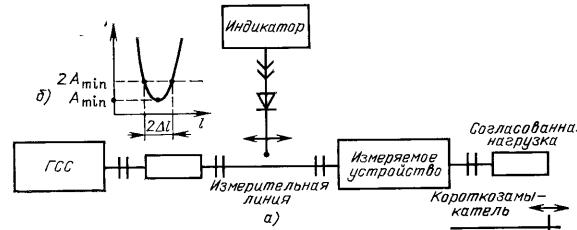


Рис. 10.4. Измерение коэффициента отражения методом измерительной линии

малого A_{\min} и максимального A_{\max} показаний индикатора при перемещении каретки вдоль линии и вычисляют по формуле

$$K_{ct} = \sqrt{A_{\max}/A_{\min}}. \quad (10.3)$$

При измерении больших K_{ct} рекомендуется использовать метод удвоенного минимума, основанный на измерении ширины кривой распределения напряженности электрической составляющей поля вблизи минимума стоячей волны в линии. Применение метода иллюстрируется рис. 10.4, б, где показана огибающая стоячей волны вблизи минимума. Порядок измерения следующий: определяют отклонение индикатора при помещении зонда измерительной линии в минимуме A_{\min} , а затем измеряют интервал смещения зонда $2\Delta l$ между теми его соседними положениями, в которых отклонение индикатора равно $2A_{\min}$, а коэффициент K_{ct} вычисляется по формуле

$$K_{ct} = \lambda_b / 2\pi \Delta l. \quad (10.4)$$

Измерение фазы коэффициента отражения. Фазу коэффициента отражения определяют измерением положения минимума стоячей волны электрического поля. Если за плоскость измерений (начало отсчета) принять вход в нагрузку, то согласно (2.28) фаза в минимуме стоячей волны в линии вычисляется по уравнению

$$\Phi_{\min} = -(2n - 1)\pi = \Phi_0 - 4\pi l_{\min}/\lambda_b. \quad (10.5)$$

Решая это уравнение относительно фазы в плоскости измерения Φ_0 , получаем

$$\Phi_0 = 4\pi l_{\min}/\lambda_b - (2n - 1)\pi, \quad (10.6)$$

где l_{\min} — расстояние от плоскости измерения до минимума; n — порядковый номер минимума, начиная от плоскости измерения.

Таким образом, задача измерения фазы заключается в определении длины волны в измерительном тракте λ_b , равной удвоенному расстоянию между соседними минимумами, в вычислении расстояния от минимума до нагрузки l_{\min} и нахождении порядкового номера минимума n . Последний определяется как целая часть числа, полученного из уравнения $n = 1 + 2l_{\min}/\lambda_b$.

Измерение модуля коэффициента передачи. Модуль и фаза (аргумент) коэффициента передачи имеют самостоятельное значение и измеряются отдельно. В случае уменьшения амплитуды волны модуль коэффициента передачи определяет затухание и в случае увеличения амплитуды волны — усиление. Аргумент коэффициента передачи определяет изменение фазы волны при прохождении ее через измеряемое устройство и используется для оценки фазовых характеристик СВЧ-устройств [8].

Измерение модуля коэффициента передачи можно проводить следующими наиболее распространенными методами: измерительной линии, резонатора, отношения мощностей, замещения и компенсационным.

Метод измерительной линии используется для измерения малых затуханий (порядка нескольких децибел) и основан на измерении четырехполюсника, короткозамкнутого на выходном конце. Измерив K_{ct} , можно вычислить затухание четырехполюсника

$$\alpha = 8,68 \arctg 1/K_{ct}. \quad (10.7)$$

Это соотношение справедливо, если затухание в самой измерительной линии меньше затухания в измеряемом четырехполюснике и нет отражений от входа последнего.

Метод резонатора удобен для определения затуханий менее 1 дБ в небольших отрезках линий передачи. Линию достаточной длины закорачивают с обоими концов или сворачивают в кольцо с таким расчетом, чтобы образовать резонатор, и тогда измеряют собственную добротность полученного резонатора. По результатам измерения добротности Q_0 вычисляется коэффициент затухания линии передачи, который с достаточной степенью точности можно определить соотношением $\alpha = 27,3/Q_0 \lambda_b$.

Эта формула справедлива лишь для резонаторов небольшой электрической длины (например полволны) с малыми потерями в местах короткого замыкания и при слабой связи во время измерений генератором и индикатором.

Метод отношения мощностей основан на измерении мощности на входе $P_{вх}$ и выходе $P_{вых}$ измеряемого устройства и вычислении модуля коэффициента передачи (затухания или усиления)

$$\alpha = 10 \lg (P_{вх}/P_{вых}). \quad (10.8)$$

Функциональная схема измерения затухания **методом замещения** показана на рис. 10.5. В методе используется точный образцовый аттенюатор, включенный между генератором и выходным индикатором. Аттенюатор первоначально устанавливается на некоторый удобный уровень, принимаемый в качестве опорного. После включения измеряемого четырехполюсника затухание аттенюатора изменяется до тех пор, пока детектируемый сигнал не достигает первоначального значения.

По изменению показаний аттенюатора определяют модуль коэффициента передачи (затухание или усиление) четырехполюсника. Оба последних метода используются при измерениях затухания больше нескольких децибел.

Измерение фазы коэффициента передачи. Фазовый угол коэффициента передачи обычно находят как изменение фазы (фазовый сдвиг) сигнала на выходе по сравнению с фазой сигнала на

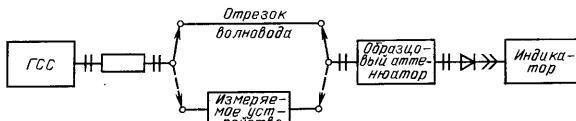


Рис. 10.5. Измерение модуля коэффициента передачи методом замещения

входе измеряемого устройства. Измерение фазовых сдвигов радиоустройства является сложной задачей, которой уделено много внимания в специальной литературе [16]. Большинство измерительных устройств используют метод замещения по СВЧ и промежуточной частоте, компенсационный метод или метод фазовых детекторов.

На рис. 10.6 приведена функциональная схема для измерения комплексного значения коэффициента передачи компенсационным методом. Отсчет по шкалам аттенюатора и фазовращателя дает значения модуля и фазового угла комплексного коэффициента передачи измеряемого устройства. Отсчет начинают после того, как с помощью регулировки аттенюатора и фазовращателя индикатор покажет нуль, что соответствует равенству амплитуд и фаз выходных сигналов в обеих параллельных ветвях.

Автоматизация измерений коэффициентов отражения и передачи. Автоматизированные и автоматические измерители коэффициентов отражения и передачи делятся на две группы. К первой группе относятся **панорамные измерители** модулей коэффициентов отражения и передачи, а ко второй — **измерители S-параметров**. Под S-параметрами следует понимать комплексные значения коэффициентов отражения и передачи (см. гл. 2).

Более широкое применение находят панорамные измерители, так как в большинстве случаев СВЧ-устройства достаточно полно характеризуются значениями модуля коэффициента отражения, который принято представлять через коэффициент стоячей волны. Наиболее общая функциональная схема панорамного измерителя показана на рис. 10.7. В качестве основного измерительного устройства здесь применяются рефлектометры (два направленных ответвителя с детекторными головками).

При измерении коэффициента отражения к измерителю отношений подводят выходные сигналы рефлектометра, один из которых пропорционален мощности падающей волны, а другой — мощности отраженной волны. Это позволяет получить на выходе измерителя отношений сигнал, пропорциональный модулю коэффициента отражения. При измерении коэффициента передачи к выходу измеряемого устройства вместо согласованной нагрузки подключают широкополосную детекторную головку, выходной сигнал которой подается на вход измерителя отношений вместо сигнала направленного ответвителя обратной волны. В данном случае сигнал на выходе измерителя отношений пропорционален мо-

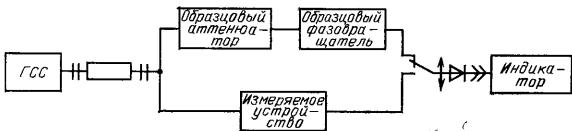


Рис. 10.6. Измерение модуля и фазы коэффициента передачи компенсационным методом

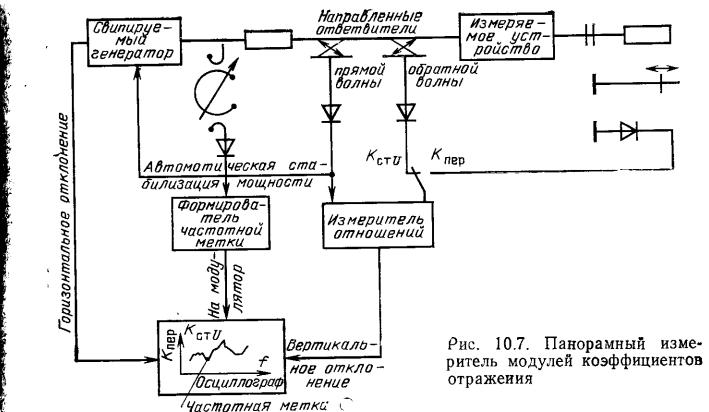


Рис. 10.7. Панорамный измеритель модулей коэффициентов отражения

дулю коэффициента передачи. Выходной сигнал измерителя отношений подается на вертикально отклоняющие пластинки осциллографа. Для калибровки вертикальной оси используются образцовые нагрузки и аттенюаторы. В схеме рис. 10.7 сигнал направленного ответвителя падающей волны используется для автоматической регулировки (стабилизации) мощности свирируемого генератора. Для формирования развертки от свирируемого генератора поступает сигнал перестройки частоты. С целью калибровки оси частот (горизонтальной) сигнал (импульс) с выхода волномера после соответствующей обработки (сужения) подается на модулирующий электрод осциллографической трубки для подсвета экрана в момент совпадения частоты настройки волномера и частоты генератора.

Измерители S-параметров являются установками, построенными на несколько иных принципах и, как правило, включающими электронную вычислительную машину. Последнее позволяет повысить точность и степень автоматизации измерений, а также улучшить форму представления и осуществить запоминание информации [8].

10.4. ИЗМЕРЕНИЕ ПОЛНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Комплексное значение коэффициента отражения часто используется для определения полного сопротивления СВЧ-элементов и устройств. Знание этой характеристики позволяет с большим пониманием физики явлений подойти к решению многих задач по конструированию СВЧ-устройств. Под **полным сопротивлением** обычно понимают коэффициент пропорциональности между воз-

действием (приложенным напряжением) и реакцией электрической цепи на это воздействие (возникшим током). В цепях СВЧ-диапазона приходится иметь дело с распространением электромагнитных волн, где полное сопротивление является чисто внешней характеристикой тракта и устройств, включенных в него. По реакции на электромагнитную волну (отражение, поглощение и передача) она эквивалентна реакции обычного полного сопротивления с сосредоточенными параметрами на низкочастотную волну напряжения и тока, распространяющуюся, например, в двухпроводной линии. В диапазоне СВЧ определение абсолютного значения полного сопротивления часто не играет существенной роли, и полное сопротивление (4.14) выражается в нормированной форме (Z') путем сравнения с волновым сопротивлением передающего тракта, используемого при измерениях, и называется приведенным полным сопротивлением

$$Z' = Z_{bx}/Z_b = \frac{1 + |\Gamma| e^{i(\Phi_b - 2\beta l)}}{1 - |\Gamma| e^{i(\Phi_b - 2\beta l)}} = R' + iX', \quad (10.9)$$

где $R' = f_1(\Gamma)$ — нормированная активная составляющая входного сопротивления; $X' = f_2(\Gamma)$ — нормированная реактивная составляющая входного сопротивления.

Эти зависимости, нанесенные на плоскость комплексного коэффициента отражения $\Gamma = |\Gamma| e^{i\varphi}$, имеют форму ортогональных ок-

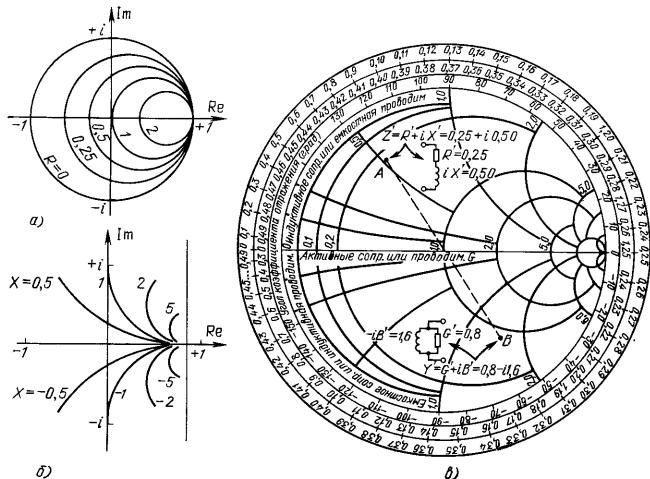


Рис. 10.8. Круговая диаграмма в полярных координатах:

a — окружности постоянных активных сопротивлений; *б* — окружности постоянных реактивных сопротивлений;

ружностей $R' = f_1(\Gamma)$ и $X' = f_2(\Gamma)$, в совокупности образующих координатную сетку круговой диаграммы (рис. 10.8), где по внешней окружности ($\Gamma=1$) откладывается угол φ , а по горизонтальной оси $|\Gamma|$ или K_{cr} ($K_{cr} = R'$ при $X' = 0$). Используя эту диаграмму, по данным измерения модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$ (K_{cr}) и фазы коэффициента отражения φ находят точку A , координаты которой соответствуют полному входному сопротивлению $Z' = R' + iX'$ устройства, подключаемому к концу измерительного тракта. Проводимости этого же устройства $Y' = G' + iB'$ соответствуют координатам точки B с зеркальным расположением относительно точки A .

Автоматизация измерений полных сопротивлений осуществляется с помощью многозондовой измерительной линии, которая представляет собой отрезок волновода с продольной щелью, как в обычной измерительной линии, но с четырьмя неподвижными зондами, располагаемыми на расстоянии $\lambda_b/8$ друг от друга; ближайший к измеряемому устройству зонд располагается также на расстоянии $\lambda_b/8$ от входа в измеряемое устройство (рис. 10.9). Наводимые на зондах сигналы после детектирования усиливаются, вычитываются в комбинации $(U_1 - U_3)$, $(U_4 - U_2)$ и, соответственно, подводятся к отклоняющим пластинам электронно-лучевой осциллографической трубы. При постоянной выходной мощности сви-пируемого генератора и одинаковых частотных характеристиках всех четырех зондов радиальное отклонение луча от центра осциллографической трубы в таком устройстве пропорционально модулю коэффициента отражения, а угол между горизонтальной

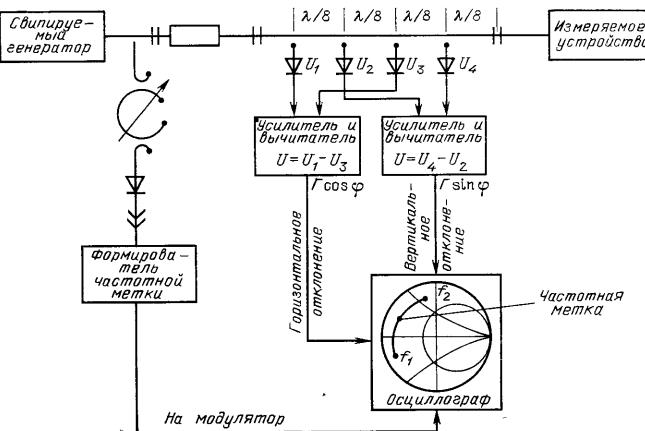


Рис. 10.9. Автоматический измеритель полных сопротивлений

осью и вектором, проведенным через светящуюся точку отклоненного луча и центр осциллографа, равен фазе коэффициента отражения. Если на экране осциллографа нарисовать круглую диаграмму полных сопротивлений, то при соответствующей калибровке это позволит производить визуальный отсчет комплексного коэффициента отражения устройства, подсоединеного к выходу четырехзондовой линии.

Необходимость соблюдения условия $\lambda_a/8$ требует перестройки зондов при измерении в широком диапазоне частот.

Измерители полных сопротивлений в режиме панорамного измерения (автоматической перестройки частоты) в полосе $\pm 10\%$ имеют погрешность определения модуля $\pm 4\%$ и фазы $\pm 2\%$.

10.5. ИЗМЕРЕНИЕ ПЕРЕДАЮЩЕГО ТРАКТА

Измерение согласования передающего тракта ведется с целью нахождения величины и места отражений от идеальных неоднородностей в тракте для уменьшения их до значения, не превышающего заданного. При большой длине передающего тракта (несколько десятков метров и более) эффективными являются импульсные радиолокационные методы с использованием импульсов наносекундной длительности [17]. Однако сложность измерительной аппаратуры накладывает большие ограничения на их применение. Поэтому на практике при выполнении согласования трактов большой длины исследуют отдельные его элементы, узлы и отрезки линий передачи, имеющие небольшую длину. В этом случае основными измеряемыми параметрами являются комплексные коэффициенты отражения и передачи, их составляющие и производные.

При определении согласования СВЧ-трактов, как правило, используют измерители полных сопротивлений и панорамные измерители коэффициентов отражения, которые удобны тем, что позволяют видеть на экране осциллографа действие органов регулировки при настройке тракта. Тракт одним концом подключают непосредственно к входу измерителя, а вторым — к согласованной нагрузке. Необходимо иметь в виду, что коэффициент отражения нагрузки суммируется с коэффициентом отражения измеряемого устройства и не должен превышать значения $\Gamma=0,05$.

Измерение потерь в тракте чаще всего производится методами измерительной линии и резонансными методами, описанными в § 10.3.

Измерению электрической прочности в тракте подлежат узлы, внутри которых помещены неоднородности, ослабляющие электрическую прочность тракта. При испытаниях на электрическую прочность используют мощные импульсные генераторы.

Измерение паразитного излучения тракта проводится теми же методами, что и описанное ниже измерение поля при определении характеристики направленности антенн.

10.6. ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНН

При измерении антенн чаще всего ограничиваются измерением входного сопротивления и основных характеристик излучения, к которым относятся диаграмма направленности, коэффициент усиления и поляризации поля излучаемых радиоволн (поляризационная характеристика).

Входное сопротивление измеряется с целью согласования передающего тракта с антенной. Методы его измерения описаны в § 10.4. Характеристики излучения антенны определяются напряженностью электромагнитного поля, создаваемого антенной в дальней зоне. В неограниченном пространстве (вакуме или воздухе) между электрической и магнитной составляющими электромагнитного поля существует следующая связь: $E=377H$. Это позволяет ограничить измерение электромагнитного поля определением одной его составляющей — напряженности электрического поля. Поскольку вектор напряженности электрического поля определяется тремя параметрами — амплитудой, фазой и поляризацией, то, очевидно, задача измерений будет состоять в определении этих параметров.

Измерение относительного значения амплитуды поля. Для измерения относительного значения амплитуды поля может быть использовано устройство, схема которого показана на рис. 10.10. В диапазоне СВЧ измерительное устройство состоит из рупорной антенны, нагруженной на согласованную детекторную головку, и подключенного к ней индикатора. В случае слабых полей в качестве индикатора необходимо использовать чувствительный измерительный усилитель, а при сильных полях — достаточно чувствительный гальванометр.

Измерение абсолютного значения амплитуды поля. Измерители абсолютного значения амплитуды поля называются *компараторами*. В компараторах для измерения амплитуды электромагнитного поля используют методы замещения и сравнения. Компарируние может производиться по генератору стандартных сигналов и по эталонному полю. Функциональная схема компаратора показана на рис. 10.11. Принцип работы такого прибора основан на сравнении измеряемого сигнала, принятого антенной, с калиброванным по мощности сигналом генератора стандартных сигналов. После измерения принятой антенной мощности сигнала $P_{изм}$ напряженность поля можно вычислять, используя зависимость

$$E = \sqrt{240 \pi P_{изм} / S_d}, \quad (10.10)$$

где S_d — действующая эффективная площадь раскрыва антennи.

Функциональная схема компаратора с компарированием по эталонному полю показана на рис. 10.12. Здесь измеряемое поле сравнивается с эталонным полем, создаваемым эталонной антенной, возбужденной генератором стандартных сигналов. Поле эта-

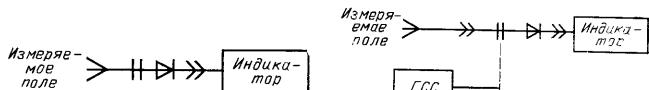


Рис. 10.10. Измерение относительного значения амплитуды поля

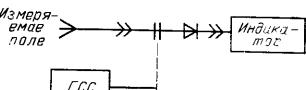


Рис. 10.11. Компаратор с компарированием по ГСС

лонной антенны заранее рассчитывается. По этому полю калибруется индикатор выхода СВЧ-приемника.

Измерение фазы поля. Для измерения фазы поля используют обычные фазометры. Процесс измерения заключается в сравнении фазы опорного электрического сигнала с фазой поля в заданных точках пространства. В качестве опорного сигнала используется сигнал ГСС, питающего антенну. На рис. 10.13 показана функциональная схема фазометра с применением пассивного отражающего зонда. Пассивный зонд представляет собой металлическое тело, отражающее падающую на него волну. В схеме использованы два направленных ответвителя, из которых один реагирует на прямую волну, а другой — на отраженную. Фаза отраженной зондом волны зависит от фазы поля, в котором находится зонд. Перемещая пассивный зонд по раскрыву антенны и измеряя фазу отраженной зондом волны относительно фазы опорного сигнала, можно получить фазовую характеристику диаграммы направленности антенны.

Измерение поляризации поля радиоволн. Для измерения поляризации поля радиоволны применяют ту же аппаратуру, что и для измерения относительного значения амплитуды (см. рис. 10.10).

При измерении поляризации поля вспомогательная антenna остается неподвижной, а испытуемая вращается вокруг направления прихода волн. В качестве вспомогательной применяют антенну с линейной поляризацией (например рупор прямоугольного сечения). Плоскость раскрытия вспомогательной антенны ориентируется перпендикулярно направлению распространения измеряемой волны. Измерения сводятся к снятию показаний индикатора от угла поворота испытуемой антенны. Если измеренная кривая имеет два симметрично расположенных нуля, то поле линейно поляризовано; при наличии точек минимума будет эллиптическая поляризация; если показания индикатора не зависят от угла поворота испытуемой антенны, то поляризация круговая.



Рис. 10.12. Компаратор с компарированием по эталонному полю

Рис. 10.13. Измерение фазы поля, излучаемого антенной

Измерение диаграммы направленности. Диаграммы направленности обычно снимают для двух взаимно перпендикулярных плоскостей и вычерчивают в полярных или декартовых координатах. Процесс снятия диаграммы направленности состоит в измерении на одном и том же расстоянии от испытуемой антенны r_a амплитуды поля, создаваемого этой антенной в дальней зоне. При выполнении измерений всегда желательно выбирать небольшое расстояние r_a . Однако следует понимать, что существует минимальное расстояние, удовлетворяющее условию дальней зоны, которое определяется уравнением

$$r_{\min} = (D_1 + D_2)^2 / \lambda, \quad (10.11)$$

где D_1 и D_2 — размеры исследуемой и используемой при измерениях (вспомогательной) антенн. Уменьшение расстояния по сравнению с r_{\min} приводит к заметным ошибкам измерений.

При снятии диаграммы направленности можно перемещать по кругу вокруг испытуемой антенны вспомогательную антенну и индикатор или, наоборот, оставить вспомогательную антенну и индикатор неподвижными и вращать вокруг своей оси испытуемую антенну. Снять диаграмму направленности можно как наземными измерениями, при которых вспомогательная антenna находится на поверхности земли, так и с помощью летательных аппаратов, когда вспомогательная антenna располагается на самолете или вертолете. При наземных измерениях трудно избежать искажений диаграммы направленности, связанных с влиянием предметов и земли.

Измерение коэффициентов усиления. На практике коэффициент усиления антенны K_u обычно определяют сопоставлением с коэффициентом усиления эталонной, чаще всего рупорной антенны. Коэффициент усиления рупорной антенны K_{ur} достаточно точно рассчитывают с помощью формулы (7.41). Схема для измерения коэффициента усиления показана на рис. 10.14. При квадратичной характеристике детекторов D_1 и D_2 коэффициент усиления измеряемой антенны

$$K_y = K_{ur} \sqrt{U_1/U_2},$$

где U_1 и U_2 — показания индикаторов при подключении к измеряемой и эталонной антеннам соответственно.



Рис. 10.14. Измерение коэффициента усиления антennы

10.7. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКРАНИРОВАНИЯ

Экранирование РЭА является одним из средств уменьшения паразитного излучения, улучшения характеристик радиоаппаратуры в отношении ее восприимчивости к помехам и уменьшения внутренних паразитных связей между отдельными элементами и узлами РЭА. В соответствии с этим для определения экранирования необходимо измерить:

абсолютный уровень помех, излучаемых испытываемым устройством;

абсолютный уровень помех, действующих на РЭА при определении ее восприимчивости к помехам;

степень уменьшения помех с помощью экранов.

Экранироваться могут целые здания и отдельные помещения, в которых работает РЭА. Как правило, экранируются отдельные радиоустройства и их блоки, часто отдельные функциональные узлы, а иногда и их элементы. Экранирование зданий, отдельных помещений и радиоустройств обеспечивает биологические нормы излучения, отсутствие вредного влияния электромагнитных колебаний на человеческий организм, а также улучшение электромагнитной совместимости и радиомаскировки аппаратуры и радиосистем в целом. Измерения в этом случае ведутся в дальней зоне, т. е. в зоне, где поле носит характер плоской волны. Изменяются абсолютные значения полей или абсолютные значения плотности потока энергии. При этом используется та же аппаратура и те же методы, которые применяются при вышеописанных исследованиях и испытаниях антенн. Наиболее употребительным является метод с использованием антенны, к выходу которой подсоединяется селективный вольтметр, измерительный приемник или измеритель малой мощности. На частотах ниже 1 ГГц используются штыревые антенны, а в более высокочастотных диапазонах предпочтительны рупорные. Если измерения проводятся с помощью рупорной антенны и используется измеритель малой мощности, то по показаниям последнего $P_{изм}$ определяется плотность потока мощности $P_{ср} = P_{изм}/S_d$. На практике чаще интересуются не величиной $P_{ср}$, а амплитудой напряженности электрического поля, которая вычисляется с помощью (10.10).

При измерениях внутри здания следует обращать внимание на возможность образования стоячих волн и измерения проводить в местах максимума стоячей волны. При исследованиях радиоустройств (передатчиков, СВЧ-трактов, приемников и др.), их отдельных блоков, узлов и элементов измерения проводят в непосредственной близости от мест, где вероятнее всего следует ожидать утечку энергии. Примерами таких мест, где наиболее вероятно нарушение экранировки (электротерметичности), могут быть соединения отдельных элементов и узлов, вентиляционные отверстия, места установки измерительных приборов, непропаяные щели и др. Главной особенностью измерений в непосредственной

близости от излучателя, или в ближней зоне, является то, что магнитное и электрическое поле не связаны такой простой временной, пространственной и амплитудой зависимостями, как в дальней зоне, где они синфазны, их векторы перпендикулярны друг другу, а амплитуды связаны так называемым характеристическим сопротивлением волны в свободном пространстве, равным 377 Ом. Поэтому строго говоря, при определении абсолютных значений напряженностей полей в ближней зоне следовало бы измерять раздельно как электрические, так и магнитные составляющие поля.

На практике, как правило, ограничиваются измерением либо электрического, либо магнитного поля. При измерениях электрического поля используют штыревые антенны, а при измерениях магнитного поля — рамки. Используют рамки в двух случаях. Прежде всего, это, когда необходимо измерить именно магнитное поле (например, экранирование электронно-лучевых трубок), а также в случае измерения достаточно низких частот, когда штыревые антенны имеют большие размеры. Увеличивая число витков рамки и, более того, применяя сердечники из ферромагнитного материала, можно получить малые размеры и большую чувствительность антенного устройства. Рамки используют всегда с электростатическим экраном, чтобы избежать действия электрического поля. На рис. 10.15 приведены примеры измерения эффективности экранирования коаксиального кабеля по электрическому и магнитному полям. Измерения проводятся в два этапа. Вначале определяют поля H_1 и E_1 незакранированного провода (рис. 10.15, а и в), затем поля коаксиального кабеля H_2 , E_2 (рис.

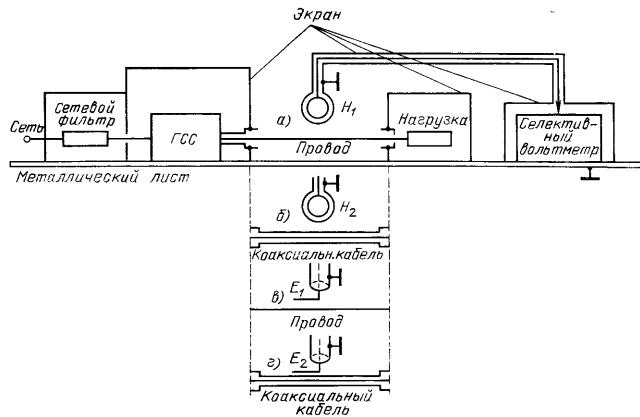


Рис. 10.15. Определение эффективности экранирования:

а, в — измерение незакранированного провода; б, г — измерение коаксиального кабеля

10.15, б и г). Эффективность экранирования по электрическому полю равна

$$C_{12(E)} = 20 \lg (E_1/E_2),$$

а эффективность экранирования по магнитному полю

$$C_{12(H)} = 20 \lg (H_1/H_2).$$

Если измерения $C_{12(E)}$ и $C_{12(H)}$ проводят в одном и том же месте, то эти величины равны, поскольку электрическое и магнитное поля связаны через постоянный множитель.

Правила определения эффективности экранирования требуют, чтобы аппаратура, входящая в состав измерительного комплекса, не создавала дополнительных излучений и не имела побочных каналов приема помех, не относящихся к проводимым измерениям. Поэтому вся аппаратура измерительного стенда (см. рис. 10.15) имеет дополнительную экранировку и размещается на заземленном металлическом листе.

Часто возникает вопрос о точности, которая требуется при определении эффективности экранирования. Однако очевидно, что высокая точность совершенно не оправдана, даже если она достигнута, поскольку существует много неопределенностей в методах, условиях измерений и сами измеряемые величины сильно меняются от образца к образцу. Поэтому погрешности в десятки процентов вполне допустимы.

10.8. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ РАДИОМАТЕРИАЛОВ

Свойства радиоматериалов в диапазоне СВЧ можно охарактеризовать тремя скалярными константами. Этими константами являются абсолютная диэлектрическая проницаемость ϵ_a , абсолютная магнитная проницаемость μ_a и объемная проводимость $\sigma(tg \delta)$, которые измеряются резонансными и нерезонансными методами [17].

В качестве примеров реализации этих методов рассмотрим некоторые методы измерения параметров диэлектриков. Наиболее доступные и распространенные нерезонансные методы измерения параметров диэлектриков основываются на определении изменяющегося комплексного коэффициента передачи отрезка линии при заполнении его исследуемым диэлектриком. Методы подобных измерений были рассмотрены в § 10.3.

При использовании нерезонансных методов следует хорошо согласовывать входные и выходные концы заполненного диэлектриком волновода. Такое согласование удобно выполнять путем плавных срезов диэлектрического заполнения. Срезы необходимо учитывать как уменьшение длины образца (l). Для уменьшения связанный с этим относительной ошибки измерения, длина регулярной части образца должна быть как можно больше. Диэлектрическую проницаемость можно определить, сопоставив длину волн

в незаполненной волноводной линии λ_b и заполненной исследуемым диэлектриком $\lambda_{b\epsilon}$:

$$\epsilon_{\text{эфф}} = l - (\lambda_0/\lambda_b)^2 + (\lambda_0/\lambda_{b\epsilon})^2. \quad (10.12)$$

Измерив разность затухания незаполненной и заполненной диэлектриком линий $\Delta A = a l$ и применив соотношения табл. 3.1, можно найти

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\lambda_0 \sqrt{\epsilon - (\lambda_0/\lambda_{kp})^2}}{27,3 \cdot \epsilon} \frac{\Delta A}{l}. \quad (10.13)$$

При использовании резонансных методов резонатор образуется как короткозамкнутый с обоих концов отрезок линии передачи. В этом случае необходимость в срезах отпадает. Заполнение резонатора диэлектриком приводит к уменьшению его резонансной частоты f_p на величину Δf из-за увеличения диэлектрической постоянной заполнения и уменьшению его добротности Q_0 на ΔQ из-за потерь в диэлектрике. По измеренным параметрам резонаторов можно вычислить параметры диэлектрика. Если резонатор выполнен в виде короткозамкнутого с обоих концов отрезка линии передачи, то, измерив резонансную частоту до заполнения f_p и после заполнения f'_p , определим относительную диэлектрическую проницаемость

$$\epsilon_{\text{эфф}} = (f_p/f'_p)^2,$$

а тангенс угла диэлектрических потерь

$$\operatorname{tg} \delta = \Delta Q/[Q_0(Q_0 - \Delta Q)]. \quad (10.14)$$

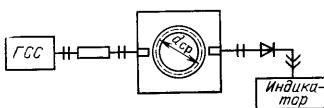
С помощью этого метода измеряют параметры диэлектриков с малыми потерями.

В линиях передачи, частично заполненных диэлектриком, особенно в полосковых линиях, значительный интерес представляет эффективная диэлектрическая проницаемость. На рис. 10.16 показан пример определения эффективной диэлектрической проницаемости МПЛ с помощью кольцевого резонатора. Средний диаметр кольца d_{cp} выбирается по возможности большим, чтобы избежать погрешностей измерений, обусловленных кривизной резонатора и возникающим при этом взаимодействием полей между его соседними участками. Элементы связи должны иметь настолько малый коэффициент связи с резонатором, чтобы не влиять на его резонансную частоту.

Если установлено, что по длине резонатора укладывается некоторое число длин волн

$$n = \pi d_{cp}/\lambda_b = \pi d_{cp} \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}/\lambda_0},$$

Рис. 10.16. Измерение эффективной диэлектрической проницаемости



то, замерив значение резонансной длины волны, найдем

$$\varepsilon_{\text{eff}} = [n \lambda_0 / (\pi d_{\text{cp}})]^2. \quad (10.15)$$

Коэффициент затухания линии (дБ/м), на базе которой сконструирован резонатор, определяют путем измерения собственной добротности резонатора по формуле

$$\alpha = 27,3 \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}} / (Q_0 \lambda_0)} = \alpha_e + \alpha_R. \quad (10.16)$$

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

1. Какие основные методы используются для измерения структуры электромагнитных полей?
2. Какие методы и измерительные средства используются для определения коэффициентов отражения и передачи?
3. Объясните принцип работы устройств, используемых для измерения полного сопротивления.
4. Рассмотрите основные методы измерения характеристик антени.
5. Как измерить эффективность экранирования?
6. Какими методами и с помощью каких средств измеряют основные свойства радиоматериалов?

Глава 11 АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ УСТРОЙСТВ

11.1. ПРОЦЕСС АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ УСТРОЙСТВ

Процесс автоматизированного проектирования устройств СВЧ, как и других радиоэлектронных устройств, может быть условно разбит на пять основных этапов: 1 — постановка задачи; 2 — структурный синтез; 3 — моделирование и анализ; 4 — параметрическая оптимизация; 5 — конструирование.

Рассматриваемый процесс носит итерационный характер и заключается в последовательном приближении к оптимальному по определенным критериям варианту. Так, после синтеза исходного варианта структуры (этап 2) для него составляется модель, рассчитываются исходные значения ее параметров и проводится анализ (этап 3). Если удовлетворительный (по выбранным критериям) результат не достигнут, то возможно улучшение характеристики объекта путем изменения значений параметров — параметрической оптимизации (этап 4). Если и этот путь не позволяет достичь желаемого результата, то необходимо изменение структуры проектируемого объекта (этап 2). Естественно, что для каждого нового варианта структуры должна быть построена и проанализирована модель, а также выполнена процедура параметрической оптимизации.

Специфика автоматизации проектирования СВЧ-устройств обусловливается необходимостью комплексного решения вопросов разработки структуры, схемы, конструкции, технологии изготовления и заключается в обеспечении системы гибких и глубоких взаимных связей между выделенными этапами процесса. Так, при постановке задачи и на этапе структурного синтеза необходимы привязка к определенному конструктивному варианту исполнения проектируемого СВЧ-устройства и ориентация на определенный технологический процесс его изготовления, которые во многом предопределяют выбор возможной структуры. В свою очередь изменение взаимного расположения отдельных элементов устройства при компоновке на этапе конструирования может привести к значительному ухудшению характеристики всего СВЧ-устройства (за счет изменения конфигурации и длины, а следовательно, и электродинамических параметров отрезков коммутирующих линий) и поэтому должно быть учтено на этапе моделирования при анализе. Только при таком подходе, несмотря на то, что намного усложняется и без того трудоемкий процесс поиска оптимального решения, обеспечивается возможность получения высококачественных характеристик проектируемой СВЧ-системы.

Рассмотрим каждый из этапов процесса автоматизированного проектирования СВЧ-устройств [14].

1. **Постановка задачи** автоматизированного проектирования СВЧ-устройств включает в себя рассмотрение следующих основных вопросов:

анализ технического задания (ТЗ) с точки зрения обеспечения всех указанных в нем характеристик, условий, ограничений; выработка наиболее существенных решений относительно возможных путей реализации требований ТЗ с учетом современных достижений науки и техники;

выбор основных критериев для оценки качества проектируемого объекта.

В ТЗ на разработку формулируют требования к электрическим, частотным, массогабаритным, надежностным и другим характеристикам СВЧ-устройства, оговаривают его конструктивные особенности, устойчивость к механическим и климатическим воздействиям и др. Только на основе учета всех требований, условий и ограничений, оговоренных в ТЗ, можно приступить к следующему этапу проектирования.

2. **Структурный синтез** представляет собой процесс поиска оптимального по выбранным критериям состава элементов, образующих СВЧ-устройство, и структуры их взаимного объединения. В зависимости от функционального уровня и конкретных особенностей проектируемого устройства в качестве составляющих его элементов (базовых элементов) могут рассматриваться как различные неоднородности СВЧ-тракта (разветвления, изгибы и отрезки линий передачи, элементы связи и др.), так и функциональные узлы, выполняющие определенную обработку СВЧ-сигнала.

Большое значение при постановке задачи структурного синтеза имеет вопрос физической реализуемости: может ли в принципе существовать СВЧ-устройство, обладающее заданными характеристиками? Однако значительный и постоянно расширяющийся объем элементной базы СВЧ-техники приводит к неоднозначности решения задачи структурного синтеза, т. е. проектируемое устройство может быть реализовано на различных элементах, соединенных между собой, в общем случае, по различным схемам [3]. В связи с этим задача структурного синтеза на СВЧ формулируется с большим трудом и успешное ее решение в значительной степени определяется практическим опытом и научной интуицией разработчика. Средства вычислительной техники на данном этапе используются в основном для поиска необходимой информации об аналогичных и ранее спроектированных СВЧ-устройствах, просмотра вариантов решений, принимаемых разработчиком, и выбора из них наилучшего.

3. Моделирование и анализ. Задачи на данном этапе заключаются в определении свойств СВЧ-устройства при заданной структуре соединения образующих его элементов и состоят в построении математической модели и расчете необходимых характеристик проектируемого изделия.

От эффективности выбора рациональной математической модели и алгоритма ее расчета во многом зависит как трудоемкость всего процесса проектирования в связи с необходимостью многократного выполнения процедуры анализа СВЧ-объекта, так, в конечном счете, и качество разработанного изделия. Построение математической модели СВЧ-устройства, удовлетворяющей противоречивым требованиям экономичности и точности, является основной и наиболее ответственной задачей этапа. В общем случае на стадии численных расчетов решаются также задачи анализа чувствительности характеристик исследуемого СВЧ-устройства к изменениям значений параметров составляющих его элементов и статистического анализа, в результате которого определяется, например вероятность работоспособности проектируемого объекта в соответствии с требованиями ТЗ. Кроме этого, на данном этапе могут быть оценены адекватность построенной математической модели и предельные возможности анализируемой структуры СВЧ-устройства.

4. Параметрическая оптимизация. При постановке задачи оптимизации требуется преобразовать физические представления о качестве функционирования СВЧ-устройства в математическую формулировку экстремальной задачи, т. е. нужно сформулировать цель оптимизации и формализовать понятие оптимальности. Цель оптимизации выражается в критерии оптимальности — правилах предпочтения сравниваемых вариантов. Основу критерия оптимальности составляет целевая функция, которая формируется таким образом, чтобы по ее значениям можно было определить степень достижения цели. Аргументами целевой функции являются варьируемые параметры, которые составляют отображенную по оп-

ределенным соображениям часть внутренних параметров математической модели оптимизируемого объекта. Далее задача сводится к минимизации (или максимизации) целевой функции на допустимом множестве значений вектора варьируемых параметров. Ограничения на значения компонентов вектора варьируемых параметров обусловливаются необходимостью учета физических, технологических или иных (например, возможностью использования определенной математической модели) соображений.

Большинство методов параметрической оптимизации основано на некотором целенаправленном переборе допустимых значений вектора варьируемых параметров и решения при каждом из них задачи анализа. Трудоемкость выполнения процедуры анализа СВЧ-устройств, обусловливаемая сложностью их математического описания, накладывает серьезные ограничения на эффективность применяемых методов оптимизации с точки зрения числа обращений к расчетной модели объекта, необходимых для достижения требуемой точности решения. Для уменьшения затрат на поиск оптимального варианта целесообразно на начальных итерациях, когда высокой точности не требуется, применять наиболее простые и экономичные модели. На последних же итерациях должна использоваться уточненная модель, обеспечивающая коррекцию значений параметров и позволяющая получить достоверные оценки работоспособности проектируемого объекта.

Особенностью СВЧ-устройств являются, как правило, повышенные требования к точности реализации геометрических размеров конструктивных элементов, которые из-за технологических ограничений не всегда могут быть удовлетворены с требуемым допуском. В связи с этим возникает необходимость включения в процесс параметрической оптимизации СВЧ-устройств процедуры оптимизации допусков, которая заключается в определении номинальных значений вектора внутренних параметров объекта, максимально удаленных от границ области работоспособности. Естественно, что в этом случае требования ТЗ на проектирование СВЧ-устройства будут удовлетворены даже при несколько больших погрешностях изготовления. Таким образом, путем оптимального задания номинальных значений параметров СВЧ-устройства можно уменьшить стоимость его изготовления (за счет возможности задания менее жестких допусков) и увеличить вероятность выхода годных изделий в процессе производства.

5. Конструирование. Исходными данными являются, как правило, электродинамические параметры СВЧ-устройства (электрические длины и волновые сопротивления отрезков линий, коэффициенты связи и др.), полученные на этапе оптимизации. Эти параметры могут быть реализованы в весьма разнообразных конструктивно-технологических исполнениях, поэтому при конструировании конкретного СВЧ-устройства необходимо решить вопросы, связанные с выбором типов линий передачи, расчетом геометрических размеров элементов, определением допусков на них и некоторые другие.

Улучшение качества функционирования СВЧ-устройств требует более тесного взаимодействия теоретических проблем процесса автоматизированного проектирования с вопросами конструирования и создания оптимальных технологических процессов, т. е. ключевые вопросы конструктивной реализации СВЧ-устройств и технологии его изготовления должны решаться на ранних этапах проектирования совместно с вопросами выбора элементной базы, разработки структуры и т. д. С этой точки зрения наиболее целесообразно применение так называемого «конструктивного синтеза», когда результатом параметрической оптимизации являются конструктивные параметры проектируемого СВЧ-устройства, описывающие геометрические размеры его элементов. Такой подход, несомненно на значительно большую его трудоемкость (взаимосвязь геометрических и электродинамических параметров даже простых СВЧ-элементов является весьма сложной), дает возможность учитывать ограничения конструктивно-технологического характера и создавать действительно оптимальные конструкции СВЧ-устройств. В данном случае на этапе конструирования проводятся лишь проработка деталей полученного конструктивного варианта и выпуск необходимой технической документации.

Процесс изготовления СВЧ-устройств является сложным и дорогостоящим, особенно в условиях мелкосерийного производства. В связи с этим необходимо максимально полно учитывать результаты экспериментального исследования реализованного устройства, анализ которых может привести к необходимости значительной коррекции решений, принимаемых при проектировании. Информация о каждом спроектированном СВЧ-устройстве, удовлетворяющем определенным техническим требованиям, должна быть занесена в библиотеку разработанных модулей для возможности ее использования в последующих разработках.

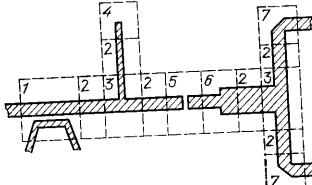
Заканчивая рассмотрение основных задач, решаемых в процессе автоматизированного проектирования СВЧ-устройств, необходимо подчеркнуть, что совершенствование элементной базы и технологических средств ее реализации, все более широкое использование вычислительной техники при проектировании, производстве и экспериментальном исследовании приводят к перераспределению некоторых функций, относительных нагрузок, изменению связей между выделенными этапами. Однако в любом случае наиболее ответственным и специфичным, как отмечалось, остается этап математического моделирования СВЧ-устройств.

11.2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЧ-УСТРОЙСТВ

Современные СВЧ-устройства отличаются значительной разветвленностью структуры и большим числом составляющих элементов. Такие устройства невыгодно или чаще даже невозможно анализировать как единое целое, поэтому методы расчета многоэлементных СВЧ-устройств основаны на расчленении — декомпо-

Рис. 11.1. Декомпозиция фрагмента по-
лоскового устройства на базовые эле-
менты:

- 1 — участок связи; 2 — отрезки регулярных линий; 3 — Т-образные соединения; 4 — разомкнутый конец линии; 5 — разрывы полоски; 6 — скачок ширины полоски; 7 — согласован-
ный поворот на 90°



зации сложного объекта на отдельные более простые, каждый из которых можно анализировать независимо. Структура СВЧ-уст-
ройств благоприятствует подобному расчленению, так как она
образуется из относительно простых базовых элементов, соеди-
няемых друг с другом, как правило, отрезками регулярных линий
передачи (рис. 11.1). Декомпозиционный подход не накладывает
никаких ограничений на конфигурацию и размеры выделяемых
элементов, а также математические методы их анализа, что дела-
ет его наиболее универсальным и удобным при автоматизирован-
ном расчете электрических характеристик СВЧ-устройств. Основ-
ным критерием при определении уровня декомпозиции, т. е. ве-
личины и формы выделяемых элементов, является возможность
расчета электрических характеристик каждого элемента с доста-
точной для преследуемых целей точностью. Под электрическими
характеристиками понимаются, как правило, коэффициенты вол-
новых матриц рассеяния (S -матриц).

Расчет S -матрицы СВЧ-устройства в целом по известным S -
матрицам образующих его элементов с учетом граничных условий
в местах их соединений выполняется по достаточно простым прак-
тическим рекомендациям, сводящим задачу к решению системы линей-
ных алгебраических уравнений или определенным матричным опе-
рациям. В общем случае объединяемые элементы являются мно-
гополюсниками, причем число плеч у каждого из которых может
быть весьма значительным.

Один из возможных путей реализации рекомпозиционного про-
цесса основан на построении и решении системы линейных алге-
брических уравнений или эквивалентных матричных преобразо-
ваниях [5] (рис. 11.2,а). Исходная система соотношений, выра-
жающих связь амплитуд падающих $[U_{\text{пад}}]$ и отраженных $[U_{\text{отр}}]$
вол в всех плечах анализируемого устройства, формируется в
предположении, что соединения базовых элементов не произве-
дены:

$$\begin{bmatrix} [U_{\text{отр}}^a] \\ [U_{\text{отр}}^b] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S_{\alpha\alpha}] & [S_{\alpha\beta}] \\ [S_{\beta\alpha}] & [S_{\beta\beta}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [U_{\text{пад}}^a] \\ [U_{\text{пад}}^b] \end{bmatrix}. \quad (11.1)$$

Деление векторов $[U_{\text{пад}}]$, $[U_{\text{отр}}]$ и матрицы $[S]$ в (11.1) на бло-
ки соответствует разделению плеч объединяемых многополюсных

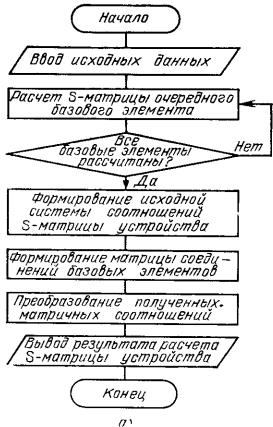
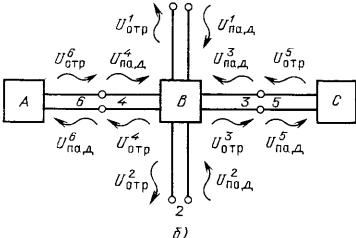


Рис. 11.2. Схема рекомпозиционного алгоритма одновременного преобразования матриц рассеяния базовых элементов СВЧ-устройства (a); структурная схема трехэлементного СВЧ-устройства, состоящего из восьмиполюсника B и двухполюсника A и C (б)



элементов на свободные (внешние), не участвующие в соединении, и связанные (внутренние), попарно соединяемые между собой согласно схеме СВЧ-устройства. Далее формируется матрица соединений базовых элементов $[E]$, ненулевыми элементами которой являются единицы, стоящие на пересечении строк и столбцов, соответствующих парам соединяемых плеч, и с ее помощью записываются соотношения, выражающие непрерывность волн в соединяемых плечах:

$$[U_{\text{отр}}^B] = [E] [U_{\text{пад}}^B]. \quad (11.2)$$

Совместное решение уравнений (11.1) и (11.2) позволяет исключить векторы падающих $[U_{\text{пад}}^B]$ и отраженных $[U_{\text{отр}}^B]$ волн внутренних плеч и установить связь между векторами падающих $[U_{\text{пад}}^\alpha]$ и отраженных $[U_{\text{отр}}^\alpha]$ волн во внешних, т. е. рабочих плечах СВЧ-устройства в целом:

$$[U_{\text{отр}}^\alpha] = [S^\Sigma] [U_{\text{пад}}^\alpha]. \quad (11.3)$$

Искомая матрица рассеяния СВЧ-устройства $[S^\Sigma]$ может быть также получена путем матричных преобразований через блоки матрицы $[\bar{S}]$ из (11.1):

$$[S^\Sigma] = [S_{\alpha\alpha}] + [S_{\alpha\beta}] ([E] - [S_{\beta\beta}])^{-1} [S_{\beta\alpha}]. \quad (11.4)$$

Процедуру формирования исходных соотношений для данного рекомпозиционного алгоритма рассмотрим на примере трехэлементного устройства, приведенного на рис. 11.2, б. Исходная

система соотношений (11.1) формируется после нумерации всех плеч элементов устройства, начиная со свободных:

$$\begin{bmatrix} [U_{\text{отр}}^\alpha] \\ [U_{\text{отр}}^\beta] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S_{\alpha\alpha}] & [S_{\alpha\beta}] \\ [S_{\beta\alpha}] & [S_{\beta\beta}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [U_{\text{пад}}^\alpha] \\ [U_{\text{пад}}^\beta] \end{bmatrix}$$

Соотношения (11.2), выражающие непрерывность волн в соединяемых плечах, запишутся как

$$\begin{bmatrix} [U_{\text{отр}}^\beta] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [U_1^3, U_2^4, U_3^5, U_4^6] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [U_{\text{пад}}^\alpha] \\ [U_{\text{пад}}^\beta] \end{bmatrix}.$$

Искомые соотношения (11.3) между падающими и отраженными волнами в рабочих плечах СВЧ-устройства в целом будут получены в следующем виде:

$$\begin{bmatrix} [U_{\text{отр}}^\alpha] \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} [U_1^1, U_2^2] \\ [S_{21}^{\Sigma}, S_{22}^{\Sigma}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [U_{\text{пад}}^\alpha] \\ [U_{\text{пад}}^\beta] \end{bmatrix} \right\} [U_{\text{пад}}^\alpha].$$

Рассмотренный пример наглядно демонстрирует, что основным недостатком данного способа рекомпозиции является необходимость наличия в памяти ЭВМ перед началом преобразований коэффициентов матриц рассеяния всех базовых элементов СВЧ-устройства, что существенным образом ограничивает порядок решаемых задач. Частичное расширение пределов применимости этого алгоритма при заданных ресурсах ЭВМ возможно за счет учета разреженности матриц и использования упакованных форм хранения, так как значительная часть коэффициентов, как правило, равна нулю. Применение рассмотренного алгоритма рекомпозиции целесообразно при решении задач макромоделирования СВЧ-устройств, анализа чувствительности и других, где необходимо рассмотрение и преобразование полной системы линейных алгебраических уравнений, описывающих волновые процессы

на всех входах (внутренних и внешних) объединяемых базовых элементов.

Другой способ рекомпозиции заключается в организации рекуррентного процесса попарного объединения S -матриц базовых элементов [3] (рис. 11.3, а). На каждом шаге этого процесса должна быть вычислена S -матрица объединения двух многополюсников: многополюсника, полученного на предыдущем шаге, и очередного базового элемента. Таким образом, данный рекомпозиционный алгоритм заключается в многократном (по числу базовых элементов СВЧ-устройства) применении процедуры объединения S -матриц двух многополюсников, что позволяет устранить недостатки выше рассмотренного алгоритма рекомпозиции, хотя число шагов рекуррентного процесса может быть в некоторых случаях весьма значительным.

Представим S -матрицы двух объединяемых многополюсников A и B (рис. 11.3, б) в следующей блочной форме:

$$\begin{aligned} [S^A] &= \begin{bmatrix} [S_{\alpha\alpha}] & [S_{\alpha\beta}] \\ [S_{\beta\alpha}] & [S_{\beta\beta}] \end{bmatrix}, \\ [S^B] &= \begin{bmatrix} [S_{\beta\beta}] & [S_{\beta\gamma}] \\ [S_{\gamma\beta}] & [S_{\gamma\gamma}] \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (11.5)$$

Деление матриц на блоки соответствует разделению плеч многополюсников на свободные и связанные на данном шаге процесса. Так, группу β образуют L связанных плеч, а группы α и γ —

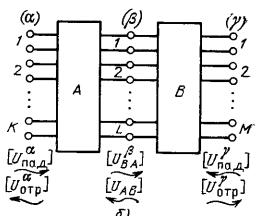
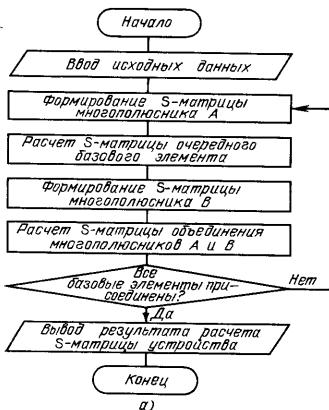


Рис. 11.3. Схема рекомпозиционного алгоритма поочередного объединения матриц рассеяния базовых элементов СВЧ-устройства (а); схема соединения двух произвольных многополюсников A и B (б)

и M свободных плеч многополюсников A и B соответственно. С помощью блоков матриц $[S^A]$ и $[S^B]$ можно получить соотношения между векторами падающих и отраженных волн во всех трех группах плеч (в группе плеч β используются обозначения $[U_{AB}^\beta]$ и $[U_{BA}^\beta]$ для вектора волн, распространяющихся от многополюсника B к многополюснику A и, соответственно, в обратную сторону, так как в соединяемых плечах нельзя по смыслу разделить волны на падающие и отраженные):

$$\begin{aligned} [U_{\text{отр}}^\alpha] &= [S_{\alpha\alpha}] [U_{\text{пад}}^\alpha] + [S_{\alpha\beta}] [U_{AB}^\beta]; \\ [U_{BA}^\beta] &= [S_{\beta\alpha}] [U_{\text{пад}}^\alpha] + [S_{\beta\beta}] [U_{BA}^\beta]; \\ [U_{AB}^\beta] &= [S_{\beta\beta}] [U_{BA}^\beta] + [S_{\beta\gamma}] [U_{\text{пад}}^\gamma]; \\ [U_{\text{отр}}^\gamma] &= [S_{\gamma\beta}] [U_{BA}^\beta] + [S_{\gamma\gamma}] [U_{\text{пад}}^\gamma]. \end{aligned} \quad (11.6)$$

Исключая из системы матричных уравнений (11.6) векторы волн групп внутренних плеч β , получаем систему уравнений, определяющую блочную матрицу рассеяния объединенного многополюсника:

$$\begin{bmatrix} [U_{\text{отр}}^\alpha] \\ [U_{\text{отр}}^\gamma] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S_{\alpha\alpha}^\Sigma] & [S_{\alpha\gamma}] \\ [S_{\gamma\alpha}] & [S_{\gamma\gamma}^\Sigma] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [U_{\text{пад}}^\alpha] \\ [U_{\text{пад}}^\gamma] \end{bmatrix}, \quad (11.7)$$

где

$$\begin{aligned} [S_{\alpha\alpha}^\Sigma] &= [S_{\alpha\alpha}] + [S_{\alpha\beta}] ([I] - [S_{\beta\beta}^B] [S_{\beta\beta}^A])^{-1} [S_{\beta\beta}^B] [S_{\beta\alpha}]; \\ [S_{\alpha\gamma}] &= [S_{\alpha\beta}] ([I] - [S_{\beta\beta}^B] [S_{\beta\beta}^A])^{-1} [S_{\beta\gamma}]; \\ [S_{\gamma\alpha}] &= [S_{\gamma\beta}] ([I] - [S_{\beta\beta}^A] [S_{\beta\beta}^B])^{-1} [S_{\beta\alpha}]; \\ [S_{\gamma\gamma}^\Sigma] &= [S_{\gamma\gamma}] + [S_{\gamma\beta}] ([I] - [S_{\beta\beta}^A] [S_{\beta\beta}^B])^{-1} [S_{\beta\beta}^A] [S_{\beta\gamma}]; \end{aligned}$$

а $[I]$ — единичная матрица порядка L .

Таким образом, искомая матрица рассеяния объединения двух многополюсников может быть определена через блоки S -матриц соединяемых многополюсников (11.5).

Рассмотренные рекомпозиционные алгоритмы и их возможные модификации справедливы для линейных пассивных базовых элементов, а также при условии, что попарно соединяемые плечи представляют собой плоскости отсчета фаз, принадлежащие одной и той же линии передачи. Однако сформулированные требования практически не ограничивают класса решаемых задач. Так, требования линейности и пассивности не исключают возможности анализа устройств, содержащих линейные усилители, а также и нелинейных устройств, так как большая часть работы по их проектированию может быть сведена к расчету СВЧ-трактов, работающих в линейном режиме, а условие взаимного соединения плеч лишь упрощает запись алгоритмов. Эти соображения показывают большую роль линейного подхода к проектированию и оправдывают ориентацию современных САПР на линейные СВЧ-устройства.

Основу математического обеспечения САПР СВЧ-устройств составляет совокупность вычислительных методов расчета S -матриц базовых элементов и рекомпозиционные алгоритмы их объединения. От того, насколько точно известны характеристики каждого базового элемента, зависит конечный итог проектирования — характеристики устройства в целом и документация на него. Если при разработке методов и алгоритмов численного расчета, предназначенных для единичного функционального узла, точность 10...15% может быть признана удовлетворительной, то в данном случае с некоторой наперед заданной точностью должно быть рассчитано СВЧ-устройство, состоящее из многих базовых элементов, т. е. точность расчета каждого элемента должна быть достаточно высокой. Это тем более важно, что общее число элементов в современных СВЧ-устройствах достигает тысячи и более.

Идеальным было бы положение, при котором оказалось бы возможным описывать базовый элемент на основе полной системы уравнений Максвелла при соответствующих граничных условиях. Однако если строгая постановка такой задачи теоретически возможна, то ее практическое решение связано со значительными вычислительными трудностями, а в ряде случаев ограничено ресурсами (быстро действием, объемом памяти) современных ЭВМ. Поэтому в каждом конкретном случае необходимо думать о достаточно хорошей математической модели реального объекта, экономичной по затратам машинных ресурсов и с требуемой степенью точности описывающей его свойства. Естественно, что принимаемое решение должно быть компромиссным, так как превышение требуемой степени точности экономически неподесообразно. В связи с этим возникает еще один вопрос, представляющий большой практический интерес при автоматизированном проектировании СВЧ-устройств: какую точность расчета должна обеспечить математическая модель каждого базового элемента, чтобы расчет всего устройства был выполнен с допустимой для преследуемых целей погрешностью?

Сложность математических моделей в значительной степени определяется тем, для какой части СВЧ-диапазона проектируется устройство. И хотя выделение таких частей зависит также от конкретных особенностей анализируемых СВЧ-структур и потому весьма условно, очевидно, что увеличение рабочих частот СВЧ-устройств приводит к значительному усложнению их математических моделей.

Наиболее простыми и поэтому экономичными являются математические модели, строящиеся в приближении теории длиных линий на основе традиционного подхода, который, как известно, предусматривает замену каждого базового элемента некоторой схемой замещения, состоящей из сосредоточенных R , L и C элементов, а также отрезков длиных линий, и их последующую рекомпозицию с целью получения полной эквивалентной схемы СВЧ-устройства. Преимуществами такого подхода являются уни-

версальность, схожесть с теорией низкочастотных цепей, а также наглядность представлений о функционировании сложных СВЧ-устройств, достигаемая путем разумной идеализации эквивалентных схем. К недостаткам следует отнести потерю точности при использовании упрощенных схем замещения базовых элементов и трудности количественной оценки погрешности расчета. Область применения данного подхода, как правило, ограничена длинноволновой частью сантиметрового диапазона (примерно 2...5 ГГц) и распространяется в основном на устройства с Т-волнами.

Устранение указанных недостатков традиционного подхода к построению математических моделей СВЧ-устройств возможно путем использования при определении схем замещения базовых элементов численных методов решения соответствующих электродинамических задач. В рассматриваемом случае электродинамические расчеты ряда базовых элементов, наиболее часто встречающихся в СВЧ-устройствах данного класса, выполняются заблаговременно, а результаты представляются в виде определенных соотношений, устанавливающих связь элементов определенной схемы замещения с геометрическими размерами, электрофизическими и другими параметрами базовых элементов. Использование таким образом построенных математических моделей СВЧ-устройств ограничено допущениями о возможности описания свойств базовых элементов в рамках одноволновых моделей и об отсутствии влияния соседних базовых элементов друг на друга посредством волн высших типов. В результате такой комбинированный подход позволяет значительно поднять частотный предел применимости одноволновых математических моделей базовых элементов в САПР СВЧ-устройств вплоть до коротковолновой части сантиметрового диапазона (примерно до 10...18 ГГц) без значительного увеличения затрат на выполнение процедуры анализа в процессе проектирования.

Традиционное развитие техники СВЧ идет по пути продвижения в область все более высоких частот, где все более ненадежными становятся одноволновые способы математического моделирования. Для высокочастотных областей (более 15...18 ГГц) необходим поиск и применение строгих электродинамических подходов, так как только такие подходы к моделированию базовых элементов СВЧ-устройств, несмотря на потерю наглядности и универсальности анализа, а также значительную трудоемкость, позволяют выполнить расчет с любой требуемой точностью.

Наиболее перспективен в этом плане электродинамический подход, заключающийся в дальнейшей (т. е. вторичной) декомпозиции выделенных базовых элементов СВЧ-устройства на так называемые «автономные блоки» в виде некоторых геометрических конфигураций, допускающих численное определение S -матриц путем решения уравнений Максвелла при заданных граничных условиях [4]. Последующее нахождение S -матрицы базового элемента в целом осуществляется по точно таким же правилам рекомпозиции, как и в вышеуказанных алгоритмах объединения S -

матриц базовых элементов. Отличие заключается лишь в необходимости учета многоволнового режима взаимодействия между автономными блоками ввиду их непосредственного (т. е. длина соединительных линий бесконечно мала) взаимного объединения.

В общей проблеме создания эффективных САПР СВЧ-устройств особое место занимают вопросы математического моделирования активных полупроводниковых приборов СВЧ различных применений. Это $p-i-n$ -диоды, варикторы, диоды Шотки, лавинно-пролетные диоды, СВЧ-транзисторы и др. Положение здесь характеризуется несовершенством существующих описаний чрезвычайно сложной физической картины, а также, и в значительной степени, несовершенством технологий изготовления, которое в свою очередь приводят к большому разбросу параметров полупроводниковых элементов. Наиболее рациональным поэтому в настоящее время является экспериментальное исследование необходимых характеристик полупроводникового прибора, с помощью которых он может быть представлен в виде схемы замещения, состоящей из элементов с сосредоточенными параметрами, или непосредственно в виде S -матрицы некоторого многополосника. Следует отметить, что данные принципы построения математических моделей полупроводниковых приборов удовлетворяют требованиям декомпозиционного подхода к анализу СВЧ-устройств и вместе с этим органично сочетаются с рассмотренными принципами математического моделирования пассивных СВЧ-элементов.

11.3. АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ АНАЛИЗ И КОНСТРУИРОВАНИЕ ВОЛНОВОДНЫХ СВЧ-УСТРОЙСТВ

Рассмотрим особенности наиболее характерных этапов процесса автоматизированного проектирования СВЧ-устройств и использования при этом средств САПР на примере разработки волноводной конструкции трехканального мультиплексора СВЧ (рис. 11.4). Мультиплексоры, как известно, предназначены для разделения широкополосного частотного канала на несколько (в данном случае на три) узкополосных или для обратной операции объединения нескольких частотных каналов без потерь энергии. При непосредственном соединении каналов такие потери могут иметь место за счет паразитного перераспределения сигналов между суммируемыми каналами. В общем случае мультиплексор представляет собой необходимое число определенным образом соединенных полосно-пропускающих фильтров.

Технические требования к разрабатываемой конструкции СВЧ-устройства устанавливают на системном уровне. Далее, в идеальном случае, просматривают библиотеку ранее разработанных модулей аналогичных устройств, и в том случае, если обнаруживается модуль, соответствующий требованиям новой системы, его конструкция немедленно может быть включена в разра-

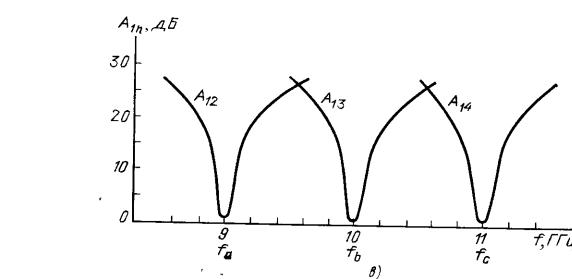
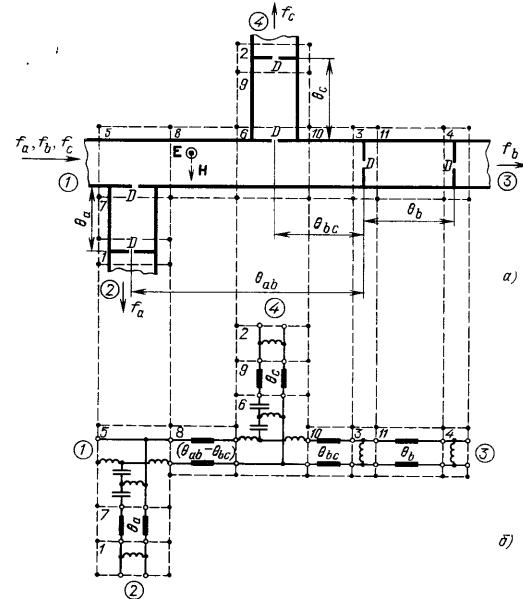


Рис. 11.4. Трехканальный волноводный мультиплексор СВЧ:
а — декомпозиция на базовые элементы; б — эквивалентная схема; в — частотные характеристики коэффициентов передачи каналов

батываемое изделие. Во многих случаях для выполнения установленных технических требований может оказаться достаточным модифицировать уже существующий модуль путем, например его параметрической оптимизации. Если же принимают решение о целесообразности проектирования новой конструкции устройства, то разработчик может просмотреть библиотеку исходных структур с целью выбора наилучшим образом обеспечивающей выполнение требований ТЗ.

Пусть частотные каналы проектируемого мультиплексора узкие (единицы процентов) и между ними имеются защитные полосы, в несколько раз превышающие полосы пропускания отдельных фильтров. Это позволяет относительно простыми способами обеспечить достаточное ослабление паразитного взаимодействия между каналами и применить для реализации такого мультиплексора следующую структуру.

В прямоугольном волноводе (рис. 11.4, а), работающем на волне H_{10} , расположены три полосно-пропускающие фильтры, выполненные на двух разнесенных в линии передачи реактивностях (индуктивных диафрагмах D), один из которых реализован в основном волноводе, а два других — в Т-образных Н-плоскостных ответвлениях. Вследствие относительной узкополосности фильтров мультиплексора, частота f_b , соответствующая полосе пропускания правого фильтра (плеcho 3), окажется для других фильтров в полосе заграждения и резонаторы верхнего и нижнего фильтров будут слабо связаны с основным волноводом, т. е. практически не исказят характеристику правого фильтра. Для уменьшения влияния реактивных параметров входных диафрагм правого фильтра на характеристики верхнего (плеcho 4) и нижнего (плеcho 2) фильтров они размещаются от нее на расстоянии четверти длины волны, на частотах f_c и f_a соответственно (отрезки θ_{bc} и θ_{ab} на рис. 11.4, а). В этом случае правый фильтр представляет собой в плоскости входных диафрагм верхнего и нижнего фильтров разомкнутую цепь и его влияние на характеристики этих фильтров будет незначительным. Для улучшения частотных характеристик данной структуры мультиплексора возможно применение двух и более резонаторных фильтров.

При стремлении реактивной проводности индуктивных диафрагм резонаторов, используемых в рассматриваемом мультиплексоре, к бесконечности (т. е. уменьшении окна связи в диафрагмах до нуля), получается закороченный с двух сторон полувольновый резонансный отрезок волновода. Степень связи такого резонатора с подводящими линиями, а следовательно, и полоса пропускания регулируются подбором реактивной проводимости диафрагм. При этом, однако, изменяется и необходимое для резонанса расстояние между реактивными элементами (θ_a , θ_b и θ_c на рис. 11.4, а).

После выбора структуры СВЧ-устройства разработчик обращается к библиотеке моделей, используемой САПР с целью построения, например эквивалентной схемы устройства в целом.

Для этого в структуре устройства выделяют базовые элементы и для каждого из них выбирают необходимую схему замещения или соответствующую ей матрицу рассеяния. Таким образом, в анализируемой структуре мультиплексора могут быть выделены следующие базовые элементы (рис. 11.4, а): индуктивная диафрагма (элементы 1—4); Т-образное соединение волноводов со связью через индуктивное окно (элементы 5 и 6); отрезок регулярного прямоугольного волновода (элементы 7—11).

Эквивалентная схема мультиплексора в соответствии со схемами замещения нерегулярных базовых элементов, заимствованными из [15], приведена на рис. 11.4, б. Необходимо помнить, что схемы замещения являются удобной формой представления результатов электродинамического анализа базовых элементов, и поэтому они справедливы при строго определенном положении плоскостей отсчета фаз и заданных ограничениях на значения параметров этих элементов. Длины регулярных отрезков линий передачи измеряют между плоскостями отсчета фаз нерегулярных базовых элементов, соединяемых этими отрезками, как показано на рис. 11.4, а и б.

После выбора сечения прямоугольного волновода, обеспечивающего работу в заданном диапазоне частот на основном типе волны, и других основных размеров принятой конструктивной реализации, могут быть определены значения элементов эквивалентной схемы мультиплексора, а после проведения рекомпозиции (см. § 11.2) в ряде точек полосы рабочих частот могут быть рассчитаны необходимые частотные характеристики, например коэффициенты передачи каналов (рис. 11.4, в). Учет дисперсии в отрезках длинных линий эквивалентной схемы мультиплексора, а также практически полное отсутствие взаимодействия нерегулярных базовых элементов на высших типах волн из-за значительной протяженности соединяющих отрезков регулярных линий, позволяют получить высокую степень адекватности построенной одноволновой модели.

С целью обеспечения требуемых ТЗ на разработку мультиплексора частотных характеристик всех каналов при минимальном уровне их взаимного влияния используют процедуру параметрической оптимизации. В качестве варьируемых параметров целесообразно выбрать длины регулярных отрезков волновода (θ_a , θ_b , θ_c , θ_{ab} , θ_{bc}), а также размеры индуктивных окон во всех диафрагмах. Процесс параметрической оптимизации проводится под наблюдением разработчика, для удобства работы которого САПР «должна обеспечивать» интерактивный режим с графической формой представления информации.

Успешное решение задачи параметрической оптимизации позволяет перейти к процедуре оптимизации допусков для определения номинальных значений основных параметров устройства и задания максимально допустимых отклонений, при которых выполняются требования ТЗ. В некоторых случаях, например при невозможности обеспечения требуемой точности математической

модели СВЧ-устройства, необходимо введение определенных элементов регулировки, причем диапазон их перестройки должен покрывать возможную погрешность расчета.

На заключительной стадии процесса проектирования проводят коррекцию конструктивных параметров компонентов и создание эскиза СВЧ-устройства с учетом ограничений, записанных в библиотеке правил конструирования. После окончательного завершения проработки конструкции средствами САПР осуществляется выпуск необходимой технической документации, управляющих программ для технологического оборудования, и спроектированное устройство может быть запущено в производство.

11.4. ОСОБЕННОСТИ АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИС СВЧ

Полосковые устройства СВЧ представляют собой достаточно сложный объект проектирования. Интегральные конструкции СВЧ-устройств практически не допускают подстройки и регулировки параметров после того, как схема технологически выполнена. Высокая технологичность полосковых устройств в полной мере реализуется лишь при автоматизации весьма трудоемкого этапа изготовления фотошаблона. Только комплексный подход к проектированию позволяет учесть характерную для полосковых схем зависимость электрических характеристик устройства от взаимного расположения его элементов на подложке. Особое значение в связи с этим приобретает выбор рационального способа математического моделирования элементов, образующих основу для проектирования полосковых СВЧ-устройств.

Сложность моделирования базовых элементов ИС СВЧ объясняется открытым характером полосковых структур, наличием кусочной неоднородности диэлектрического заполнения и, как следствие, сложной зависимостью параметров даже регулярных полосковых линий от геометрических размеров, диэлектрической проницаемости и частоты. В результате упрощенные модели базовых элементов, построенные в приближении теории длинных линий, в большинстве практических случаев не обеспечивают необходимой точности проектирования и могут быть использованы лишь для оценки потенциальных возможностей анализируемого объекта и определения исходных значений параметров элементов. Построение же точных моделей на основе строгого электродинамического подхода требует решения трехмерных векторных задач для сложных границ системы, что практически нереализуемо в современных САПР.

Наиболее значительные результаты в этом плане были получены с помощью метода построения формальных электродинамических моделей полосковых структур, основанного на идеях Олинера [4]. В соответствии с этим методом на некотором расстоянии от полоскового проводника анализируемого базового элемента располагают вертикальные магнитные стенки и таким образом переходо-

дят к закрытой модели реального физического объекта. Сохранение наиболее существенных черт исходной структуры достигается за счет обеспечения эквивалентности фазовых скоростей, волновых сопротивлений и структуры полей рабочего типа волны в модели и ее прототипе. Далее полученная электродинамическая модель может быть рассчитана методами, разработанными для закрытых волноведущих систем, а результат анализа представлен в виде определенной схемы замещения. Так, для Т-образного соединения полосковых линий (рис. 11.5, а) может быть получена схема замещения (рис. 11.5, б), параметры которой в указанных плоскостях отсчета фаз T и T' однозначно связаны аналитическими соотношениями с геометрическими размерами, электрофизическими и другими параметрами анализируемой структуры [4].

Метод электродинамического моделирования позволяет анализировать не только наиболее часто встречающиеся в составе проектируемых ИС СВЧ базовые элементы, выполненные на полосковых линиях, но и элементы на щелевых, а также взаимных сочленениях различных типов миниатюрных линий передачи [10].

Таким образом, метод электродинамического моделирования позволяет значительно сократить трудоемкость этапа анализа ИС СВЧ, сделать его во многом схожим с анализом волноводных устройств и значительно поднять частотный предел применимости одноволновых расчетных моделей базовых элементов ИС СВЧ в современных САПР. Кроме этого, благодаря такому подходу к проектированию разработчик получает возможность описывать проектируемую ИС в привычных для него элементах и терминах, имеющих определенный инженерный и физический смысл. При этом обеспечивается также экономичность самого описания, так как каждому базовому элементу соответствует запись в кодированном виде геометрической структуры (топологии) этого элемента, разворачиваемая в элемент фотошаблона в заданном месте полосковой платы, а также математическая модель элемента, позволяющая получить матрицу рассеяния в указанном диапазоне частот.

Рассмотрим особенности процесса проектирования ИС СВЧ на примере автоматизированного анализа и конструирования кольце-

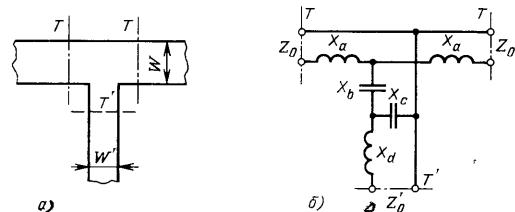


Рис. 11.5. Электродинамическое моделирование Т-соединения полосковых линий:
а — геометрия задачи; б — схема замещения

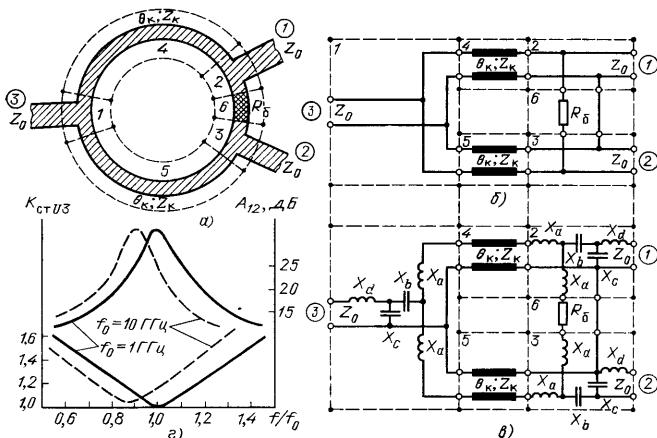


Рис. 11.6. Полосковый кольцевой балансный делитель мощности:

а — декомпозиция на базовые элементы; *б* — эквивалентная схема в приближении теории длинных линий; *в* — уточненная эквивалентная схема; *г* — частотные характеристики K_{ctuz} входа и развязки выходных плеч

вого балансного делителя мощности (рис. 11.6), широко используемого в устройствах распределения СВЧ-сигнала. Исходные значения параметров делителя (см. § 8.7): волновое сопротивление полосковых линий (Z_0 и Z_k), электрическая длина кольца (20_k), балансное сопротивление (R_b) (а затем и соответствующие им геометрические размеры полосковой конструкции на заданной рабочей частоте) могут быть определены расчетом его упрощенной эквивалентной схемы, построенной в приближении теории длинных линий (рис. 11.6,б). Декомпозиция анализируемой структуры делителя мощности на базовые элементы следующая (рис. 11.6,а): Т-соединение (элементы 1—3), отрезки регулярных полосковых линий (элементы 4, 5) и последовательно включенное в линию активное сопротивление (элемент 6). На рис. 11.6,в представлена уточненная эквивалентная схема, полученная путем использования результатов электродинамического моделирования Т-соединения полосковых линий (см. рис. 11.5).

Сравнение результатов расчета частотных характеристик согласования входа K_{ctuz} и развязки выходных плеч A_{12} балансного делителя мощности (рис. 11.6,г), полученных при рекомпозиции упрощенной (сплошные линии) и уточненной (штриховые линии) эквивалентных схем, показывает, что резонансная частота спроектированной без учета неоднородности Т-соединений конструкции не будет совпадать с заданной ТЗ рабочей частотой. Это объясня-

ется дополнительным фазовым набегом, приобретаемым сигналом на неоднородности (реактивных элементах схемы замещения) Т-соединения. Уточненная эквивалентная схема позволяет скорректировать длины регулярных отрезков полосковых линий (несколько их уменьшил) на этапе параметрической оптимизации, что дает возможность сконструировать рассматриваемый делитель мощности на заданную рабочую частоту.

На этапе конструирования после выбора конкретных материалов и уточнения конструктивных параметров осуществляется топологическая компоновка схемы. Появившиеся в результате этого неоднородности коммутирующих линий (изгибы полоскового проводника), а также их длина могут быть учтены при проведении поверочного электрического расчета проектируемого СВЧ-устройства. В заключение разработанный полосковый делитель может быть записан в библиотеку базовых элементов и использован в последующих разработках для построения более сложных устройств на его основе, например многоканальных делителей мощности.

Рассмотрим автоматизированный анализ полосковых устройств с полупроводниковыми приборами на примере проектирования 180°-го фазового манипулятора. Принципы построения таких схем даны в § 8.9. Используемые для переключения $p-i-n$ -диоды (см. § 6.9) имеют в этом случае по два набора значений элементов матрицы рассеяния, соответствующие состояниям «Включено» и «Выключено».

Рассматриваемая конструкция фазоманипулятора выполнена на сочетании щелевой и полосковой линий и представлена на рис. 11.7,а. Входное плечо 1 устройства изготовлено вместе с коль-

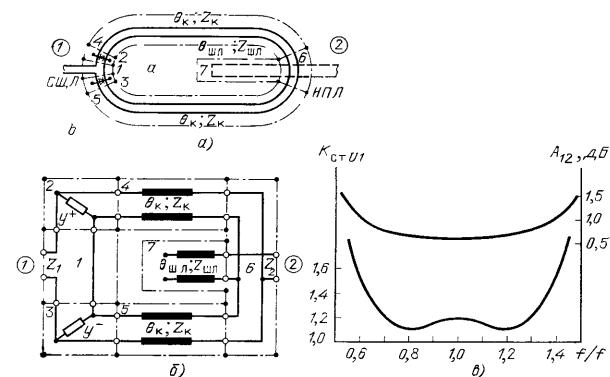


Рис. 11.7. 180° фазоманипулятор на сочетании полосковой и щелевой линий:
а — декомпозиция на базовые элементы; *б* — эквивалентная схема; *в* — частотные характеристики K_{ctuz} входа и потерь

цом полуволновой длины на щелевой линии. Выходное плечо 2 реализовано на полосковой линии и включено посредством четвертьволнового разомкнутого шлейфа диаметрально противоположно входному плечу. Диоды включены в кольцо в непосредственной близости от входного плеча 1 и работают в ключевом режиме, поочередно шунтируя соответствующие плечи Т-соединения на щелевой линии. Управляющий сигнал подается между точками *a* и *b* (рис. 11.7,*a*) в виде двуполярного меандра. В данной схеме λ -манипулятора используется принцип противофазного деления сигнала в плечах последовательного Т-соединения на щелевой линии, и поэтому полоса рабочих частот ограничивается лишь допустимым уровнем рассогласования (или потерь).

Используя для описания данной структуры эквивалентную схему в приближении теории длинных линий и простейшие схемы замещения диодов в состояниях «Включено» Y^+ и «Выключено» Y^- (рис. 11.7,*b*), можно рассчитать необходимые частотные характеристики согласования ($K_{ст,1}$) и потерь (A_{12}) проектируемого устройства (рис. 11.7,*a*) и определить полосу рабочих частот фазового манипулятора по допустимому уровню, например $K_{ст,1}$. Кроме этого, на стадии анализа устройства могут быть найдены допустимые границы неидентичности параметров диодов, обеспечивающие требуемый допуск на противофазность сигналов, так как нарушение симметрии схемы относительно продольной оси «вход — выход» вызовет погрешность установки фазы, а также паразитную амплитудную модуляцию сигнала на выходе. На этапе параметрической оптимизации осуществляют коррекцию параметров схемы (например, волновых сопротивлений отрезков линий и их электрических длин) для обеспечения, например максимальной широкополосности манипулятора фазы.

Использование данной конструкции на более высоких частотах потребует при автоматизированном анализе использования уточненной эквивалентной схемы, которая может быть получена методом электродинамического моделирования [10].

Рассмотренные примеры показывают, что эффективность проектирования СВЧ-устройств в САПР значительно повышается за счет быстрого получения всех необходимых данных, машинного анализа и оптимизации, дополняющих инженерное творчество, автоматизированного документирования результатов, непосредственно используемых в производстве, и, как следствие, высокого качества проектируемых СВЧ-устройств.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

1. Каковы особенности процесса автоматизированного проектирования СВЧ-устройств?
2. Сформулируйте основные принципы декомпозиционного подхода к анализу СВЧ-устройств.
3. Запишите блочные матрицы многополосников *A* и *B* согласно (11.5), для трехэлементного устройства, приведенного на рис. 11.2,*b*, в случае попарного объединения элементов *A* и *B*, а затем (*A*, *B*) и *C*.

4. Какие основные моменты можно выделить при моделировании базовых элементов волноводных и полосковых СВЧ-устройств?
5. Выполните декомпозицию на базовые элементы и составьте эквивалентную схему, полосковой конструкции шлейфного направленного ответвителя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1 Конструирование СВЧ-устройств и экранов/А. М. Чернушенко, Н. Е. Меланченко, Л. Г. Малоракий, Б. В. Петров; Под ред. А. М. Чернушенко.— М.: Радио и связь, 1983.— 400 с.
- 2 Фальковский О. И. Техническая электродинамика.— М.: Связь, 1978.— 429 с.
- 3 Сазонов Д. М., Гридин А. Н., Мишустин Б. А. Устройства СВЧ.— М: Высшая школа, 1981.— 295 с.
- 4 Нефедов Е. И., Фиалковский А. Т. Полосковые линии передачи: электродинамические основы автоматизированного проектирования интегральных схем СВЧ.— М: Наука, 1980.— 312 с.
- 5 Справочник по расчету и конструированию полосковых устройств/С. И. Захаров, В. И. Вольман, Ю. Н. Либ и др.; Под ред. В. И. Вольмана.— М.: Радио связь, 1982.— 328 с.
- 6 Конструкторско-технологические основы проектирования полосковых микросхем/И. П. Бушминский, А. Г. Гулков, В. Ф. Дергачев и др.; Под ред. И. П. Бушминского.— М.: Радио и связь, — 270 с.
- 7 Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ.— М.: Высшая школа, 1972.— Ч. II.— 374 с.
- 8 Федосов Н. Д. Электронные и квантовые приборы СВЧ.— М.: Атомиздат, 1974.— 250 с.
- 9 Лавров А. С., Резников Г. Б. Антенно-фидерные устройства.— М.: Сов. радио, 1974.— 367 с.
- 10 Гвоздев В. И., Нефедов Е. И. Объемные интегральные схемы СВЧ.— М.: Наука, 1985.— 260 с.
- 11 Вамберский М. В., Казанцев В. И., Шелухин С. А. Передающие устройства СВЧ; Под ред. М. В. Вамберского.— М.: Высшая школа, 1984.— 440 с.
- 12 Полонский Н. Б. Конструирование электромагнитных экранов для радиоэлектронной аппаратуры.— М.: Сов. радио, 1979.— 216 с.
- 13 Каден Г. Электромагнитные экраны в высокочастотной технике электросвязи: Пер. с англ.— Л.: Государственное энергетическое издательство, 1957.— 367 с.
- 14 Кац Б. М., Мещанов В. П., Фельдштейн А. Л. Оптимальный синтез устройств СВЧ с Т-волнами.— М.: Радио и связь, 1984.— 286 с.
- 15 Гулта К., Гардж Р., Чахда Р. Машинное проектирование СВЧ-устройств: Пер. с англ.— М.: Радио и связь, 1987.— 428 с.
- 16 Чернушенко А. М., Майбороди А. В. Измерение параметров электронных приборов дециметрового и сантиметрового диапазонов волн/Под ред. А. М. Чернушенко.— М.: Радио и связь, 1986.— 336 с.
- 17 Фрайдин А. З., Рыжов Е. В. Измерения параметров антенно-фидерных устройств.— М.: Связь, 1972.— 430 с.
- 18 ГОСТ 18238—72. Линии передач СВЧ. Термины и определения.
- 19 ГОСТ 23221—78. Модули СВЧ. Термины, определения и буквенные обозначения.
- 20 ГОСТ 4.Г0.206.015. Волноводы прямоугольные латунные. Соединения фланцевые дроссельные.
- 21 ГОСТ 4.Г0.206.13. Волноводы прямоугольные латунные. Соединения фланцевые контактные.
- 22 ГОСТ 23282—78. Решетки антенисы. Термины и определения.
- 23 ГОСТ 2789—73. Шероховатость поверхности.
- 24 ГОСТ 23221—76. Устройства СВЧ, полосковые линии. Термины и определения.
- 25 ГОСТ 23611—79. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Термины и определения

26. ГОСТ 11001—69. Радиопомехи индустриальные. Измерение радиопомех. Технические требования.
 27. ГОСТ 20271.0—81. Изделия электронные СВЧ. Методы измерения электрических параметров.
 28. ГОСТ 13317—80. Приборы электромагнитные и измерительные СВЧ. Элементы присоединения. Основные понятия.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Антенна 194
 — апертурная 214, 217, 219
 — вибраторная 203
 — линейная 208
 — линзовая 217
 — печатная 275
 — щелевая 201, 213
Антenna решетка 207
Антикоррозионные покрытия 87
Аттенюатор поглощающий 119
 — — — перменный 120
 — — фиксированный 119
 — полупроводниковый 156
 — предельный 118
Базовый элемент 325
Вектор электрического смещения 9
 — плотности тока проводимости 9
Вентиль на эффекте Фарадея, 147, 267
 — — — смещения поля 146, 207
 — резонансный 146
Вибратор магнитный 200
 — щелевой 201
 — электрический 198
Волна бегущая 38
 — высшего типа 55, 57
 — основного типа 57
 — отраженная 38
 — падающая 38
Волновая матрица рассеяния 44
 — передачи 47
Волновод 53
 — коаксиальный 69
 — круглый 53
 — миллиметрового диапазона 68
 — прямогольный 53
Волноводный соединитель неразъемный 95
 — разъемный 95
Волноводный тройник 122
Волновое сопротивление 37, 78
 — число 16
Волновой фронт 18
Воспринимчивость рецептора помех 278
Входное сопротивление 41
Выраженные волны 57
Генератор 192, 273
Герметизация модулей СВЧ 226

Гибридные соединения 125
Глубина проникновения 24
Групповая скорость 21, 32
Делители мощности 250
Детекторная головка 149
Длина волны 21
Двойной волноводный тройник 129
Диаграмма направленности 195
Диафрагма емкостная 92
 — индуктивная 92
 — резонансная 92
Диод 185
 — Ганна 187
 — с барьером Шотки 186
 — туннельный 186
 — параметрический 188
Диодный выключатель 154, 261
 — ограничитель 158
Директор 207
Дисперсия в линии передачи 21, 32
Дизэлектрические материалы 22, 86, 297
Дизэлектрическая проницаемость 9
 — абсолютная 9
 — комплексная 9
 — относительная 9
Длина волны 37
 — критическая 55
Добротность 79, 132
 — собственная 79, 133, 136
Допустимая мощность 67
Дроссельное соединение 96
Замедляющая система 166
 — — — гребенчатая 168
 — — — спиральная 167
Затухание волн 62, 71
Зонирование 217
Изгибы 106, 240
Измерение коэффициента отражения 308, 312
 — — — передачи 310
 — — — стоячей волны 309
 — — — полного сопротивления 313, 315
 — — — структуры электромагнитного поля 305
 — — — фазы коэффициента отражения 310

— — — 310
 — — — характеристика антенн 317
 — — — эффективности экранирования 320
Измерительная линия 309
Индуктивный ИС СВЧ 235
Индукция магнитного поля 8
Источник помех 278, 280
Клистро отражательный 171
 — — — пролетный 168, 170
Колебательные системы 131, 166
Кольцевой мост 253
Конденсатор ИС СВЧ 232
Конструктивный синтез 328
Конструкционные материалы 86, 296
Корпус ИС СВЧ 225
Коэффициент затухания 20, 78
 — — — направленного действия 196
 — — — отражения 39
 — — — распространения 20
 — — — стоячей волны 39
 — — — усиления 169, 175
 — — — фазы 20
 — — — экранирования 281
Критическая длина волны 31, 55
 — — — частота 32
Круговая диаграмма 314
Лампа бегущей волны 173
 — — — обратной волны 177
Линия передачи 52
 — — — дизэлектрическая 73, 75
 — — — колланарная 84
 — — — микрополосковая 89
 — — — однопроводная 72, 74
 — — — полосковая 76
 — — — поверхности волны 72
 — — — щелевая 83
 — — — несимметричная 83
 — — — симметрическая 83
Магнетрон 181
Математическая модель 334
Матрица рассеяния 45
Металлы 85, 88, 96
Методы согласования 99
Микрополосковый генератор 273
 — — — усилитель 270
Моделирование 326
 — — — электродинамическое 340
Модульная конструкция 224
Модулятор 5
 — — — амплитудный 157
 — — — балансный 157
Модуляция электронного пучка 164
Мостовые соединения 128, 253
Мультиплексор 336
Мощность допустимая 67
 — — — предельная 96, 65, 71
 — — — пробивная 96
Направленность 124
Направленный ответвитель 126, 253
 — — — многоэлементный 127
 — — — на связанных линиях 257
 — — — одноэлементный 125
 — — — шлейфный 255
Напряженность магнитного поля 9
 — — — электрического поля 8
Нагрузка согласованная 114
 — — — волноводная 115
 — — — коаксиальная 117
Нерегулярность 89
Низший тип волны 57
Нормирование напряжений 44
Объемный резонатор 131
Однородные среды 9
Основной тип волны 57
Пассивный многополосник 45
Первичная линия 124
Переходное ослабление 124
Переходы вращающиеся 106
 — плавные 102, 105
 — ступенчатые 103
 — — — с одного типа волны на другой 103, 229
 — — — шлейфные 232
Плоскость поляризации 19
Поглотитель объемный 115
 — — — пленоочный 115
Подложки ИС СВЧ 87
Покрытия антикоррозийные 87
Поверхностный эффект 24
Поперечное волновое число 29
Порции в волноводах 108
Пробивное напряжение 71
Проводниковые материалы 85, 88
Поперечные электромагнитные волны 29
Поляризационная характеристика 196
Поляризация электромагнитного поля 19
 — — — круговая 19
 — — — линейная 19
 — — — эллиптическая 19
 — — — параллельная 26
 — — — перпендикулярная 26
Предельная мощность 56, 65, 71
Пучность стоячей волны 39
Рабочий диапазон частот 70
Реактивные шлейфы 93, 114
Резонаторы 131, 242
 — — — волноводные 135
 — — — коаксиальные 135
 — — — полосковые 235
Резонанс при экранировании 288
Резистивные материалы 88
Резисторы ИС СВЧ 236
Рекомпозиционный алгоритм 329
 — — — матриц рассеяния 332

— одновременного преобразования 329
 — попарного объединения 332
 Рефлектор 206
 Рецептор помех
 Сборка микросхем 227
 Скин-эффект 64
 Скрутки 107
 Смеситель 149, 269
 — двойной балансный 270
 Собственная добротность 133
 Согласующий трансформатор 100
 — с компенсирующей реактивностью 100
 — четвертьволновый 101
 Стоящая волна 38
 Структура поля 9, 54, 70, 57
 Структурный синтез 325
 Среды анизотропные 10
 — изотропные 10
 — линейные 10
 — нелинейные 10
 Токи в прямоугольном волноводе 61
 Угол Брюстера 27
 Узел стоячей волны 39
 Уравнения Максвелла 10
 — передачи 35
 Усилители 189
 — на транзисторах 191, 272
 — полосковые 271
 — параметрические 191, 272
 — однотактные 272
 — комбинированные 272
 — регенеративные 189
 Устройства управления сигналами 260

Фазовая скорость 20
Фазовращатели отражательного типа
 — 263
Ферритовые 265
Фильтры верхних частот 245
 — нижних частот 245
 — полосовые 246
 — режекторные 249
Характеристическое сопротивление
 волны 21
Частично стоячая волна 39
Штыри 90
 — емкостной 91
 — индуктивный 91
Шумы ЛБВ 176
Щелевой мост 130
Электродинамика 8
Элементы волновой матрицы 46
 — связи резонаторов с внешними цепями 137
Экранирование 6, 280
Экраны 290
 — многослойные 293
 — перфорированные 278
 — сетчатые 290
Электромагнитная помеха 278
 — совместимость 278
Электротермичность 111
Эффективная диэлектрическая проницаемость 79
 — площадь 196
Эффективность экранирования 281,
 285, 292

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	4
Основные свойства колебаний СВЧ	4
Техника СВЧ и ее применение	5
Экранирование в РЭС	6
Глава 1. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ	7
1.1. Методы описания физических явлений и расчета СВЧ-конструкций	7
1.2. Электромагнитное поле и его характеристики	8
1.3. Уравнения Максвелла и их физический смысл	10
1.4. Границные условия	15
1.5. Волновые уравнения	16
1.6. Энергия электромагнитного поля	17
1.7. Электромагнитное поле в диэлектриках и проводниках	18
1.8. Поверхностный эффект	24
1.9. Волны на поверхности раздела двух диэлектрических сред	25
1.10. Волны на поверхности раздела диэлектрик — проводник	27
1.11. Направляемые электромагнитные волны	28
1.12. Характеристики поперечных электромагнитных волн	30
1.13. Характеристики электрических и магнитных волн	31
<i>Вопросы для самопроверки</i>	34
Глава 2. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ СВЧ	35
2.1. Общие замечания	35
2.2. Основные уравнения передачи	35
2.3. Основные характеристики линий передачи	37
2.4. Стоящие волны	38
2.5. Частично стоячие волны и коэффициент отражения	39
2.6. Входное сопротивление линии без потерь	41
2.7. Матричное описание СВЧ-устройств	44
2.8. Анализ симметричных восьмиполюсников методами синхронного и противофазного возбуждения	48
2.9. Пример использования матрицы рассеяния	50
<i>Вопросы для самопроверки</i>	52
Глава 3. ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ СВЧ	52
3.1. Требования к линиям передачи	52
3.2. Прямоугольные и круглые волноводы	53
3.3. Волны H_{10} в прямоугольном волноводе	60
3.4. Затухание волн в круглых и прямоугольных волноводах	62
3.5. Предельные мощности в прямоугольном и круглом волноводах	65
3.6. Определение размеров поперечного сечения прямоугольного и круглого волноводов	67
3.7. Волноводы миллиметрового диапазона	68
3.8. Коаксиальные волноводы	69
3.9. Линии поверхностной волны	72
3.10. Полосковые линии	76
3.11. Материалы для волноводных устройств	85
3.12. Материалы для интегральных схем	87
<i>Вопросы для самопроверки</i>	88

Глава 4. ЭЛЕМЕНТЫ И УЗЛЫ ВОЛНОВОДНЫХ СВЧ-ТРАКТОВ	89	
4.1. Общие замечания	89	
4.2. Понятия об эквивалентных схемах нерегулярностей	89	
4.3. Реактивные элементы волноводных линий передачи	90	
4.4. Соединители волноводных трактов	94	
4.5. Согласование в СВЧ-трактах	98	
4.6. Согласующие трансформаторы	100	
4.7. Переходы	102	
4.8. Изгибы скрутки	106	
4.9. Короткозамыкающие поршни в волноводных трактах	107	
4.10. Допуски на размеры волноводов и стыковку волноводных трактов	109	
4.11. Конструктивно-технологические особенности волноводных трактов	110	
Вопросы для самопроверки	112	
Глава 5. ВОЛНОВОДНЫЕ СВЧ-УСТРОЙСТВА	112	
5.1. Назначение СВЧ-устройств и факторы, определяющие их конструкции	112	
5.2. Нагрузки	114	
5.3. Аттенюаторы	117	
5.4. Фазовращатели	121	
5.5. Разветвители	122	
5.6. Направленные ответвители	123	
5.7. Мостовые соединения	128	
5.8. Объемные резонаторы	131	
5.9. Фильтры	138	
5.10. Ферритовые устройства	143	
5.11. Детекторы и смесители	149	
5.12. Электрически управляемые устройства	153	
5.13. Конструкторско-технологические особенности волноводных СВЧ-устройств	160	
Вопросы для самопроверки	161	
Глава 6. ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ	162	
6.1. Общие замечания	162	
6.2. Принципы действия электровакуумных приборов СВЧ	163	
6.3. Колебательные системы	166	
6.4. Пролетные кластроны	168	
6.5. Отражательные кластроны	171	
6.6. Лампы бегущей волны	173	
6.7. Лампы обратной волны	177	
6.8. Магнетроны	181	
6.9. Полупроводниковые приборы СВЧ	185	
6.10. Усилители на полупроводниковых приборах	189	
6.11. Генераторы на полупроводниковых приборах	192	
Вопросы для самопроверки	193	
Глава 7. АНТЕННЫ	194	
7.1. Определения	194	
7.2. Классификация антенн	194	
7.3. Основные параметры и характеристики антенн	195	
7.4. Излучение электромагнитных волн	198	
7.5. Вибраторные антенны	203	
7.6. Антенные из двух вибраторов	205	
7.7. Антенные решетки	207	
7.8. Диракторные антенны	212	
7.9. Волноводно-щелевые антенны	213	
7.10. Излучение апертурных антенн	214	
7.11. Рупорные антенны	216	
7.12. Линзовидные антенны	217	
7.13. Зеркальные антенны	219	
		350
7.14. Диэлектрические стержневые антенны	221	
Вопросы для самопроверки	222	
Глава 8. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ СВЧ	222	
8.1. Основные показатели качества и этапы разработки СВЧ-микросхем	222	
8.2. Принципы конструирования	224	
8.3. Переходы	229	
8.4. Элементы СВЧ-микросхем	232	
8.5. Резонаторы	242	
8.6. Фильтры	245	
8.7. Делители и сумматоры мощности	250	
8.8. Мостовые соединения и направленные ответвители	253	
8.9. Устройства управления сигналами	260	
8.10. Фазовращатели	263	
8.11. Циркуляторы и вентили	266	
8.12. Смесители	269	
8.13. Усилители	270	
8.14. Генераторы	273	
8.15. Полосковые антенны	275	
Вопросы для самопроверки	277	
Глава 9. КОНСТРУИРОВАНИЕ ЭКРАНОВ	278	
9.1. Общие замечания	278	
9.2. Структура помехонесущих электромагнитных полей	282	
9.3. Особенности проектирования экранов для помехонесущих полей различной структуры	284	
9.4. Однослойные экраны	286	
9.5. Многослойные экраны	290	
9.6. Перфорированные экраны	293	
9.7. Материалы для экранов	296	
9.8. Контактные устройства экранов и конструкционных соединений	299	
9.9. Экранирование отдельных узлов РЭА и их соединений	301	
Вопросы для самопроверки	304	
Глава 10. МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ И ПРОИЗВОДСТВЕННОГО КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ СВЧ-УСТРОЙСТВ И ЭКРАНОВ	305	
10.1. Общие замечания	305	
10.2. Измерение структуры электромагнитного поля	305	
10.3. Измерение коэффициентов отражения и передачи	308	
10.4. Измерение полного сопротивления	313	
10.5. Измерение передающего тракта	316	
10.6. Измерение характеристик антенн	317	
10.7. Определение эффективности экранирования	320	
10.8. Измерение параметров радиоматериалов	322	
Вопросы для самопроверки	324	
Глава 11. АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ-УСТРОЙСТВ	324	
11.1. Процесс автоматизированного проектирования СВЧ-устройств	324	
11.2. Математическое моделирование СВЧ-устройств	328	
11.3. Автоматизированный анализ и конструирование волноводных СВЧ-устройств	336	
11.4. Особенности автоматизации проектирования ИС СВЧ	340	
Вопросы для самопроверки	344	
Предметный указатель	346	

Учебное издание

*Чернущенко Анатолий Максимович, Петров Борис Викторович,
Малорацкий Лев Германович, Меланченко Наталия Евгеньевна,
Бальсевич Андрей Станиславович*

КОНСТРУИРОВАНИЕ ЭКРАНОВ И СВЧ-УСТРОЙСТВ

Учебник

Заведующий редакцией Ю. Н. Рысов.
Переплет художника В. Я. Виганта.
Технический редактор О. А. Гришкина.

Редактор Н. К. Калинина.
Художественный редактор А. С. Широков.
Корректор Т. В. Дземидович.

ИБ № 1825

Сдано в набор 13.09.89
T-06815 Формат 60×90^{1/16} Бумага тип. № 2 Гарнитура литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 22,0 Усл. кр.-отт. 22,0 Уч.-изд. л. 23,98
Тираж 10 000 экз. Изд. № 22378 Зак. № 79 Цена 1 р. 10 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Типография издательства «Радио и связь». 101000 Москва, ул. Кирова, д. 40