

М.Ф. Восковойник, А.И. Черников

ТЕХНИКА И ПРИБОРЫ СВЧ

М.Ф. Восковойник, А.И. Черников
• ТЕХНИКА И ПРИБОРЫ СВЧ

М.Ф. Воскобойник, А.И. Черников

ТЕХНИКА И ПРИБОРЫ СВЧ

Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебника для техникумов
электронных приборов

МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1982



Scan AAW

ББК 32.85

В61

УДК 621.385.6

Воскобойник М. Ф., Черников А. И.

В61 **Техника и приборы СВЧ: Учебник для техникумов. — М.: Радио и связь, 1982. — 208 с., ил.**

50 к.

Книга состоит из двух разделов. В первом рассматриваются распространение СВЧ колебаний в линиях передачи, конструкции и принцип действия важнейших элементов СВЧ трактов; во втором — принципы работы, конструкции, типы и основные области применения различных СВЧ приборов.

Для учащихся техникумов электронных приборов по курсу «Техника и приборы СВЧ».

В 2403000000-099
046(01)-82 51-82

ББК 32.85
6Ф0.3

Рецензенты: кафедра электронных и квантовых приборов МЭИС (заведующий кафедрой доцент канд. техн. наук Н. Д. Федоров) и преподаватель Московского техникума электронных приборов Э. Ф. Головин.

Редакция литературы по электронной технике

издательство

© Издательство «Радио и связь», 1982.

ПРЕДИСЛОВИЕ

С 1974 г. в техникумах электронных приборов по специальности «Производство электровакуумных приборов» был введен отдельный предмет «Техника и приборы СВЧ». В связи с этим возникла необходимость в создании соответствующего учебника, и настоящая книга является первой попыткой выполнить эту задачу.

При изложении материала авторы, учитывая степень подготовленности учащихся, исключили сложные математические выкладки. Список литературы носит рекомендательный характер, и в него включены учебники, по которым учащиеся могут более углубленно изучить отдельные вопросы.

В учебнике рассмотрены основные закономерности распространения СВЧ колебаний в линиях передач, конструкции и принцип действия важнейших элементов СВЧ трактов, физические принципы работы, сведения об элементах конструкций, типах, характеристиках и областях применения приборов СВЧ. Рассматриваются как вакуумные, так и полупроводниковые и квантовые приборы СВЧ, а также некоторые перспективы их развития и применения. Кратко изложены вопросы измерения параметров приборов СВЧ. К некоторым главам даны упражнения.

Авторы выражают благодарность заведующему кафедрой электронных и квантовых приборов Московского электротехнического института связи доценту канд. техн. наук Н. Д. Федорову и преподавателю Московского техникума электронных приборов Э. Ф. Головину за рецензирование рукописи и полезные замечания и советы, а также канд. техн. наук В. И. Котикову за обсуждение рукописи и помощь при подготовке ее к печати. Авторы благодарят также преподавателя Фрязинского техникума электронных приборов Г. П. Носикovu за полезные замечания, высказанные при обсуждении рукописи.

Все замечания по книге направлять по адресу: Москва, Главпочтамт, а/я 693, издательство «Радио и связь».

ВВЕДЕНИЕ

Со времени изобретения радио А. С. Поповым началось быстрое освоение различных диапазонов радиоволн. Каждая вновь появляющаяся радиостанция, чтобы не мешать соседним, должна была работать на своей длине волны. При этом неизбежно приходилось осваивать все более коротковолновые диапазоны волн, вплоть до нескольких метров (УКВ диапазон). Одновременно совершенствовались методы получения, передачи и приема радиоволн, в частности были изобретены и достигли высокой степени совершенства радиолампы различных назначений (генераторные, усилительные и т. д.). Однако при продвижении в область коротких волн (т. е. в область высоких частот) встретились значительные трудности, связанные с ухудшением работы различных радиотехнических устройств (уменьшалась мощность передатчиков, уменьшался коэффициент усиления приемников и т. д.). Каковы причины такого ухудшения работы радиотехнических устройств?

Первая причина заключается в ухудшении параметров обычных радиоламп и радиокомпонентов на очень высоких частотах. Поясним это на следующих примерах.

В качестве первого примера рассмотрим конденсатор. Его включение в схемы производится с помощью проводников, которые, как известно, всегда обладают индуктивностью и индуктивным сопротивлением. Индуктивное сопротивление X_L зависит от частоты переменного тока: $X_L = 2\pi fL$. Из приведенной формулы видно, что даже при очень малой индуктивности L можно получить большое индуктивное сопротивление X_L , если взять частоту f достаточно большой, т. е. даже короткие присоединительные проводники могут иметь большое индуктивное сопротивление. Это означает, что рассматриваемый в нашем примере конденсатор на очень высоких частотах будет представлять собой последовательное соединение емкости и индуктивности. Свойства такой цепи резко отличаются от свойств простого конденсатора.

В качестве второго примера рассмотрим катушку индуктивности. Как бы тщательно она ни изготавливалась, между ее витками всегда имеется небольшая параллельная паразитная емкость, реактивное сопротивление которой также зависит от частоты:

$$X_C = 1/2\pi fC.$$

Из этой формулы видно, что при очень большой частоте f сопротивление X_C может стать очень малым. Ясно, что в этом случае катушка индуктивности не сможет нормально выполнять свои функции.

В качестве третьего примера рассмотрим двухэлектродную радиолампу (диод). Диод пропускает ток только тогда, когда между его анодом и катодом имеется положительное напряжение. Таким образом, диод преобразует переменный ток в пульсирующий, т. е. как бы выпрямляет его. При очень высоких частотах напряжение изменяется очень быстро. Если положительное напряжение между анодом и катодом диода существует столь короткое время, что электроны не успевают долететь от катода до анода, то электронный ток через диод не пойдет. На очень высоких частотах обычный диод работать не будет. То же можно сказать и об обычных многоэлектродных радиолампах: электроны в них движутся слишком медленно, что нарушает работу ламп на очень высоких частотах.

Неблагоприятное изменение свойств радиоламп и радиотехнических элементов на очень высоких частотах и создавало большие трудности при освоении коротковолнового диапазона.

Вторая причина ухудшения работы радиотехнических устройств на высоких частотах заключается в следующем. На низких частотах отдельные части радиотехнической схемы можно соединять обычными проводами, не опасаясь, что радиоволны будут излучаться в открытое пространство. Для такого излучения нужно строить в этом диапазоне специальные устройства — антенны (в виде длинного одиночного провода или в виде большой проволочной рамки). На очень высоких частотах (коротких волнах) размеры соединительных проводов в схемах могут оказаться соизмеримыми с длиной волны, что является условием сильного излучения волн с таких участков схем, затрудняющего работу радиотехнических устройств. Таким образом, на высоких частотах параметры линии передачи, соединяющей отдельные

радиотехнические устройства, приобретают такое же важное значение, как и параметры остальных элементов (радиоламп и др.).

Из рассмотренного выше ясно, что для эффективного использования колебаний очень высоких частот старые методы генерирования и передачи и старая элементная база не годятся, и стало неизбежным появление техники и приборов сверхвысоких частот (СВЧ).

К сверхвысокочастотным электромагнитным колебаниям в настоящее время относятся такие колебания, частота которых лежит в диапазоне от $300 \cdot 10^6$ Гц (300 МГц) до $300 \cdot 10^9$ Гц (300 ГГц). Рис. В.1 дает представление о приблизительных границах различных частотных диапазонов.

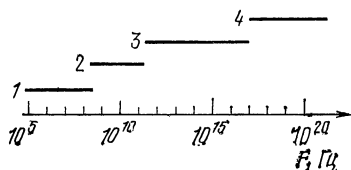


Рис. В.1. Частотные диапазоны электромагнитных излучений:
1 — радиодиапазон; 2 — СВЧ; 3 — оптический; 4 — рентгеновское излучение

Еще А. С. Попов предложил использовать радиоволны не только для связи, но и для обнаружения предметов по их «радиотени». В настоящее время существует много областей использования электромагнитных колебаний, особенно СВЧ диапазона. Одной из таких областей

является радиолокация. На СВЧ удается построить очень хорошие, имеющие малые размеры антенны СВЧ, излучающие в пространство узкий «луч». Радиолокационная станция как бы «ощупывает» таким лучом пространство, и если луч попадает на какой-либо предмет (например, самолет), от него начинает отражаться часть энергии СВЧ колебаний. Радиолокационная станция улавливает этот отраженный сигнал и тем самым обнаруживает предмет.

СВЧ колебания в последние годы успешно применяются в различных областях техники для нагрева материалов. Это связано с тем, что СВЧ колебания хорошо поглощаются многими диэлектрическими материалами. С помощью СВЧ энергии можно сушить древесину, фрукты, размораживать и нагревать различные продукты, нагревать пластмассу перед ее формовкой и т. д. СВЧ энергию можно применять в медицине для местного прогрева различных частей тела.

Уже из приведенного перечня видно, что СВЧ колебания применяются очень широко. Поэтому важно

знать законы их распространения и поглощения и иметь разнообразные генераторы СВЧ колебаний. Приборы СВЧ, используемые в различных областях, должны не только обеспечивать генерирование электромагнитных колебаний с необходимой частотой и амплитудой, но и отвечать ряду дополнительных требований. Так, радиорелейные линии, применяемые для связи на СВЧ, часто проходят по малообжитым районам и обслуживание их затруднено. Параметры приборов СВЧ для таких линий не должны сильно зависеть от температуры, влажности и т. д. Промышленные и медицинские установки с СВЧ приборами должны устойчиво работать в условиях значительно изменяющегося напряжения питающей сети. Таким образом, приборы СВЧ должны надежно работать в условиях воздействия различных дестабилизирующих факторов. Можно даже сказать, что прибор, имеющий очень хорошие параметры в лабораторных условиях, но ненадежно работающий при дестабилизирующих воздействиях, не может быть широко использован в технике. Аналогичные требования предъявляются и к обычным электровакуумным приборам.

Технический прогресс в настоящее время немалозначим без широкого применения приборов СВЧ.

Раздел I

ТЕХНИКА СВЧ

Глава 1

ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ СВЧ КОЛЕБАНИЙ

1.1. СВЧ КОЛЕБАНИЯ В СВОБОДНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

Передача СВЧ колебаний от источника к потребителю в одних случаях (радиорелейные линии, радиолокация) происходит через свободное пространство, а в других — по специальным линиям передачи. Рассмотрим сначала электромагнитные колебания, распространяющиеся в свободном пространстве.

Известно, что радиоволны (электромагнитные колебания радиодиапазона) представляют собой комбинацию переменных электрического и магнитного полей. Именно поэтому радиоволны можно принимать как на проволочную (штыревую) антенну, в которой наводит переменные заряды электрическое поле волны, так и на рамочную (петлевую) антенну, в которой наводит переменные токи магнитное поле волны. СВЧ колебания также представляют собой комбинацию быстро изменяющихся во времени электрического и магнитного полей. При этом электрическое и магнитное поля изменяются во времени по синусоидальному закону.

Всякая синусоидально изменяющаяся величина характеризуется амплитудой и частотой (рис. 1.1). Величина, обратная частоте f , называется периодом T .

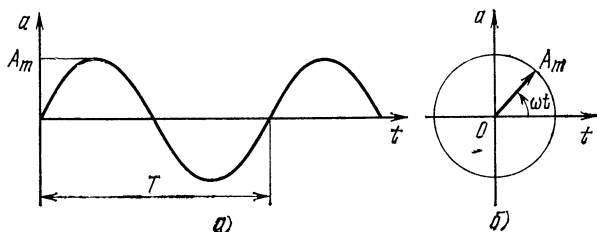


Рис. 1.1. Изображение синусоидально изменяющейся величины с помощью синусоиды (а) и вращающегося отрезка луча (б)

Математически синусоидальное колебание записывается следующим образом:

$$a=A_m \sin 2\pi ft=A_m \sin (2\pi t/T), \quad (1.1)$$

где a — мгновенное значение переменной величины; A_m — амплитуда; f — частота; T — период.

Обозначая величину $2\pi f$ через ω (круговая частота), будем иметь

$$a=A_m \sin \omega t. \quad (1.2)$$

Величина ωt измеряется в градусах или радианах и называется *фазой синусоидального колебания*.

Синусоидально изменяющаяся величина может быть представлена также в виде отрезка луча длиной A_m , вращающегося вокруг некоторого центра 0 с угловой скоростью ω против хода часовой стрелки (рис. 1.1,б). В любой момент времени угол поворота отрезка A_m равен ωt (фаза колебания), а согласно законам тригонометрии $a=A_m \sin \omega t$, что полностью совпадает с выражением (1.2).

Таким образом, для электрического и магнитного полей электромагнитного колебания в каждой точке пространства можно записать

$$E=E_m \sin \omega t, \quad (1.3)$$

$$H=H_m \sin \omega t. \quad (1.4)$$

Характеризует ли такая запись полностью электромагнитное колебание, распространяющееся в свободном пространстве? Видно, что формулы (1.3) и (1.4) не отображают движения в пространстве. В эти формулы даже не входит расстояние как переменная величина. Предположим, что нам удалось мгновенно остановить электромагнитное колебание и мы стали бы исследовать закон изменения его полей вдоль направления распространения. Исследование показало бы, что как электрическое, так и магнитное поле при этом изменяется с расстоянием по синусоидальному закону. Поэтому распространяющееся электромагнитное колебание (электромагнитная волна) математически записывается следующим образом:

$$E=E_m \sin (\omega t-\gamma z), \quad (1.5)$$

$$H=H_m \sin (\omega t-\gamma z), \quad (1.6)$$

$$E=E_m \sin (\omega t+\gamma z), \quad (1.7)$$

$$H=H_m \sin (\omega t+\gamma z). \quad (1.8)$$

Здесь z — переменная координата; γ — коэффициент пропорциональности.

Выражения (1.5) и (1.6) характеризуют волну, распространяющуюся вправо, в направлении возрастания координаты z , а выражения (1.7) и (1.8) — волну, распространяющуюся влево, в направлении убывания координаты z . Из приведенных формул видно, что в фиксированной точке пространства (например, в начале координат при $z=0$) все поля в электромагнитном колебании изменяются синусоидально во времени. В то же время в какое-то фиксированное мгновение (которое можно считать началом наблюдения за волной, т. е. положить $t=0$) поля изменяются синусоидально в зависимости от расстояния z . Формулы (1.5) — (1.8) получаются из более общих уравнений, так называемых уравнений Максвелла¹⁾, определяющих закономерности протекания электромагнитных явлений в любой окружающей среде.

Напомним, что если в какой-то области пространства имеется электрическое поле с напряженностью E , то на электрон, помещенный в этой области, будет действовать сила

$$F = -eE. \quad (1.9)$$

Минус в этой формуле означает, что направление силы прямо противоположно направлению поля (оно изображается, как известно, линиями со стрелками, исходящими из положительного заряда).

Из формул (1.5) — (1.8) видно, что электрическое и магнитное поля в свободно распространяющемся электромагнитном колебании изменяются одновременно или, как говорят, синфазно, т. е. оба поля одновременно достигают максимума, затем одновременно уменьшаются до нуля, изменяют знак, снова одновременно достигают максимума и т. д.

Электрическое и магнитное поля относятся к так называемым *векторным величинам*, поскольку для их точного определения надо знать не только величину, но и направление.

На рис. 1.2 схематически показано, как формируется электрическая составляющая поля при излучении электромагнитной волны двухпроводной антенной (диполем), к которой подведено переменное напряжение вы-

¹⁾ Д. К. Максвелл (1831—1879) — выдающийся английский физик, один из основоположников теории электромагнетизма.

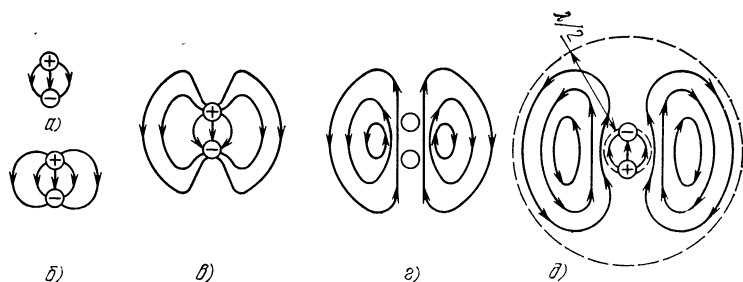


Рис. 1.2. Схема формирования электрических силовых линий при излучении электромагнитных колебаний диполем

сокой частоты. В начальный момент времени (рис. 1.2,а), когда напряжение только начинает нарастать, электрическое поле слабое. По мере увеличения напряжения поле захватывает все большее пространство (рис. 1.2,б, в) около диполя. Когда напряжение начнет убывать и обратится в нуль (рис. 1.2,г), электрические силовые линии замыкаются сами на себя, т. е. как бы «отрываются» от диполя. Затем напряжение на диполе начнет увеличиваться, изменив знак, и сформируется следующий пакет силовых линий с другим направлением (рис. 1.2,д). При протекании по проводникам диполя СВЧ тока одновременно и точно так же происходит формирование пакетов магнитных силовых линий, перпендикулярных электрическим силовым линиям.

Эти ступки электромагнитного поля уходят от диполя со скоростью c (скорость света в вакууме), расширяясь во все стороны. В направлении излучения пакеты силовых линий как бы «поджимают» друг друга и расстояние между максимумами силовых линий остается постоянным. Это расстояние называется длиной волны λ . Коэффициент пропорциональности γ в формулах (1.5) — (1.8) связан с длиной волны соотношением

$$\gamma = 2\pi/\lambda. \quad (1.10)$$

Между частотой f , скоростью распространения колебаний c и длиной волны λ существует связь:

$$\lambda = c/f. \quad (1.11)$$

Длины волн колебаний СВЧ диапазона лежат в пределах от $\lambda = 1$ м ($f = 300$ МГц) до $\lambda = 1$ мм ($f = 300$ ГГц).

На большом удалении от излучающего диполя ис-

кривленные вначале (рис. 1.2) электрические силовые линии превращаются в прямые параллельные линии. Магнитные силовые линии также «выпрямляются». Таким образом формируется электромагнитная волна с плоским фронтом.

Решение уравнений Максвелла для волн в свободном пространстве показывает, что направления электрического и магнитного полей в одни и те же моменты времени и в одних и тех же точках пространства перпендикулярны друг другу и направлению распространения. Положения максимумов электрического и магнитного полей совпадают в пространстве.

Такая волна называется плоской поперечной электромагнитной волной или Т-волной. На рис. 1.3,а изображен мгновенный «снимок» такой плоской волны, причем для большей ясности силовые линии проведены только в максимумах волны, т. е. на расстоянии $\lambda/2$. На самом деле поля есть и в других точках пространства, за исключением точек, лежащих точно посередине между изображенными линиями. Здесь, как это видно из рис. 1.3,б, поля равны нулю.

На рис. 1.3,б представлено схематическое изображение электромагнитной волны, распространяющейся в свободном пространстве. При этом длины стрелок пропорциональны напряженности поля в данном месте. Видно, что векторы \mathbf{E} и \mathbf{H} перпендикулярны друг другу и направлению распространения. Их величина изменяется по синусоидальному закону вдоль направления распространения.

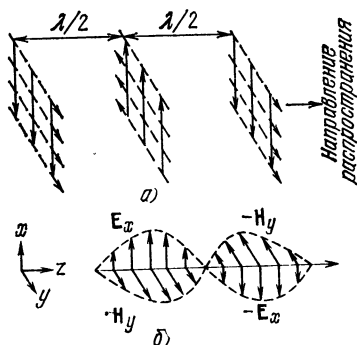


Рис. 1.3. Т-волна в пространстве (а) и ее схематическое изображение (б)

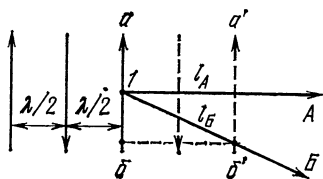


Рис. 1.4. К пояснению понятия фазовой скорости

При изучении волн часто кроме скорости распространения (обычно ее называют *групповой скоростью*) рассматривают также и фазовую скорость волны. Под *фазовой скоростью* понимается скорость перемещения какого-либо фазового состояния волны (например, ее максимума). Чтобы пояснить это понятие, рассмотрим рис. 1.4, на котором изображены силовые линии плоской волны. Предположим, что в точке I стоит наблюдатель, способный регистрировать величину и направление силовых линий, и слева на него набегают плоская волна. Смотря в направлении A , наблюдатель отметит, что силовая линия a через время T (период волны) появится в положении a' , переместившись в пространстве на расстояние l_A (равное длине волны λ). Если же наблюдатель станет смотреть в направлении B , то найдет, что точно через такое же время T силовая линия a займет положение b' , переместившись на расстояние $l_B > l_A$, хотя на самом деле волна в точку b' пришла не из точки наблюдения (I), а из точки b . Однако наблюдатель может формально считать, что фаза волны перемещается в первом случае со скоростью $v_{\phi A} = l_A/T$, а во втором — со скоростью $v_{\phi B} = l_B/T$.

В первом случае перемещение фазы совпадает с направлением распространения самой волны, т. е. $v_{\phi A} = c$ (скорость света). Во втором случае $v_{\phi B} > c$. Таким образом, фазовая скорость волны может быть и больше скорости света. Это, казалось бы, противоречит теории относительности, согласно которой в природе не может быть скоростей, больших c . Однако такое утверждение относится к скорости материальных тел. Фаза волны не является таким материальным телом. Энергия, которую переносит СВЧ волна, материальна и не может перемещаться в пространстве со скоростью, большей c , т. е. групповая скорость не может превышать скорости света.

Тесная связь между электрическим и магнитным полями электромагнитного колебания проявляется не только в том, что одно поле не существует без другого, но и в том, что напряженности этих полей находятся в определенной зависимости. Так, для свободного пространства отношение E/H постоянно и равно 377 Ом. Эта величина, имеющая размерность сопротивления, называется *характеристическим сопротивлением*.

1.2. ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СВЧ КОЛЕБАНИЙ ПО ДВУХПРОВОДНЫМ ЛИНИЯМ

Теперь рассмотрим линии передачи СВЧ колебаний. Как уже отмечалось во введении, колебания более низких частот обычно передаются по проводным линиям или даже по одиночному проводу (роль второго провода может выполнять шасси, корпус и т. д., как, например, в низкочастотном радиоприемнике). Передача СВЧ колебаний по линиям имеет ряд особенностей.

На рис. 1.5 показана двухпроводная линия, начинающаяся приемной двухпроводной антенной (диполем) и уходящая к потребителю СВЧ энергии. Слева на диполь падает Т-волна. При этом будут происходить процессы, обратные тем, которые происходят при излучении (см. рис. 1.2), и в линии в месте подключения диполя появятся СВЧ напряжение и ток, зависящие от напряженностей полей в падающей волне и параметров линии передачи. При этом, естественно, в пространстве между проводниками линии передачи существуют электрическое и магнитное СВЧ поля. Поэтому можно сказать, что падающая электромагнитная волна продолжает свое движение по линии передачи, причем это движение сопровождается протеканием СВЧ тока по проводникам линии.

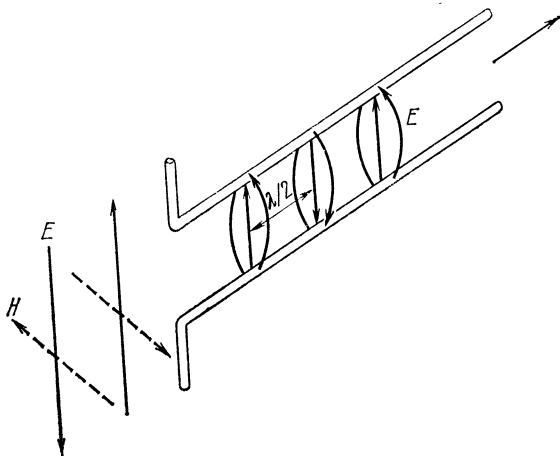


Рис. 1.5. Распространение Т-волны по двухпроводной линии

Первой особенностью, с которой приходится сталкиваться при передаче СВЧ колебаний по линиям передачи, является непригодность обычной низкочастотной измерительной аппаратуры. Измерение СВЧ напряжений и токов вольтметрами и амперметрами невозможно, так как они имеют большие паразитные емкости и индуктивности (см. примеры во введении), что искажает режим работы линий передач и результаты измерений. Не существует также простых способов измерения напряженностей электрического и магнитного полей СВЧ волны, распространяющейся по линии передачи. Однако поскольку при рассмотрении волн в свободном пространстве используются понятия полей, то для единообразия часто пользуются теми же понятиями и при рассмотрении линий передач. Так, картина полей в рассматриваемой двухпроводной линии будет иметь вид, представленный на рис. 1.5. Видно, что линии E и H взаимно перпендикулярны и лежат в плоскости поперечного сечения двухпроводной линии, т. е. волна в двухпроводной линии, так же как и в свободном пространстве, является Т-волной.

Как уже отмечалось во введении, СВЧ электромагнитные волны хорошо поглощаются различными материалами и могут применяться для их нагрева. Это явление можно использовать для достаточно точных количественных измерений на СВЧ. Если знать массу тела, поглощающего СВЧ энергию, и измерить прирост температуры тела, то можно вычислить значение поглощенной энергии. На этом принципе удастся построить достаточно точные измерители СВЧ мощности, передаваемой по линии передачи. Измерение мощности является одним из основных видов измерений на СВЧ. По значению мощности можно при необходимости определить расчетным путем напряженность СВЧ полей или напряжения и токи.

Вторая особенность передачи СВЧ колебаний по линиям состоит в том, что время прохождения СВЧ энергии по линии оказывается сравнимым с периодом колебаний. Так, например, на частоте $f=3000$ МГц (период $T=1/f=3,3 \cdot 10^{-10}$ с) СВЧ колебание проходит линию длиной всего 5 см за время около $1,6 \cdot 10^{-10}$ с, двигаясь со скоростью света, т. е. время прохождения линии составляет половину периода. На СВЧ нередко используются линии длиной 15—20 см и более. В этом случае

время прохождения линии оказывается равным многим периодам колебания. В этом смысле говорят, что все линии передачи на СВЧ являются «длинными» линиями. Передача энергии по таким линиям имеет ряд особенностей.

Важнейшей особенностью является то, что изменения нагрузки, включенной в конце линии, передаются на вход линии с запаздыванием. Предположим, что генератор СВЧ колебаний включается на линию, в конце которой имеется разрыв. Сначала, пока СВЧ волна не дошла до конца линии, генератор ведет себя так, как будто он работает на нагрузку, поглощающую всю его энергию. Когда волна достигнет разрыва линии, она отразится от него и пойдет назад, к генератору. В линии будут существовать две одинаковые волны, распространяющиеся навстречу друг другу, т. е. будет происходить интерференция (взаимодействие) волн. Пока отраженная волна не достигнет генератора, т. е. в течение многих периодов, он не будет «знать» о разрыве линии. Частичные отражения волн в длинных линиях происходят при резких изгибах или поворотах их проводников, при резких изменениях размеров поперечного сечения проводников и т. д. Без учета интерференции в линиях СВЧ невозможно правильное их конструирование и эксплуатация.

Важнейшими параметрами, характеризующими поведение линии передачи на СВЧ, являются *скорость распространения волны* в линии и ее *волновое сопротивление*. При известной скорости распространения волны можно определить, как будут взаимодействовать различные отраженные волны в линии. На рис. 1.6,а изображена линия с двумя небольшими выступами, расположенными на расстоянии l . Передаваемая по линии СВЧ

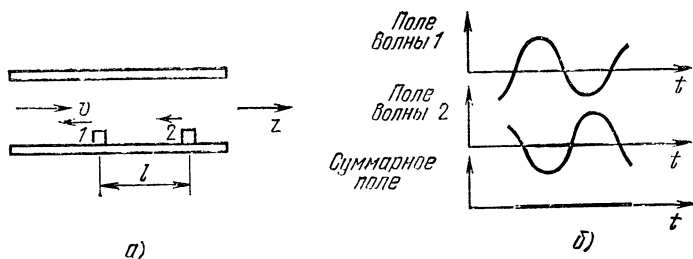


Рис. 1.6. Неоднородности в линии передачи (а) и интерференция отраженных волн (б)

волна будет частично отражаться от этих неоднородностей. Отраженные волны 1 и 2 будут складываться по-разному, в зависимости от того, каково расстояние l и скорость v движения волны. Если время $2l/v$ равно половине периода, то волны перед неоднородностями при сложении уничтожат друг друга (рис. 1.6,б), т. е. линия будет работать так, как если бы в ней не было никаких неоднородностей. Этот пример показывает важность знания скорости движения волны по линии.

Волновое сопротивление является важным параметром линии передачи и показывает соотношение между напряжением и током в ней. Если на конце линии включается сопротивление, равное волновому, то отраженная волна в конце линии не возникает.

Хотя по двухпроводной линии можно передавать СВЧ колебания, на практике ее применяют очень редко, что объясняется в основном двумя причинами. Во-первых, такая линия сильно излучает в окружающее пространство передаваемые по ней СВЧ колебания, когда ее размеры сравнимы с длиной волны этих колебаний. Излучаемая линией СВЧ энергия может нарушить работу соседних устройств и при большом ее значении становится опасной для работающих. Во-вторых, на СВЧ сильно проявляется так называемый «поверхностный эффект». Он заключается в том, что СВЧ поля не могут проникнуть глубоко в толщу металлических проводников, поэтому токи СВЧ протекают только в поверхностном слое толщиной в единицы микрометров. Из-за этого сильно возрастает сопротивление проводников и увеличиваются потери СВЧ энергии, передаваемой по

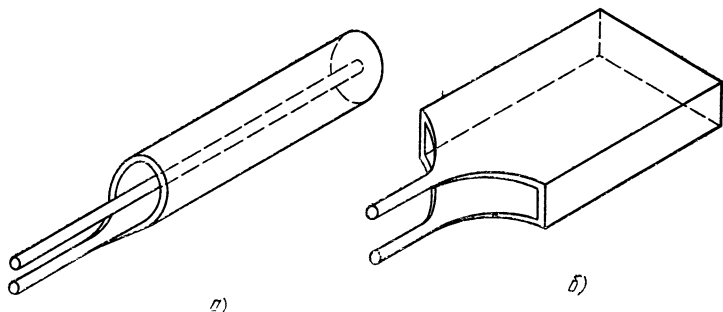


Рис. 1.7. Переход от двухпроводной линии к коаксиальной (а) и волноводной (б) линиям

линии, в результате нагрева проводов. Из всего сказанного следует, что обычная открытая двухпроводная линия малопригодна для передачи СВЧ колебаний.

На рис. 1.7 показано, как можно перейти от двухпроводной линии к закрытым, удобным для передачи СВЧ колебаний линиям — *коаксиальной и волноводной*. В этих линиях исключаются потери на излучение и существенно уменьшаются потери на нагрев, так как внутренние поверхности, по которым протекают токи СВЧ, значительно увеличиваются. Коаксиальная линия и волновод (разных модификаций) являются основными линиями передачи СВЧ колебаний.

1.3. КОАКСИАЛЬНАЯ ЛИНИЯ ПЕРЕДАЧИ

Гибкая коаксиальная линия с диэлектрическим заполнением и внешним проводником в виде плетеного металлического чулка (кабель) часто применяется и на низких частотах. В диапазоне СВЧ потери в диэлектрике и наружной оплетке становятся недопустимо большими, в связи с чем в ответственных случаях используют коаксиальные линии, в которых внутренний проводник поддерживается тонкими диэлектрическими шайбами, отстоящими на некотором расстоянии друг от друга.

Конечно, сделать такую линию достаточно большой длины трудно, поэтому серьезное внимание должно быть уделено разъемам, с помощью которых можно соединять отрезки коаксиальных линий. Такие разъемы обычно выполняются в виде гнезда в центральном проводнике одного отрезка линии и ответного штыря в центральном проводнике другого отрезка линии. Наружные проводники плотно скрепляются накладной гайкой или болтовым соединением припаянных фланцев. Для уменьшения потерь внутренние поверхности коаксиальных линий СВЧ обычно покрывают слоем серебра толщиной в несколько микрометров. Размеры поперечного сечения проводников коаксиальных линий стандартизированы.

Т-волна, распространяющаяся в двухпроводной линии, несколько изменяет свою конфигурацию, попадая в коаксиальную линию. Характер этих изменений легко можно представить, обратившись к рис. 1.7,а. Поэтому на рис. 1.8,а мгновенная картина полей дана в коаксиальной линии. В сечениях *a* и *в* напряженности электрического и магнитного полей максимальны. Чтобы показать

это, на рисунке в этих сечениях силовые линии проведены густо. По мере приближения к сечению δ напряженности полей уменьшаются до нуля; силовые линии в этой области поэтому совсем не проведены. Если договориться отображать значения напряженностей полей длиной стрелок, а не густотой их, то можно мгновенную картину Т-волны в коаксиальной линии (рис. 1.8, б) изобразить так же, как это сделано на рис. 1.3, б для волны, распространяющейся в свободном пространстве.

В сечениях a и δ максимальная напряженность электрического поля отображается наиболее длинными стрелками. При такой форме лучше видно, что напряженность поля изменяется вдоль оси по синусоидальному закону, как это и соответствует формулам (1.5)—(1.8). Иногда стрелки вообще не ставят, а подразумевают их. Тогда мгновенная картина СВЧ волны в линии будет представлена просто синусоидальной кривой. Скорость движения энергии по коаксиальной линии (часто ее обозначают как $v_{гр}$) равна скорости света c в вакууме, если линия не заполнена диэлектриком, и уменьшается в $\sqrt{\epsilon}$ раз при таком заполнении (ϵ — диэлектрическая проницаемость). Фазовая скорость волны в коаксиальной линии также равна c . При этом обе скорости остаются постоянными для любой частоты. Связь между частотой и длиной волны в коаксиальной линии определяется соотношением

$$\lambda = c/f\sqrt{\epsilon}, \quad (1.11a)$$

которое переходит в соотношение (1.11) при $\epsilon=1$.

Как убедиться в том, что картины полей в коаксиальной линии такие, какими мы их представили выше? Во-первых, это следует из решения уравнений Максвел-

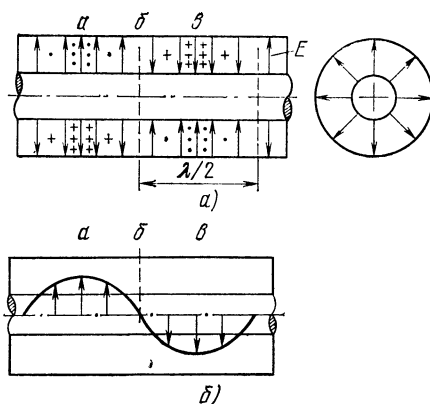


Рис. 1.8. Картина полей (а) и распределение электрического поля (б) в коаксиальной линии

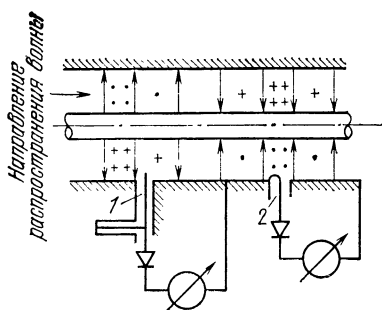


Рис. 1.9. Электрический (1) и магнитный (2) зонды в коаксиальной линии

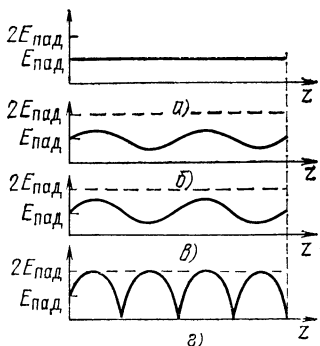


Рис. 1.10. Распределение электрического поля волны в линии:

а — режим полного согласования;
б, в — режимы частичного согласования;
г — режим полного рассогласования

ла для коаксиальной линии. Во-вторых, СВЧ поля как в линиях передачи, так и в других устройствах СВЧ достаточно просто исследовать экспериментально. Дело в том, что размеры антенн, на которые воздействуют СВЧ поля, могут быть достаточно малыми. Такие антенны работают удовлетворительно даже тогда, когда их размеры уменьшены настолько, что они помещаются внутри линий передач или других устройств СВЧ. На рис. 1.9 показаны два типа антенн СВЧ: диполь с одним проводником (роль второго выполняет стенка линии передачи) и магнитная рамка внутри коаксиальной линии. Часто такие антенны называют соответственно электрическим и магнитным зондами, поскольку диполь реагирует только на электрическое поле СВЧ волны, а рамка — на магнитное. Вводя зонды в различные точки по длине линии, можно узнавать о наличии и относительном значении напряженностей полей в этих точках. Выходы зондов обычно присоединяют через кристаллические детекторы к микровольтметру или микроамперметру, по показаниям которых и судят об относительных значениях напряженности полей.

СВЧ волна, мгновенная картина полей которой дана на рис. 1.9, движется по линии слева направо. Можно сказать, что слева линия уходит к генератору СВЧ энергии, а справа — к ее потребителю. Потребителями СВЧ энергии, как это отмечалось во введении, могут быть

излучающая антенна (в радиорелейных линиях, в радиолокационных станциях), контейнеры с замороженными продуктами, которые необходимо разогреть, и т. д. В общем случае эти потребители СВЧ энергии называются *СВЧ нагрузкой* передающей линии.

Если нагрузка линии передачи может потребить всю падающую СВЧ энергию, то она называется *согласованной* с данной линией, а режим работы линии называется *режимом согласования*. Если располагать вдоль такой линии электрический зонд в разных точках, то можно убедиться в том, что бегущая по линии волна будет наводить одни и те же напряжения в зонде независимо от его местоположения. Таким образом, в режиме согласования амплитуды переменных СВЧ полей (им пропорциональны показания зонда с детектором) вдоль линии постоянны. Графически этот режим работы отображается так, как это показано на рис. 1.10, а.

Если нагрузка на конце линии не может поглотить всю падающую на нее СВЧ энергию, то в линии появляется отраженная волна, направляющаяся от нагрузки к генератору. Такой режим работы называется *рассогласованным*. Что покажет зонд в разных точках вдоль линии в этом случае? Чтобы ответить на этот вопрос, запишем результирующее поле как сумму двух волн — падающей и отраженной — в соответствии с формулами (1.5) и (1.7):

$$E = E_{\text{пад}} \sin(\omega t - \gamma z) + E_{\text{отр}} \sin(\omega t + \gamma z). \quad (1.12)$$

Раскрывая значения синусов разности и суммы двух углов и группируя члены, получаем

$$\begin{aligned} E = & (E_{\text{пад}} + E_{\text{отр}}) \sin \omega t \cos \gamma z - \\ & - (E_{\text{пад}} - E_{\text{отр}}) \cos \omega t \sin \gamma z. \end{aligned} \quad (1.13)$$

Рассмотрим сначала наиболее простой случай, когда нагрузка в конце линии вообще не поглощает энергию. Это бывает, например, когда линия либо закорочена, либо разомкнута. При этом $|E_{\text{отр}}| = |E_{\text{пад}}|$ и второе слагаемое в формуле (1.13) обращается в нуль. Напряженность поля в линии запишется как

$$E = (2E_{\text{пад}} \cos \gamma z) \sin \omega t. \quad (1.14)$$

Теперь можно ответить на поставленный выше вопрос: что покажет зонд в рассогласованной линии? Так как его показания в каждой точке вдоль линии пропорцио-

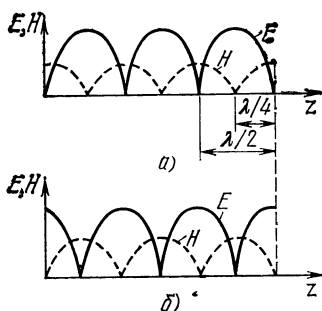


Рис. 1.11. Распределение амплитуд электрического поля (E) и магнитного поля (H) вдоль закороченной (a) и разомкнутой (b) линий

нальны амплитуде колебания, а амплитуда в рассматриваемом случае определяется выражением $2E_{\text{пад}} \cos \gamma z$, то показания зонда вдоль линии будут изменяться так, как показано на рис. 1.10, z . Оно называется картиной *стоячей волны*, а распределение, соответствующее рис. 1.10, a — картиной *бегущей волны*.

Если нагрузка в линии отражает не всю падающую на нее СВЧ энергию, а лишь часть ее, то картина распределения амплитуды вдоль линии будет иметь вид, промежуточный между двумя рассмотренными случаями полного согласования и полного рассогласования (рис. 1.10, b , $в$).

Разомкнутые и короткозамкнутые линии часто используются в приборах СВЧ. Поэтому рассмотрим их подробнее на примере коаксиальной линии.

В начале гл. 1 (рис. 1.3 и 1.8) уже отмечалось, что в распространяющейся электромагнитной волне напряженности электрического и магнитного полей изменяются синфазно как во времени, так и в пространстве. Когда такая волна попадает на закороченную нагрузку, то СВЧ напряжение уменьшается до нуля, а СВЧ ток достигает максимального значения. Поскольку СВЧ напряжение связано с электрическим полем, а СВЧ ток — с магнитным, то можно сказать, что в закороченной линии происходит пространственный сдвиг этих полей: в тех местах закороченной линии, где поле E минимально, поле H максимально, и наоборот.

На конце разомкнутой линии СВЧ ток обращается в нуль, а СВЧ напряжение достигает максимального значения. Таким образом, и в разомкнутой линии происходит пространственный сдвиг полей E и H . На рис. 1.11 показаны пространственные соотношения между электрическим и магнитным полями в закороченной и разомкнутой линиях.

Для чего необходимо хорошо знать структуру полей в линиях? Предположим, что нам необходимо отвести часть энергии от закороченной линии. Такие задачи ча-

сто возникают при конструировании СВЧ приборов. Ясно, что если мы возьмем магнитную рамку и поместим ее в линии на расстоянии $\lambda/4$ от закороченного конца, то ничего вывести из линии не удастся: в этом месте, как это видно из рис. 1.10,а, магнитное поле H (значит, и СВЧ ток) всегда равно нулю. Если рамку сдвинуть влево на расстояние $\lambda/2$ от закороченного конца, то можно осуществить ее связь с магнитным полем.

Теоретическое решение уравнений Максвелла для закороченной и разомкнутой линий показывает, что между полями волны появляется не только отмеченный выше пространственный сдвиг на расстояние $\lambda/4$, но и временной сдвиг на время $T/4$ (T — период СВЧ колебаний).

В начале главы было введено понятие характеристического сопротивления для СВЧ волны. В коаксиальной линии поля E и H тесно связаны с СВЧ напряжениями и токами, и более удобной характеристикой их взаимной связи в линии является уже упоминавшееся волновое сопротивление

$$Z_0 = U/I, \quad (1.15)$$

где U — напряжение между проводниками линии; I — ток, текущий в проводниках. Для коаксиальной линии Z_0 определяется по следующей формуле:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu}{\epsilon_0 \epsilon}} \frac{1}{2\pi} \ln \frac{R_{\text{нар}}}{R_{\text{вн}}}, \quad (1.16)$$

где μ_0 и μ — абсолютная и относительная магнитные проницаемости пространства между проводниками линий; ϵ_0 и ϵ — абсолютная и относительная диэлектрические проницаемости того же пространства; $R_{\text{вн}}$ — внутренний радиус наружной трубы; $R_{\text{нар}}$ — наружный радиус внутренней трубы.

Для линии с воздушным заполнением $\mu=1$ и $\epsilon=1$. Подставляя значения $\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м и $\epsilon_0=8,85 \times 10^{-12}$ Ф/м, получаем

$$Z_0 = 60 \ln \frac{R_{\text{нар}}}{R_{\text{вн}}} = 138 \lg \frac{R_{\text{нар}}}{R_{\text{вн}}}. \quad (1.17)$$

При заполнении линии диэлектрическими материалами с $\epsilon > 1$ сопротивление Z_0 уменьшается в $1/\sqrt{\epsilon}$ раз. Чаще всего отношение $R_{\text{нар}}/R_{\text{вн}}$ выбирают таким, чтобы Z_0 было равно 50 Ом. Теперь можно математически записать

условие полного согласования СВЧ нагрузки с линией. Для этого необходимо, чтобы сопротивление нагрузки было активным и равным волновому

$$Z_{\text{н}}=Z_0. \quad (1.18)$$

Если же это условие нарушается либо сопротивление нагрузки является комплексной величиной, то в линии появляется отраженная волна. Интересно отметить, что отношение напряжения к току в различных точках вдоль линии при этом будет различным. Это особенно ясно видно из рис. 1.11 для закороченной и разомкнутой линий: в точках, где напряжение максимально, ток равен нулю, так что сопротивление равно бесконечности. Наоборот, в точках максимального тока СВЧ напряжение равно нулю, следовательно, сопротивление тоже равно нулю. Таким образом, отношение напряжения к току в коаксиальной линии, равное при полном согласовании постоянному значению Z_0 в любой точке вдоль линии, начинает зависеть от сопротивления нагрузки и расстояния до нее при работе линии в режиме рассогласования.

Обозначим комплексное сопротивление в любой точке вдоль линии через $Z_{\text{вх}}$, расстояние от этой точки до нагрузки через l и комплексное сопротивление нагрузки через $Z_{\text{н}}$. Можно показать справедливость следующей формулы:

$$Z_{\text{вх}}=Z_0 \frac{Z_{\text{н}}+jZ_0 \operatorname{tg} \gamma l}{Z_0+jZ_{\text{н}} \operatorname{tg} \gamma l}. \quad (1.19)$$

Эта формула очень важна для расчетов режимов работы линий передач. Из формулы (1.19) можно получить входное сопротивление короткозамкнутой и разомкнутой линий. В короткозамкнутой линии $Z_{\text{н}}=0$, поэтому

$$Z_{\text{вх}}=jZ_0 \operatorname{tg} \gamma l=jZ_0 \operatorname{tg} (2\pi l/\lambda). \quad (1.20)$$

Видно, что входное сопротивление чисто реактивное (на это указывает множитель j) и в зависимости от длины линии изменяется по закону тангенса (рис. 1.12). Учащимся предлагается самим вывести формулу входного сопротивления разомкнутой линии и убедиться, что она будет иметь вид

$$Z_{\text{вх}}=Z_0/j \operatorname{tg} \gamma l=-jZ_0 \operatorname{ctg} (2\pi l/\lambda). \quad (1.21)$$

На рис. 1.13 дана зависимость входного сопротивления разомкнутой линии от ее длины. Обратим внимание

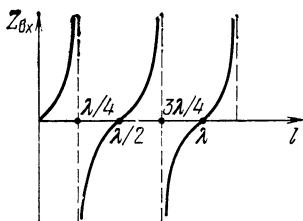


Рис. 1.12. Зависимость входного сопротивления $Z_{вх}$ короткозамкнутой линии от длины l

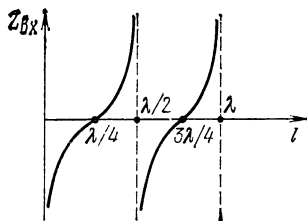


Рис. 1.13. Зависимость входного сопротивления $Z_{вх}$ разомкнутой линии от длины l

на вывод, следующий из полученных формул. Он заключается в том, что короткозамкнутая линия длиной $\lambda/4$ теоретически имеет бесконечно большое входное сопротивление на данной длине волны, а разомкнутая линия такой же длины теоретически имеет нулевое входное сопротивление. Эти свойства четвертьволновых отрезков линий надо хорошо усвоить, так как они необходимы для понимания действия многих СВЧ устройств. Покажем это на примере.

В воздушной коаксиальной линии необходимо как-то поддерживать центральный проводник. В начале главы мы говорили, что это делается с помощью диэлектрических шайб. На рис. 1.14 показано, как можно поддерживать центральный проводник другим способом: в линию включается отрезок коаксиальной линии длиной $\lambda_0/4$, закороченный на конце. Поскольку входное сопротивление такого отрезка равно бесконечности, его подключение параллельно основной линии никак не скажется на ее работе. Этот способ крепления центрального проводника называется креплением на жестких четвертьволновых изоляторах. Правда, по такой линии можно передавать лишь колебания с длинами волн, которые очень близки к λ_0 . Для других длин волн поддерживающий отрезок уже не будет четвертьволновым и будет вносить в линию рассогласование.

Итак, мы рассмотрели конструкцию коаксиальной

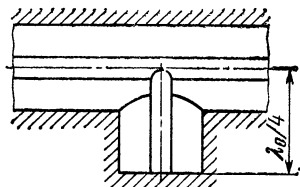


Рис. 1.14. Отрезок закороченной четвертьволновой коаксиальной линии в качестве СВЧ изолятора.

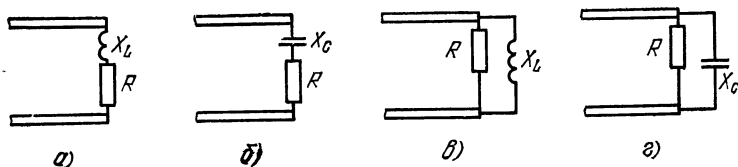


Рис. 1.15. Различные виды нагрузок линии передачи:

$$a) Z_H = R + jX_L; \quad б) Z_H = R - jX_C; \quad в) Z_H = \frac{jRX_L}{R + jX_L};$$

$$г) Z_H = \frac{-jRX_C}{R - jX_C}.$$

линии, картины электрического и магнитного полей при распространении по линии Т-волны и поведение волн при различных нагрузках на конце линии. Подчеркнем, что нагрузки из сопротивлений, индуктивностей и емкостей (рис. 1.15) являются лишь эквивалентом реальных нагрузок в том смысле, что отражения в реальной коаксиальной линии будут такими же, что и рассчитанные математически для двухпроводной линии с эквивалентными нагрузками. В коаксиальной линии нельзя получить режим согласования простым подключением на ее конце омического сопротивления, равного волновому. Конструкции нагрузок, не вызывающие отражений в СВЧ линиях передачи, рассматриваются в гл. 2.

В СВЧ технике находит применение и другая модификация двухпроводной линии — так называемая *полосковая* линия передачи. Она представляет собой (рис. 1.16,а) узкую и тонкую металлическую полосу 1, нанесенную на диэлектрическую пластину 2 (подложка) гораздо большей ширины. С противоположной стороны пластина покрыта металлической пленкой 3. В обычно применяемых линиях ширина металлической полосы от 0,1 до 2 мм, толщина пластины 0,5—1 мм. СВЧ волна сосредотачивается в диэлектрике в пространстве между верхней полоской и нижней широкой металлической пластиной. Такая линия излучает меньше, чем обычная двухпроводная, однако в ней наблюдаются все же большие потери СВЧ энергии. Поэтому полосковая линия применяется в виде коротких отрезков в малогабаритной

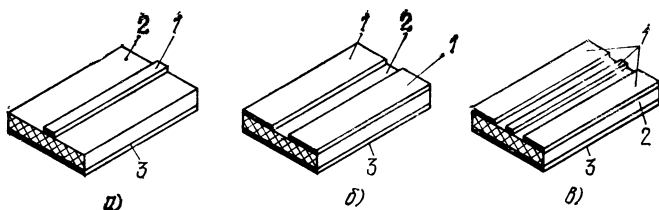


Рис. 1.16. Линии передачи:

а — полосковая; б — щелевая; в — копланарная

СВЧ аппаратуре. В этих же случаях используются и так называемые *щелевая* и *копланарная* линии (рис. 1.16, б, в). В щелевой линии волна распространяется между двумя металлическими полосками, нанесенными на диэлектрическую пластину. В копланарной линии распространение волны происходит между центральной и двумя боковыми полосками.

1.4. ВОЛНОВОДНАЯ ЛИНИЯ ПЕРЕДАЧИ

Рассмотренная в предыдущем параграфе коаксиальная линия может применяться для передачи колебаний почти на любых частотах. В виде хорошо известного кабеля она применяется как силовая линия передачи на промышленной частоте (50 Гц). По кабелю можно также передавать и постоянный ток.

В настоящем параграфе мы рассмотрим линию передачи, специфичную только для СВЧ диапазона. Эта линия передачи называется волноводной или, коротко, волноводом. На рис. 1.7, б показано, как двухпроводная линия может быть превращена в прямоугольный волновод. На первый взгляд кажется, что по такой линии электрические колебания передаваться не могут: металлические боковые стенки должны закоротить верхнюю и нижнюю пластины. Действительно, ни на постоянном токе, ни в радиодиа-

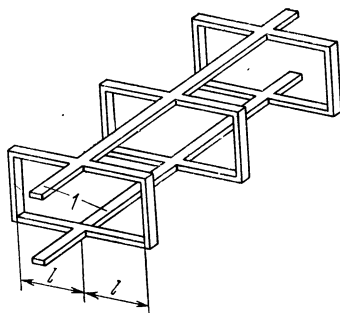


Рис. 1.17. Переход от двухпроводной линии к волноводу

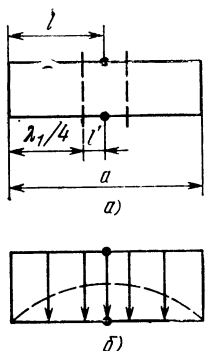


Рис. 1.18. Распространение волн в волноводе при $\lambda < 2a$ (а) и $\lambda = 2a$ (б)

волны λ_0 , для которой $l = \lambda_0/4$, входное сопротивление закороченной линии $Z_{\text{вх}} = \infty$, т. е. присоединение отрезков длиной $\lambda_0/4$ к линии не влияет на распространение в ней СВЧ волны с длиной λ_0 . При большом числе присоединенных отрезков получим сплошную металлическую трубу (волновод). Значит, СВЧ колебания (по крайней мере с длиной волны λ_0) могут беспрепятственно распространяться в волноводе с широкой стороной $2l$.

Что произойдет, если длина волны будет больше, чем λ_0 ? Очевидно, входное сопротивление закороченных отрезков уже не будет бесконечным, и они начнут отражать часть энергии. Если линия передачи будет достаточно длинной, то практически вся энергия падающей волны будет постепенно отражена назад: волновод не может пропускать волны с длиной, большей $\lambda_0 = 4l$.

Возьмем волну, у которой $\lambda_1 < \lambda_0$. В этом случае на длине l уложится четверть длины волны λ_1 и еще останется некоторый отрезок l' (рис. 1.18, а). Мы можем тогда считать, что оставшаяся двухпроводная линия имеет ширину $2l'$, а к ней слева и справа примыкают четвертьволновые закороченные отрезки. Это означает, что волновод сможет пропускать СВЧ колебания с длиной волны, меньшей λ_0 .

Длина волны λ_0 играет роль некоторой граничной длины волны, разделяющей все возможные колебания на распространяющиеся и не распространяющиеся по волноводу. Эта граничная длина волны и соответствующая ей частота называются *критическими*. Если обозна-

пазоне волновод не применяется. По-иному складывается ситуация при переходе в СВЧ диапазон.

На рис. 1.17 показан другой пример перехода двухпроводной линии в волновод: к основной двухпроводной линии из ленточных или круглых проводников l слева и справа примыкает множество отрезков линий длиной l , закороченных на конце. Из предыдущего параграфа [формула (1.20), рис. 1.12] известно, что на длине

чить размер широкой стенки волновода буквой a , то

$$\lambda_{кр} = 2a, \quad (1.22)$$

$$f_{кр} = c/\lambda_{кр} = c/2a. \quad (1.23)$$

Рассмотрение принципа работы волновода позволяет также сделать заключение о характере распределения электрического поля в поперечном сечении волновода: у боковых стенок оно должно быть равно нулю, а в середине широких стенок достигает максимального значения (рис. 1.18, б). На рисунке характер распределения электрического поля показан как густотой силовых линий, так и штриховой кривой. Из решения уравнений Максвелла для прямоугольного волновода следует, что эта кривая представляет собой полусинусоиду.

Теперь должно быть понятно, почему волновод не применяется не только в радиодиапазоне, но даже и в начале СВЧ диапазона ($\lambda = 1$ м). Так, для пропускания СВЧ колебаний с длиной волны 1 м необходим волновод с размером широкой стенки не менее чем 50 см, как это следует из формулы (1.22). Такие волноводы слишком громоздки и тяжелы. Поэтому в начале СВЧ диапазона (до длин волн 10—15 см) применяется почти всегда коаксиальная линия передачи. На более коротких волнах используются как коаксиальные линии, так и волноводы, а при очень коротких длинах волн (от единиц сантиметров до миллиметров) только волноводная линия передачи. Коаксиальная линия имеет в этом диапазоне слишком большие потери на нагрев проводников из-за поверхностного эффекта.

Волновод по конструкции проще коаксиальной линии. Кроме того, потери СВЧ энергии в его стенках в общем случае меньше, чем потери в коаксиальной линии. Все это обусловило широкое использование волноводов в СВЧ технике. Однако электромагнитная теория волновода является более сложной, чем теория коаксиаль-

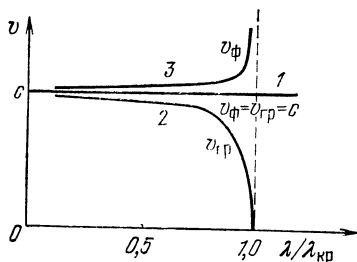


Рис. 1.19. Зависимость фазовой и групповой скоростей для коаксиальной линии (1), групповой (2) и фазовой (3) скоростей для волновода от длины волны

ной линии. Это связано с наличием в волноводе критической длины волны. При $\lambda > \lambda_{\text{кр}}$ распространения волн по волноводу не происходит, т. е. их групповая скорость становится равной нулю. В связи с этим в волноводе появляется зависимость как групповой, так и фазовой скорости от длины волны, что резко отличает волновод от коаксиальной линии, по которой распространяется Т-волна (рис. 1.19):

$$v_{\text{гр}} = c \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{\text{кр}})^2} = c \sqrt{1 - (f_{\text{кр}}/f)^2}; \quad (1.24)$$

$$v_{\text{ф}} = \frac{c}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{\text{кр}})^2}} = \frac{c}{\sqrt{1 - (f_{\text{кр}}/f)^2}}. \quad (1.25)$$

Из рис. 1.19 следует, что в волноводе групповая скорость всегда меньше, а фазовая скорость всегда больше скорости света c . Это указывает на сложный характер движения волны в волноводе. Образно это движение можно представить как движение парциальных (частичных) волн (рис. 1.20). Предположим, что в начале волновода возбуждается плоская поперечная Т-волна, направленная под углом к стенке волновода и движущаяся со скоростью c (ради простоты на рис. 1.20 показаны лишь электрические силовые линии в виде проекций на плоскость рисунка — точек и крестиков). В результате многих отражений от стенок волновода эта парциальная волна продвигается к концу волновода; при этом, естественно, ее групповая скорость вдоль оси волновода будет меньше c , так как волна перемещается «зигзагами». Направления A , A' и т. д. соответствуют действительному направлению движения парциальной волны. Следовательно, в соответствии с рис. 1.4 можно сказать, что фазовая скорость волны вдоль оси волновода должна быть больше скорости света c .

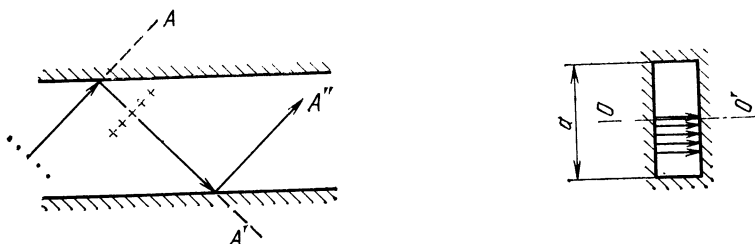


Рис. 1.20. Распространение парциальной плоской волны в волноводе

Зависимость фазовой скорости от частоты называется *дисперсией*. Таким образом, волновод является дисперсной линией передачи, тогда как коаксиальная линия дисперсией не обладает (фазовая скорость в ней для любых частот равна c для Т-волны).

Усложняется в волноводе и зависимость длины волны от частоты. Она имеет вид [ср. с выражением (1.11)]:

$$\lambda_v = \frac{c}{f \sqrt{1 - (f_{кр}/f)^2}}. \quad (1.26)$$

Из выражения (1.26) видно, что для одной и той же частоты f длина волны в волноводе всегда больше, чем длина Т-волны в свободном пространстве или в коаксиальной линии. Кроме того, поскольку $f_{кр}$ зависит от размеров волновода [см. формулу (1.23)], то можно сказать, что при одной и той же частоте f длина волны λ_v будет различной для волноводов с различным размером широкой стенки. Точно так же неоднозначна и длина Т-волны в коаксиальной линии при ее заполнении диэлектриками с различным значением ϵ . Следовательно, только для свободного пространства существует однозначная связь между частотой электромагнитного колебания и длиной волны [формула (1.11)]. Во всех остальных случаях неизменной характеристикой СВЧ колебания является лишь частота. Длина волны является изменяющимся параметром и зависит от того, в каких условиях происходит распространение волны.

Рассмотрение парциальной волны на рис. 1.20 подсказывает, что картина полей E и H в волноводе должна быть более сложной, чем при движении волны в свободном пространстве или в коаксиальной линии (рис. 1.3, 1.8). Действительно, если парциальная волна представляет собой Т-волну, у которой имеются только составляющие полей вдоль осей x и y (рис. 1.3, б) и нет составляющих полей вдоль направления распространения z , то из рис. 1.20 видно, что в волноводе должна появиться составляющая магнитного поля, направленная вдоль оси z . Строгое решение уравнений Максвелла для прямоугольного волновода показывает, что в нем Т-волна не может существовать. Волны, существующие в волноводе, называются Н- и Е-волнами.

В Н-волне поперечным является только электрическое поле, а магнитное поле имеет составляющую вдоль

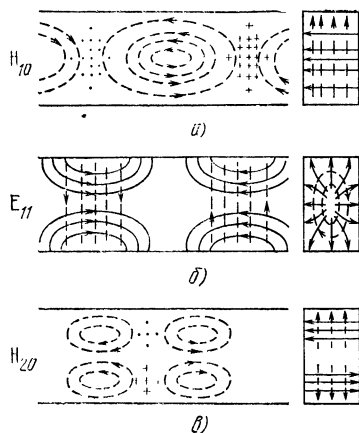


Рис. 1.21. Основной (а) и высшие (б, в) типы волн в прямоугольном волноводе:

— линии электрического поля; --- линии магнитного поля

направления распространения, в Е-волне, наоборот, поперечным является магнитное поле, а электрическое имеет продольную составляющую. Прежде чем привести примеры картин полей в волноводах, остановимся на рассмотрении так называемых «высших типов колебаний» при распространении волн. Поясним это на примере.

На рис. 1.20 изображено поперечное сечение волновода с широкой стенкой a . Такой волновод, как мы уже установили, может пропускать СВЧ колебания с длиной волны $\lambda \leq 2a$ [см. формулу (1.22)]. Выберем

длину волны $\lambda' = a$. При этом длина закороченных отрезков, примыкающих справа и слева к сечению $00'$, окажется равной $\lambda'/2$. Входное сопротивление этих отрезков, как это следует из рис. 1.12, равно нулю. Значит, на длине волны $\lambda' = a$ волновод имеет посередине кажущуюся короткозамыкающую стенку, т. е. состоит как бы из двух приставленных друг к другу волноводов. Если бы эта стенка была не кажущейся, а настоящей, то по обеим половинам волновода могли бы распространяться независимо друг от друга два СВЧ колебания со своими собственными картинами распределения электрического и магнитного полей. При кажущейся стенке происходит взаимное влияние магнитных полей одной и другой половин волновода и устанавливается одна сложная картина поля на волне λ' . Эта картина поля резко отличается от картины поля, устанавливающейся в том же волноводе на длине волны $\lambda \leq 2a$ и называется *высшим типом колебаний*. Картина полей вблизи $\lambda \leq 2a$ относится к *основному типу колебаний*.

На рис. 1.21 приведены для примера картины полей основного и двух высших типов колебаний в прямоугольном волноводе. Значение напряженности отраже-

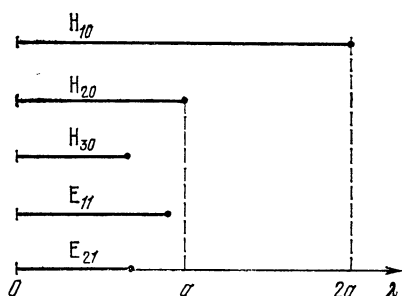


Рис. 1.22. Критические значения длин волн в волноводе

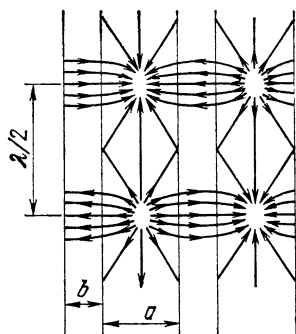


Рис. 1.23. Распределение поверхностных токов в прямоугольном волноводе при волне типа H_{10}

но густотой силовых линий. Обозначают типы колебаний двумя индексами, добавляемыми к буквам H или E . Первый индекс указывает на число полуволн картины поля в поперечном сечении волновода вдоль широкой стенки, второй — число полуволн вдоль узкой стенки. Так, H_{10} обозначает колебание поперечно-электрическое, вдоль широкой стенки поле E изменяется и имеет одну полуволну (индекс 1), вдоль узкой стенки поле не изменяется (индекс 0).

На рис. 1.22 приведена ось длин волн с отмеченными на ней критическими значениями для различных типов волн прямоугольного волновода с отношением сторон $1:2$. Из рис. 1.22 видно, что в области длин волн $a < \lambda < 2a$ по волноводу возможно распространение только одного типа колебаний (H_{10}). В области более коротких волн в волноводе может существовать множество типов колебаний. Если не знать заранее, какой тип возбужден, то нельзя нарисовать картину полей в волноводе, а также рассчитать СВЧ устройства, которые будут рассмотрены далее (гл. 2). Поэтому размеры волновода выбираются так, чтобы нужная рабочая длина волны лежала в области $a < \lambda < 2a$, где существует один основной тип колебаний.

Волновод, так же как и коаксиальная линия, может работать в различных режимах в зависимости от характера нагрузки, и к нему полностью применимы рассуждения, приведенные в § 1.1. Однако понятие вол-

нового сопротивления волновода усложняется. Как видно из рис. 1.21, электрическое поле в волноводе на основном типе колебаний H_{10} максимально в середине широкой стенки и уменьшается до нуля при приближении к узким стенкам. По такому же закону изменяется и СВЧ напряжение между широкими стенками. СВЧ токи в волноводе текут не только в широких, но и в узких стенках. Для примера на рис. 1.23 показано распределение токов в прямоугольном волноводе (на развертке стенок) при волне типа H_{10} .

Таким образом, для определения волнового сопротивления волновода нельзя применить непосредственно формулу (1.15), так как значения U и I в каждом сечении волновода неоднозначны. Различают три значения волнового сопротивления волновода:

$$Z_{UI} = (\pi b / 2a) Z_0, \quad (1.27)$$

$$Z_{PI} = (\pi^2 b / 8a) Z_0, \quad (1.28)$$

$$Z_{PU} = (2b / a) Z_0, \quad (1.29)$$

где

$$Z_0 = 377 / \sqrt{1 - (f_{кр} / f)^2}, \quad (1.30)$$

a и b — размеры широкой и узкой стенок соответственно; Z_{UI} — волновое сопротивление волновода для волны H_{10} , определенное как отношение максимального напряжения в середине широкой стенки к полному току в ней; Z_{PI} — волновое сопротивление волновода для той же волны, определенное как отношение удвоенной мощности к квадрату амплитуды суммарного тока в широкой стенке; Z_{PU} — волновое сопротивление, определенное как отношение квадрата максимальной амплитуды напряжения в середине широкой стенки к удвоенной мощности.

Как видно из этих формул, волновое сопротивление волновода зависит не только от того, каким способом оно определяется, но также и от длины волны СВЧ колебаний [формула (1.30)]. Для высших типов колебаний введение понятия волнового сопротивления для волновода еще более затруднено и им пользуются редко.

Как уже отмечалось в § 1.1, от соотношения между волновым сопротивлением и сопротивлением нагрузки зависит режим работы линии передачи [формула

(1.18)]. Именно для проведения расчетов согласования применяются формулы (1.27) — (1.30). Отметим, что, как и в коаксиальной линии, присоединение к концу волновода омического сопротивления, равного волновому, не обеспечивает в нем режима согласования. Конструкции согласованных волноводных нагрузок рассматриваются в гл. 2. Формулы (1.27) — (1.30) необходимы также при расчетах максимальных значений напряжений в волноводе для проверки электрической

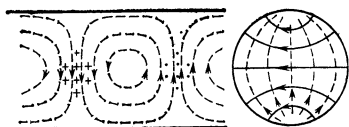


Рис. 1.24. Картины полей волны типа H_{11} в круглом волноводе:

—— линии электрического поля; — — — — — линии магнитного поля

прочности и в других случаях.

Таблица 1.1

Стандартные размеры прямоугольных волноводов

Размер стенки, мм		Диапазон рабочих длин волн (ориентировочный), см
широкой	узкой	
100	55	11,5—17,5
90	45	9,5—14,5
72	34	7,8—11,5
58	25	6,2—9,3
48	24	5,2—7,7
40	20	4,3—6,4
35	15	3,8—5,6
38,5	12,6	3,1—4,5
23	10	2,5—3,7
16	8	1,7—2,5
7,2	3,4	0,8—1,15

Кроме прямоугольного волновода находят применение и другие типы волноводов: с круглым, П-образным, H-образным поперечными сечениями. Для примера на рис. 1.24 приведены картины полей основного типа колебаний H_{11} в круглом волноводе.

В заключение приведем наиболее употребительные размеры прямоугольных волноводов для различных рабочих диапазонов длин волн, лежащих в пределах $2a$ и a для каждого волновода (табл. 1.1).

1.5. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЛИНИЙ. КРУГОВАЯ ДИАГРАММА

СВЧ энергия, прежде чем попасть к непосредственному потребителю (например, излучающей антенне радиолокационной станции), очень часто проходит через ряд СВЧ устройств (усилители, преобразователи и т. д.). Такие устройства соединяются друг с другом линиями передач СВЧ колебаний — коаксиальными или волноводными. Поэтому нагрузкой линии передачи можно назвать любое СВЧ устройство, к которому эта

линия подводит энергию СВЧ, независимо от того, что произойдет с энергией в этом устройстве (будет ли она поглощена, усилена и передана дальше или будет излучена). Однако в любом случае мы чаще всего бываем заинтересованы в том, чтобы передать в нагрузку всю СВЧ энергию, т. е. иметь в линии режим полного согласования (см. рис. 1.10, а).

Простым и надежным способом экспериментального определения доли мощности, попадающей в нагрузку, является исследование амплитуды полей вдоль линии с помощью электрического или магнитного зонда (рис. 1.9). Для этой цели вдоль линии можно просверлить несколько небольших отверстий. Однако удобнее перемещать зонд в продольной щели в линии. Из теории волновода следует, что если в его стенке прорезать узкую щель так, чтобы она не перерезала пути СВЧ токов в стенке, то из такой щели излучения СВЧ волны происходить не будет. Возвращаясь к рис. 1.23, можно заключить, что в прямоугольном волноводе при волне типа H_{10} , прорезав узкую продольную щель точно в середине широкой стенки и перемещая зонд по специальной каретке вдоль оси волновода, можно исследовать распределения полей в нем. Такое устройство для исследования полей, получившее название *измерительной линии*, выпускается в виде отдельного СВЧ прибора с различными сечениями волноводов и коаксиальных линий.

Обычно обозначают амплитуду падающей на нагрузку СВЧ волны через $E_{\text{пад}}$ или $U_{\text{пад}}$, амплитуду отраженной волны — через $E_{\text{отр}}$ или $U_{\text{отр}}$. От взаимодействия волн $E_{\text{пад}}$ и $E_{\text{отр}}$ амплитуда суммарного поля вдоль линии, как это видно из рис. 1.10, начинает периодически изменяться. Размах этих изменений характеризует долю отражающейся от нагрузки энергии и указывает на то, что нагрузка рассогласована с линией передачи. Но по картине в рассогласованной линии (она называется картиной стоячей волны) можно также определить и характер нагрузки. Как это понять?

Предположим, что мы подключили к измерительной линии неизвестную нам СВЧ нагрузку и, исследуя стоячую волну, выяснили, что около места подключения нагрузки наблюдается нулевое значение электрического поля. Мы сразу можем сказать, что подключенная нагрузка представляет собой короткое замыкание, потому что только в этом случае напряжение падает до нуля.

Ток в этом месте достигает максимального значения. Теперь предположим, что в месте включения неизвестной нагрузки устанавливается максимум электрического поля стоячей волны. При этом ток в линии, как нам известно, равен нулю, т. е. линия разомкнута. Вот почему при исследовании распределения поля стоячей волны измеряют не только размах его колебаний, но и отмечают положение максимума относительно нагрузки, которое дает информацию о характере нагрузки. На практике удобнее следить за ближайшим к нагрузке минимумом поля в линии, где оно изменяется более резко, в связи с чем положение минимума определяется точнее.

На рис. 1.25 представлена качественная картина для определения характера нагрузки по положению ближайшего к ней минимума стоячей волны электрического поля. Если присоединить в конце линии катушку индуктивности и теоретически рассчитать расстояние d до ближайшего минимума, то оказывается, что оно лежит между $\lambda/4$ и $\lambda/2$. При этом чем меньше индуктивное сопротивление, тем ближе к $\lambda/2$ располагается минимум напряжения в линии. Положение минимума при различных индуктивных нагрузках показано утолщенным участком оси на рис. 1.25, а.

Расчет показывает, что если присоединять к линии конденсатор, то положение ближайшего минимума напряжения в линии будет заключено между 0 и $\lambda/4$. Чем меньше емкость, т. е. чем больше емкостное сопротивление, тем ближе к значению $\lambda/4$ располагается минимум (рис. 1.25, б). Как катушка индуктивности, так и конденсатор в идеальном случае не потребляют мощности (не имеют потерь), т. е. являются реактивными

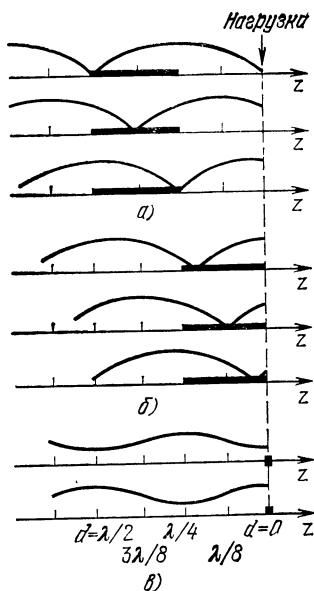


Рис. 1.25. Положение минимума стоячей волны в линии при различных нагрузках:

а — индуктивной; б — емкостной;
в — омической

элементами. При этом отражаемая волна в линии по амплитуде равна падающей и в результате их интерференции образуется стоячая волна с нулевыми значениями напряжения в минимумах, как это и показано на рис. 1.25, а, б.

Присоединение к линии омического сопротивления вызывает частичное поглощение падающей волны, т. е. в линии минимумы напряжения не падают до нуля. При омической нагрузке, равной волновому сопротивлению, как мы помним, в линии наступает режим согласования, т. е. никаких минимумов напряжения в линии нет. При омической нагрузке $R_n < Z_0$ минимум напряжения в линии всегда расположен в месте включения нагрузки, при $R_n > Z_0$ — на расстоянии $d = \lambda/4$ от места включения (рис. 1.25, в).

Таким образом, мы рассмотрели, как можно качественно определить режим работы линии и характер ее нагрузки. Количественно режим работы характеризуется *коэффициентом стоячей волны напряжения* (сокращенно КСВН), который определяется как

$$K_{стU} = U_{\max}/U_{\min}, \quad (1.31)$$

где U_{\max} и U_{\min} — значения напряжения в максимумах и минимумах стоячей волны соответственно.

Когда нагрузка полностью поглощает всю падающую на нее энергию, то в линии стоячих волн нет, т. е. $U_{\max} = U_{\min} = \text{const}$ (см. рис. 1.10, а). При этом $K_{стU} = 1$. Следовательно, режим полного согласования характеризуется количественно значением $K_{стU} = 1$. При полностью рассогласованной нагрузке минимумы в линии опускаются до нуля, т. е. $K_{стU} = \infty$. Все другие режимы соответствуют промежуточным значениям КСВН, заключенным между 1 и ∞ . Величина, обратная КСВН, называется *коэффициентом бегущей волны* (сокращенно КБВ). При изменении КСВН от 1 до ∞ КБВ изменяется от 1 до 0. По значению КСВН или КБВ можно рассчитать амплитуду отражающейся от нагрузки волны $E_{отр}$. Этот расчет производится по формуле

$$\frac{E_{отр}}{E_{пад}} = |\Gamma| = \frac{K_{стU} - 1}{K_{стU} + 1} = \frac{1 - \text{КБВ}}{1 + \text{КБВ}}. \quad (1.32)$$

Величина $|\Gamma|$ называется *модулем коэффициента отражения* нагрузки линии. Как видно из формулы

(1.32), когда нагрузка согласована с линией ($K_{ст\text{ }V}=1$), значение $|\Gamma|=0$; при полностью рассогласованной нагрузке ($K_{ст\text{ }V}=\infty$) модуль коэффициента отражения $|\Gamma|=1$, т. е. $E_{отр}=E_{пад}$, и вся падающая энергия отражается. Все другие режимы характеризуются коэффициентом отражения $|\Gamma|$, заключенным между 1 и 0.

Для точной количественной характеристики режима работы линий необходимо кроме коэффициента отражения $|\Gamma|$ указать, каков характер нагрузки, т. е. где располагается первый минимум стоячей волны. Удобнее указывать не абсолютное значение расстояния от нагрузки до первого минимума, а относительное, выраженное в долях волны в линии как d_{min}/λ . На практике это отношение часто выражают в градусах или радианах и записывают в виде $2\gamma d_{min}=4\pi(d_{min}/\lambda)$. Величина γ определяется по формуле (1.10). Величина $\varphi=2\pi\gamma d_{min}$ называется *фазой коэффициента отражения*.

Итак, количественными характеристиками режима работы линии передачи СВЧ являются любые две величины: модуль $|\Gamma|$ и фаза φ коэффициента отражения либо КСВН и фаза коэффициента отражения, либо КБВ и фаза коэффициента отражения.

Понятие о согласовании нагрузки с линией передачи существует не только в СВЧ технике, но и в радиотехнике. Однако в радиотехническом устройстве достаточно подключить к кабелю активное сопротивление R , равное волновому сопротивлению кабеля Z_0 [см. формулу (1.18)], чтобы быть уверенным в том, что в кабеле наступит режим согласования. На СВЧ нельзя пренебрегать влиянием паразитной индуктивности выводников, подводящих нагрузку с сопротивлением R , и влиянием паразитной емкости между ее выводами. Кроме того, из-за поверхностного эффекта сопротивление на СВЧ изменяется с частотой.

В СВЧ устройствах поглощающая омическая нагрузка применяется редко. Чаще всего нагрузкой линии передачи служит вход СВЧ усилителя, вход в камеру с подвергающимися СВЧ нагреву продуктами и т. д. Все это приводит к тому, что практически трудно заранее, до проведения опыта, определить характер нагрузки и сказать, наступит ли в линии передачи режим согласования при ее подключении. В связи с этим исследование режимов с помощью измерительных линий находит в технике СВЧ широкое распространение.

Для удобства расчетов при работе с измерительными линиями используют так называемые *круговые диаграммы*. Их введение основано на следующем обстоятельстве. С одной стороны, как мы уже отмечали, при согласованной линии передачи вся падающая СВЧ энергия поглощается нагрузкой, отраженных волн в линии нет и $|\Gamma|=0$. При полностью рассогласованной линии вся энергия отражается нагрузкой, т. е. $|\Gamma|=1$. С другой стороны, как это ясно из рис. 1.25, расстояние d_{\min} при любых типах нагрузки не может быть больше $\lambda/2$, наименьшее значение d_{\min} равно нулю. Из этих данных можно заключить, что фаза коэффициента отражения φ для любых нагрузок лежит в пределах от $2\gamma d_{\min}=0$ (при $d_{\min}=0$) до $2\gamma d_{\min}=2\gamma(\lambda/2)=2\pi$ (при $d_{\min}=\lambda/2$).

На рис. 1.26 изображен круг радиусом, равным 1. На плоскости этого круга можно изобразить любое значение модуля и фазы коэффициента отражения, если модуль отсчитывать по радиусу, а фазу — по окружности круга в градусах. На рис. 1.26, а, например, показаны модули и фазы коэффициентов отражения трех различных нагрузок (1, 2 и 3). О нагрузке 1 можно сказать, что она почти согласована с линией передачи, так как модуль коэффициента отражения мал (около 0,2). Нагрузка 2 согласована хуже: амплитуда отраженной волны равна половине амплитуды падающей

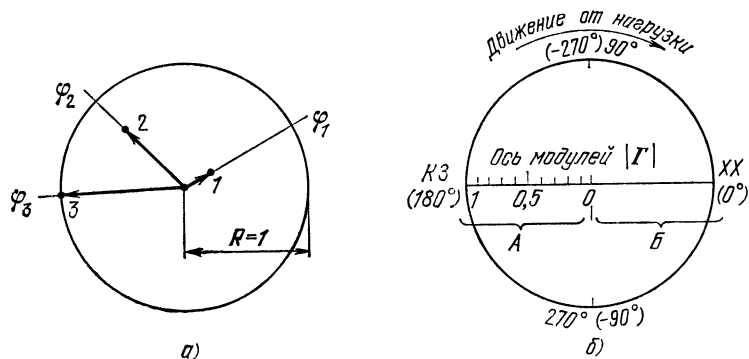


Рис. 1.26. Отображение модуля и фазы коэффициента отражения на плоскости круга радиусом, равным 1:

а — схематическое изображение; б — полная круговая диаграмма (А и Б — геометрические места минимумов и максимумов напряжения соответственно)

волны ($|\Gamma|=0,5$). Поскольку мощность, переносимая волной, пропорциональна квадрату ее амплитуды, то можно сказать, что отраженная от нагрузки мощность составляет $0,5^2=0,25$ от падающей мощности. Нагрузка 3 полностью рассогласована с линией, так как $|\Gamma|=1$, т. е. $E_{отр}=E_{пад}$, и вся падающая мощность отражается обратно. Фазы коэффициентов отражения нагрузок 1—3 равны соответственно φ_1 , φ_2 и φ_3 .

На рис. 1.26, а не поставлено начало отсчета фазовых углов. Чтобы определить его, рассмотрим два предельных случая — короткое замыкание (КЗ) и холостой ход (ХХ) линии передачи.

В месте короткого замыкания электрическое поле волны равно нулю. Этот результат можно получить, если сложить два равных по значению, но противоположных по направлению вектора, т. е. положить $E_{отр}=-E_{пад}$. Угол между двумя противоположно направленными векторами равен 180° . Поэтому, если договориться брать какую-либо точку на окружности круга рис. 1.26, а за точку короткого замыкания, то надо поставить здесь значение фазового угла коэффициента отражения, равное 180° . Можно доказать, что и при произвольной нагрузке в точке минимума электрического поля фазовый угол коэффициента отражения равен 180° .

При холостом ходе на конце линии передачи располагается нуль тока и максимум напряжения. Это значит, что $E_{отр}=E_{пад}$, т. е. направления векторов совпадают, и в результате сложения двух равных по амплитуде волн получается максимальное (двойное) результирующее поле на нагрузке. Точка холостого хода характеризуется, следовательно, нулевым фазовым углом коэффициента отражения. Снова можно доказать, что и при произвольной нагрузке в точке максимума электрического поля фазовый угол коэффициента отражения равен нулю. Следовательно; на круговой диаграмме точка холостого хода будет диаметрально противоположна точке короткого замыкания.

Остается добавить, что

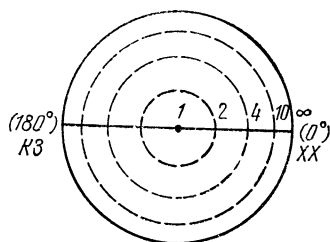


Рис. 1.27. Круговая диаграмма КСВН

движению зонда (при исследовании полей в линии) от заданной нагрузки к источнику падающей волны (генератору) соответствует вращение на диаграмме по часовой стрелке. Круговая диаграмма коэффициента отражения в полном виде показана на рис. 1.26,б.

Из формулы (1.32) видно, что каждому значению $|\Gamma|$ соответствует свое значение КСВН. Чтобы каждый раз не рассчитывать $|\Gamma|$ по значению КСВН, можно нанести на круговую диаграмму для $|\Gamma|$ линии постоянного значения КСВН (штриховые линии на рис. 1.27). Поскольку КСВН легко измеряется с помощью измерительной линии, а значение $|\Gamma|$ измерить сложнее, то чаще всего расчеты в линиях передач ведут по КСВН.

Теоретически доказывается формула

$$Z_{\text{н}} = Z_0 \frac{1 - jK_{\text{свн}} \operatorname{tg} \gamma d_{\text{min}}}{K_{\text{свн}} - j \operatorname{tg} \gamma d_{\text{min}}}. \quad (1.33)$$

Здесь $Z_{\text{н}}$ — комплексное сопротивление нагрузки; Z_0 — волновое сопротивление линии; $K_{\text{свн}}$ — КСВН; d_{min} — расстояние от нагрузки до минимума напряжения. Из этой формулы видно, что каждой паре значений КСВН и d_{min} (а d_{min} связано с фазой φ коэффициента отражения формулой $\varphi = 2\gamma d_{\text{min}}$) соответствует одно комплексное число ($Z_{\text{н}}$). Поэтому на круговую диаграмму коэффициента отражения можно нанести сетку значений комплексных сопротивлений (активных и реактивных составляющих), вызывающих заданные значения модуля и фазы коэффициента отражения. Такая диаграмма называется *круговой диаграммой полных сопротивлений* и приведена на рис. 1.28.

Отметим, что во многих задачах на СВЧ нет необходимости знать абсолютное значение сопротивления нагрузки. Так, для согласования важно, как мы знаем, чтобы сопротивление нагрузки было равно волновому сопротивлению линии. Говорят, что при этом нормированное сопротивление нагрузки равно 1 ($Z_{\text{н}}/Z_0=1$). Если сопротивление нагрузки комплексное, то нормируется как его активная часть, так и реактивная. Таким образом, в общем случае

$Z = R + jX$ — ненормированное комплексное сопротивление,

$Z = R/Z_0 + j(X/Z_0)$ — нормированное комплексное сопротивление.

Нормированные величины безразмерны.

Диаграмма полных сопротивлений при их нормировании оказывается пригодной для любой линии передачи (т. е. для линии с любым волновым сопротивлением Z_0), что очень удобно. Окружности постоянного КСВН (см. рис. 1.27) на диаграмму полных сопротивлений не наносятся, чтобы не усложнять ее. Однако теоретически можно доказать, что нормированные значения активных сопротивлений на диаграмме (на радиусе, соединяющем центр диаграммы с точкой холостого хода на ее окружности, являющемся геометрическим местом максимумов напряжения, см. рис. 1.26, б) численно совпадают со значениями КСВН. Воспользовавшись

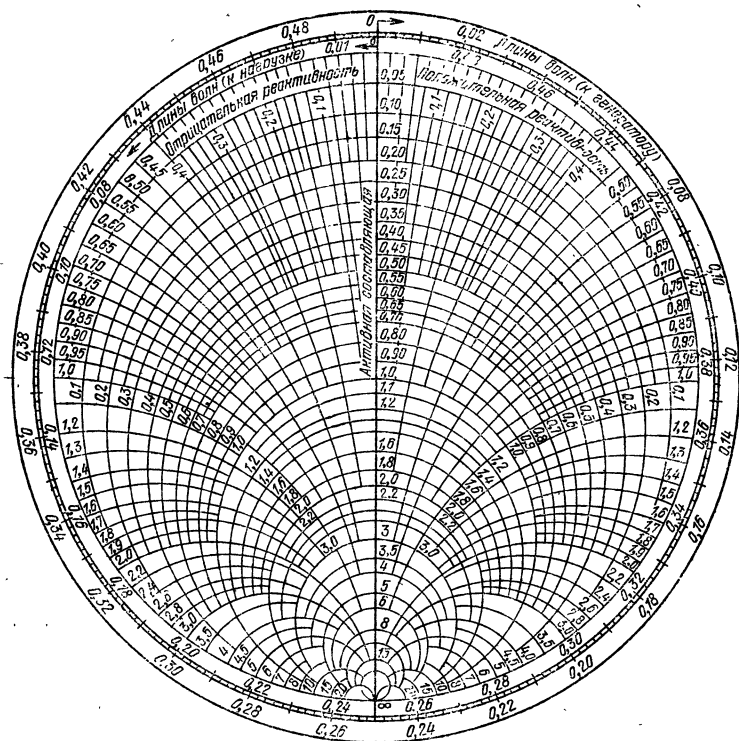


Рис. 1.28. Круговая диаграмма полных сопротивлений

циркулем и числовыми значениями указанной оси как масштабом, можно легко провести окружности постоянного КСВН.

Знакомство с круговой диаграммой мы закончим рассмотрением двух примеров ее использования.

Пример 1. Нагрузка линии представляет собой короткое замыкание ($R_n=X_n=0$). Определить входное сопротивление линии на расстоянии $d=\lambda_n/4$ от нагрузки.

Производим следующие действия:

1. Находим точку короткого замыкания $Z_n=R_n/Z_0+X_n/Z_0=0$; она лежит на периферии диаграммы.

2. Определяем фазовый угол

$$\varphi = 4\pi \frac{d}{\lambda_n} = 4\pi \frac{\lambda_n}{4\lambda_n} = \pi.$$

3. Ставим ножку циркуля в центр диаграммы, а его карандаш в точку 0 на диаграмме.

4. Поворачиваем циркуль по часовой стрелке, что соответствует движению от нагрузки, на фазовый угол 180° , вычисленный в п. 2, и ставим точку на окружности.

5. Полученная точка окажется на пересечении какой-то пары линий R/Z_0 и X/Z_0 диаграммы или близко к ней. Эта пара линий и определит нормированное входное сопротивление. В нашем примере мы приходим в точку ∞ . Таким образом, с помощью круговой диаграммы мы получили уже известный результат, что входное сопротивление четвертьволновой короткозамкнутой линии равно бесконечности (см. рис. 1.12).

Пример 2. Измеренный в линии КСВН равен 2; расстояние от минимума стоячей волны до нагрузки равно $\lambda_n/8$. Определить, какая нагрузка подключена к линии.

1. Ставим ножку циркуля в центр диаграммы, а его карандаш в точку 2,0 на шкале максимумов напряжения (ее мы используем в этом случае как масштабную линейку); проводим окружность до пересечения со шкалой минимумов напряжения и ставим здесь точку, которая и будет отображать значение нормированного сопротивления нагрузки в точке минимума напряжения.

2. Чтобы найти значение нормированного сопротивления нагрузки в месте ее включения, надо пройти по линии расстояние $d=\lambda_n/8$ в сторону нагрузки. Для этого, поставив циркуль в исходное положение (ножка в центре диаграммы, карандаш в найденной точке на шкале минимумов), прочертим против хода часовой стрелки дугу $\varphi=(4\pi d/\lambda_n)=\pi/2$ и поставим точку. Эта точка и будет отображать комплексное нормированное сопротивление нагрузки. Значения активной и реактивной составляющих нагрузки найдем по сетке сопротивлений диаграммы. В нашем примере

$$Z_n=R_n/Z_0-j(X_n/Z_0)=0,8-j0,6.$$

Используя рис. 1.25 и результаты рассмотренного примера, можно заключить, что нижняя половина круговой диаграммы на рис. 1.27 отображает емкостные нагрузки, а верхняя — индуктивные.

Величина, обратная сопротивлению, называется проводимостью. Это понятие относится и к комплексным сопротивлениям. Так, если Z — комплексное сопротивление, то $1/Z$ — комплексная проводимость, $1/\text{Ом}$.

Пример вычисления комплексной проводимости:

$$\begin{aligned} Z &= R + jX = 10 \text{ Ом} + j10 \text{ Ом}; \\ \frac{1}{Z} &= \frac{1}{10 + j10} = \frac{10 - j10}{(10 + j10)(10 - j10)} = \\ &= \frac{10 - j10}{100 + 100} = \frac{1}{20} - j \frac{1}{20}. \end{aligned}$$

Из этого примера видно, что у комплексного сопротивления и его комплексной проводимости знаки перед реактивными величинами разные. Это означает, что индуктивному сопротивлению jX_L соответствует емкостная проводимость ($-jB_C$) и наоборот.

В связи с рассмотренным примером ясно, что на круговую диаграмму можно наносить не только сетку комплексных сопротивлений, но и соответствующую ей сетку комплексных проводимостей. На такой круговой диаграмме нижняя половина будет отображать индуктивные проводимости, а верхняя — емкостные. Диаграмма проводимостей иногда удобнее в работе, чем диаграмма сопротивлений, например, при расчетах, связанных с большим числом параллельных соединений элементов линии передачи.

Заметим, что фаза $\varphi = 2\gamma d_{\min} = 4\pi d_{\min}/\lambda$ связана с длиной волны в линии передачи. Поэтому одна и та же нагрузка имеет различное значение фазы коэффициента отражения на разных длинах волн. Как правило, и модуль коэффициента отражения нагрузки изменяется с частотой. Поэтому при расчетах с круговыми диаграммами надо быть внимательным, используя экспериментальные значения КСВН и расстояний от нагрузки до минимумов напряжения, в том смысле, чтобы подставлять в формулы значения, относящиеся к одной и той же частоте СВЧ колебаний.

Во многих случаях не требуется знать фазу коэффициента отражения. При этом единственной характеристикой нагрузки становится значение КСВН (или КБВ). Для его измерения существуют СВЧ устройства, действие которых основано на применении направленных ответвителей (см. гл. 2). В этом случае никаких

подвижных зондов в линии передачи нет, а значение КСВН считывается со шкалы специального осциллографа. Работа с такими измерителями КСВН существенно проще, чем работа с измерительной линией. К тому же генератор СВЧ в таких устройствах имеет развертку по частоте (длине волны) и на экране осциллографа видна зависимость КСВН от частоты. Подобные измерители называются *панорамными* (см. также гл. 12).

У п р а ж н е н и я

1. Определите длину волны электромагнитного колебания, распространяющегося в вакууме, если частота равна 3000 МГц, 10 000 МГц.
2. Определите напряженность магнитного поля плоской электромагнитной волны в свободном пространстве, если напряженность электрического поля равна 1 В/м.
3. Определите волновое сопротивление коаксиальной линии с воздушным заполнением для Т-волны, если $R_{вн}=4.34 \cdot 10^{-3}$ м, а $R_{нар}=10 \cdot 10^{-3}$ м.
4. Нарисуйте кривую распределения СВЧ напряжения вдоль двухпроводной линии, разомкнутой на конце.
5. Определите групповую и фазовую скорости волны типа H_{10} в прямоугольном волноводе, если $f=7500$ МГц, а $a=28,5 \times 10^{-3}$ м.
6. Покажите, что отношение Z_1/Z_2 волновых сопротивлений волны типа H_{10} в прямоугольных волноводах с высотой b_1 и b_2 равно b_1/b_2 , если размер широкой стенки одинаков.
7. Подберите из табл. 1.1 волновод, пропускающий волну типа H_{10} на частоте 4000 МГц.
8. Рассчитайте модуль коэффициента отражения в линии, если известно, что $K_{сст}v=2$.
9. Определите фазу коэффициента отражения нагрузки, если известно, что ближайший минимум напряжения расположен на расстоянии $0,3\lambda_v$.
10. Найдите на круговой диаграмме точки, соответствующие данным упражнений 8 и 9.

Глава 2

ЭЛЕМЕНТЫ СВЧ СИСТЕМ

2.1. СОГЛАСОВАННЫЕ НАГРУЗКИ И АТТЕНУАТОРЫ

При производстве СВЧ приборов важным этапом является измерение их параметров. Волноводный или коаксиальный выход прибора при таких измерениях присоединяют обычно к нагрузке, полностью поглощающей падающую на нее СВЧ энергию, т. е. согласованной с выходом прибора.

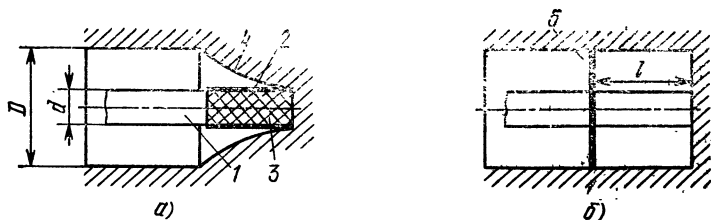


Рис. 2.1. Примеры конструкций согласованных нагрузок в коаксиальной линии

На рис. 2.1 схематически изображены типичные согласованные нагрузки, выполненные в виде коаксиальной линии. Центральный проводник (рис. 2.1, а) коаксиальной линии переходит в керамический стержень 3, покрытый тонким слоем 2, имеющим большое сопротивление. СВЧ ток, протекая по этому слою, нагревает его, и, следовательно, СВЧ энергия поглощается в нагрузке. Наружный проводник 4 линии плавно уменьшается по диаметру до соприкосновения с поглощающим слоем внутреннего проводника. Для того чтобы такая нагрузка оставалась согласованной в широком диапазоне частот, сопротивление слоя 2 и форма образующей сходящейся части наружного проводника должны быть вполне определенными.

На рис. 2.1, б в разрыв центрального проводника линии вставлена плоская шайба 5 из материала с большим сопротивлением, а линия за шайбой на расстоянии l от нее закорочена. Экспериментально удастся так подобрать сопротивление материала шайбы и расстояние l , что нагрузка будет хорошо согласованной в достаточно большом диапазоне частот. Однако рабочий диапазон здесь гораздо меньше того, который удастся получить в нагрузке по схеме на рис. 2.1, а, в связи с чем последняя применяется более широко.

На рис. 2.2 изображено несколько типов согласованных волноводных нагрузок. Клин (рис. 2.2, а) или скошенная пластинка (рис. 2.2, б), или плоская пла-

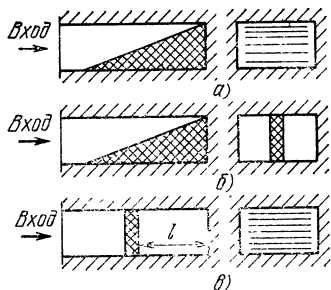


Рис. 2.2. Примеры конструкций согласованных волноводных нагрузок

стинка, закрывающая все поперечное сечение волновода (рис. 2.2, в), из материала с большим сопротивлением для токов СВЧ помещается в закороченный волновод. Для обеспечения хорошего согласования в широком диапазоне частот скосы в первых двух типах нагрузок делают достаточно плавными. Нагрузка на рис. 2.2, в более узкополосна. Нагрузки с поперечными поглощающими пластинками более короткие и компактные; поэтому там, где не требуется, чтобы нагрузка была согласованной в большом диапазоне частот, им можно отдать предпочтение.

Все описанные нагрузки применяются в основном в измерительных установках СВЧ, где мощность не превышает десятков милливатт, так как могут рассеивать без перегрева не очень большую СВЧ мощность. Если их обдувать воздухом, то можно увеличить допустимую рассеиваемую мощность. В очень мощных нагрузках вводят водяное охлаждение. При этом, поскольку сама вода хорошо поглощает энергию практически на любых частотах СВЧ диапазона, конструирование нагрузок упрощается. Для примера на рис. 2.3 показана согласованная волноводная нагрузка большой мощности. Удобство такой нагрузки заключается еще и в том, что она позволяет измерять СВЧ мощность, поглощаемую ею. Для этого достаточно знать скорость движения воды и измерить ее температуру перед входом в нагрузку и после выхода из нее. Расчет производится по известной из физики формуле

$$P[\text{Вт}] = cm\Delta t, \quad (2.1)$$

где P — мощность СВЧ; c — удельная теплоемкость воды, Дж/(кг·град); m — масса воды, проходящая через нагрузку в единицу времени, кг/с; Δt — разность температур воды на выходе и входе в нагрузку, град. На

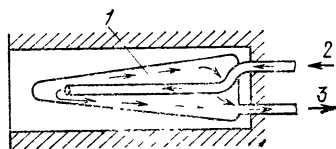


Рис. 2.3. Конструкция мощной согласованной нагрузки в прямоугольном волноводе:

1 — пустотелый стеклянный клин;
2 — вход холодной воды; 3 — выход нагретой воды

принципе поглощения СВЧ энергии водой работают промышленные измерители больших мощностей, такие, например, как МЗ-13 и МЗ-13/1.

Во многих случаях требуется регулировать уровень СВЧ мощности. Такая необходимость возникает, на-

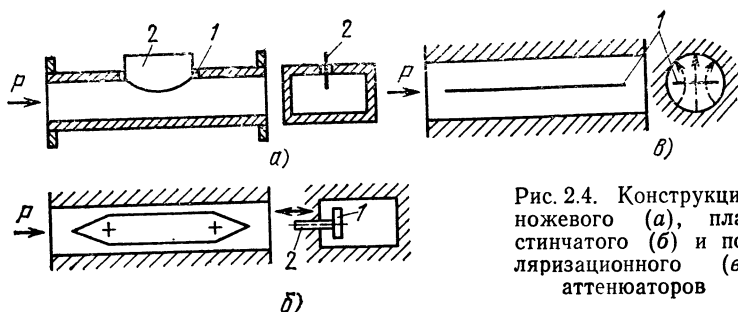


Рис. 2.4. Конструкция
ножевого (а), пла-
стинчатого (б) и по-
ляризационного (в)
аттенуаторов

пример, при испытаниях СВЧ усилителей, когда необходимо знать зависимость выходной мощности от входной и приходится регулировать уровень входной мощности. Существует много типов устройств для плавной регулировки СВЧ мощности. Они называются *аттенуаторами*. На рис. 2.4 представлены схематически три типа аттенуаторов.

В ножевом аттенуаторе нож 2 из поглощающего материала опускается в щель 1, прорезанную в середине широкой стенки волновода (рис. 2.4, а). Нож имеет скругленную форму, чтобы аттенуатор оставался согласованным с волноводом в широком диапазоне частот.

В пластинчатом аттенуаторе (рис. 2.4, б) пластинка 1 из поглощающего материала передвигается в волноводе с помощью тяги 2. Когда пластинка оказывается прижатой к стенке волновода, она почти не поглощает мощность, проходящую по нему; когда же пластинка устанавливается в середине широкой стенки волновода, она поглощает наибольшую мощность. Для согласования пластинки с волноводом ее концы заостряют. Пределы регулировки описанных аттенуаторов зависят от свойств поглощающего материала и длины активной части, находящейся в волноводе.

В измерительных устройствах, где необходимо точно знать величину вносимого аттенуатором затухания, применяют поляризационные аттенуаторы (рис. 2.4, в). Они конструируются на основе круглых волноводов. Пластина 1 из поглощающего материала помещается в волноводе и может вращаться в нем относительно продольной оси. Максимальное ослабление вносится

тогда, когда пластина располагается вдоль силовых линий электрического поля. Угол поворота пластины градуируется в единицах вносимого затухания.

2.2. ОТВЕТВИТЕЛИ

Часто бывает необходимо отвести часть СВЧ мощности, проходящей по коаксиальной линии или по волноводу, например, для того, чтобы подать ее на контролирующий прибор или к другому потребителю. В первой главе мы уже отмечали, что небольшие рамки и диполи могут отводить мощность из основной линии передачи. На этом принципе построена измерительная линия.

Особое место среди ответвителей занимают в технике СВЧ так называемые *направленные ответвители*. На рис. 2.5 показаны два волновода с общей узкой стенкой, в которой сделаны два небольших отверстия 1 и 2. Когда в плечо А такого устройства поступает СВЧ мощность, то она частично проникает через отверстия и во второй волновод, поскольку отверстия в узкой стенке перерезают пути СВЧ тока и, следовательно, являются излучающими (см. рис. 1.23). По первому волноводу в плечо В пойдет немного уменьшенная мощность, а явления во втором волноводе заслуживают особого рассмотрения. В нем от каждого отверстия в обе стороны начнут распространяться СВЧ волны. Волны, обозначенные Π_1 и Π_2 , идут в прямом направлении, т. е. в направлении, совпадающем с направлением распространения волны в основном волноводе. Время, которое затратит волна Π_1 , пока она дойдет до второго отверстия, будет в точности равно времени, которое затратит основная волна в первом волноводе на прохождение пути от первого до второго отверстия. Поэтому

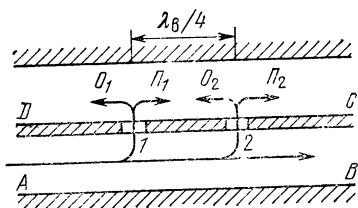


Рис. 2.5. Схематическое изображение ответвителя

между волнами Π_1 и Π_2 не будет сдвига во времени, они сложатся, и в плечо С пойдет суммарная ответвленная СВЧ волна. Ее значение будет зависеть от диаметра отверстий.

Волны, обозначенные через O_1 и O_2 , идут в обратном направлении. Основная волна, дойдя до первого от-

верстия и создав частичную волну O_1 , пойдет дальше ко второму отверстию, а волна O_1 уйдет в плечо D . Пока основная волна дойдет до второго отверстия, создаст вторую обратную волну O_2 и пока эта вторая волна дойдет по второму волновому до первого отверстия, фронт волны O_1 успеет уйти далеко в плечо D . Между волнами O_1 и O_2 появится, следовательно, сдвиг во времени, который будет зависеть от расстояния между отверстиями. Если выбрать это расстояние равным $\lambda_b/4$ (где λ_b — длина волны в волноводе), то сдвиг между волнами O_1 и O_2 по времени будет равен $T/2$ (половине периода). На рис. 1.6,б показаны две волны, сдвинутые во времени на половину периода. Складываясь, такие волны гасят друг друга. Таким образом, в направленном ответвителе в плечо B идет чуть ослабленная основная волна, а в плечо C — ответвленная волна. В плечо D волна проходит только в течение очень короткого времени, равного половине периода колебаний, в момент включения основной волны. После этого времени волна в плече D компенсируется и исчезает. Именно потому, что рассмотренный ответвитель реагирует только на волну одного направления, он и называется направленным.

Очевидно, что расстояние между отверстиями в ответвителе может быть равным $\lambda_b/4$ лишь для одной длины волны. Для волн других длин сдвиг во времени не будет в точности равен $T/2$ и полной компенсации в плече D не произойдет.

Для того чтобы сохранить хорошую направленность в широком диапазоне длин волн, в ответвителях делают не два, а много отверстий, подбирая расстояния между ними. В плечо D ответвителя ставится согласованная нагрузка, которая поглощает остаточную некомпенсированную часть обратной волны.

Отношение $A = P_{\text{пад}}/P_{\text{отв}}$ называют *переходным ослаблением* ответвителя. Обычно его выражают в децибелах:

$$A[\text{дБ}] = 10 \lg(P_{\text{пад}}/P_{\text{отв}}). \quad (2.2)$$

Отношение $P_{\text{пад}}/P_{\text{ост}}$ называется *направленностью* ответвителя и характеризует величину остаточной некомпенсированной волны. Направленность также выражается в децибелах. Ответвители изготавливают с ослаблением в 10, 20, 30, 40 дБ или на промежуточные

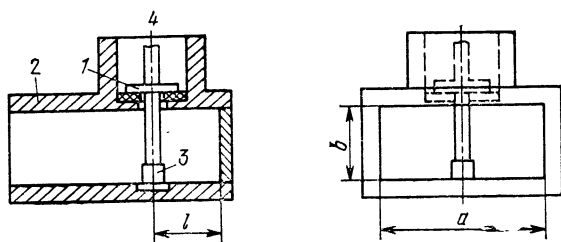


Рис. 2.6. Детекторная секция в прямоугольном волноводе

значения. Направленность хороших ответвителей достигает 20—30 дБ.

2.3. ДЕТЕКТОРНЫЕ СЕКЦИИ

Из первой главы мы уже знаем, что измерение СВЧ напряжений и токов в коаксиальной и волноводной линиях передачи затруднено. Поэтому в СВЧ диапазоне широко используются индикаторы СВЧ, называемые *детекторными секциями* (рис. 2.6). Кристаллический диод 3 действует как выпрямитель СВЧ токов, роль емкости фильтра выполняет вкладыш 1, изолированный от корпуса 2 волновода тонкой слюдяной шайбой. Расстояние l подбирается экспериментально для получения хорошего согласования детекторной секции с волноводом, к которому она подсоединяется. От разъема 4 выпрямленное напряжение подается кабелем к микровольтметру или микроамперметру.

Детекторные секции присоединяются к основной линии передачи с помощью направленного ответвителя и служат очень чувствительными индикаторами СВЧ мощности. Однако они являются именно индикаторами, а не измерителями: значение выпрямленного тока зависит от уровня СВЧ мощности, поступающей на вход детекторной секции, но по ней нельзя вычислить значение СВЧ тока или напряжения в линии передачи, поскольку часть СВЧ напряжения падает на индуктивностях выводов диода и других элементов секции и учету не поддается.

С помощью детекторных секций можно контролировать режим работы линий передач. Для этого детекторная секция должна быть присоединена к выходу ответвителя, реагирующего на отраженную от нагрузки волну. Если нагрузка согласована с волноводом, т. е. $K_{сгУ} = 1$, то отражения от нагрузки нет и на выходе от-

ветвителя не будет мощности. Показание индикатора детекторной секции будет равно нулю. При появлении отраженной волны возрастает КСВН нагрузки, что немедленно зафиксирует индикатор детекторной секции. Если его сигнал подать через усилитель на реле, то можно автоматически отключать подачу СВЧ мощности на нагрузку, если ее КСВН почему-либо стал недопустимо большим.

2.4. ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫЕ ИЗОЛЯТОРЫ

В первой главе мы уже рассматривали входное сопротивление короткозамкнутого отрезка линии передачи длиной четверть волны и установили, что теоретически оно равно бесконечности. Такие четвертьволновые отрезки имеют очень широкое распространение в технике СВЧ. Прежде всего, они могут выполнять роль СВЧ изолятора. В § 1.1 (рис. 1.14) мы рассматривали металлический СВЧ изолятор для поддержки центрального проводника коаксиальной линии. Такие изоляторы применяются при передаче по линии больших уровней СВЧ мощностей, когда применение в линии диэлектрических шайб становится невозможным.

На рис. 2.7 дан еще один пример использования изолирующих свойств четвертьволнового отрезка. В волновод 1 врезается короткозамкнутый четвертьволновый отрезок 2. Такой волновод не пропустит с входа на выход СВЧ волну длиной λ_v , так как четвертьволновый отрезок создает разрыв (бесконечно большое сопротивление) в верхней стенке волновода. Волны всех других длин волновод 1 будет пропускать. Таким образом, короткозамкнутый отрезок здесь играет роль отражающего фильтра.

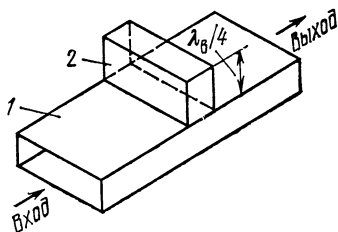


Рис. 2.7. Короткозамкнутый четвертьволновый отрезок волновода в качестве фильтра

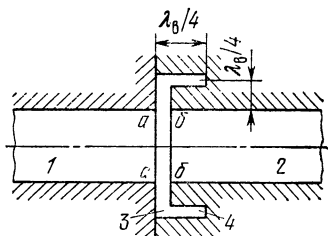


Рис. 2.8. Дроссельное соединение двух волноводов

Короткозамкнутый четвертьволновый отрезок в сочетании с разомкнутым четвертьволновым отрезком применяется для изоляции по СВЧ внутреннего объема волновода от окружающего пространства (рис. 2.8). На рисунке показано, что волновод 1 пристыкован к волноводу 2 через две кольцевые канавки 3 и 4 небольшой ширины с длиной $\lambda_v/4$. Канавка 4 представляет собой короткозамкнутый четвертьволновый отрезок и создает в месте пересечения с канавкой 3 бесконечно большое сопротивление. Таким образом, канавка 3 оказывается разомкнутой в месте пересечения с канавкой 4. В этом случае ее входное сопротивление, как это следует из рис. 1.13, будет равно нулю, т. е. точки *a* и *б* электрически (для СВЧ волны) оказываются замкнутыми накоротко. Тем самым устраняется связь по СВЧ между внутренней полостью волновода и окружающим пространством и предотвращается утечка СВЧ энергии в местах стыков волноводов. Рассмотренное соединение волноводов называется *дрессельным* и используется в СВЧ технике достаточно широко.

Свойства четвертьволновых короткозамкнутых и разомкнутых отрезков часто используются также и в конструкциях электровакуумных и других СВЧ приборов для изоляции по СВЧ выводов катода, накала и других целей.

2.5. КОРОТКОЗАМЫКАЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Осуществить надежное короткое замыкание линии передачи СВЧ не совсем просто. Простое соединение проводников коаксиальной линии или широких стенок волновода с помощью проволочек 1 (рис. 2.9, *a* и *б*) не обеспечивает короткого замыкания: часть СВЧ мощности излучается через оставшиеся окна в торцах линии передачи.

Надежное короткое замыкание дает только припайвание к торцам линий передач сплошных металлических крышек, полностью закрывающих поперечное сечение линии. На практике обычно конец линии снабжается фланцем и к нему плотно прижимается крышка (винтами, струбцинами, рис. 2.10). При работе с линиями передач СВЧ часто требуются подвижные короткозамыкающие устройства (их называют короткозамыкающими поршнями). Применяв, например, такой поршень в четвертьволновом отрезке устройства, изображенно-

Рис. 2.9. Конструкции неудовлетворительных короткозамыкателей

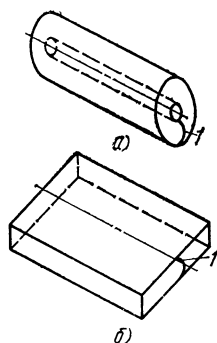
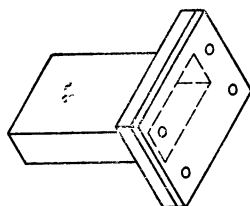


Рис. 2.10. Короткозамкнутый конец волновода



го на рис. 2.7, можно получить фильтр, перестраиваемый по длине волны. Для обеспечения хорошего контакта в подвижном поршне применяют либо специальные пружинящие лепестки, либо используют свойства четвертьволновых отрезков.

На рис. 2.11,а дан пример использования пружинящих лепестков в волноводном подвижном поршне. Достоинством такого поршня является большая широкополосность, т. е. он одинаково хорошо работает при любых длинах волн, распространяющихся по волноводу. Однако качество контактов в таком поршне сильно влияет на его работу, так как через контакты проходят большие СВЧ токи короткого замыкания, что является недостатком конструкции.

На рис. 2.11,б показан более совершенный поршень. Из рисунка видно, что волновод в сечении $a-a$ пере-

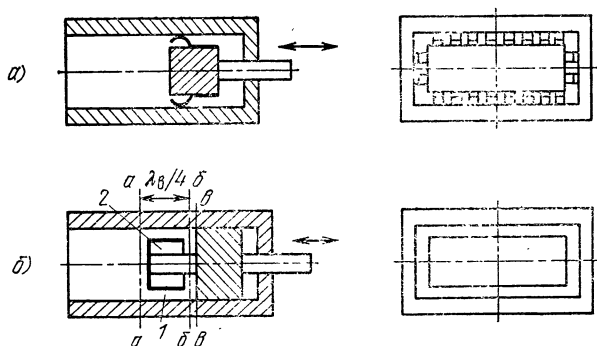


Рис. 2.11. Подвижные короткозамыкающие поршни в волновод

ходит в четвертьволновую коаксиальную линию 1 с прямоугольными в поперечном сечении проводниками. Затем в сечении $b-b$ эта коаксиальная линия переходит в другую четвертьволновую линию 2 с прямоугольным внешним и тонким цилиндрическим внутренним проводниками. Линия 2 закорочена в сечении $a-a$, так что в зазоре сечения $b-b$ она создает бесконечно большое сопротивление (СВЧ ток равен нулю). Качество контакта второго поршня со стенками волновода в точках $в-в$ становится несущественным, что является достоинством конструкции. Линия 1, будучи разомкнутой в сечении $b-b$, создает эффективное короткое замыкание в сечении $a-a$. Как и всякое устройство, основанное на действии четвертьволновых отрезков, описанный поршень относительно узкополосен. Аналогичные конструкции поршней существуют и для коаксиальных линий.

Рассмотренные короткозамыкающие поршни находят применение также в перестраиваемых по частоте электровакуумных СВЧ приборах.

2.6. ТРАНСФОРМАТОРЫ СОПРОТИВЛЕНИЙ

При рассмотрении линий передачи СВЧ диапазона, в частности волноводов, мы отмечали, что существует несколько типовых размеров волноводов (см. табл. 1.1): Волноводы с размерами из соседних строк,

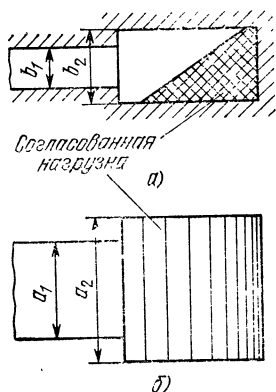


Рис. 2.12. Стык волноводов с различными размерами поперечных сечений

как это видно из таблицы, можно использовать на одной и той же рабочей частоте. Как поступить, если необходимо соединить два прибора, имеющих несколько отличающиеся один от другого входные или выходные волноводы? Опыт показывает, что если соединить волноводы разных, но близких сечений просто впритык (рис. 2.12), то режим работы первого волновода становится рассогласованным, даже если второй волновод имеет на конце согласованную нагрузку. Это связано

с искажением электрических и магнитных силовых линий в месте стыка волноводов. Если измерить КСВН в первом волноводе, найти положение минимума напряжения и затем по круговой диаграмме полных сопротивлений определить характер нагрузки, то можно установить, что изображенный на рис. 2.12,а скачок сечения волноводов ведет себя как емкость, тогда как в соединении, представленном на рис. 2.12,б, скачок эквивалентен по действию включению индуктивности.

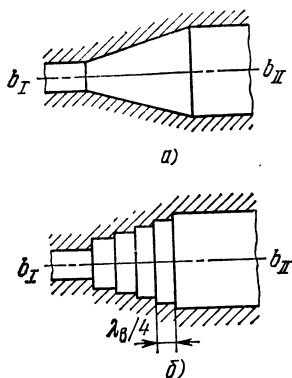


Рис. 2.13. Плавный (а) и ступенчатый (б) трансформаторы для соединения волноводов, отличающихся размерами узких стенок b

Для того чтобы избежать в рассмотренных случаях рассогласования волноводов, между ними надо включить так называемый *трансформатор сопротивлений*. Простейшим трансформатором является длинный $[(1,5—3)\lambda_B]$ плавный переход от одного сечения линии передачи к другому (рис. 2.13,а). Такие трансформаторы часто неудобны из-за большой длины. В теории трансформаторов доказывается, что хорошие его характеристики можно получить и при ступенчатом переходе от одного сечения к другому (рис. 2.13,б). Длины ступенек близки к $\lambda_B/4$ на средней длине волны нужного рабочего диапазона. Высота ступенек изменяется по определенному закону. Ступенчатые трансформаторы сопротивлений всегда короче плавных.

В технике СВЧ часто используются и переходы от волновода к коаксиальной линии. Трансформатор сопротивлений при этом имеет другой вид. Два примера показаны на рис. 2.14. На рис. 2.14,а центральный проводник коаксиальной линии, удерживаемый диэлектрической шайбой, выступает внутрь волновода на некотором расстоянии l от закороченной стенки; на рис. 2.14,б центральный проводник опирается на поперечный металлический стержень l , устанавливаемый в волноводе. В обоих случаях размеры d и l подбирают

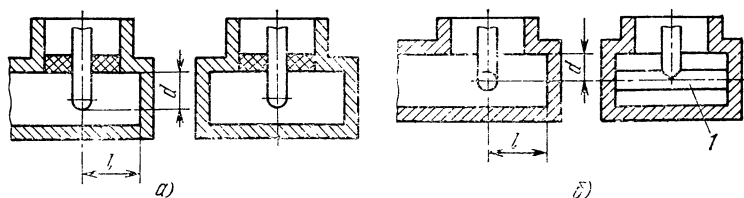


Рис. 2.14. Конструкции коаксиально-волноводных переходов

ся так, чтобы обеспечить хорошее согласование сопротивлений волновода и коаксиальной линии.

Рассогласование в линиях передачи может вызываться, как мы знаем, и подключением к однородному волноводу несогласованной нагрузки. Зададимся вопросом, нельзя ли добиться и в этом случае хорошего согласования, используя трансформаторы, как это делается при соединении рассмотренных выше различных линий передачи? На рис. 2.15 показано, что в прорезь широкой стенки волновода введен металлический штырь. Глубину и место расположения штыря относительно нагрузки можно регулировать. СВЧ волна, проходя плоскость включения штыря, частично отражается от него. Из-за рассогласования нагрузки появляется вторая отраженная волна. Эта волна, проходя в обратном направлении мимо штыря, частично отражается назад к нагрузке, а частично проходит за штырь, взаимодействуя с первичной отраженной от него волной. Картина их взаимодействия будет в точности такой же, какая рассмотрена нами в § 2.2: при определенном расстоянии l и равенстве амплитуд волны уничтожат друг друга. Перед штырем отраженной волны не будет, что характерно для режима полного согласования. Между штырем и нагрузкой отраженная волна будет существовать.

Штыри, пластинки, повороты, вогнутости и т. д. в волноводе и коаксиальной линии называют *неоднородностями*. Таким образом, рассогласование, вызываемое некоторой неоднородностью в линии передачи СВЧ, можно ликвидировать, введя на определенном расстоянии вторую неоднородность.

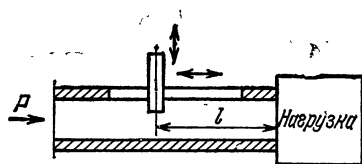


Рис. 2.15. Согласующий штырь в волноводе

Действует такой трансформатор только в опреде-

ленной, достаточно узкой полосе частот, так как для всех частот выбранное расстояние l (см. рис. 2.15) не может быть оптимальным. На некоторых частотах две неоднородности уже не будут компенсировать друг друга. Тогда можно ввести третью неоднородность, компенсирующую отражение, появляющееся от первых двух. Таким образом, т. е. применяя несколько подобранных неоднородностей, можно добиться согласования в достаточно широкой полосе частот. Трансформаторы сопротивлений применяются в технике СВЧ очень широко.

2.7. ФАЗОВРАЩАТЕЛИ

Реальная нагрузка СВЧ приборов редко бывает идеально согласованной с линией передачи. Это происходит из-за технологических погрешностей изготовления любой аппаратуры, из-за изменения свойств металлов и диэлектриков от температуры и т. д. Нагрузка считается согласованной удовлетворительно, если КСВН в линии не превышает 1,2—1,4. В то же время параметры многих приборов СВЧ чувствительны даже к столь малому рассогласованию. При этом важной оказывается не только величина КСВН, но и фаза коэффициента отражения волны от нагрузки (см. § 1.3). Рис. 2.16 поясняет суть сказанного выше. Сплошной линией проведена кривая распределения амплитуды СВЧ волны вдоль линии при несогласованной нагрузке, штриховой — показано, как изменяется она при увеличении КСВН: размах кривой увеличивается, к СВЧ генератору 1 возвращается большая мощность, его характеристики изменяются. Если теперь уменьшать расстояние l между генератором 1 и нагрузкой 3, то место включения генератора будет приходиться на различные точки кривых, что и будет обозначать изменение фазы отраженной волны. Это изменение фазы при постоянном КСВН также влияет на характеристики генератора.

На практике при испытаниях приборов СВЧ всегда проверяют их работу на рассогласованную нагрузку с переменной фазой коэффициента отражения. Создать

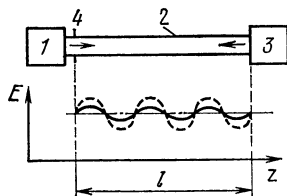


Рис. 2.16. Рассогласованная нагрузка на выходе СВЧ прибора:

1 — прибор; 2 — линия передачи; 3 — нагрузка; 4 — выходной фланец прибора

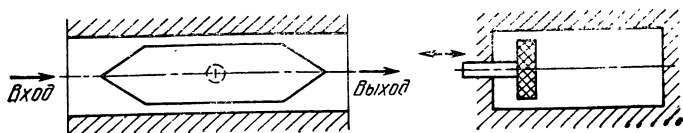


Рис. 2.17. Схема конструкции СВЧ фазовращателя

переменный КСВН в линии легко, например, с помощью рассогласующего штыря, включенного перед хорошо согласованной нагрузкой (аналогично штырю на рис. 2.15). Плавно изменить фазу коэффициента отражения можно продольным перемещением того же штыря. Однако при большой мощности в линии передачи продольная щель в ней для перемещения штыря может быть нежелательной (не излучает только бесконечно узкая щель, реальная же щель частично излучает, в ней возможно искрение).

В СВЧ технике существуют специальные устройства, изменяющие фазу волны и потому называемые *фазовращателями*. Самый простой и наиболее распространенный на практике фазовращатель изображен схематически на рис. 2.17. Он представляет собой диэлектрическую пластину с заостренными для согласования краями, которая вводится в волновод и может перемещаться от узкой стенки до середины волновода. Чем дальше отодвигается пластина от узкой стенки, тем больший фазовый сдвиг вызывает она в проходящей волне. Такой фазовращатель включается перед рассогласованной нагрузкой и изменяет фазу ее коэффициента отражения. Фазовращатели применяются также при некоторых других видах измерений на СВЧ.

2.8. ФЕРРИТОВЫЕ РАЗВЯЗКИ

Часто бывает необходимо избавиться от влияния несогласованной нагрузки на параметры СВЧ прибора, к которому она присоединена. Этого можно достичь по крайней мере двумя способами. Первый заключается в том, что между прибором и нагрузкой вводят аттенюатор (см. § 2.1). Отраженная от нагрузки волна, проходя через аттенюатор, значительно ослабляется им и становится столь малой, что не влияет на параметры СВЧ прибора. Этот способ применим

лишь тогда, когда есть избыток мощности, поскольку ослабляется не только отраженная, но и падающая волна.

В технике СВЧ существуют устройства, поглощающие волну лишь в одном направлении и пропускающие ее практически без всякого ослабления в другом направлении. Такие устройства называются *развязками* или *вентильми* по аналогии с полупроводниковыми вентилями, пропускающими электрический ток лишь в одном направлении.

Основным элементом *ферритового вентиля* является ферритовая пластина. Феррит получают спеканием при высокой температуре смеси порошков — окислов никеля, цинка и других — с порошком окиси железа. Получающийся очень прочный материал напоминает керамику и обладает достаточно малыми потерями на СВЧ. Однако поведение феррита по отношению к СВЧ волне существенно изменяется в присутствии внешнего магнитного поля. Наличие атомов железа, никеля и других металлов делает феррит магнитным материалом. Внешнее постоянное магнитное поле «выстраивает» в ряд элементарные магнитики феррита, которыми являются вращающиеся в атомах электроны. Их можно сравнить с вращающимися волчками. Известно, что если слегка ударить по оси вращающегося волчка, то конец оси начнет совершать вращательное движение (прецессию).

Магнитное поле СВЧ волны, проходящей вдоль намагниченной ферритовой пластинки, может повлиять на ее элементарные магнитики, которые будут при этом прецессировать с частотой, зависящей от величины внешнего магнитного поля,

$$f_{\text{прец}} \approx 220 H_0, \quad (2.3)$$

где $f_{\text{прец}}$ — частота прецессии, МГц; H_0 — напряженность внешнего магнитного поля, А/м.

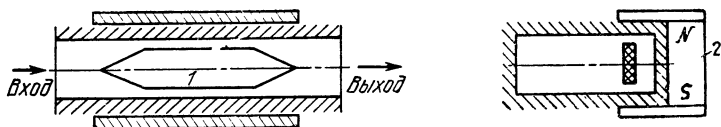


Рис. 2.18. Схема устройства ферритового вентиля:

1 — ферритовая пластина; 2 — постоянный магнит

Можно так подобрать взаимное расположение ферритовой пластинки и направления постоянного магнитного поля относительно проходящей СВЧ волны (ее частота f_0 должна быть близкой к частоте $f_{\text{прец}}$), что при движении в одном направлении волна будет раскачивать электроны-волчки в феррите, затрачивая на это свою энергию, а при движении в противоположном направлении не будет взаимодействовать с ними, т. е. будет проходить через намагниченный феррит без потерь энергии.

Пример устройства ферритового вентиля дан на рис. 2.18. При распространении СВЧ волны в прямом направлении потери энергии малы — обычно не более 0,3—0,5 дБ. Волна обратного направления почти целиком поглощается в феррите; этим обеспечивается ослабление отраженной волны в 100 и более раз и эффективная развязка СВЧ приборов от отраженных волн, возникающих при больших значениях КСВН нагрузок.

2.9. НЕКОТОРЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СВЧ СИСТЕМ В ПОЛОСКОВОМ ИСПОЛНЕНИИ

Все рассмотренные в настоящей главе элементы СВЧ систем могут быть выполнены с применением полосковой линии передачи (см. § 1.1). Основным достоинством таких элементов является возможность получения очень малых размеров и массы. Электрическая прочность элементов в полосковом исполнении невелика. Они могут применяться, как правило, в системах с мощностью не более десятков или сотен ватт. В очень большом числе случаев такая мощность является вполне достаточной (входные маломощные каскады всевозможных СВЧ устройств, измерительные устройства и др.), и по-

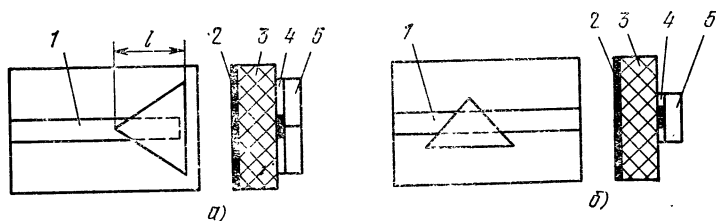


Рис. 2.19. Согласованная нагрузка (а) и аттенуатор (б) в полосковой линии:

1 — полосковая линия; 2 — металлизированная поверхность; 3 — диэлектрическая пластина; 4 — слой клея; 5 — поглощающий материал

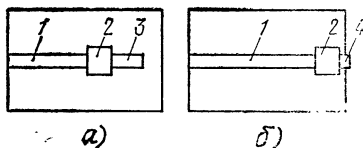


Рис. 2.20. Миниатюрные нагрузки в полосковой линии:

1 — полосковая линия; 2 — напыленные площадки из металла с высоким сопротивлением; 3 — участок разомкнутой полосковой линии; 4 — короткозамыкающая перемычка

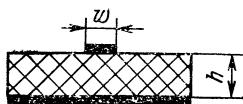


Рис. 2.21. Несимметричная полосковая линия

полосковые СВЧ конструкции находят все более широкое применение. В частности, на их основе создаются СВЧ интегральные микросхемы — перспективные СВЧ устройства.

Простейшая согласованная нагрузка для полосковой линии может (рис. 2.19,а) представлять собой заостренную пластину из поглощающего СВЧ энергию материала, приклеиваемую непосредственно на металлическую полосу. Подобные пластинки могут быть использованы и в аттенуаторах (рис. 2.19,б), выполненных на полосковой линии. Длина l нагрузки для диапазона длин волн 3—4 см составляет лишь 10—15 мм. Еще меньшие размеры имеют нагрузки в виде напыленных на диэлектрическую подложку площадок из высокоомного материала, например, хрома (рис. 2.20), подключаемых к полосковой линии либо разомкнутым четвертьволновым отрезком (а), либо короткозамыкающей перемычкой (б).

Если расположить две полосковые линии параллельно друг другу на близком расстоянии, то СВЧ волна, распространяющаяся в одной из них, будет частично

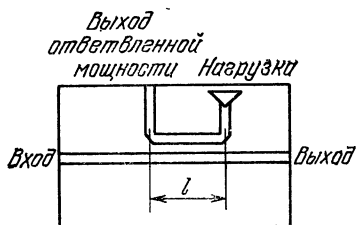


Рис. 2.22. Направленный ответвитель в полосковом исполнении

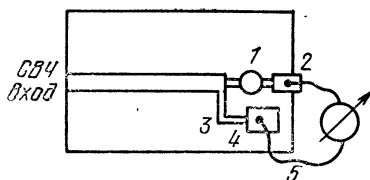


Рис. 2.23. Детекторная секция в полосковом исполнении

проникать во вторую линию. Длина волны в полосковой линии λ_s приближенно равна

$$\lambda_s \approx \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{эф}}}, \quad \epsilon_{эф} = \frac{\epsilon + 1}{2} + \frac{\epsilon - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 10h/w}}, \quad (2.4)$$

где λ_0 — длина волны в воздухе; $\epsilon_{эф}$ — эффективная диэлектрическая проницаемость; ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость материала подложки; w — ширина полосковой линии; h — толщина подложки (рис. 2.21).

Если сделать протяженность общего участка параллельных полосковых линий близким к величине $l \approx n\lambda_s/4$ (n — нечетное число), то в таких связанных линиях наблюдается эффект направленности. Конструкция полоскового направленного ответвителя представлена на рис. 2.22.

Пример полосковой конструкции детекторной секции дан на рис. 2.23. В разрыв полосковой линии, соединенной на конце с нижним металлическим покрытием перемычкой 2, включается диод 1. Он представляет собой бескорпусную конструкцию в виде таблетки с двумя ленточными выводами, которые и подпаиваются к полосковой линии. Металлизированная полоска 3 и площадка 4, к которой припаивается провод 5, служат для замыкания постоянной составляющей выпрямленного тока. Ширина полоски 3 очень мала (10—20 мкм), благодаря чему полоска представляет собой большое индуктивное сопротивление для СВЧ токов. Площадка 4 образует небольшой конденсатор. На СВЧ сопротивление его очень мало. Площадка 4 и полоска 3 являются филь-

тром, не пропускающим СВЧ токи к микроамперметру, т. е. выполняющим роль СВЧ изолятора.

Некоторые примеры конструкций трансформаторов сопротивлений в полосковых устройствах да-

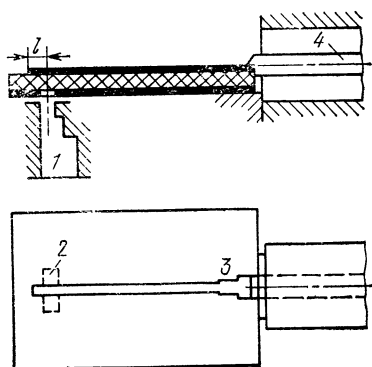


Рис. 2.24. Трансформаторы сопротивлений между полосковой линией и волноводной и коаксиальной линиями

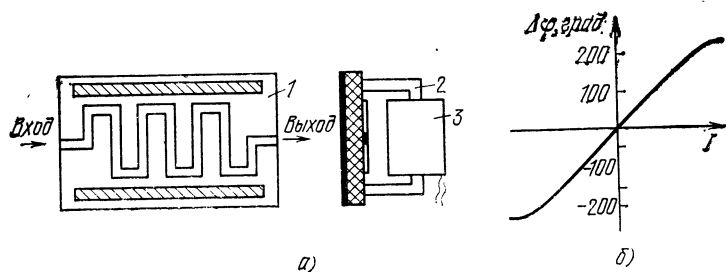


Рис. 2.25. Полосковый фазовращатель (а) и зависимость фазового сдвига от тока электромагнита (б)

ны на рис. 2.24. Волновод 1 со ступенчатым трансформатором примыкает к металлизированной стороне полосковой линии передачи. В металлизации сделана щель 2. Размеры щели и длина участка 1 полосковой линии выбираются так, чтобы обеспечить согласование волновода с линией. Ступенчатый полосковый трансформатор 3 согласует волновые сопротивления линий с малой и большой шириной полосы, а трансформатор в виде срезанного и скошенного участка центрального проводника 4 коаксиальной линии согласует волновое сопротивление полосковой линии с волновым сопротивлением коаксиальной линии.

Наиболее простой полосковый фазовращатель представляет собой диэлектрическую пластинку, располагаемую вблизи полосковой линии. Приближая или удаляя пластинку от полосы, можно в некоторых пределах изменять эффективную диэлектрическую проницаемость, т. е. фазу выходного сигнала. Более совершенная конструкция полоскового фазовращателя изображена на рис. 2.25. В ней в качестве подложки 1 используется пластина из магнитодиэлектрического материала (феррита). Полосковая линия наносится на нее в виде «змейки». Ярмо 2 из железа и катушка 3 создают регулируемое по величине магнитное поле внутри пластины. У такого фазовращателя наблюдается близкая к линейной зависимость между постоянным током, питающим катушку, и фазовым сдвигом волны между выходом и входом вплоть до 150—200 град (рис. 2.25, б).

На рис. 2.26 дана широко используемая конструкция полосковой ферритовой развязки. Входная полосковая линия подсоединена через ступенчатый трансформатор к металлизированному диску 1. От диска отходят две

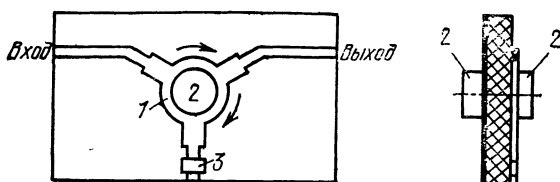


Рис. 2.26. Ферритовый циркулятор в полосковом исполнении

линии: одна является выходной, а вторая нагружена на согласованную нагрузку 3. Подложка выполняется из ферритового материала, а цилиндрические магниты 2 создают в ней постоянное магнитное поле.

Выбором диаметра металлизированного диска и значения постоянного магнитного поля в рассматриваемой конструкции можно создать так называемые *условия циркуляции*, при которых СВЧ волна, распространяясь по периферии диска в одну сторону (на рис. 2.26 — по часовой стрелке), беспрепятственно попадает в выходную линию передачи. Если дальше в линии передачи есть отражение, то возвращающаяся во входную линию отраженная волна попадает в согласованную нагрузку 3, чем и обеспечивается СВЧ развязка между входом и выходом рассматриваемого устройства. Направление циркуляции волны зависит от направления внешнего магнитного поля и изображено на рис. 2.26 стрелкой. Описанная ферритовая развязка получила название *ферритового циркулятора*. Диаметр диска в циркуляторе трех-четырёхсантиметрового диапазона длин волн составляет 4—6 мм. Существуют и другие конструкции развязок в полосковом исполнении.

У п р а ж н е н и я

1. Переходное ослабление ответвителя равно 30 дБ, мощность в основном канале 1 Вт. Определите значение ответвляющейся мощности.
2. Определите, достаточно ли включить между нагрузкой и СВЧ генератором ферритовую развязку на 10 дБ, если известно, что КСВН нагрузки равен 5, а генератор устойчиво работает при КСВН не более 1,2.

ОБЪЕМНЫЕ РЕЗОНАТОРЫ И ЗАМЕДЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

3.1. УСТРОЙСТВО И ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБЪЕМНОГО РЕЗОНАТОРА

На рис. 3.1 изображен прямоугольный волновод 1, закороченный на конце пластиной 2 (с отверстием 3), к которому присоединен полностью закороченный отрезок 4 такого же волновода. Что произойдет, если на вход такого устройства будет поступать СВЧ волна? Очевидно, что частично эта волна через отверстие 3 попадет в волновод 4, дойдет до его закороченного конца, отразится полностью и через некоторое время достигнет перегородки 2. Здесь она частично уйдет в отверстие 3, а частично отразится от перегородки 2 и начнет взаимодействовать с волной того же направления, входящей в волновод 4 через отверстие 3 из волновода 1. Если между этими взаимодействующими волнами сдвиг во времени будет равен целому числу периодов, то они сложатся и по волноводу 4 пойдет усиленная волна.

Таким образом, в волноводе 4 при определенных условиях будет происходить накопление СВЧ энергии. Это накопление могло бы происходить до бесконечности, если бы в рассматриваемом устройстве не было потерь. Однако мы знаем, что при прохождении СВЧ волны по любой линии передачи происходит нагревание ее проводников, т. е. потеря энергии. Кроме того, энергия из объема волновода 4 вытекает через отверстие 3 назад, в волновод 1. Эти два фактора и определяют уровень, до которого происходит нарастание волны в объеме волновода 4. Подобное накопление энергии называется резонансным, а рассмотренное устройство называется *объемным резонатором*.

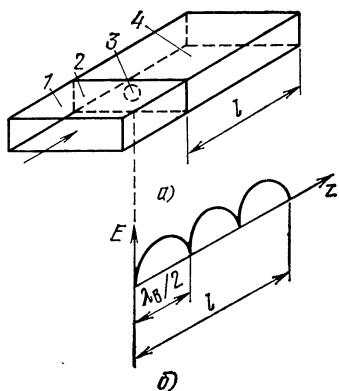


Рис. 3.1. Объемный СВЧ резонатор (а) и распределение электрического поля СВЧ волны вдоль него (б)

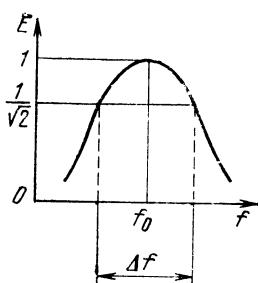


Рис. 3.2. Частотная характеристика объемного резонатора

Напряженности полей в резонаторе в сотни и тысячи раз больше напряженностей полей в линии передачи, подводящей к нему СВЧ энергию. Процесс накопления энергии в резонаторе происходит очень быстро, поскольку скорость движения энергии в волноводе очень велика. При рассмотрении процессов в объемном резонаторе можно установить следующее:

1) резонансное накопление энергии происходит при условии, что длина волновода (резонатора) равна $n(\lambda_{вр}/2)$ (n — любое целое число, кроме 0; $\lambda_{вр}$ — длина волны в волноводе при резонансе);

2) всегда можно подобрать такой размер отверстия связи с резонатором, что подводящая линия передачи будет работать на резонансной длине волны $\lambda_{вр}$ в режиме согласования, т. е. резонатор будет представлять собой нагрузку с КСВН, равным 1 (такая связь называется *критической*); при меньшем или большем отверстии связи КСВН резонатора при резонансе возрастает (говорят, что резонатор при этом недосвязан или пересвязан с подводящей линией);

3) чем меньше отверстие связи с резонатором, тем чувствительнее становится резонатор к точности настройки на резонансную длину волны: малейшее отклонение от резонанса по длине волны приводит к резкому уменьшению напряженности полей в резонаторе.

Значения частот выше и ниже резонансной, при которых напряженность поля в резонаторе уменьшается в 2 раз, определяют полосу пропускания Δf резонатора (рис. 3.2). *Добротностью* резонатора называется отношение резонансной частоты f_0 к полосе пропускания

$$Q = f_0 / \Delta f. \quad (3.1)$$

Чем меньше отверстие связи с резонатором, тем меньше полоса пропускания и тем выше добротность. При слабых связях основные потери энергии происходят в стенках резонатора и добротность практически перестает зависеть от степени связи резонатора с линией.

Это значение добротности называется *собственной* (нулевой) добротностью и обозначается через Q_0 . Добротность, определенная по формуле (3.1) при сильной связи, называется *нагруженной* и обозначается часто как Q_n . Из рассмотренного следует, что Q_n всегда меньше Q_0 или в пределе (при слабой связи) равна ей. Можно показать теоретически, что при критической связи, когда КСВН в линии перед резонатором равен 1, всегда $Q_n = Q_0/2$.

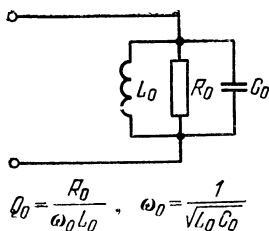


Рис. 3.3. Параллельный колебательный контур

Таким образом, если на вход резонатора поступает сразу несколько сигналов различных частот (длин волн), то только те из них, частота которых близка к собственной резонансной частоте резонатора, будут создавать в нем колебания с большой амплитудой. Резонатор как бы «избирает» и подчеркивает сигналы «своей» частоты. Из радиотехники известно, что свойством частотной избирательности обладает, например, параллельный колебательный контур (рис. 3.3), составленный из катушки индуктивности L_0 и конденсатора C_0 . Сопротивление R_0 вносит потери в контур и отображает тот факт, что катушка и конденсатор никогда не бывают идеальными (в проводах катушки и в диэлектрике конденсатора неизбежны потери). Значение сопротивления R_0 определяет собственную добротность параллельного колебательного контура. Объемный резонатор вблизи резонансной частоты обладает свойствами простого колебательного контура.

При анализе различных СВЧ цепей, а также при рассмотрении принципов работы многих СВЧ приборов часто бывает полезно заменять объемный резонатор эквивалентным колебательным контуром. При этом параметры резонатора f_0 , Q_0 и R_0 определяются экспериментально, а эквивалентные значения индуктивности и емкости вычисляются по формулам

$$L_0 = R_0 / (2\pi f_0 Q_0), \\ C_0 = Q_0 / (2\pi f_0 R_0).$$

Экспериментальное определение величин f_0 и Q_0 с достаточной для практики точностью можно произвести не-

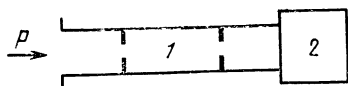


Рис. 3.4. Схема определения добротности резонатора

несколькими способами. Простейший из них заключается в том, что к резонатору 1, слабо связанному с основным подводящим волноводом, подключается дополнительный, тоже слабо связанный волновод, заканчивающийся измерителем мощности 2 (рис. 3.4).

Подавая на вход резонатора одну и ту же мощность на различных частотах, снимают зависимость мощности, прошедшей через резонатор к измерителю, от частоты. На графике этой зависимости (рис. 3.5) находят частоты f_1 и f_2 , соответствующие половинной мощности, и определяют значения f_0 и $Q_0 = f_0 / (f_2 - f_1)$.

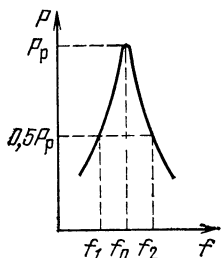


Рис. 3.5. Зависимость мощности, проходящей через резонатор, от частоты

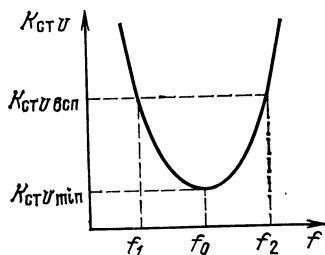


Рис. 3.6. Зависимость КСВН от частоты

Еще один достаточно простой способ определения Q_0 при связи меньше критической состоит в том, что измеряют зависимость КСВН от частоты в передающей линии (перед резонатором) и на графике (рис. 3.6) находят f_0 , соответствующую минимальному значению КСВН ($K_{свн min}$). Далее рассчитывают вспомогательное значение КСВН:

$$K_{свн всеп} = \frac{2 + 1/K_{свн min}^2 + \sqrt{4 + 1/K_{свн min}^4}}{2K_{свн min}}.$$

По величине $K_{свн всеп}$ находят частоты f_1 и f_2 и затем рассчитывают Q_0 :

$$Q_0 = f_0 / (f_2 - f_1).$$

Двух параметров резонаторов (f_0 и Q_0) часто бывает достаточно для анализа СВЧ цепей. В некоторых случаях требуется экспериментально измерять и величину R_0 . Методика этого измерения сложна и здесь рассматриваться не будет.

Таким образом, объемный резонатор полностью характеризуется тремя параметрами: резонансной частотой f_0 (или резонансной длиной волны λ_p), добротностью Q_0 и сопротивлением потерь R_0 .

3.2. ВИДЫ КОЛЕБАНИЙ В РЕЗОНАТОРАХ. ЭЛЕМЕНТЫ СВЯЗИ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧ С РЕЗОНАТОРАМИ И ЭЛЕМЕНТЫ НАСТРОЙКИ РЕЗОНАТОРОВ

В поперечном сечении объемных резонаторов, представляющих собой закороченные отрезки линий передач (коаксиальных и волноводных), наблюдаются те же картины распределения электрических и магнитных полей, что и в линиях передачи при различных типах распространяющихся в них волн. Так, в поперечном сечении коаксиального объемного резонатора основной картиной является картина поля Т-волны (рис. 1.8,а). В поперечном сечении резонатора из прямоугольного волновода могут наблюдаться картины полей, соответствующие рис. 1.21, т. е. H_{10} , H_{20} , E_{11} и т. д. Такие же сложные картины полей наблюдаются в поперечном сечении резонатора, выполненного на закороченном круглом волноводе (рис. 1.24).

Вдоль резонатора во всех случаях наблюдается стоячая волна (рис. 1.11,а). Различные распределения полей в резонаторах называются *видами колебаний*. Обозначают виды колебаний соответственно обозначениям типов

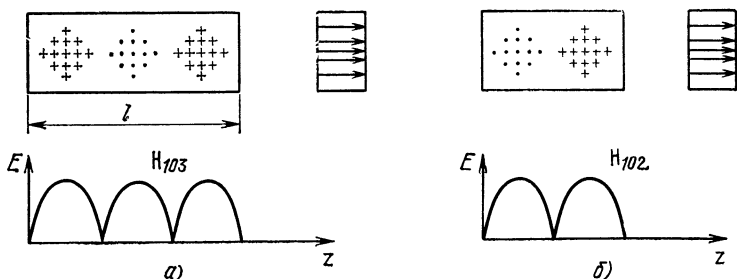


Рис. 3.7. Распределение полей вдоль резонатора при различных видах колебаний: H_{103} (а) и H_{102} (б)

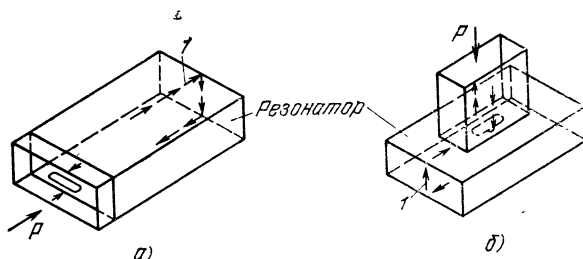


Рис. 3.8. Правильное (а) и неправильное (б) расположение отверстия связи волновода с объемным резонатором:

I — пути СВЧ токов в резонаторе

волн в линиях передачи (§ 1.2) с добавлением числового индекса, показывающего число полуволн, укладываемых на длине резонатора. Для примера на рис. 3.7 изображены картины электрического поля для двух видов колебаний в прямоугольном резонаторе. При больших размерах резонаторов, когда в образующем волноводе может существовать много типов волн (см. рис. 1.22), наблюдается много видов колебаний, причем каждому виду колебаний соответствует своя резонансная частота.

Получить объемный резонатор можно, не только закорачивая регулярный отрезок линии передачи, но и используя любые замкнутые металлические полости. Строить картины полей в таких резонаторах сложной формы трудно, и в ряде случаев их определяют экспериментально. Сложные формы резонаторов особенно часто используются при конструировании различных приборов СВЧ. С конструкцией некоторых из таких резонаторов мы познакомимся в следующем параграфе.

Связь резонатора с линией передачи может быть выполнена в виде одного или нескольких отверстий, щели, петли, штыря. Для того чтобы правильно сконструировать элемент связи, надо хорошо знать направления протекания СВЧ токов по стенкам линий передачи и по стенкам резонатора. Отверстия и щели будут выполнять роль элементов связи только тогда, когда они перерезают пути токов как в линии передачи, так и в резонаторе.

Пример правильного и неправильного расположения элемента связи дан на рис. 3.8. Щель связи перерезает путь СВЧ токов I в подводящем волноводе в обоих случаях, но на рис. 3.8,а она перерезает также путь токов и

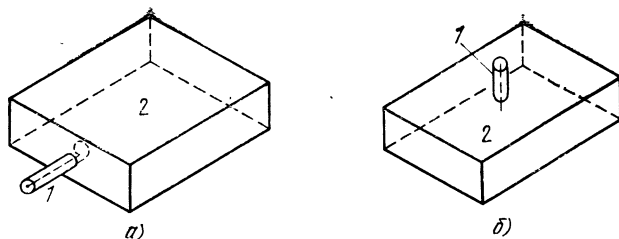


Рис. 3.9. Связь коаксиальной линии с объемным резонатором с помощью петли (а) и зонда (б):

1 — коаксиальная линия; 2 — резонаторы

в резонаторе (что правильно), а на рис. 3.8,б щель идет вдоль пути токов в резонаторе. В этом случае никакой связи с резонатором нет, резонанс возбудить в нем не удастся. На рис. 3.9 даны еще два примера правильного расположения элементов связи резонатора с коаксиальной линией.

Объемные резонаторы являются основными узлами многих СВЧ приборов (как будет ясно из второго раздела учебника). При этом часто резонатор пронизывается электронным потоком, т. е. резонатор должен быть вакуумированным. Чтобы отделить вакуумный объем резонатора от подводящих линий передач, используют диэлектрические пластины, припаиваемые к щелям или отверстиям связи. Иногда такие пластины впаиваются в подводящий волновод или коаксиальную линию.

Часто бывает необходимо изменять резонансную частоту резонатора. Проще всего это сделать в резонаторах, представляющих собой отрезки линий передач, применяя на одном из концов короткозамыкающие подвижные поршни (§ 2.5). Таким способом можно перестраивать резонаторы (при сохранении примерно постоянной добротности) на десятки процентов от основной частоты. Иногда требуется лишь небольшая подстройка частоты резонаторов. Это необходимо, например, в том случае, когда по условиям работы резонатор должен использоваться на одной частоте, а технологические неточности его изготовления приводят к разбросу значения резонансной частоты.

В таких случаях чаще всего используют подстроечные металлические винты, ввинчиваемые в стенку и проходящие в полость резонатора. Если при ввинчивании

винт попадает в пучность электрического поля и идёт вдоль силовых линий, то частота резонатора уменьшается, а его эквивалентная емкость увеличивается. Если же винт попадает в пучность магнитного поля, то он уменьшает индуктивность резонатора и увеличивает его резонансную частоту.

3.3. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РЕЗОНАТОРОВ. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ РЕЗОНАТОРОВ СВЧ ПРИБОРОВ

Резонаторы используются во всех случаях, когда требуется высокая чувствительность к изменению частоты. Прежде всего перестраиваемые резонаторы широко используются в качестве волномеров (частотомеров). В предыдущем параграфе отмечалось, что при резонансе на длине резонатора укладывается целое число полуволн. Если резонатор с подвижным поршнем сделать достаточно коротким, так чтобы в желаемом диапазоне измеряемых длин волн в нем укладывалась лишь одна полуволна, то удвоенная длина резонатора при резонансе будет равна измеряемой длине волны λ_v . Зная размеры поперечного сечения резонатора, можно вычислить критическую длину волны $\lambda_{кр}$, а затем найти резонансную длину волны или резонансную частоту по формулам

$$\lambda_0 = \lambda_v / \sqrt{1 + (\lambda_v / \lambda_{кр})^2}, \quad (3.2)$$

$$f_0 = c / \lambda_0. \quad (3.3)$$

На этом принципе и строятся волнометры. Обычно в них имеется связанный с поршнем микрометрический винт с делениями, каждому из которых соответствует свое значение длины волны и (или) частоты. Эта зависимость называется градуировочным графиком волномера. Индикатором настройки резонатора в резонанс является обычно небольшая петля, вводимая в объем резонатора и соединенная с детектором и микроамперметром (см. рис. 1.9).

Резонаторы используются также в качестве узкополосных фильтров. Если вместо короткозамкнутого четвертьволнового отрезка на рис. 2.7 поставить объемный резонатор, то можно значительно улучшить избирательные свойства фильтра. На рис. 3.10 в качестве примера показаны зависимости КСВН на входе устройства, изображенного на рис. 2.7, когда роль фильтра выполняет

четвертьволновый отрезок (1) и объемный резонатор (2).

Одна из основных областей применения объемных резонаторов — резонансные системы СВЧ приборов. Низкочастотные электронные лампы являются нерезонансными элементами, и избирательные свойства таких радиотехнических устройств, как генераторы, резонансные усилители и др., обеспечиваются использованием

колебательных контуров из индуктивностей и емкостей (рис. 3.3). В СВЧ диапазоне также необходимы высокостабильные по частоте генераторы, резонансные усилители и т. д. В этих случаях избирательные свойства обеспечиваются объемными резонаторами, являющимися неотъемлемой частью многих СВЧ приборов. При этом резонаторы сильно отличаются по форме от рассмотренных выше (отрезок прямоугольного или круглого волновода, отрезок коаксиальной линии), что вызвано необходимостью сопрягать резонаторы с остальными частями прибора (катод, электроды фокусировки электронного луча и т. д.). Устройство наиболее распространенных СВЧ приборов будет подробно рассмотрено во втором

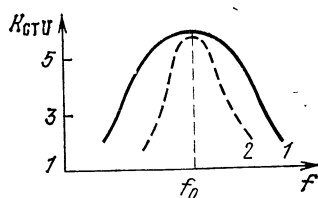


Рис. 3.10. Зависимость КСВН от частоты при использовании в качестве фильтра четвертьволнового отрезка (1) и объемного резонатора (2)

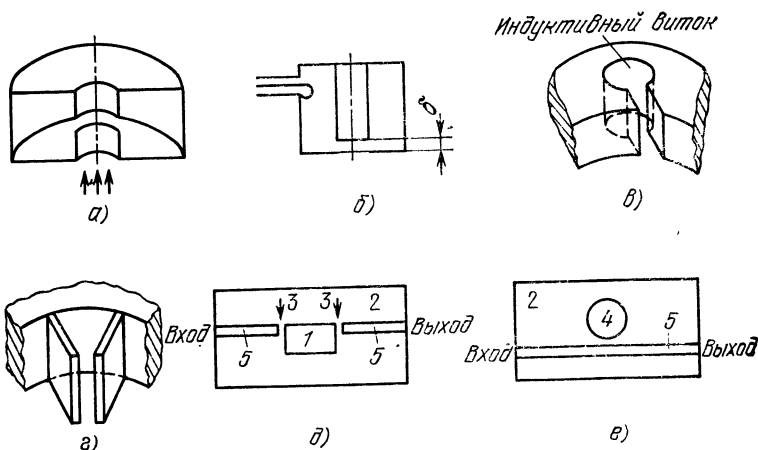


Рис. 3.11. Типы объемных резонаторов, широко используемые в конструкциях СВЧ приборов

разделе учебника. Здесь же мы дадим лишь общее представление о типах резонаторов СВЧ приборов.

На рис. 3.11,а изображен тороидальный резонатор клистрона — СВЧ прибора, способного генерировать и усиливать СВЧ колебания. Резонатор представляет собой закороченный отрезок круглого волновода, доньшики которого в центре выступают навстречу одно другому и выполнены в виде трубочек. При резонансе между концами трубочек появляется значительное СВЧ напряжение, с которым взаимодействует электронный поток клистрона (изображен на рисунке стрелками). На рис. 3.11,б представлен еще один тип резонатора клистрона — коаксиальный резонатор с торцевой емкостью. Он представляет собой коаксиальную линию, закороченную лишь с одного конца. На втором конце между центральным проводником и доньшком имеется зазор δ , образующий конденсатор небольшой емкости (откуда и название резонатора). Внутренний проводник выполняется в виде трубки, внутри которой проходит электронный луч, взаимодействующий в зазоре δ с СВЧ полем.

На рис. 3.11,в, г изображены два наиболее распространенных типа резонаторов магнетрона — высокоэффективного генератора СВЧ колебаний. Первый из них называется резонатором типа «щель — отверстие», а второй — резонатором секторного типа (резонаторов в магнетроне несколько и расположены они по окружности, поэтому на рисунке изображены вырывы). Электронный поток в магнетроне проходит мимо щелей резонаторов, где взаимодействует с СВЧ электрическими полями.

Один из типов полоскового резонатора, применяемого в сочетании с полупроводниковыми СВЧ приборами, представлен на рис. 3.11,д. Собственно резонатором является металлизированная площадка 1 на диэлектрической подложке 2. Связь с полосковыми линиями передачи осуществляется через зазоры 3. Очень удобным для использования в полосковых устройствах является диэлектрический резонатор (рис. 3.11,е), представляющий собой небольшую таблетку 4 из диэлектрического материала с большим значением ϵ (обычно несколько десятков единиц). Такая таблетка «втягивает» в себя СВЧ поля, и при определенном соотношении между ее размерами, значением ϵ и длиной волны λ наступает резонанс. Связь диэлектрического резонатора с полосковой линией 5 осуществляется простым приближением его к линии на нужное расстояние.

3.4. ЦЕПОЧКИ РЕЗОНАТОРОВ. ЗАМЕДЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

В некоторых СВЧ приборах и устройствах применяются не отдельные резонаторы, а цепочки резонаторов, связанных друг с другом. Так, уже рассмотренные на рис. 3.11, *б*, *г* резонаторы являются элементами таких цепочек. В качестве примера на рис. 3.12 изображен резонаторный блок магнетрона. Он представляет собой свернутую в кольцо цепочку резонаторов типа «щель—отверстие». Связь между резонаторами осуществляется через открытые торцы и щели.

На рис. 3.13 представлена цепочка прямоугольных резонаторов, соединенных друг с другом и связанных через отверстия в общих стенках. Без особого доказательства должно быть ясно, что если возбудить первый слева резонатор, то СВЧ энергия не останется в нем, а через соседнее отверстие попадает сначала во второй резонатор, затем в третий и т. д.

Таким образом, цепочка резонаторов может рассматриваться как линия передачи СВЧ колебаний, имеющая ограничивающие стенки сложной формы, периодически повторяющиеся в направлении распространения энергии. Свойства таких линий передачи сильно отличаются от свойств уже рассмотренных коаксиальной и волноводной линий передач. Поэтому такие линии выделяют в отдельный класс и называют *замедляющими системами*. На рис. 3.14 показаны коаксиальная линия и волновод с небольшими периодическими выступами (ребрами). Решение уравнений Максвелла для таких линий передач показывает, что в них могут распространяться волны с замедленной фазовой скоростью, т. е. со скоростью, меньшей c . Отсюда и происходит название

Рис. 3.12. Резонаторный блок магнетрона в поперечном сечении

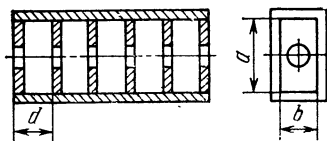
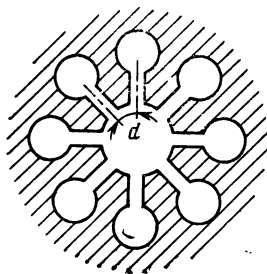


Рис. 3.13. Цепочка резонаторов, связанных через отверстия в общих стенках

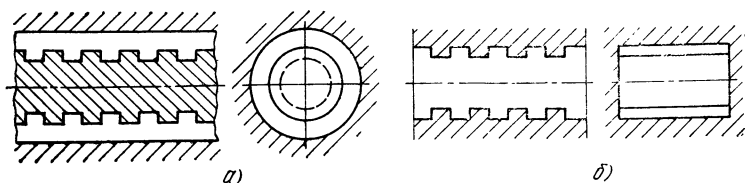


Рис. 3.14. Коаксиальная линия (а) и волновод (б) с периодическими выступами

«замедляющие системы». Существует множество типов замедляющих систем, из которых мы рассмотрим только как наиболее характерные так называемые неоднородные замедляющие системы. К ним относятся уже упоминавшиеся цепочки резонаторов.

Первая особенность цепочки резонаторов как линии передачи состоит в том, что в ней волны распространяются лишь в пределах отдельных частотных диапазонов — *полос пропускания*, каждая из которых характеризуется двумя критическими частотами. На рис. 3.15 дано сравнение областей существования типов колебаний по частоте для коаксиальной линии (к), прямоугольного волновода (в) и цепочки резонаторов — замедляющей системы (зс). Из рисунка видно, что коаксиальная линия пропускает колебания на всех частотах от нуля до бесконечности, а волновод — лишь колебания, частота которых превышает критическое значение $f_{кр}$, что мы уже отмечали в § 1.2. Замедляющая система пропускает колебания, частоты которых лежат между значениями $f_{кр1}$ и $f_{кр2}$ (для основной полосы пропускания), $f_{кр3}$ и $f_{кр4}$ и т. д. (для высших полос пропускания). Следовательно, цепочка резонаторов может выполнять роль полосового пропускающего фильтра.

Вторая особенность цепочки резонаторов как линии передачи состоит в том, что в ней скорость СВЧ волн, как отмечалось, может быть меньше скорости света. Как мы помним, в коаксиальной линии эта скорость равна скорости света, а в волноводе она больше скорости света [см. формулу (1.25)]. Замедление фазовой скорости можно на-

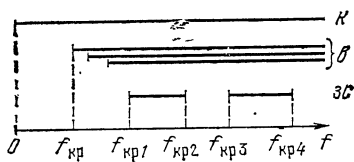


Рис. 3.15. Области существования различных типов колебаний в линиях передачи

глядно пояснить на примере проволочной спирали с радиусом, малым по сравнению с длиной СВЧ волны в свободном пространстве. Волна в спирали распространяется вдоль проводника со скоростью света, но за один оборот она перемещается вдоль оси спирали только на один шаг. Поэтому можно сказать, что волна вдоль оси движется медленнее скорости света во столько раз, во сколько раз длина витка спирали больше ее шага. Замедляющая система является важнейшим узлом многих электронных СВЧ приборов.

Рассмотрим основные параметры и характеристики замедляющих систем. Одним из основных параметров является коэффициент замедления, показывающий, во сколько раз фазовая скорость волны в системе меньше скорости света:

$$K_{\text{зам}} = c/v_{\phi} \quad (3.4); \quad v_{\phi} = \lambda_{\text{зс}} f. \quad (3.5)$$

Фазовая скорость волны в системе связана с частотой СВЧ колебаний. Напомним, что для коаксиальной линии $v_{\phi} = \lambda f$, а для волновода $v_{\phi} = \lambda_{\text{в}} f$.

Для замедляющей системы также можно записать (3.5). Учитывая, что $v_{\phi} = c$ в коаксиальной линии, $v_{\phi} > c$ в волноводе и $v_{\phi} < c$ в замедляющей системе, можно сказать, что длина волны СВЧ колебаний данной частоты в коаксиальной линии такая же, как и в свободном пространстве, длина волны в волноводе больше длины в свободном пространстве, а длина волны в замедляющей системе меньше длины волны в свободном пространстве. Эти соотношения показаны на рис. 3.16.

Подставляя значение v_{ϕ} из формулы (3.5) в формулу (3.4) и учитывая, что c/f равно длине волны в свободном пространстве, получаем

$$K_{\text{зам}} = \lambda / \lambda_{\text{зс}}. \quad (3.6)$$

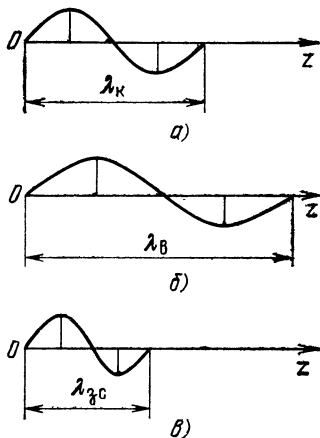


Рис. 3.16. Сравнение длин волн в различных линиях передачи при одной и той же частоте: а — в коаксиальной линии; б — в волноводе; в — в замедляющей системе

Формула (3.6) подсказывает простой экспериментальный способ определения коэффициента замедления в замедляющей системе: для этого достаточно определить длину волны $\lambda_{\text{зс}}$. Однако на практике осуществить такой способ оказывается совсем не просто, что связано со следующим. Как видно из рис. 1.13 и 3.1 и как следует из формулы (1.14), в закороченной или разомкнутой линии передачи или в объемном резонаторе на их основе амплитуда стоячей волны изменяется по синусоидальному закону. В этом случае, как мы знаем, расстояние между соседними максимумами или минимумами поля, легко определяемое с помощью измерительной линии, равно половине длины волны в линии передачи.

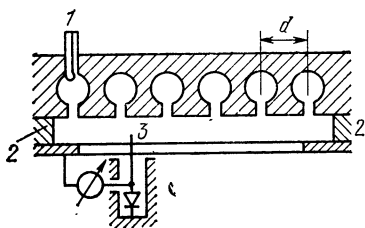


Рис. 3.17. Схема для исследования распределения полей в замедляющей системе:

1 — коаксиальный ввод СВЧ энергии в замедляющую систему; 2 — закорачивающие пластины; 3 — зонд, перемещающийся в прорези нижней пластины; d — шаг системы

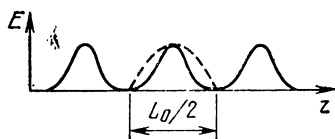


Рис. 3.18. Распределения амплитуды электрического поля E в замедляющей системе на некоторой частоте

На рис. 3.17 изображен закороченный с концов отрезок замедляющей системы с зондом для исследования распределения поля вдоль системы, а на рис. 3.18 схематически показано это распределение для одной из частот. Из рис. 3.18 видно, что картина стоячей волны в замедляющей системе имеет периодический характер, но более сложна, чем картина стоячей волны в коаксиальной линии или волноводе, и сильно отличается от синусоидального распределения (штриховая линия на рис. 3.18). Таким образом, не ясно, как определить из рис. 3.18 длину волны в замедляющей системе.

Из математики известно, что любую кривую линию, подобную, например, изображенной на рис. 3.18 и отличающуюся от синусоиды, можно представить в виде суммы синусоидальных кривых с периодами, кратными

периоду повторения L_0 . Такая операция называется разложением в ряд Фурье. На рис. 3.19 для примера показано, как сложением двух синусоидальных кривых с различными периодами (L_0 и $L_0/3$) можно получить картину, очень напоминающую изображенную на рис. 3.18. Если взять не две, а бесконечно много синусоидальных кривых, то суммарная кривая будет в точности повторять изображенную на рис. 3.18.

Таким образом, можно сказать, что пространственную картину распределения поля вдоль замедляющей системы можно считать состоящей из множества синусоидальных кривых.

Для каждой такой кривой, как и для всякой синусоиды, можно определить длину волны $\lambda_{\text{зс}}$. Эти волны называются *пространственными гармониками*, и для каждой частоты их бесконечно много. Каждой пространственной гармонике соответствует свое значение фазовой скорости [см. формулу (3.5)]. Мы уже отмечали выше, что в коаксиальной линии и в волноводе одной и той же частоте также соответствуют различные длины волн, но только в том случае, когда эти линии передачи заполняются диэлектриками с различными значениями ϵ . В замедляющих системах даже при одном и том же значении ϵ для каждой частоты существует множество длин волн $\lambda_{\text{зс}}$ в системе.

Существование пространственных гармоник в замедляющих системах — очень важный фактор, учитываемый и используемый при конструировании СВЧ приборов. Электрон может отдать энергию электрическому полю волны, например, тогда, когда он тормозится этим полем, т. е. все время находится в одном из полупериодов поля. Это возможно в том случае, когда электрон движется со скоростью, равной фазовой скорости волны. Поскольку электрону нельзя сообщить световую скорость (согласно теории относительности для этого требуется бесконечно большая разность потенциалов), становится совершенно необходимым применение замедляющих систем, уменьшающих фазовую скорость СВЧ волны.

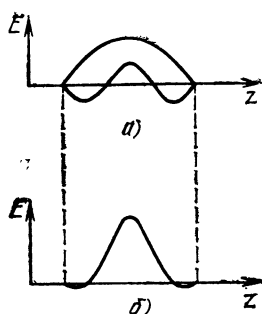


Рис. 3.19. Суммирование двух синусоидальных кривых с различными периодами:

а — заданные синусоиды; б — суммарная синусоида

Пространственная гармоника с наибольшей длиной волны называется *основной*, остальные гармоники называются *высшими*. Их длины волн $\lambda_{зс}$ в 2, 3, 4 и т. д. раз меньше длины волны основной гармоники. Соответственно их коэффициент замедления [формула (3.6)] во столько же раз больше коэффициента замедления основной гармоники.

Введение пространственных гармоник позволяет вместо движения по замедляющей системе СВЧ волны со сложным несинусоидальным распределением полей рассматривать движение множества синусоидальных волн. Строгое решение уравнений Максвелла для замедляющих систем показывает, что пространственные гармоники различаются не только значением фазовой скорости, но и ее направлением. Это означает, что для правильного представления сложного поля движущейся по замедляющей системе волны с помощью набора гармоник необходимо считать, что половина этих гармоник движется в ту же сторону, что и волна, а оставшиеся гармоники движутся в противоположную сторону. В первом случае гармоники называются *положительными* или *прямыми*, во втором — *отрицательными* или *обратными*. Прямые гармоники называют также *прямыми волнами*, обратные — *обратными волнами*.

Распределение поля вдоль замедляющей системы (рис. 3.18) зависит от частоты, т. е. длины волн $\lambda_{зс}$ как основной, так и высших пространственных гармоник различны для различных частот. Зависимость замедления от частоты называется *дисперсионной характеристикой* замедляющей системы. На рис. 3.20 приведены типичные дисперсионные характеристики замедляющих систем. В точке максимального замедления длина волны $\lambda_{зс}$ основной гармоники наименьшая и равна удвоенному шагу структуры самой замедляющей системы. Мгновенные направления СВЧ полей в соседних резонаторах системы при этом противоположны, что соответствует сдвигу по фазе на 180° ($\varphi = \pi$). В связи с этим говорят, что в этой точке в замедляющей системе устанавливается π -вид колебаний. Соответствующее значение длины волны отмечается индексом π :

$$\lambda_{зс\pi} = 2d. \quad (3.7)$$

Вблизи точки нулевого замедления основной гармоники фазовая скорость быстро возрастает до бесконеч-

ности, т. е. вся замедляющая система ведет себя не как цепочка резонаторов, а как один резонатор. При этом колебания во всей системе происходят синфазно, т. е. сдвиг фаз поля в соседних резонаторах равен нулю ($\varphi = 0$); говорят, что этой точке дисперсионной характеристики соответствует нулевой вид колебаний. Точки $\varphi = \pi$ $\varphi = 0$ соответствуют границам дисперсионных характеристик, т. е. границам полос пропускания. В некоторых замедляющих системах (например, спиральной) дисперсионная характеристика теоретически занимает всю полосу частот от нуля до бесконечности. В большинстве же замедляющих систем наблюдается несколько полос пропускания (рис. 3.15), т. е. каждая дисперсионная характеристика занимает по частоте небольшой диапазон.

Если частота π -вида колебаний выше частоты нулевого вида, то дисперсия в системе называется *нормальной* (рис. 3.20, а). Если же частота π -вида ниже частоты нулевого вида, то дисперсия называется *аномальной* (рис. 3.20, б). Средний наклон дисперсионных характеристик всех гармоник таков, что касательные сходятся в одной точке K на оси замедлений, соответствующей замедлению групповой скорости волны.

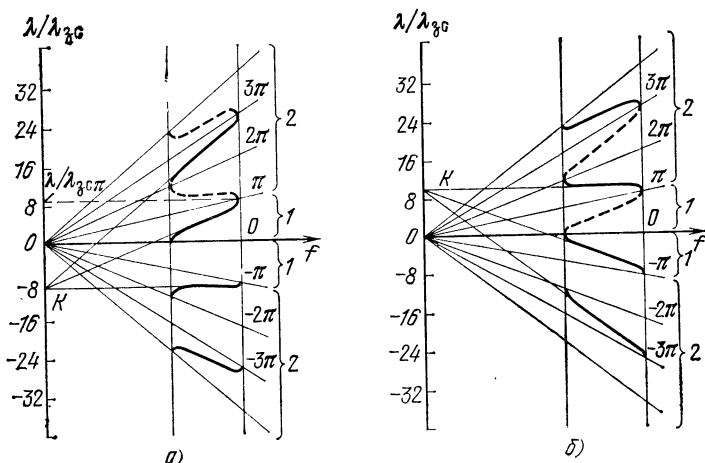


Рис. 3.20. Типичные дисперсионные характеристики замедляющих систем:

а — нормальная дисперсия; б — аномальная дисперсия (1 — основная гармоника; 2 — высшие гармоники)

Иногда ради удобства характеристики отрицательных гармоник также изображают в верхней полуплоскости (штриховые кривые на рис. 3.20). При этом они оказываются зеркальными изображениями характеристик положительных гармоник относительно лучей $\varphi = \pi$, 2π , 3π и т. д.

Важным параметром замедляющей системы при ее применении в приборах СВЧ является сопротивление связи $R_{св}$. Назначение замедляющих систем в приборах СВЧ — способствовать наилучшему взаимодействию полей СВЧ с электронными потоками. Это взаимодействие будет тем сильнее, чем больше напряженность электрического поля в том месте, где пролетает электрон [см. формулу (1.9)]. Таким образом, при конструировании замедляющих систем стремятся сделать так, чтобы подводимые к ним СВЧ колебания при распространении имели наибольшие амплитуды электрического поля в местах прохождения электронного потока. Сопротивление связи в таких системах будет большим. В этом смысле можно провести грубую аналогию между замедляющей системой и повышающим трансформатором, задача которого — обеспечить высокое выходное напряжение при небольшом подводимом напряжении.

Замедляющая система, как и всякая линия передачи, характеризуется волновым сопротивлением. Как мы уже знаем [формула (1.18)], линия передачи работает в наиболее благоприятном режиме (режиме согласования) тогда, когда она нагружена на сопротивление, равное волновому. Мы уже отмечали, что даже для волноводов введение понятия волнового сопротивления усложняется. Тем более это относится к замедляющим системам. Однако существуют способы расчета, позволяющие с достаточной точностью определить значение волнового сопротивления самых сложных замедляющих систем. Обычно замедляющая система, если она не свернута в кольцо, как в магнетроне, подсоединяется на входе и выходе к стандартным линиям передачи (коаксиальной или волноводной). Так что проблема согласования замедляющей системы заключается в разработке подходящих трансформаторов сопротивлений (см. § 2.6), согласующих волновое сопротивление системы с волновым сопротивлением входной и выходной линий. Конкретные примеры таких трансформаторов сопротивлений будут даны при рассмотрении различных приборов СВЧ во втором разделе.

В одних типах приборов (например, в магнетроне с резонаторным блоком, рис. 3.12) трансформатор сопротивлений можно рассчитать теоретически. В других типах такой расчет затруднен или невозможен из-за сложности конфигурации СВЧ полей в замедляющих системах. Поэтому при разработке согласующих трансформаторов широко применяется экспериментальная отработка на макетах замедляющих систем с использованием измерительной линии.

У п р а ж н е н и я

1. Определите добротность резонатора, если на частоте 3000 МГц он имеет полосу пропускания 30 МГц.
2. Определите резонансную частоту резонатора при $C_0=1,5$ пФ и $L_0=2$ нГн.
3. Нарисуйте качественную зависимость КСВН от частоты (рис. 3.6) для слабой и сильной связи резонатора с линией.
4. Определите коэффициент замедления волны, если известно, что ее фазовая скорость 10^7 м/с.
5. Период замедляющей системы равен $3 \cdot 10^{-3}$ м. Определите длину волны λ -вида.

Глава 4

ОСНОВНЫЕ ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ, ПРОИСХОДЯЩИЕ В ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ ПРИБОРАХ СВЧ

До сих пор мы рассматривали прохождение СВЧ волн через СВЧ устройства. При этом всегда полагали, что сами СВЧ волны (СВЧ энергия) появляются из некоторого источника, устройство которого нас не интересовало. В разделе II будут рассмотрены активные устройства СВЧ — генераторы, усилители и др., объединяемые под общим названием приборы СВЧ.

Все современные приборы СВЧ можно разделить на две большие группы. К первой группе отнесем приборы, внутри которых для нормальной работы необходимо поддерживать высокий вакуум. Приборы этой группы называются электровакуумными приборами СВЧ (ЭВП СВЧ). Ко второй группе отнесем приборы, в которых процессы, приводящие к усилению и генерации СВЧ колебаний, происходят не в вакууме, а в веществе. Во вторую группу входят полупроводниковые приборы СВЧ, рабочим веществом в которых является кристалл полупроводника, и квантовые приборы СВЧ, рабочим веществом в которых может быть диэлектрик или газ.

Электровакуумные приборы СВЧ в настоящее время представляют обширный класс приборов, способных генерировать, усиливать и преобразовывать сигналы во всем диапазоне СВЧ при уровне мощности от ничтожно малых (10^{-10} — 10^{-15} Вт) до исключительно больших (10^6 — 10^7 Вт) значений. Небольшую часть этих приборов составляют известные из курса ЭВП лампы — триоды и тетроды, усовершенствованные в соответствии с особенностями диапазона СВЧ. Однако они успешно применяются лишь в длинноволновой области СВЧ диапазона. На волнах короче 10 см выходная мощность и эф-

фektivность работы триодов и тетродов СВЧ уменьшаются.

Большинство ЭВП СВЧ представляет собой приборы, основанные на новых, специфичных только для диапазона СВЧ принципах работы, открытых в 30—40 годы нашего столетия.

Полупроводниковые и квантовые приборы СВЧ были открыты и начали успешно развиваться лишь в последние десятилетия.

Любой СВЧ прибор является преобразователем энергии, так как всякая энергия, в том числе и энергия СВЧ колебаний, не возникает из ничего. Практически все приборы СВЧ для своей работы требуют подведения к ним постоянных или импульсных электрических напряжений. Поэтому можно сказать, что в каждом приборе СВЧ идет процесс преобразования электрической энергии источников постоянного или импульсного напряжения в энергию СВЧ колебаний. При этом каждый тип прибора имеет свой конкретный механизм преобразования этих энергий.

Преобразование энергии источников постоянного напряжения в энергию СВЧ колебаний осуществляется в ЭВП СВЧ электронными потоками, движущимися в вакууме. Напомним сначала, как происходит процесс преобразования энергии в низкочастотном триоде. На рис. 4.1,а схематически изображен триод, а рис. 4.1,б поясняет механизм усиления переменных напряжений с помощью триода. Сетка, близко расположенная к катоду, сильно влияет на количество электронов, проходящих на анод, т. е. на анодный ток. Прикладывая между

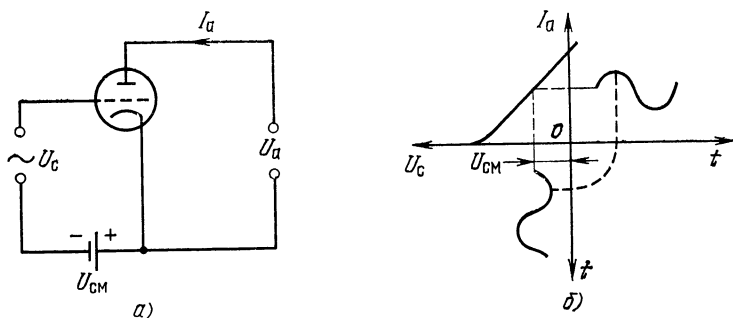


Рис. 4.1. Схема триода (а) и пояснение принципа усиления с помощью триода (б)

сеткой и катодом небольшое переменное напряжение, можно вызвать в триоде появление значительного переменного анодного тока, который, проходя по большому сопротивлению нагрузки, создает на нем большое переменное напряжение.

Анодный ток в любой момент времени можно определить по статической анодно-сеточной характеристике и значению переменного напряжения между сеткой и катодом в этот момент. Метод управления потоком электронов с помощью сетки, при котором напряжение между сеткой и катодом определяет количество электронов, уходящих из прикатодной области, т. е. катодный ток, называется *статическим управлением*. При этом сетка, находясь под отрицательным потенциалом, не перехватывает электроны, т. е. процесс регулировки анодного тока практически не требует затраты мощности от источника сеточного напряжения.

4.1. НЕДОСТАТКИ ПРИБОРОВ СО СТАТИЧЕСКИМ УПРАВЛЕНИЕМ НА СВЧ. УГОЛ ПРОЛЕТА

На рис. 4.2,а дана упрощенная схема триода на СВЧ. Индуктивности выводов и междуэлектродные емкости, конечно, на этой схеме должны быть такими же, как и на рис. 4.1,а. Однако там мы их намеренно не изображали, так как индуктивность и емкость очень малы и на низких частотах практически не сказываются на работе триода. На СВЧ, как мы уже отмечали (см. примеры 1 и 2 во введении), нельзя пренебрегать даже ничтожно

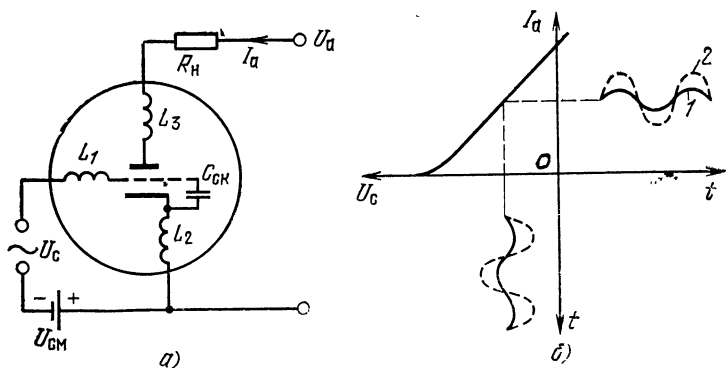


Рис. 4.2. Схема триода СВЧ (а) и пояснение уменьшения усиления триода на СВЧ (б)

малыми значениями индуктивностей и емкостей в схемах из-за того, что при очень высоких частотах сопротивление индуктивности ($2\pi fL$) и проводимость емкости ($2\pi fC$) оказываются значительными. Как видно из рис. 4.2,а, в сеточной цепи образуется *делитель напряжения*, состоящий из емкости $C_{ск}$ между катодом и сеткой и индуктивностей L_1 и L_2 выводов сетки и катода. Приложенное между сеточным и катодным выводами переменное СВЧ напряжение U_c не попадает полностью на промежуток сетка — катод (значительная часть этого напряжения падает на индуктивностях L_1, L_2). На рис. 4.2,б показано, что из-за этого значение переменного тока в анодной цепи (кривая 1) значительно меньше возможного (кривая 2). Индуктивность анодного вывода L_3 оказывается включенной последовательно с полезной нагрузкой R_n , и часть переменного выходного напряжения падает на индуктивном сопротивлении, что уменьшает коэффициент усиления схемы. Из всего сказанного следует вывод о том, что для улучшения характеристик приборов со статическим управлением (триодов, тетродов и т. д.) на СВЧ необходимо уменьшить в них между-электродные емкости и индуктивности вводов, т. е. усовершенствовать конструкцию.

Однако в этих приборах имеется также недостаток, связанный с законами движения электронов в пространстве между электродами. В триоде электроны начинают движение с катода практически с нулевыми начальными скоростями и достигают максимальной скорости у анода. При этом на прохождение расстояния от катода до анода электроны затрачивают некоторое время. В обычных лампах это время очень мало — около 10^{-9} с. Предположим, что на сетку триода подано переменное напряжение с частотой $f=500$ кГц (в радиотехнике это соответствует диапазону средних волн), т. е. с периодом $T=1/f=2\cdot 10^{-6}$ с. Время пролета электрона в 2000 раз меньше этого значения, т. е. за время пролета отдельного электрона от катода до анода переменное напряжение на сетке не успевает измениться. Каждый электрон в этом случае совершает свой пролет при почти постоянных, статических напряжениях.

В СВЧ диапазоне соотношение между временем пролета и периодом переменного напряжения резко изменяется (они становятся с р а в н и м ы м и). Переменное напряжение между сеткой и катодом может заметно изме-

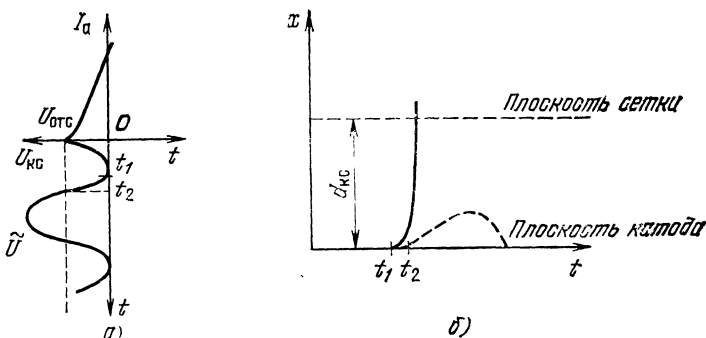


Рис. 4.3. Переменное напряжение на сетке триода в режиме больших амплитуд (а) и зависимость координаты x движения электронов от времени при различных соотношениях между временем пролета и периодом переменного напряжения на сетке (б)

ниться даже за время, пока электрон летит от катода до сетки, что отрицательно влияет на параметры триодных усилителей и генераторов. Чтобы показать это, рассмотрим триод, работающий в режиме больших амплитуд, когда амплитуда переменного напряжения между катодом и сеткой равна напряжению отсечки $U_{отс}$ (рис. 4.3,а).

Проследим за движением электрона, выходящего из катода в момент времени t_1 , близкий к моменту t_2 — смены ускоряющего полупериода напряжения на тормозящий. Если время пролета электрона мало, то он быстро пройдет расстояние катод — сетка ($d_{кс}$) и уйдет к аноду. Зависимость координаты x электрона от времени для этого случая показана на рис. 4.3,б непрерывной линией. Если же время пролета велико, то электрон будет длительное время находиться в промежутке катод — сетка. Но после момента t_2 напряжение между катодом и сеткой станет для электрона тормозящим, и под его воздействием он попадет на катод (рис. 4.3,б штриховая линия).

Расчеты показывают, что количество возвращающихся электронов может достигать 50%. Это уменьшает анодный ток триода и, следовательно, коэффициент усиления усилителя. Кроме того, возвращающиеся на катод электроны имеют кинетическую энергию, полученную от источника переменного сеточного напряжения. Ударяясь о катод, электроны выделяют эту энергию в виде тепла. Значит, в рассматриваемом случае большого времени

пролета источник сеточного напряжения должен иметь достаточно большую мощность. Теоретические расчеты показывают, что ухудшение работы триода при большом времени пролета электронов происходит не только в режиме больших, но и в режиме малых амплитуд.

Для оценки влияния сравнимости времени пролета электронов с периодом СВЧ колебаний на работу различных приборов СВЧ удобнее использовать не время пролета τ непосредственно, а соответствующее ему изменение фазы управляющего переменного напряжения. Это изменение фазы называется *углом пролета* электронов $\theta = 2\pi f\tau$. Время пролета τ определяется скоростью электрона и расстоянием между электродами. При переменном напряжении скорость электронов зависит от того, в какие моменты времени они пролетают промежуток между электродами. Поэтому вводят некоторое фиктивное время пролета, определяемое при условии, что напряжение между катодом и сеткой постоянно и равно амплитуде переменного напряжения. Триод может работать в режиме больших амплитуд на частотах, при которых $\theta_{\text{фикт}} = 2\pi f\tau_{\text{фикт}} \leq 2\pi/3$.

Рассмотренные конструктивные недостатки триодов (относительно большие индуктивности вводов и междуэлектродные емкости) и недостатки статического управления электронным потоком приводили к тому, что триоды обычных конструкций не могли работать при частоте выше 500—600 МГц.

4.2. ДИНАМИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОННЫМ ПОТОКОМ

Сетка в триоде превращает сплошной поток электронов между катодом и анодом (что соответствует постоянному анодному току при отсутствии переменного напряжения на сетке) в поток, в котором количество электронов изменяется во времени в такт с изменениями на-

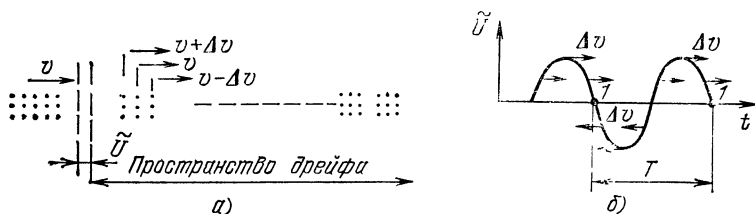


Рис. 4.4. Механизм динамического управления электронным потоком

пряжения на сетке. Говорят, что сетка *модулирует поток по плотности*. В СВЧ диапазоне, как мы установили выше, эта модуляция из-за большого угла пролета становится малоэффективной. Можно ли получить модулированный по плотности электронный поток способом, отличающимся от рассмотренного способа статического управления? Такой способ существует и называется *динамическим управлением* электронным потоком. Механизм динамического управления поясняется на рис. 4.4.

Предположим, что слева в управляющий промежуток, образованный двумя сетками, поступают электроны со скоростью v , обеспечивающей достаточно малое время пролета в промежутке. Пусть переменное напряжение U на промежутке настолько мало, что не может сразу превратить этот равномерный поток электронов в прерывистый, т. е. статическое управление потоком не происходит совсем. Тогда на выходе из промежутка мы будем иметь немодулированный по плотности электронный поток, в котором, однако, *скорости большинства электронов отличаются от начальной скорости v* . В момент, когда на промежутке имеется ускоряющий электроны полупериод напряжения, происходит небольшое приращение их скорости (Δv). В момент, когда напряжение на промежутке проходит через нуль, скорость электронов не изменяется. Наконец, электроны, проходящие промежуток в тормозящий полупериод напряжения, слегка уменьшают свою скорость.

Таким образом, на выходе промежутка будет происходить модуляция электронов по скорости. Если теперь дать возможность электронам пролететь некоторое расстояние за промежутком, то ускоренные электроны, движущиеся со скоростью $v + \Delta v$, постепенно будут догонять электроны, не изменившие своей скорости v и прошедшие промежуток раньше. Электроны, движущиеся со скоростью $v - \Delta v$, постепенно замедляясь, будут также сближаться с электронами, летящими со скоростью v и прошедшими промежуток позже. Это означает, что на некотором удалении от управляющего промежутка в равномерном вначале потоке электронов появятся сгущения и разрежения, т. е. он будет промодулирован по плотности. Сгустки образуются вокруг электронов, проходящих промежуток в момент перехода напряжения от ускоряющего к тормозящему (точки 1 на рис. 4.4, б).

Таким образом, прерывистый электронный поток побужился в рассматриваемом случае благодаря использованию модуляции электронов по скорости и тому, что модулированным по скорости электронам была дана возможность пролететь некоторое время в пространстве дрейфа. Название «пространство дрейфа» введено потому, что электроны, пройдя сеточный промежуток, движутся далее по инерции в пространстве, где нет постоянного электрического поля, т. е. как бы дрейфуют.

4.3. ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫЕ ДИАГРАММЫ. ПОНЯТИЕ О НАВЕДЕННОМ ТОКЕ

Наглядное представление процесса образования в пространстве дрейфа сгустков из равномерного потока электронов дают так называемые *пространственно-временные диаграммы*. Эти диаграммы представляют собой графики движения электронов в пространстве дрейфа. На рис. 4.5 дан пример такой диаграммы. Электроны 1, 3, 5, 7 и 9 проходят модулирующий промежуток при нулевом переменном напряжении (его график приведен внизу) и летят дальше в пространстве дрейфа с одинаковой и постоянной скоростью. Графики их движения будут прямыми линиями, наклоненными под углом α к оси времени. При этом скорость движения $v \sim \operatorname{tg} \alpha$.

Электроны 2 и 6 испытывают максимальное торможение в модулирующем промежутке, их скорость уменьшается, т. е. уменьшается угол наклона графиков движения к оси времени. Наоборот, скорость электронов 4

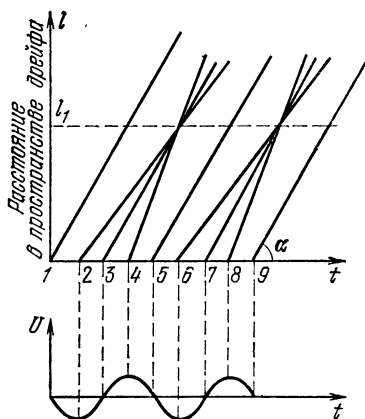
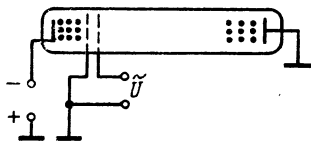


Рис. 4.5. Пространственно-временная диаграмма движения электронов

Рис. 4.6. Триод с динамическим управлением



и δ увеличивается и увеличивается угол наклона их графиков движения. Видно, что на некотором расстоянии l_1 электронный поток формируется в сгустки, так как графики движения нескольких электронов пересекаются.

Итак, если в триоде ввести дополнительную сетку вблизи первой и отнести анод на значительное расстояние (рис. 4.6), то можно и на СВЧ получить эффективную модуляцию электронного потока по плотности с помощью довольно малых переменных напряжений, т. е. получить большой переменный ток и, следовательно, большое усиление. Однако в такой конструкции остаются недостатки, связанные с индуктивностями вводов, в частности анодного (L_3 на рис. 4.2,а). Поэтому в триоде необходимо усовершенствовать и систему отбора энергии от модулированного по плотности электронного потока.

Зададимся вопросом, всегда ли нужно включать полезную нагрузку именно в цепь анода? Представим себе, что на пути модулированного по плотности потока перед анодом поставлен объемный резонатор с сетками (рис. 4.7,а). Появление в зазоре резонатора сгустка электронов приведет к тому, что имеющиеся в сетке 2 (как во всяком металле) свободные электроны будут отталкиваться от электронов сгустка к противоположному концу резонатора (см. стрелки на рис. 4.7,а). Когда сгусток улетит из зазора сквозь сетку 2, то электроны в теле резонатора займут исходное равновесное положение. Второй сгусток вызовет новое качание электронов в резонаторе и т. д.

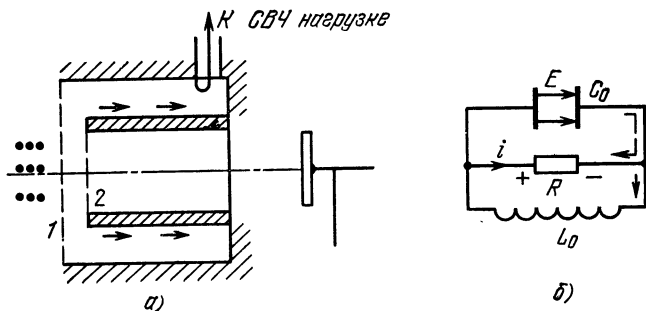


Рис. 4.7. Объемный резонатор (а), пронизываемый сгустком электронов, и его эквивалентная схема (б)

Штриховая стрелка на рис. 4.7,б соответствует направлению движения электронов в стенках реального резонатора в момент пролета сеточного зазора сгустком электронов. Соответствующий ток i (вспомним, что принятое направление тока противоположно направлению движения электронов), протекая по резистору R , вызывает на нем падение напряжения с такой полярностью, что электрическое поле E в зазоре оказывается тормозящим для электронов пролетающего сгустка. Предположим, что частота следования сгустков равна собственной резонансной частоте резонатора. При этом, как известно, сопротивление резистора R велико и в зазоре будет возникать сильное тормозящее электрическое поле, т. е. будет происходить превращение кинетической энергии электронов сгустка в энергию СВЧ колебаний в резонаторе.

Приборы с таким характером энергообмена между электронным потоком и СВЧ полем называются *приборами О-типа*. Сгустки электронов в рассматриваемой схеме попадают на анод после взаимодействия с электрическим полем резонатора. Таким образом, в этом случае индуктивность анодного ввода никак не влияет на процесс отбора энергии от электронного потока и не может уменьшить усиление всей системы.

Ток, циркулирующий в стенках резонатора под действием пролетающих сгустков электронов, называется *наведенным током*. Наведенный ток появляется не только в резонаторе, но и в любых металлических телах, мимо которых пролетает электронный сгусток. На рис. 4.8 показаны два металлических электрода произвольной формы, соединенные с «землей». При приближении к ним электронного сгустка имеющиеся в электродах свободные электроны устремляются к «земле»: пролетающий мимо сгусток как бы вытесняет их. После пролета сгустка равновесие зарядов восстанавливается. Следовательно, по электродам может протекать пульсирующий ток и без попадания на них электронов из сгустка. Именно это явление происходит в резо-

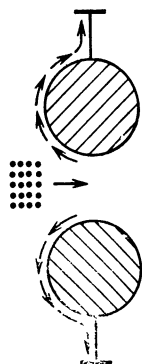


Рис. 4.8. Электронный сгусток, движущийся между электродами

наторе рассмотренной выше конструкции (рис. 4.7). При этом анод, собирающий «отработавшие» электроны, оказывается не связанным с СВЧ системой, где циркулируют только наведенные СВЧ токи.

Очевидно, что чем больше заряд в сгустке, тем больше электронов вытеснит он из электродов, мимо которых пролетает. Чем больше скорость, с которой подлетает сгусток к электродам, тем быстрее будут вытесняться из них электроны. Отсюда ясно, что наведенный ток должен быть пропорциональным значению заряда в сгустке и его скорости:

$$I_{\text{нав}} \sim qv. \quad (4.1)$$

Использование динамического управления электронным потоком, а также системы отбора энергии от сгруппированного потока, работающей на наведенных токах, позволяет радикально преодолеть трудности, связанные с большим временем пролета электронов на СВЧ и сильным влиянием индуктивности вводов и междуэлектродных емкостей. Необходимо отметить, что требуемое при динамическом способе управления пространство дрейфа достаточно большой длины является, пожалуй, единственным недостатком таких ламп. Дело в том, что электроны отталкиваются друг от друга и, пролетая протяженное пространство дрейфа, могут вообще не дойти до выходного резонатора, а попадут на баллон лампы. Чтобы удержать электронный поток в пространстве дрейфа, можно использовать дополнительные как электрические, так и магнитные поля. Устройства, удерживающие электронный поток на достаточно большой длине в пространстве дрейфа, называются *фокусирующими системами*. Наиболее часто в современных СВЧ приборах О-типа используются магнитные фокусирующие системы. В малоомощных приборах О-типа с небольшой длиной пространства дрейфа удается обойтись без специальных фокусирующих систем.

4.4. ПРИБОРЫ О-ТИПА

В состав СВЧ прибора О-типа с динамическим управлением потоком входят:

— катодный 'узел, формирующий электронный поток с заданным поперечным сечением; этот узел часто называют электронной пушкой;

— устройство для модуляции скорости электронов СВЧ электрическим полем;

— система фокусировки электронного потока;

— устройство отбора СВЧ энергии от модулированного потока;

— приемник электронов, прошедших пространство взаимодействия (в этих приборах его чаще всего называют коллектором). В простейшем случае как для модуляции, так и для отбора энергии используются объемные резонаторы. Такой СВЧ усилительный прибор называется *клизтроном*.

Для лучшей группировки электронного потока в сгустки в клистроне можно использовать не один резонатор, а несколько резонаторов, следующих друг за другом.

Клизтроны называются приборами О-типа с кратковременным взаимодействием (имеется в виду взаимодействие электронного потока с полями резонаторов). Условием эффективного образования сгустков электронов и передачи их энергии СВЧ полю выходного резонатора является настройка всех резонаторов (как модулирующих, так и выходного) на близкие частоты. Кроме того, выходной резонатор должен быть расположен в месте пространства дрейфа, где форма электронного сгустка оптимальна.

В качестве устройства для модуляции электронного потока и отбора энергии от электронных сгустков можно использовать также цепочки связанных резонаторов — замедляющие системы, рассмотренные в гл. 3. При этом чаще всего модулирующая замедляющая система непосредственно смыкается с системой отбора энергии, так что в приборе существует единая замедляющая система. Такой прибор называется *лампой бегущей волны* (ЛБВ). При этом (рис. 4.9) входные ячейки замедляющей системы выполняют роль модуляторов по скорости, а последний участок замедляющей системы используется как устройство отбора энергии от сгруппировавшегося электронного потока.

Приборы О-типа с замедляющими системами называются приборами с длительным взаимодействием, так как электронный поток в них взаимодействует с СВЧ

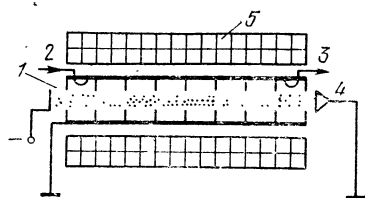


Рис. 4.9. Схема конструкции ЛБВ с фокусирующим соленоидом:

1 — электронная пушка; 2 — СВЧ вход; 3 — СВЧ выход; 4 — коллектор; 5 — соленоид

полем на всем своем протяжении. Условием передачи энергии электронного потока СВЧ полю в приборах с длительным взаимодействием является примерное равенство средней скорости электронного потока и фазовой скорости одной из пространственных гармоник бегущего по замедляющей системе электрического СВЧ поля (см. § 3.4). Это условие называется *условием синхронизма*. Его выполнение чрезвычайно важно для эффективной работы ЛБВ.

Электрон, прошедший разность потенциалов U [В], имеет скорость v_e [м/с] $\approx 5,95 \cdot 10^5 \sqrt{U}$. Эта формула позволяет определить для каждого напряжения требуемую фазовую скорость пространственной гармоники в замедляющей системе или коэффициент замедления [см. формулу (3.4)]:

$$K_{\text{зам}} = c/v_{\text{ф}} = c/v_e \approx 3 \cdot 10^8 / (5,95 \cdot 10^5 \sqrt{U}) \approx 505 / \sqrt{U}. \quad (4.2)$$

По найденному значению $K_{\text{зам}}$ можно, используя соответствующие формулы, рассчитать геометрические размеры замедляющей системы.

В приборах Q-типа для фокусировки электронного потока используется магнитное поле, направленное вдоль движения электронного потока. Фокусирующее действие такого поля можно объяснить следующим образом. Известно, что на движущийся электрон в магнитном поле действует сила, определяемая формулой Лоренца,

$$F_m = ev_e H \sin(\alpha), \quad (4.3)$$

где F_m — сила Лоренца; e — заряд электрона; v_e — скорость электрона; H — напряженность магнитного поля; (α, H) — угол между направлениями скорости и магнитного поля. Направление силы F_m перпендикулярно к плоскости, в которой лежат векторы v_e и H .

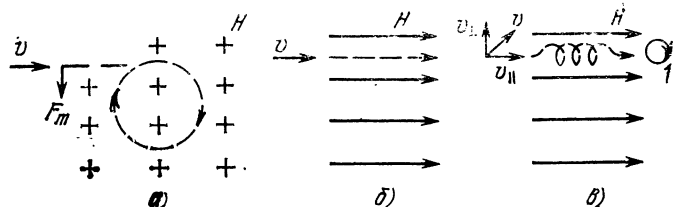


Рис. 4.10. Различные случаи движения электрона через области с магнитным полем H :

a — поперек; b — вдоль; c — под углом к магнитным силовым линиям (l — вид траектории при рассмотрении вдоль магнитной силовой линии)

Если электрон движется поперек силовых линий (рис. 4.10, a), то благодаря действию магнитной силы траекторией его движения будет окружность с радиусом

$$R = (m/e) (v_e / \mu H),$$

где μ — магнитная проницаемость. При движении электрона в продольном магнитном поле магнитная сила равна нулю, так как $\sin(v_e, H) = \sin 0^\circ = 0$ (рис. 4.10, b). Если скорость электрона направлена под углом к магнитной силовой линии, то ее можно разложить на поперечную и продольную составляющие. Результирующей траекторией движения электрона будет спираль с небольшим радиусом (рис. 4.10, c). Таким образом, электроны, движущиеся в продольном магнитном поле, не могут разлететься в поперечном направлении, так как они не могут «отойти» далеко от магнитной силовой линии.

На рис. 4.11, a показана фокусирующая система в виде соленоида. Стрелкой показано направление магнитных силовых линий. На рис. 4.11, b дан пример фокусировки в приборе О-типа с помощью периодически изменяющихся по направлению продольных магнитных полей. Приборы с такой фокусировкой называются при-

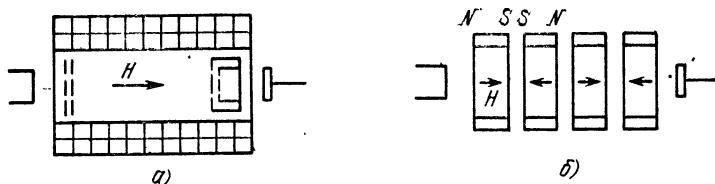


Рис. 4.11. Магнитные фокусирующие системы в приборе О-типа с постоянным (a) и периодическим (b) полями

борами с магнитной периодической фокусирующей системой (МПФС); они имеют меньшую массу, чем приборы с магнитным фокусирующим полем одного направления. Однако степень фокусировки электронного потока в приборах с МПФС зависит от его скорости, т. е. от ускоряющего напряжения. Кроме того, период МПФС должен быть согласован с геометрическими размерами пространства дрейфа, что не всегда удобно. Поэтому созданы приборы как с тем, так и с другим видом фокусировки. Однонаправленное фокусирующее поле применяется чаще всего в мощных приборах.

Отметим еще раз, что в рассматриваемых приборах О-типа нет постоянного электрического поля в пространстве дрейфа. Так, вся замедляющая система на рис. 4.9 находится под потенциалом «земли». Электрон, влетевший внутрь замедляющей системы, экранируется ее металлическими стенками от постоянного электрического поля и продолжает движение в пространстве дрейфа по инерции. Важнейшим отличием приборов с длительным взаимодействием (ЛБВ) является то, что они могут работать в значительно более широкой полосе частот, чем приборы с кратковременным взаимодействием (клистроны). Так, если клистроны могут иметь рабочую полосу частот лишь $\pm 3\%$, то ЛБВ могут работать в полосе $\pm (30-50)\%$ и более.

4.5. ПРИБОРЫ М-ТИПА

Кроме уже рассмотренного взаимодействия О-типа, при котором СВЧ полю передается *кинетическая энергия* электронов, существует взаимодействие М-типа, при котором СВЧ полю передается их *потенциальная энергия*.

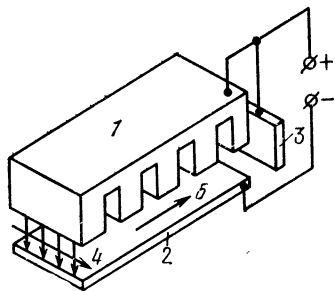


Рис. 4.12. Расположение электродов и направление постоянных полей в приборе М-типа

На рис. 4.12 показано расположение основных электродов СВЧ прибора М-типа. Замедляющая система 1 и пластина 2 образуют пространство, в котором создается постоянное электрическое поле (его направление показано стрелками 5). При этом всегда пластина 2 нахо-

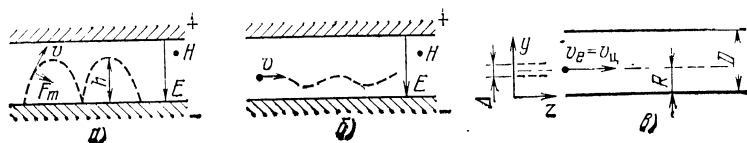


Рис. 4.13. Движение электрона в скрещенных полях

дится под стригательным потенциалом относительно замедляющей системы и часто называется поэтому отрицательным электродом. Прибор М-типа помещается между полюсами постоянного магнита, так что в пространстве между системой и отрицательным электродом создается постоянное магнитное поле, перпендикулярное электрическому полю (направление поля показано стрелкой 4). Электронный поток 6 движется в этих полях к коллектору 3. В связи с этим приборы М-типа называют также приборами со *скрещенными полями*. Наличие магнитного поля, как будет ясно из дальнейшего, принципиально необходимо для осуществления взаимодействия М-типа, тогда как при взаимодействии О-типа постоянное магнитное поле в принципе может отсутствовать.

Рассмотрим движение электрона в скрещенных полях (рис. 4.13). Предположим, что на отрицательном электроде находится свободный электрон (рис. 4.13,а). Под действием положительного потенциала верхнего электрода электрон начнет ускоренное движение к нему. Но как только у электрона появится скорость, на него начнет действовать магнитная сила F_m [см. формулу (4.3)], направленная перпендикулярно вектору скорости. Следовательно, электрон будет подниматься вверх и одновременно смещаться вправо до тех пор, пока не повернет назад к отрицательному электроду. С этого момента электрон начнет постепенно терять скорость и, приблизившись к отрицательному электроду, остановится. Одновременно исчезнет и магнитная сила [в формуле (4.3) $v_e=0$ и $F_m=0$]. После этого цикл движения повторится. Максимальная высота подъема h электрона над отрицательным электродом определяется по формуле

$$h=2mE/(eB^2),$$

где E — напряженность электрического поля; m — масса электрона; e — заряд электрона; $B=\mu \cdot H$ — магнит-

ная индукция; μ — магнитная проницаемость; H — напряженность магнитного поля.

Траектория движения, изображенная на рис. 4.13,а штриховой линией, называется *циклоидой*. Такую траекторию описывает точка на ободе круга, катящегося без скольжения по плоскости. Частота вращения такого «образующего» круга равна

$$\omega_{\text{ц}} = eB/m, \quad (4.4)$$

радиус круга R равен половине значения \hbar , определенного выше, а скорость продольного движения оси определяется как

$$v_{\text{ц}} = E/B. \quad (4.5)$$

Скорость электрона, находящегося на вершине циклоиды, равна $2v_{\text{ц}}$. Частота $\omega_{\text{ц}}$, называемая *циклотронной*, имеет важное значение для приборов М-типа. Если с отрицательного электрода стартует сразу много электронов, то они образуют поток толщиной $\hbar = 2R$, движущийся вдоль электрода со средней скоростью $v_{\text{ц}}$, хотя в каждое мгновение в потоке будут электроны, имеющие как нулевую (вблизи отрицательного электрода), так и максимальную скорость $2v_{\text{ц}}$ (на противоположной от отрицательного электрода границе потока). Электронный поток является, таким образом, многоскоростным.

Теперь предположим, что электрон влетает в область скрещенных полей, уже имея некоторую скорость v , направленную вдоль оси z (рис. 4.13,б). Можно показать, что траектории движения в этом случае будут представлять собой волнистые линии (они называются *трохоидами*; одна из них изображена штриховой линией на рис. 4.13,б) во всех случаях, кроме одного, когда траектория превращается в прямую линию, параллельную отрицательному электроду. Для прямолинейного движения электрона необходимо, чтобы он влетел в скрещенные поля на расстоянии R от отрицательного электрода и имел скорость $v_e = v_{\text{ц}}$ (рис. 4.13,в). Движение потока электронов небольшой толщины Δ также будет близким к прямолинейному.

Итак, в скрещенных полях можно формировать электронные потоки, движущиеся со средней скоростью $v_{\text{ц}}$ [см. формулу (4.5)] вдоль отрицательного электрода

перпендикулярно направлению как постоянного электрического поля, так и постоянного магнитного поля. Каждый электрон потока будет иметь при этом среднюю кинетическую энергию $mv_{ц}^2/2$ и потенциальную энергию, в среднем равную

$$eU(1-R/D),$$

где U — постоянное напряжение между отрицательным электродом и замедляющей системой, а R и D показаны на рис. 4.13, в. Если выбрать значение R достаточно малым, то потенциальная энергия электронов будет близка к максимальному значению eU .

Как использовать электронный поток, движущийся в скрещенных полях, для усиления или генерирования СВЧ колебаний? Как мы помним, в приборах О-типа прямолинейный поток электронов под действием продольного СВЧ электрического поля модулируется по скорости и превращается в пространстве дрейфа в прерывистый поток, с которым и взаимодействует выходное СВЧ устройство.

На рис. 4.14 представлен прибор М-типа с длительным взаимодействием (ЛБВ М-типа). Электрические силовые линии поля E замедляющей системы изображены непрерывными линиями. Постоянное электрическое поле отображается вектором E , постоянное магнитное поле, перпендикулярное плоскости рисунка, точкой H . Предположим, что сначала в приборе существовал прямолинейный электронный поток со скоростью $v_{ц}$, а потом в замедляющую систему был подан входной СВЧ сигнал, одна из пространственных гармоник кото-

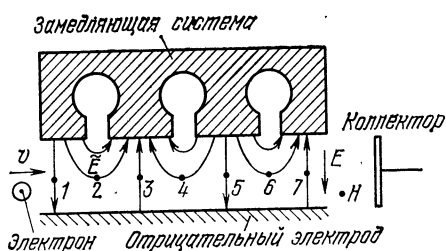


Рис. 4.14. Схема прибора М-типа с длительным взаимодействием

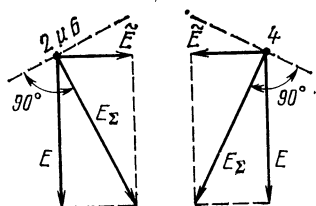


Рис. 4.15. Диаграммы электрических полей в окрестностях точек 2, 4 и 6 в приборе М-типа

рого имеет фазовую скорость $v_{\phi}=v_{\text{ц}}$. В окрестности точек 1 и 5 СВЧ электрическое поле E направлено параллельно постоянному полю E и складывается с ним. Это означает, что средняя скорость продольного перемещения электронов в окрестности этих точек [см. формулу (4.5)] увеличится. Наоборот, в окрестности точек 3 и 7 средняя продольная скорость электронов уменьшится, так как электрическое поле E волны вычитается здесь из постоянного поля E . Значит, электроны из окрестностей точек 1 и 3 будут постепенно стягиваться к точке 2, а электроны из окрестностей точек 5 и 7 — к точке 6.

Как поведут себя электроны, находящиеся вблизи точек 2, 4 и 6, где СВЧ электрическое поле E перпендикулярно постоянному полю E ? Для ответа на этот вопрос рассмотрим рис. 4.15, из которого видно, что направление суммарного электрического поля E_{Σ} в этих точках не совпадает с направлением поля E .

Поскольку направление скорости движения электронов в скрещенных полях, как мы помним, перпендикулярно направлениям E и H , то электроны из окрестностей точек 2 и 6 будут перемещаться вверх, к замедляющей системе, а электроны из точки 4 пойдут вниз к отрицательному электроду. При этом к электронам, направляющимся к замедляющей системе, будут постепенно стягиваться и электроны из точек 1 и 3, так что на некотором расстоянии от начала замедляющей системы равномерный электронный поток приобретает вид, схематически представленный на рис. 4.16. При этом сгустки электронов, начавшие формироваться в областях тормозящего продольного поля (в точках 2 и 6 на рис. 4.14), благодаря условию синхронизма ($v_{\phi}=v_{\text{ц}}$) так и остаются в тормозящем поле и, перемещаясь к замедляющей системе, отдают ему свою потенциальную энергию. Электроны в областях ускоряющего продольного поля (точка 4 на рис. 4.14) отбирают энергию от СВЧ поля и смещаются в направлении к отрицательному электроду. Поскольку расстояние от электронного потока до отрицательного электрода выбирается небольшим, то эти неблагоприятные для взаимодей-

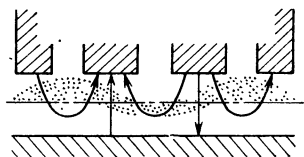


Рис. 4.16. Электронный поток в приборе М-типа

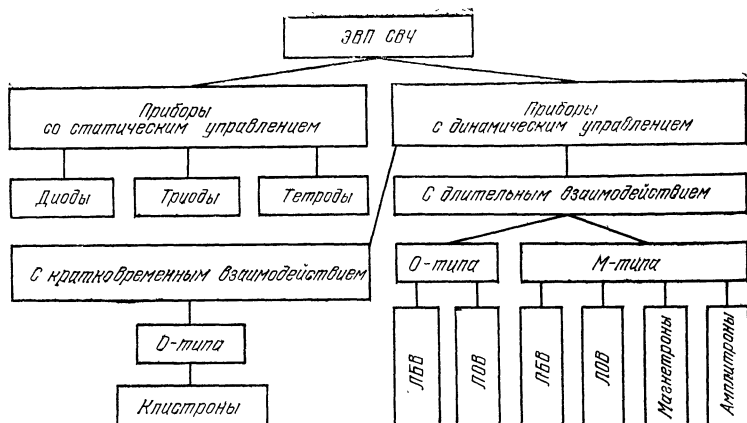


Рис. 4.17. Классификация электровакуумных СВЧ приборов

ствия электроны быстро попадают на отрицательный электрод и не могут отобрать от СВЧ поля значительной доли энергии. В то же время благоприятные для взаимодействия электроны, оседая большей частью на замедляющей системе, передают СВЧ полю максимальную потенциальную энергию. Благодаря этому взаимодействие М-типа характеризуется большим электронным КПД.

Взаимодействие О- и М-типов используется в большинстве современных электровакуумных СВЧ приборов. Кроме уже упоминавшихся клистрона и ЛБВ в настоящем учебнике будут рассмотрены также лампы обратной волны (ЛОВ), магнетроны и амплитроны (рис. 4.17).

Упражнение

Первый электрон, прошедший зазор, был заторможен СВЧ полем на $0,01v_0$, второй прошел зазор со скоростью v_0 , третий ускорился на $0,01v_0$. Определите, на каком расстоянии от модулирующего зазора все три электрона сблизятся, образуя сгусток, если $v_0 = 10^7$ м/с и начальное расстояние между электронами было равно 10^{-4} м.

Глава 5

СВЧ ДИОДЫ, ТРИОДЫ И ТЕТРОДЫ

5.1. КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ

Приборы этой группы являются приборами со *статическим управлением* электронным потоком. Для их более или менее успешного применения в СВЧ диапа-

зоне необходимо свести к минимуму вредное влияние инерционности электронов (т. е. уменьшить угол пролета), индуктивностей вводов и междуэлектродных емкостей. Очевидные пути достижения этого следующие:

- уменьшение расстояний между электродами и увеличение напряжений, что уменьшает угол пролета;
- уменьшение площади электродов, т. е. уменьшение междуэлектродных емкостей;
- разнесение в пространстве выводов электродов с целью уменьшения междуэлектродных емкостей;
- применение дисковых выводов катода, сетки, анода, что уменьшает их индуктивности.

На рис. 5.1 дана схематически так называемая маячковая конструкция СВЧ триода. Подобную же конструкцию имеют и СВЧ диоды и тетроды. В качестве изоляторов между электродами современных триодов и тетродов используется высокоглиноземистая керамика. В отличие от низкочастотных вариантов СВЧ диоды, триоды и тетроды конструируются так, чтобы было удобно применять их в сочетании с линиями передачи СВЧ (коаксиальной или волноводной). Маячковая конструкция легко сочленяется с коаксиальными объемными резонаторами. Такая конструкция впервые предложена и осуществлена в 1938—1941 гг. Н. Д. Девятковым и его сотрудниками.

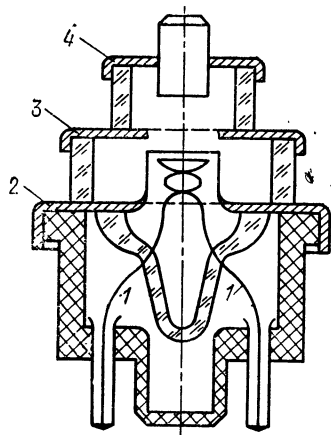


Рис. 5.1. Конструкция СВЧ триода:

1 — выводы подогревателя; 2 — вывод катода; 3 — вывод сетки; 4 — вывод анода

На рис. 5.2,а показано, как подключается маячковый триод к коаксиальным резонаторам резонансного усилителя в так называемой схеме с общей сеткой. Такая схема наиболее удобна на СВЧ и обеспечивает наибольшее усиление. Удобство ее заключается в том, что сеточный и анодный колебательные контуры не связаны друг с другом, тогда как в схеме с общим катодом ток анодного контура проходит в цепи сеточного контура (рис. 5.2,б, в). Слюдяные или фторопластовые шайбы 9 изолируют

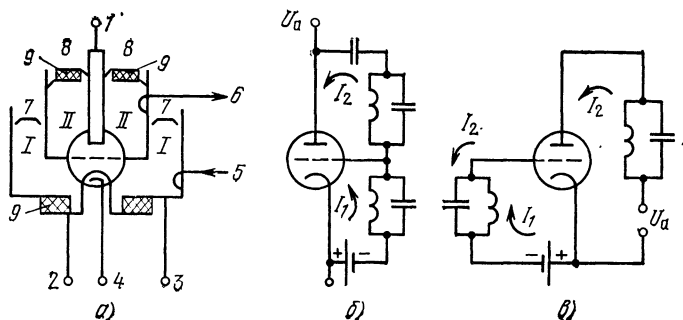


Рис. 5.2. Подключение триода к коаксиальным резонаторам в схеме с общей сеткой (а) и эквивалентные схемы с общей сеткой (б) и общим катодом (в)

ют по постоянному току катод от сетки и сетку от анода и в то же время замыкают путь СВЧ токам, так что СВЧ поле оказывается полностью экранированным от внешнего пространства. Участок коаксиальной линии I, закороченный поршнем 7, и междуэлектродная емкость между сеткой и катодом образуют параллельный колебательный контур. Таким образом, междуэлектродная емкость катод—сетка участвует в создании полной емкости сеточного контура, чем и устраняется ее вредное влияние.

Точно такой же контур образуется в анодной цепи из участка коаксиальной линии II, закороченного поршнем 8, и емкости между сеткой и анодом. Ввод 5 СВЧ сигнала в сеточный контур и вывод 6 усиленного сигнала из анодного контура осуществляются петлей или зондом. При использовании СВЧ тетродов сеточный объемный резонатор включается между катодом и первой сеткой, а анодный резонатор—между второй сеткой и анодом. Напряжение накала подается на выводы 2 и 4, сеточное на 3, а анодное на 1.

В мощных тетродах СВЧ иногда используются объемные резонаторы, встроенные внутрь вакуумной оболочки. Такой прибор получил название *резнатрон*.

5.2. ТИПОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ

СВЧ триоды и тетроды применяются в качестве усилителей или генераторов (при введении положительной внешней обратной связи). Основным параметром при

этом является коэффициент усиления по мощности

$$K_{ур} [\text{дБ}] = 10 \lg P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}, \quad (5.1)$$

где $P_{\text{вх}}$ — входная СВЧ мощность, подаваемая через ввод 5 (см. рис. 5.2,а); $P_{\text{вых}}$ — выходная СВЧ мощность, поступающая в вывод 6. Для рассматриваемых приборов $K_{ур} = 8-15$ дБ (6-30 раз), т. е. относительно невелик.

В табл. 5.1 приведены основные параметры некоторых отечественных триодов. В этой же таблице дается расстояние катод — сетка $d_{\text{КС}}$. Из таблицы видно, что по мере укорочения волны уменьшается выходная мощность триодов. Расстояния между катодом и сеткой при этом становятся исключительно малыми. На длинных волнах (около 75 см) триоды с жидкостным охлаждением способны отдавать до 300 кВт в непрерывном режиме и до 5 МВт в импульсном режиме.

Таблица 5.1

Параметры некоторых триодов СВЧ

Тип триода	$\lambda_{\text{мах}}$, см	Режим работы	$P_{\text{вых}}$, Вт	$d_{\text{КС}}$, мкм
ГИ-14Б	30	Импульсный	500	600
12СЗС	30	Непрерывный	5	—
ГС-1Б	30	“	1200	—
ГС-9Б	15	“	220	200
ГС-4К	7	“	12	50
6С17К	3	“	2	15

Для мощных триодов и тетродов важным параметром становится КПД. В этих приборах он достаточно велик — достигает 60—75%.

5.3. ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

СВЧ диоды в недавнем прошлом широко применялись для детектирования СВЧ сигнала с целью наблюдения его формы (при импульсном режиме работы) или получения сигнала в системах автоматической регулировки уровня СВЧ мощности. В последнее время вакуумные диоды почти полностью вытеснены полупроводниковыми СВЧ диодами.

Основные области применения триодов СВЧ следующие:

- измерительные лабораторные генераторы малой и средней мощности;
- генераторы и усилители в передатчиках радиорелейных линий;
- импульсные, сравнительно мощные генераторы в передатчиках длинноволновых радиолокационных станций.

Достоинствами СВЧ триодов и тетродов являются: простота конструкции (отсутствие систем фокусировки магнитным или электрическим полем), малая чувствительность параметров к колебаниям питающих напряжений и окружающей температуры, большая стойкость к радиации. Существенным недостатком является малый коэффициент усиления. Маломощные вакуумные триоды СВЧ во многих областях применения вытесняются полупроводниковыми СВЧ триодами.

У п р а ж н е н и е

Определите коэффициент усиления триода по мощности, если $P_{\text{вх}} = 0,5$ Вт и амплитуда выходного СВЧ напряжения на нагрузке 50 Ом составляет 25 В.

Глава 6 КЛИСТРОНЫ

6.1. МНОГОРЕЗОНАТОРНЫЕ КЛИСТРОНЫ. КОНСТРУКЦИЯ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ

Схема конструкции многорезонаторного клистрона дана на рис. 6.1. Принцип работы подобного прибора изложен в гл. 4 (§ 4.2—4.4). Выходной резонатор производит отбор энергии от сгруппированного потока, откуда она через петлевой или щелевой вывод энергии подается к потребителю. Для фокусировки электронного потока используется продольное магнитное поле (на рис. 6.1 фокусирующая система не показана; она может иметь вид либо соленоида, как на рис. 4.1,а, либо постоянных магни-

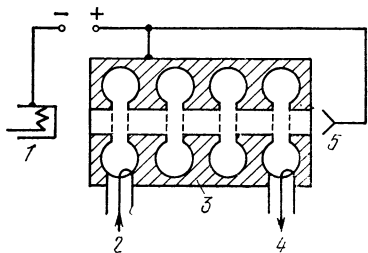


Рис. 6.1. Конструкция многорезонаторного клистрона:

1 — катод; 2 — СВЧ вход; 3 — блок резонаторов; 4 — СВЧ выход; 5 — коллектор

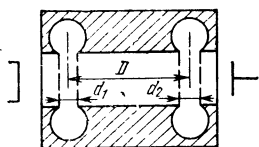


Рис. 6.2. Двухрезонаторный усилительный клистрон

умножители) и конструируются для работы в самых различных участках СВЧ диапазона и на самые различные уровни мощности.

Общее число резонаторов в клистроне сильно влияет на его характеристики, однако это влияние в основном количественное, а не качественное. Поэтому рассмотрим подробнее наиболее простой по конструкции двухрезонаторный клистрон, работающий в качестве усилителя СВЧ (рис. 6.2). Основными характеристиками усилителя являются выходная мощность, коэффициент усиления, КПД, ширина рабочей полосы частот. Все эти характеристики для рассматриваемого клистронного усилителя можно выразить через его геометрические размеры, значение ускоряющего напряжения U_0 и параметры выходного и входного резонаторов (резонансная частота, добротность). Эти расчеты достаточно сложны, но последовательность их проведения ясна из рассмотренного в гл. 4 принципа динамического управления электронным потоком.

Самая общая схема расчета состоит в следующем. По заданному значению входной мощности и параметрам первого резонатора можно определить переменное СВЧ напряжение в резонаторе, которое оказывает модулирующее действие на электронный поток и вызывает приращения скорости ($\pm \Delta v$) электронов, проходящих сквозь сеточный зазор первого резонатора. Зная эти приращения и среднюю скорость движения электронов [она выражается через напряжение U_0 , см. формулу (4.2)], можно определить, на каком расстоянии D от первого резонатора образуются плотные электронные сгустки, т. е. определить место расположения выходного резонатора. По напряжению U_0 и расстоянию анод — катод определяется постоянный ток катода I_0 и количество электронов в сгустках. Это позволяет определить выходную мощность, коэффициент усиления и КПД.

тов, либо, наконец, постоянных периодических магнитов, как на рис. 4.1,б).

В современной технике СВЧ многорезонаторные клистроны используются очень широко, выполняют множество функций (усилители, генераторы, смесители,

Подробный расчет параметров и характеристик клистронного усилителя мы рассматривать не будем и остановимся лишь на отдельных моментах такого расчета, чтобы уяснить принцип работы клистронов.

Под действием входной СВЧ мощности между сетками входного резонатора появляется СВЧ напряжение U_1 , воздействующее на электронный поток. Эффективность такого воздействия, как уже отмечалось в гл. 4, зависит от угла пролета электронов через сеточный зазор. Теоретически можно показать, что влияние угла пролета приводит как бы к уменьшению СВЧ напряжения между сетками резонатора на

$$M_1 = \frac{\sin \theta_1/2}{\theta_1/2}, \quad (6.1)$$

где $\theta_1 = 2\pi f d_1 / v_0$ — угол пролета через зазор, рад; f — частота СВЧ напряжения, Гц; d_1 — расстояние между сетками, м; $v_0 = 5,95 \cdot 10^5 \sqrt{U_0}$ — скорость электронов влетающих в зазор, м/с; U_0 — ускоряющее напряжение, В.

Таким образом, реальный сеточный зазор с напряжением U_1 можно свести к бесконечно узкому зазору, на котором действует напряжение $U'_1 = M_1 U_1$, производящее модуляцию электронного потока по скорости. Величина M_1 называется коэффициентом эффективности взаимодействия или просто *коэффициентом взаимодействия* и, как видно из формулы (6.1), сложным образом зависит от угла пролета θ_1 . На рис. 6.3 изображен график этой зависимости. При $\theta_1 = 2\pi$ коэффициент взаимодействия $M_1 = 0$. В этом случае время пролета равно периоду СВЧ напряжения на зазоре; действие ускоряющего полупериода на электронный поток компенсируется действием тормозящего полупериода, т. е. для электронов СВЧ напряжение на зазоре как бы не существует.

Обозначим постоянный ток, выходящий из катода и поступающий на вход первого сеточного зазора клистрона, через I_0 . Его значение зависит от ускоряющего напряжения U_0 , геометрических размеров катода и расстояния от катода до резонаторного блока. Обычно

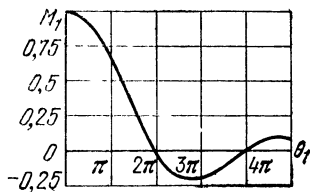


Рис. 6.3. Зависимость коэффициента взаимодействия M_1 от угла пролета θ_1

связь между током и напряжением записывают как $I_0 = pU_0^{3/2}$ и величину p называют *первеансом*. Электроны, образующие ток I_0 , формируются в пространстве дрейфа в сгустки, так что ток из постоянного становится пульсирующим. Поэтому ток в плоскости сеточного зазора выходного резонатора можно записать в виде функции времени $i_2 = \varphi(t)$. Поскольку сгустки формируются, как это было показано в § 4.2, 4.3, вокруг электронов, пролетающих первый зазор в моменты времени, когда синусоидальное СВЧ напряжение на сетках проходит через нуль и не изменяет их скорости, то среднее время пролета сгустков в пространстве дрейфа равно

$$t_{др} = D/v_0,$$

где D — длина пространства дрейфа (рис. 6.2). Соответствующий этому времени угол пролета

$$\theta = 2\pi f t_{др} = 2\pi f D/v_0. \quad (6.2)$$

Теоретически можно доказать, что ток в плоскости второго сеточного зазора будет равен

$$i_2 = I_0 \left(1 - \frac{1}{2} \theta \frac{M_1 U_1}{U_0} \cos 2\pi f t_1 \right)^{-1}, \quad (6.3)$$

где t_1 — момент влета электронов в первый зазор.

Величина

$$X = \theta M_1 U_1 / 2U_0 \quad (6.4)$$

называется *параметром группирования* и имеет важную роль во всех расчетах клистронов.

Какую форму имеет пульсирующий ток i_2 ? На этот вопрос помогает ответить пространственно-временная диаграмма (см. рис. 4.5). Если мысленно провести на этом

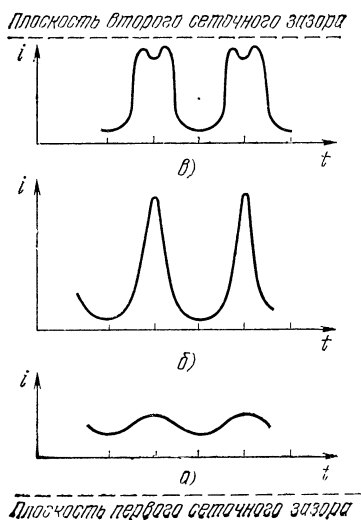


Рис. 6.4. Форма электронного тока в клистрономном усилителе на различных расстояниях от катода

рисунке прямые линии, параллельные оси времени, то можно получить зависимости тока от времени на различных расстояниях от модулирующего зазора. Такая качественная картина формы тока дана на рис. 6.4. В начале пространства дрейфа, вблизи плоскости первого сеточного зазора, формирование сгустков только начинается и переменная составляющая в постоянном токе I_0 невелика (рис. 6.4,а). По мере приближения к второму сеточному зазору электроны группируются во все более плотные сгустки и на некотором расстоянии (это расстояние соответствует расстоянию до места пересечения траекторий на рис. 4.5) напоминают по форме последовательность узких всплесков (рис. 6.4,а). В дальнейшем сгустки вновь становятся менее плотными, всплески тока приобретают форму двугорбой кривой (рис. 6.4,в).

Конкретная форма тока в плоскости сеточного зазора второго резонатора зависит от места расположения резонатора, однако ясно, что в любом случае ток этот резко несинусоидальный. Чтобы рассчитать СВЧ мощность, создаваемую этим током в выходном резонаторе, необходимо выделить из него синусоидальную составляющую с помощью разложения в ряд Фурье, как это мы уже делали с несинусоидальным электрическим полем (см. рис. 3.18, 3.19).

Расчет показывает, что интересующая нас амплитуда I_2 синусоидального тока в составе пульсирующего тока i_2 определяется по формуле

$$I_2 = 2I_0 J_1(X), \quad (6.5)$$

где $J_1(X)$ — функция Бесселя первого рода.

Зависимость функции Бесселя от параметра группирования X дана на рис. 6.5. Видно, что максимальное значение функции и, следовательно, амплитуды I_2 синусоидальной составляющей соответствует значению $X = 1,84$. Форма тока i_2 при этом близка к изображенной на рис. 6.4,в, т. е. наиболее благоприятным для взаимодействия с выходным резонатором является пульсирующий ток с двугорбой формой всплесков. Синусои-

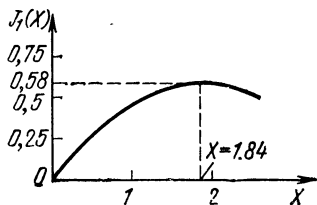


Рис. 6.5. График функции Бесселя первого рода

дальний ток с амплитудой I_2 создает в выходном резонаторе наведенный ток $I_{\text{нав2}}$. Если бы угол пролета в сеточном зазоре выходного резонатора был равен нулю, то наведенный ток равнялся бы току I_2 . Влияние угла пролета учитывается коэффициентом взаимодействия M_2 , аналогичным коэффициенту M_1 [формула (6.1)]. Тогда с учетом (6.5) можно записать

$$I_{\text{нав2}} = M_2 I_2 = 2I_0 M_2 J_1(X).$$

Если между сетками выходного резонатора имеется СВЧ напряжение U_2 , то мощность, отдаваемая сгруппированным потоком этому резонатору, определяется по известной из электротехники формуле

$$P_2 = \frac{1}{2} U_2 I_{\text{нав2}} \cos \varphi, \quad (6.6)$$

где φ — угол сдвига фаз между напряжением и током.

Оценим максимально возможное значение мощности P_2 . Если сгустки электронов пролетают выходной зазор точно в моменты максимального тормозящего СВЧ поля, то сдвиг фаз $\varphi = 0$ и $\cos \varphi = 1$. Далее, напряжение между сетками выходного резонатора (а точнее, величина $M_2 U_2$) не может быть больше ускоряющего напряжения U_0 , так как иначе сгустки электронов будут выбрасываться СВЧ напряжением назад в пространство дрейфа. Таким образом, максимальная мощность, которую может передавать электронный поток резонатору, равна

$$P_{2\text{max}} = U_0 I_0 J_1(X)_{\text{max}}.$$

Поскольку подводимая к клистрону мощность источника постоянного напряжения равна $P_0 = U_0 I_0$, то максимальный электронный КПД составит

$$\eta_{\text{max}} \approx P_{2\text{max}} / P_0 = J_1(X)_{\text{max}}.$$

Как видно из рис. 6.5, $J_1(X)_{\text{max}} = 0,58$, т. е. $\eta_{\text{max}} = 58\%$. Часть СВЧ мощности теряется в стенках выходного резонатора и имеются другие источники потерь, поэтому максимальный электронный КПД двухрезонаторного клистрона должен быть меньше 58%. Типичное его значение 25—30%.

Значение выходной мощности определяет важный параметр многорезонаторного клистрона — коэффициент усиления K_{yP} :

$$K_{yP} [\text{дБ}] = 10 \lg (P_2 / P_{\text{вх}}) = 20 \lg (U_2 / U_1).$$

На первый взгляд кажется, что коэффициент усиления клистрона можно сделать сколь угодно большим. Действительно, даже самое небольшое СВЧ напряжение U_1 входного резонатора производит скоростную модуляцию электронного потока. Для эффективной работы клистрона необходимо выбирать $X=X_{\text{опт}}=1,84$. Тогда согласно (6.4)

$$\frac{\theta}{2} \frac{M_1 U_1}{U_0} = 1,84 = \text{const.}$$

Видно, что чем меньше U_1 , тем больше должен быть угол пролета

$$\theta = 2\pi f D / (5,95 \cdot 10^8 \sqrt{U_0})$$

для сохранения постоянства правой части уравнения, т. е. тем больше должно быть расстояние D (рис. 6.2), что сделать достаточно просто.

Однако на практике сильно увеличить коэффициент усиления клистрона за счет уменьшения входной СВЧ мощности и пропорционального увеличения расстояния между резонаторами не удастся. Это связано с тем, что чем плотнее становится сгусток электронов, тем сильнее сказываются в нем расталкивающие силы. Поперечное расталкивание компенсируется внешним магнитным полем, а продольное расталкивание ничем не компенсируется. Если начальная скоростная модуляция мала, а расстояние D велико, то у электронов не хватает энергии преодолеть продольное расталкивание и сформировать плотные сгустки.

Очевидно, что чем больше постоянный ток I_0 , т. е. количество электронов в потоке, тем сильнее скажется продольное расталкивание электронов в сгустках. Для характеристики этого качества электронного потока используется понятие плазменной круговой частоты

$$\omega_{\text{пл}} = e \sqrt{N/m\epsilon_0}, \quad (6.7)$$

где N — количество электронов в единице объема.

Расчет показывает, что если длина D пространства дрейфа (рис. 6.2) превышает значение $\pi v_0 / 2\omega_{\text{пл}}$ (где v_0 — скорость электронов), то группирование электронов в сгустки ухудшается. Это определяет предел увеличению коэффициента усиления клистрона за счет уменьшения его входной мощности. Для двухрезонаторной конструкции $K_{\text{ур}} \approx 10-15$ дБ.

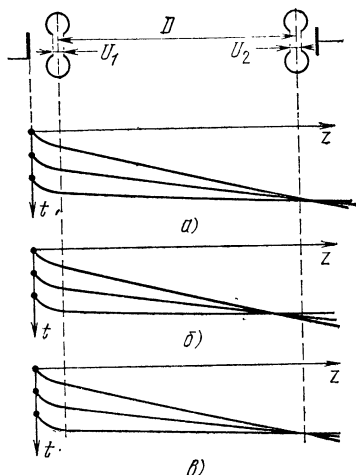


Рис. 6.6. Пространственно-временные диаграммы клистрона при различных значениях входной мощности

Зависимость выходной мощности от входной называется *амплитудной характеристикой*. Если входная мощность мала, то электроны, получив малые приращения скорости, будут медленно собираться в сгустки и попадут в выходной резонатор недогруппированными (рис. 6.6,а). Выходная мощность клистрона будет небольшой. Однако, если входную мощность значительно увеличить, то увеличится СВЧ напряжение во входном резонаторе и электроны будут получать большие приращения скорости. В результате группирование в плотные

сгустки произойдет слишком быстро, т. е. еще до подхода к выходному резонатору (рис. 6.6,б), и выходная мощность клистрона также будет малой. Отсюда можно заключить, что существует некоторая оптимальная входная мощность, при которой группирование электронов оптимально (рис. 6.6,в) и выходная мощность клистрона максимальна.

Качественная зависимость $P_{\text{вых}}$ от $P_{\text{вх}}$ (амплитудная характеристика) дана на рис. 6.7. Область вблизи

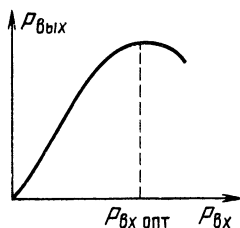


Рис. 6.7. Амплитудная характеристика клистрона

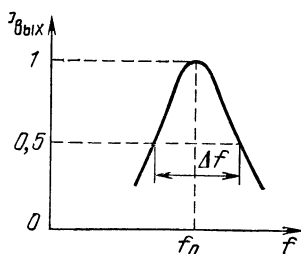


Рис. 6.8. Зависимость выходной мощности усилительного клистрона от частоты входного сигнала

$P_{\text{вх опт}}$ характеризуется слабым изменением $P_{\text{вых}}$ при изменении $P_{\text{вх}}$. Она называется *областью насыщения*. В области малых значений $P_{\text{вх}}$ наблюдается линейная зависимость $P_{\text{вых}}$ от $P_{\text{вх}}$. Это линейный режим работы клистрона. В зависимости от назначения клистрон работает либо в одном, либо в другом режиме. Линейный режим характеризуется наибольшими значениями $K_{\text{ур}}$, тогда как режим насыщения — наибольшим КПД.

В гл. 3 при рассмотрении объемных резонаторов отмечалось, что они представляют собой устройства, в которых амплитуда СВЧ поля вблизи резонансной частоты имеет резкую зависимость от частоты. Это свойство резонаторов характеризуется добротностью Q , которая обычно достаточно велика (сотни и тысячи единиц). Поэтому характеристики клистрона сильно зависят от настройки резонаторов. Если частота входного сигнала в клистроне изменяется относительно резонансной частоты обоих его резонаторов, то значения СВЧ полей в резонаторах уменьшаются тем сильнее, чем выше добротность. Уменьшение поля (и СВЧ напряжения) во входном резонаторе уменьшает эффективность группирования, вследствие чего уменьшается выходная мощность клистрона. Отсюда легко заключить, что двухрезонаторный клистрон является узкополосным усилителем. Его рабочая полоса Δf по половинному уровню выходной мощности (рис. 6.8) составляет десятые доли процента.

В современной технике двухрезонаторные клистроны применяются как усилители очень редко, так как добавлением нескольких резонаторов между первым и выходным резонаторами (рис. 6.1) удастся существенно повысить КПД, значительно (в сотни и тысячи раз) увеличить коэффициент усиления и в десятки раз ширину рабочей полосы частот. Основное применение двухрезонаторные клистроны находят в качестве СВЧ генераторов, имеющих выходную мощность 1—2 Вт.

Если настроить промежуточные резонаторы в многорезонаторном клистроне точно на частоту входного СВЧ сигнала (такая настройка называется *синхронной*), то электронный поток будет возбуждать в них СВЧ поля, которые окажут обратное воздействие на электронный поток и при определенных условиях могут ускорить его группирование. Это позволяет уменьшить требуемое значение входной мощности по сравнению

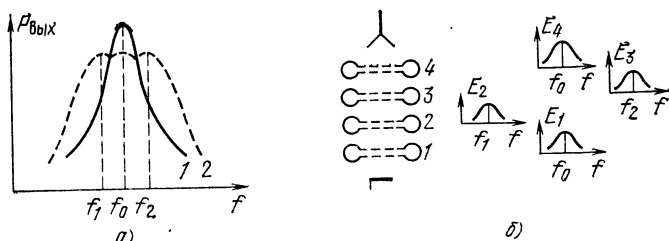


Рис. 6.9. Зависимость выходной мощности многорезонаторного усилительного клистрона от частоты (а) и резонансные кривые отдельных резонаторов для случая широкополосной настройки клистрона (б):

1 — выходная мощность при синхронной настройке всех резонаторов; 2 — выходная мощность при расстройке промежуточных резонаторов; E_1 — E_4 — напряженности электрического поля в резонаторах (резонансные кривые)

с двухрезонаторным клистроном, т. е. получить в многорезонаторном клистроне с синхронной настройкой резонаторов большой коэффициент усиления. При одном дополнительном резонаторе $K_{ур}$ может достигать 30 дБ и более, при двух — свыше 50 дБ.

Можно настраивать промежуточные резонаторы на частоты f_1 и f_2 , слегка отличающиеся от резонансной частоты f_0 первого и последнего резонаторов. В этом случае поля промежуточных резонаторов будут способствовать группированию электронного потока на «своих» частотах, что позволяет расширить рабочую полосу частот клистрона по сравнению с полосой двухрезонаторного клистрона. Пример такой расширенной полосы показан на рис. 6.9,а. Схема настройки промежуточных резонаторов, необходимой в этом случае, показана на рис. 6.9,б. При этом, естественно, коэффициент усиления уменьшается по сравнению с синхронной настройкой промежуточных резонаторов, но все равно может существенно превышать коэффициент усиления двухрезонаторного клистрона.

Предпоследний резонатор в многорезонаторном клистроне располагается достаточно близко к выходному резонатору, где группирование электронного потока максимально. При этом оказывается, что настройка предпоследнего резонатора значительно влияет на форму электронных сгустков, поступающих далее в выходной резонатор. Если настраивать предпоследний резонатор на несколько более высокую частоту, чем центральная частота входного сигнала, то края сгустков становятся

более резкими и амплитуда I_2 первой гармоники пульсирующего тока i_2 становится больше, чем в двухрезонаторном клистроне. Это означает увеличение выходной мощности [см. формулу (6.6)] при прочих равных условиях, т. е. увеличение электронного КПД. Максимальный КПД многорезонаторных клистронов может быть существенно больше 58% — значения, являющегося, как отмечалось, теоретическим пределом электронного КПД для двухрезонаторного клистрона.

Важными узлами, особенно в мощных клистропах, являются коллектор и устройство для вывода СВЧ энергии из выходного резонатора. Коллектор чаще всего представляет собой конусное углубление в массивном медном цилиндре. «Отработавшие» электроны за выходным резонатором попадают на боковые поверхности конусного углубления и равномерно нагревают коллектор. В клистропах небольшой мощности наружная цилиндрическая поверхность коллектора снабжается пластинчатыми ребрами и охлаждается воздухом. В мощных клистропах на коллектор напаяется дополнительная рубашка для водяного охлаждения.

В клистропах длинноволнового диапазона (15 см и более) для вывода энергии из выходного резонатора чаще всего используют петлю (магнитный зонд), соединенную с коаксиальной линией передачи. Аналогичную конструкцию имеет и устройство для ввода входной СВЧ мощности в первый резонатор. Для отделения вакуумного объема клистропа во входной и выходной коаксиальных линиях передачи впаявают шайбы из вакуумно-плотной керамики. В более коротковолновых клистропах входной и выходной линиями передачи служат волноводы, а элементами связи их с резонаторами — щели в боковых стенках резонаторов. В качестве вакуумного уплотнения в этих случаях используются также керамические пластины, перекрывающие поперечное сечение волноводов. В мощных клистропах волновод в области выходного вакуумного уплотнения охлаждается воздухом или жидкостью. При выходной мощности в несколько десятков киловатт в непрерывном режиме вакуумное уплотнение в выходном волноводе клистропа состоит из двух впаянных одна за другой керамических пластин, между которыми прокачивается специальная охлаждающая жидкость, не поглощающая СВЧ энергию.

6.2. ТИПЫ МНОГОРЕЗОНАТОРНЫХ КЛИСТРОНОВ. ПАРАМЕТРЫ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

Усилительные клистроны. Наиболее широкое применение многорезонаторные клистроны (обычно с тремя и более резонаторами) нашли в качестве относительно узкополосных усилителей. Разработаны конструкции таких усилителей на средние, большие и сверхбольшие уровни мощности. Клистронные усилители применяются в радиолокации, радиорелейных линиях, линиях космической связи, в телевидении, для питания мощных ускорителей частиц в ядерной физике и т. д.

Поскольку промежуточные резонаторы в многорезонаторных клистронах имеют высокую добротность (порядка 1000), то при эксплуатации приходится поддерживать температуру резонаторного блока в определенных довольно узких пределах, чтобы его тепловое расширение не привело к расстройке резонаторов и уменьшению коэффициента усиления. Обычно достаточно, чтобы температура блока не изменялась больше чем на $\pm (15—20)^\circ\text{C}$ относительно некоторого среднего значения.

Генераторные клистроны. Следующий широкоиспользуемый тип многорезонаторного клистрона — двухрезонаторный генераторный клистрон. Его схема приведена на рис. 6.10. Он состоит из двух объемных резонаторов с общей стенкой, в которой делается отверстие связи. При этом СВЧ колебания выходного резонатора частично передаются во входной. Скорость электронов, длина пространства дрейфа и частота СВЧ колебаний должны быть взаимно увязаны так, чтобы колебания в выход-

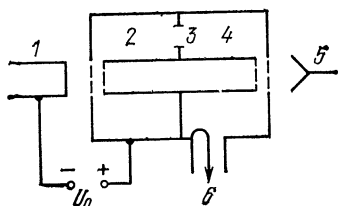


Рис. 6.10. Схема двухрезонаторного клистрона — генератора:

1 — катод; 2 — первый резонатор;
3 — отверстие связи; 4 — второй резонатор;
5 — коллектор; 6 — выход СВЧ энергии

ном резонаторе усиливали колебания в первом резонаторе. Этим обеспечивается положительная обратная связь, что приводит к самовозбуждению, и клистрон становится генератором. При изменении ускоряющего напряжения условия самовозбуждения выполняются лишь в отдельных узких областях, так называемых зонах, и зависимость выходной мощности генераторного

клизотрона от напряжения U_0 также имеет вид отдельных зон.

Длина пространства взаимодействия двухрезонаторного клизотрона невелика, что часто позволяет обходиться без магнитной фокусирующей системы. Электронный КПД двухрезонаторного клизотрона составляет несколько процентов, поэтому его выходная мощность не превышает 1—2 Вт.

Используются генераторные клизотроны в радиорелейных линиях и как задающие генераторы в мощных радиолокационных станциях, чему способствует высокое качество их выходного сигнала (стабильность частоты во времени, очень малый уровень посторонних шумовых сигналов вблизи основной частоты и др.).

Умножительные клизотроны. Двухрезонаторный клизотрон может использоваться в качестве умножителя частоты. Резко несинусоидальная форма тока i_2 в области выходного резонатора (см. рис. 6.4, в) позволяет выделить из него не только синусоидальную составляющую с основной частотой (первая гармоника тока), но и составляющие более высоких частот (вторую, третью и т. д. гармоники, аналогично тому, как выделяются гармоники сложного электрического поля в замедляющих системах, см. рис. 3.19). Следовательно, если в качестве выходного резонатора применить резонатор, настроенный на частоту $2f_{вх}$, $3f_{вх}$ и т. д. ($f_{вх}$ — частота входного сигнала), то двухрезонаторный клизотрон превратится в умножитель частоты.

Амплитуды высших гармоник тока i_2 уменьшаются с ростом номера гармоники, однако при $n=10$ и даже $n=20$ значение выходной мощности на умноженной частоте все еще оказывается приемлемым для практики (сотни и десятки милливатт). Схема умножительного клизотрона дана на рис. 6.11. Применяются умножительные клизотроны в коротковолновых системах с высокой стабильностью частоты: создание высокостабильных генераторов, сразу рассчитанных на работу в этом диапазоне, затруднено. В последние годы умножительные клизотроны в значительной степени вытеснены умножителями на полупроводниковых диодах.

Преобразовательные клизотроны. Для работы некоторых радиолокационных систем требуются сигналы двух близких частот. В этих системах могут применяться клизотроны — преобразователи частоты. Схема такого

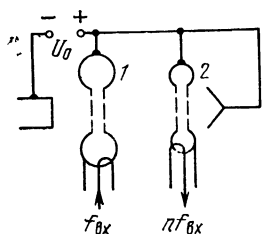


Рис. 6.11. Схема умножительного клистрона:

1 — входной резонатор, настроенный на частоту $f_{вх}$; 2 — выходной резонатор, настроенный на частоту $n f_{вх}$

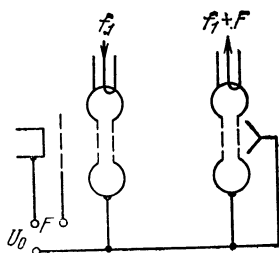


Рис. 6.12. Схема клистрона — преобразователя частоты

клистрона приведена на рис. 6.12. Сигнал с частотой f_1 (СВЧ диапазона) подается во входной резонатор клистрона, а сигнал с частотой F (обычно в несколько десятков мегагерц) подается на дополнительную сетку того же клистрона. В результате такой сложной модуляции электронного потока удастся выделить сгустки, следующие друг за другом с частотой $f_1 \pm nF$, где n — целое число. Настроив выходной резонатор на одну из сдвинутых частот, получают сигнал, например, с частотой $f_1 + F$.

Выходная мощность, требующаяся от клистронных преобразователей частоты, обычно не превышает одной-двух сотен ватт. С маломощными преобразовательными клистроном успешно конкурируют преобразователи на полупроводниковых диодах.

Внешний вид многорезонаторного усилительного клистрона представлен на рис. 6.13.

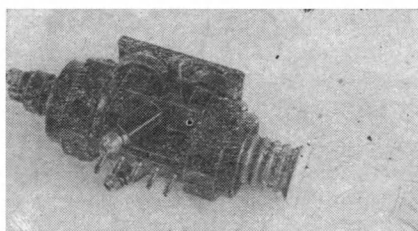


Рис. 6.13. Внешний вид многорезонаторного клистрона

6.3. ОТРАЖАТЕЛЬНЫЕ (ОДНОРЕЗОНАТОРНЫЕ) КЛИСТРОНЫ

Конструкция и принцип действия. На рис. 6.14 представлена схема конструкции отражательного клистрона. Это однорезонаторный генератор СВЧ колебаний с динамическим управлением электронным потоком. В отражательном клистроне фокусирующей магнитной системы нет. Это связано с тем, что пространство дрейфа у него очень короткое и электроны потока не успевают заметно разойтись в поперечном направлении. Отражательный клистрон состоит из электронной пушки 1 (катод и ускоряющий электрод в виде сетки), СВЧ резонатора 2, отражателя 3 — плоского или вогнутого электрода, на который подается отрицательное по отношению к катоду напряжение, и устройства для вывода СВЧ энергии из резонатора.

Рассмотрим принцип действия отражательного клистрона. Под действием положительного напряжения, прикладываемого к сетке и резонатору, электронный поток выходит из катода и пронизывает зазор между сетками резонатора. Электронный поток не бывает идеально однородным по плотности: в нем всегда содержатся очень небольшие беспорядочные сгущения и разрежения (флюктуации). Под действием флюктуаций потока в резонаторе на резонансной частоте наводится слабое СВЧ напряжение. Это напряжение затем модулирует по скорости электроны, вылетающие из катода в более поздние моменты времени. За резонатором, в пространстве дрейфа, модулированный по скорости электронный поток постепенно превращается в поток, модулированный по плотности (см. гл. 4), т. е. состоящий уже из регулярно следующих друг за другом сгустков. Эти сгустки еще слабо сформированы, так как модулирующее напряжение в резонаторе очень мало.

За резонатором все электроны попадают в тормозящее поле отрицательно заряженного отражателя. Подбирая значение напряжения на отражателе, можно повер-

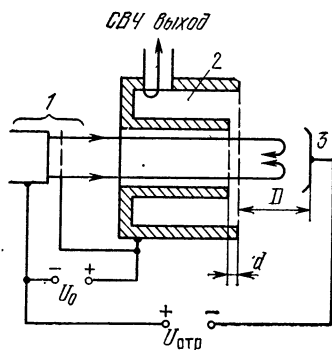


Рис. 6.14. Конструкция отражательного клистрона

нуть назад к резонатору все электроны и заставить их пройти зазор между сетками резонатора во второй раз. Если при этом в момент повторного влета модулированного по плотности потока СВЧ напряжение между сетками будет тормозящим для сгустков электронов, то они будут затормаживаться и отдавать часть своей кинетической энергии СВЧ полю резонатора (что приведет к увеличению СВЧ напряжения в резонаторе), затем электроны улавливаются сеткой пушки. Таким образом в отражательном клистроне осуществляется положительная обратная связь по электронному потоку, что приводит к установлению стационарных СВЧ колебаний.

Пространственно-временная диаграмма на рис. 6.15 дает возможность установить фазовые условия самовозбуждения отражательного клистрона. Если учесть, что электронный сгусток при возврате в резонатор имеет противоположное направление скорости, то, тормозящим для него будет тот полупериод СВЧ напряжения U , который ранее, при первом пролете, был ускоряющим. Таким образом, для возникновения генерации в отражательном клистроне необходимо, чтобы сгустки возвращались в резонатор через время $3T/4$, $3T/4+T$, $3T/4+2T$ и т. д. При изменении напряжения на отражателе генерация в отражательном клистроне будет происходить отдельными зонами, соответствующими различным временам полного пролета электронов. Времени пролета $t=3T/4$ соответствует нулевая зона возбуждения ($n=0$), времени $t=3T/4+T$ — первая зона ($n=1$) и т. д. Типичная зависимость генерируемой мощности от напряжения между отражателем и катодом дана на рис. 6.16.

Напряжения на отражателе по отношению к катоду, соответствующие центрам зон генерации при малости зазора d в сравнении с расстоянием D (рис. 6.14), вычисляются по формуле

$$n + 3/4 = [f_0 D \sqrt{8m/e} U_0] / (U_0 - U_{\text{отр}}),$$

где n — номер зоны генерации; f_0 — резонансная частота резонатора; m/e — отношение массы электрона к его заряду; U_0 — ускоряющее напряжение; $U_{\text{отр}}$ — тормозящее напряжение между катодом и отражателем.

Электронный сгусток в сеточном зазоре резонатора влияет на его резонансную частоту. Поэтому

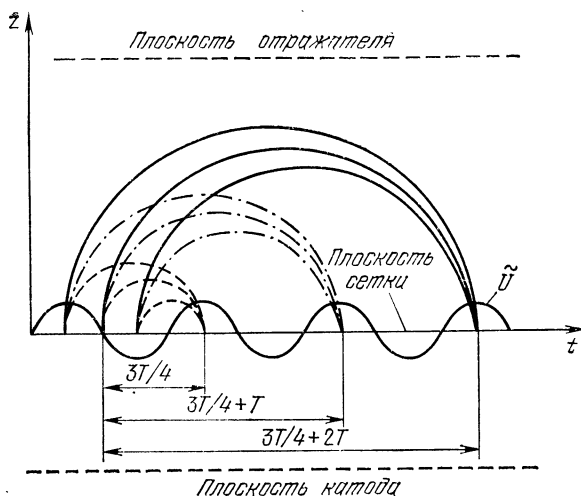


Рис. 6.15. Пространственно-временная диаграмма отражательного клистрона

му резонансная частота резонатора в отсутствие электронного потока («холодная» частота) всегда отличается от резонансной частоты резонатора с электронным потоком («горячая» частота). Величина изменения частоты зависит от величины и формы электронного сгустка, угла пролета и момента (фазы) влета в сеточный зазор. Отсюда следует, что частота, генерируемая отражательным клистроном, должна зависеть также от напряжений U_0 и $U_{отр}$. Изменение частоты колебаний при изменении напряжения на электродах называют электронной перестройкой частоты.

Следовательно, в зонах генерации отражательного клистрона изменяется не только генерируемая мощность (рис. 6.16), но и частота генерируемых колебаний. Это изменение невелико — несколько десятых долей процента, но в ряде случаев этого достаточно для практических применений, так что возможность перестройки частоты с помощью напряжения отражателя является одним из ценных свойств отражательного клистрона.

Электронная перестройка отражательного клистрона характеризуется диапазоном электронной перестройки Δf , при котором генерируемая мощность уменьшается в два раза (на 3 дБ) (рис. 6.17). Поскольку электрон-

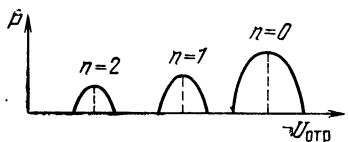


Рис. 6.16. Зависимость мощности P , генерируемой отражательным клистроном, от напряжения на отражателе $U_{отр}$

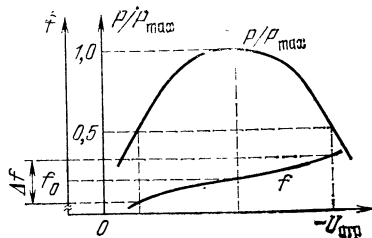


Рис. 6.17. К определению диапазона электронной перестройки отражательного клистрона

ный поток не попадает на отражатель, электронная перестройка частоты клистрона происходит без потребления мощности. Если на отражатель подать кроме постоянного отрицательного напряжения также и пилообразное напряжение с небольшим размахом, то можно получить генератор с очень быстрой (безынерционной) перестройкой частоты, называемой *свиппингом*.

Конструктивно отражательный клистрон может иметь как внешний объемный резонатор (аналогично СВЧ триоду, см. гл. 5), так и внутренний, целиком находящийся в вакуумной части. Внешний резонатор можно легко перестраивать поршнем и получать значительный

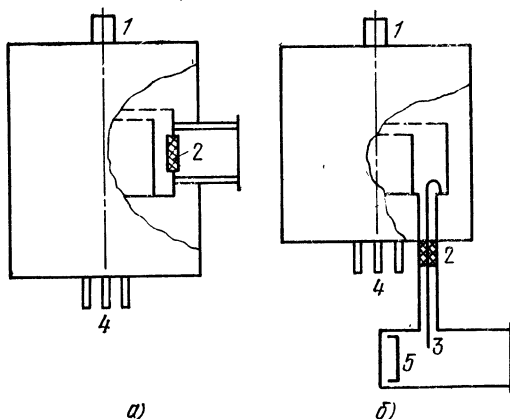
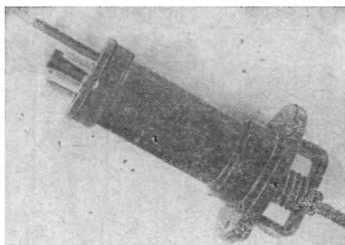


Рис. 6.18. Устройство вывода СВЧ энергии из отражательного клистрона:

a — волноводный вывод; $б$ — коаксиальный вывод, с переходом на волновод (1 — штырек отражателя; 2 — вакуумное диэлектрическое уплотнение; 3 — зонд коаксиальной линии; 4 — штырьки катода, подогревателя, сетки и резонатора; 5 — поршень в волноводе)

Рис. 6.19. Внешний вид перестраиваемого отражательного цельнометаллического клистрона с коаксиальным выводом энергии



диапазон медленной механической перестройки частоты клистрона (до $\pm 10\text{--}25\%$ от средней частоты). Внутривакуумный резонатор механически перестраивать сложнее. Для этого обычно одну из стенок резонатора выполняют в виде гибкой мембраны.

Вывод СВЧ энергии из клистрона с внутривакуумным резонатором осуществляется через диэлектрическое окно, вакуумно-плотно припаиваемое к передающей линии. Чаще всего в этих случаях в качестве передающей линии вывода энергии используется коаксиальная линия, уплотненная стеклянной бусинкой. Коаксиальная линия неудобна в работе, поскольку большая часть измерительной аппаратуры на СВЧ, особенно в диапазоне коротких волн, имеет волноводное исполнение (измерительные линии и т. д.). Поэтому клистроны с коаксиальным выводом энергии коротковолнового диапазона приспособлены для сочленения с волноводами (рис. 6.18, б). В клистроны с длиной волны короче 2 см размеры поперечного сечения коаксиальной линии вывода энергии становятся слишком малыми, и в этих случаях часто применяется волноводный вывод энергии (рис. 6.18, а). На рис. 6.19 показан цельнометаллический отражательный клистрон с внутривакуумным резонатором и коаксиальным выводом энергии.

Типовые параметры. В отражательном клистроне модуляцию электронов по скорости и отбор энергии от модулированного по плотности потока выполняет один и тот же резонатор, что не позволяет сделать эффективными сразу оба процесса, так как для каждого из них требуются различные СВЧ напряжения. Эта и другие причины (оседание электронов на сетках резонатора и др.) приводят к тому, что электронный КПД отражательного клистрона невелик — не более нескольких процентов. Поэтому отражательные клистроны на большие выходные мощности не конструируются. Типовые параметры отражательных клистронов даны в табл. 6.1 [2].

Типовые параметры отражательных клистронов

Конструкция клистрона	Рабочий диапазон длин волн, см	$P_{\text{вых}}$, мВт	U_0 , В	I_0 , мА	$U_{\text{отр}}$, В	Диапазон электронной перестройки, %	Номер рабочей зоны
Стекланный, с внешним резонатором	8—25	80—140	300	30	110—230	0,5—1,7	2 или 3
Металлический баллон, внутренний резонатор	7—8,5	2700	750	80	800	0,45—0,55	—
Металлический баллон, внутренний резонатор, коаксиальный вывод энергии	3,1—3,5	20—30	300	25	130—185	0,57—0,65	6 или 7
Металлический баллон, внутренний резонатор, волноводный вывод энергии	0,5—0,6	15—30	600	25	150—460	—	4 или 5

Области применения. Отражательные клистроны широко применяются во всех случаях, когда от прибора требуется небольшая СВЧ мощность в сочетании с возможностью электронной перестройки частоты и простой конструкции.

Типичными областями применения отражательных клистронов являются радиорелейные линии связи, телевизионная аппаратура, а также лабораторные генераторы, являющиеся источниками СВЧ сигнала при измерении параметров, настройке и испытаниях различной СВЧ аппаратуры. Так же как и маломощные СВЧ триоды, отражательные клистроны во многих случаях не могут конкурировать с полупроводниковыми генераторами, для которых требуется низковольтный источник питающего напряжения и отсутствует источник накала катода. Однако вопрос выбора того или иного СВЧ прибора, как и всегда, решается с учетом всех требований, выдвигаемых конкретной аппаратурой, в которой предполагается его использование. Так, отражательный клистрон имеет более высокую радиационную стойкость, что в некоторых случаях может оказаться решающим.

У п р а ж н е н и я

1. Определите угол пролета через зазор, если частота напряжения на зазоре 6000 МГц, ширина зазора $0,9 \cdot 10^{-3}$ м и ускоряющее напряжение 3000 В.
2. Определите коэффициент взаимодействия для угла пролета, вычисленного в упражнении 1.
3. Определите параметр группирования, взяв значения угла пролета и коэффициента взаимодействия из предыдущих упражнений и положив $U_1/U_0 = 0,05$.

ЛАМПЫ БЕГУЩЕЙ И ОБРАТНОЙ ВОЛНЫ О-ТИПА

7.1. ЛАМПЫ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

Особенности конструкции и принцип действия. Конструкция ЛБВ О-типа схематически представлена на рис. 7.1. Пучок электронов, эмиттируемый катодом 1, ускоряется анодом 2 и попадает в замедляющую систему 4 (иногда электрода 2 в лампе нет, и его роль выполняет замедляющая система). На вход замедляющей системы подается СВЧ сигнал. Продольная составляющая электрического поля СВЧ волны в начальной части замедляющей системы производит модуляцию электронного потока по скорости; по мере дальнейшего его движения в присутствии СВЧ поля системы происходит группирование в сгустки и обмен энергией между электронами и полем, в результате чего к выходу замедляющей системы подходит усиленный СВЧ сигнал. Таким образом, в соответствии с § 3.4 можно заключить, что в ЛБВ О-типа рабочей пространственной гармоникой замедляющей системы является положительная гармоника (прямая волна), так как направления движения СВЧ энергии и фазовой скорости гармоники совпадают. «Отработавшие» электроны попадают на коллектор 5. Соленоид 3 или система из периодических постоянных магнитов производят фокусировку потока в поперечном направлении.

В общих чертах принцип действия ЛБВ О-типа был рассмотрен в гл. 4, где эта лампа была отнесена к приборам с длительным взаимодействием. Там же отмечалось, что скорость движения электронов внутри замедляющей системы и фазовая скорость одной из пространственных гармоник в ней должны быть приблизительно равными, чтобы обеспечить передачу кинетической энергии электронов СВЧ полю (принцип синхронизма). Поясним еще раз важность этого принципа для работы ЛБВ.

Напомним, что бегущая СВЧ волна (точнее, карти-

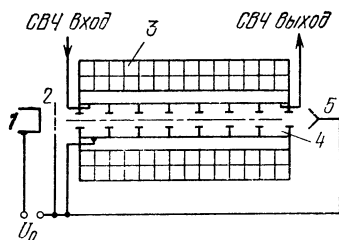


Рис. 7.1. Конструкция ЛБВ О-типа

на ее электрического поля) может быть изображена синусоидальной кривой, движущейся со скоростью v_ϕ (рис. 1.8). Сложное поле в замедляющей системе можно представить в виде суммы простых синусоидальных полей — пространственных гармоник (см. § 3.4), каждая из которых движется со своей фазовой скоростью. Если вместе с волной движется сплошной электронный поток, причем с той же скоростью, что и волна, то волну и электроны можно считать неподвижными относительно друг друга. В этом случае можно отвлечься также и от того факта, что волна и поток движутся со скоростью v_ϕ , введя новую систему координат, перемещающуюся с той же скоростью. Продольную координату в этой новой системе обозначим через z' (рис. 7.2).

Электрическое поле волны будет воздействовать в новой системе координат на одни и те же электроны длительное время. При этом полуволна 1 поля будет ускорять электроны, а полуволна 2 — притормаживать их (рис. 7.2,а), координата z' электронов начнет изменяться. В итоге электроны будут накапливаться в точках волны, аналогичных точке 0 (рис. 7.2,а), т. е. находящихся в месте перехода поля от ускоряющего к тормозящему (рис. 7.2,б). Если бы скорости электронного потока и волны не были равными, то мимо любого из выбранных для рассмотрения электронов быстро пробежали бы ускоряющие и тормозящие полуволны поля и среднее воздействие их на электрон было бы равно нулю.

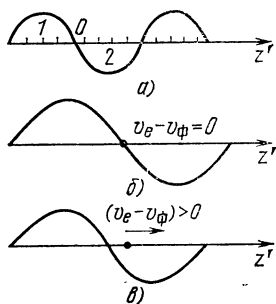


Рис. 7.2. СВЧ волна и электронный поток, движущиеся в одном направлении

Итак, равномерный электронный поток, движущийся синхронно с бегущей пространственной гармоникой электромагнитной волны в замедляющей системе ЛБВ, постепенно превращается в поток, модулированный по плотности, аналогичный тому, который рассматривался в клистронах. Очевидно, однако, эти электроны, скопившиеся в областях нулевого электрического поля СВЧ волны, не способны передать ей энергию.

Теперь предположим, что скорость электронов выбрана

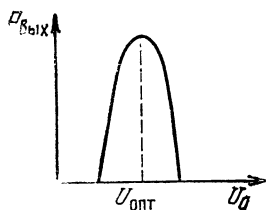


Рис. 7.3. Зависимость выходной мощности от ускоряющего напряжения

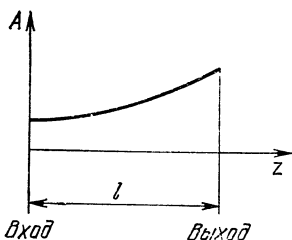


Рис. 7.4. Зависимость амплитуды A волны в ЛБВ от расстояния вдоль ее замедляющей системы z

чуть большей скорости волны. Тогда можно сказать, что в движущейся системе координат сгустки электронов не будут «стоять» в областях нулевого поля, а будут медленно скользить вдоль волны со скоростью $\Delta v = v_e - v_{\phi}$, обгоняя ее, и попадут в тормозящую полуволну (рис. 7.2, в), т. е. начнут отдавать кинетическую энергию СВЧ волне. Если волна и поток будут двигаться таким образом достаточно долго, то сгустки, пройдя тормозящую полуволну, попадут в ускоряющее поле и начнут отбирать энергию от волны. Следовательно, замедляющая система должна иметь такую длину l , чтобы при выбранной разности скоростей Δv сгустки не успевали пройти всю тормозящую полуволну, т. е.

$$l < (\lambda_{\text{зс}}/2\Delta v) v_{\phi},$$

где l — длина замедляющей системы; $\lambda_{\text{зс}}$ — длина волны в замедляющей системе; v_{ϕ} — фазовая скорость волны.

Ясно, что если скорость потока выбрать несколько меньшей, чем скорость волны, то сгустки из нулевых областей поля будут сразу попадать в ускоряющее поле и отбирать энергию от волны. Для каждой лампы, следовательно, существует оптимальная скорость электронного потока (т. е. оптимальное ускоряющее напряжение), при которой выходная СВЧ мощность максимальна (рис. 7.3).

При расчете взаимодействия между электронами и СВЧ полем в ЛБВ обычно не принято определять амплитуду наведенного тока I_2 [согласно (6.5)], так как взаимодействие здесь происходит не локально (как в

выходном резонаторе клистрона), а распределено вдоль лампы. По сути дела, как только начавшие формироваться сгустки передвинутся в область тормозящей полуволны, начинается постепенное увеличение амплитуды электрического поля волны при распространении ее совместно с электронным потоком. Амплитуда волны нарастает по экспоненциальному закону e^{az} (рис. 7.4). Поэтому, чтобы найти выходную мощность ЛБВ, надо вычислить показатель экспоненты a . Расчеты эти достаточно сложны и полностью здесь рассматриваться не будут. Обозначим

$$C = \sqrt[3]{R_{св} I_0 / 4 U_0}, \quad (7.1)$$

где U_0 — ускоряющее напряжение ЛБВ; I_0 — постоянный ток катода; $R_{св}$ — сопротивление связи замедляющей системы ЛБВ (см. § 3.4). Безразмерная величина C называется *параметром усиления*. Значение сопротивления связи $R_{св}$ различно для разных замедляющих систем и разных пространственных гармоник одной и той же замедляющей системы. Значение $R_{св}$ лежит в пределах от десятков до нескольких сотен ом.

Если параметр усиления C рассчитан и известны длина l замедляющей системы ЛБВ и длина волны $\lambda_{зс}$ взаимодействующей пространственной гармоники в ней, то коэффициент усиления определяется по формуле

$$K_{yP} [\text{дБ}] = 47,3 C l / \lambda_{зс}. \quad (7.2)$$

Обычно обозначают отношение $l / \lambda_{зс}$, показывающее, сколько замедленных длин волн укладывается на длине системы, через N , так что

$$K_{yP} [\text{дБ}] = 47,3 C N. \quad (7.3)$$

Теория показывает, что входной сигнал на начальном участке ЛБВ, когда он производит модуляцию электронного потока, используется лишь частично, так как в ЛБВ в присутствии электронного потока возбуждаются сразу несколько волн. Полезной является лишь одна из этих волн, постепенно усиливающаяся к выходу лампы. Учет этого явления позволяет уточнить формулу для приближенного расчета коэффициента усиления ЛБВ:

$$K_{yP} [\text{дБ}] = -9,54 + 47,3 C N. \quad (7.4)$$

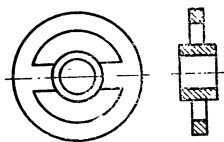


Рис. 7.5. Диафрагма, применяемая для связи между резонаторами

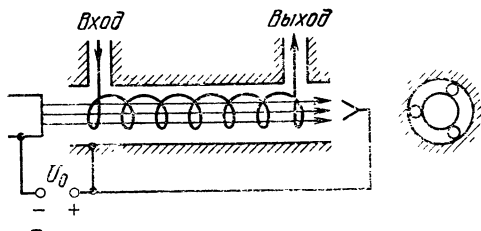


Рис. 7.6. ЛБВ со спиральной замедляющей системой

Замедляющая система в виде цепочки резонаторов, изображенная на рис. 7.1, применяется в мощных ЛБВ. Эта система представляет собой круглый волновод с перегородками (диафрагмами). Связь между отдельными резонаторами осуществляется через специальные окна. Внешний вид одной такой диафрагмы дан на рис. 7.5. Замедляющая система типа диафрагмированного круглого волновода хорошо отводит тепло от пролетного канала, появляющееся от частичного оседания электронов, неизбежного в мощных приборах.

В ЛБВ небольшой мощности в качестве замедляющей системы широко используется проволочная спираль (рис. 7.6). Спираль навивается из жесткой формоустойчивой проволоки (обычно молибденовой) и закрепляется в оболочке на нескольких диэлектрических стержнях (обычно три, как на рис. 7.6). Коэффициент замедления такой системы, как уже отмечалось в § 3.4, равен отношению длины одного витка спирали к ее шагу; он сохраняется почти постоянным в широком диапазоне частот. Это означает, что ЛБВ со спиральной замедляющей системой может усиливать сигналы в большом частотном диапазоне (до 50% от средней частоты) при неизменном ускоряющем напряжении. Полоса усиления, определяемая по уровню уменьшения выходной мощности в два раза (см. рис. 6.17), часто превышает октаву (когда частота одного края полосы в два раза больше частоты другого края полосы) и значительно больше полосы клистронов (рис. 6.8, 6.9).

Амплитудная характеристика ЛБВ на любой частоте рабочего диапазона имеет вид, аналогичный приведенному на рис. 6.7. Напомним, что при этом на линейном участке наблюдается максимальное усиление при относительно небольшом электронном КПД, а в обла-

сти оптимума по входной мощности коэффициент усиления обычно на 5—7 дБ меньше, а электронный КПД наибольший для данной лампы.

КПД является особенно важной характеристикой в ЛБВ большой мощности. Необходимость соблюдения условия приблизительного синхронизма между волной и электронным потоком ограничивает достижимый в ЛБВ электронный КПД. В самом деле, для того чтобы электронные сгустки отдали значительную энергию СВЧ полю, они должны сильно затормозиться этим полем, так как в ЛБВ в энергию СВЧ поля переходит кинетическая энергия электронов. Но как только электронные сгустки сильно затормозятся, они останутся от тормозящей полуволны и попадут в ускоряющее поле, что резко снизит выходную мощность лампы. Поэтому реальное значение электронного КПД мощных ЛБВ меньше значения, характерного для мощных клистронов, и составляет 20—30%.

Для некоторого увеличения КПД можно изменять параметры замедляющей системы ЛБВ около выходного конца лампы. Так, если фазовая скорость волны к концу лампы будет постепенно уменьшаться, то затормаживающиеся сгустки электронов дольше не выйдут из тормозящей полуволны и смогут передать ей боль-

шую долю своей кинетической энергии. Такие ЛБВ называются *изохронными*. Для повышения КПД часто используется схемное решение — так называемая рекуперация.

Идея ее заключается в том, что «отработавшие» электроны, покидающие замедляющую систему все еще со значительной скоростью, затормаживаются электрическим полем коллектора так, чтобы они практически потеряли эту скорость перед попаданием на коллектор. Для этого необходимо подать между коллектором и катодом небольшое положительное напряжение, намного меньшее напряжения между катодом и замедляю-

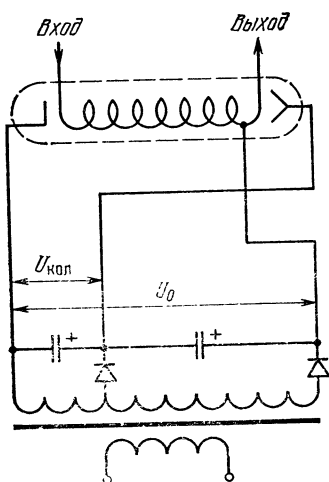


Рис. 7.7. Схема включения источников питания ЛБВ при рекуперации

щей системой (рис. 7.7). Например, можно взять два выпрямителя, питающихся от одного трансформатора, и напряжение первого из них, равное U_0 , приложить между замедляющей системой и катодом, а напряжение второго (меньшего значения) — между катодом и коллектором. Катодный ток I_0 в этом случае будет определяться ускоряющим напряжением U_0 и первеансом лампы p .

Если ЛБВ имеет хорошую магнитную фокусировку электронного потока, то на спираль электроны практически не оседают, т. е. выпрямитель с напряжением U_0 практически не будет потреблять мощность от сети. Электронный поток после взаимодействия с полем в спирали попадает на коллектор, поэтому ток коллекторного выпрямителя будет равен I_0 , а мощность, потребляемая им из сети, составит $U_{\text{кол}}I_0$. Таким образом, если электронный КПД лампы без рекуперации (когда $U_{\text{кол}} = U_0$) равен

$$\eta = P_{\text{вых}}/U_0I_0,$$

где $P_{\text{вых}}$ — выходная СВЧ мощность лампы, то КПД лампы с рекуперацией

$$\eta_{\text{рек}} = P_{\text{вых}}/U_{\text{кол}}I_0.$$

Если подставить в последнее выражение значение $P_{\text{вых}}$ из первого выражения, то получим

$$\eta_{\text{рек}} = \eta U_0/U_{\text{кол}}.$$

Видно, что чем меньше напряжение коллектора, тем выше КПД лампы в рассмотренной схеме. Обычно удается достичь $U_0/U_{\text{кол}} \leq 2$. При очень малом напряжении коллектора электроны, уже частично заторможенные СВЧ волной, могут вообще не дойти до коллектора и повернут назад, как это происходит в отражательном клистроне (§ 6.3). Эти отразившиеся электроны могут привести к самовозбуждению ЛБВ, поэтому режимы работы с малыми напряжениями коллектора недопустимы.

Важными узлами ЛБВ являются устройства ввода и вывода СВЧ энергии, выполняющие и функцию разделения вакуумной и невакуумной частей прибора. Как уже отмечалось, большим преимуществом ЛБВ является широкополосность. Поэтому ввод и вывод энергии в них должны быть также широкополосными, т. е. не должны вызывать отражений падающей на них СВЧ

энергии при изменении длины волны в значительных пределах.

Из-за сложности переходных устройств от регулярных линий передач (коаксиальная линия или волновод) к замедляющим системам редко удается обеспечить режим полного согласования в замедляющих системах ЛБВ. Часть энергии усиленной СВЧ волны, отражаясь от переходного устройства на выходе прибора, возвращается ко входу, еще раз частично отражается и оказывается в равных условиях с внешним входным сигналом. Таким образом, отражения в усилительных СВЧ приборах могут привести к их самовозбуждению, что нарушит нормальный режим усиления. Опасность самовозбуждения особенно велика в лампах с большим коэффициентом усиления. Поэтому применяют поглотители СВЧ энергии, которые наносятся на замедляющую систему и ослабляют отраженную волну, препятствуя самовозбуждению.

Эти поглотители уменьшают коэффициент усиления ЛБВ на 5—10 дБ по сравнению со значением, рассчитанным по формуле (7.4). Отсутствует поглотитель лишь в ЛБВ, работающих в диапазонах миллиметровых волн, где потери в стенках замедляющей системы велики и обеспечивают устранение самовозбуждения.

На рис. 7.8 даны примеры конструкций широкополосных переходов от спиральной замедляющей системы к волноводу и коаксиальной линии. На рис. 7.8,а суживающийся волновод подходит к промежутку между двумя диафрагмами. Подбирая высоту волновода в месте подхода к замедляющей системе, можно получить хорошее согласование в ЛБВ. На рис. 7.8,б спираль входит в виде антенки в волновод и далее присоединяется к небольшой трубке 1, представляющей собой центральный проводник отрезка коаксиальной линии, впаянной в волновод. Согласование спирали с волноводом производится подбором размеров коаксиальной линии. Наконец, на рис. 7.8,в показана спираль, являющаяся продолжением центрального проводника входной коаксиальной линии и охватывающая спиральную замедляющую систему. Согласование производится подбором размеров охватывающей спирали.

Типовые параметры и области применения. Широкополосные усилители СВЧ крайне необходимы в технике. Такие усилители используются при многоканальной

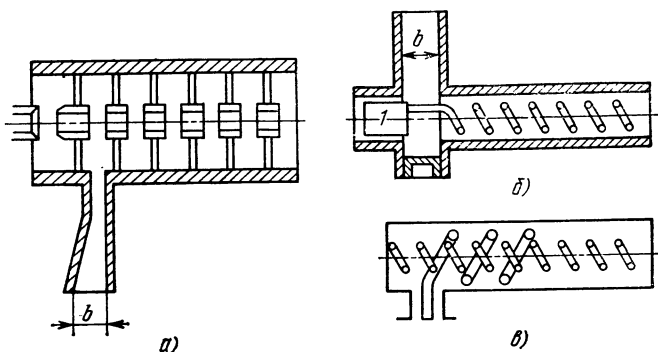


Рис. 7.8. Примеры конструкций переходов от спиральной замедляющей системы к волноводу и коаксиальной линии

связи по радиорелейным линиям. В радиолокаторах они обеспечивают быстрый переход от одной частоты на другую и тем самым позволяют избавиться от помех. Широкополосные усилители необходимы при разработке и испытаниях СВЧ аппаратуры как универсальные источники входной мощности. Во всех этих областях с успехом применяют ЛБВ. Они разработаны для перекрытия всего СВЧ диапазона и на различные уровни мощности. Применение современных материалов, особенно магнитных, а также успехи конструирования позволили в последние годы резко уменьшить габариты и массу ЛБВ, в результате чего они нашли еще одну обширную область применения — в качестве бортовых усилителей для космической связи через спутники Земли.

Представление о типовых значениях выходных параметров (мощность, КПД, полоса частот) и параметров режима (напряжение, ток) для ЛБВ различных

Рис. 7.9. Внешний вид ЛБВ с магнитной периодической фокусировкой и воздушным охлаждением коллектора и выходного участка замедляющей системы

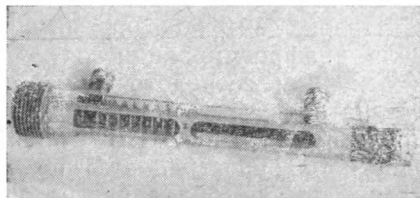


Таблица 7.1

Параметры некоторых ЛБВО-типа

Режим работы ЛБВ	Ускоряющее напряжение, кВ	Ток катода, мА	Выходная мощность	Коэффициент усиления, дБ	КПД, %	Рабочая длина волны, см	Рабочая полоса частот, %	Тип замедляющей системы
Импульсный	100	$9 \cdot 10^4$	3 МВт (длительность импульса 2 мкс)	35	34	10	10	Специальные диафрагмы
Непрерывный	20—30	$(9—15) \cdot 10^3$	5 кВт	15	22—30 с рекуперацией	3	5	То же
“	0,37	0,2	1 мВт	25	—	10	8	Спираль
“	7	3	0,5 Вт	30	2,5	0,5	20	“

диапазонов и назначения дает табл. 7.1. [1]. Внешний вид ЛБВ дан на рис. 7.9.

7.2. ЛАМПЫ ОБРАТНОЙ ВОЛНЫ

Особенности конструкции и принцип действия. Рассматривая замедляющие системы (§ 3.4), мы уже отмечали, что в них существуют как положительные, так и отрицательные пространственные гармоники. В ЛБВ О-типа рабочими являются положительные пространственные гармоники. Лампы, использующие отрицательные пространственные гармоники, получили название ламп *обратной волны* (ЛОВ) О-типа.

Когда мы рассматривали принцип действия ЛБВ в § 7.1, то выделяли из сложного электрического поля замедляющей системы одну пространственную гармонику и считали, что она распространяется по пространству взаимодействия вместе с электронным потоком, т. е. как бы забывали о существовании периодической структуры замедляющей системы. Такой прием позволяет рассчитать параметры ЛБВ с достаточной точностью.

На рис. 7.10 показано распределение электрического поля диафрагмированного волновода. Видно, что поле в основном сосредоточено в узких зазорах отдельных резонаторов, а в промежутках между ними (внутри пролетных трубок) СВЧ поля практически нет. СВЧ энергия распространяется по такой системе от резонатора к резонатору главным образом через окна связи

в диафрагмах (см. также рис. 7.5), т. е. «в обход» пространства взаимодействия, где движется электронный поток. Поэтому можно рассматривать взаимодействие электронов и электрического поля замедляющей системы и как прерывистое, т. е. считать, что, пока электрон пролетает зазор, он испытывает действие поля, а когда летит между зазорами в трубке, то никакие поля на него не действуют. Такой подход облегчает понимание работы ЛОВ.

В самом деле, для взаимодействия электрона с СВЧ полем в принципе не важно, куда движется по замедляющей системе СВЧ энергия — в ту же сторону, что и электрон, или в противоположную. Важно лишь, чтобы при каждом подлете к зазору в пространстве взаимодействия электрон встречал СВЧ поле нужного для взаимодействия тормозящего направления. Именно этот последний факт мы отражаем, говоря, что для взаимодействия необходимо равенство значения и направления скорости электронов v_e и фазовой скорости v_ϕ гармоники СВЧ поля (условие синхронизма). СВЧ энергия по замедляющей системе может распространяться при этом как в ту, так и в другую сторону со своей групповой скоростью $v_{гр}$. Взаимные направления скоростей в лампах бегущей и обратной волны даны на рис. 7.11.

Рассматривая рис. 7.11, б, можно сделать важный вывод о режиме работы ЛОВ. То, что СВЧ энергия в этих лампах движется навстречу электронному потоку (т. е. от коллекторного конца прибора к пушечному концу), означает, что в них при наличии электронного потока устанавливается положительная обратная связь между концами замедляющей системы. Следовательно, ЛОВ в принципе являются генераторами, а не усилителями.

Известно, что любой усилитель можно превратить в

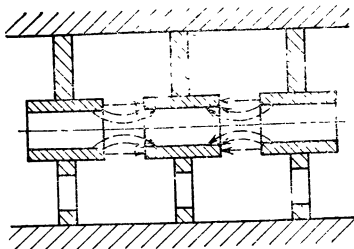


Рис. 7.10. Распределение электрического поля в диафрагмированном волноводе

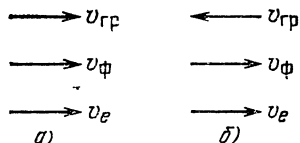


Рис. 7.11. Направления групповой и фазовой скоростей и скорости электронов в приборах с нормальной (а) и аномальной (б) дисперсией

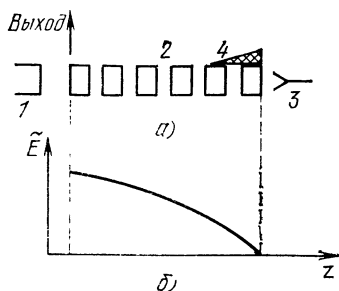


Рис. 7.12. Схема устройства ЛОВ О-типа (а) и распределение электрического СВЧ поля вдоль замедляющей системы (б):

1 — катод; 2 — замедляющая система; 3 — коллектор; 4 — согласованная нагрузка

целое число длин волн. Для выполнения баланса амплитуд необходимо, чтобы цепь обратной связи не имела больших потерь. В противном случае усилитель не сможет восполнить эти потери, и самовозбуждение станет невозможным.

Все сказанное выше применимо и к ЛОВ с положительной обратной связью через электронный поток. Для обеспечения баланса фаз необходима определенная длина прибора и определенная скорость электронного потока. Для выполнения условия баланса амплитуд необходимо, чтобы усиление в ЛОВ превышало потери в ней. Поскольку усиление зависит от электронного тока I_0 , то баланс амплитуд может выполняться только при токах, больших некоторого минимально необходимого. Этот минимально необходимый ток называется *пусковым* током ЛОВ. При токах, меньших пускового, ЛОВ можно использовать как усилитель. Такой усилитель называется *регенеративным*.

Итак, работа генераторной ЛОВ происходит следующим образом (рис. 7.12,а). Электронный поток вводится с соответствующей скоростью в пространство взаимодействия замедляющей системы. Оба конца замедляющей системы соединяются с согласованными нагрузками, т. е. извне СВЧ энергия в систему не вводится. Флуктуации электронного потока наводят в замедляющей системе очень слабое СВЧ поле. Это поле, в свою очередь, способствует модуляции электронного

генератор, введя внешнюю положительную обратную связь. Для самовозбуждения усилителя с обратной связью необходимо выполнение так называемого баланса фаз и амплитуд. При балансе фаз сигнал, поступающий по цепи обратной связи на вход усилителя, должен увеличивать начальный флюктуационный сигнал. Это происходит в том случае, когда полная длина пути сигнала через усилитель и цепь обратной связи составляет

потока по скорости и образованию сгустков, как и обычно в приборах с динамическим управлением. Энергия, передаваемая сгустками СВЧ полю, распространяется в системе к катодному концу прибора, усиливая скоростную модуляцию потока. Таким образом устанавливается положительная обратная связь между концами замедляющей системы и происходит самовозбуждение прибора. Вывод энергии производится из катодного конца системы, где поле волн максимально (рис. 7.12,б). В нагрузку около коллекторного конца СВЧ энергия в идеальном случае не идет. Однако если нагрузку здесь не поставить, то неизбежные небольшие отражения от переходного устройства вывода энергии около катодного конца и переотражения от коллекторного конца приведут к сильной изрезанности зависимости выходной мощности ЛОВ от частоты (показано штриховой линией на рис. 7.13).

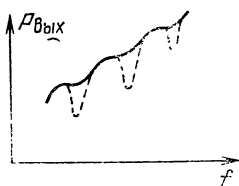


Рис. 7.13. Амплитудно-частотная характеристика ЛОВ О-типа

ЛОВ О-типа способна генерировать в очень широком диапазоне частот (октава и более), если плавно изменять ускоряющее напряжение U_0 на замедляющей системе, что обеспечивает поддержание необходимого для самовозбуждения фазового соотношения между волной и потоком. При этом выходная мощность на низкочастотном (длинноволновом) краю диапазона уменьшается, так как синхронное напряжение здесь тоже уменьшается в соответствии с увеличением замедления волны в замедляющей системе (рис. 3.20,б).

Электронный поток в ЛОВ формируется в плотные сгустки, как и в клистроне и ЛБВ, по мере движения от

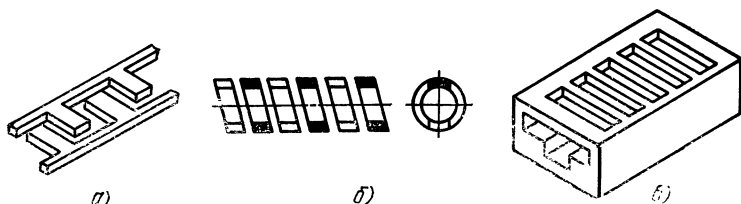


Рис. 7.14. Замедляющие системы, используемые в ЛОВ О-типа: а — встречные штыри; б — двухзаходная спираль; в — лестница с впадиной

пушечного конца к коллекторному. Однако амплитуда поля в этой лампе у коллекторного конца замедляющей системы мала (рис. 7.12,б), в результате чего эффективность взаимодействия потока с полем в целом меньше, чем в ЛБВ. Соответственно в ЛОВ снижается и электронный КПД.

Основными типами замедляющих систем, применяемыми в ЛОВ О-типа, являются «встречные штыри», двухзаходная спираль; «лестница с впадиной» и др. (рис. 7.14).

Области применения и типовые параметры. Низкий КПД ЛОВ О-типа не позволяет конструировать эти лампы на очень большую выходную мощность. Основным достоинством ЛОВ является большой диапазон электронной перестройки частоты. Поэтому ЛОВ О-типа применяются в качестве широкополосных перестраиваемых генераторов в лабораторных установках для исследования различных характеристик приборов и узлов (согласования, потерь и т. д.). Наиболее типичными установками являются панорамные измерители КСВН на основе свип-генераторов (генераторы, в которых частота сигнала «качается» в широком диапазоне за счет подачи пилообразного напряжения на катод ЛОВ). Обычно в этих случаях часть выходной мощности подается на детекторную секцию (см. § 2.3) и ее выходной сигнал, усиленный усилителем, поступает на дополнительную сетку ЛОВ, устанавливаемую вблизи катода. При правильном выборе полярности подаваемого напряжения можно получить электронную стабилизацию уровня выходной мощности, т. е. избавиться от изрезанности амплитудно-частотной характеристики ЛОВ (рис. 7.13).

Параметры типичных ЛОВ О-типа приведены в табл. 7.2 [1].

Таблица 7.2

Параметры некоторых ЛОВ О-типа

Рабочий диапазон частот, ГГц	U_0 , кВ	I_0 , мА	$P_{\text{вых}}$, мВт	Тип замедляющей системы
2,4—4,8	0,17—1,4	40	50—500	Встречные штыри
140—150	3,3—4,6	45	5	Гребенка
485—615	2—4	50	1—7	Встречные штыри

Упражнения

1. Определите параметр усиления ЛБВ при сопротивлении связи 70 Ом, токе катода 150 мА и ускоряющем напряжении 3500 В.
2. Определите коэффициент усиления ЛБВ по мощности, если известно, что длина лампы 17 см, длина замедленной волны взаимодействующей гармоники 1 см, а параметр усиления соответствует рассчитанному в предыдущем упражнении.
3. Определите выигрыш в КПД ЛБВ с рекуперацией, если ускоряющее напряжение 3700 В, а напряжение на коллекторе 2000 В.

Глава 8

ПРИБОРЫ МАГNETРОННОГО ТИПА

8.1. ЛБВ МАГNETРОННОГО ТИПА

Метод динамического управления электронным потоком в присутствии скрещенных постоянных электрического и магнитного полей рассмотрен в § 4.5.

Лампа бегущей волны М-типа, реализующая этот метод, изображена на рис. 8.1. Электроны с катода 1 под действием положительного управляющего напряжения U_y на электроде 2 поднимаются вверх. Постоянное магнитное поле B (перпендикулярное плоскости рисунка) направляет их в пространство взаимодействия между замедляющей системой 3 и отрицательным электродом 4. Если выполнены условия правильного влета (см. рис. 4.13, в), то далее электронный поток пойдет практически прямолинейно вдоль пространства взаимодействия со скоростью v_d [см. формулу (4.5)] до самого коллектора 5 (штриховые линии на рис. 8.1).

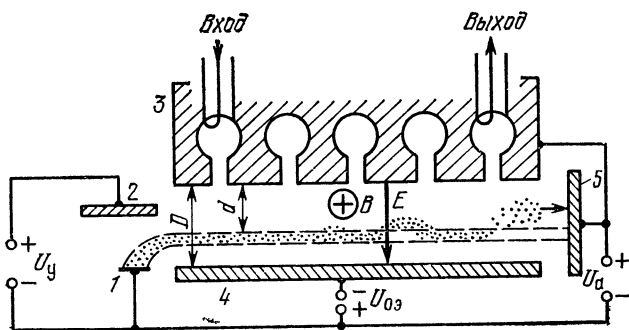


Рис. 8.1. Схема устройства ЛБВ М-типа

Скорость v_d выбирается равной фазовой скорости одной из положительных гармоник СВЧ поля в замедляющей системе (условие синхронизма). Под действием электрического поля этой гармоники электронный поток постепенно превращается в прерывистый и смещается вверх, к замедляющей системе, в тормозящих полупериодах и вниз, к отрицательному электроду, в ускоряющих полупериодах. Неблагоприятные для взаимодействия электроны быстро достигают отрицательного электрода и не участвуют дальше в процессе взаимодействия, а благоприятные для взаимодействия электроны, не теряя своей продольной скорости, движутся вместе с волной благодаря условию синхронизма и передают ей свою потенциальную энергию.

В лампах большой мощности при сильных СВЧ полях «язычки» электронного потока могут достигать замедляющей системы, и электроны оседают на ней, как на коллекторе. Поэтому замедляющая система в мощных ЛБВ М-типа должна иметь хороший теплоотвод.

Отличительной особенностью ЛБВ М-типа является высокий КПД. Из рис. 8.1 ясно, что если ввести электронный поток очень близко к отрицательному электроду, то неблагоприятные для взаимодействия электроны осядут на нем у начала лампы, т. е. не успеют отобрать бесполезно сколько-нибудь значительную энергию от СВЧ волны, а благоприятные электроны смогут передать СВЧ волне большую потенциальную энергию. Эта энергия тем больше, чем больше расстояние d . Электронный КПД мощных ЛБВ М-типа достигает 40—50% без применения рекуперации, что заметно выше КПД ЛБВ О-типа.

Расчет коэффициента усиления ЛБВ М-типа намного сложнее, чем аналогичный расчет для ЛБВ О-типа, из-за того, что в ней электроны совершают движение по двум координатам (в продольном и поперечном направлениях). В мощных ЛБВ М-типа достигаются коэффициенты усиления в 20—25 дБ, в менее мощных — более высокие (до 35—45 дБ). Для предотвращения самовозбуждения в ЛБВ М-типа применяются поглотители в замедляющих системах так же, как и в ЛБВ О-типа.

В маломощных лампах в качестве замедляющей системы чаще всего используется система типа встречных

штырей (рис. 7.14, а), работающая на первой положительной гармонике (основная гармоника в этой системе отрицательная, и поэтому в усилителе не может быть использована). В мощных ЛБВ М-типа применяются замедляющие системы в виде цепочки связанных резонаторов (как на рис. 8.1), гребенки и др., способные при охлаждении их внешних поверхностей (воздушном или жидкостном) рассеять значительные тепловые нагрузки.

Напомним, что в приборах М-типа внешнее постоянное магнитное поле B не может выбираться произвольно, как это допустимо в значительной степени для приборов О-типа, для которых почти всегда справедливо правило: чем поле больше, тем лучше фокусировка потока. В ЛБВ М-типа между фазовой скоростью и скоростью пространственной гармоники замедляющей системы, внешним магнитным полем и напряженностью постоянного электрического поля в пространстве взаимодействия существует однозначная связь (рис. 8.1):

$$v_{\phi} = E/B = v_{\text{ц}} = (U_{\text{а}} + U_{\text{ос}}) / (DB).$$

Из этой формулы видно, что в ЛБВ М-типа фазовая скорость волны и скорость электронного потока пропорциональны напряжению на замедляющей системе, тогда как в приборах О-типа они пропорциональны $\sqrt{U_0}$ (см. § 4.4). Следовательно, приборы М-типа более низковольтные по сравнению с аналогичными по диапазону и выходной мощности приборами О-типа.

Области применения ЛБВ М-типа в основном те же, что и для усилительных клистронов и ЛБВ О-типа средней и большой мощности. Относительная низковольтность и высокий КПД ламп бегущей волны М-типа во многих применениях компенсируют недостаток, связанный с их меньшим коэффициентом усиления.

8.2. ЛОВ МАГНЕТРОННОГО ТИПА

Конструктивно ЛОВ М-типа отличается от ЛБВ М-типа наличием лишь одного вывода энергии (у катодного конца). Второй конец замедляющей системы, так же как и в ЛОВ О-типа, нагружается на согласованную нагрузку. Взаимодействующей гармоникой в замедляющей системе ЛОВ М-типа должна быть обратная гармоника. Схема ЛОВ М-типа с замедляющей системой в виде встречных штырей изобра-

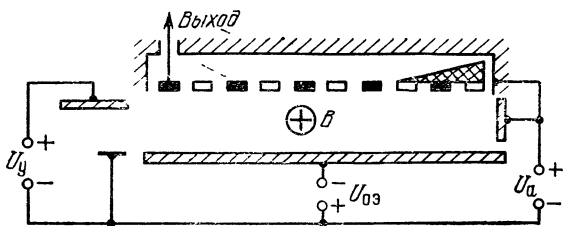


Рис. 8.2. Схема устройства ЛОВ М-типа

жена на рис. 8.2. Принцип работы генератора, работающего на замедляющей системе с обратной волной, был подробно рассмотрен в § 7.2. Взаимодействие М-типа обеспечивает ЛОВ магнетронного типа высокий электронный КПД, в связи с чем такие лампы могут конструироваться и на большие уровни выходной мощности (сотни киловатт и даже мегаватт в импульсном режиме работы). При этом обеспечивается электронная перестройка генерируемой частоты в десятки процентов относительно среднего значения.

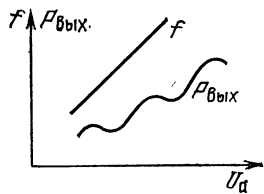


Рис. 8.3. Зависимость частоты и выходной мощности от анодного напряжения

Важной особенностью ЛОВ М-типа является линейная зависимость между генерируемой частотой и анодным напряжением в значительной части диапазона перестройки (рис. 8.3).

Постоянное магнитное поле в пространстве взаимодействия ЛБВ и ЛОВ М-типа создается обычно с помощью внешних постоянных магнитов. Расположение

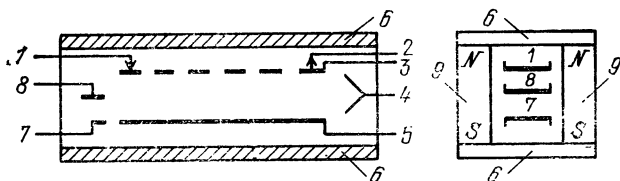


Рис. 8.4. Расположение ЛБВ и ЛОВ М-типа в постоянных магнитах: 1 — СВЧ вход (для ЛБВ) или СВЧ выход (для ЛОВ); 2 — СВЧ выход ЛБВ; 3 — вывод замедляющей системы; 4 — вывод коллектора; 5 — вывод отрицательного электрода; 6 — постоянные магниты; 7 — вывод катода; 8 — вывод управляющего электрода; 9 — ярмо из магнитомягкого железа.

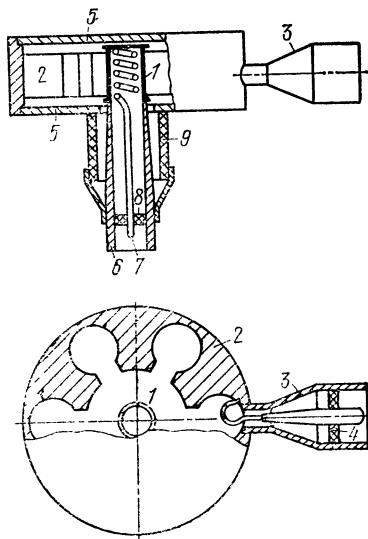
ЛБВ и ЛОВ между полюсами магнитов показано на рис. 8.4.

Маломощные ЛОВ М-типа могут применяться как генераторы с качающейся частотой для лабораторных целей, а мощные — в системах радиопротиводействия для создания сильных помех радиолокационным станциям противника в широком диапазоне частот.

8.3. МАГНЕТРОНЫ

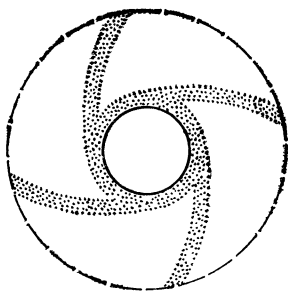
Конструкция магнетрона. ЛБВ и ЛОВ магнетронного типа иногда называют приборами с инжектированным электронным потоком (инжекция — впрыскивание). Из рис. 4.13, а (§ 4.5) видно, что в пространстве взаимодействия прибора М-типа возможно формирование электронного потока из электронов, эмиттируемых отрицательным электродом. Типичным представителем таких приборов является многорезонаторный *магнетрон* — высокоэффективный генератор М-типа. Конструкция магнетрона представлена на рис. 8.5. Под действием приложенного между замедляющей системой и катодом напряжения в магнетроне появляется вращающийся замкнутый электронный поток толщиной h (величина h показана на рис. 4.13, а), часто называемый электронной «втулкой». Замедляющая система

Рис. 8.5. Конструкция магнетрона:



1 — катод; 2 — резонаторный блок; 3 — вывод энергии; 4 — вакуумное уплотнение; 5 — крышки; 6 — вывод катода; 7 — вывод накала; 8 — изолятор накала; 9 — высоковольтный изолятор

Рис. 8.6. Электронный поток в магнетроне



в магнетроне замкнута, т. е. ее вход соединен с выходом, и в приборе существует положительная обратная связь.

Когда средняя скорость движения электронного потока $v_{\text{ц}} = E/B$ (см. § 4.5) станет равной фазовой скорости одной из пространственных гармоник замедляющей системы магнетрона, произойдет его самовозбуждение. При этом сплошной электронный поток, как и в ЛОВ и ЛБВ М-типа, начнет группироваться в сгустки. Неблагоприятные для взаимодействия электроны будут уходить к отрицательному электроду, т. е. будут ударяться о катод, а благоприятные начнут подниматься к замедляющей системе. Поскольку в рассматриваемом приборе коллектора нет, то его роль выполняет замедляющая система. Поднимающиеся к замедляющей системе благоприятные для взаимодействия электронные сгустки образуют в магнетроне «спицы», выходящие из электронной «втулки» (рис. 8.6).

Магнетрон является одним из самых распространенных высокоэффективных генераторов СВЧ, способных генерировать колебания как малого, так и большого уровней мощности на волнах от дециметрового до миллиметрового диапазона.

Свойства замкнутой замедляющей системы магнетрона. Замкнутость замедляющей системы магнетрона (часто ее называют резонаторной системой или резонаторным блоком) превращает ее в объемный резонатор сложной конфигурации точно так же, как превращается в резонатор любая линия передачи, замкнутая с обоих концов (см., например, рис. 3.9). СВЧ колебания в таком резонаторе могут существовать лишь на отдельных частотах (видах колебаний; см. § 3.2), на которых вдоль резонатора укладывается целое число волн (для резонатора на основе замедляющей системы — целое число замедленных длин волн). На рис. 8.7 жирной штриховой линией воспроизведена дисперсионная характеристика замедляющей системы ЛОВ. Максимальное замедление основной гармоники соответствует самой длинноволновой точке характеристики ($\varphi = \pi$, $\lambda = \lambda/\pi$).

В соответствии с формулой (3.1) $\lambda_{\text{зсч}} = 2d$ (d шаг структуры замедляющей системы, см. рис. 3.12, 3.13). Чтобы при этом вдоль замкнутой замедляющей системы уложилось целое число замедленных длин волн,

т. е. наступил резонанс, достаточно, очевидно, иметь в ней четное число ячеек. В магнетроне обычно так и делают, и его рабочей волной является волна λ_π . Если число ячеек в магнетроне обозначить через N , то число замедленных волн при $\lambda = \lambda_\pi$ будет равно $n = N/2$. Следующий резонанс в замкнутой системе наступит, когда число замедленных волн вдоль нее уменьшится на 1, т. е. при $n' = n - 1$ и т. д. Следовательно, магнетрон может возбуждаться лишь на отдельных частотах и является узкополосным генератором (точки на рис. 8.7).

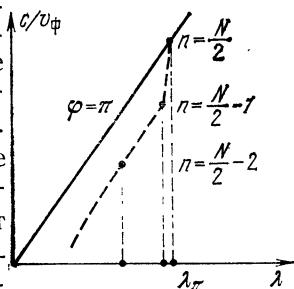


Рис. 8.7. Виды колебаний в магнетроне

Распределение электрического поля в замедляющей системе восьмirezонаторного магнетрона при $n=4$ и $n=2$ дано на рис. 8.8. Отметим, еще раз, что основная пространственная гармоника π -вида колебаний имеет наибольшее замедление по сравнению с замедлением основных гармоник других видов колебаний, т. е. для синхронизма с ней требуется наименьшее анодное напряжение.

При рассмотрении простейшего резонатора в § 3.1 (рис. 3.1, а) мы отмечали, что СВЧ колебания устанавливаются в нем за счет многократных отражений мощности от закороченных концов. Можно сказать, что в таком резонаторе существуют две бегущие навстречу

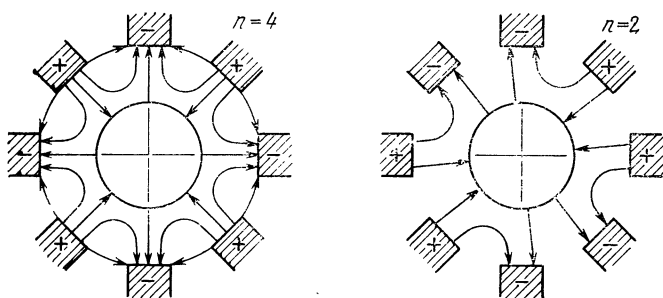


Рис. 8.8. Распределение электрического поля СВЧ волны в восьмirezонаторном магнетроне на разных видах колебаний

друг другу волны, сложение которых и определяет поле в резонаторе. Поле в замкнутой системе магнетрона на любом виде колебаний также можно представить суммой бегущих навстречу друг другу волн.

Условие синхронизма и пороговое напряжение.
Вольт-амперная характеристика магнетрона. Магнетрон является своеобразным прибором. Во всех ранее рассмотренных приборах (клистронах, ЛБВ и ЛОВ О типа и М-типа) катодный ток существует независимо от того, есть ли СВЧ поле в приборе или его нет. При отсутствии СВЧ поля в этих приборах электронный поток попадает на коллектор в немодулированном виде. Этот режим принято называть статическим режимом. Режим с СВЧ полями называется динамическим. Разницы в значении тока катода в этих режимах во всех ранее рассмотренных приборах нет. Магнетрон в этом отношении является исключением.

При отсутствии СВЧ поля в замедляющей системе электроны, обращающиеся вокруг катода и образующие электронную «втулку», не будут испытывать модулирующего действия (т. е. ни торможения, ни ускорения) и не будут подниматься к замедляющей системе; анодный ток магнетрона при этом равен нулю. Магнетрон при увеличении анодного напряжения ведет себя следующим образом. Пока напряжение мало, мала и средняя скорость электронного потока $v_{\text{ц}} = U_a / [(R_a - R_k)B]$ [см. формулу (4.5)]. Синхронизм между потоком и гармоникой бегущего поля замедляющей системы при малой скорости электронов не наступает, и ток на замедляющую систему не идет. И лишь тогда, когда анодное напряжение достигнет напряжения синхронизма, при котором средняя скорость электронов станет равной фазовой скорости гармоники поля π -вида (рис. 8.7), начнется самовозбуждение магнетрона, в результате которого благоприятные для взаимодействия электроны начнут подниматься к замедляющей системе и оседать на ней, отдавая СВЧ полю потенциальную энергию. В магнетроне появится анодный ток.

Если анодное напряжение увеличивать и дальше, то условие синхронизма для π -вида колебаний нарушится и СВЧ колебания должны прекратиться. Вместе с ними прекращается и протекание анодного тока. При дальнейшем увеличении анодного напряжения может наступить синхронизм с полем другого вида колебаний,

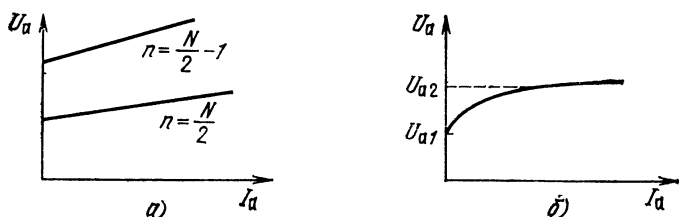


Рис. 8.9. Вольт-амперная характеристика магнетрона на разных видах колебаний (а) и ее начальный участок (б)

и магнетрон начнет генерировать СВЧ мощность на другой длине волны $\lambda < \lambda_\pi$ (рис. 8.7). Характер зависимости анодного тока от анодного напряжения (вольт-амперная характеристика) для магнетрона представлен на рис. 8.9, а.

Для того чтобы работать при больших значениях анодного тока в магнетроне на π -видах колебаний, необходимо обеспечивать возможно большую разницу между напряжениями синхронизма этого вида и соседнего вида колебаний замедляющей системы. В противном случае возбуждение соседнего вида будет мешать работе на π -видах.

Расчет показывает, что приближенное значение напряжения синхронизма, называемое также *пороговым напряжением* для π -вида колебаний в магнетроне, можно определить по формуле

$$U_{a \text{ пор}} \approx [f_0 n \pi (R_a^2 - R_k^2) / n] B, \quad (8.1)$$

где f_0 — резонансная частота n -вида колебаний; R_a , R_k — радиусы анода и катода; B — магнитная индукция; n — номер вида колебаний (число замедленных длин волн на данном виде колебаний).

В § 4.5 отмечалось, что электронный поток в скрещенных полях, эмиттируемый отрицательным электродом, является многоскоростным: скорость электронов в среднем равна v_π , а на верхней границе потока (рис. 4.13, а) она равна $2v_\pi$. В связи с этим начальный участок вольт-амперной характеристики магнетрона имеет вид, схематически показанный на рис. 8.9, б. При напряжении U_{a1} наступает синхронизм между пространственной гармоникой СВЧ поля π -вида и граничными электронами потока, при напряжении U_{a2} синхронизм выполняется в среднем для всего потока. Из формулы

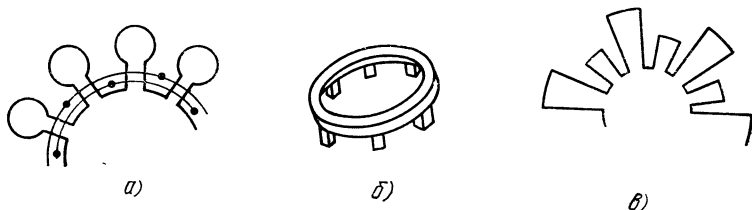


Рис. 8.10. Схема установки связок в магнетроне (а), внешний вид связки (б) и разнорезонаторная система (в)

(8.1) очевидно, что разделение по напряжению между соседними видами колебаний будет равно

$$U_{an-1} - U_{an} \approx \pi(R_a^2 - R_k^2)B \left(\frac{f_{n-1}}{n-1} - \frac{f_n}{n} \right). \quad (8.2)$$

Следовательно, разделение тем больше, чем больше разность резонансных частот соседних видов колебаний и чем меньше номер вида колебаний n [чем меньше n , тем существеннее отличаются величины $1/n$ и $1/(n-1)$]. Сильно уменьшать n (т. е. количество ячеек в замедляющей системе $N=2n$) нельзя, так как при этом уменьшается площадь катода и замедляющей системы, выполняющей в магнетроне роль коллектора. Обычно наименьшее значение n выбирается равным 4 ($N=8$).

Для увеличения частотного разделения между видами (или, что то же, разделения по длинам волн) добиваются возможно более пологой дисперсионной характеристики исходной замедляющей системы. При замыкании ее в кольцо резонансы будут отстоять друг от друга далеко по длине волны. На рис. 8.10 иллюстрируются два метода увеличения частотного разделения между видами колебаний в резонаторных системах магнетрона до значения, достаточного для практики (10—20%). Один из них (рис. 8.10, а) — метод использования связок, другой (рис. 8.10, в) — метод использования разнорезонаторной системы. В качестве одиночных резонаторов как в одной, так и в другой системе могут быть взяты резонаторы типа щель—отверстие, щель, лопаточные и др.

Связки представляют собой металлические кольца с выступами (рис. 8.10, б). Этими выступами связки припаиваются к резонаторному блоку так, что соединяют резонаторы через один (места пайки указаны на рис. 8.10, а точками). Устанавливают обычно либо две

связки (тогда они располагаются на противоположных торцах резонаторного блока), либо четыре (по две с каждого торца блока). Из рис. 8.8 можно заключить, что на π -виде колебаний связки соединяют точки с одинаковым потенциалом, т. е. СВЧ токи по связкам не текут. На других видах колебаний по связкам протекают СВЧ токи. Таким образом, на π -виде колебаний связки вносят в резонаторную систему магнетрона только дополнительную емкость, а на других видах и индуктивность, за счет чего достигается увеличение разделения между резонансными частотами видов. Большинство выпускаемых магнетронов имеет либо систему со связками, либо разнорезонаторную.

Обратная бомбардировка катода в магнетроне. При рассмотрении механизма взаимодействия в ЛБВ и ЛОВ М-типа уже отмечалось, что электроны, испытывающие ускорение со стороны СВЧ поля, постепенно смещаются в сторону отрицательного электрода и могут попасть на него, если пространство взаимодействия достаточно протяженное. В магнетроне бомбардировке неблагоприятными для длительного взаимодействия электронами подвергается катод, что оказывает существенное влияние на его характеристики. На рис. 8.11, а для простоты изображено пространство взаимодействия четырехрезонаторного магнетрона при π -виде колебаний ($n=2$). Оно представляет собой свернутое в кольцо пространство взаимодействия, представленное на рис. 4.14.

Рассуждая так же, как и при рассмотрении рис. 4.14, можно заключить, что все электроны, стартующие с катода в окрестности точек 1, будут испытывать торможение со стороны СВЧ поля и уйдут постепенно к резонаторной системе, формируя электронные «спицы». Как

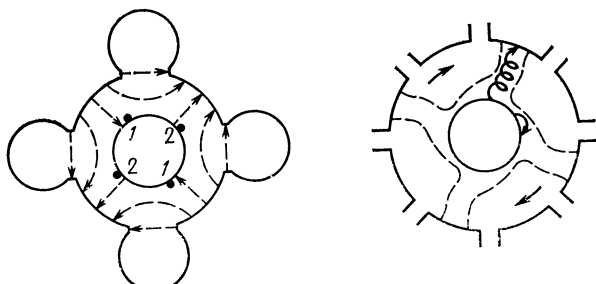


Рис. 8.11. Четырехрезонаторный блок магнетрона (а) и схема формирования «спиц» электронного потока (б)

зидно из рис. 8.11, а число таких точек и, следовательно, число спиц в магнетроне, равно номеру вида колебаний. Электроны, стартующие в окрестности точек 2, будут ускоряться СВЧ полем, и после первого витка циклоиды ударятся о катод. Через половину периода СВЧ колебаний направление полей сменится на противоположное и «спицы» будут начинаться в окрестности точек 2, т. е. переместятся на один период замедляющей системы. Схема формирования «спиц» электронного потока в магнетроне при $n=4$ дана на рис. 8.11, б. Короткими стрелками показано направление перемещения (вращения) «спиц».

Таким образом, примерно половина всех электронов, стартующих в каждое мгновение с поверхности катода, спустя половину периода ударяется с увеличенной энергией о катод. Это явление носит название *обратной электронной бомбардировки катода*. Расчеты показывают, что мощность бомбардировки может составлять в различных конструкциях магнетронов от одного до нескольких процентов от значения выходной мощности магнетрона. Очень часто напряжение накала подают на катод магнетрона только на время запуска, а затем нагрев катода идет за счет обратной электронной бомбардировки. Работа в условиях бомбардировки предъявляет повышенные требования к устойчивости эмиттирующего покрытия катода магнетрона. Оксидные катоды в связи с этим применяются только в маломощных магнетронах. В мощных магнетронах используются высокотемпературные катоды, способные выдержать значительную бомбардировку (импрегнированные, металлотоплавленные и др.).

Наличие в магнетроне обратной электронной бомбардировки катода позволяет существенно уменьшить требование к катоду по величине термоэлектронной эмиссии. Известно, что многие материалы, в том числе и металлы, обладают свойством вторичной электронной эмиссии, когда один ударяющийся о их поверхность электрон выбивает несколько (иногда до 10 и более) вторичных электронов. Магнетроны средней и большой мощности в основном работают на вторичной эмиссии. Вклад термоэмиссии в общий катодный ток часто не превышает нескольких процентов.

Электронный КПД магнетрона. Анодное напряжение U_a и магнитная индукция B определяют в магнетроне,

с одной стороны, переносную скорость электронов $v_{\text{ц}} = U_a / [(R_a - R_k) B]$, (где R_a , R_k — радиусы анода и катода магнетрона) и, с другой стороны, — расстояние от катода, на котором эта скорость достигается,

$$\frac{h}{2} = \frac{m U_a}{e (R_a - R_k) B^2} = \frac{m}{e} v_{\text{ц}} \frac{1}{B}. \quad (8.3)$$

Одна и та же необходимая для синхронизма с СВЧ полем скорость $v_{\text{ц}}$ может быть обеспечена, как это следует из первой формулы, при различных значениях U_a и B , лишь бы отношение их оставалось неизменным. Однако из формулы (8.3) видно, что чем меньше значение B , тем больше расстояние h . При некотором значении $B = B_{\text{кр}}$ значение h станет равным расстоянию от катода до анода, т. е. электрон будет попадать на замедляющую систему с вершины первой же циклоиды. Этот режим называется *критическим*. При $B < B_{\text{кр}}$ генерация в магнетроне невозможна.

Для обеспечения большого значения электронного КПД в магнетроне необходимо выбирать B существенно больше $B_{\text{кр}}$. При этом h мало, и благоприятные для взаимодействия электроны передают большую потенциальную энергию СВЧ полю.

Расчеты показывают, что электронный КПД магнетрона имеет максимальное значение при работе на π -виде колебаний; он может быть вычислен по приближенной формуле

$$\eta_e = 1 - \frac{U_a}{B^2} \frac{2m}{e (R_a - R_k)^2}.$$

Для существующих магнетронов сантиметрового диапазона длин волн $\eta_e = 50\text{—}70\%$ и более, что особенно важно для приборов большой мощности. Значение полного КПД несколько ниже из-за потерь СВЧ энергии на нагрев стенок резонаторов и на электронную бомбардировку катода.

Рабочие характеристики магнетрона. Рабочими характеристиками генерирующего магнетрона называются зависимости между анодным напряжением и анодным током при постоянных значениях магнитной индукции B , выходной мощности $P_{\text{вых}}$, КПД и генерируемой частоты. На рис. 8.12 показана связь анодного напряжения и анодного тока при $B = \text{const}$ (эти характеристики называют, как отмечалось, вольт-амперными

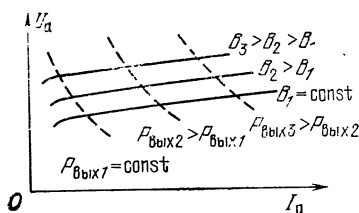


Рис. 8.12. Рабочие характеристики магнетрона

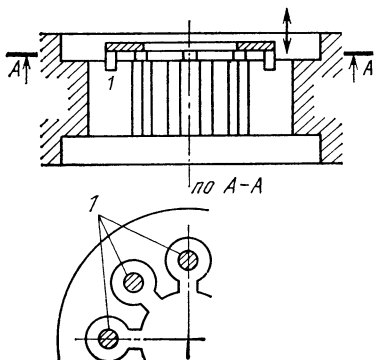


Рис. 8.13. Индуктивная настройка анодного блока магнетрона

1 — штыри настройки

пазон такой механической настройки может достигать 10% и более. На рис. 8.13 схематически показана механическая индуктивная настройка с помощью металлических штырей. Все штыри закрепляются на общем кольце, к которому припаивается шток (на рисунке не показан). Через сильфон или гибкую мембрану шток соединяется с вакуумной частью магнетрона. Индуктивной эта настройка называется потому, что штыри ее входят в резонаторы в местах, где сосредоточено СВЧ магнитное поле. Существует также емкостная настройка, при которой тонкое металлическое кольцо вводится в пространство между кольцевыми связками магнетрона.

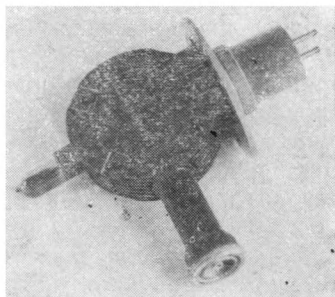
Типовые параметры и области применения магнетронов. Магнетроны до недавнего времени использова-

характеристиками) и $P_{\text{вых}} = \text{const}$. Теоретически кривые $P_{\text{вых}} = \text{const}$ близки к гиперболом.

Магнетроны с перестройкой частоты. Благодаря простоте конструкции и высокому КПД магнетрон стал важнейшим источником мощных СВЧ колебаний для очень многих применений. Как уже отмечалось, магнетрон является узкополосным генератором. При изменении анодного тока магнетрона происходит некоторое изменение частоты генерируемых колебаний. Это явление называется *электронным смещением частоты (ЭСЧ)*. Значение ЭСЧ невелико (десятые доли процента от генерируемой частоты).

Для увеличения областей использования магнетрона в него вводится механизм настройки, позволяющий в больших пределах изменять генерируемую частоту. Диа-

Рис. 8.14. Внешний вид магнетрона малой мощности с коаксиальным выводом энергии (постоянный магнит не показан)



лись в основном в качестве источников СВЧ колебаний в передатчиках радиолокационных станций. В последние годы они стали широко применяться как высокоэффективные, компактные и простые в обращении генераторы СВЧ колебаний в установках для промышленного нагрева и в медицинских аппаратах. В литературе имеются сведения о бытовых СВЧ печах, работающих на магнетронах.

В табл. 8.1 [1] приведены параметры некоторых магнетронов, а на рис. 8.14 дан внешний вид магнетрона небольшой мощности.

8.4. АМПЛИТРОНЫ

В магнетроне как электронный поток, так и замедляющая система замкнуты в кольцо. Если замедляющую систему магнетрона разорвать и соединить с внешними линиями передачи, а также сделать в нем число ячеек нечетным, то самовозбуждение в таком приборе

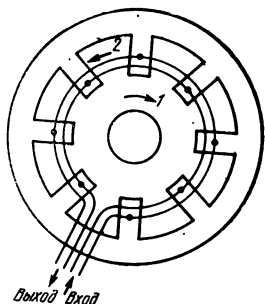


Рис. 8.15. Схема устройства амплитрона:

1 — направление вращения «спиц» электронного потока;
2 — направление движения СВЧ энергии по замедляющей системе

значительно затруднится. Подавая на вход его замедляющей системы небольшой СВЧ сигнал, можно получить усилитель обратной волны с замкнутым электронным потоком. Такой усилитель получил название *амплитрон* (иногда его называют также *платинотроном*).

Разрыв замедляющей системы магнетрона проще всего сделать, удалив связки в одном из резонаторов. Появляющиеся при этом концы кольцевых связок обычно используют для перехода ко входной и выходной линиям передачи (рис. 8.15).

Процессы взаимодействия в амплитроне во многом сходны с процессами, происходящими в магнетроне. Электронный поток в нем замкнут и существует в виде вращающихся вокруг катода «спиц». Для поддержания процесса усиления необходимо, чтобы «спица», совершив в тормозящем СВЧ поле один оборот вокруг катода и пройдя мимо холостого (с разрывом связей) резонатора, снова попала в тормозящее поле. Это фазовое условие усиления в амплитроне выполняется лишь для относительно узких участков (зон) дисперсионной характеристики его замедляющей системы.

Таблица 8.1

Параметры типичных магнетронов

Режим работы	Рабочий диапазон, ГГц	$P_{\text{вых}}$, кВт	U_a , кВ	I_a , А	КПД, %	Число резонаторов
Импульсный	2,72—2,89	1100	27	65	63	8
Импульсный	9,375	280	22	27	36	16
Непрерывный	2,45	2,5	5	0,85	60	—

Вольт-амперная характеристика такого прибора на различных зонах аналогична характеристике магнетрона для различных видов колебаний (рис. 8.9, а).

Длина замедляющей системы амплитрона обычно не превышает 10 замедленных длин волн, в связи с чем коэффициент усиления в нем невелик (10—15 дБ). При этом рабочая полоса частот составляет 5—10%. При

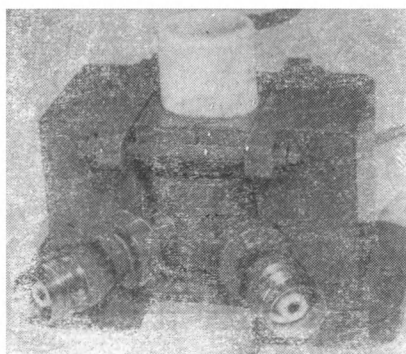


Рис. 8.16. Внешний вид амплитрона

увеличении числа длин волн коэффициент усиления растёт, но рабочая полоса частот уменьшается.

Основная область применения мощных амплитронов — выходные каскады усилительных СВЧ цепочек в передатчиках радиолокационных станций. Маломощные амплитроны применяются в спутниковой связи. Внешний вид одного из них представлен на рис. 8.16.

Отметим, что если в усилителе, аналогичном по конструкции амплитрону, использовать замедляющую систему с прямой волной (как в ЛБВ М-типа), то можно получить усилитель прямой волны — *ультрон*. Его характеристики во многом аналогичны характеристикам амплитрона, однако КПД несколько меньше.

Взаимодействие в скрещенных полях используется также в других СВЧ усилителях и генераторах, таких как *дематрон*, *бидематрон*, *волноводный усилительный магнетрон*, *карматрон* и др. С их устройством и характеристиками можно познакомиться в литературе, список которой дан в конце учебника.

Глава 9

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ

9.1. ОСОБЕННОСТИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

В предыдущих главах мы рассматривали приборы СВЧ, работа которых основана на взаимодействии СВЧ полей с электронными потоками в вакууме. В электровакуумных СВЧ приборах, как мы видели, достигнуты весьма высокие значения выходной мощности, коэффициента усиления, КПД и других параметров, что длительное время обуславливало их практически монопольное положение при создании генераторов и усилителей для различных областей СВЧ диапазона. В то же время стремление к миниатюризации приборов, повышению их надёжности, долговечности и экономичности стало причиной того, что на СВЧ, как и на более низких частотах, интенсивно развивалось и другое направление — создание полупроводниковых приборов СВЧ, в которых физические процессы происходят не в вакууме, а в кристаллической решетке твердого тела.

В полупроводниковых материалах концентрация свободных носителей заряда в десятки, сотни и тысячи раз меньше, чем концентрация электронов в металле.

Поэтому СВЧ поля способны проникать в эти материалы в отличие от металлов на значительную глубину, что создает условия для объемного взаимодействия их с электронами. Кроме того, известно, что контакт разнородных полупроводниковых материалов обладает односторонней проводимостью. Два последних обстоятельства являются физическими предпосылками создания полупроводниковых СВЧ приборов.

К настоящему времени созданы и широко применяются несколько типов полупроводниковых генераторных и усилительных приборов — СВЧ транзисторов и диодов. Некоторые наиболее характерные примеры будут рассмотрены в последующих параграфах этой главы. При этом предполагается, что основные понятия, используемые при рассмотрении полупроводниковых приборов более низких частот, а также физические основы их работы учащимся известны.

Следует помнить, что при подведении СВЧ напряжения к полупроводниковому кристаллу паразитные емкости и индуктивности играют такую же отрицательную роль, как и в вакуумном триоде (см. гл. 5). Для их уменьшения подводящие проводники имеют обычно вид очень коротких тонких ленточек.

Размеры кристаллов СВЧ полупроводниковых приборов невелики (порядка 1 мм и менее), что связано с необходимостью уменьшения времени пролета носителей зарядов, существенно определяющего рабочие частоты этих приборов. При таких размерах не удается получить значительной выходной мощности от одного прибора. Для ее увеличения используют схемы сложения мощностей нескольких приборов.

В достижении заданных параметров СВЧ приборов (в первую очередь таких, как рабочая частота, выходная мощность, коэффициент усиления, коэффициент шума), как и для полупроводниковой электроники в целом, решающую роль играет непрерывный прогресс технологии.

Использование фото- и электронной литографии, ионно-плазменной и радиационной обработки полупроводниковых материалов, эпитаксии и других сложных физико-химических технологических процессов позволяет изготавливать планарные и мезаконструкции полупроводниковых приборов с субмикронными размерами отдельных элементов. Способствует этому наличие

исходных материалов со строго контролируемыми физическими свойствами.

Низкие питающие напряжения, высокая надежность, большой срок службы и возможность миниатюризации позволяют во многих случаях осуществить замену электровакуумных приборов полупроводниковыми в СВЧ аппаратуре малой и средней мощности.

9.2. СВЧ ТРАНЗИСТОРЫ

В области малых и средних мощностей для усиления СВЧ сигналов все более широкое применение находят транзисторы. В основе работы СВЧ транзисторов лежат физические процессы, характерные для транзисторов вообще. Низкочастотные и СВЧ транзисторы отличаются размерами рабочих областей кристалла и паразитными реактивностями транзисторной структуры и корпуса — они должны быть существенно меньше. СВЧ транзисторы, как и низкочастотные, можно разделить на два основных класса — биполярные и полевые. В совершенствовании конструкций и улучшении параметров обоих классов СВЧ транзисторов исключительно важную роль играет технология.

Остановимся на некоторых особенностях СВЧ транзисторов. Как и для электровакуумных сеточных ламп (см. гл. 4), получение максимальной рабочей частоты транзистора затрудняется несколькими принципиальными физическими факторами. Во-первых, инерционностью диффузионного процесса в базе, т. е. конечностью времени пролета носителей заряда через базу, приводящей к сдвигу фаз между эмиттерным и коллекторным токами и уменьшению амплитуды коллекторного тока. Во-вторых, вредным влиянием внутренних реактивностей транзистора, прежде всего емкости коллекторного перехода. Кроме того, значительные трудности представляет согласование входного и выходного сопротивлений транзистора с входной цепью и нагрузкой, оказывающее существенное влияние на потери мощности в схеме и тепловой режим транзистора.

Устранение указанных трудностей осуществляется несколькими способами, хотя, как и для электровакуумных приборов, они зачастую оказываются противоречивыми. Так, например, уменьшение габаритов кристалла позволяет достигнуть более высоких рабочих

частот, но сопровождается уменьшением выходной мощности. Один из способов уменьшения времени пролета через базу — применение материалов с высокой подвижностью носителей, например, арсенида галлия. Уменьшение влияния реактивностей снижается путем монтажа кристалла непосредственно в СВЧ линию.

Важным направлением в совершенствовании СВЧ транзисторов является переход в область субмикронных размеров рабочих элементов прибора, что позволяет, в частности, уменьшить толщину базы (время пролета) и пассивные области базы и коллектора (емкость перехода). Это достигается применением новейших технологических приемов, таких, например, как метод самосовмещения — одновременное выполнение наиболее критичных для геометрических размеров технологических операций. Высокая точность воспроизведения субмикронных размеров эмиттерных и базовых полосок в СВЧ транзисторах обеспечивается применением электронной литографии. На рис. 9.1 приведена структура и геометрические размеры кремниевого биполярного транзистора с выходной мощностью 10 Вт на частоте около 1 ГГц с характерными субмикронными размерами областей.

Основными тенденциями в совершенствовании разработок СВЧ транзисторов являются снижение уровня шумов маломощных приборов и увеличение выходной

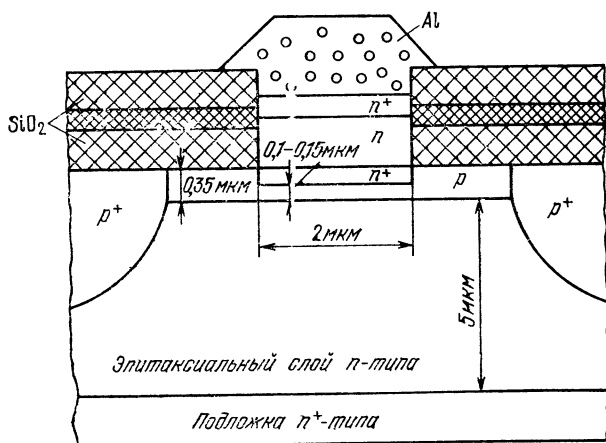


Рис. 9.1. Структура биполярного СВЧ транзистора

мощности мощных транзисторов. Как для биполярных, так и для полевых маломощных транзисторов главным фактором снижения уровня внутренних шумов является применение технологических приемов, обеспечивающих уменьшение роли тепловых шумов и дробового эффекта при одновременном увеличении коэффициента усиления. Например, биполярные транзисторы имеют следующие параметры: $K_y=9,5$ дБ; коэффициент шума $K_{ш}=1,3—3$ дБ на $f=1$ ГГц и $K_{ш}=2$ дБ на $f=6—7$ ГГц; полевые транзисторы: $K_y=11$ дБ, $K_{ш}=1,6$ дБ на $f=6$ ГГц.

Основное применение этих приборов — усилители в системах радиолокации, спутниковой связи, радиорелейных линий.

В развитии мощных СВЧ транзисторов характерно применение кристаллов с многоячеечными структурами, содержащими от 20 до 60 изолированных базовых областей. Такая конструкция обеспечивает лучший теплоотвод от каждой области. Наряду с этим применяются схемы внутреннего согласования входного и выходного сопротивлений каждой ячейки с внешней схемой, что также способствует получению оптимального теплоотвода.

Типичные параметры мощных транзисторов характеризуются следующими данными:

биполярные: на $f=1$ ГГц мощность $P_{вых}=40$ Вт, $P_{имп}=300$ Вт; на $f=4$ ГГц $P_{вых}=5$ Вт; на $f=10$ ГГц $P_{вых}=1$ Вт;

полевые: на $f=4—8$ ГГц $P_{вых}=1,9—3$ Вт.

Получение выходной мощности 5 Вт на частотах выше 4 ГГц для полевых транзисторов является ближайшей перспективой.

В настоящее время мощные СВЧ транзисторы широко применяются в системах релейной связи, подвижных средствах наземной связи, в радиолокаторах с фазированными антенными решетками, авиационном радиооборудовании и т. п.

9.3. ЛАВИННО-ПРОЛЕТНЫЕ ДИОДЫ

Известно, что при обратном включении полупроводникового диода могут создаваться условия для *лавинного пробоя* в $p-n$ -переходе (участок $A-A'$ на вольт-амперной характеристике, рис. 9.2), характеризующегося быстрым увеличением количества носителей заряда в области перехода в результате ударной ионизации

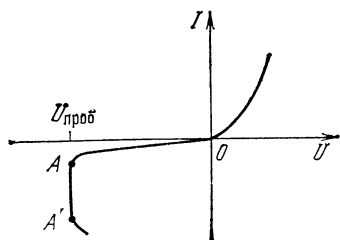


Рис. 9.2. Вольт-амперная характеристика полупроводникового диода

нейтральных атомов кристаллической решетки полупроводника. Это обстоятельство привело к созданию СВЧ прибора — лавинно-пролетного диода (ЛПД).

ЛПД — полупроводниковый диод, работа которого основана на явлении лавинного пробоя в p — n -переходе и взаимодействии полученных при этом носителей

заряда с СВЧ полем в течение времени их пролета в переходе. Генерирование или усиление электромагнитных колебаний с помощью ЛПД связано с необходимостью выполнения ряда условий. Диод обязательно включается в СВЧ резонатор. Внутренняя структура диода (в частности, распределение примесей и геометрические размеры областей) должна обеспечивать условия для лавинного пробоя и некоторую инерционность движения полученных при пробое носителей заряда (конечное время пролета в p — n -переходе).

Вследствие инерционности движения носителей зарядов можно получить такой сдвиг по фазе между СВЧ током в переходе и напряжением резонатора, который будет соответствовать условиям передачи энергии от электронов к электромагнитному полю (усилению сигнала). Условия, соответствующие режиму усиления или генерированию, принято характеризовать *отрицательным динамическим (дифференциальным) сопротивлением* прибора. ЛПД можно определить иначе как полупроводниковый диод, обладающий динамическим отрицательным сопротивлением в режиме лавинного пробоя.

В простейшем случае структура ЛПД представляет собой p — n -переход, выполненный на основе слаболегированного германия, кремния или арсенида галлия. Для улучшения частотных и других свойств ЛПД применяются более сложные структуры: p — i — n , p^+ — n — i — n^+ , n^+ — p — i — p^+ . Для них характерно наличие области i с проводимостью, близкой к проводимости собственного полупроводника, вследствие чего увеличивается ширина p — n -перехода и время пролета носителей. Кроме

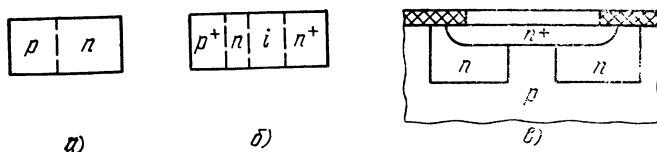


Рис. 9.3. Структуры ЛПД:

а — обычный p - n -переход; *б* — структура $p^+ - n - i - n^+$; *в* — планарная

того, сильнолегированные области n^+ и p^+ обеспечивают необходимую картину распределения электрического поля в диоде, которая определяется, как известно, законом распределения примесей в кристалле. Изготовление таких структур осуществляется с помощью современных методов полупроводникового производства — планарной технологии, эпитаксии, ионного легирования, мезотехнологии.

На рис. 9.3 приведены три структуры ЛПД. Конструктивно ЛПД выполняют в различных вариантах, обеспечивающих соединение их с заданными колебательными системами. Важным достоинством ЛПД планарной конструкции является возможность непосредственного монтажа кристалла в схему в микрополосковом исполнении (см., например, рис. 2.23).

Рассмотрим принцип работы ЛПД на примере симметричного перехода (рис. 9.4). В рабочем режиме диод помещается в СВЧ резонатор и на него подается постоянное обратное напряжение, соответствующее лавинному пробое (десять вольт). Схема включения ЛПД в перестраиваемый коаксиальный СВЧ резонатор и конструкция диода приведены на рис. 9.5. Известно, что ширина p - n -перехода зависит от удельного сопротивления исходного полупроводника. Так как ЛПД имеет высокоомную базу (изготовлен на основе слаболегированного полупроводника), то ширина p - n -перехода Δ достаточно велика (больше длины свободного

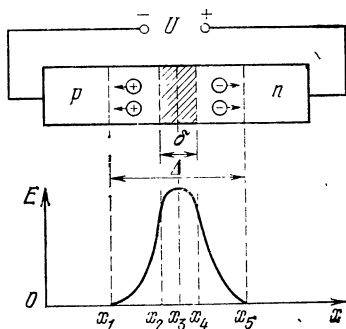


Рис. 9.4. Распределение электрического поля в симметричном p - n -переходе

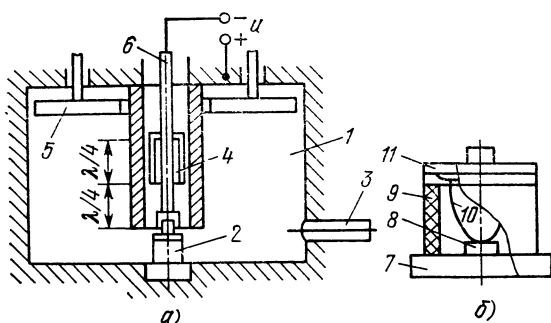


Рис. 9.5. Схема включения ЛПД в объемный резонатор (а) и конструкция ЛПД (б):

1 — объемный резонатор; 2 — ЛПД; 3 — вывод энергии; 4 — дроссель; 5 — поршень для перестройки; 6 — ввод постоянного напряжения; 7 — теплоотводящее основание; 8 — кристалл; 9 — керамический корпус; 10 — пружинящий контакт; 11 — вывод

пробега электронов). Это значит, что в области перехода электроны будут испытывать столкновения с нейтральными атомами кристаллической решетки. С другой стороны, обратное напряжение будет приложенным главным образом к узкой, обедненной основными носителями срединной области перехода δ , вследствие чего напряженность электрического поля E здесь будет максимальна. В этих условиях напряженность электрического поля в p — n -переходе и его геометрические размеры оказываются достаточными для развития электронно-дырочной лавины.

Генерирование СВЧ колебаний происходит следующим образом. Так как в узкой области p — n -перехода, включенного в обратном направлении, напряженность электрического поля велика, то, двигаясь в нем, электроны и дырки на длине свободного пробега приобретают энергию, необходимую для ионизации атомов кристаллической решетки полупроводника. Если каждый электрон и каждая дырка в результате столкновений с нейтральными атомами создают в среднем не менее одной новой пары электронов и дырок, то вблизи средней плоскости p — n -перехода происходит лавинообразное умножение электронно-дырочных пар. Слой δ называют *слоем умножения*.

Вновь созданные электроны и дырки под действием электрического поля дрейфуют через запирающий слой

соответственно в n - и p -область. Скорость носителей заряда, как известно из физики полупроводников, связана с напряженностью электрического поля следующим соотношением:

$$v_{др} = \mu E, \quad (9.1)$$

где $v_{др}$ — дрейфовая скорость; μ — подвижность электронов; E — напряженность электрического поля. При напряженности поля, характерной для лавинного пробоя ($E > 10^5$ В/см), наступает так называемое насыщение дрейфовой скорости, т. е. с ростом электрического поля скорость остается постоянной ($v_{нас} \approx 10^7$ см/с). А это вызывает замедление роста тока в диоде пропорционально скорости носителей заряда. Отсюда следует, что насыщение дрейфовой скорости, а также инерционность самого лавинообразного процесса обуславливают запаздывание тока в диоде относительно приложенного к нему СВЧ напряжения, т. е. появляется сдвиг фаз между током и напряжением.

Подбирая ширину p — n -перехода Δ (слоя дрейфа носителей) и значение постоянного приложенного напряжения, можно достичь сдвига фаз, равного π , что соответствует отрицательному сопротивлению и оптимальным условиям генерации. Действительно, как мы видели на примере ЭВП СВЧ, передача энергии от электронов полю резонатора происходит в тормозящий полупериод, т. е. ток, пронизывающий зазор взаимодействия резонатора, находится в противофазе с высокочастотным напряжением. А это соответствует отрицательному динамическому сопротивлению

$$R_d = \frac{dU}{dI} < 0.$$

Анализ показывает, что частота колебаний в режиме самовозбуждения зависит от приложенного напряжения и ширины p - n -перехода и может изменяться в пределах, соответствующих сдвигу фаз от $\pi/2$ до $3\pi/2$.

Появление сдвига фаз между высокочастотным током и напряжением (или отрицательного динамического сопротивления) можно также пояснить, проведя аналогию между работой ЛПД и вакуумных приборов СВЧ, например клистрона. В отрицательный полупериод переменного СВЧ напряжения (рис. 9.6) в p — n -переходе происходит его сложение с постоянным отрицательным напряжением, напряженность электрического поля до-

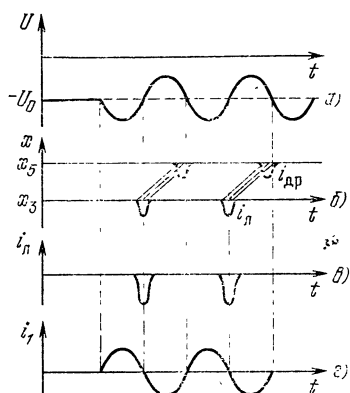


Рис. 9.6. Основные зависимости, поясняющие работу ЛПД: *a* — напряжение, действующее на диоде; *б* — пространственно-временная диаграмма; *в* — импульсы лавинного тока; *г* — первая гармоника наведенного тока

стигает критического значения (около 10^5 В/см) и возникает лавинообразное нарастание электронно-дырочных пар, образующих в слое умножения δ своеобразный сгусток носителей заряда. Установлено, что обычно концентрация носителей в сгустке достигает максимума в конце отрицательного полупериода, запаздывая на четверть периода относительно максимума высокочастотного напряжения. Двигаясь далее в слое дрейфа Δ , сгусток уже находится в положительном (в данном случае тормозящем) полупериоде переменного поля, что соответствует

условиям передачи энергии от сгустка полю, т. е. наведению в СВЧ резонаторе всплеска тока. В последующие периоды процесс повторяется.

Ясно, что наиболее эффективная передача энергии переменному полю будет происходить, если время пролета сгустками $\tau_{\text{пр}}$ слоя дрейфа Δ не превышает половины периода СВЧ колебаний или угол пролета $\theta_{\text{пр}} < \pi$; при этом сгусток все время находится в тормозящей фазе поля. Отсюда следует, что диапазон рабочих частот ЛПД определяется шириной слоя дрейфа и дрейфовой скоростью (в данном случае постоянной величиной, равной скорости насыщения $v_{\text{нас}} \approx 10^7$ см/с), а также значением приложенного напряжения, обуславливающего время формирования сгустков.

Следует подчеркнуть, что поскольку в ЛПД рабочим, ускоряющим носители является обратное напряжение, то отрицательный полупериод СВЧ поля рассматриваем как ускоряющий, способствующий формированию сгустков. Естественно, что положительный полупериод в этих условиях является тормозящим, соответствующим отбору энергии у носителей заряда. По этой причине всплески лавинного i_L и дрейфового $i_{\text{др}}$ токов имеют на рис. 9.6 отрицательную полярность. Пространственно-

временная диаграмма (рис. 9.6,б) иллюстрирует процесс движения сгустка от слоя умножения через слой дрейфа в тормозящем полупериоде СВЧ поля. Здесь же показан график первой гармоники наведенного тока i_1 (рис. 9.6,з).

Как указывалось выше, меняя закон распределения концентрации примесей в более сложных структурах ЛПД ($p-i-n$, $n^+-p-i-p^+$, $p^+-n-i-n^+$), можно изменять частотные и другие свойства диода. На рис. 9.7 представлена структура ЛПД типа $p^+-n-i-n^+$, распределение концентрации примесей N и напряженности электрического поля E в ней. В сильнолегированных p^+ - и n^+ -областях вследствие высокой проводимости напряженность поля практически равна нулю.

В p^+-n -переходе, включенном в обратном направлении, напряженность поля возрастает скачкообразно. Именно в этой области сосредоточен слой лавинообразного умножения электронно-дырочных пар. На границе n - и i -областей напряженность поля уменьшается до некоторого значения, постоянного для i -области. Эта область расширяет область дрейфа сгустков, что существенно влияет на время пролета и, следовательно, на максимальную рабочую частоту диода.

Задавшись условием оптимальной передачи энергии СВЧ полю $\theta_{пр}=\pi$ (или $\tau_{пр}=T/2$), можно оценить соответствующую этому условию рабочую частоту ЛПД f .

Пусть протяженность пространства дрейфа (ширина i -области) равна l , слой умножения будем считать бесконечно тонким, тогда

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\tau_{пр}} = \frac{v_{нас}}{2l}, \quad (9.2)$$

где $v_{нас} \approx 10^7$ см/с. Так, при $l=10$ мкм получаем $f \approx 5$ ГГц.

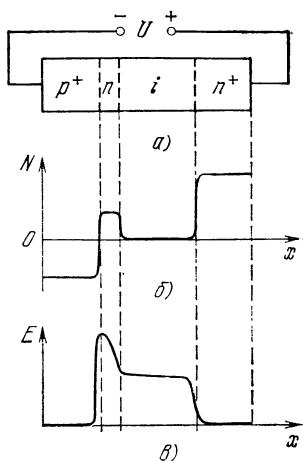


Рис. 9.7. Распределение концентрации носителей зарядов и электрического поля в $p^+-n-i-n^+$ -структуре

Вычисленная таким образом частота называется *пролетной*, а рассмотренный режим работы ЛПД — *пролетным*, так как дрейф носителей заряда является одной из физических основ их работы.

В зависимости от структуры ЛПД преобразование энергии осуществляется носителями одного знака, либо электронами и дырками, образующимися в общем слое умножения. В последнем случае ЛПД называют *двух-пролетным*. Его важное достоинство — увеличение выходной мощности примерно в два раза по сравнению с аналогичными однопролетными диодами.

Пролетный режим работы ЛПД является основным. В то же время на частотах, значительно более низких, чем пролетная частота, применяется так называемый режим работы с *захваченной плазмой*. Сущность этого режима заключается в следующем. Если ЛПД работает при большой плотности тока, то концентрация носителей заряда в сгустках может приблизиться к концентрации носителей в плазме, что значительно снизит сопротивление пространства дрейфа и напряженность электрического поля в нем. Вследствие уменьшения напряженности поля сгустки электронно-дырочной плазмы будут двигаться медленнее и существовать дольше. Рабочая частота уменьшится, однако электронный КПД и выходная мощность оказываются существенно большими, чем в пролетном режиме. Недостатком режима с захваченной плазмой является усложнение схемы включения ЛПД.

Анализ физических процессов в ЛПД, и особенно его частотных свойств, удобно проводить с помощью эквивалентной схемы (рис. 9.8). Слой умножения, генерирующий электронно-дырочные сгустки, можно харак-

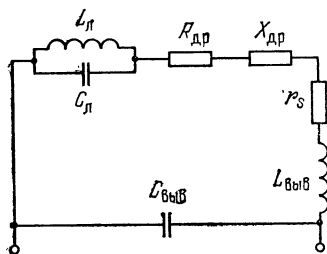


Рис. 9.8. Эквивалентная схема ЛПД

теризовать некоторой эквивалентной емкостью $C_{\text{л}}$. С другой стороны, запаздывание импульсов тока, обусловливаемых сгустками, относительно переменного напряжения можно объяснить наличием индуктивности слоя умножения $L_{\text{л}}$ (ее называют лавинной индуктивностью). $L_{\text{л}}$ и $C_{\text{л}}$ образуют колебательный контур слоя умножения. Сопротивления

$R_{др}$ и $X_{др}$ представляют соответственно активное и реактивное сопротивления p — n -перехода (слоя дрейфа); r_s — сопротивление потерь; $L_{выв}$ и $C_{выв}$ — реактивности выводов диода.

Полное сопротивление ЛПД представляет сумму активной и реактивной составляющих $Z = R + jX$. Исследуя зависимость Z от частоты, находят условия, при которых активное сопротивление отрицательно, что соответствует условиям генерации (усиления). При конструировании ЛПД стремятся уменьшить сопротивление активных потерь по объему и поверхности кристалла и снизить паразитные реактивности выводов.

Основными электрическими параметрами ЛПД являются: рабочая частота и диапазон частот, выходная мощность, рабочее напряжение, КПД, коэффициент шума. Рабочая частота, как отмечалось выше, определяется геометрическими размерами p — n -перехода и рабочими напряжениями. Современные методы полупроводниковой технологии позволяют создавать ЛПД с переходами субмикронных размеров, обеспечивающими в миллиметровом диапазоне выходную мощность в несколько сотен милливатт. Диапазон перестройки генераторов на ЛПД достаточно широк и определяется углами пролета сгустков, соответствующими отрицательному сопротивлению. Перестройка по частоте обычно осуществляется механической перестройкой объемного резонатора подобно тому, как это показано на рис. 9.5, либо с помощью ферритовых элементов, помещаемых в СВЧ резонатор. В последнем случае диапазон перестройки достигает 10%. Существуют и другие способы перестройки, в частности электронный — изменением постоянного тока ЛПД, приводящего к некоторому изменению скорости дрейфа электронно-дырочных сгустков и, следовательно, частоты.

Выходная мощность ЛПД ограничивается возможностью теплоотвода от кристалла, а также отрицательным влиянием объемного заряда в пространстве дрейфа при больших плотностях тока (уменьшение амплитуды СВЧ напряжения вследствие уменьшения сопротивления при высокой концентрации носителей заряда) и другими физическими процессами в p — n -переходе. Тем не менее в ЛПД на частоте около 100 ГГц в непрерывном режиме достигнута выходная мощность более 150 мВт, на более низкой частоте (около 1 ГГц) она достигает 10 Вт.

Коэффициент полезного действия ЛПД в значительной мере зависит от структур диода, используемых для его изготовления материалов и технологий и достигает 30—50%. Характерным свойством ЛПД является высокий уровень шумов (коэффициент шума достигает 40 дБ). Шумы в ЛПД обусловлены двумя основными факторами: флуктуациями значений и направлений скоростей электронов и дырок в слое умножения в момент начала лавины (подобно дробовому эффекту в ЭВП) и флуктуациями числа частиц, появляющихся при соударениях в различные моменты времени образования лавины. Найдено, что коэффициент шума в определенной мере зависит от типа полупроводникового материала, в частности он наименьший у ЛПД на основе арсенида галлия. Высокий уровень шумов ограничивает применение ЛПД в качестве усилителей. В то же время это свойство позволяет создавать на ЛПД эффективные генераторы шума в СВЧ диапазоне. Другая широкая область применения ЛПД — СВЧ гетеродины, а также генераторы передающих устройств.

9.4. ДИОДЫ ГАННА

Диод Ганна — полупроводниковый прибор без $p-n$ -перехода, обладающий динамическим отрицательным сопротивлением, появляющимся благодаря объемному эффекту (эффекту Ганна) в образце однородного полупроводника. Наличие отрицательного сопротивления обуславливает способность диодов Ганна, подключенных к объемным резонаторам, генерировать гармонические колебания СВЧ.

Диод Ганна представляет собой пластинку полупроводникового материала длиной 10^{-2} — 10^{-3} см с омическими контактами на двух противоположных плоскостях. Контактные области по аналогии с другими электронными приборами называют катодом и анодом. Для изготовления диодов Ганна применяют такие полупроводниковые материалы с электронной электропроводностью, для которых характерно наличие двух подзон (долин) в зоне проводимости, причем подвижность электронов в нижней подзоне выше, чем в верхней. Именно это свойство полупроводника и обуславливает появление эффекта Ганна. К таким материалам относятся интерметаллические соединения GaAs, InSb, ZnSe, InAs, InP.

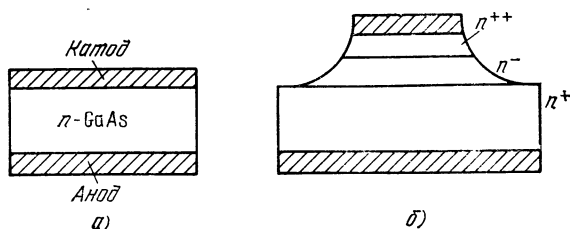


Рис. 9.9. Структуры диодов Ганна:
 а — монокристаллический диод; б — мезодиод на основе эпитаксиальной пленки

Наиболее широко в настоящее время используется арсенид галлия GaAs.

Диоды Ганна изготавливаются как из монокристаллических полупроводников, так и на основе эпитаксиальных пленок с использованием планарной технологии (рис. 9.9).

Рассмотрим физические основы работы диода Ганна. Объемный эффект в диоде Ганна обусловлен не какими-то специальными конструктивными решениями, а физическими свойствами исходного полупроводника, имеющего, как указывалось, две подзоны (долины) в зоне проводимости с различной подвижностью носителей заряда в них. Эта особенность позволяет при определенной напряженности электрического поля получать отрицательную динамическую (дифференциальную) подвижность носителей заряда, а следовательно, и отрицательную проводимость и отрицательное сопротивление диода, т. е. обеспечивать условие генерации колебаний.

На рис. 9.10 приведена структура энергетических зон и зависимость дрейфовой скорости носителей заряда $v_{др}$ от напряженности электрического поля E для арсенида галлия. Энергетический зазор между верхним уровнем нижней подзоны и нижним уровнем верхней подзоны для GaAs составляет $\Delta W_1 = 0,36$ эВ. Подвижность носителей в верхней подзоне μ_2 для GaAs примерно в 50 раз меньше, чем в нижней μ_1 . При комнатной температуре и в отсутствие внешнего электрического поля электроны находятся в нижней подзоне. Если приложить к образцу GaAs небольшую разность потенциалов, в образце возникает электрическое поле (участок 1—2 на рис. 9.10,б), ускоряющее электроны. Электроны, находясь в нижней подзоне, приобретут скорость $v_{др} = \mu_1 E$, в образце появится ток плотностью $j = en v_{др} = en \mu_1 E$.

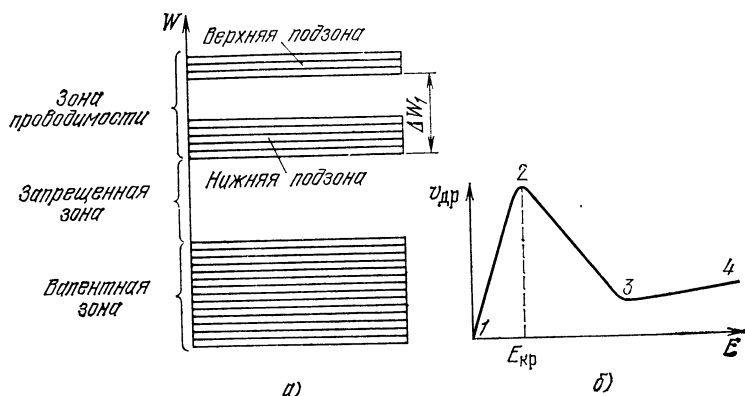


Рис. 9.10. Энергетические зоны GaAs (а) и зависимость дрейфовой скорости от напряженности электрического поля (б)

При увеличении E кинетическая энергия электронов возрастает, и если напряженность электрического поля достигает критического значения $E_{кр}$ (для GaAs около $3 \cdot 10^3$ В/см), то электроны приобретают энергию $\Delta W_1 = 0,36$ эВ и переходят в верхнюю подзону. Этот переход приведет вследствие уменьшения подвижности μ_2 к уменьшению дрейфовой скорости $v_{др} = \mu_2 E$ и проводимости $\sigma = en\mu_2$ (n — концентрация электронов проводимости в верхней подзоне).

Таким образом, участок 2—3 на рис. 9.10,б соответствует отрицательной проводимости. При дальнейшем увеличении напряженности поля дрейфовая скорость растет незначительно (участок 3—4), оставаясь равной примерно 10^7 см/с. Достигается насыщение дрейфовой скорости.

Если образец полупроводника однороден, т. е. концентрация примесей в каждом его сечении одинакова, то сопротивление образца в каждом сечении также одинаково и, следовательно, падение напряжения распределено вдоль образца равномерно. Так как напряженность поля пропорциональна напряжению, а ток в образце пропорционален дрейфовой скорости электронов, то кривую рис. 9.10,б можно рассматривать как вольт-амперную характеристику образца GaAs, имеющую падающий участок, на котором дифференциальное сопротивление образца отрицательно. В действительности дело об-

стоит иначе: в статическом режиме такая характеристика не наблюдается.

Исследования показали, что критическая напряженность поля достигается не во всем объеме образца, а лишь в некоторой узкой области, в которой и происходят переходы электронов из нижней подзоны в верхнюю. Эту область называют *областью объемной электрической неустойчивости*. Именно ей присуща отрицательная проводимость. Объемная электрическая неустойчивость в образце полупроводника лежит в основе эффекта Ганна — возникновения колебаний тока в СВЧ диапазоне. Будучи включенным в СВЧ резонатор (аналогично тому, как показано на рис. 9.5,а), диод Ганна возбуждает в нем электромагнитные колебания.

Рассмотрим физическую картину возникновения колебаний тока в диоде Ганна. Приложим между анодом и катодом разность потенциалов 5—25 В (в зависимости от длины кристалла). В полупроводниковом материале практически всегда имеются участки с неравномерным распределением концентрации примесей, поэтому предположим, что вблизи катода имеется узкая область с пониженной концентрацией донорной примеси. Сопротивление этой области будет выше, чем в остальной части образца, что обусловит повышенную напряженность электрического поля в этой узкой области.

Если напряженность поля превышает критическую $E_{кр}$, то, как мы видели выше, начнется междолинный переход электронов из нижней подзоны в верхнюю. Дрейфовая скорость электронов, находящихся в верхней подзоне, уменьшится, и они будут отставать от электронов, находящихся еще в нижней подзоне. В результате в рассматриваемой узкой области образуется двойной электрический слой зарядов, называемый *электрическим доменом* (рис. 9.11). Действительно, в левой части скапливаются медленные электроны, в правой же — положительные ионы примеси, не скомпенсированные ушедшими быстрыми электронами.

Возникновение двойного электрического слоя увеличивает разность потенциалов и напряженность поля области домена, а это способствует переходу новых электронов в верхнюю подзону, т. е. увеличению заряда домена и напряженности электрического поля в нем. Происходит лавинообразное нарастание заряда домена и напряженности электрического поля в нем, а это (как

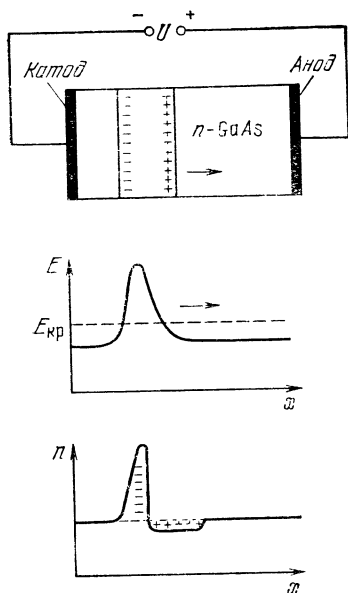


Рис. 9.11. Распределение поля и концентрации носителей зарядов по образцу

видно из рис. 9.10,б, участок 3—4) приводит к росту скорости электронов в домене, т. е. скорости перемещения самого домена. Так как напряжение на образце остается постоянным, то возрастание разности потенциалов в области домена означает уменьшение разности потенциалов и напряженности электрического поля во всей остальной области. Это, в свою очередь (как видно из рис. 9.10,б, участок 1—2), приводит к уменьшению скорости электронов вне домена. Через некоторое время скорости выравниваются, и наступает динамическое равновесие между движением зарядов в домене и вне его. Формирование домена заканчивается, и он продолжает дви-

жение к аноду. Подойдя к нему, домен исчезает, но в это время у катода зарождается новый домен и физический процесс повторяется. При формировании домена ток в образце уменьшается, при исчезновении возрастает, т. е. возникают пульсации тока.

При формировании домена, как мы видели, происходит усиление напряженности электрического поля в области домена, что приводит к перераспределению поля в образце и снижению напряженности в области с пониженной концентрацией донорной примеси, в которой зародился домен, ниже критического значения. Это приводит к тому, что в образце существует только один домен, и лишь после исчезновения его рождается новый. Установлено, что если образец обладает высокой однородностью распределения донорной примеси, образование домена начинается вблизи катода.

Так как время движения домена между катодом и анодом зависит от длины образца L и дрейфовой скорости $v_{др}$, нетрудно найти частоту пульсаций тока и убе-

даться, что она находится в области СВЧ. Пусть $L = 10^{-3}$ см, скорость дрейфа близка к скорости насыщения, т. е. 10^7 см/с. Тогда время дрейфа $T = L/v_{др} = 10^{-10}$ с, а частота следования доменов $f = 10$ ГГц.

Рассмотренный режим работы диода Ганна называют *пролетным*. Для него характерно, что СВЧ резонатор, подключенный к диоду, имеет низкую добротность и амплитуда СВЧ напряжения мала по сравнению с постоянным напряжением, приложенным к кристаллу. В таком режиме СВЧ напряжение практически не влияет на процессы формирования и движения домена. Частота генерируемых колебаний в пролетном режиме, как мы видели, определяется длиной образца и дрейфовой скоростью. КПД в пролетном режиме обычно не превышает нескольких процентов.

В зависимости от того, какие значения частоты колебаний, мощности и КПД необходимо получить, диоды Ганна эксплуатируют и в других режимах. Один из них — *режим с задержкой образования домена*. Диод подключается к высокодобротному СВЧ резонатору, так что амплитуда высокочастотного напряжения велика по сравнению со значением постоянного напряжения. В таком режиме образование и движение домена определяется СВЧ напряжением. При этом период СВЧ колебаний больше времени пролета домена и определяется частотой настройки резонатора. Указанный режим отличается повышенным по сравнению с пролетным режимом значением КПД.

Рассмотренные режимы применимы для частот порядка нескольких единиц гигагерц. На частотах выше 10 ГГц диоды Ганна эксплуатируют в так называемом *режиме ограниченного накопления объемного заряда* (ОНОЗ). Диод помещают в высокодобротный СВЧ резонатор. При этом в полупериод СВЧ колебаний, когда сумма постоянного и переменного напряжения обеспечивает максимальную напряженность электрического поля, создаются условия для формирования электрического домена. Благодаря высокой добротности резонатора уже в начале следующего полупериода происходит эффективная отдача энергии СВЧ полю, и в резонаторе наводится такое высокочастотное напряжение, что суммарное напряжение между анодом и катодом приводит к ограничению дальнейшего нарастания объемного за-

ряда и гашению домена еще до того, как он достигнет анода.

Начало формирования нового домена наступит тогда, когда сумма высокочастотного напряжения и напряжения источника вновь обеспечит критическую напряженность поля в образце. Это эквивалентно уменьшению длины L , т. е. может быть достигнута более высокая частота генерируемых колебаний. Эта частота в режиме ОНОЗ определяется, таким образом, частотой резонатора. В режиме ОНОЗ достигнута рабочая частота 160 ГГц. КПД на частоте 20 ГГц достигает 25%, однако с увеличением частоты КПД падает.

Существуют и другие, в том числе гибридные, режимы эксплуатации диодов Ганна.

На диодах Ганна в импульсном режиме получены мощности до 10 кВт в нижней части СВЧ диапазона и до 10—15 Вт на частотах 30—60 ГГц. В непрерывном режиме мощность достигает 0,1 Вт. Коэффициент полезного действия в зависимости от режима составляет от единиц до десятков процентов, перестройка по частоте 10—20%. Сравнительно высокая выходная мощность, хорошая спектральная чистота сигнала, низкий уровень шумов, высокая надежность позволяют диодам Ганна конкурировать с транзисторами, туннельными диодами и клистронами малой мощности.

Диоды Ганна широко применяются в различных переносных радиолокаторах, высотомерах, радиомаяках, системах связи, а также в качестве логических элементов и в других устройствах.

Глава 10

КВАНТОВЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ

10.1. ОСОБЕННОСТИ КВАНТОВЫХ ПРИБОРОВ

В предыдущих главах рассматривались разнообразные электронные приборы СВЧ, в которых усиление или генерирование колебаний происходит на основе взаимодействия потоков свободных заряженных частиц с электромагнитными полями (электроны в вакуумных приборах и электроны и дырки в полупроводниковых приборах). Свободные заряженные частицы подчиняются законам движения, присущим классической физике: их энергия может изменяться непрерывно в зависимости от

пройденной разности потенциалов, пройденный путь может быть описан определенной траекторией и т. д. Передача энергии СВЧ полю в рассмотренных приборах происходила в процессе более или менее длительного совместного движения ступок частиц и полей.

В квантовых приборах усиление или генерирование электромагнитных колебаний основано на взаимодействии совокупности несвободных частиц с электромагнитным полем. Совокупность несвободных частиц, взаимодействующих между собой, называют *квантовой системой* частиц (например, атом, молекула, газ, кристалл твердого тела, жидкость). Свойства квантовой системы и ее взаимодействие с электромагнитным полем подчиняются законам квантовой физики, краеугольным камнем которой является представление о дискретности (прерывистости) свойств квантовой системы и взаимодействий частиц и полей. Усиление или генерирование электромагнитных колебаний с помощью квантовой системы частиц происходит благодаря тому, что поле волн поглощает электромагнитную энергию, излучаемую особым образом организованным дискретным изменением физических состояний несвободных частиц — так называемым *вынужденным излучением*. Основные физические процессы, необходимые для понимания работы квантовых приборов, будут изложены в следующем параграфе.

Интенсивные разработки в области квантовой электроники в последние годы привели к созданию множества приборов, работающих в диапазоне от сверхвысоко-частотных колебаний до рентгеновских лучей. Квантовые приборы оптического диапазона принято называть *лазерами*, а приборы диапазона СВЧ — *мазерами*. Существуют конструкции мазеров как усилительного, так и генераторного типов. Однако практическое применение нашли главным образом квантовые усилители СВЧ, два типа которых будут рассмотрены в настоящей главе.

10.2. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАБОТЫ КВАНТОВЫХ ПРИБОРОВ СВЧ

Энергетические состояния квантовой системы. Так как квантовым системам присуща прерывистость (дискретность) свойств, то энергия частиц квантовой системы в отличие от свободных частиц не может прини-

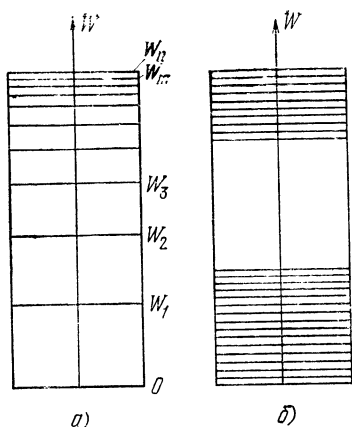


Рис. 10.1. Энергетические диаграммы атома (а) и кристалла полупроводника (б)

мать любые значения. Разрешенные значения энергии элементарных частиц и всей квантовой системы в целом имеют прерывистый характер и называются *энергетическими уровнями*. Набор разрешенных энергетических уровней (энергетический спектр) графически представляется в виде энергетических диаграмм, характер которых для различной сложности квантовых систем различный (рис. 10.1). Например, у кристаллической решетки полупроводников благодаря взаимодействию атомов происходит расщепление энергетических уровней и объединение их в зоны. Энергетические зазоры между двумя разрешенными состояниями могут быть различными.

Обычно частицы стремятся занять уровни с наименьшей энергией, что соответствует состоянию устойчивого равновесия квантовой системы. Однако если частице каким-либо образом, например, нагреванием вещества, сообщить дополнительную порцию энергии извне, она может перейти на более высокий энергетический уровень. Для этого необходимо, чтобы дополнительная энергия ΔW была равна ширине энергетического зазора между уровнями перехода: $\Delta W = W_n - W_m$. Такое состояние квантовой системы называется *возбужденным*. В возбужденном состоянии квантовая система находится недолго (обычно $10^{-6} - 10^{-10}$ с) и самопроизвольно возвращается в исходное состояние, т. е. частицы возвращаются на нижний уровень.

Вынужденное излучение. При переходе частицы на нижний уровень избыточная энергия ΔW выделяется в виде кванта электромагнитной энергии $\Delta W = h\nu$, где ν — частота электромагнитного излучения, а h — постоянная Планка. Такое излучение называется *самопроизвольным*, или *спонтанным*. Существуют, однако, и безызлучательные переходы, например, при неупругих соударениях частиц в кристаллической решетке.

Понятно, что перевести частицу на более высокий энергетический уровень можно, не только нагревая вещество, но и сообщая ей дополнительную порцию энергии в виде кванта электромагнитного излучения. Такой переход возможен, если значение кванта равно ширине энергетического зазора между уровнями, т. е. $h\nu = W_n - W_m$. Отсюда следует, что, зная энергетический спектр вещества, всегда можно рассчитать частоту колебаний, необходимую для перевода частицы с уровня m на уровень n :

$$\nu_{m,n} = (W_n - W_m) / h. \quad (10.1)$$

Квантовой системе можно сообщить столь большую энергию, что значительное число частиц будет находиться в возбужденном состоянии. Ясно, что и число самопроизвольных переходов на нижний уровень должно возрасти. Однако отдельные переходы сверху вниз будут происходить неодновременно, беспорядочно во времени, вследствие чего спонтанное излучение будет представлять поток квантов с разной фазой, различным направлением распространения, различной поляризацией. Такое излучение с точки зрения применения в радиотехнике представляет шумы и не может быть использовано в качестве регулярного радиосигнала.

Если же через квантовую систему, содержащую возбужденные частицы, пропустить электромагнитную волну с частотой, соответствующей переходу с верхнего уровня на нижний, то вероятность таких переходов повышается. Падающая электромагнитная волна как бы «подталкивает» частицы к переходу, стимулирует процесс испускания квантов энергии. Такое излучение под действием внешнего электромагнитного поля получило название *вынужденного*. Оказалось, что вынужденное излучение обладает рядом замечательных свойств: по частоте, фазе, направлению распространения, поляризации оно тождественно внешнему полю. Поток квантов, полученных в результате вынужденных переходов, создает, таким образом, излучение, когерентное падающей волне, т. е. представляет собой регулярный сигнал. Именно поэтому вынужденное излучение и является основным физическим процессом, определяющим принцип работы квантовых генераторов и усилителей.

Инверсия населенностей уровней. В обычных условиях квантовая система находится в так называемом состоянии термодинамического равновесия: на нижнем уровне всегда находится наибольшее число частиц, с увеличением номера уровня число частиц уменьшается по экспоненциальному закону. Так, для уровней 2 и 1 (рис. 10.2) можно записать отношение числа частиц

$$\frac{N_2}{N_1} = \exp \left[-\frac{W_2 - W_1}{kT} \right], \quad (10.2)$$

где N_2 и N_1 — число частиц в единице объема вещества; W_2 и W_1 — значения энергии соответственно для уровней 2 и 1; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура.

Как видно из приведенной формулы, с увеличением температуры число частиц в единице объема на разных уровнях выравнивается (кривая II на рис. 10.2). При бесконечно большой температуре $N_2 = N_1$. Такое состояние квантовой системы называется *насыщением*. При этом число переходов снизу вверх и число переходов сверху вниз равны и, следовательно, поглощение энергии уравнивается излучением, т. е. усиление сигнала невозможно.

Для получения усиления сигнала в квантовой системе необходимо, чтобы вынужденное излучение электромагнитной энергии преобладало над ее поглощением, т. е. чтобы число частиц на верхнем уровне превышало число частиц на нижнем ($N_2 > N_1$). Такое состояние квантовой системы называется *инверсией (обращением) населенностей уровней*. Используя формулу (10.2), можно показать, что инверсия населенностей соответствует отрицательной температуре системы. Действи-

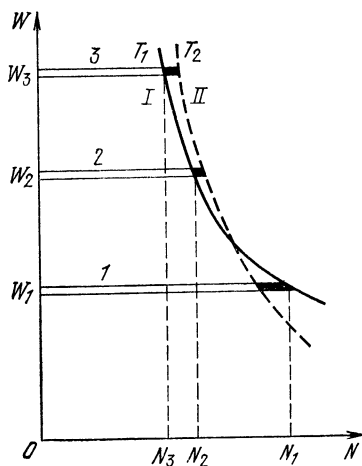


Рис. 10.2. Изменение населенности энергетических уровней при различных температурах среды

тельно, прологарифмировав обе части равенства, находим, что поскольку $\ln(N_2/N_1) > 0$ и $(W_2 - W_1) > 0$, то $T < 0$. Однако абсолютная отрицательная температура физического смысла не имеет, это понятие применимо лишь для описания населенностей двух энергетических уровней. Физическая среда, в которой достигается инверсия населенностей уровней, называется *активной средой с отрицательной температурой*.

Таким образом, квантовое усиление электромагнитных колебаний может быть получено при пропускании их через активную среду с отрицательной температурой. Вместе с тем для эффективного усиления необходимо, чтобы время пребывания системы в инверсном состоянии было как можно больше. Это время, называемое *временем жизни*, сравнительно невелико (10^{-10} — 10^{-6} с), так как система из неравновесного инверсного состояния стремится за счет спонтанных переходов быстро перейти в состояние равновесия.

Методы получения инверсии населенностей. В современной квантовой электронике в зависимости от типа рабочего вещества, используемого для создания активной среды, и рабочего диапазона электромагнитных колебаний применяется несколько методов получения инверсии населенностей: сортировка частиц (для приборов, работающих на атомных и молекулярных пучках), электрический разряд в газе, энергетическая накачка в многоуровневых системах (для твердотельных, газовых и других приборов). Последний метод нашел наиболее широкое распространение в приборах как оптического, так и СВЧ диапазона. Поэтому мы рассмотрим его подробнее.

Пусть имеется квантовая система, энергетическая диаграмма которой содержит три уровня (рис. 10.3). Подвергнем ее воздействию электромагнитным излучением с частотой $\nu = (W_3 - W_1)/h$ (*энергетической накачке*). Тогда произойдут переходы с уровня 1 на уровень 3, и при достаточной мощности излучения можно достичь насыщения перехода 1—3 с числом частиц N'_{13} , в результате чего возникнет инверсия населенностей уровней 3—2 (либо 2—1). Если усиливаемый сигнал по частоте соответствует частоте перехода ν_{32} , в системе произойдет усиление этого сигнала. Усиление осуществляется за

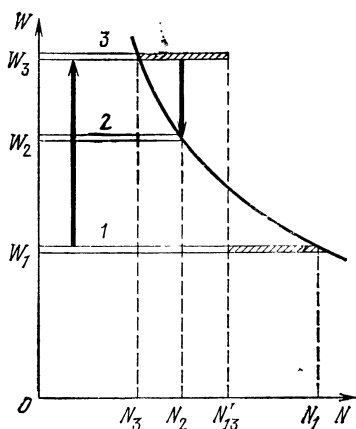


Рис. 10.3. Инверсия населенности в трехуровневой системе

счет энергии, приобретенной системой от генератора накачки.

Анализ физических процессов в трехуровневой системе показывает, что, как правило, частота сигнала накачки должна вдвое превышать частоту излучения рабочего перехода. Возможные частоты рабочих переходов определяются характеристиками квантовой системы, т. е. для получения сигнала заданной частоты необходимо подобрать рабочее вещество с нужной шириной энергетического зазора между уровнями с разрешенными переходами. Так, в квантовых приборах СВЧ наибольшее распространение получили твердые кристаллические *парамагнитные вещества*. К ним относятся кристаллы с примесными ионами элементов группы железа, платины, палладия, редких земель, актинидов.

К ним относятся кристаллы с примесными ионами элементов группы железа, платины, палладия, редких земель, актинидов.

Парамагнитный резонанс. Как известно, парамагнетики— это вещества, у которых под действием внешнего магнитного поля появляется магнитный момент. Для них характерно расщепление энергетических уровней на подуровни под действием внешнего магнитного поля (зеемановское расщепление). В результате расщепления возникают подуровни, образующие многоуровневую квантовую систему. В такой системе можно достичь насыщения перехода методом энергетической накачки. Энергетические зазоры между зеемановскими подуровнями соответствуют энергетическим переходам, лежащим в области сверхвысоких частот. Поглощение и излучение электромагнитной энергии в результате переходов между подуровнями такой квантовой системы на основе парамагнетика, помещенного в магнитное поле, называют *электронным парамагнитным резонансом*. Вынужденное излучение, обусловленное парамагнитным резонансом, и лежит в основе работы современных квантовых генераторов и усилителей СВЧ диапазона,

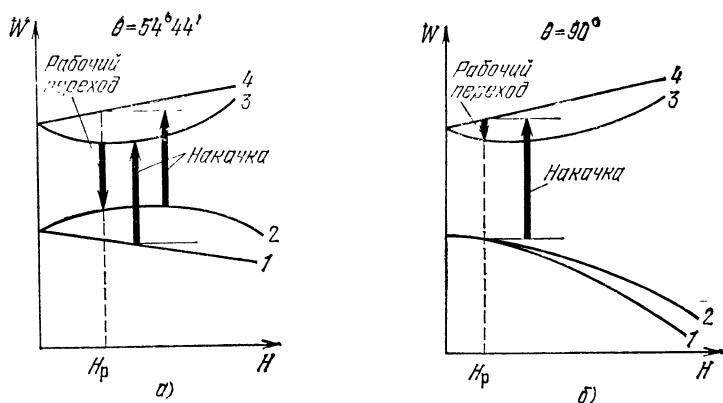


Рис. 10.4. Режим работы в квантовой системе на основе рубина при двух углах ориентации кристалла

Характер расщепления энергетических уровней и значение энергетических зазоров между подуровнями зависят от ориентации кристалла парамагнетика относительно внешнего магнитного поля. Соответственно меняются и возможные переходы энергетической накачки и рабочего излучения. На рис. 10.4 приведены энергетические диаграммы, иллюстрирующие расщепление в магнитном поле энергетических уровней одного из наиболее широко применяемых парамагнетиков — кристалла рубина (окиси алюминия Al_2O_3 с примесью ионов хрома Cr^{3+}). Так, при угле ориентации $\theta=54^\circ44'$ происходит симметричное расщепление подуровней при изменении напряженности магнитного поля H . В этом случае применима двойная накачка на переходах 1—3 и 2—4, обеспечивающая большую инверсию населенности уровней рабочего перехода 3—2, так как одновременно обедняется уровень 2 и заполняется уровень 3. При угле ориентации $\theta=90^\circ$ один из возможных режимов — получение при небольшом значении напряженности магнитного поля H_p более длинноволнового рабочего перехода 4—3.

10.3. КВАНТОВЫЙ ПАРАМАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ РЕЗОНАТОРНОГО ТИПА

Квантовые парамагнитные усилители (КПУ) — сверхвысокочастотные приборы, в которых усиление электромагнитных колебаний происходит за счет вынужденного

излучения, обусловленного парамагнитным резонансом. В КПУ резонаторного типа процесс усиления происходит в объемном СВЧ резонаторе. Резонаторные КПУ делятся на два типа: проходной и циркуляторный. В усилителе проходного типа для входа и выхода СВЧ сигналов применяются две волноводные или коаксиальные линии. В КПУ циркуляторного типа вход и выход сигнала осуществляются через одну линию с помощью развязывающего устройства — ферритового трехплечего вентиля (циркулятора). Мы ограничимся рассмотрением КПУ проходного типа.

В КПУ в качестве парамагнетика — активного вещества — обычно выбирают рубин (Al_2O_3), рутил (TiO_2), вольфрамат (MgWO_4) с примесью ионов Cr^{3+} или Fe^{3+} и другие вещества. Кристалл парамагнетика помещают в двухчастотный резонатор (рис. 10.5), назначение которого — увеличить напряженность поля сигнала и, следовательно, интенсивность вынужденных переходов. Резонатор представляет собой отрезок прямоугольного волновода (в длинноволновой области СВЧ диапазона — отрезок коаксиальной линии) длиной

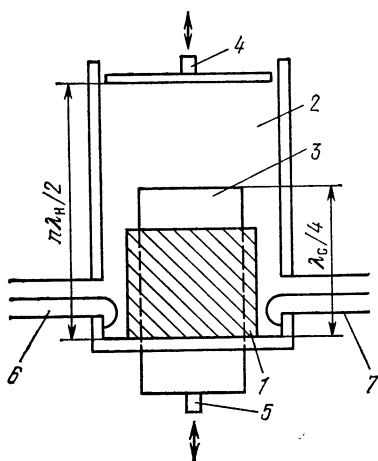


Рис. 10.5. Двухчастотный резонатор КПУ:

1 — парамагнитный кристалл; 2 — резонатор накачки; 3 — резонатор сигнала; 4 — поршень настройки резонатора накачки; 5 — настройка резонатора сигнала; 6 — вход сигнала; 7 — вход мощности накачки

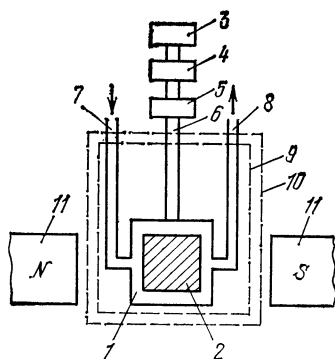


Рис. 10.6. КПУ резонаторного проходного типа:

1 — резонатор; 2 — парамагнетик; 3 — генератор накачки; 4 — ферритовый вентиль; 5 — аттенуатор; 6 — вход мощности накачки; 7 — линия передачи входного сигнала; 8 — линия передачи выходного сигнала; 9, 10 — сосуды Дьюара; 11 — магнит

$n\lambda_n/2$, где λ_n — длина волны H_{01} сигнала накачки. Он настроен, таким образом, на частоту накачки. Помещенная внутри полосковая линия длиной $\lambda_c/4$ образует резонатор на частоте сигнала, где λ_c — длина Т-волны на частоте сигнала. Изменяя размеры отрезка волновода и полосковой линии, можно осуществлять настройку на частоты накачки и сигнала. К резонатору подходят линии входного и выходного (на рисунке не показаны) сигналов, а также сигнала накачки. Через развязывающий ферритовый вентиль и аттенюатор, регулирующий уровень мощности накачки, к резонатору подключается генератор накачки.

Для уменьшения коэффициента шума, увеличения коэффициента усиления и КПД мазера резонатор и частично СВЧ линии подвергают сильному охлаждению до температуры жидкого гелия (4,2 К). Для этого они помещаются в криостат, образованный двумя сосудами Дьюара, из которых внутренний заполнен жидким гелием, а внешний — жидким азотом (см. рис. 10.6). Все устройство помещается между полюсными наконечниками электромагнита, создающего магнитное поле для парамагнитного резонанса в активном веществе. Обмотку таких электромагнитов выполняют из сверхпроводников, что значительно снижает массу всей системы.

Выше мы, по существу, уже рассмотрели все физические процессы, лежащие в основе работы КПУ. Объединим их в единую физическую картину.

Под действием постоянного магнитного поля, в которое помещено активное вещество, происходит зеemanовское расщепление энергетических уровней. Изменяя ориентацию кристалла относительно силовых линий магнитного поля, выбирают ту или иную диаграмму расщепленных уровней, рабочий переход и переход накачки. Под действием сигнала накачки в кристалле возникает инверсия населенностей уровней. Входной СВЧ сигнал, проходя через такую квантовую систему с инверсией, вызывает вынужденные переходы, благодаря чему и происходит его усиление. Усиленный сигнал через выходную линию отводится в нагрузку.

Существенное влияние на эффективность работы КПУ и его параметры оказывает сильное охлаждение активного вещества и резонатора. Сильное охлаждение приводит к резкому замедлению тепловых процессов в парамагнетике, металле резонатора и волноводов, бла-

годаря чему существенно уменьшаются шумы усилителя и, следовательно, повышается его чувствительность. Замедление тепловых процессов в парамагнетике приводит также к увеличению времени релаксации квантовой системы, а это позволяет применять для получения заданной инверсии населенностей меньшую мощность накачки и увеличивать КПД усилителя. Кроме того, при охлаждении увеличивается разность населенностей уровней, что позволяет получить большую степень инверсии на рабочем переходе и увеличение коэффициента усиления КПУ.

10.4. КВАНТОВЫЙ ПАРАМАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

Квантовый парамагнитный усилитель бегущей волны (КУБВ) — другая модификация СВЧ квантовых приборов, отличительной особенностью которой является применение колебательной системы в виде волновода с замедляющей системой. Схема КУБВ аналогична представленной на рис. 10.6, однако, как уже указывалось, вместо объемного резонатора в нем используется отрезок волновода, внутри которого помещается замедляющая система (рис. 10.7). Применяются замедляющие системы типа гребенки и другие с коэффициентом замедления 50—200. По одну сторону от замедляющей системы рас-

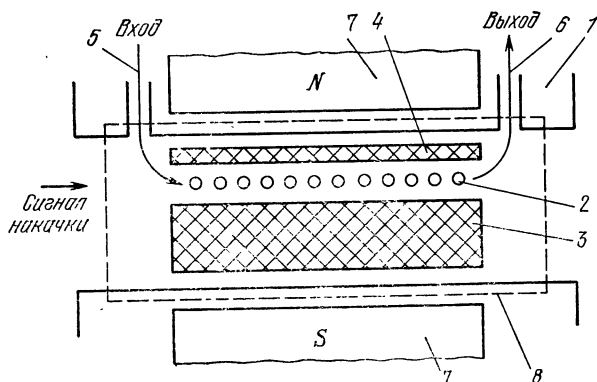


Рис. 10.7. Схема квантового парамагнитного УБВ:

1 — отрезок волновода; 2 — замедляющая система; 3 — парамагнетик; 4 — ферритовый вентиль; 5 — вход сигнала; 6 — выход сигнала; 7 — магнит; 8 — криостат

полагается кристалл парамагнетика, по другую — ферритовый вентиль, служащий для поглощения обратной волны (в некоторых конструкциях КУБВ парамагнитные кристаллы располагают по обе стороны от замедляющей системы). К замедляющей системе подходят линии передачи входного и выходного сигналов.

Рассмотрим особенности работы КУБВ. Принципиально работа КУБВ не отличается от работы рассмотренного выше КПУ резонаторного типа: в нем усиление СВЧ сигнала также происходит за счет вынужденного излучения при парамагнитном резонансе. Вместе с тем применение в качестве колебательной системы волновода с замедляющей системой вносит ряд существенных особенностей. Во-первых, уменьшение скорости электромагнитной волны в десятки и сотни раз повышает эффективность взаимодействия ее с квантовой системой из-за большей длительности этого процесса. При этом следует иметь в виду, что в отличие от ЭВП (например, ЛБВ) здесь важно максимально замедлить групповую скорость волны, а не фазовую, так как условие синхронизма не требуется. Во-вторых, широкополосность замедляющей системы позволяет работать с значительной перестройкой частоты, которая при парамагнитном резонансе может осуществляться регулировкой постоянного магнитного поля.

Таким образом, в КУБВ возможно получение большого коэффициента усиления в определенной полосе перестройки частоты. Улучшению основных параметров служит система сильного охлаждения (криостат).

Важнейшим параметром парамагнитных мазеров (резонаторного типа и с бегущей волной) является коэффициент шума. В лучших образцах уровень собственных шумов благодаря низким рабочим температурам чрезвычайно низок и характеризуется шумовой температурой 15—20 К. Он в 100 раз ниже уровня шумов самых чувствительных усилителей на электронных приборах. Соответственно чувствительность КПУ велика.

Коэффициент усиления КПУ резонаторного типа обычно 10—15 дБ, а КУБВ 20—50 дБ. Полоса пропускания КУБВ достигает 20—30%.

Квантовые парамагнитные усилители применяются в радиоприемной аппаратуре, где чрезвычайно важны низкий уровень собственных шумов и высокая чувствительность. В то же время они представляют собой до-

вольно громоздкие устройства. Поэтому парамагнитные мазеры нашли применение в стационарных установках в радиоастрономии, сверхдальней космической связи, радиолокации и т. п. Они позволяют принимать и регистрировать сигналы очень малой амплитуды. Квантовым парамагнитным усилителям в значительной мере обязаны многие космические достижения последних лет, такие как радиолокация планет, изучение Луны и планет солнечной системы с помощью космических аппаратов.

Глава 11

НЕКОТОРЫЕ ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ПРИБОРОВ СВЧ

Традиционные (радиолокация, связь, измерительное и испытательное оборудование) и новые (промышленный нагрев, медицина) области применения СВЧ энергии предъявляют весьма различные и специфические требования к источникам СВЧ колебаний. Приборы большого уровня мощности применяются в выходных каскадах радиолокаторов, в установках промышленного нагрева; приборы среднего уровня мощности — в промежуточных каскадах радиолокаторов, в бытовых установках СВЧ нагрева, в медицинской СВЧ аппаратуре; маломощные приборы — во входных каскадах радиолокаторов, в связных станциях, в измерительном и испытательном оборудовании.

В большинстве важных применений СВЧ приборы в настоящее время должны обеспечивать целый комплекс параметров: высокую стабильность частоты и малый уровень шумов (для генераторов), большой коэффициент усиления, большую рабочую полосу частот и малый уровень шумов (для усилителей). Почти во всех случаях, особенно для мощных приборов, желателен высокий КПД и большая долговечность, малые габариты и масса.

Все это позволяет с уверенностью сказать, что практически все типы СВЧ приборов будут интенсивно развиваться в будущем.

Глубокое теоретическое изучение механизмов работы приборов и применение вычислительных машин позволило выявить новые возможности для улучшения пара-

метров приборов. Использование новых материалов, технологических процессов (например, электроискровой обработки металлов), новых конструктивных решений позволило создать конструкции приборов, существенно превосходящие их прототипы. Так, применение магнитов из сплава самария и кобальта позволило в некоторых случаях в десятки раз уменьшить габариты и массу ЛБВ, клистронов, магнетронов.

Ознакомимся с некоторыми новыми ЭВП СВЧ, с перспективными характеристиками и параметрами.

Твистрон представляет собой гибридный мощный много-резонаторный клистронный усилитель и ЛБВ О-типа. В соответствующих главах отмечалось, что клистронный усилитель по сравнению с ЛБВ О-типа может иметь гораздо более высокий КПД. В то же время ЛБВ имеет большую рабочую полосу частот. Замена выходного резонатора многорезонаторного клистрона отрезком согласованной замедляющей системы ЛБВ позволяет получить в твистроне значительную рабочую полосу при высоком КПД и усилении, что особенно важно для мощных приборов.

При рассмотрении магнетронов отмечалось, что для обеспечения стабильности их работы очень важно иметь большое разделение по частоте между видами колебаний в резонаторном блоке. В идеальном случае желательно, чтобы блок имел лишь один рабочий вид колебаний (π -вид). *Коаксиальный магнетрон* в значительной степени приближается к такому идеальному прибору. Его резонаторный блок представляет собой коакси-

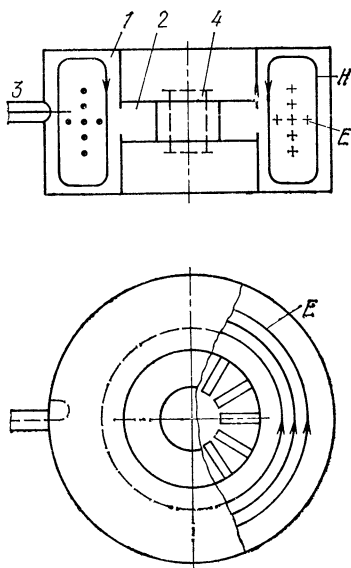


Рис. 11.1. Конструкция коаксиального магнетрона:

1 — коаксиальный резонатор; 2 — резонаторы гребенки; 3 — вывод энергии; 4 — катод

альный резонатор, возбуждаемый на виде колебаний H_{011} и охватывающий обычный резонаторный блок, выполненный в форме гребенки (рис. 11.1). Щели соединяют резонаторы гребенки через один с объемом коаксиального резонатора, который и обеспечивает в гребенке π -вид колебаний.

Виды колебаний в коаксиальном резонаторе, отличающиеся от H_{011} , отстоят от него по частоте достаточно далеко и могут быть эффективно подавлены, что и обеспечивает наличие в пространстве взаимодействия только колебаний π -вида. Это, в свою очередь, позволяет существенно увеличить число ячеек внутреннего блока и увеличить выходную мощность без опасности перескоков частоты на нерабочие виды колебаний, что особенно важно для магнетронов миллиметрового диапазона волн. Благодаря большому объему коаксиального резонатора увеличивается добротность всей резонаторной системы и, следовательно, стабильность частоты коаксиального магнетрона по сравнению с обычным магнетроном.

При рассмотрении механизма работы магнетрона отмечалось также, что катод в нем подвергается довольно интенсивной электронной бомбардировке, поэтому после запуска магнетрона можно вообще отключить напряжение накала. Электронная комбардировка катода имеет место и в амплитроне, но в нем, в отличие от магнетрона, появляется возможность работы сразу с *холодным катодом*. Это связано с тем, что в амплитроне, как усилителе, всегда есть СВЧ поле от входного сигнала в пространстве взаимодействия.

При подаче высокого напряжения на катод амплитрона из-за микронеровностей на поверхности холодного катода происходит слабая автоэлектронная эмиссия с его поверхности, кроме того, в вакууме всегда есть ионизированные атомы. Этот слабый поток сразу же взаимодействует с СВЧ полем входного сигнала. Появляющаяся при этом электронная бомбардировка катода сопровождается вторичной электронной эмиссией, что увеличивает ток с катода.

Процесс нарастания тока от ничтожно малых значений до нормального рабочего значения происходит очень быстро (меньше десятой доли микросекунды). В амплитронах с холодным катодом в качестве материала катода используется либо чистая платина, либо сплав платины с барием или другими металлами. Важным тре-

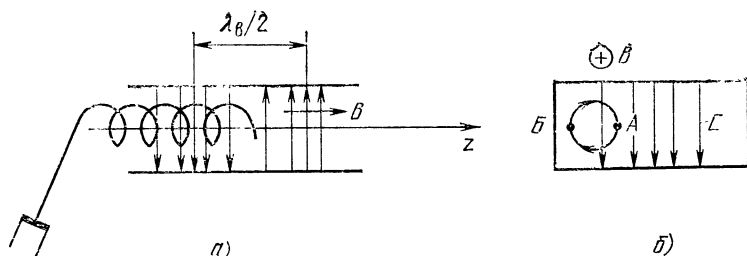


Рис. 11.2. Спиральный электронный поток в продольном (а) и поперечном (б) сечениях волновода

бованием при этом является большой коэффициент вторичной электронной эмиссии материала катода. Отсутствие напряжения накала в амплитроне с холодным катодом повышает его общий КПД и существенно увеличивает его срок службы.

По мере продвижения в коротковолновый диапазон размеры резонаторов и замедляющих систем уменьшаются, а это затрудняет изготовление приборов. Поэтому большой интерес представляло исследование возможности передачи энергии от электронного потока к незамедленной волне, т. е. волне, движущейся в гладком волноводе или коаксиальной линии. Было установлено, что такая передача энергии возможна, например, когда электронный поток движется внутри волновода по криволинейной траектории (по спирали, по циклоиде). При этом взаимодействие происходит в тех случаях, когда частота СВЧ волн совпадает или кратна циклотронной частоте $\omega_{\text{ц}} = eB/m$ [см. формулу (4.4)]. Усилители и генераторы СВЧ с такими криволинейными электронными потоками получили название *мазеры на циклотронном резонансе* (МЦР). Принцип действия этих приборов поясняется рис. 11.2.

Электронный поток вводится в волновод под углом к направлению магнитных силовых линий внешнего постоянного магнитного поля B . При этом электроны закручиваются вокруг магнитных силовых линий и движутся внутри волновода по спирали (рис. 11.2, а). Спираль ориентируют внутри волновода так, как показано на рис. 11.2, б. Если пролетая вблизи точки А, электроны окажутся в тормозящем полупериоде электрического поля волны, то они будут заторможены и радиус их вращения слегка уменьшится. Можно так подобрать шаг

Электронной «спирали» и частоту вращения электронов, что электроны будут после каждого оборота оказываться в тормозящем поле, т. е. будут длительное время передавать свою энергию СВЧ волне, усиливая ее. Те электроны, которые пролетая вблизи точки А, окажутся в ускоряющем полупериоде СВЧ поля, приобретут дополнительную энергию, и радиус их вращения увеличится. Через короткое время они осядут на стенках волновода и не смогут длительно отбирать энергию от волны. Так происходит сортировка электронов, непрерывно испускаемых электронной пушкой, на благоприятные и неблагоприятные для взаимодействия с замедленной СВЧ волной.

Усилительные МЦР в миллиметровом диапазоне длин волн имеют выходную мощность до десятка киловатт при достаточно высоком КПД (20—30%). Необходимое для их работы магнитное поле достаточно велико (около 1,2 Тл на волне 8 мм), и для его создания часто применяют сверхпроводящие соленоиды.

Минитрон (рис. 11.3) — это отражательный клистрон, при разработке и изготовлении которого были использованы специальные приемы конструирования и новые технологические процессы. В результате удалось получить миниатюрный прибор, размеры которого в трехсантиметровом диапазоне длин волн не превышают диаметра пятикопеечной монеты, а масса составляет менее 10 г.

Тороидальный резонатор 1 минитрона переходит непосредственно в П-образный волновод 2, герметизированный тонкой керамической пластиной 3. Деформацией тонкой стенки 4 П-образного волновода можно механически изменять частоту генерации в пределах 6—10% от среднего значения.

Сетки минитрона изготавливаются методом фотолитографии из фольги тугоплавких металлов толщиной около 20 мкм.

Миниатюрный катод прибора имеет в диаметре всего 2,5 мм. При напряжении катода $U_0 = 50—85$ В и токе катода $I_0 = 10—100$ мА минитрон имеет выходную мощность в несколько десятков милливатт. Электронная перестройка частоты достигает 1—2,5%. Минитрон используется в малогабаритной радиоэлектронной аппаратуре в тех же областях, что и обычный отражательный клистрон.

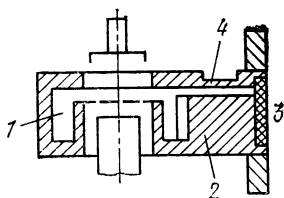
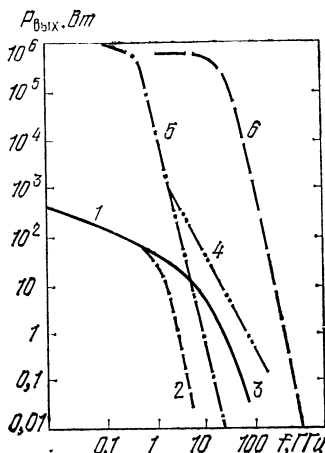


Рис. 11.3. Конструкция минитрона

Рис. 11.4. Уровни мощности, достигнутые различными приборами СВЧ:

1 — полупроводниковые приборы; 2 — транзисторы; 3 — диоды; 4 — теоретическая граница для полупроводниковых приборов; 5 — многосеточные лампы; 6 — остальные ЭВП СВЧ



Особенно интенсивно разрабатываются в последнее время полупроводниковые СВЧ приборы. Они развиваются, с одной стороны, в направлении увеличения выходной мощности во все более коротковолновом диапазоне и, с другой стороны, в направлении дальнейшего уменьшения уровня шумов маломощных приборов.

Уровень мощности, достигнутый в различных полупроводниковых приборах, по сравнению с мощностью ЭВП иллюстрируется рис. 11.4.

Вследствие малых размеров полупроводниковые приборы хорошо сочетаются с микрополосковыми линиями передачи. При конструировании полупроводниковых СВЧ генераторов и усилителей не только входы и выходы энергии, но и другие элементы (конденсаторы, фильтры, ответвители для контроля режима работы, аттенюаторы для регулировки входной мощности и т. д.) могут выполняться на основе микрополосковой линии.

На одной небольшой диэлектрической подложке можно разместить несколько каскадов усилителя со всеми элементами. Такие сложные СВЧ устройства на диэлектрических подложках называются *гибридными интегральными схемами (ГИС) СВЧ*. Для удобства обращения с ними и защиты от внешних воздействий ГИС обычно помещают в металлический корпус, герметично закрываемый крышкой (пайкой, склеиванием и т. д.).

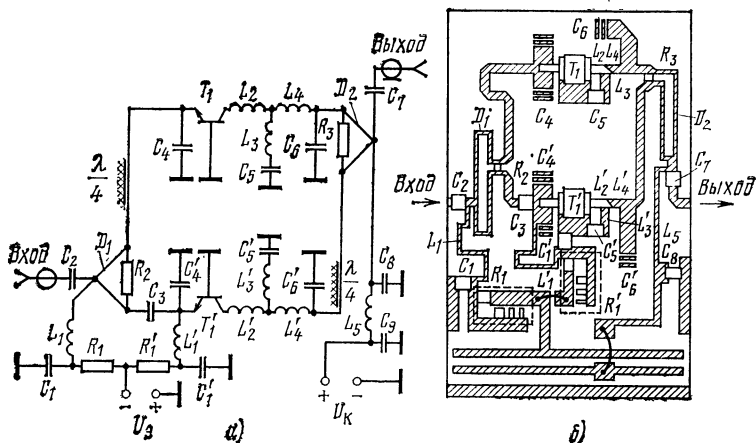


Рис. 11.5. Электрическая (а) и топологическая (б) схемы балансного СВЧ усилителя:

U_3 и U_K — напряжения питания эмиттерной и коллекторной цепей

На рис. 11.5,а показана электрическая схема балансного усилителя на транзисторах, а на рис. 11.5,б — топологическая схема того же усилителя. Полосковые линии различной ширины нанесены на керамическую подложку с размерами $30 \times 48 \times 1$ мм. Конденсаторы C_1 , C_2 , C_3 , C_5 , C'_5 , C_7 , C_8 , C_9 и транзисторы T_1 и T'_1 являются навесными элементами и припаиваются к полосковым линиям (конденсатор C_9 , являющийся элементом фильтра источника питания, на рис. 11.5,б не показан). Конденсаторы C_4 , C'_4 , C_6 , C'_6 (рис. 11.5, б) образованы расширенными участками полосковых линий. Все индуктивности, делитель мощности D_1 и сумматор D_2 представляют собой отрезки узких полосковых линий. Усилитель на частоте около 2 ГГц имеет выходную мощность до 0,7 Вт при коэффициенте усиления 5 дБ.

На основе отдельных ГИС разрабатываются многофункциональные СВЧ модули. Для изготовления ГИС СВЧ требуется специальное технологическое оборудование, поэтому эти схемы еще не нашли массового распространения. Однако существенные преимущества применения ГИС (уменьшение массы и габаритов радиоэлектронной аппаратуры, повышение надежности) не оставляют сомнений в том, что их интенсивное развитие

является важнейшим направлением в СВЧ технике. Наряду с этим на основе совершенствования планарной технологии получают развитие монолитные полупроводниковые интегральные микросхемы, в которых как активные, так и пассивные элементы выполняются в едином технологическом процессе на образце полупроводника.

Степень интеграции таких микросхем будет существенно выше, чем в гибридных схемах. Ведутся также исследования в области акустоэлектроники, использующей для усиления СВЧ сигналов усиление бегущей ультразвуковой волны в пьезоэлектрическом полупроводниковом материале. Это позволяет получить СВЧ усилитель без использования обычных элементов схемы (транзисторов, диодов, резисторов и т. п.).

Наряду с электровакуумными и полупроводниковыми СВЧ приборами совершенствуются квантовые приборы СВЧ. Одно из современных направлений — создание квантовых приборов на основе полупроводников.

Глава 12

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ИСПЫТАНИЙ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ ПРИБОРОВ СВЧ

12.1. ТИПОВЫЕ УСТАНОВКИ ДЛЯ ХОЛОДНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

При производстве низкочастотных электровакуумных ламп очень широко применяются автоматизированные линии как при изготовлении отдельных деталей (навивка и рубка сеток, штамповка анодов, катодных деталей и т. д.), так и при их сборке. Основной контрольной операцией при этом является контроль геометрических размеров. Правильность сборки обычно обеспечивает соответствие электрических характеристик заданным.

Производство приборов СВЧ всех типов является значительно более сложным. Изготовление таких узлов ЭВП СВЧ, как катодный узел, блок резонаторов, замедляющая система и др., требует применения в достаточно большом количестве токарных, фрезерных, расточных и других механических работ. Изготовить эти узлы без паяк практически невозможно. Требования к качеству пайки очень высоки: непропай, например, в резонаторе могут сильно изме-

нить его резонансную частоту, создать нежелательную паразитную связь с соседними объемами.

Важным узлом приборов СВЧ средней и особенно большой мощности является диэлектрическое вакуумное уплотнение в узле вывода энергии. В большинстве современных приборов для этих целей используются обычно керамические пластины, диски (в волноводах), кольца (в коаксиальных линиях) и т. д., припаяваемые к стенкам линий передач. При этом малейшие нарушения симметрии и качества спая (наплывы припоя, непропай и т. д.) заметно увеличивают отражение СВЧ мощности от готового узла в приборе, что неблагоприятно сказывается на его работе. В этих случаях в устройстве вывода энергии возможно появление паразитных резонансов, приводящее в мощных приборах, как правило, к растрескиванию диэлектрика и выходу прибора из строя.

Все это приводит к необходимости вводить при производстве приборов СВЧ большое число контрольных проверок узлов и деталей на соответствие их СВЧ характеристик заданным значениям. Обычно такой контроль сводится к измерению частоты и полосы частот, коэффициента стоячей волны по напряжению, добротности, распределения электрического поля, потерь СВЧ мощности в узлах (например, в замедляющих системах). Подобные измерения проводятся на отдельных узлах либо на собранном приборе, но всегда без подачи на него рабочих напряжений. Поэтому комплекс перечисленных измерений получил название холодных, в отличие от измерений параметров готовых приборов в их номинальных режимах, получивших название динамических измерений.

Типовая установка холодных измерений представляет собой панорамный измеритель КСВН и потерь (затухания), снабженный встроенным частотомером (волномером) (рис. 12.1). На такой установке можно измерять КСВН различных СВЧ устройств, добротность резонаторов, потери в устройствах, осуществлять подстройку частоты резонаторов на заданное значение и т. д.

Установка состоит из генератора СВЧ колебаний 1 с линейно изменяющейся в большом диапазоне частотой, двух ответвителей 3 с детекторными секциями 4, реагирующими на подводимую к измеряемому объекту 10 и отражающуюся от него мощность и индикаторного

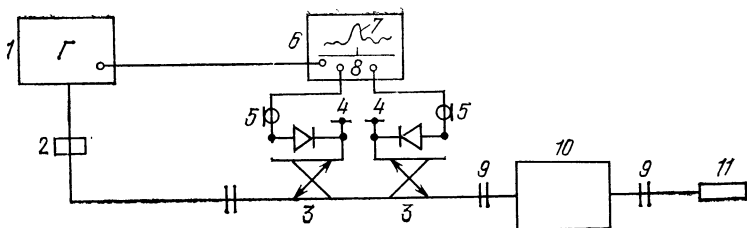


Рис. 12.1. Установка для холодных измерений

блока 6, на котором отображается нулевая калибровочная линия, кривая 7, показывающая зависимость КСВН от частоты, и метка 8 частотомера на нулевой линии. Метку можно совмещать с любой точкой кривой 7 и измерять тем самым частоту в интересующих нас участках (например, можно узнать, на какой частоте имеется выброс КСВН, и т. д.). Измеряемый объект (например, готовый узел вывода энергии) соединяется с передающей линией установки через фланцы 9. На выходе ставится, если это необходимо, согласованная нагрузка 11. Передающий тракт (от генератора) волноводный, а коаксиальные кабели 5 соединяют детекторные секции с блоком 6.

Установка называется панорамной, так как на индикаторе отражается зависимость КСВН или потерь в широком диапазоне частот, т. е. видна как бы панорамная картина поведения измеряемого узла. Промышленностью выпускаются панорамные измерители КСВН, перекрывающие весь СВЧ диапазон, например Р2-32 (сечение волновода 8×16), Р2-45, Р2-44 (с сечениями 10×33 и $12,6 \times 28,5$), Р2-53 (на коаксиальной линии) и др.

Второй типовой установкой для холодных измерений является установка для снятия распределения электрических полей в замедляющих системах ламп бегущей и обратной волны, в резонаторных блоках магнетронов, амплитронов и т. д. Для примера на рис. 12.2 схематически показана установка для снятия распределения радиальной составляющей электрического поля в резонаторном блоке магнетрона. От генератора 1 малой мощности с ручной перестройкой частоты, имеющего встроенный частотомер, поступает сигнал в неподвижную коаксиальную секцию 2, на которой вращается сек-

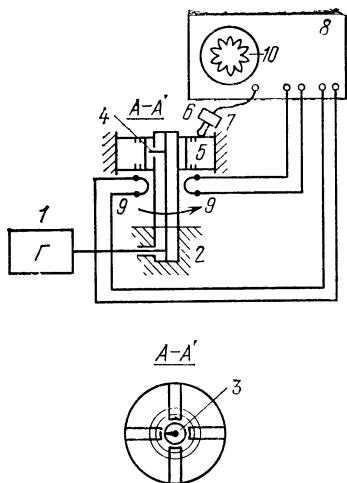


Рис. 12.2. Установка для снятия распределения поля в резонаторном блоке магнетрона

ний, сигнала на петле 6 нет и на индикаторе видно гладкое кольцо. При резонансе поле в блоке сильно возрастает и на петлю начинает попадать СВЧ энергия, значение которой зависит от азимутального положения зонда 4 в пространстве взаимодействия магнетрона. На экране появляется картина 10, отображающая распределение поля в блоке по азимуту. В нормально собранном и спаянном резонаторном блоке резонансная частота должна совпасть с необходимой частотой π -вида колебаний, а на картине распределения должно быть видно $N/2$ лепестков равной амплитуды. Искажения картины (ее часто называют розой) говорят о непропае некоторых связок либо о деформации их и т. д.

Проверенный по узлам и в целом СВЧ прибор поступает на откачку, после чего иногда повторно измеряют некоторые его «холодные» параметры (резонансную частоту и добротность входного и выходного резонаторов клистрона, затухание в замедляющей системе ЛБВ и т. д.).

12.2. ТИПОВЫЕ УСТАНОВКИ ДЛЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ИСПЫТАНИЙ

В зависимости от того, является ли поток электронов, уходящий непосредственно с катода прибора СВЧ,

ция 3, имитирующая катод магнетрона и имеющая выступающий в пространство взаимодействия зонд 4. Вблизи резонаторного блока 5 (в рассматриваемом примере он имеет двойные двухсторонние связки) располагается небольшая петля 6 с детекторной секцией 7, сигнал с которой подается на индикатор 8. В катушках 9 вырабатывается напряжение синхронизации для индикатора 8, разворачивающее луч на его экране по кругу.

Пока частота сигнала от генератора не совпадает с резонансной частотой блока на каком-либо виде колеба-

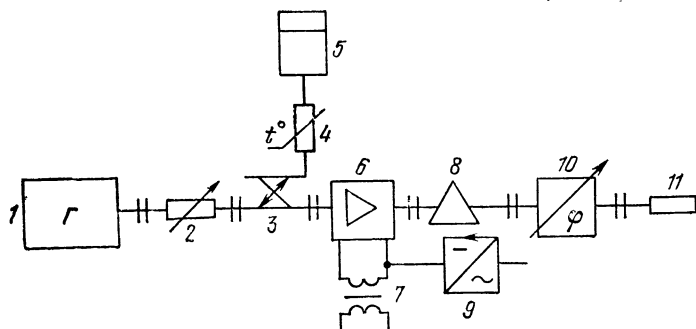


Рис. 12.3. Установка для испытания СВЧ усилителя непрерывного действия

постоянным во времени, или отбирается в виде импульсов, различают приборы непрерывного и импульсного действия. Выходная СВЧ мощность соответственно будет также либо непрерывной, либо импульсной во времени. Импульсный режим работы можно осуществить, подавая на катод прибора высокое напряжение в виде импульсов. Можно также вводить в СВЧ прибор специальный управляющий электрод (сетка или кольцо вблизи катода), на который подается импульсное напряжение.

Типовая схема установки для динамических испытаний усилительного ЭВП СВЧ непрерывного действия представлена на рис. 12.3. Входной сигнал от источника СВЧ колебаний 1 с частотомером через аттенюатор 2 и направленный ответвитель 3 подается на вход усилителя 6; величина сигнала измеряется термистором 4 и прибором 5. На выходе усилителя обычно ставится рассогласователь 8 с фазовращателем 10 и согласованная нагрузка 11. Выпрямитель 9 является источником высокого напряжения, трансформатор 7 с высоковольтной изоляцией между обмотками — источник напряжения накала катода.

При испытаниях СВЧ генератора непрерывного действия, естественно, входные элементы 1—5 установки отсутствуют, а на выходе его дополнительно подключается частотомер.

Представленная на рис. 12.3 установка является простейшей и может дополняться приборами для измерений уровня шумов в выходном сигнале, разности фаз выходного и входного сигналов и т. д.

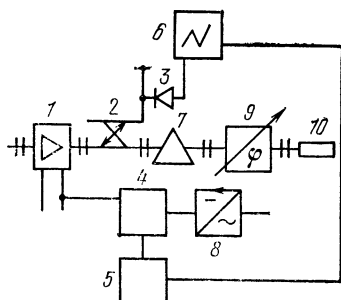


Рис. 12.4. Установка для испытания СВЧ усилителя импульсного действия

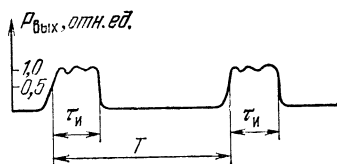


Рис. 12.5. Форма огибающей СВЧ колебаний при импульсном режиме работы прибора

Схема установки для динамических испытаний приборов импульсного действия дана на рис. 12.4. Напряжение от выпрямителя 8 подается на катод через специальное устройство — модулятор 4, превращающий постоянное напряжение в импульсы, длительность $\tau_{и}$ и период повторения T которых задаются генератором прямоугольных импульсов 5. В выходном тракте испытуемого прибора 1 кроме рассогласователя 7, фазовращателя 9 и нагрузки 10 устанавливается ответвитель 2 с детекторной секцией 3, сигнал с которой подается на осциллограф 6. Входные элементы схемы такие же, как на рис. 12.3.

На рис. 12.5 представлена форма огибающей импульсов СВЧ колебаний, появляющихся на экране осциллографа, отображающая в определенном масштабе выходную мощность. Измерители мощности обычно реагируют на среднюю мощность, которая связана с мощностью в импульсе формулой

$$P_{\text{вых ср}} = P_{\text{вых и}} \tau_{и} / T = P_{\text{вых и}} / Q.$$

Величина $Q = T / \tau_{и}$ называется *скважностью*.

Схема рис. 12.4, как и при испытании прибора непрерывного действия, может дополняться целым рядом других приборов и устройств измеряющих заданные характеристики и параметры выходного сигнала. Конструкция и принцип действия основных элементов передающих трактов в рассмотренных установках (2, 3, 7, 8 на рис. 12.3 и др.) были описаны в гл. 2.

При проведении холодных и особенно динамических измерений необходимо следить за тщательностью сборки трактов, так как неплотное прилегание фланцев ведет

к излучению передаваемой СВЧ мощности в окружающее пространство, что может вызвать искажение результатов измерений и представить опасность для обслуживающего персонала.

Согласно существующим правилам техники безопасности лица, занятые испытаниями ЭВП СВЧ, не должны подвергаться облучению интенсивностью, большей 10 мкВт/см^2 . Поэтому стыковочные фланцы в мощных трактах снабжаются защитными накидными муфтами из поглощающего СВЧ энергии материала. Испытуемый СВЧ прибор помещается в металлическую кабину, что защищает испытателя от возможного излучения из катодной ножки прибора.

Рассмотрим некоторые практически важные вопросы динамических испытаний ЭВП СВЧ.

В большинстве рассмотренных в предыдущих главах приборов резонаторный блок (в клистронах, магнетронах) или замедляющая система (в ЛБВ, ЛОВ) и связанные с ними входная и выходная линии передачи заземляются и соединяются с положительным выводом источника ускоряющего напряжения U_0 . Отрицательный вывод источника соединяется с катодом. В приборах О- и М-типов (клистрон, ЛБВ, ЛОВ) при работе без рекуперации (см. § 7.1) заземляется также коллектор. Это обеспечивает безопасность монтажа прибора в испытательную установку, а также простоту и безопасность водяного охлаждения резонаторных блоков, коллекторов и замедляющих систем от водопроводных сетей.

Подводимая от источника ускоряющего напряжения мощность $P_0 = U_0 I_0$ превращается в СВЧ энергию $P_{\text{СВЧ}}$ лишь частично: $P_{\text{СВЧ}} = \eta_{\text{э}} P_0 = \eta_{\text{э}} U_0 I_0$, где $\eta_{\text{э}}$ — электронный КПД СВЧ прибора. Остальная часть подводимой мощности превращается в тепло внутри ЭВП. В магнетроне и амплитроне это тепло выделяется на резонаторном блоке при попадании на него отработавших электронов. В ЛБВ и ЛОВ основная доля отработавших электронов попадает на коллектор, однако электронной бомбардировке частично подвергается также замедляющая система. Для этих приборов $I_0 = I_{\text{кол}} + I_{\text{зс}}$, где I_0 — ток катода; $I_{\text{кол}}$ — ток коллектора; $I_{\text{зс}}$ — ток замедляющей системы. Отношение $I_{\text{кол}}/I_0$ называется *токопрохождением*. В статическом режиме (без СВЧ полей), когда в электронном потоке нет сгущений и разрежений, ток $I_{\text{зс}}$ очень мал по сравнению с током катода, так что токопрохождение составляет 95—97%. В динамическом режиме в электронных сгустках возрастают силы расталкивания, и доля электронов, попадающих на замедляющую систему, увеличивается. Токопрохождение в динамическом режиме уменьшается до 80—85%. Замедляющие системы, особенно спиральные, имеют ограниченную теплоотводящую способность, поэтому при испытаниях и настройке необходимо следить за тем, чтобы ток замедляющей системы не возрастал до опасной величины. Обычно в цепь замедляющей системы включается электромагнитное или электронное реле, включающее источник ускоряющего напряжения, когда ток замедляющей системы превышает некоторую критическую величину.

В приборах средней и большой мощности резонаторный блок и коллектор имеют жидкостное охлаждение. Количество жидкости, которое необходимо пропускать по каналам охлаждения, зависит от рассеиваемой мощности и теплофизических свойств жидкости.

При водяном охлаждении можно приблизительно полагать, что необходимый расход воды (л/мин) численно равен рассеиваемой мощности, выраженной в киловаттах. Для магнетрона, амплитрона, генераторных ЛОВ $P_{рас} = P_0 - P_{СВЧ}$, для усилительных ЛБВ, клистронов необходимо полагать $P_{рас} = P_0$, так как в статическом режиме (без входного СВЧ сигнала) практически вся мощность источника ускоряющего напряжения выделяется на коллекторе. В состав испытательных установок для ЭВП СВЧ средней и большой мощности обязательно вводят реле, отключающее ускоряющее напряжение при снижении расхода охлаждающей жидкости до недопустимой величины. Такая же защита вводится в жидкостную цепь измерителя мощности (рис. 2.3) при испытаниях мощных приборов. В противном случае при аварии в измерителе мощности СВЧ прибор будет выведен из строя, так как КСВН нагрузки без жидкости резко увеличивается.

В некоторых СВЧ приборах, как отмечалось, фокусирующее магнитное поле создается соленоидом. Исчезновение тока соленоида во время работы прибора, особенно мощного, почти всегда выводит его из строя из-за резко уменьшающегося токопрохождения (в клистродах, ЛБВ) или перехода в диодный режим без генерирования СВЧ колебаний (в магнетроне, амплитроне). Поэтому испытательная установка должна быть снабжена реле, отключающим ускоряющее напряжение при исчезновении тока соленоида.

В выходных линиях передачи мощных СВЧ приборов возникают значительные СВЧ напряжения. Так, в приборе с выходной мощностью 1 кВт и выходным трактом в виде коаксиальной линии с волновым сопротивлением 50 Ом амплитуда СВЧ напряжения между центральным и внешним проводниками линии $U_m = \sqrt{2Z_0 P_{вых}} = \sqrt{2 \cdot 50 \cdot 1000} = 315$ В. При волноводном тракте [см. (1.29), (1.30)]: $U_m = \sqrt{2Z_{ру} P_{вых}}$. Если $b/a = 0,5$ и $f_{кр}/f = 0,7$, то U_m составит примерно 1000 В. В более мощных приборах амплитуда СВЧ напряжения может достигать десятков киловольт. При испытании и настройке таких приборов необходимо следить за качеством внутренней поверхности передающего тракта. Заусенцы в местах стыков волноводов или загрязнения могут привести к образованию СВЧ дугового разряда. Возникнув в каком-либо месте тракта, такой разряд распространяется в сторону СВЧ прибора и выводит из строя вакуумное уплотнение его вывода энергии. Поэтому в трактах мощных приборов предусматривается защита от дугообразования. Свет от дуги через небольшое отверстие в стенке волновода направляют на фоторезистор, включенный в цепь реле, которое отключает источник ускоряющего напряжения.

Радиолокация и радиорелейная связь предъявляют жесткие требования к качеству излучаемого СВЧ сигнала. Полезная информация, вводимая в излучаемый сигнал, может заключаться в определенном законе изменения его амплитуды, частоты или фазы. СВЧ приемник должен выделить эту информацию из принимаемого сигнала. При рассмотрении различных ЭВП СВЧ мы не раз отмечали, что в них наблюдается зависимость как выходной мощности, так частоты и фазы от ускоряющего напряжения (см., например, рис. 7.3, 8.3). Если напряжение нестабильно, то это приводит к нежелательным изменениям параметров СВЧ сигнала, забивающим полезную информацию. Поэтому перед измерением

таких «тонких» параметров выходных сигналов как нестабильность частоты, амплитуды или фазы (их часто называют частотными, амплитудными и фазовыми шумами) необходимо убедиться в том, что источник ускоряющего напряжения имеет достаточно стабильное напряжение.

Большинство таких источников представляет собой выпрямители со сглаживающими фильтрами. Относительное значение остаточных пульсаций напряжения после фильтров обычно не должно превышать 10^{-5} — 10^{-7} . Это означает, например, что значение пульсаций на выходе выпрямителя на 5 кВ может составить не более 0,05 В. Для обеспечения малых уровней пульсаций применяют электронную стабилизацию источников питания ЭВП СВЧ. При импульсном режиме работы СВЧ прибора постоянство ускоряющего напряжения должно быть обеспечено как на вершине импульса, так и от импульса к импульсу. При проектировании модуляторов (4 на рис. 12.4) этому вопросу уделяется основное внимание. Проявление пульсаций ускоряющего напряжения отображено на рис. 12.5 пульсациями вершины импульсов огибающей СВЧ колебаний. В ЛБВ, ЛОВ или клистронах с сеточной импульсной модуляцией электронного потока требования по стабильности должны быть предъявлены также к источнику питания управляющих сеток. В большинстве современных приборов применяются катоды косвенного накала, поэтому накальные цепи можно питать переменным напряжением. Однако в некоторых случаях (например, в минитроне рис. 11.3) может использоваться катод прямого накала. Источник питания накала в этом случае также должен быть высокостабильным.

При некоторых применениях СВЧ приборов, таких как медицинские и промышленные установки СВЧ нагрева, не требуется сверхвысокой стабильности параметров СВЧ колебаний. В этих случаях источником ускоряющего напряжения может быть повышающий сетевой трансформатор. В отрицательный полупериод напряжения, когда оно вблизи вершины синусоиды остается приблизительно постоянным и равным рабочему напряжению СВЧ прибора, происходит генерирование или усиление СВЧ колебаний. В положительный полупериод высокого напряжения на трансформаторе СВЧ прибор остается в запертом состоянии.

Приведенная на рис. 8.9 вольт-амперная характеристика магнетрона (такой же вид имеет и вольт-амперная характеристика амплитрона) показывает, что в этом приборе даже небольшие изменения напряжения приводят к значительным изменениям тока. Это означает, что для обеспечения стабильности параметров выходных сигналов магнетрона и амплитрона источник питания должен быть стабилизатором тока. Источники питания полупроводниковых приборов имеют лишь ту особенность, что рабочие напряжения этих приборов обычно не превышают 100 В. При этом источник питания для СВЧ транзистора или диода Ганна должен быть стабилизатором напряжения, а для лавинно-пролетного диода — стабилизатором тока.

Электронный ток в ЭВП СВЧ в присутствии СВЧ полей является резко несинусоидальным (см., например, § 6.1). Это означает, что его можно разложить на множество синусоидальных составляющих с различными частотами, т. е. электронный ток в ЭВП СВЧ может возбудить не только колебания рабочей частоты, но и множество колебаний других частот. С другой стороны, при рассмотрении резонаторных блоков магнетронов и за-

медляющих систем ЛБВ мы отмечали, что в них возможно существование многих видов колебаний со своими резонансными частотами. Кроме того, в приборе могут возникать резонансные объемы в области коллекторов, катодных ножек и т. д. Все это приводит к тому, что на выходе практически любого СВЧ прибора появляются не только колебания рабочей частоты, но и слабые «паразитные» колебания на других частотах. Одной из задач динамических испытаний является определение частот паразитных колебаний и отыскание способов их подавления до возможно более низких уровней, не создающих помех при эксплуатации прибора СВЧ.

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. В 2-х т. — М.: Высшая школа, Т. 1, 1970; Т. 2, 1972.
2. Федоров Н. Д. Электронные приборы СВЧ и квантовые приборы. — М.: Атомиздат, 1979.
3. Дулин В. Н. Электронные и квантовые приборы СВЧ. — М.: Энергия, 1972.
4. Кауфман М. С., Палатов К. И. Электронные приборы. — М.: Энергия, 1970.
5. Овечкин Ю. А. Полупроводниковые приборы. — М.: Высшая школа, 1974.
6. Ефимов И. Е., Горбунов Ю. И., Козырь И. Я. Микроэлектроника. — М.: Высшая школа, 1978.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	4
РАЗДЕЛ I. ТЕХНИКА СВЧ	
Глава 1. <i>Линии передачи СВЧ колебаний</i>	8
1.1. СВЧ колебания в свободном пространстве	8
1.2. Особенности распространения СВЧ колебаний по двухпроводным линиям	14
1.3. Коаксиальная линия передачи	18
1.4. Волноводная линия передачи	27
1.5. Режимы работы линий. Круговая диаграмма	35
Глава 2. <i>Элементы СВЧ систем</i>	46
2.1. Согласованные нагрузки и аттенюаторы	46
2.2. Ответвители	50
2.3. Детекторные секции	52
2.4. Четвертьволновые изоляторы	53
2.5. Короткозамыкающие элементы	54
2.6. Трансформаторы сопротивлений	56
2.7. Фазовращатели	59
2.8. Ферритовые развязки	60
2.9. Некоторые элементы СВЧ систем в полосковом исполнении	62
Глава 3. <i>Объемные резонаторы и замедляющие системы</i>	67
3.1. Устройство и характеристики объемного резонатора	67
3.2. Виды колебаний в резонаторах. Элементы связи линий передач с резонаторами и элементы настройки резонаторов	71
3.3. Использование резонаторов. Основные типы резонаторов СВЧ приборов	74
3.4. Цепочки резонаторов. Замедляющие системы и их характеристики	77
РАЗДЕЛ II. ПРИБОРЫ СВЧ	
Глава 4. <i>Основные физические процессы, происходящие в электровакуумных приборах СВЧ</i>	86
4.1. Недостатки приборов со статическим управлением на СВЧ. Угол пролета	88
4.2. Динамическое управление электронным потоком	91
4.3. Пространственно-временные диаграммы. Понятие о наведенном токе	93
4.4. Приборы О-типа	96
4.5. Приборы М-типа	100
Глава 5. <i>СВЧ диоды, триоды и тетроды</i>	105
5.1. Конструктивные особенности	105
5.2. Типовые параметры	107
5.3. Области применения	108
	207

Глава 6. <i>Клистроны</i>	109
6.1. Многорезонаторные клистроны. Конструкция и принцип действия	109
6.2. Типы многорезонаторных клистронов. Параметры и области применения	120
6.3 Отражательные (однорезонаторные) клистроны	123
Глава 7. <i>Лампы бегущей и обратной волны О-типа</i>	129
7.1. Лампы бегущей волны	129
7.2. Лампы обратной волны	138
Глава 8. <i>Приборы магнетронного типа</i>	143
8.1. ЛБВ магнетронного типа	143
8.2. ЛОВ магнетронного типа	145
8.3. Магнетроны	147
8.4. Амплитроны	157
Глава 9. <i>Полупроводниковые приборы СВЧ</i>	159
9.1. Особенности полупроводниковых приборов	159
9.2. СВЧ транзисторы	161
9.3. Лавинно-пролетные диоды	163
9.4. Диоды Ганна	171
Глава 10. <i>Квантовые приборы СВЧ</i>	171
10.1. Особенности квантовых приборов	171
10.2. Физические основы работы квантовых приборов СВЧ	171
10.3. Квантовый парамагнитный усилитель резонаторного типа	185
10.4. Квантовый парамагнитный усилитель бегущей волны	188
Глава 11. <i>Некоторые перспективы развития приборов СВЧ</i>	190
Глава 12. <i>Некоторые вопросы испытаний при производстве приборов СВЧ</i>	197
12.1. Типовые установки для холодных измерений	197
12.2. Типовые установки для динамических испытаний	200
Список рекомендуемой литературы	206

Михаил Филиппович Воскобойник
Александр Иванович Черников

ТЕХНИКА И ПРИБОРЫ СВЧ

Редактор Л. В. Голованова.
Художественный редактор Н. А. Шеин.
Технический редактор Т. Н. Зыкина.
Корректор Н. М. Давыдова

ИБ № 106

Сдано в набор 02.11.81 Подписано в печать 05.04.82 Т-03477
Формат 84 × 108^{1/32} Бумага книжно-журн. Гарнитура литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 10,92 Усл. кр.-огт. 11,13 Уч.-изд. л. 11,27
Тираж 12 000 экз. Изд. № 19596 Зак. 1351 Цена 50 к.

Издательство «Радио и связь», Москва, Главпочтамт, а/я 693

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома Государственного комитета СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

50 к.

"РАДИО И СВЯЗЬ"