

А. В. Вайсблат

Коммутационные  
устройства СВЧ  
на полу-  
проводниковых  
диодах

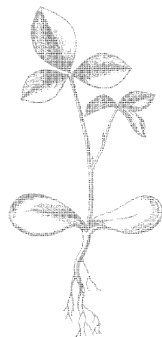
Издательство «Радио и связь»

**А. В. Вайсблат**

**Коммутационные  
устройства СВЧ  
на полу-  
проводниковых  
диодах**



Москва  
«Радио и связь» 1987



ББК 32.852

В 14

УДК 621.382.2.029.64.062.8.001.63

Редакционная коллегия:

*С. С. Булгаков (отв. редактор), Ю. И. Борзаков, М. А. Бедревский, Г. Г. Горбунова, Л. Г. Дубицкий, В. И. Иванов, И. В. Лебедев, В. М. Ломакин, Ю. Р. Носов, Ю. Н. Рысев, В. Н. Сретенский (зам. отв. редактора), В. А. Терехов, В. Н. Уласюк, В. А. Шажнов*

Рецензенты: Г. С. Хижа, Г. Б. Дзехцер

**Редакция литературы по электронной технике**

**Вайсблат А. В.**

**В14** Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах. — М.: Радио и связь, 1987. — 120 с.: ил. — (Массовая библиотека инженера «Электроника»).

Рассмотрен принцип действия и методы расчета параметров полупроводниковых выключателей, ограничителей и коммутаторов СВЧ. Исследование проводится с помощью матриц передачи и низкочастотных прототипов устройств. Приведены примеры выполнения выключателей, ограничителей и коммутаторов СВЧ, а также аппаратуры на их основе.

Для инженерно-технических работников, занимающихся проектированием радиоэлектронной аппаратуры.

**В** 2403000000-034 40-87  
046(01)-87

**ББК 32.852**

© Издательство «Радио и связь», 1987

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Коммутационные управляемые устройства СВЧ — это многополюсники с дискретно изменяемыми величинами внутренних связей между каналами. Коммутационные управляемые устройства СВЧ на полупроводниковых диодах начали применяться в 60-е годы. Их развитие было обусловлено широким внедрением в СВЧ технику новых полупроводниковых приборов — *p-i-n*-диодов, обладающих уникальными во многих отношениях свойствами, а также ограничительных диодов СВЧ. Появление управляемых полупроводниковых коммутационных устройств СВЧ было вызвано необходимостью замены механических коммутаторов, не обладавших нужным быстродействием, и газоразрядных приборов, не обладавших необходимой надежностью и габаритными размерами. В настоящее время при малом и среднем уровнях мощности коммутационные полупроводниковые устройства СВЧ вытеснили практически все другие типы управляемых коммутационных устройств.

При высоком уровне мощности (сотни киловатт импульсной мощности и более) полупроводниковые устройства работают совместно с газоразрядными и ферритовыми устройствами.

Коммутационные полупроводниковые устройства СВЧ успешно работают на частотах от десятков мегагерц до десятков гигагерц, т. е. во всем диапазоне СВЧ.

Малые размеры полупроводниковых диодов и удобство их совмещения с микрополосковыми линиями создали чрезвычайно благоприятные условия для разработки полупроводниковых коммутационных устройств в гибридно-интегральном исполнении. Именно в таком виде сейчас выпускается большая часть выключателей, коммутаторов и других приборов.

По выполняемым функциям коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах могут быть разделены на следующие виды:

одноканальные выключатели, применяемые для манипуляции сигналами СВЧ и в защитных устройствах (ЗУ) приемников; ЗУ могут быть управляемого или самоуправляемого типа (ограничители СВЧ);

двухканальные переключатели 1:2, применяемые в устройствах резервирования аппаратуры и в устройствах переключения «прием — передача»;

многоканальные переключатели  $1:m$  и в частности  $1:2^N$  (бинарные переключатели), применяемые в устройствах электронного сканирования диаграмм направленности антенн;

матричные переключатели  $m \times n$  и в частности  $m \times m$ , в которых каждый из  $m$  входных каналов может соединяться с одним из  $m$  выходных; такие переключатели нашли применение в кольцевых антенных решетках.

По виду линий передачи, на которых собраны коммутационные устройства, последние разделяются на волноводные, коаксиальные, полосковые и микрополосковые.

Параметры практически используемых коммутационных полупроводниковых устройств имеют следующие значения:

потери пропускания 0,2—2 дБ при потерях замирания 20—80 дБ соответственно;

время переключения от единиц наносекунд в коммутаторах малого уровня мощности до единиц микросекунд в коммутаторах высокого уровня мощности;

диапазон частот приборов, работающих при малом уровне мощности, составляет 0,2—18 ГГц, т. е. перекрытие частот равно примерно 1:100;

коммутируемая непрерывная мощность — до 2 кВт (в метровом диапазоне);

коммутируемая импульсная мощность СВЧ — до 100 кВт при средней мощности, составляющей единицы киловатт (в дециметровом диапазоне).

Развитие коммутационных полупроводниковых устройств СВЧ базируется в основном на достижениях современной полупроводниковой техники СВЧ, а также на теории коммутационных полупроводниковых устройств.

В развитии рассматриваемой области техники СВЧ значительную роль сыграли работы советских ученых Б. В. Сестроренцкого [1, 2], Л. С. Либермана [3, 4], В. А. Шпирта [5—9], Г. С. Хижи [10], В. И. Лебедева [11—14], Г. Б. Дзехцера и О. С. Орлова [15], Н. Т. Бовы, П. А. Стукало и В. А. Храмова [16].

Из зарубежных следует отметить книги И. Ф. Уайта [17] и Р. В. Гарвера [18], а также книгу Г. Уотсона [19], переведенную на русский язык.

Книги, посвященные специально полупроводниковым коммутационным устройствам СВЧ, до сих пор не издавались; в перечисленных выше источниках данная тема занимает сравнительно небольшую часть материала. Поэтому автор надеется, что эта работа поможет читателю при проведении исследований коммутационных приборов СВЧ на полупроводниковых диодах и построении систем на их основе.

## ГЛАВА 1.

# ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА И МЕТОДЫ РАСЧЕТА КОММУТАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ

### 1.1. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ УПРАВЛЯЕМЫХ УСТРОЙСТВ СВЧ

Первые попытки применения полупроводниковых диодов для управления амплитудой СВЧ сигналов были сделаны в 60-е годы. Управление амплитудой СВЧ сигналов пытались осуществлять с помощью имевшихся смесительных и выпрямительных диодов СВЧ. Естественно, что эффективность приборов была при этом крайне низкой. Положение улучшилось с появлением специально разработанных коммутационных *p-n*-диодов. Однако широкое внедрение коммутационных полупроводниковых приборов СВЧ началось с появлением *p-i-n*-диодов.

В настоящее время в качестве управляемых элементов применяются почти исключительно кремниевые *p-i-n*-структуры. В качестве самоуправляемых элементов (ограничителей СВЧ) наряду с *p-i-n*-структурами применяются *p-n*-структуры специального типа. В последнее время в коммутационных устройствах сантиметрового диапазона начали применяться полевые транзисторы, обладающие высоким быстродействием (доли наносекунд) и малым потреблением мощности по цепям управления [20]. Тем не менее *p-i-n*-диоды остаются наиболее распространенным типом коммутационного полупроводникового прибора СВЧ. Все более широкое применение *p-i-n*-диодов для управления колебаниями СВЧ, которое наблюдается почти два десятилетия, объясняется их уникальными физическими свойствами.

Прежде чем перейти к описанию принципа работы диодов и системе их параметров, необходимо отметить, что для разработчика СВЧ аппаратуры, которому в основном адресована данная книга, достаточно знание параметров коммутационных диодов, помещаемых обычно в справочной литературе, и их влияние на параметры проектируемого прибора. Для разработчика, который имеет возможность заказать на своем или смежном предприятии необходимый ему коммутационный полупроводниковый элемент и обладает, в связи с этим, несомненным преимуществом, необходимо понимать взаимную зависимость параметров полупроводникового коммутационного прибора, чтобы необходимые параметры были реализуемы.

**Принцип работы *p-i-n*-диодов.** Основой любого *p-i-n*-диода является трехслойная полупроводниковая кремниевая структура, наиболее простой вид которой показан на рис. 1.1. Высокоомная внутренняя *i*-область имеет обычно толщину от единиц до сотен микрометров, концентрация носителей заряда в ней составляет примерно  $10^{13}$  см<sup>-3</sup>. Если источник внешнего постоянного напря-

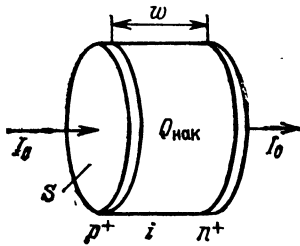


Рис. 1.1.

жения подключен положительным полюсом к слою  $p^+$ , а отрицательным к  $n^+$ , то в  $i$ -слое увеличивается концентрация электронов и дырок из-за инжекции дырок из  $p^+$ -области и аккумуляции электронов из  $n$ -области. При этом концентрация инжектированных носителей составляет  $10^{16} - 10^{17} \text{ см}^{-3}$ . Через структуру протекает постоянный ток  $I_0$  прямого направления. Обычно плотность тока составляет около  $10 \text{ А/см}^2$ . При обратном смещении количество носителей в  $i$ -слое падает относительно начального значения ( $10^{13} \text{ см}^{-3}$ ) еще примерно на порядок. Таким образом, количество носителей в  $i$ -слое при переходе от режима прямого тока к режиму обратного смещения меняется на четыре порядка. Примерно так же меняется проводимость  $i$ -слоя.

Вольт-амперная характеристика  $p$ - $i$ - $n$ -диода, снятая на постоянном токе, качественно не отличается от вольт-амперной характеристики  $p$ - $n$ -диода.

Главной отличительной особенностью  $p$ - $i$ - $n$ -диода является то, что он представляет собой *инерционную нелинейность*. Механизм воздействия на диод напряжения СВЧ радикально отличается от воздействия постоянного напряжения или напряжения сравнительно низких частот. При воздействии на диод прямого постоянного тока  $I_0$  в  $i$ -слое появляется *накопленный заряд*

$$Q_{\text{нак}} = I_0 \tau, \quad (1.1)$$

где  $\tau$  — время жизни носителей заряда.

При параллельном включении диода в передающую линию в нем протекает ток СВЧ, эффективное значение которого равно  $\sqrt{Pz_0}$ , где  $P$  — мощность генератора, а  $z_0$  — волновое сопротивление линии. Влияние этого тока на накопленный заряд, т. е. на проводимость диода, много слабее, чем постоянного тока. Это объясняется тем, что изменение заряда, происходящее в положительный полупериод тока СВЧ, много меньше накопленного заряда, определяемого по (1.1). При отрицательных полупериодах СВЧ колебаний, когда ток через диод должен был отсутствовать (рис. 1.2), изменение накопленного заряда и соответственно проводимости диода также оказывается незначительным.

Разница в воздействии на проводимость диода постоянного и СВЧ токов возрастает с увеличением времени жизни носителей заряда и повышением частоты колебаний СВЧ [1, 15]. Изменение накопленного заряда во времени  $t$  при одновременном воздействии на диод постоянного прямого тока и тока СВЧ с амплитудным значением  $I_m$  и круговой частотой  $\omega$  может быть выражено [15] как

$$Q_{\text{нак}} = I_0 \tau - (I_m / \omega) \cos \omega t.$$

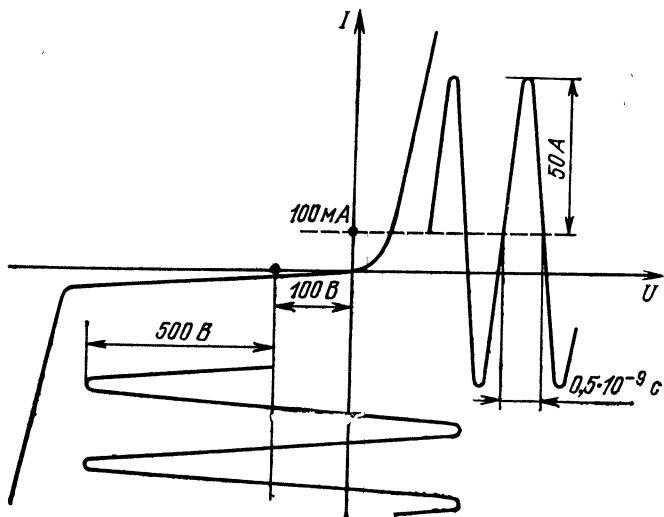


Рис. 1.2.

При нулевом или отрицательном смещении низкая проводимость диода, ввиду его инерционности, сохраняется при сравнительно больших напряжениях СВЧ. Короткие положительные импульсы напряжения продолжительностью менее половины периода СВЧ колебаний (рис. 1.2) недостаточны для изменения проводимости диода. Таким образом, для СВЧ колебаний как в режиме прямого тока, так и в режиме обратного смещения *p-i-n*-диод может в первом приближении рассматриваться как *стационарный линейный двухполюсник*.

В качестве иллюстрации рассмотрим характерные параметры и режимы работы *p-i-n*-диодов, один из которых предназначен для коммутации СВЧ колебаний большого уровня мощности в дециметровом диапазоне длин волн, а другой — для коммутации колебаний СВЧ малого уровня мощности в широком диапазоне длин волн, вплоть до коротковолновой части сантиметрового диапазона.

Для первого диода характерен сравнительно большой объем *i*-слоя и время жизни носителей заряда около  $5 \cdot 10^{-6}$  с. При прямом токе, равном 0,1 А, накопленный заряд в соответствии с (1.1) составляет  $0,5 \cdot 10^{-6}$  Кл. При частоте колебаний 1 ГГц и токе 50 А заряд, переносимый в течение положительного полупериода, составляет  $25 \cdot 10^{-9}$  Кл, т. е. в 20 раз меньше заряда, накопленного под воздействием постоянного тока, который в основном и определяет низкое сопротивление диода. При обратном напряжении смещения, равном примерно 100 В, диод сохраняет высокое сопротивление при воздействии колебаний СВЧ той же частоты с амплитудой 500 В и более.



Для второго диода характерен малый объем  $i$ -слоя и время жизни носителей заряда примерно  $3 \cdot 10^{-8}$  с. При прямом постоянном токе, равном  $3 \cdot 10^{-3}$  А, накопленный заряд составляет около  $10^{-10}$  Кл. При токе СВЧ, равном 0,2 А, и частоте 20 ГГц заряд, переносимый во время положительного полупериода колебаний, будет, как и в предыдущем примере, в 20 раз меньше заряда, накопленного под воздействием постоянного тока. Таким образом, при прямом и обратном смещениях  $p$ - $i$ - $n$ -диод с достаточной степенью точности может рассматриваться как *линейный пассивный двухполюсник*.

При значительном увеличении СВЧ тока или снижении частоты колебаний в  $p$ - $i$ - $n$ -диодах может наблюдаться изменение проводимости диода под влиянием СВЧ сигналов, а также эффекты детектирования. Эти явления, с одной стороны, снижают значение коммутируемой мощности, а с другой стороны, полезны при построении полупроводниковых ограничителей СВЧ.

**Параметры  $p$ - $i$ - $n$ -диодов.** При описании параметров  $p$ - $i$ - $n$ -диодов будем в основном придерживаться системы параметров, рекомендованных в [4], добавив к ней некоторые параметры, важные для понимания процесса работы  $p$ - $i$ - $n$ -диода при воздействии радиоимпульсов СВЧ.

Схема  $p$ - $i$ - $n$ -диода на СВЧ показана на рис. 1.3,а. На этой схеме  $C$  — емкость  $p$ - $i$ - $n$ -структуры,  $r_s$  — сопротивление потерь в сильно легированных областях, омических контактах и выводах диода,  $L$  — индуктивность выводов диода,  $R_i$  — сопротивление  $i$ -слоя,  $C_k$  — емкость керамического или стеклянного корпуса диода. Для бескорпусных диодов справедлива схема, показанная на рис. 1.3,б. Сопротивление  $r_s$  составляет от десятых долей до нескольких ом и уменьшается в режиме обратного смещения с возрастанием напряжения смещения. В режиме прямого тока сопротивление  $i$ -слоя не превышает 0,2—0,3 Ом для мощных диодов с большой площадью структуры и равно нескольким омам для маломощных диодов. Это сопротивление остается примерно постоянным в диапазоне частот, верхняя граница которого определяется влиянием скин-эффекта. Для упомянутых выше концентраций носителей в режиме прямого тока удельное сопротивление  $i$ -слоя

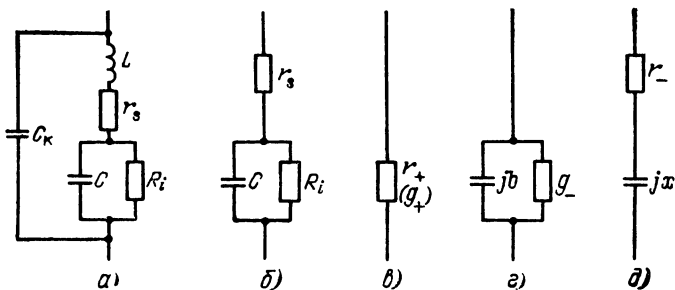


Рис. 1.3.

составляет около 1 Ом·см. При этом толщина скин-слоя на частоте 3 ГГц равна примерно 1 мм и для диодов с диаметром 0,5 мм и меньше скин-эффект не вызывает значительного увеличения сопротивления  $i$ -слоя в режиме прямого тока.

Сопротивление  $i$ -слоя в режиме прямого тока [4]

$$R_+ = \omega^2 / (2\mu\tau I_0),$$

где  $\mu$  — подвижность электронов и дырок, которая принята одинаковой;  $\omega$  — толщина  $i$ -слоя.

Отметим, что сопротивление  $R_+$  пропорционально квадрату толщины  $i$ -слоя и обратно пропорционально прямому току  $I_0$ . При обратном (или нулевом) смещении сопротивление  $i$ -слоя определяется остаточной концентрацией носителей заряда. Это сопротивление растет при повышении обратного напряжения.

Емкость  $i$ -слоя практически не зависит от режима работы  $p$ - $i$ - $n$ -диода. Для мощных диодов с большой площадью  $S$  она достигает 1—3 пФ; для современных поверхностно-ориентированных  $p$ - $i$ - $n$ -диодов емкость  $i$ -слоя очень мала и составляет менее 0,01 пФ [21]. Для структур цилиндрической формы емкость  $i$ -слоя может быть рассчитана по формуле

$$C = \epsilon\epsilon_0 S / \omega,$$

где  $\epsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость, для кремния  $\epsilon = 11,8$ ;  $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-14}$  Ф/см;  $S$  — площадь структуры, см<sup>2</sup>;  $\omega$  — толщина  $i$ -слоя, см.

Благодаря относительно высокой диэлектрической проницаемости кремния дополнительной емкостью, образуемой потоком рассеяния поля вне структуры, можно пренебречь.

Для  $p$ - $i$ - $n$ -структур более сложной геометрической формы достаточную точность дают измерения емкости  $i$ -слоя на частотах от 10 до 100 МГц при обязательной подаче на диод отрицательного смещения во избежание проявления нелинейных эффектов.

В режиме прямого тока схема на рис. 1.3,б представляет собой активное сопротивление  $r_+$  или проводимость  $g_+$  (рис. 1.3,в). В режиме обратного смещения проводимость  $p$ - $i$ - $n$ -диода  $y = g + jb = (1/R) + (\omega C)^2 r_s + j\omega C$ , где  $1/R$  — проводимость  $i$ -слоя;  $(\omega C)r_s$  — проводимость, вносимая последовательным сопротивлением  $r_s$ ;  $\omega C$  — емкостная проводимость структуры.

В приведенном выражении использовано условие  $(\omega CR)^2 \gg 1$ , которое выполняется в сантиметровом диапазоне длин волн и большей части дециметрового диапазона для практически используемых диодов, включая диоды с малыми емкостями. Параллельная схема замещения диода (рис. 1.3,г) удобна для расчетов параметров схем коммутационных устройств и широко используется далее.

Параметры диода в режиме обратного смещения могут быть также представлены последовательной схемой (рис. 1.3,д). В этом

случае сопротивление диода

$$z = r_- - jx = r_s + 1/(\omega C)^2 R - j1/\omega C,$$

где  $1/(\omega C)^2 R$  — сопротивление, вносимое потерями в  $i$ -слое;  $1/(\omega C)$  — емкостное сопротивление  $i$ -слоя. Приведенное выражение справедливо при выполнении условия  $(\omega CR)^2 \gg 1$ . Последовательная схема диода (1.3, д) применяется в справочной литературе при описании параметров диодов.

Используя такие параметры диода, как емкость  $i$ -слоя  $C$  и активные сопротивления диода при прямом токе и обратном смещении  $r_+$  и  $r_-$ , можно записать выражение для *критической частоты диода* [4]:

$$f_{кр} = 1/(2\pi C \sqrt{r_+ r_-}); \quad (1.2)$$

это частота, на которой емкостное сопротивление структуры диода численно равно среднему геометрическому значению активных сопротивлений диода при прямом токе и обратном смещении. Критическая частота определяет эффективность диодов при их применении в коммутационных устройствах СВЧ.

Другим параметром, определяющим эффективность диода, является *качество диода* [2, 4, 22]:

$$K = (\sqrt{\mathcal{L}_3} - 1)/(\sqrt{\mathcal{L}_n} - 1) = (f_{кр}/f)^2, \quad (1.3)$$

где  $\mathcal{L}_3$  и  $\mathcal{L}_n$  — потери запирающего и пропускающего выключателя, в котором используется диод, а  $f$  — рабочая частота.

Когда в диоде, схема которого показана на рис. 1.3, б, в режиме обратного смещения преобладают потери в параллельной ветви (в сопротивлении  $i$ -слоя), потерями в сопротивлении  $r_s$  можно пренебречь, т. е. в (1.3)  $1/R \gg (\omega C)^2 r_s$ . Тогда критическая частота  $f_{кр} = f \sqrt{R/r_+}$ , а качество диода

$$K = R/r_+.$$

Отметим, что соотношение потерь запирающего и пропускающего выключателя, связанное с качеством диода, согласно (1.3) не зависит от схемы включения диода в передающую линию, волнового сопротивления линии и т. д. Влияние индуктивности выводов диода и его полной емкости на параметры коммутационных схем будет рассмотрено ниже.

Обычно в системе параметров  $p$ - $i$ - $n$ -диодов содержится критическая частота, емкость и СВЧ сопротивление диода при определенном значении прямого тока. Активное сопротивление диода при отрицательном смещении находится из (1.2). Такой выбор системы параметров связан с тем, что сопротивление  $r_+$  определять проще, чем  $r_-$ .

Следующим параметром диода является пробивное напряжение  $U_{пр}$ . Это напряжение определяет максимальную мощность радиоимпульсов при уменьшении их длительности до нуля, т. е. если имеется электрический, а не тепловой пробой прибора. Сумма отрицательного постоянного смещения и амплитуды отрицатель-

ной полуволны синусоидального напряжения СВЧ колебаний, приложенных к диоду, не должна превышать  $U_{пр}$ . В [17] рекомендации по соотношению рабочего и пробивного напряжений более осторожны и заключаются в том, чтобы амплитуду колебаний СВЧ выбрать вдвое меньшей относительно приведенной выше, т. е. при прочих неизменных параметрах мощность падающей волны уменьшать в 4 раза, чтобы выиграть в надежности грибора.

Следующие два параметра, входящие в систему параметров диодов, относятся к тепловым характеристикам диодов. Первым из них является *максимальная рассеиваемая мощность*  $P_{рас.макс}$  при воздействии на диод непрерывных колебаний СВЧ. Температура структуры диода возрастает в соответствии с уравнением

$$\Delta T_y = P_{рас.макс} R_T, \quad (1.4)$$

где  $R_T$  — *тепловое сопротивление диода*;  $\Delta T_y$  — повышение температуры  $i$ -слоя относительно температуры корпуса диода в установившемся режиме.

Методы расчета выделяемой в диоде мощности для различных коммутационных устройств СВЧ приведены далее. В любом случае выделяемая в диоде мощность  $P_{рас}$  не должна превышать максимальной рассеиваемой мощности  $P_{рас.макс}$  во избежание выхода диода из строя.

При импульсной работе максимальная рассеиваемая в диоде мощность  $P_{рас.имп}$  зависит от длительности импульса СВЧ и ряда других параметров. При коротких импульсах структура не успевает разогреться до опасного уровня и величина  $P_{рас.имп}$  может превышать  $P_{рас.макс}$ . Параметр  $P_{рас.имп}$  относится к режиму одиночных импульсов или последовательности радиоимпульсов с высокой скважностью, когда период повторения значительно превышает время тепловой релаксации в диоде, т. е. полупроводниковая структура успевает остыть примерно до температуры корпуса диода в течение паузы между импульсами.

Рассматриваемые ниже тепловые параметры диодов предоставляют разработчику аппаратуры возможность более широкого выбора импульсных режимов работы диода. К этим параметрам относятся тепловое сопротивление диода, входящее в (1.4), теплоемкость и тепловая постоянная времени структуры.

Под *теплоемкостью* структуры диода понимается следующее произведение:  $C_T = cdV$ , где  $c$  — удельная массовая теплоемкость кремния;  $d$  — плотность кремния;  $V$  — объем  $i$ -слоя.

Для цилиндрической структуры диода [17]  $C_T = 1,4D^2\omega$ , где  $C_T$  — теплоемкость структуры, Дж/°С;  $D$  — диаметр структуры, см;  $\omega$  — толщина  $i$ -слоя, см.

*Тепловая постоянная времени структуры диода*

$$\tau_T = R_T C_T. \quad (1.5)$$

Величины  $R_T$ ,  $C_T$  и  $\tau_T$  позволяют провести оценку нагрева структуры под воздействием радиоимпульсов различной длительности,

которые выделяют в структуре импульсную мощность. Рассмотрим поведение структуры в двух режимах: при нагревании в течение длительности радиоимпульса и при охлаждении в паузе между радиоимпульсами.

Для режима воздействия радиоимпульса максимальное повышение температуры структуры в конце воздействия радиоимпульса составит

$$\Delta T_{\text{макс}} = P_{\text{рас}} R_{\text{T}} (1 - e^{-\tau_{\text{и}}/\tau_{\text{T}}}), \quad (1.6)$$

где  $P_{\text{рас}}$  — мощность рассеяния при воздействии радиоимпульса;  $\tau_{\text{и}}$  — длительность радиоимпульса.

При  $\tau_{\text{и}} \ll \tau_{\text{T}}$  (1.6) с учетом (1.5) приводит к

$$\Delta T_{\text{макс}} \approx P_{\text{рас}} R_{\text{T}} = P_{\text{рас}} \tau_{\text{и}} / C_{\text{T}}. \quad (1.7)$$

На рис. 1.4 показано изменение температуры структуры диода при воздействии радиоимпульса с длительностью  $\tau_{\text{и}}$ . Кривая построена в обобщенных координатах. По горизонтальной оси отложено отношение длительности импульса к тепловой постоянной структуры ( $\tau_{\text{и}}/\tau_{\text{T}}$ ), по вертикальной оси — отношение приращения температуры кристалла к приращению температуры кристалла при неограниченном увеличении длительности импульса [ $\Delta T / (P_{\text{рас}} R_{\text{T}}]$ . На том же графике показана линейная аппроксимация нагрева кристалла, справедливая при воздействии коротких радиоимпульсов (штриховая линия).

На рис. 1.5 в обобщенных координатах показан процесс остывания кристалла диода. По горизонтальной оси отложено отношение длительности паузы между импульсами к тепловой постоянной времени диода, а по вертикальной оси изменение приращения температуры кристалла во времени, отнесенное к максимальному приращению температуры в конце радиоимпульса. Эта зависимость выражается аналитически как

$$\Delta T / \Delta T_{\text{макс}} = e^{-\tau_{\text{пз}}/\tau_{\text{T}}},$$

где  $\tau_{\text{пз}}$  — длительность паузы между радиоимпульсами;  $\Delta T_{\text{макс}}$  —

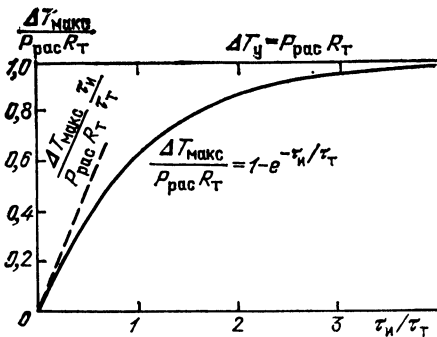


Рис. 1.4.

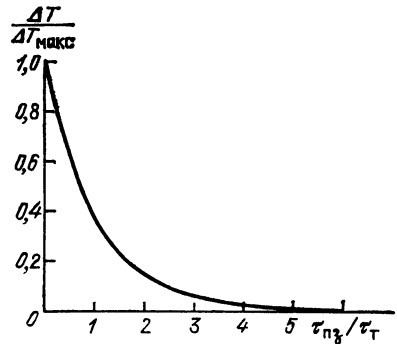


Рис. 1.5.

максимальное приращение температуры кристалла к концу воздействия радиоимпульса.

На рис. 1.4 и 1.5 иллюстрируются следующие зависимости изменения температуры кристалла диода от параметров воздействующих на диод радиоимпульсов:

1) при высокой скважности радиоимпульсов и коротких импульсах, т. е. если выполняются соотношения  $\tau_{пз} \gg \tau_t$ ;  $\tau_n \ll \tau_t$ , повышение температуры кристалла диода при остальных неизменных условиях пропорционально длительности импульса;

2) если  $\tau_n > 2\tau_t$ , то температура кристалла диода в конце импульса примерно соответствует температуре кристалла при воздействии непрерывной мощности, равной мощности импульса, т. е.  $\Delta T = P_{\text{pac}} R_T = \Delta T_y$ ;

3) при  $\tau_{пз} \geq 5\tau_t$  можно пренебречь накоплением тепла в кристалле в течение бесконечной последовательности импульсов;

Величина  $\tau_t$ , рассчитываемая по (1.5), является минимальной тепловой постоянной времени, так как в ней не учитывается нагрев ряда прилегающих к  $i$ -слою составляющих структуры и реальный нагрев диода будет меньше расчетного. С более детальным термодинамическим расчетом полупроводниковых структур можно ознакомиться в [2, 9].

Связь между накопленным зарядом  $Q_{\text{нак}}$  и быстродействием диода рассмотрена далее.

**Практические параметры диодов.** Для бескорпусных структур, которые в настоящее время являются наиболее часто применяе-

Таблица 1.1

Обозначение параметра	Электрические и физические параметры	Размерность	Значения параметров диодов						
			МА-47890	МА-47891	МА-47895	МА-47898	МА-47152	МА-47154	МА-47155
$w$	Толщина $i$ -слоя	мкм	150	100	50	25	12	6	2
$D$	Эффективный диаметр $i$ -слоя	мм	2,3	1,56	0,65	0,25	0,12	0,09	0,05
$C$	Емкость $i$ -слоя	пФ	3	2	0,7	0,2	0,1	0,1	0,1
$r_+$	Сопротивление диода под током на частоте 1 ГГц	Ом	0,2	0,3	0,4	0,9	1	1	1
$r_-$	Сопротивление диода при отрицательном смещении на частоте 1 ГГц	Ом	0,2	0,3	0,6	2	4	4	3
$f_{\text{кр}}$	Критическая частота	ГГц	250	250	350	600	800	800	800
$I_0$	Прямой ток	мА	250	150	50	25	25	25	25
$I_{\text{обр}}$	Обратное смещение	В	200	100	50	25	10	10	10
$U_{\text{пр}}$	Пробивное напряжение	В	1800	1200	600	300	150	70	30
$\tau$	Время жизни носителей (при $I_0=10$ мА)	мкс	15	8	2	0,8	0,2	0,1	0,02
$R_T$	Тепловое сопротивление	$^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$	1,5	3	7	15	30	35	40
$C_T$	Теплоемкость структуры	мкДж/ $^{\circ}\text{C}$	1100	340	30	2	0,2	0,06	0,007
$\tau_t$	Минимальная тепловая постоянная времени	мкс	1650	1000	210	30	6	2	0,3

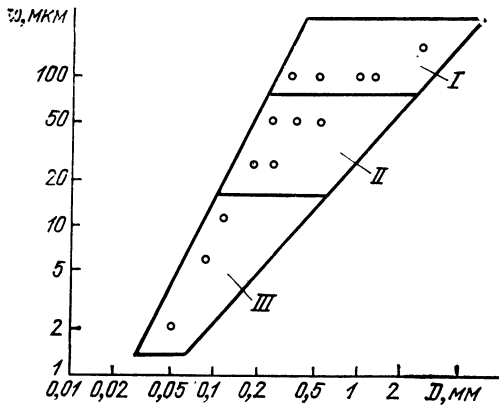


Рис. 1.6.

мой конструкцией *p-i-n*-диодов, электрические параметры однозначно определяются тремя параметрами структуры: ее толщиной  $w$ , площадью  $S$  или эффективным диаметром  $D$  (под эффективным диаметром  $D$  подразумевается диаметр диода в виде прямого цилиндра с толщиной  $i$ -слоя и емкостью, равными соответствующим параметрам реального диода) и вре-

менем жизни неосновных носителей заряда  $\tau$ .

В табл. 1.1 приведены геометрические размеры, электрические и физические параметры *p-i-n*-диодов [17]. На рис. 1.6 в координатах  $w-D$  точками показаны геометрические размеры некоторых практически используемых плоскостных диодов и выделены условно три области размеров, используемые в диодах различного назначения.

К области I относятся диоды с толщиной  $i$ -слоя 100—300 мкм и эффективным диаметром 0,3—3 мм. Эти диоды предназначены для работы при высоком уровне импульсной мощности; пробивное напряжение диодов этой области составляет 600—1800 В. Диоды этой области лучше работают в дециметровом и начале сантиметрового диапазонов длин волн, так как их критическая частота сравнительно невысока и составляет 200—300 ГГц. Благодаря малому тепловому сопротивлению, которое составляет 1,5—5 °C/Вт диоды успешно работают при большой средней мощности. К недостаткам этой области диодов следует отнести большие энергетические затраты в схемах управления, которые обусловлены большим прямым током и обратным напряжением. Скорость переключения диодов сравнительно невелика из-за большого значения накопленного заряда (большой прямой ток и время жизни носителей заряда  $\tau$ ).

К области II относятся *p-i-n*-диоды, предназначенные для коммутации импульсной мощности составляющей сотни ватт, в сантиметровом и дециметровом диапазонах. Толщина  $i$ -слоя этих диодов составляет 20—100 мкм, эффективный диаметр 0,2—0,5 мм. По сравнению с диодами области I в них можно получить небольшие потери, совместимые с высоким быстродействием и малыми затратами энергии на управление.

К области III относятся *p-i-n*-диоды с очень малыми геометрическими размерами. Толщина  $i$ -слоя в этих диодах не превышает 20 мкм, эффективный диаметр диода не превышает 0,2 мм. Диоды предназначены для работы при очень малом уровне СВЧ сигналов (например, в приемных цепях); благодаря тонкому  $i$ -слою и

малому времени жизни носителей заряда они могут быть использованы в качестве самоуправляемых ограничителей мощности. Диоды этой области имеют высокую критическую частоту, что позволяет с их помощью проектировать устройства, работающие во всем сантиметровом диапазоне длин волн. К этой же области *p-i-n*-диодов следует отнести *поверхностно-ориентированные диоды*, также обладающие малым объемом *i*-слоя. В этих диодах силовые линии электрического поля СВЧ и линии постоянного управляющего тока расположены параллельно поверхности диода в отличие от рассматриваемых ранее плоскостных диодов, в которых те же линии расположены перпендикулярно поверхности. На поверхностно-ориентированных диодах созданы широкополосные коммутационные устройства с высоким быстродействием и большими потерями запираия.

**Конструктивное выполнение *p-i-n*-диодов и ограничительных диодов.** По конструктивному оформлению *p-i-n*-диоды и ограничительные диоды могут быть разбиты на следующие типы: *бескорпусные диоды*, *диоды в герметичном корпусе*, *диодные сборки*. К бескорпусным относят диоды, формально имеющие корпус того или иного вида, но не защищенные от воздействия паров воды, содержащихся в атмосфере. В то же время имеются конструкции диодов, явно не содержащие корпуса, но защищенные от воздействия атмосферной влаги.

Конструкции бескорпусных коммутационных и ограничительных диодов, применяемых наиболее часто [23] для установки в микрополосковые гибридно-интегральные схемы (ГИС) СВЧ, показаны на рис. 1.7, *а—д*. На рис. 1.7, *а* изображена простейшая

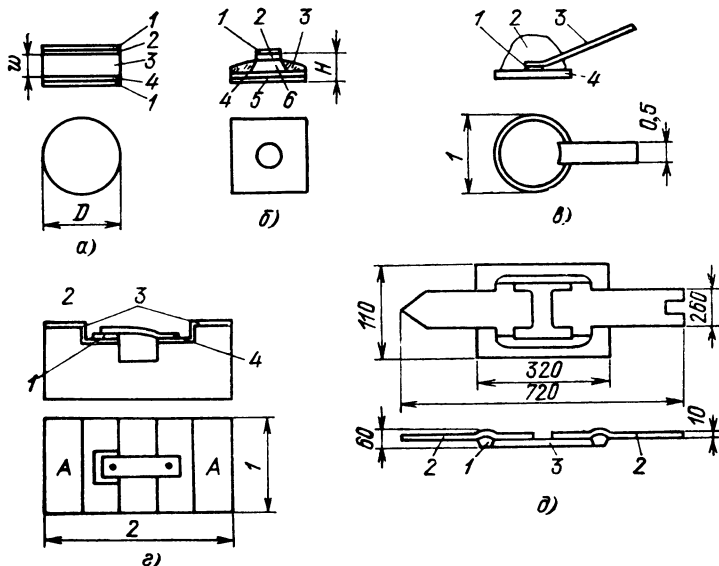


Рис. 1.7.



конструкция диодов, применяемых до настоящего времени в герметизированных устройствах. В таких конструкциях толщина  $i$ -слоя может колебаться от 50 до 300 мкм, а диаметр структуры от 0,5 до 3 мм. На этом рисунке 1 — омический контакт, 2 —  $p$ -слой, 3 —  $i$ -слой, 4 —  $n$ -слой. Такие диоды устанавливаются в изделия путем пайки либо путем механического прижима.

Конструкция, показанная на рис. 1.7,б, представляет собой мезаструктуру. На этом рисунке 1 и 5 — омические контакты, 2 —  $p$ -слой, 3 — защитный слой из стекла, 4 —  $n$ -слой, 6 —  $i$ -слой. Диоды в виде мезаструктур используются в микрополосковых ГИС СВЧ, а также служат основой для ряда корпусных диодов. Следует отметить, что мезаструктура является в настоящее время наиболее универсальным конструктивным оформлением  $p$ - $i$ - $n$  и ограничительных диодов. Ширина структур составляет примерно от 0,5 до 3 мм, высота от 0,15 до 0,3 мм. Покрытие боковой поверхности мезаструктуры слоем стекла хорошо защищает диод от пробоев и утечек, что повышает надежность его работы при высоких напряжениях.

Специально для последовательного включения в микрополосковую линию предназначены конструкции диодов, показанные на рис. 1.7,в — д. На рис. 1.7,в показан диод, состоящий из полупроводниковой структуры 1, металлического основания 4 и плоского вывода 3. Структура защищена от механических воздействий и частично от воздействия влаги пластмассовым покрытием 2. Диод, показанный на рис. 1.7,д, расположен на керамическом основании типа «кроватька». На этом рисунке 1 — полупроводниковая структура, 2 — керамическое основание, 3 — металлизированные участки керамики, 4 — соединительная плоская перемычка. Металлизированными плоскостями А диод припаивается к микрополосковой линии, имеющей поперечный разрыв шириной около 0,5 мм. Таким образом, диод включается в линию последовательно. Полупроводниковая структура заливается лаком, предохраняющим диод от механических повреждений и частично от воздействия влаги. Конструкция, изображенная на рис. 1.7,д (размеры даны в микрометрах), представляет собой миниатюрный поверхностно-ориентированный диод с балочными выводами. Диод [21] состоит из кристалла кремния 3, в котором имеются два кармана, заполненные металлом. Вокруг карманов созданы  $p$ - и  $n$ -области, между которыми расположена  $i$ -область. Верхняя поверхность кристалла защищена окисью кремния. Пластина кремния укреплена в стеклянном основании (рамке) 1. Балочные выводы 2 служат для установки диода в разрыве микрополосковой линии. Малый объем  $i$ -области предопределяет работу диода при малых уровнях СВЧ сигналов. Лучшие образцы диодов данного типа имеют небольшие емкости (0,01—0,02 пФ).

На рис. 1.8,а показана конструкция ограничительного диода, в которой керамический корпус служит для защиты кристалла полупроводника от внешних воздействий. Емкость керамического корпуса составляет примерно 0,2 пФ. На этом рисунке 1 — мед-

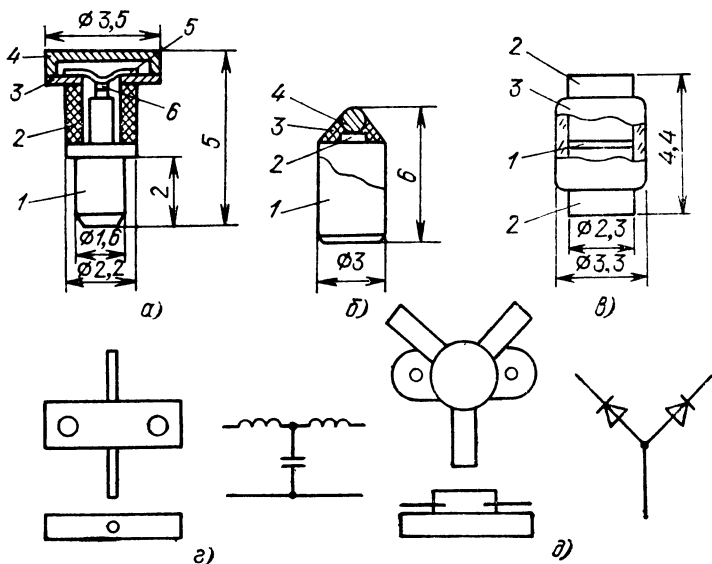


Рис. 1.8.

ный держатель, 2 — керамическая втулка, 3 — кольцо, 4 — крышка, 5 — сетчатый вывод и 6 — кристалл. Сетчатый вывод сравнительно большой площади позволяет уменьшить индуктивность вывода диода и довести ее до десятых долей наногенри. Диоды указанного типа могут быть успешно использованы в коаксиальных, волноводных и полосковых устройствах СВЧ. На рис. 1.8,б показана конструкция *p-i-n*-диода, который укреплен на металлическом стержне. Такие диоды применяются в волноводных и коаксиальных устройствах. На рисунке 1 — корпус, 2 — кристалл, 3 — пластмассовое защитное покрытие, 4 — серебряный контактный шарик. На рис. 1.8,в показана наиболее перспективная конструкция мощного *p-i-n*-диода [1]. Диод состоит из кристалла 1, спаянного с двумя цилиндрическими стержнями 2. Конструкция скреплена отрезком стеклянной трубки 3, плотно спаянной с держателями и кристаллом. Такая конструкция диода обладает высокой электрической прочностью благодаря хорошей защите образующей структуры, высокой механической прочностью и низким тепловым сопротивлением (отвод тепла от диода осуществляется в две стороны).

Перспективная конструкция диода для полосковых и микрополосковых линий показана на рис. 1.8,г. Это диод, предназначенный для параллельного включения в передающую линию и согласованный в обесточенном состоянии с волновым сопротивлением линии, равным 50 Ом. Емкость диода и индуктивность выводов представляют собой фильтр низких частот с высокой частотой среза. Расчет таких фильтров дан в гл. 2. Исполнение диода герметичное.

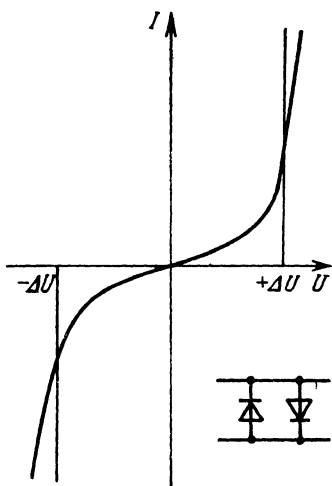


Рис. 1.9

На рис. 1.8,д показан пример конструктивного оформления диодных сборок, содержащих несколько коммутационных диодов. В данном случае сборка одержит два последовательно включенных в линию диода с малой емкостью. Диоды смонтированы на основании из окиси бериллия, что обеспечивает тепловое сопротивление  $15^\circ\text{C}/\text{Вт}$  и возможность отводить выделяемую в диодах мощность до 2 Вт. Пример применения диодной сборки на значительно большую мощность приведен далее.

**Ограничительные диоды СВЧ.** В качестве ограничительных используется ряд полупроводниковых диодов с различными физическими свойствами.

*Точечные p-n-диоды.* Такие диоды могут работать в ограничителях малого уровня мощности. При установке двух диодов с разной полярностью параллельно линии передачи получается вольт-амперная характеристика, показанная на рис. 1.9. Эта характеристика может быть аппроксимирована линейно-ломаной линией с точками излома  $\pm\Delta U$ . Пара диодов действует подобно низкочастотному ограничителю.

*Варакторные диоды.* Если емкость пары варакторных диодов, включенных в линию передачи аналогично p-n-диодам на рис. 1.9, скомпенсировать при малых амплитудах СВЧ сигналов параллельной включенной индуктивностью, то при больших сигналах происходит их ограничение из-за сильной расстройки образовавшегося параллельного колебательного контура. Это явление объясняется уменьшением динамической емкости диодов при воздействии больших амплитуд СВЧ колебаний.

*Специальные ограничительные диоды СВЧ* [5]. Характерной особенностью этих диодов является значительное увеличение активной и емкостной составляющих проводимости при увеличении падающей мощности (или, точнее, приложенного к диоду напряжения) выше порога ограничения. Увеличению проводимости диода способствует появление постоянной составляющей тока, которая играет роль постоянного тока в p-i-n-диодах. Ограничительные диоды нормально работают при падающей мощности, составляющей сотни ватт.

*P-i-n-диоды с тонким i-слоем.* В [24] показано, что сопротивление p-i-n-структуры может уменьшаться как под влиянием постоянного тока, что используется в управляемых выключателях, так и под влиянием СВЧ тока большой амплитуды. Сопротивление p-i-n-структуры

$$r \approx \omega / (\sqrt{D} / \omega \beta I),$$

где  $D$  — коэффициент диффузии;  $I$  — сила тока СВЧ, протекающего через  $i$ -слой;  $\beta = e/kT$  — отношение заряда электрона к произведению постоянной Больцмана на температуру кристалла в кельвинах.

При СВЧ токе, равном 10 А, сопротивление  $i$ -слоя составляет доли ома. Диоды СВЧ, разрабатываемые специально для ограничения СВЧ сигналов, имеют параметры [1], очень близкие к параметрам коммутационных диодов.

Эквивалентные схемы ограничительных диодов представляют собой активные сопротивление  $r_b$  при работе диода в режиме больших напряжений СВЧ и последовательную цепь, состоящую из емкости  $C$  и сопротивления  $r_n$  при работе диода в режиме малых напряжений СВЧ.

В данном случае под большими и малыми напряжениями СВЧ подразумеваются напряжения, большие или меньшие порога ограничения.

В заключение данного параграфа приведем табл. 1.2. В этой таблице приведены параметры некоторых коммутационных диодов, выпускаемых отечественной промышленностью [23].

Таблица 1.2

Тип диода	Значения параметров							
	C, пФ	$f_{кр}$ , ГГц	$r_+$ , Ом	$Q_{век}$ , нКл	Режимы измерений		$U_{гроб}$ , В	$P_{рас макс}$ , Вт
					$I_0$ , мА	$U_{обр}$ , В		
КА535Б	3,0—4,5	100	0,5	500—2500	100	100	1000	100
КА528А-4	1,8—2,4	200	0,5	900	100	100	1000	50
КА523Б-4	1,0—2,0	200	0,5	220	50	100	600	20
КА537А	3	200	0,5	1000	100	100	600	20
КА542А	1	250	1,7	300	100	100	1100	4
КА507	0,8—1,2	200	1,5	200	100	100	300	5
КА536А-5	0,08—0,16	300	1,5	150	100	100	300	1
КА542Б-4	0,5—0,8	200	0,5	400	200	30	300	1,6
КА546А-5	0,12—0,2	300	1,5	5,0—200	100	100	300	2,5
КА543А-5	0,12—0,19	300	1,5	0,5—3	3	20	100	0,5
КА541А-6	0,15—0,22	400	1,3	60—150	100	100	300	0,5

## 1.2. МЕТОДЫ РАСЧЕТА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КОММУТАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ СВЧ

Коммутационное устройство СВЧ представляет собой в общем случае *многополюсник с дискретно изменяемыми параметрами* входящих в него полупроводниковых элементов. При этом коммутационное устройство имеет ряд состояний, которые можно считать стационарными. В каждом из таких состояний коммутационное устройство может быть представлено как *линейный, взаимный, пассивный* многополюсник СВЧ. Как будет показано ниже,

иногда удобно коммутирующее устройство представить в виде *реактивного* многополюсника, т. е. не содержащего диссипативных элементов.

Очевидно, что для выключателей и ограничителей СВЧ, являющихся четырехполюсниками, число стационарных состояний равно двум, для многопозиционных коммутаторов на  $m$  положений —  $m$ , для матричных коммутаторов разных видов оно различно (см. гл. 3). Таким образом, расчет коммутационных устройств с учетом их особенностей для каждого стационарного состояния производится методами анализа и синтеза, принятыми в технике СВЧ. Эти методы основаны на применении теории длинных линий и низкочастотных прототипов.

В следующих параграфах гл. 1 рассмотрено составление упрощенной модели коммутационного устройства и дан расчет коммутационных устройств с помощью классических и волновых матриц.

**Применение матриц передачи и рассеяния для расчета коммутационных устройств.** Как уже было упомянуто, коммутационное устройство СВЧ в каждом из стационарных состояний может быть представлено в виде линейного пассивного многополюсника. Рассмотрение таких многополюсников проводится с привлечением матричного метода, который стал основным методом анализа цепей в технике СВЧ [25, 26]. Большая часть коммутационных устройств СВЧ может быть представлена в виде четырехполюсников. Кроме того, элементы, на которые разбивается коммутационное устройство в процессе анализа его свойств, также представляют собой элементарные четырехполюсники СВЧ. Для линейного четырехполюсника существует большое количество форм записи зависимостей между токами и напряжениями на его зажимах.

Остановимся на трех формах записи:

$$U_1 = a_{11}U_2 + a_{12}I_2; \quad I_1 = a_{21}U_2 + a_{22}I_2; \quad (1.8)$$

$$U_{1\text{пад}} = t_{11}U_{2\text{пад}} + t_{12}U_{2\text{отр}}; \quad U_{1\text{отр}} = t_{21}U_{2\text{пад}} + t_{22}U_{2\text{отр}}; \quad (1.9)$$

$$U_{1\text{отр}} = s_{11}U_{1\text{пад}} + s_{12}U_{2\text{отр}}; \quad U_{2\text{отр}} = s_{21}U_{1\text{пад}} + s_{22}U_{2\text{отр}}. \quad (1.10)$$

На рис. 1.10,а показаны напряжения и токи на входе и выходе четырехполюсника:  $U_1$ ,  $U_2$ ,  $I_1$ ,  $I_2$ . Эти напряжения и токи связаны с падающими и отраженными волнами напряжения (рис. 1.10,б) следующими зависимостями:

$$U_1 = U_{1\text{пад}} + U_{1\text{отр}}; \quad I_1 = (U_{1\text{пад}} - U_{1\text{отр}}) / z_0; \quad U_2 = U_{2\text{пад}} + U_{2\text{отр}};$$

$$I_2 = (U_{2\text{пад}} - U_{2\text{отр}}) / z_0.$$

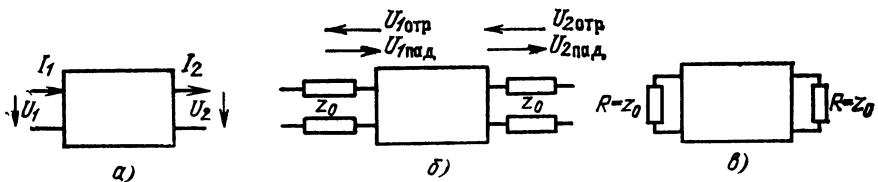


Рис. 1.10.

Коэффициенты уравнения (1.8) представляют собой классическую матрицу передачи

$$[a] = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}. \quad (1.11)$$

Коэффициенты уравнений (1.9) и (1.10) можно записать в виде волновых матриц передачи и рассеяния соответственно:

$$[t] = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix}; \quad (1.12)$$

$$[s] = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix}. \quad (1.13)$$

Заметим, что волновые матрицы передачи и рассеяния  $[t]$  и  $[s]$  описывают четырехполюсники (рис. 1.10,б), включенные между передающими линиями с волновым сопротивлением  $z_0$  либо между активными сопротивлениями  $R=z_0$  (рис. 1.10,в). Более общий случай, когда четырехполюсник включен между линиями с различными волновыми сопротивлениями, рассмотрен в [26].

Обычно проводится нормирование матриц (1.11)—(1.13). Оно заключается в том, что в уравнениях (1.8)—(1.10) все напряжения заменяются *нормированными напряжениями*, а токи *нормированными токами* по правилу

$$U^H = U / \sqrt{z_0}; \quad I^H = I / \sqrt{z_0}.$$

При этом нормированные напряжения и токи приобретают размерность корня квадратного из мощности, т. е.  $[Вт]^{1/2}$ , а все элементы матриц (1.11)—(1.13) становятся *безразмерными*. Все приведенные ниже матрицы являются нормированными. Это придает соотношениям общность и делает их более компактными. Нормированные матрицы обозначаются прописными буквами  $[A]$ ,  $[T]$ ,  $[S]$ .

Остановимся на некоторых свойствах матриц передачи и рассеяния. При каскадном включении четырехполюсников их матрицы передачи  $[A]$  и  $[T]$  перемножаются. Это замечательное свойство матриц передачи позволяет определять параметры устройства, состоящего из ряда каскадно включенных четырехполюсников. Напомним правило перемножения квадратных матриц одинакового порядка:

$$[a] [b] = [c],$$

причем

$$c_{ki} = \sum_{s=1}^n a_{ks} b_{si}.$$

Для квадратной матрицы второго порядка

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}b_{11} + a_{12}b_{21} & a_{11}b_{12} + a_{12}b_{22} \\ a_{21}b_{11} + a_{22}b_{21} & a_{21}b_{12} + a_{22}b_{22} \end{bmatrix}.$$

Ряд элементов матриц имеет простой физический смысл. Из (1.9) при условии согласования генератора и нагрузки получаем  $T_{11} = U_{1пад}^H / U_{2пад}^H$ . т. е.  $T_{11}$  является коэффициентом передачи четырехполюсника. Функция рабочего затухания четырехполюсника  $\mathcal{L} = |T_{11}|^2$ .

Из (1.10) элемент матрицы рассеяния  $S_{11} = U_{1отр}^H / U_{1пад}^H = \Gamma$ , т. е.  $S_{11}$  равен *коэффициенту отражения* во входной линии четырехполюсника при согласовании *выходной* линии с нагрузкой.

Остановимся на некоторых связях между элементами матриц  $[A]$ ,  $[T]$  и  $[S]$ :

$$T_{11} = (A_{11} + A_{12} + A_{21} + A_{22}) / 2,$$

откуда

$$\mathcal{L} = [T_{11}]^2 = |A_{11} + A_{12} + A_{21} + A_{22}|^2 / 4. \quad (1.14)$$

$S_{21} = 1/T_{11}$ , т. е. равен обратной величине коэффициента передачи.

Отметим еще некоторые особенности матриц *симметричных* и *реактивных* четырехполюсников.

Для симметричного четырехполюсника  $S_{11} = S_{22}$ ;  $A_{11} = A_{22}$ .

Для реактивного четырехполюсника  $|S_{11}| = |S_{22}|$ ;  $|S_{21}| = |S_{12}|$ .

Отметим также связь между коэффициентом отражения на входе реактивного четырехполюсника и функцией рабочего затухания:

$$\mathcal{L}_n = |T_{11}|^2 = 1 / (1 - |S_{11}|^2),$$

где  $|S_{11}| = |\Gamma|$  — модуль коэффициента отражения на входе реактивного четырехполюсника.

С учетом известного соотношения между *коэффициентом стоячей волны напряжения*  $K_{с\tau U}$  и коэффициентом отражения  $|\Gamma|$

$$K_{с\tau U} = (1 + |\Gamma|) / (1 - |\Gamma|),$$

получаем выражение

$$K_{с\tau U} = (\sqrt{\mathcal{L}_n} + \sqrt{\mathcal{L}_n - 1})^2, \quad (1.15)$$

которое будет неоднократно использовано далее.

Большинство расчетов, связанных с нахождением параметров коммутационных устройств, может быть выполнено, если известны матрицы ограниченного числа простейших четырехполюсников: параллельно включенной в линию комплексной проводимости, последовательно включенного в линию комплексного сопротивления и отрезка линии с заданным волновым сопротивлением и электрической длиной.

Для проводимости, включенной параллельно в линию (рис. 1.11, а), имеем (на рис. 1.11 верхние схемы относятся к матрицам  $[A]$ , нижние к  $[T]$  и  $[S]$ ):

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}; \quad (1.16)$$

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 + Y/2 & Y/2 \\ -Y/2 & 1 - Y/2 \end{bmatrix}; \quad (1.17)$$

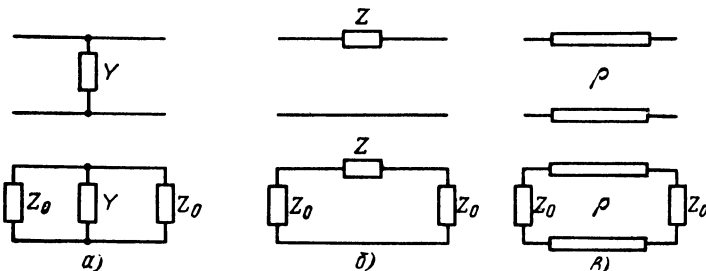


Рис. 1.11

$$[S] = \begin{bmatrix} -Y/(2+Y) & 2/(2+Y) \\ 2/(2+Y) & -Y/(2+Y) \end{bmatrix}. \quad (1.18)$$

В выражениях (1.16)—(1.18) величина  $Y = yz_0 = y/y_0$ , где  $y_0$  и  $z_0$  — волновая проводимость и сопротивление линии соответственно, т. е.  $Y$  — нормированное значение проводимости  $y$ . Для сопротивления, включенного в линию последовательно (рис. 1.11,б),

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad (1.19)$$

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 + (Z/2) & -Z/2 \\ 2/Z & 1 - (Z/2) \end{bmatrix}; \quad (1.20)$$

$$[S] = \begin{bmatrix} Z/(2+Z) & 2/(2+Z) \\ -2/(2+Z) & Z/(2+Z) \end{bmatrix}. \quad (1.21)$$

Здесь  $Z = z/z_0$  — нормированное значение сопротивления  $z$ . Для отрезка линии передачи с электрической длиной  $\theta$  и волновым сопротивлением  $\rho$  имеем (рис. 1.11,в) (здесь не приведены матрицы  $[T]$  и  $[S]$  для произвольного значения  $\rho$  ввиду их громоздкости):

$$[A] = \begin{bmatrix} \cos \theta & j\rho \sin \theta \\ j \sin \theta / \rho & \cos \theta \end{bmatrix}. \quad (1.22)$$

Здесь  $\rho$  — волновое сопротивление отрезка линии, нормированное к волновому сопротивлению подводящих линий.

Так как на рис. 1.11,а и б представлены упрощенные модели передающей линии с включенными в нее параллельно или последовательно полупроводниковыми коммутационными диодами, остановимся на некоторых свойствах этих моделей.

Из (1.17) следует, что рабочее затухание (далее именуется затухание) четырехполюсника, изображенного на рис. 1.11,а, равно

$$\mathcal{L} = [T_{11}]^2 = |1 + (G + jB)/2|^2 = (1 + G/2)^2 + B^2/4,$$

где  $G$  и  $B$  — вещественная и мнимая составляющие комплексной нормированной проводимости  $Y$  соответственно.

Если реактивная проводимость диода пренебрежимо мала или скомпенсирована реактивной проводимостью обратного знака, то  $\mathcal{L} = (1 + G/2)^2$  и при  $G \ll 1$   $\mathcal{L}_\pi \approx 1 + G$  — потери пропускания при закрытом диоде (здесь и ниже вместо выражения «обесточенный диод» или «диод находящийся под обратным смещением» применяется термин «закрытый диод». Аналогично вместо выражения «диод в режиме прямого смещения» применяется термин «открытый диод»).

При большой активной проводимости открытого диода потери запираания

$$\mathcal{L}_3 = 1 + G + (G^2/4) \approx G^2/4.$$

При большой реактивной проводимости  $\mathcal{L}_3 = 1 + (B^2/4) \approx B^2/4$ .

Рассмотрим схему с последовательно включенным сопротивлением.

При небольшом активном сопротивлении (открытый диод) из (1.20)

$$\mathcal{L}_\pi \approx 1 + R.$$



При большом реактивном сопротивлении, соответствующем емкости закрытого диода,

$$\mathcal{L}_a \approx X^2/4.$$

где  $X$  — реактивная составляющая сопротивления  $Z = R + jX$ .

Остановимся на некоторых свойствах четырехполюсников, вытекающих из особенностей приведенных выше матриц. При включении параллельного контура без потерь в линию с волновым сопротивлением  $z_0$  коэффициент передачи такого звена

$$T_{11} = 1 + jQ\eta, \quad (1.23)$$

где  $Q = B_0/2$  — нагруженная добротность контура [ $B_0$  — нормированная проводимость емкостной ветви контура на резонансной частоте ( $\omega = \omega_0$ )],  $\eta = (\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega)$  — частотная переменная ( $\omega_0$  — частота резонанса;  $\omega$  — текущая частота).

Для параллельного включения последовательного колебательного контура

$$T_{11} = 1 + 1/(jQ\eta), \quad (1.24)$$

где  $Q = 2X_0$ ; здесь  $X_0$  — нормированное сопротивление индуктивной части последовательного контура на частоте резонанса (заметим, что рассматриваемые контуры не содержат диссипативных элементов. Нагруженная добротность имеет конечное и, как правило, низкое значение из-за вносимого сопротивления генератора и нагрузки. Соотношения (1.23) и (1.24) будут неоднократно использованы далее для расчета ширины полосы пропускания и синтеза выключателей и коммутаторов).

Рассмотрим некоторые свойства отрезка линии с нормированным волновым сопротивлением  $\rho$  и электрической длиной  $\theta$ . Отметим, что при  $\theta = \pi/2$  матрица (1.22) приобретает вид

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & j\rho \\ j/\rho & 0 \end{bmatrix}.$$

Если отрезок линии нагружен на сопротивление  $Z_{вх}$ , то из (1.8) его входное сопротивление

$$Z_{вх} = (A_{11}Z_{вх} + A_{12}) / (A_{21}Z_{вх} + A_{22})$$

и с учетом (1.22)

$$Z_{вх} = (Z_{вх} + j\rho \operatorname{tg} \theta) / [(jZ_{вх}/\rho) \operatorname{tg} \theta + 1].$$

Аналогично для входной проводимости:

$$Y_{вх} = (Y_{вх} + j\rho \operatorname{tg} \theta) / (jY_{вх}\rho \operatorname{tg} \theta + 1).$$

Используя приведенные выше свойства матриц простейших четырехполюсников, рассмотрим некоторые общие свойства выключателей.

**Распределение мощности в выключателе.** Рассмотрим схему простейшего выключателя, состоящего из отрезка линии и включенного параллельно линии диода. Если реактивные параметры диода скомпенсированы, он может быть представлен в виде активной проводимости  $G$ , принимающей значения  $G_+$  и  $G_-$  для открытого и закрытого состояний диода соответственно. При любом состоянии диода часть падающей мощности отражается от диода, часть проходит в нагрузку, а часть рассеивается в самом диоде.

Этот баланс мощностей может быть записан следующим образом:

$$P_0 = P_{\text{отр}} + P_{\text{прош}} + P_{\text{рас}},$$

где  $P_0$  — мощность падающей волны;  $P_{\text{отр}}$  — мощность отраженной волны;  $P_{\text{прош}}$  — мощность в нагрузке;  $P_{\text{рас}}$  — мощность рассеяния в диоде.

Это выражение может быть переписано в виде

$$P_{\text{рас}}/P_0 = 1 - P_{\text{отр}}/P_0 - P_{\text{прош}}/P_0.$$

Обращаясь к матрице рассеяния параллельной проводимости (1.18), получаем

$$\begin{aligned} P_{\text{рас}}/P_0 &= 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 = \\ &= 1 - [G/(2+G)]^2 - [2/(2+G)]^2. \end{aligned}$$

или

$$P_{\text{рас}}/P_0 = 4G/(2+G)^2. \quad (1.25)$$

Нетрудно убедиться, что эта функция имеет максимум, равный 0,5 при  $G=2$ .

На рис. 1.12 показана зависимость относительных мощностей рассеяния, отраженной и прошедшей мощности от проводимости диода. С учетом (1.17) выражение (1.25) может быть записано следующим образом:

$$P_{\text{рас}}/P_0 = 2(\sqrt{\mathcal{L}} - 1)/\mathcal{L}.$$

Оно показывает связь мощности рассеяния с потерями пропуска или запираения. Максимум рассеяния достигается при потерях, равных 6 дБ (4 раза).

Рассмотрим важные для практики случаи, когда проводимость диода принимает очень малое ( $G \ll 1$ ) или очень большое значение ( $G \gg 1$ ).

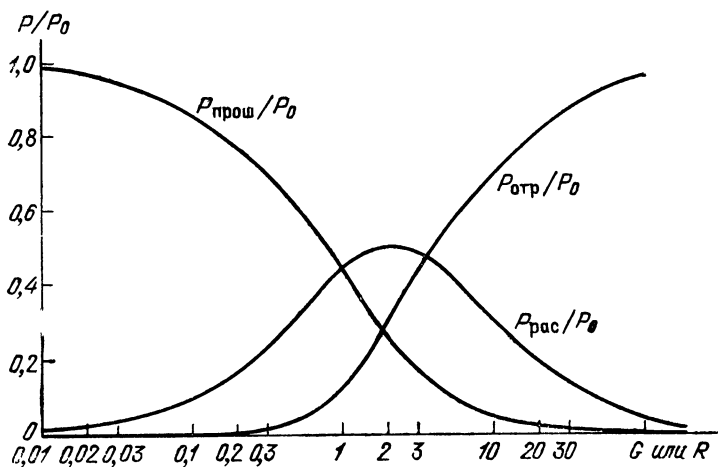


Рис. 1.12

Для первого случая (режим пропускания)

$$P_{\text{рас}}/P_0 \approx G_-, \quad (1.26)$$

а для второго (режим запирания)

$$P_{\text{рас}}/P_0 = 4/G_+. \quad (1.27)$$

**Модель идеального диода.** Если принять, что активная проводимость закрытого диода близка к нулю, а проводимость открытого диода стремится к бесконечно большому значению, то можно получить модель, которая помогает с достаточной точностью определить значения токов и напряжений СВЧ, при которых работает диод, а также рассеиваемую диодом мощность и значение вносимых им потерь.

Рассмотрим выключатель, модель которого показана на рис. 1.13, а и б. Ток через открытый диод с принятыми выше приближениями численно равен  $I=E$ , так как при нормировании сопротивлений относительно  $Z_0$  нормированное значение  $Z_0=1$ . Мощность, рассеиваемая в диоде,

$$P_{\text{рас}} = I^2/G_+ = E^2/G_+.$$

Номинальная мощность генератора равна мощности падающей волны:  $P_0 = E^2/4$ , отсюда  $P_{\text{рас}}/P_0 = 4/G_+$ ; это выражение совпадает с (1.27).

При закрытом диоде напряжение в линии  $U=E/2$ .

Мощность, рассеиваемая в диоде,

$$P_{\text{рас}} = U^2 G_- = E^2 G_- / 4,$$

а относительная мощность, рассеиваемая в диоде,

$$P_{\text{рас}}/P_0 = G_-,$$

что совпадает с (1.26).

Модель идеального диода дает возможность в ряде случаев оценить и потери в схеме.

Вернемся снова к рассмотренному примеру с параллельно-включенной в линию передачи небольшой активной проводимостью

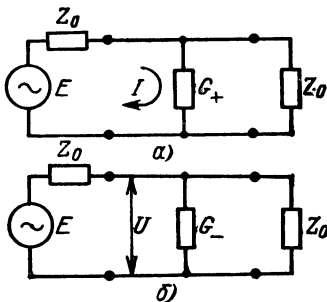


Рис. 1.13.

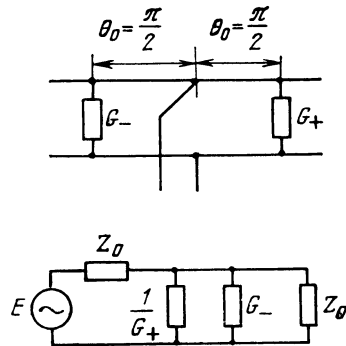


Рис. 1.14

стью, т. е. к закрытому диоду с скомпенсированной реактивной составляющей проводимости. Из (1.18) следует, что при  $G \ll 1$  отраженная часть мощности генератора

$$|\Gamma|^2 = |S_{11}|^2 \approx G_-^2/4,$$

а потери  $\mathcal{L}_\Pi \approx 1 + G_-$ .

В то же время относительная мощность, рассеиваемая в небольшой проводимости, согласно (1.26) численно равна  $G_-$ . Отсюда следует, что при малой проводимости мощность рассеяния много больше мощности отраженной волны. Это видно из рис. 1.12. Таким образом, потери в схеме выключателя и мощность, рассеиваемая в диодах, связаны соотношением

$$\mathcal{L}_\Pi \approx 1 + (\Sigma P_{\text{рас}})/P_0. \quad (1.28)$$

Эта формула справедлива как для последовательно, так и для параллельно включенных диодов при малых потерях в схеме.

Проиллюстрируем возможности метода идеального диода на примере тройникового коммутатора, подробно рассмотренного в гл. 3.

Коммутатор (рис. 1.14,а) состоит из СВЧ тройника, в плечах которого на расстоянии четверти длины волны от места разветвления параллельно линии передачи установлены диоды с проводимостями  $G_-$  и  $G_+$  (без управляющего тока и под током соответственно). В режиме пропускания схема коммутатора сводится к очень простой схеме (рис. 1.14,б). Проводимость  $1/G_+$  является трансформированной проводимостью открытого диода. Напряжение в линии (в том числе и на проводимостях  $G_-$  и  $1/G_+$ ) составляет

$$U = E/2.$$

Отсюда мощность, рассеиваемая на открытом диоде,

$$P_{\text{рас}}/P_0 = 1/G_+.$$

Мощность, рассеиваемая на закрытом диоде,

$$P_{\text{рас}}/P_0 = G_-.$$

Полная мощность, рассеиваемая в диссипативных элементах схемы,

$$(\Sigma P_{\text{рас}})/P_0 = 1/G_+ + G_-,$$

а потери в схеме при условии, что  $G_+ \gg 1$ , а  $G_- \ll 1$  [см. (1.28)],

$$\mathcal{L}_\Pi \approx 1 + 1/G_+ + G_-.$$

Таким образом, метод идеального диода позволяет найти значение токов и напряжений в полупроводниковых элементах, определить мощности рассеяния в отдельных элементах и общие потери в схеме. В гл. 2 этот метод наряду с матричным использован, в частности, для расчета схем с параллельным включением диодов.

**Критическая частота и параметры выключателя.** Критическая частота диода была введена ранее [см. (1.2)], как частота, при которой модуль емкостного сопротивления полупроводниковой структуры диода равен среднегеометрическому значению активных сопротивлений в последовательной модели открытого и закрытого диода. Эта величина, зависящая только от геометрических размеров и материала структуры, оказывает большое влияние на параметры выключателей и других коммутационных устройств.

Рассмотрим связь между критической частотой диода и параметрами простого выключателя, состоящего из отрезка линии с волновым сопротивлением  $z_0$  и включенного параллельно линии  $p-i-n$ -диода. Воспользуемся моделью идеального диода, предположив, что в открытом и закрытом состояниях диода активная составляющая его сопротивления много меньше волнового сопротивления линии передачи.

Мощность потерь в диоде, отнесенная к падающей мощности, может быть определена для закрытого диода в соответствии с (1.26):

$$P_{\text{рас}}/P_0 = G_- \approx R_- / |X|^2,$$

а для открытого в соответствии с (1.27):

$$P_{\text{рас}}/P_0 \approx 4R_+,$$

где  $R_+$ ,  $R_-$  и  $X$  нормированы к сопротивлению линии передачи  $z_0$ . При увеличении волнового сопротивления линии будут возрастать потери рассеяния в закрытом диоде, при уменьшении волнового сопротивления линии будут возрастать потери рассеяния в открытом диоде.

Зададимся значением относительных потерь, равных среднеквадратическому значению относительных потерь для двух состояний диода. Тогда

$$P_{\text{рас}}/P_0 = \sqrt{4R_+R_- / |X|^2} = 2f/f_{\text{кр}} = 2/\sqrt{K}.$$

Потери пропускания в соответствии с (1.28)

$$\mathcal{L}_\Pi \approx 1 + 2f/f_{\text{кр}} = 1 + 2/\sqrt{K}.$$

## ГЛАВА 2.

### ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ И ОГРАНИЧИТЕЛИ СВЧ

#### 2.1. ВЫКЛЮЧАТЕЛИ С ОДНИМ ДИОДОМ

В настоящей главе рассмотрены схемы выключателей с одним и несколькими коммутационными диодами, получившие наибольшее распространение. Основное внимание уделено схемам

связи диода с линией передачи, обладающим широкополосностью. В конце главы рассмотрены некоторые схемы ограничителей СВЧ.

Выключатели с одним диодом как законченное устройство применяются при умеренных требованиях к электрическим параметрам (в основном к потерям запирания и уровню СВЧ мощности), однако рассмотрение свойств выключателей с одним диодом необходимо проводить с точки зрения их применения как элементов более сложных устройств.

В настоящее время получили распространение три основных способа включения диода в линию передачи: *параллельно линии передачи; через трансформирующий шлейф; последовательно с линией передачи.*

Рассмотрим параллельное включение диода в линию, обратив основное внимание на компенсацию реактивности диодов. Необходимость компенсации реактивных составляющих в схеме диода в обоих его состояниях показана в ряде работ [1, 2, 3, 22]. Такая компенсация производится с целью получения соотношения потерь пропускания и запирания, близких к оптимальному и описываемому (1.3). На рис. 2.1 показана зависимость  $K_{сгУ}$  в линии с волновым сопротивлением  $z_0=50$  Ом при использовании параллельно включенных диодов с различными значениями емкости без ее компенсации от частоты. Как видно из рисунка, только диоды с емкостью 0,05 пФ и менее могут успешно работать во всем сантиметровом диапазоне без компенсации емкости при приемлемом уровне согласования. Диоды с большими значениями емкости нуждаются в ее компенсации.

На рис. 2.2 показано влияние последовательной индуктивности диода, включенного параллельно в линию с  $z_0=50$  Ом, на максимально достижимые потери запирания. Как видно из рис. 2.2, компенсация последовательной индуктивности желательна уже в дециметровом диапазоне для диодов, индуктивность выводов которых превышает 0,1—0,2 нГн. При построении графика на рис. 2.1 потери в активных составляющих схемы диода не учитывались, а при построении графика на рис. 2.2 активные сопротивления диода составляли 1 и 2 Ом.

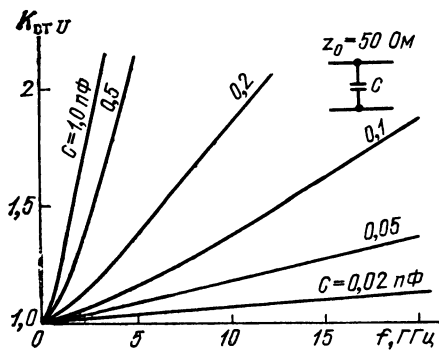


Рис. 2.1

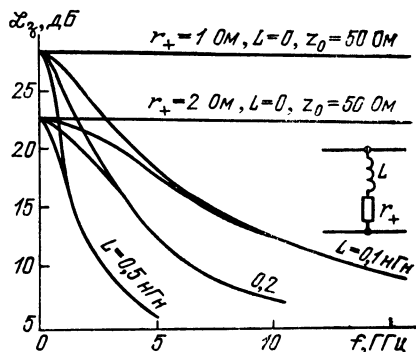


Рис. 2.2.

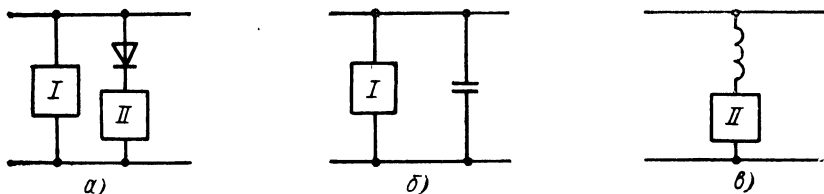


Рис. 2.3.

**Компенсация реактивностей при параллельном включении диода.** Схема выключателя, состоящего из отрезка передающей линии, диода и компенсирующих элементов  $I$  и  $II$ , представлена на рис. 2.3,а.

Определим полосы частот пропускания и запирания, пренебрегая потерями в диоде, т. е. полагая, что  $G_- = 0$ ,  $G_+ = \infty$ .

Малые значения  $G_-$  и большие значения  $G_+$  характерны для современных коммутационных диодов. Если пренебречь потерями в диоде, то можно получить модель, позволяющую выявить основные закономерности в схеме и определить предельные значения ширины полос пропускания. Кроме того, положим, что на частоте компенсации емкостное сопротивление кристалла диода много больше индуктивного сопротивления выводов, что соответствует параметрам современных коммутационных диодов. Тогда для закрытого диода (режим пропускания) получим эквивалентную схему выключателя, показанную на рис. 2.3,б, для открытого диода (режим запирания) — схему на рис. 2.3,в.

Отметим, что потери пропускания для схемы с реальным диодом будут выше, чем в рассматриваемой схеме, на значение, определяемое  $G_-$ , а потери запирания на частоте последовательного резонанса будут иметь максимальное значение, определяемое  $G_+$ .

Пренебрежем сначала влиянием компенсирующего двухполюсника  $II$  на ширину полосы пропускания. Случай, важный для практического использования выключателей, когда такое влияние необходимо учитывать, будет рассмотрен ниже. Влияние двухполюсника  $I$  на полосу запирания выключателя будем считать пренебрежимо малым во всех рассматриваемых случаях.

Теоретически самой простой реализацией двухполюсника  $I$  является выполнение его в виде сосредоточенной индуктивности. Такое исполнение возможно и практически на частотах дециметрового диапазона, особенно при микрополосковом исполнении выключателя. Методы реализации подобных индуктивностей приведены в [27].

В режиме пропускания схема представляет собой параллельный колебательный контур, состоящий из сосредоточенной индуктивности и емкости закрытого диода. В этом случае потери пропускания выключателя в функции от частоты в соответствии с (1.23):

$$\mathcal{L}_n = 1 + Q^2 \eta^2. \quad (2.1)$$

**Схема диода со шлейфом.** Значительно шире область применения метода компенсации емкости диода с помощью *короткозамкнутого шлейфа*. Изменяя волновую проводимость короткозамкнутого шлейфа и его длину, можно при неизменной резонансной частоте выключателя в режиме пропускания изменять нагруженную добротность эквивалентного параллельного колебательного контура, что бывает необходимо при синтезе выключателей с несколькими диодами.

Следуя методике, приведенной в [28], рассмотрим частотные характеристики выключателя, показанного на рис. 2.4,а, и сравним их с характеристиками параллельного колебательного контура, включенного в передающую линию (рис. 2.4,б).

Для параллельного колебательного контура фаза коэффициента передачи с учетом (1.23)

$$\varphi = \operatorname{arctg}(\operatorname{Im} T_{11}/\operatorname{Re} T_{11}) = \operatorname{arctg} Q\eta, \quad (2.2)$$

а ее производная по частотной переменной  $\eta$  при  $\eta=0$  ( $\omega=\omega_0$ )

$$d\varphi/d\eta = Q. \quad (2.3)$$

Аналогично для схемы, показанной на рис. 2.4,а согласно (1.17) имеем

$$T_{11} = 1 + j[B_0\Omega - B_{\text{ш}} \operatorname{ctg}(\theta_0\Omega)]/2, \quad (2.4)$$

где  $\Omega = \omega/\omega_0$  — нормированная частота;  $B_{\text{ш}}$  — нормированная волновая проводимость шлейфа;  $B_0$  — нормированная реактивная проводимость диода на резонансной частоте;  $\theta_0$  — электрическая длина шлейфа на той же частоте.

При  $\Omega=1$   $B_0 = B_{\text{ш}} \operatorname{ctg} \theta_0$  или

$$\theta_0 = \operatorname{arc} \operatorname{ctg}(B_0/B_{\text{ш}}). \quad (2.5)$$

Фаза коэффициента передачи

$$\begin{aligned} \varphi &= \operatorname{arctg}(\operatorname{Im} T_{11}/\operatorname{Re} T_{11}) = \\ &= \operatorname{arctg}\{[B_0\Omega - B_{\text{ш}} \operatorname{ctg}(\theta_0\Omega)]/2\}, \end{aligned} \quad (2.6)$$

а ее производная по частоте при  $\Omega=1$

$$d\varphi/d\Omega = (B_0 + B_{\text{ш}}\theta_0/\sin^2\theta_0)/2.$$

Используя соотношение  $\eta = \Omega - 1/\Omega$ , получаем  $d\eta/d\Omega = 1 - 1/\Omega^2$  и при  $\Omega=1$   $d\eta/d\Omega = 2$ , а  $d\Omega/d\eta = 1/2$ .

Отсюда  $d\varphi/d\eta = (d\varphi/d\Omega)(d\Omega/d\eta) = (1/2)(d\varphi/d\Omega)$ . (2.7)

Тогда  $Q = d\varphi/d\eta = (B_0 + B_{\text{ш}}\theta_0/\sin^2\theta_0)/4$ , или с учетом (2.5)

$$Q = \frac{1}{4} \left[ B_0 + B_{\text{ш}} \frac{\operatorname{arctg}(B_0/B_{\text{ш}})}{\sin^2 \operatorname{arctg}(B_0/B_{\text{ш}})} \right]. \quad (2.8)$$

При емкости диода, стремящейся к нулю, получаем добротность четвертьволнового короткозамкнутого шлейфа с нормированной волновой проводимостью  $B_{\text{ш}}$  в виде

$$Q = \pi B_{\text{ш}}/8. \quad (2.9)$$



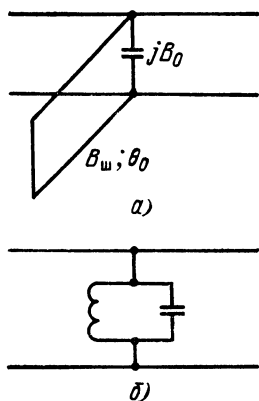


Рис. 2.4.

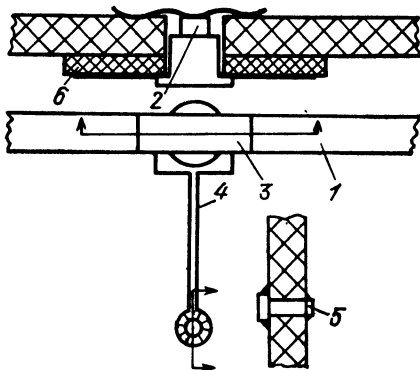


Рис. 2.5.

Это соотношение используется в дальнейшем при расчете коммутаторов.

На рис. 2.5 приведен пример исполнения топологии микрополосковой схемы с бескорпусным диодом и компенсирующим шлейфом. На этом рисунке: 1 — микрополосковая линия, 2 — бескорпусной диод, 3 — соединительная плоская перемычка, 4 — шлейф с высоким волновым сопротивлением, 5 — втулка, замыкающая шлейф с металлическим экраном схемы, 6 — блокировочный керамический конденсатор.

**Сравнение параметров схем с сосредоточенной индуктивностью и индуктивным шлейфом.** На рис. 2.6 показана зависимость нагруженной добротности от нормированной проводимости диода  $B_0$  и нормированной волновой проводимости шлейфа  $B_w$ , построенная согласно (2.8). Отметим, что при неограниченном уменьшении значения  $B_w$  и фиксированном значении  $B_0$  нагруженная добротность

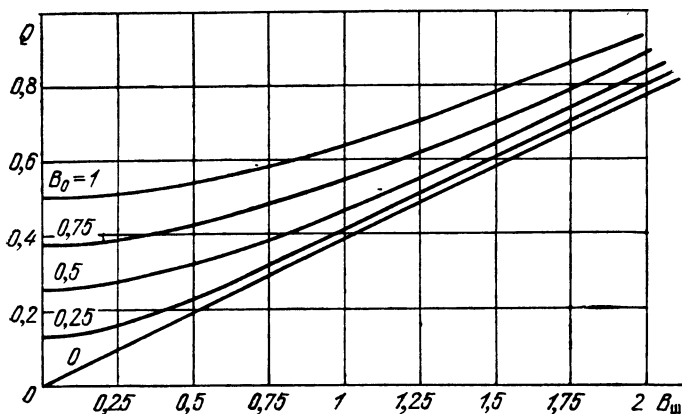


Рис. 2.6.

схемы стремится к  $B_0/2$ , т. е. к добротности контура, состоящего из сосредоточенной емкости и сосредоточенной индуктивности. В полосковых и коаксиальных конструкциях выключателей  $B_{ш}$  изменяется обычно в диапазоне 0,3—3 (исходя из конструктивных и технологических соображений).

Нахождение потерь пропускания в схеме с диодом и шлейфом в функции от частоты сводится к определению нагруженной добротности эквивалентного контура и использованию уравнения (2.1). Как следует из кривых, показанных на рис. 2.6, нагруженные добротности эквивалентного параллельного колебательного контура для применяемых на практике значений  $B_0$  и  $B_{ш}$  являются непривычно низкими. Как будет показано ниже, это не препятствует применению рассматриваемого метода. Оценим область частот, в которой справедлива оценка параметров схемы в виде нагруженной добротности эквивалентного контура.

Из (2.4) имеем

$$\mathcal{L}_n = 1 + \{ [B_0\Omega - B_{ш} \operatorname{ctg}(\theta_0\Omega)]^2 / 4 \}. \quad (2.10)$$

На рис. 2.7 представлена эта зависимость для следующих типичных данных:  $B_{ш}=0,5$ ;  $B_0=0,5$  и  $B_{ш}=1$ ,  $B_0=0,5$  (штриховые линии). На том же рисунке представлена зависимость потерь от частоты для параллельного колебательного контура с нагруженными добротностями  $Q=0,32$  и  $Q=0,47$ , вычисленными с учетом приведенных выше значений проводимости диода и волновой проводимости шлейфа по (2.8) (сплошные линии). При изменении нормированной частоты от 0,7 до 1,4, т. е. на одну октаву, кривые практически совпадают. На рис. 2.8 приведены результаты приближенных и точных расчетов для  $B_0=0$ ,  $B_{ш}=0,5$  и 1,2, которые также показывают вполне приемлемое совпадение результатов.

**Компенсация индуктивности вывода диода.** Рассмотрим частотные свойства схемы параллельного включения диода в режиме запирания. Если модуль индуктивного сопротивления выводов диода в используемом диапазоне частот много меньше сопротив-

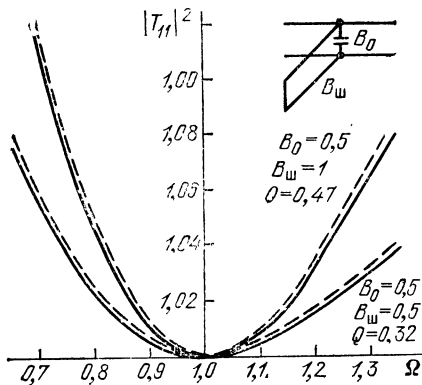


Рис. 2.7

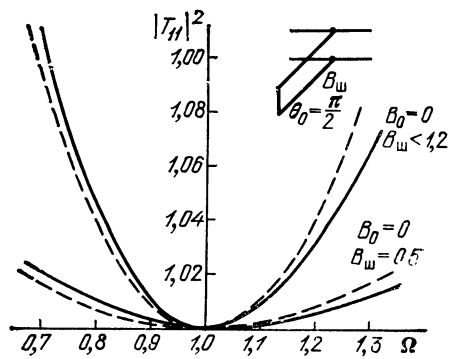


Рис. 2.8.

ления базы открытого диода, то последовательной компенсации не требуется и, по крайней мере теоретически, затухание в этом режиме определяется как  $\mathcal{L}_3 \approx G_+^2/4$  в полосе частот, в которой активная проводимость  $G_+$  остается неизменной.

При наличии заметного индуктивного сопротивления выводов диода, модуль которого соизмерим с сопротивлением базы открытого диода, компенсация индуктивности вывода может быть произведена введением последовательной сосредоточенной емкости или отрезка линии длиной менее четверти длины волны, разомкнутого на конце (рис. 2.9, а и б). Компенсирующая емкость  $C_k$  одновременно играет роль *блокирующего конденсатора*, предназначенного для разделения сигналов СВЧ и управления. Для этой схемы согласно (1.24) потери запираания

$$\mathcal{L}_3 = 1 + 1/(Q^2 \eta^2). \quad (2.11)$$

При индуктивности выводов диода, равной 0,05—0,2 нГн, емкость составляет единицы или десятки пикофард для сантиметрового диапазона и может быть достаточно легко реализована.

На рис. 2.10 показана конструкция узла коммутационного бескорпусного диода, в которой применен блокирующий конденсатор, играющий одновременно роль компенсирующей емкости. На этом рисунке: 1 — диэлектрическое основание из материала поликор толщиной 1 мм, 2 — керамическая шайба, играющая роль конструктивной емкости, 3 — металлическое основание, к которому припаивается кристалл бескорпусного *p-i-n*-диода, 4, 5 — перемычки из медной или золотой фольги, 6 — микрополосковая несимметричная линия.

Показанные на рисунке размеры керамического конденсатора являются типичными для подобного рода конструкций. Материалом для конструктивной емкости служит керамика с относительной диэлектрической проницаемостью от 30 до 150. Во всем диа-

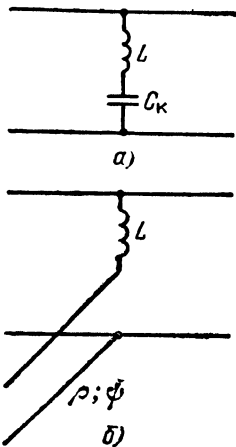


Рис. 2.9

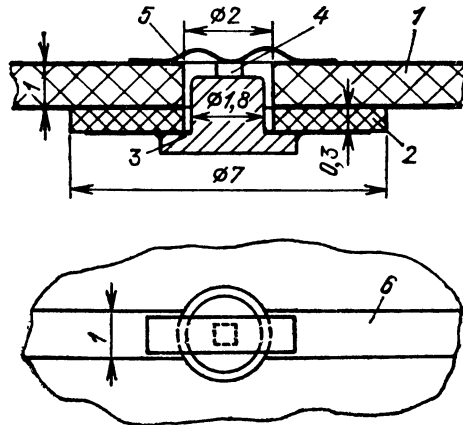


Рис. 2.10

пазоне используемых частот сопротивление керамической шайбы должно соответствовать характеристикам сосредоточенной емкости во избежание нарушений в работе устройства, выражающихся в уменьшении практически до нуля потерь затухания открытого диода. Такие явления встречаются, когда в керамической шайбе возникают радиальные волны [29], определяемые граничными условиями. При некоторых частотах пучность электрического поля, существующая на периметре шайбы, трансформируется в пучность электрического поля вблизи центра шайбы. Это явление происходит, когда радиус шайбы примерно соответствует половине длины радиальной волны в диэлектрике шайбы. При этом высокочастотный ток через открытый диод значительно уменьшается, т. е. шайба перестает выполнять свое блокирующее действие. Для избежания этих явлений, которые очень легко выявить экспериментальным путем, надо уменьшать диэлектрическую постоянную материала шайбы. Обычно подбором значения диэлектрической постоянной в указанных выше пределах удастся добиться последовательного резонанса в выключателе на одной из частот дециметрового или начала сантиметрового диапазона длин волн и отсутствия паразитных резонансов на радиальных типах волн, описанных выше. Полоса запирания выключателя с использованием последовательного компенсирующего конденсатора перекрывает частоты с отношением от 1 : 2 до 1 : 4 раз.

Оригинальный метод использования коммутационного диода в микрополосковой схеме X-диапазона рассмотрен в [30, 31] (рис. 2.11). Здесь компенсирующий конденсатор установлен между проводником микрополосковой линии и диодом. На рисунке 1 — диэлектрическое основание, 2 — соединительная шина, 3 — керамический конденсатор емкостью 3 пФ, 4 — коммутационный диод, 5 — металлическое основание, 6 — линия для подачи на диод управляющего напряжения, 7 — проводник микрополосковой линии, 8 — экран микрополосковой линии. Полоса запирания устройства

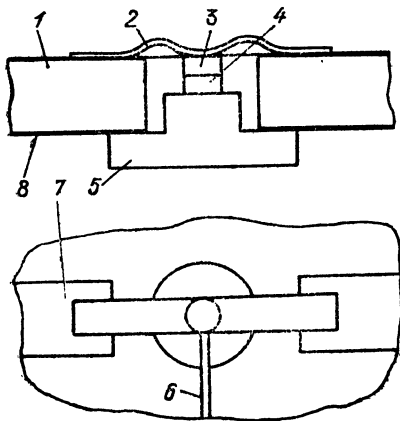


Рис. 2.11

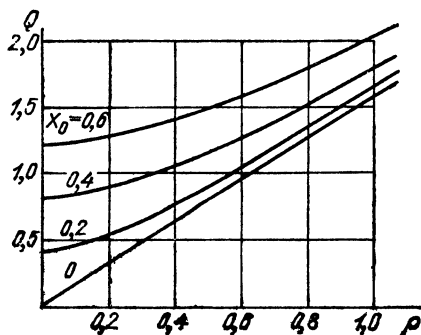


Рис. 2.12

составляет  $\pm 20\%$ . Отсутствие керамического конденсатора между металлическим основанием диода и экраном схемы обеспечивает хороший отвод тепла от диода.

Рассмотрим схему на рис. 2.9,б и сравним ее со схемой на рис. 2.9,а. Для этого найдем нагруженную добротность цепи, состоящей из индуктивного сопротивления  $X_0$  и разомкнутого на конце отрезка линии с нормированным волновым сопротивлением  $\rho$  и электрической длиной  $\psi_0$ . Аналогично (1.24) коэффициент передачи

$$T_{11} = 1 + \frac{j}{2 [\rho \operatorname{ctg}(\psi_0 \Omega) - X_0 \Omega]} \quad (2.12)$$

На частоте резонанса ( $\Omega=1$ )  $\rho \operatorname{ctg} \psi_0 - X_0 = 0$ , откуда  $\psi_0 = \operatorname{arccctg}(X_0/\rho)$ .

Проводя вычисления, аналогичные (2.6)–(2.8), получаем

$$Q = X_0 + \rho \frac{\operatorname{arccctg}(X_0/\rho)}{\sin^2 \operatorname{arccctg}(X_0/\rho)} \quad (2.13)$$

При  $X_0=0$  добротность четвертьволнового разомкнутого на конце шлейфа получаем в виде

$$Q = \pi \rho / 2 \quad (2.14)$$

На рис. 2.12 изображена зависимость (2.13) добротности последовательной цепи от нормированного индуктивного сопротивления  $X_0$  и нормированного волнового сопротивления шлейфа  $\rho$  в удобном для расчетов виде.

На рис. 2.13 показаны потери запирающего выключателя для  $X_0=0,4$ ;  $\rho=0,4$ , рассчитанные по (2.11) (сплошные линии) и по (2.12) (штриховые линии).

На рис. 2.14 показаны результаты расчетов для случая, когда индуктивность выводов диода пренебрежимо мала, а разомкнутый шлейф заменяет блокировочную емкость. Здесь рассмотрен

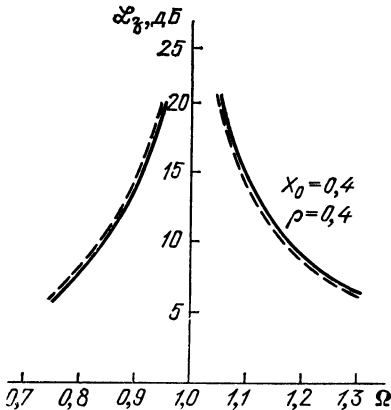


Рис. 2.13

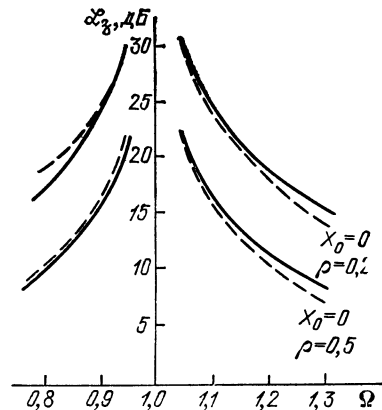


Рис. 2.14

случай, когда  $\rho=0,2$  и  $0,5$ . Сплошными линиями обозначены данные, полученные по (2.11), штриховыми — по (2.12). Можно отметить хорошее совпадение кривых в практически используемой области затуханий выше 20 дБ.

**Влияние последовательной цепи на параллельную.** Вернемся к режиму пропускания в схеме выключателя с параллельно включенным в линию диодом. Рассмотрим влияние последовательной цепи компенсации на широкополосность схемы в режиме пропускания для одного практически важного случая.

Как уже было упомянуто, довольно часто применяется схема выключателя, в которой емкость диода компенсируется параллельно включенным шлейфом, а разомкнутый шлейф служит не для компенсации индуктивности диода (она в этих случаях мала), а играет роль блокировочного конденсатора для развязки цепей СВЧ и источника управляющего напряжения и имеет длину, равную четверти длины волны. При микрополосковой конструкции выключателя применение такого шлейфа позволяет избежать сверления отверстий в керамических подложках микрополосковых схем, что заметно упрощает технологию производства выключателей.

Схема такого выключателя показана на рис. 2.15. Найдем его эквивалентные параметры в режиме пропускания. Суммируя проводимости параллельного шлейфа и цепи, состоящей из емкости диода и разомкнутого четвертьволнового шлейфа, получаем коэффициент передачи всей цепи в режиме пропускания:

$$T_{11} = 1 + \frac{jB_0 \Omega}{2[1 + B_0 \rho \operatorname{ctg}(\pi \Omega / 2)]} - \frac{1}{2} jB_{ш} \operatorname{ctg}(\theta \Omega). \quad (2.15)$$

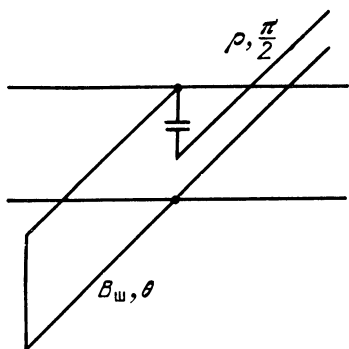


Рис. 2.15

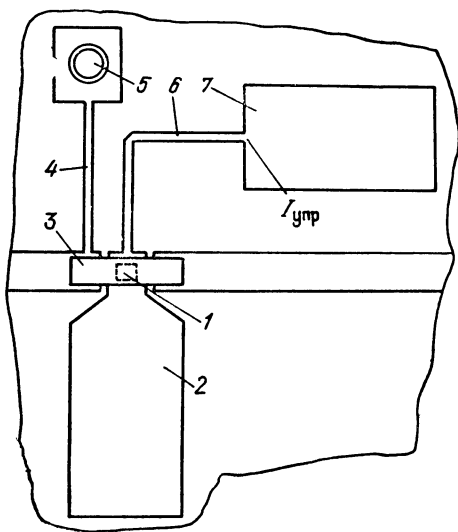


Рис. 2.16

## Фаза коэффициента передачи

$$\varphi = \arctg \left\{ \frac{1}{2} \left[ \frac{B_0 \Omega}{1 + B_0 \rho \alpha \operatorname{ctg}(\pi \alpha / 2)} - B_{\text{ш}} \operatorname{ctg}(\theta_0 \Omega) \right] \right\},$$

а нагруженная добротность схемы с учетом (2.7) и (2.5)

$$Q = \frac{1}{4} \left( \frac{B_{\text{ш}} \operatorname{arccctg}(B_0/B_{\text{ш}})}{\sin^2 \operatorname{arccctg}(B_0/B_{\text{ш}})} + \frac{\pi}{2} B_0 \rho \right). \quad (2.16)$$

При  $\rho = 2/\pi$  добротности схем рис. 2.15 и 2.4,а при прочих равных условиях равны; при меньших значениях  $\rho$  добротность в режиме пропускания может быть ниже, чем в схеме, состоящей только из емкости диода и параллельного компенсирующего шлейфа.

Топология выключателя в микрополосковом исполнении, содержащего четвертьволновый отрезок линии, заменяющий блокировочную емкость, показана на рис. 2.16. На этом рисунке 1 — бескорпусный диод, 2 — четвертьволновая разомкнутая линия, заменяющая блокировочную емкость, 3 — соединительная перемычка, 4 — высокоомная линия, компенсирующая емкость диода, 5 — закорачивающая втулка, 6 — высокоомная четвертьволновая линия для подачи управляющего тока  $I_{\text{упр}}$ , 7 — четвертьволновая низкоомная линия, выполняющая роль фильтра. Стрелкой показано место подачи управляющего тока.

**Диод в цепи ФНЧ.** Рассмотрим еще одну схему компенсации емкости диода, включенного параллельно в линию передачи. В схеме емкость диода входит в состав звена фильтра низких частот (рис. 2.17,б). Такая схема с успехом может быть использована во всем дециметровом диапазоне длин волн и в значительной части сантиметрового диапазона. Схема получила широкое распространение при конструировании выключателей и ограничителей СВЧ в микрополосковом исполнении. Она состоит из двух последовательно включенных в линию передачи индуктивностей  $L/2$  и параллельно включенной емкости диода  $C$  (рис. 2.17). Согласно [26] с учетом симметрии схемы имеем

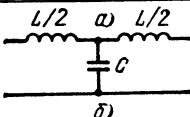
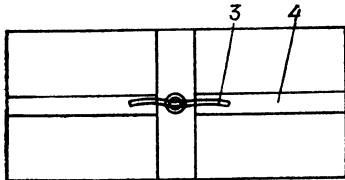
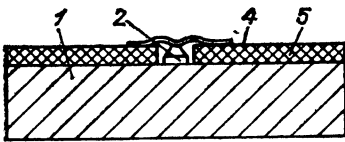


Рис. 2.17

$$T_{11} = [Z_2(Z_1 + 1) + (Z_1 + 1) + (Z_1 + Z_2 + 1)] / 2Z_2. \quad (2.17)$$

Подставляя  $Z_1 = j\omega L / (2z_0)$ ,  $Z_2 = -j / (\omega C z_0)$  и переходя к квадрату модуля, получаем

$$|T_{11}|^2 = 1 + \omega^6 L^4 C^2 / (64z_0^2).$$

Как известно из теории линейных радиотехнических цепей [32], максимально-плоская характеристика фильтра получается при

$$\sqrt{L/C} = z_0. \quad (2.18)$$

При этом частота среза, при которой потери в схеме на отражение возрастают до 3 дБ,

$$\omega_{\text{ср}} = 2/\sqrt{LC}. \quad (2.19)$$

Из (2.17) с учетом (2.18) и (2.19) получаем простую зависимость потерь пропускания в схеме рис. 2.17,б в виде

$$L_{\text{п}} = |T_{11}|^2 = 1 + \Omega^6, \quad (2.20)$$

где  $\Omega = \omega/\omega_{\text{ср}}$  — частота, нормированная к частоте среза.

Индуктивность  $L = z_0^2 C$  зависит только от емкости диода и волнового сопротивления линии, от значений тех же величин зависит частота среза  $\omega_{\text{ср}} = 2/z_0 C$ .

На базе этой простой схемы могут быть созданы более сложные коммутационные устройства [33—35], включающие в себя несколько звеньев фильтра.

На рис. 2.17,а изображена конструкция элемента выключателя (или ограничителя) в виде звена ФНЧ. На этом рисунке 1 — металлическое основание, 2 — диод в виде мезаструктуры, 3 — соединительные золотые проволоки, играющие роль индуктивностей, 4 — основная линия передачи, 5 — диэлектрическое основание схемы.

В данной конструкции следует обратить внимание на хороший отвод тепла от диода. Ширина полосы пропускания здесь по уровню потерь в 3 дБ равна ширине полосы пропускания схемы с полосно-пропускающим фильтром, что следует из общей теории фильтров, однако схема с полосно-пропускающим фильтром имеет то очевидное преимущество, что минимум потерь может быть расположен на рабочей частоте. Можно модифицировать схему в виде фильтра низких частот, перейдя от максимально плоской характеристики пропускания к осциллирующей, с тем, чтобы совместить минимум потерь с рабочей частотой.

Полагая в (2.17)  $|T_{11}|^2 = 1$ , получаем квадратное относительно  $X_2$  уравнение:

$$4X_1^2 X_2^2 - 4(X_1^3 + X_1)X_2 + (X_1^4 + 2X_1^2 + 1) = 0.$$

В результате его решения получаем

$$X_1 = X_2 \pm \sqrt{X_2^2 - 1} = (1 \pm \sqrt{1 - B_0^2})/B_0. \quad (2.21)$$

Анализ (2.21) показывает, что полное согласование на заданной частоте может быть получено, если на этой частоте нормированная емкость проводимости диода равна или меньше единицы ( $B_0 \leq 1$ ).

Проиллюстрируем сказанное с помощью круговой диаграммы сопротивлений (рис. 2.18).



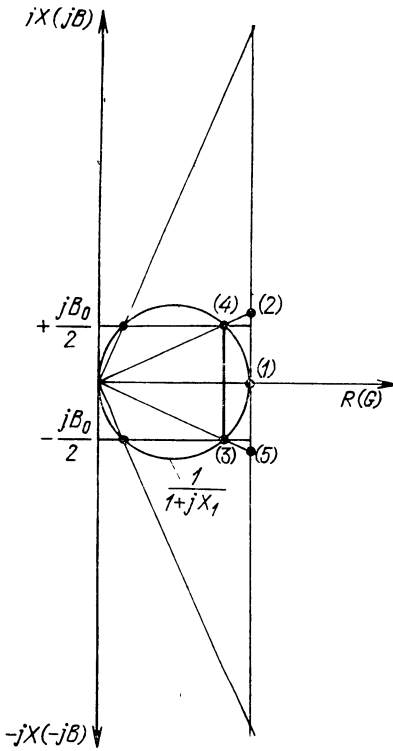


Рис. 2.18

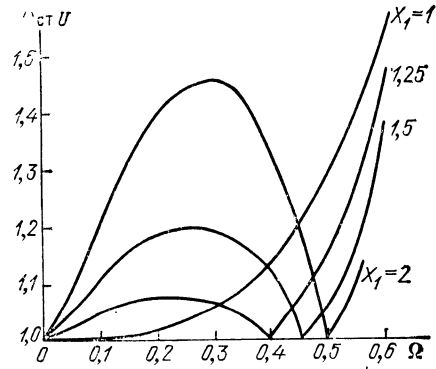


Рис. 2.19

В точке 1 сопротивление равно  $1+j0$ , в точке 2  $1+jX_1$ . Далее необходимо перейти к проводимостям, что осуществляется инверсией прямой  $1+jX_1$  на окружность  $1/(1+jX_1)$  с единичным диаметром (точка 3). Добавляя проводимость  $jB_0$ , переходим в точку 4; осуществляя обратную инверсию, переходим в точку 5 и далее в точку  $1+j0$ , что и требуется для полного согласования.

Из построения ясно происхождение ограничения в емкостной проводимости диода ( $B_0 \leq 1$ ), а также возможность двух решений при значениях индуктивных сопротивлений, полученных в соответствии с (2.21). На рис. 2.19 приведены  $K_{ctU}$  при максимально-плоской кривой и при согласовании на нескольких частотах, для которых выполняется условие  $\Omega = (\omega/\omega_{cp}) \leq 1/2$  и значение индуктивного сопротивления  $X_1$  удовлетворяет (2.21). При микрополосковом исполнении выключателя индуктивности, входящие в фильтр низких частот, выполняются с помощью короткого отрезка проводника диаметром 0,04—0,1 мм, служащего для соединения кристалла диода с подводящими линиями.

Расчет индуктивности такого проводника приведен в [27]. Она может быть вычислена по формуле

$$L = 0,2l[\ln(l/d) + 0,386],$$

где  $L$  — индуктивность, нГн;  $d$  — диаметр проводника, мм;  $l$  — длина проводника, мм.

Для компенсации емкости 0,5 пФ индуктивность должна составлять 0,1—0,5 нГн при волновом сопротивлении линии  $z_0 = 50$  Ом. Схема привлекает своей широкополосностью, однако ввиду трудно учитываемого разброса значений индуктивностей из-за погрешностей монтажа реальное значение согласования может значительно отличаться от расчетного.

**Синтез ФНЧ с помощью отрезков линии.** Схема, рассматриваемая ниже, допускает полное согласование на рабочей частоте. Трудно поддающиеся реализации в диапазоне СВЧ индуктивности заменены в ней отрезками линий, которые могут быть выполнены с достаточной точностью.

На рис. 2.20,а показана принципиальная электрическая схема устройства. Согласование на рабочей частоте достигается тем, что небольшие отрезки линии передачи, примыкающие к коммутационному или ограничительному диоду, выполняются с повышенным волновым сопротивлением ( $\rho > 1$ ). На рис. 2.20,б показано конструктивное исполнение описываемой микрополосковой схемы. На этом рисунке 1 — бескорпусной диод, 2 — металлическое основание, 3 — соединительная перемычка, 4 — основная линия передачи, 5 — диэлектрическое основание схемы, 6 — часть линии передачи с повышенным волновым сопротивлением.

Для расчета согласования в схеме при обесточенном диоде с емкостью  $C$  применим нормированные  $A$ -матрицы. Используя данные, приведенные в гл. 1, получаем произведение матриц в виде

$$\begin{bmatrix} \cos \theta_0 & j\rho \sin \theta_0 \\ j \sin \theta_0 / \rho & \cos \theta_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_0 & j\rho \sin \theta_0 \\ j \sin \theta_0 / \rho & \cos \theta_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Для расчета параметров схемы воспользуемся свойствами симметричного реактивного четырехполюсника. Нетрудно показать,

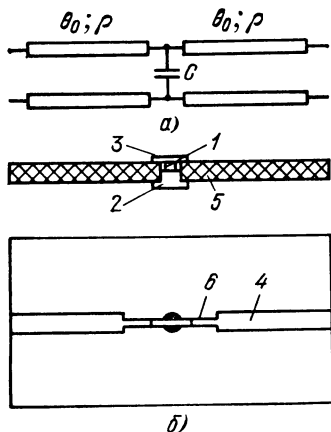


Рис. 2.20

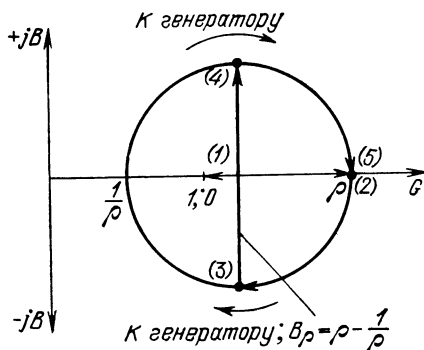


Рис. 2.21

что для такого четырехполюсника при отсутствии отражений на входе и выходе схемы

$$|A_{12} - A_{21}|^2 = |T_{12}|^2 = 0. \quad (2.23)$$

Вычисляя значение  $A_{12}$  и  $A_{21}$  из (2.22) и подставляя их в (2.23), получаем уравнение

$$\operatorname{tg}^2 \theta_0 - 2(\rho^2 - 1) / B_0 \rho^3 + 1 / \rho^2 = 0, \quad (2.24)$$

связывающее электрическую длину линий  $\theta_0$ , их нормированное волновое сопротивление  $\rho$  и нормированную емкостную проводимость диода  $B_0$ . Решением уравнения (2.24) является

$$\operatorname{tg} \theta_0 = [(\rho^2 - 1) \pm \sqrt{\rho^4(1 - B_0^2) - 2\rho^2 + 1}] / B_0 \rho^3. \quad (2.25)$$

Рассмотрим это выражение. Очевидно, что для физической реализуемости схемы выражение под корнем в (2.25) должно быть положительным или равным нулю. Для последнего случая получаем

$$\rho^4(1 - B_0^2) - 2\rho^2 + 1 = 0,$$

откуда

$$B_0 = (\rho^2 - 1) / \rho^2, \quad (2.26)$$

или

$$B_0 \rho = \rho - 1 / \rho. \quad (2.27)$$

Проиллюстрируем полученные зависимости с помощью круговой диаграммы сопротивлений (рис. 2.21).

При переходе от нагрузочной проводимости  $G=1$  к линии с  $\rho > 1$  проводимость возрастает в  $\rho$  раз [точка (2)]. Далее обход совершается по линии равного  $K_{стл}$  до точки (3), в которой добавляется емкостная проводимость, нормированная к волновому сопротивлению  $\rho$  [точка (4)]. Переход от точки (4) на круговой диаграмме к точке (5) соответствует движению по второму отрезку линии с волновым сопротивлением  $\rho$  в сторону генератора. Наконец переход от точки (5) к точке (1) соответствует переходу от сопротивления  $\rho$  к волновому сопротивлению основной линии передачи.

Из построения ясно, что наибольшее значение компенсируемой емкостной проводимости, нормированной к волновому сопротивлению, определяется из (2.27), так как длина стрелка, равного  $\rho B_0$ , не может быть больше диаметра окружности одинакового  $K_{стл}$ . Этот диаметр составляет  $\rho - (1/\rho)$ , что видно из рисунка. Емкостная проводимость, нормированная к волновому сопротивлению основной линии передачи, согласно (2.26) не может превышать единицы даже при неограниченном увеличении волнового сопротивления  $\rho$ .

Отметим, что согласно (2.26) при волновом сопротивлении согласующих линий  $\rho=2$  максимальное значение емкостной проводимости для полного согласования на заданной частоте не может превышать 0,75, а при  $\rho=3$   $B_0 \leq 0,888$ . С приведенными выше

ограничениями по заданному значению  $B_0$  и выбранному значению  $\rho$  длина линии  $\theta_0$  может быть рассчитана согласно (2.25), причем предпочтительным является решение, при котором угол  $\theta$  получается меньшим:

$$\theta_0 = \text{arctg} \{ [(\rho^2 - 1) - \sqrt{\rho^4(1 - B_0^2) - 2\rho^2 + 1}] / B_0\rho^3 \}.$$

Вернемся к (2.22). Если учесть, что при изменении частоты емкостная проводимость диода будет изменяться в соответствии с равенством  $B = B_0\Omega$ , а электрическая длина линии в соответствии с равенством  $\theta = \theta_0\Omega$ , и использовать (1.14) и (1.15), то можно рассчитать согласование в диапазоне частот. Такой расчет проделан для различных значений  $B_0$  при  $\rho = 2$ . Его результаты представлены на рис. 2.22. Когда емкость диода мала и на рабочей частоте  $B_0 \ll 1$ , длина согласующих линий также оказывается малой.

В этом случае можно пользоваться моделью выключателя в виде фильтра низких частот из сосредоточенных элементов  $L$  и  $C$  (см. рис. 2.17,б). Роль индуктивности при этом играет отрезок линии с волновым сопротивлением  $\rho$ . Из сопоставления  $A$ -матриц для сосредоточенной индуктивности  $\tilde{L}$  и короткого отрезка линии с волновым сопротивлением  $\tilde{\rho}$  имеем

$$\tilde{L} = \tilde{\rho}l/v_\phi,$$

где  $\tilde{\rho}$  — абсолютное (ненормированное) значение волнового сопротивления линии;  $l$  — длина отрезка;  $v_\phi$  — фазовая скорость в линии. Расчеты в этом случае проводятся согласно (2.21).

**Выключатель с диодом, включенным через отрезок линии.** Выключатель этого типа применяется в тех случаях, когда необходимо, чтобы открытому состоянию диода соответствовал режим заперяния, а закрытому — режим пропускания. Применение та-

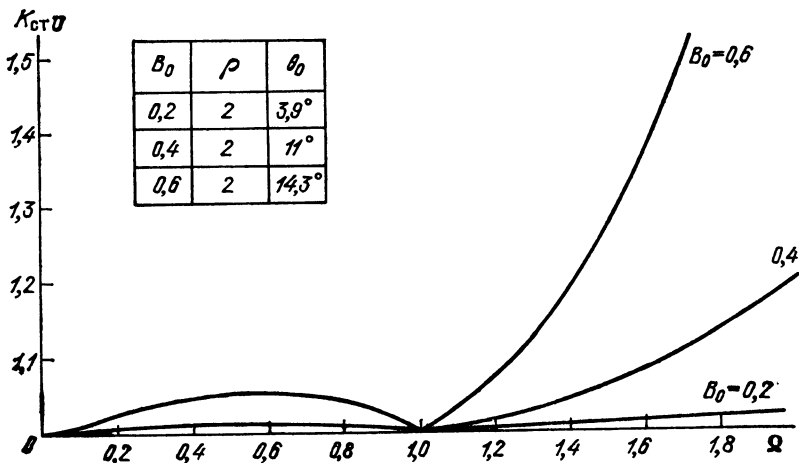


Рис. 2.22

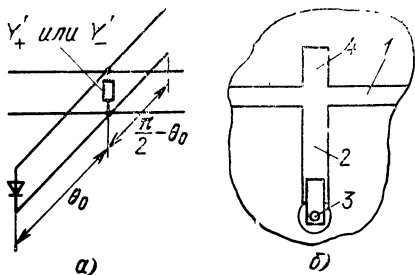


Рис. 2.23

ких схем в устройствах защиты приемников импульсных сигналов позволяет предотвратить разрушение входных цепей приемника от импульса собственного передатчика при случайных сбоях в схеме управления выключателя, в источниках питания и схемах синхронизации. Иногда в силу описанных свойств такой выключатель называют *инверсным*.

Схема выключателя состоит из диода, включенного параллельно основной линии через трансформирующий шлейф с волновым сопротивлением  $\rho$  и электрической длиной  $\theta \leq \pi/2$  (рис. 2.23,а). В схеме используются два резонансных состояния. При закрытом диоде его проводимость  $G_- + jB_0$  трансформируется шлейфом в большую активную проводимость  $Y'_-$ , обеспечивающую запирающее действие схемы.

Электрическая длина шлейфа связана с мнимой частью проводимости диода соотношением  $\operatorname{tg} \theta_0 = 1/(\rho B_0)$ .

При открытом диоде вносимая в основную линию проводимость имеет индуктивный характер. Для ее компенсации служит разомкнутый шлейф с волновым сопротивлением  $\rho$ . Нетрудно показать, что электрическая длина этого шлейфа должна составлять  $\pi/2 - \theta_0$ , а суммарная электрическая длина двух шлейфов равна  $\pi/2$ .

На рис. 2.23,б показан инверсный выключатель на одном бескорпусном диоде в микрополосковом оформлении. Здесь 1 — основная линия, 2 — трансформирующий шлейф, 3 — бескорпусный диод, 4 — компенсирующий шлейф.

**Потери пропускания и запираения.** На резонансной частоте потери пропускания и запираения выключателя будут определяться активными частями вносимых в точку включения шлейфа проводимостей  $G'_+$  и  $G'_-$  соответственно.

Для открытого диода проводимость равна  $G_+$  и

$$\operatorname{Re} Y'_+ = G'_+ = (G_+ + G_+ \operatorname{tg}^2 \theta_0) / (1 + G_+^2 \rho^2 \operatorname{tg}^2 \theta_0)$$

или с учетом  $G_+ \gg 1$

$$G'_+ = 1/(\rho^2 G_+ \sin^2 \theta_0)$$

На резонансной частоте потери пропускания

$$\mathcal{L}_n = |T_{11}|^2 = (1 + G'_+/2)^2 = (1 + 1/2\rho^2 G_+ \sin^2 \theta_0)^2.$$

Для закрытого диода  $Y_- = G_- + jB_0$  и активная часть вносимой проводимости

$$\operatorname{Re} Y'_- = G_- / [(1 - \rho)^2 \cos^2 \theta_0 + G_-^2 \rho^2 \sin^2 \theta_0].$$

В схеме выключателя на резонансной частоте потери запираения в общем случае

$$\mathcal{L}_3 = \left( 1 + \frac{1.2}{(1-\rho)^2 \cos^2 \theta_0 + G_-^2} \rightarrow \frac{1.2}{\sin^2 \theta_0} \right)^2$$

При малой емкостной проводимости диода длина шлейфа близка к четверти длины волны ( $\theta_0 \approx \approx \pi/2$ ) и потери пропускания и запираения определяются соответственно из выражений

$$\mathcal{L}_\Pi = (1 + 1/2\rho^2 G_+)^2; \quad \mathcal{L}_3 = (1 + 1/2\rho^2 G_-)^2.$$

Очевидно, что соотношение потерь пропускания и запираения на резонансной частоте описывается (1.3).

**Полосы пропускания и запираения.** Рассматриваемая схема выключателя обладает ограниченными полосами пропускания и запираения. Рассмотрим предельные значения полос пропускания и запираения выключателя, пренебрегая активными составляющими проводимости диода. Эквивалентные схемы выключателя для состояний пропускания и запираения показаны на рис. 2.24, а и б соответственно.

Определим ширину полосы частот схемы в режиме пропускания. Для этого определим нагруженную добротность схемы, представив ее в виде параллельного колебательного контура. Коэффициент передачи схемы

$$T_{11} = 1 + j \left\{ \operatorname{tg} \left[ \left( \frac{\pi}{2} - \theta_0 \right) \Omega \right] - \operatorname{ctg} (\theta_0 \Omega) \right\} / 2\rho,$$

а нагруженная добротность

$$Q_\Pi = d\varphi/d\eta = \pi / (8\rho \sin^2 \theta_0). \quad (2.28)$$

Сравним последнее выражение с (2.9). Выражение (2.28) соответствует нагруженной добротности параллельного колебательного контура с *частичным включением*. При малой емкости диода  $\theta_0 \approx \pi/2$

$$Q_\Pi = \pi/8\rho. \quad (2.29)$$

Определим нагруженную добротность схемы в режиме запираения, представив ее в виде последовательного колебательного контура. Для схемы на рис. 2.24, б

$$T_{11} = 1 + j \frac{1}{2} \frac{B_0 \Omega + 2/\rho \sin^2 (2\theta_0 \Omega) - B_0 \Omega / \rho^2}{1 - (B_0 \Omega / \rho) \operatorname{tg} (\theta_0 \Omega)},$$

$$а \quad Q_3 = \frac{d\varphi}{d\eta} = \rho^2 \frac{\sin (2\theta_0) + 2\theta_0}{B_0 (\rho^2 - 1) \sin (2\theta_0) + 2\rho}.$$

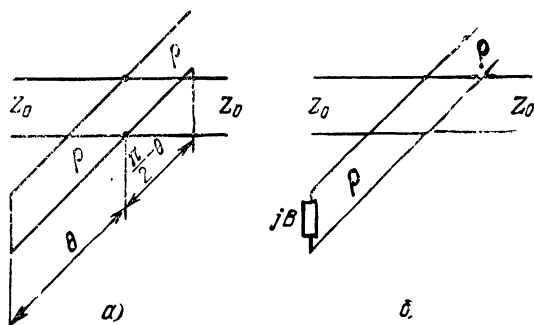


Рис. 2.24

При небольшой емкости диода  $B_0 \approx 0$ ,  $\theta_0 \approx \pi/2$  и

$$Q_3 = \pi\rho/2. \quad (2.30)$$

Таким образом, амплитудно-частотные характеристики пропускания и запираания могут быть записаны в виде

$$\mathcal{L}_n = 1 + Q_n^2 \eta_n^2; \quad \mathcal{L}_3 = 1 + 1/(Q_3^2 \eta_3^2), \quad (2.31)$$

где  $Q_n$  определяется из (2.29),  $Q_3$  при небольшой емкостной проводимости диода из (2.30), а  $\eta_n$  и  $\eta_3$  — значения частотной переменной на границах полосы пропускания и запираания соответственно.

Рассмотрим случай, когда относительные полосы пропускания и запираания равны, т. е.  $\eta_n = \eta_3$ , а емкость диода мала. Тогда из (2.29) — (2.31)

$$(\mathcal{L}_n - 1)/(\mathcal{L}_3 - 1) \approx (\pi/4)^4 \eta^4 \approx 0,38 \eta^4.$$

Полагая  $\mathcal{L}_3 - 1 \approx \mathcal{L}_3$ , а  $\mathcal{L}_n - 1 \approx |\Gamma|^2$ , где  $|\Gamma|$  — модуль коэффициента отражения на краях полосы пропускания, получаем относительную ширину полосы пропускания (или запираания):

$$\eta = \frac{4}{\pi} \sqrt{|\Gamma|} / \sqrt[4]{\mathcal{L}_3}. \quad (2.32)$$

Эта полоса реализуется при волновом сопротивлении шлейфа, равном

$$\rho = 1/(2 \sqrt{|\Gamma|} \sqrt[4]{\mathcal{L}_3}). \quad (2.33)$$

Проиллюстрируем два последних выражения следующим примером. При  $|\Gamma| = 0,1$  и  $\mathcal{L}_3 = 100$  (20 дБ) полоса пропускания составляет из (2.32) 13%. Нормированное волновое сопротивление трансформирующего шлейфа из (2.33) равно 0,5 или при волновом сопротивлении основной линии  $z_0 = 50$  Ом составляет 25 Ом.

Как видно из примера, параметры инверсного выключателя невысоки, однако он продолжает находить применение в силу изложенных выше причин.

**Схема с последовательно включенным диодом** нашла широкое применение в микрополосковых выключателях *малого уровня мощности*. Она обладает приемлемыми потерями пропускания; применение в ней диодов с малой емкостью позволяет получить хорошее развязывающее действие. Диод, включенный последовательно в линию передачи с волновым сопротивлением  $z_0$ , показан на рис. 2.25,а. Эквивалентная схема диода представляет собой параллельное соединение емкости  $C$  и нормированного сопротивления  $R_+$  для открытого диода и  $R_-$  — для закрытого.

В открытом состоянии диод представляет собой активное сопротивление  $R_+$ . В закрытом состоянии его полное сопротивление

$$Z = -jXR_-/(R_- - jX) = X^2 R_-/(R_-^2 + X^2) - jXR_-^2/(R_-^2 + X^2), \quad (2.34)$$

где  $X = 1/\omega Cz_0$  — нормированное к  $z_0$  емкостное сопротивление диода.

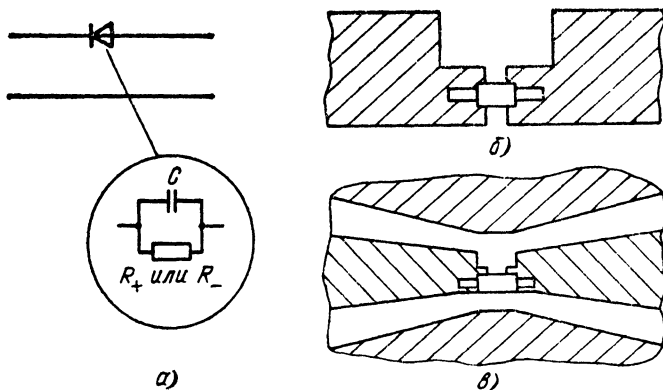


Рис. 2.25

Для увеличения развязывающего действия в данном случае необходимо было бы применить компенсацию емкости, включенной параллельно диоду индуктивностью, но из-за технологических трудностей и неудобства, связанного с подачей управляющих сигналов, такая схема не применяется. Таким образом, с учетом (2.34) затухание в схеме

$$\mathcal{L} = |T_{11}|^2 = 1 + (X^2 R^2 + 4X^2 R) / 4(X^2 + R^2). \quad (2.35)$$

При малых значениях  $R = R_+$  и  $\mathcal{L}_n \approx 1 + R_+$  потери определяются сопротивлением открытого диода. При больших значениях  $R$   $\mathcal{L}_s \approx X^2/4$ .

На рис. 2.26 приведена зависимость потерь пропускания или запирания в схеме с последовательно включенным диодом, построенная согласно (2.35).

Из графика можно получить представление о потерях для практически реализуемых параметров диодов и для предельных значений параметров.

Остановимся на влиянии индуктивности выводов диода на параметры выключателя. В режиме запирания (диод закрыт) индуктивное сопротивление диода уменьшает модуль полного сопротивления и потери запирания могут уменьшаться. В режиме пропускания индуктивное сопротивление диода вызывает потери за счет отражения сигнала. При значении индуктивности выводов диода 0,1—0,2 нГн, характерной для современных поверхностно-ориентированных диодов, специально предназначенных для последовательного включения в микрополосковую передающую линию, эти потери незначительны даже при работе на частотах до 12—15 ГГц.

На рис. 2.25, б и в показаны методы установки диода с балочными выводами в микрополосковую и компланарные линии. Следует обратить внимание на методы уменьшения конструктивной емкости зазора в линии, которая при узком зазоре может превышать емкость современных поверхностно-ориентированных диодов.



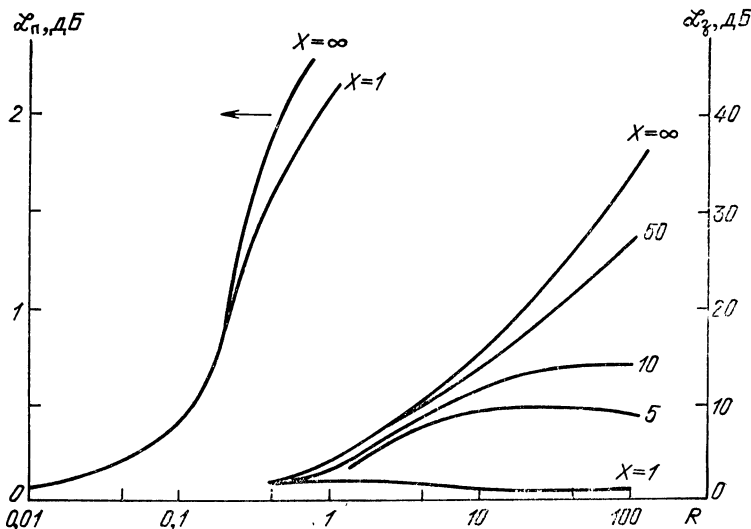


Рис. 2.26

### Волноводные выключатели с резонансными диафрагмами.

В сантиметровом диапазоне длин волн при волноводной конструкции выключателя получил довольно широкое распространение метод связи коммутационного или ограничительного диода с передающей линией путем использования резонансной диафрагмы, устанавливаемой поперек волновода.

На рис. 2.27,а показана такая диафрагма с щелью, в центре которой установлен диод с емкостью  $C$ , образуемой  $i$ -слоем с толщиной  $w$  и площадью  $S$ . Ввиду сложности полного анализа схемы ограничимся качественным анализом параметров схемы, достаточным для понимания ее работы.

Воспользуемся параллельной схемой модели диода. При обесчеченном диоде его активная проводимость  $g_+$  мала, емкостная проводимость диода  $b_C$  скомпенсирована индуктивной проводимостью щели  $b_L$ , вследствие чего длину щели необходимо укоротить по сравнению с длиной резонансной щели, не содержащей диода.

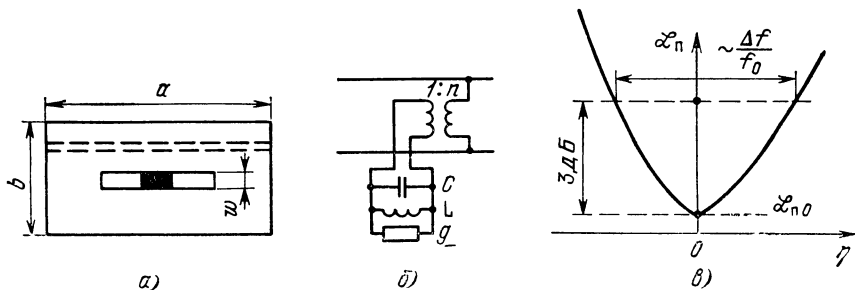


Рис. 2.27

Трансформирующие свойства диафрагмы с резонансной щелью учтем, введя в схему (рис. 2.27,б) идеальный трансформатор с коэффициентом трансформации  $1:n$ , а резонансную щель с диодом представим в виде параллельного колебательного контура. Свойства четырехполюсника, включающего в себя отрезок волновода и диафрагму с закрытым  $p$ - $i$ - $n$ -диодом или ограничительным диодом в режиме малых мощностей, могут быть охарактеризованы следующей зависимостью:

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_n &= |1 + (g_{-n}^2 + j b_0 n^2 \eta) / 2|^2 = \\ &= (1 + g_{-n}^2 / 2)^2 + b_0^2 \eta^2 n^4 / 4. \end{aligned} \quad (2.36)$$

Величина  $n$  имеет размерность  $\text{Ом}^{1/2}$  и включает в себя не только коэффициент трансформации, но и волновое сопротивление волновода. Рассмотрим потери в двух частотных точках: при отсутствии расстройки контура ( $\mathcal{L}_{n0}$ ) и при расстройке, увеличивающей начальные потери на 3 дБ (рис. 2.27,в).

Предполагая, что коэффициент связи  $n$  в полосе пропускания резонансной щели меняется мало и потери при  $\eta=0$  малы, получаем приближенное равенство

$$\mathcal{L}_n = 1 + b_0^2 \eta^2 n^4 / 4.$$

При  $\mathcal{L}_n = 2$  (3 дБ) имеем

$$b_0^2 \eta^2 n^4 / 4 = 1 \text{ или } n^2 = 4 / 2\pi \Delta f C, \quad (2.37)$$

где  $\Delta f$  — полоса пропускания резонатора.

Следует еще раз отметить приближенность равенства (2.36), основанного на предположении, что все электрическое поле резонатора сосредоточено в полупроводниковом элементе. При узких полосах пропускания (большой емкости диода) это уравнение становится точным.

Уравнение (2.37) позволяет по экспериментально снятой характеристике пропускания диафрагмы определить напряжение на диоде в середине полосы пропускания резонатора при известной падающей мощности  $P_0$  по формуле

$$U = \sqrt{P_0 z_0}.$$

Здесь роль  $z_0$  играет величина  $n^2$ .

Подчеркивая еще раз качественный характер этих соотношений, отметим простоту экспериментальных измерений, дающую достаточно материала для оценки полученных результатов.

В режиме запирания при высокой проводимости диода  $g_+$  коэффициент трансформации  $n$  не остается неизменным, поэтому в данном случае лучше произвести электродинамический расчет [2]. Естественно, что и для этой схемы остается в силе основная закономерность, характерная для любых типов полупроводниковых выключателей, т. е. связь между потерями пропускания, запирания и качеством диода. Величину  $n$ , определяющую связь диода с волноводом, можно варьировать, изменяя высоту волновода или форму резонансной щели. В [2] описаны методы созда-

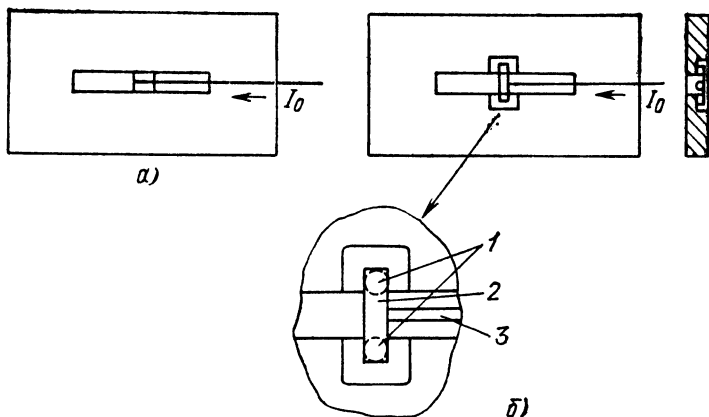


Рис. 2.28

ния резонансных систем для двух состояний диода. Последовательный резонанс при открытом диоде достигается введением дополнительной щели в диафрагме, которая играет роль последовательной емкости. Эта щель показана на рис. 2.27,а штриховыми линиями.

Рассмотрим конструкцию выключателя с резонансной диафрагмой. В выключателе применяются сдвоенные  $n-i-p-i-n$ -диоды. Конструкция отличается простотой и удобством подачи управляющего напряжения, которое осуществляется тонким проводом, не вызывающим значительного возмущения поля в зазоре диафрагмы (рис. 2.28,а). Этот способ включения диодов не лишен недостатков, заключающихся в необходимости компенсировать различие в изменении размеров диодов и ширины щели в диафрагме при изменении температуры устройства. От этого недостатка свободна конструкция щелевого выключателя (рис. 2.28,б), предложенная В. И. Лапшиным и А. И. Синани.

В конструкции применены два одиночных диода (например, типа КА536А5), соединенных тонкой короткой перемычкой во избежание увеличения последовательной индуктивности. На этом рисунке 1 — диоды КА536А5, 2 — плоская перемычка, 3 — провод питания. Диоды в данной конструкции не испытывают механических напряжений при изменении температуры.

## 2.2. ВЫКЛЮЧАТЕЛИ С НЕСКОЛЬКИМИ ДИОДАМИ

В реальных устройствах, использующих коммутационные диоды СВЧ, обычно применяется включение нескольких диодов в линию передачи.

Включение нескольких диодов позволяет создать выключатели, работающие при большом уровне СВЧ мощности, а также значительно повысить потери запирающего выключателя и расши-

рить полосу рабочих частот. Находят применение следующие схемы включения диодов в линию передачи:

*параллельное включение* нескольких диодов в одном сечении линии передачи;

параллельно-последовательное;

*каскадное включение* диодов, разделенных отрезками линий передачи.

**Параллельное включение диодов в одном сечении линии передачи.** В симметричных полосковых и коаксиальных линиях СВЧ включение одного диода параллельно линии передачи не дает ожидаемых в результате расчета потерь запыриания. Это явление может быть объяснено возникновением высших типов волн в линии из-за нарушения ее симметрии. Несмотря на большую проводимость диода, он не оказывает значительного закорачивающего действия, так как часть мощности сигнала трансформируется в высшие типы волн, которые как бы обтекают диод, не отражаясь от него. Другое объяснение этого явления заключается в возникновении дополнительной последовательной индуктивности в диоде из-за нарушения симметрии линии. Компенсация этой индуктивности последовательной емкостью приводит к сужению полосы частот запыриания устройства.

Таким образом, в симметричных полосковых линиях необходимо использовать два диода, включенных с разных сторон плосковой линии.

На рис. 2.29 приведен пример конструкции устройства крепления диодов для симметричной полосковой линии с базой (рассто-

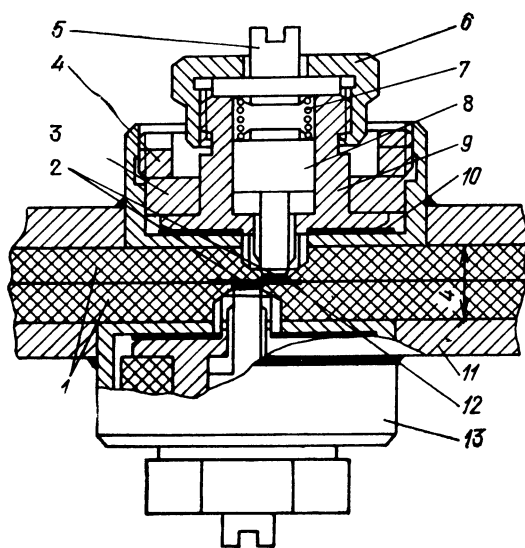


Рис. 2.29

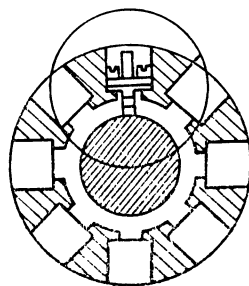
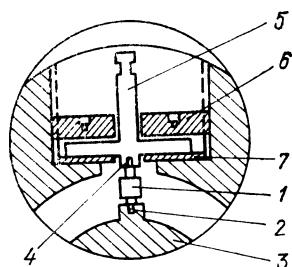


Рис. 2.30

янием между экранами), равной 4 мм. В устройстве в качестве диэлектрика использован фторопласт, армированный стеклотканью (материал ФАФ-4). На рис. 2.29 1 — листы материала ФАФ-4, на которых методами фотолитографии напечатана схема коммутационного устройства, 2 — бескорпусные таблеточные *p-i-n*-диоды, 3 — изоляционная втулка, 4 — прижимное кольцо с резьбой, 5 — контакт для подачи управляющего тока, 6 — гайка, 7 — пружина, 8 — прижимной контактный штырь, 9 — цанга, являющаяся одновременно одной из обкладок конструктивного конденсатора, 10 — диэлектрическая пластина конденсатора, выполненная из слюды толщиной 0,1 мм, 11 — наружная металлическая оболочка печатной схемы, 12 — полосковая линия, 13 — корпус устройства крепления диодов.

В коаксиальных устройствах включают параллельно два — четыре и более диодов, расположенных в радиальных направлениях с равномерным шагом. Пример устройства на коаксиальной линии большого диаметра с параллельным включением в одной плоскости восьми корпусных *p-i-n*-диодов показан на рис. 2.30. На этом рисунке показана плоскость, в которой расположены диоды, и увеличенное изображение включения одного из диодов параллельно линии передачи.

На рис. 2.30 1 — *p-i-n*-диод; 2 — цанговый контакт, укрепленный на внутреннем проводнике коаксиальной линии; 3 — внутренний проводник коаксиальной линии; 4 — цанговый контакт и обкладка конструктивной емкости; 5 — контакт для подачи управляющего тока; 6 — гайка из изоляционного материала; 7 — прокладка из слюды.

Кроме того, причиной обуславливающей параллельное включение ряда диодов в одно сечение линии является *повышение уровня коммутруемой мощности*. Такое включение диода используется во многих ЗУ управляемого и самоуправляемого типов, работающих при высоком уровне мощности.

В выключателе (рис. 2.31) с параллельным включением  $N$  диодов при компенсации реактивностей диодов потери запириания составляют

$$\mathcal{L}_3 = (1 + NG_+/2)^2,$$

а потери пропускания

$$\mathcal{L}_\pi = (1 + NG_-/2)^2.$$

Схема с  $N$  диодами не дает выигрыша в соотношении потерь пропускания и запириания по сравнению со схемой с одним диодом, однако падающая мощность в режиме открытых диодов может быть значительно повышена. Рассчитаем максимальную мощность падающей волны, считая заданной максимальную мощность рассеяния в открытом диоде. Используя метод «идеального диода», рассмотренный в гл. 1, находим, что эффективное значение тока СВЧ через один диод

$$I = E/N.$$

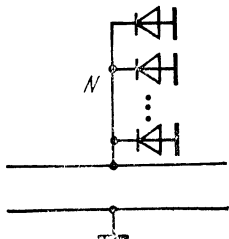


Рис. 2.31

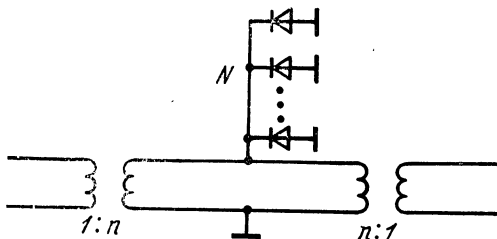


Рис. 2.32

Здесь  $E$  — электродвижущая сила источника СВЧ; нормированное волновое сопротивление линии  $Z_0=1$ . Мощность, рассеиваемая в одном диоде,

$$P_{\text{рас}}=I^2/G_+=E^2/(NG_+),$$

а отношение мощности, рассеиваемой в каждом диоде, к номинальной мощности источника СВЧ

$$P_{\text{рас}}/P_0=4/(N^2G_+),$$

откуда следует, что падающая мощность может быть *увеличена* в  $N^2$  раз при параллельном включении  $N$  диодов.

Отметим, что указанный выигрыш справедлив только для режима запираения и может быть реализован в устройствах, где высокий уровень мощности соответствует режиму открытых диодов, например в ЗУ.

Нетрудно заметить, что при закрытых диодах мощность рассеяния, зависящая от напряжения СВЧ на диоде, практически не меняется при увеличении числа параллельно включенных диодов, и в этом режиме схема не позволяет увеличить уровень падающей мощности.

Для выключателей, работающих при высоком уровне падающей мощности в *обоих состояниях диодов*, может быть применена схема с увеличенным числом параллельно включенных диодов при одновременном снижении уровня волнового сопротивления линии передачи (рис. 2.32) в  $n^2$  раз.

Ток СВЧ, протекающий через каждый из  $N$  открытых диодов,

$$I=E/(Nn);$$

мощность рассеиваемая в каждом из диодов,

$$P_{\text{рас}}=I^2/G_+=E^2/(N^2n^2G_+),$$

а отношение этой мощности к номинальной мощности источника СВЧ

$$P_{\text{рас}}/P_0=4/(N^2n^2G_+). \quad (2.38)$$

При закрытых диодах напряжение СВЧ на всей группе диодов

$$U=En/2;$$

мощность, рассеиваемая на каждом из диодов,  $P_{\text{рас}} = U^2 G_- = E^2 n^2 G_- / 4$ , а отношение рассеиваемой в каждом из диодов мощности к номинальной мощности источника СВЧ

$$P_{\text{рас}}/P_0 = (E^2 n^2 G_- / 4) / (E^2 / 4) = n^2 G_- \quad (2.39)$$

Из (2.38) и (2.39) видно, что для режима открытых диодов можно получить выигрыш в значении падающей мощности, равный  $N^2 n^2$  раз, а для режима закрытых диодов в  $1/n^2$  раз. Значение  $n^2$  равно значению волнового сопротивления линии  $\rho$ , в которую включены диоды, нормированного к сопротивлению источника сигнала или нагрузки ( $n < 1$  и  $\rho < 1$ ).

В [17] описано устройство дециметрового диапазона, состоящее из 96 диодов, включенных в линию с волновым сопротивлением  $z_0 = 0,83$  Ом.

Коэффициент трансформации сопротивления в этом устройстве  $n^2 = 60$ . Он соответствует выигрышу в мощности для режима открытых диодов. Для режима закрытых диодов выигрыш в мощности

$$N^2 n^2 = 96^2 / 60 = 150 \text{ раз.}$$

В этом устройстве импульсная падающая мощность в обоих состояниях диода составляет 100 кВт при большой длительности импульса.

**Схема с параллельно-последовательным включением диодов.** Эта простая и компактная схема, показанная на рис. 2.33, а, находит широкое применение как элемент коммутационных устройств. В метровом диапазоне длин волн на ее основе разработаны коммутаторы [36] с очень высоким уровнем непрерывной мощности (около 2 кВт).

В режиме пропускания (рис. 2.33, б) при малой емкостной проводимости параллельно включенного диода или при ее компенсации параметры схемы с учетом того, что  $R_+ \ll 1$ , а  $R_- \gg 1$ , описываются следующими А-матрицами:

$$\begin{bmatrix} 1 & R_+ \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/R_- & 1 \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 1 & R_+ \\ 1/R_- & 1 \end{bmatrix}.$$

Потери пропускания

$$\mathcal{L}_\pi \approx 1 + R_+ + 1/R_-.$$

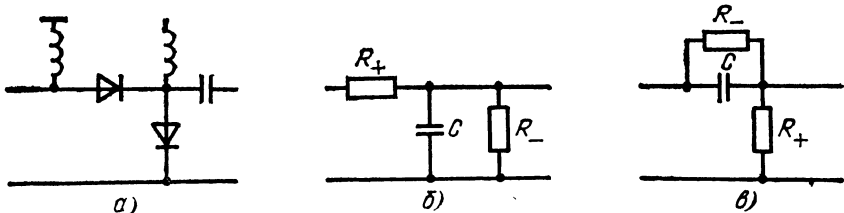


Рис. 2.33

В режиме запирания (рис. 2.33,в) схема характеризуется следующими  $A$ -матрицами:

$$\begin{bmatrix} 1 & -jX \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/R_+ & 1 \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} -jX/R_+ & -jX \\ 1/R_+ & 1 \end{bmatrix}.$$

Здесь учтено, что  $|X| \ll R_-$ . Потери запирания в этой схеме

$$\mathcal{L}_3 \approx X^2/4R_+^2.$$

Из последнего выражения видно, что в схеме с параллельно-последовательным включением диодов потери запирания в децибелах превышают на 6 дБ сумму потерь запирания, обеспечиваемых порознь схемами с последовательно включенным диодом с малой емкостью и параллельно включенным диодом с малым сопротивлением.

Последовательно-параллельное включение диодов успешно используется в качестве элементов выключателей и коммутаторов [10].

**Каскадное включение диодов в линию передачи на электрической длине  $\theta = \pi/2$ .** Такое включение диодов получило очень широкое распространение и играет особую роль при построении коммутационных схем. Оно применяется в устройствах как высокого, так и низкого уровня мощности. Основным преимуществом этого способа включения диодов является возможность значительного увеличения потерь запирания при сравнительно небольшом увеличении потерь пропускания.

Рассмотрим параметры схемы, состоящей из двух диодов, включенных параллельно линии передачи на расстоянии, электрическая длина которого  $\theta = \pi/2$ . Расчет проведем для простой модели диода, состоящей из нормированных активной проводимости  $G$  и емкостной проводимости  $B$  (рис. 2.34). Частоту сигнала будем считать неизменной; частотные свойства этих схем рассмотрим ниже.

Для расчета воспользуемся симметрией схемы относительно сечения  $aa'$  (рис. 2.34). Согласно [25, 26] коэффициент передачи таких схем

$$T_{11} = (T_{11}^n)^2 - (T_{12}^n)^2,$$

где индекс «п» обозначает элементы матрицы передачи левой половины четырехполюсника.

Для левой половины четырехполюсника согласно (1.17) и (1.22) имеем

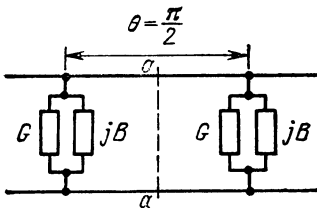


Рис. 2.34

$$[T^n] = \begin{bmatrix} 1 + (G + jB)/2 & (G + jB)/2 \\ -(G + jB)/2 & 1 - (G + jB)/2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} e^{j\theta/2} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta/2} \end{bmatrix},$$



откуда

$$T_{11}^I = (1 + (G + jB)/2) e^{j\theta/2}; \quad T_{12}^II = [(G + jB)/2] e^{-j\theta/2}.$$

С учетом  $\theta = \pi/2$  коэффициент передачи схемы

$$T_{11} = -(B + GB) + j(1 + G + G^2/2 - B^2/2),$$

а потери в схеме

$$\mathcal{L}_n = |T_{11}|^2 = G^4/4 + G^3 + 2G^2 + 2G + B^2/4 + B^2G^2/2 + B^2G/2 + 1.$$

Исследуем последнее выражение для разных режимов работы диодов. В режиме закрытых диодов и скомпенсированной емкостной проводимости  $B=0$  и активная проводимость  $G_-$  мала. Тогда

$$\mathcal{L}_n \approx 1 + 2G_-.$$

Для аналогичной схемы включения одиночного диода

$$\mathcal{L}_{1n} \approx 1 + G_-.$$

С учетом известного соотношения  $\ln(1+x) \approx x$  при малом  $x$  можно сделать вывод, что потери пропускания, выраженные в децибелах, для схемы с двумя диодами вдвое больше, чем для схемы с одним диодом. Этот вывод может быть обобщен на схему с большим числом диодов, включенных в линию передачи аналогичным образом. В общем случае

$$\mathcal{L}_n \approx 1 + NG_-, \quad (2.40)$$

где  $N$  — число диодов, включенных в линию на расстоянии, равном четверти длины волны. Потери пропускания в схеме, выраженные в децибелах, в  $N$  раз больше, чем в схеме с одним диодом. При открытом диоде его активная проводимость  $G_+$  велика и потери запаривания

$$\mathcal{L}_3 \approx G_+^4/4.$$

Для одиночного диода

$$\mathcal{L}_{13} \approx G_+^2/4.$$

Переходя к выражению этих соотношений в децибелах, имеем

$$\mathcal{L}_3 \approx 2\mathcal{L}_{13} + 6,$$

или при  $N$  каскадно включенных диодах

$$\mathcal{L}_3 \approx N\mathcal{L}_{13} + (N-1)6. \quad (2.41)$$

Это интересное и важное для практики соотношение впервые было выведено Б. В. Сестрорецким [2] и названо им «эффект взаимодействия». Такое включение диодов позволяет значительно повысить эффективность выключателей. При затуханиях в схеме с одним диодом 0,25 и 25 дБ для закрытого и открытого диодов соответственно, переход к схеме с двумя каскадно включенными диодами позволяет получить теоретические значения потерь про-

пускания 0,5 дБ и запираия 56 дБ, что бывает достаточно для многих практических случаев.

Значительное увеличение запирающего действия при незначительном увеличении потерь обнаруживается также в схеме, в которой диоды включены в линию передачи последовательно и разделены отрезками линий с электрической длиной  $\theta = \pi/2$ .

Такая схема дуальна предыдущей и для нее можно записать

$$\mathcal{L} = |T_{11}|^2 = R^4/4 + R^3 + 2R^2 + 2R + X^4/4 + X^2R^2/2 + X^2R/2 + 1.$$

Здесь параметры диода представлены в виде активной и реактивной составляющих сопротивления:  $Z = R + jX$ .

Для диодов под током  $Z = R_+$  и  $\mathcal{L}_\pi \approx 1 + 2R_+$ .

Для обесточенных диодов при  $|X| \gg R_-$  имеем

$$\mathcal{L}_3 \approx X^4/4.$$

При сравнении этого соотношения с затуханием, которое дает одиночный диод, включенный в линию, последовательно получаем соотношения, полностью совпадающие с (2.40) и (2.41).

Вернемся снова к выключателям с параллельным включением диодов в линию передачи и рассмотрим некоторые методы компенсации реактивных параметров диодов.

**Выключатель на двух диодах, включенных на расстоянии, меньшем четверти длины волны.** Схема, показанная на рис. 2.35, отличается большой простотой и, несмотря на это, приемлемой потерей пропускания.

Исследуем схему в режиме пропускания при закрытых диодах, пренебрегая активной составляющей проводимости диодов. Используя свойство симметрии четырехполюсника, имеем коэффициент передачи схемы

$$T_{11} = [(1 + jB/2) e^{j\theta/2}]^2 - [(jB/2) e^{-j\theta/2}]^2.$$

Потери в схеме

$$\mathcal{L}_\pi = |T_{11}|^2 = B^2(B^2/4 - 1) \sin^2\theta - B^3 \sin\theta \cos\theta + B^2 + 1. \quad (2.42)$$

Схема окажется согласованной, если  $|T_{11}|^2 = 1$ . Тогда из (2.42) получаем

$$(B/4) \operatorname{tg}^2\theta - B \operatorname{tg}\theta + 1 = 0,$$

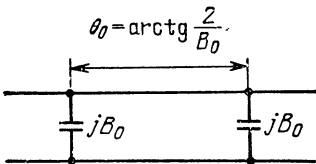


Рис. 2.35

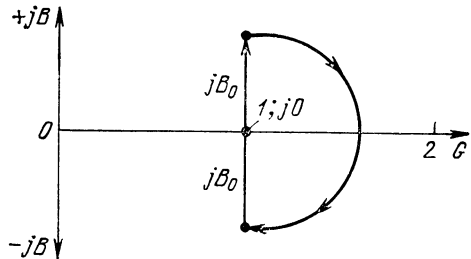


Рис. 2.36

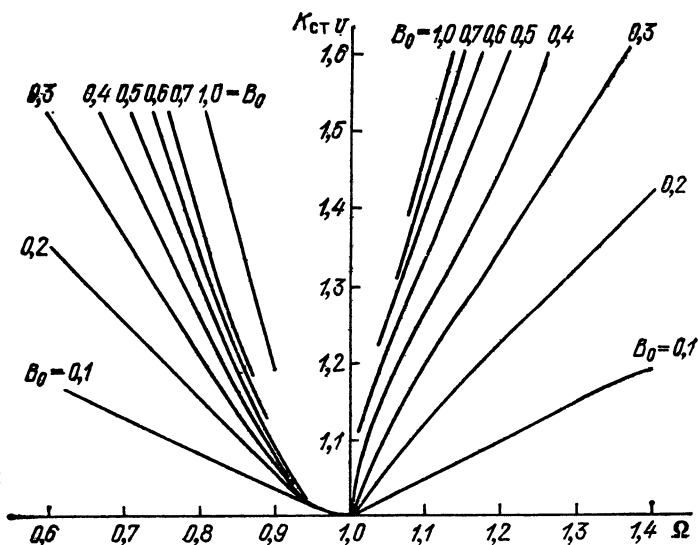


Рис. 2.37

откуда

$$\operatorname{tg} \theta_0 = 2/B_0, \text{ или } \theta_0 = \operatorname{arctg}(2/B_0), \quad (2.43)$$

где  $\theta_0$  и  $B_0$  — электрическая длина отрезка линии и нормированная емкостная проводимость диода на частоте согласования соответственно.

На рис. 2.36 представлена круговая диаграмма, иллюстрирующая последовательность операций согласования. Подставляя в (2.42)  $\theta = \theta_0 \Omega$  и  $B = B_0 \Omega$ , получаем потери в схеме в функции от относительной частоты  $\Omega$ .

На рис. 2.37 показана зависимость  $K_{CTU}$  от  $\Omega$ . При проводимости диода  $B_0 = 0,5$  полоса частот при  $K_{CTU} = 1,5$  составляет примерно  $\pm 20\%$  частоты согласования.

Рассмотрим потери запирающей схемы. Заменяя в (2.42) величину  $B$  на  $G_+$  (диоды открыты), с учетом (2.43) и  $G_+ \gg 1$  получим

$$\mathcal{L}_3 = (G_+^4/4) \sin^2 [\operatorname{arctg}(2/B_*)].$$

Таким образом, развязывающее действие схемы будет несколько ниже, чем при расположении диодов на расстоянии  $\theta_0 = \pi/2$ , которое составляет, как было показано ранее,  $G_+^4/4$ . Максимум потерь запирающей будет сдвинут в сторону высоких частот относительно частоты согласования при закрытых диодах, для которой  $\Omega = 1$ .

Можно изменить рассматриваемую схему, совместив на одной частоте минимальные потери пропускания и максимальные потери запирающей. Для этого диоды необходимо расположить на расстоянии, равном четверти длины волны, а компенсацию реактивной проводимости при закрытых диодах произвести путем изменения

волнового сопротивления четвертьволновой соединительной линии. Такая схема показана на рис. 2.38. Используя, как и ранее, свойства симметричных четырехполюсников, нетрудно получить потери пропускания в виде

$$\mathcal{L}_\pi = |T_{11}|^2 = B_0 \rho + (\rho^2 + 1 + B_0^2 \rho^2)^2 / 4\rho^2.$$

Полагая  $|T_{11}|^2 = 1$  (условие согласования), имеем уравнение

$$(1 + B_0^2)^2 \rho^4 - 2(1 + B_0^2) \rho^2 + 1 = 0,$$

решением которого является

$$\rho = 1 / \sqrt{1 + B_0^2}. \quad (2.44)$$

Проиллюстрируем полученный результат с помощью диаграммы проводимости (рис. 2.39). Точке (1) на диаграмме соответствует проводимость нагрузки  $Y = 1 + j0$ . Добавляя нормированную проводимость диода  $jB_0$ , переходим в точку (2). Точка (3) соответствует переходу к волновому сопротивлению четвертьволновой соединительной линии  $\rho$ , проводимость в конце линии с сопротивлением  $\rho$  соответствует точке (4), которая комплексно сопряжена с точкой (3). Далее совершается обратный переход к волновому сопротивлению основной линии [точка (5)] и добавлением проводимости второго диода — возврат в точку (1), соответствующую полному согласованию схемы.

На рис. 2.40 показана зависимость  $K_{сгУ}$  от  $\Omega$  для различных емкостных проводимостей диода  $B_0$  при соответствующем изменении волнового сопротивления соединительной линии согласно (2.44).

Переходя к режиму запираания с открытыми диодами, на частоте согласования с учетом  $G_+ \gg 1$  получаем

$$\mathcal{L}_3 = \rho^2 G_+^4 / 4,$$

а в полосе частот

$$\mathcal{L}_3 = (\rho^2 G_+^4 / 4) \sin^2(\pi\Omega/2).$$

Описанные схемы могут применяться в выключателях на различных типах линий, когда не предъявляются очень высокие требования по широкополосности. Значительно больше возможности схем выключателей, которые синтезируются как *полосно-пропускающие* или *полосно-запирающие фильтры* (ППФ или ПЗФ) с четвертьволновыми связями.

Прежде чем перейти к рассмотрению таких выключателей, остановимся на некоторых свойствах фильтров СВЧ с четвертьволновыми связями, являющихся прототипами выключателей.

Краткие сведения из теории фильтров с четвертьволновыми связями. Расчет фильтров с четвертьволновыми связями основан на использовании низкочастотных фильтров-прототипов, представляющих собой лестничную схему, в параллельную и последовательную ветви которой включены колебательные контуры параллельного или последовательного типа. На рис. 2.41,а и б показаны фильт-

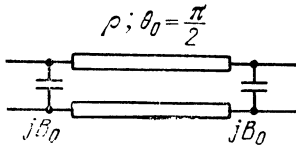


Рис. 2.38

ры-прототипы полосно-пропускающего и полосно-запирающего типов соответственно.

В СВЧ диапазоне создание фильтров, конструктивно соответствующих прототипу, встречает трудности из-за сложности реализации последовательно включенных звеньев. Поэтому используются параллельно включенные в линию передачи звенья,

представляющие собой колебательные контуры. Звенья разделяются четвертьволновыми отрезками линий, трансформирующими сопротивление параллельного колебательного контура в последовательный и наоборот.

На рис. 2.41, *в* и *г* иллюстрируется переход от фильтров-прототипов к фильтрам с четвертьволновыми связями полосно-пропускающего и полосно-запирающего типов.

Обычно электрические свойства фильтра задаются шестью параметрами [25]: граничными частотами полосы пропускания  $f_{п+}$  и  $f_{п-}$ ; граничными частотами полосы заграждения  $f_{з+}$  и  $f_{з-}$ ;

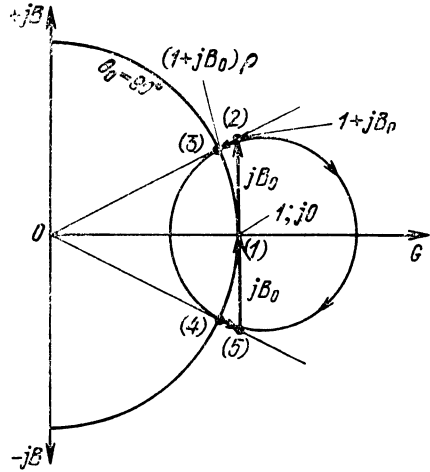


Рис. 2.39

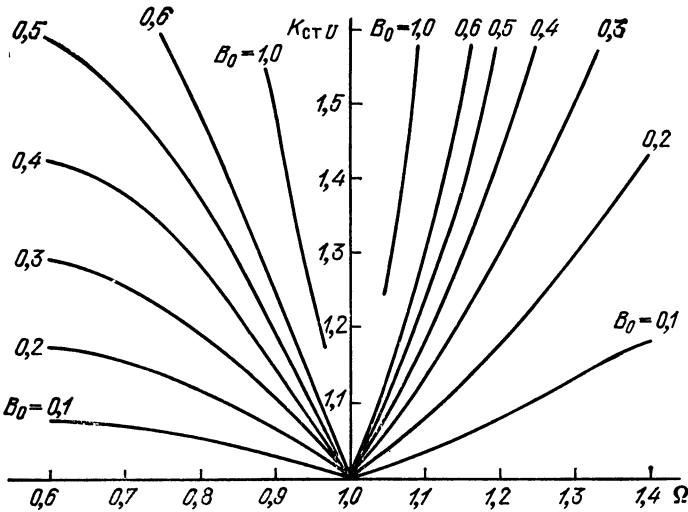


Рис. 2.40

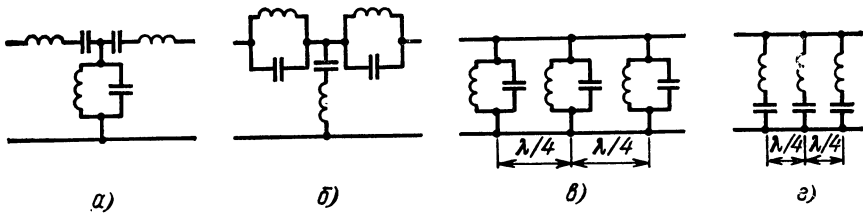


Рис. 2.41

максимальным затуханием в полосе пропускания  $\mathcal{L}_п$ ;  
 минимальным затуханием в полосе заграждения  $\mathcal{L}_з$ .

При проектировании коммутационных устройств СВЧ в виде ППФ с четвертьволновыми связями обычно задаются только полосой пропускания и потерями в этой полосе.

Аналогично, при использовании структуры ПЗФ для режима запирания коммутирующего устройства не оговариваются параметры устройства вне полосы запирания.

Синтез фильтра сводится к нахождению таких нагруженных добротностей его звеньев, которые обеспечивают заданную характеристику затухания фильтра.

Для фильтров СВЧ получили распространение два типа амплитудно-частотных характеристик: максимально-плоская и чебышевская.

Максимально-плоская характеристика затухания ППФ описывается выражением

$$\mathcal{L} = 1 + Q^{2n} \eta^{2n} = 1 + h^2 (\eta/S)^{2n}, \quad (2.45)$$

а чебышевская выражением

$$\mathcal{L} = 1 + h^2 T_n^2 (\eta/S). \quad (2.46)$$

В последних формулах  $n$  — число звеньев фильтра;  $\eta$  — частотная переменная;  $h^2 = \mathcal{L}_{\text{макс}} - 1 = (|\Gamma|^2_{\text{макс}}) / (1 - |\Gamma|^2_{\text{макс}})$  — амплитудный множитель;  $\mathcal{L}_{\text{макс}}$  — максимальные потери в полосе пропускания;  $|\Gamma|_{\text{макс}}$  — максимальный коэффициент отражения в полосе пропускания;  $S = (f_{\text{п}}/f_0) - (f_0/f_{\text{п}})$  — масштабный множитель;  $f_0 = \sqrt{f_{\text{п}} f_{-п}}$  — средняя частота фильтра.

Для максимально-плоской характеристики  $Q_{\phi}$  — добротность фильтра по уровню  $-3$  дБ.

Для чебышевской характеристики  $T_n$  — полином Чебышева первого рода  $n$ -го порядка.

Для фильтра с максимально-плоской характеристикой затухания

$$Q_{\phi} = \sqrt[2n]{\mathcal{L}_{\text{макс}} - 1} / S. \quad (2.47)$$

Для этого типа фильтров известна простая зависимость между нагруженной добротностью звеньев  $Q_m$  и добротностью фильтра:

$$Q_m = Q_{\phi} \sin [(2m-1)\pi/2n],$$

$m$  — номер звена фильтра.

При расчете нагруженной добротности звеньев чебышевского фильтра обычно используются таблицы, в которых приводятся значения  $Q_m S$  для различных значений максимального коэффициента отражения  $|\Gamma|_{\text{макс}}$  в полосе пропускания фильтра.

При использовании чебышевского фильтра с четным числом звеньев необходимо использовать дополнительный трансформатор сопротивления. Такой трансформатор может быть, в частности, установлен в середине фильтра. Роль трансформатора выполняет четвертьволновая линия связи с уменьшенным или увеличенным нормированным волновым сопротивлением ( $\rho \neq 1$ ). Ниже приводятся табл. 2.1 и 2.2 для расчета полюсно-пропускающих фильтров с четвертьволновыми связями, имеющих максимально-плоскую и чебышевскую характеристики потерь пропускания соответственно. Таблицы составлены по методике, приведенной

Таблица 2.1

$ \Gamma _{\text{макс}}$	$K_{\text{ср}}U$	$\mathcal{L}_{\text{п}}$	$n=1$		$n=2$		$n=3$		$n=4$		$n=5$	
			$Q_{1S}$	$Q_{1S}=Q_{2S}$	$Q_{1S}=Q_{2S}$	$Q_{2S}$	$Q_{1S}=Q_{2S}$	$Q_{2S}=Q_{3S}$	$Q_{1S}=Q_{2S}$	$Q_{2S}=Q_{3S}$	$Q_{3S}$	
0,02	1,041	1,0004	0,02	0,100	0,136	0,271	0,144	0,347	0,141	0,370	0,457	
0,04	1,083	1,0016	0,04	0,141	0,171	0,342	0,171	0,413	0,163	0,425	0,525	
0,06	1,128	0,0036	0,06	0,173	0,196	0,392	0,189	0,457	0,176	0,461	0,570	
0,08	1,174	1,0064	0,08	0,200	0,216	0,431	0,204	0,492	0,186	0,488	0,604	
0,10	1,222	1,0101	0,10	0,224	0,232	0,465	0,215	0,520	0,195	0,511	0,632	
0,12	1,272	1,0150	0,122	0,246	0,247	0,494	0,226	0,545	0,202	0,530	0,655	
0,14	1,325	1,0200	0,141	0,266	0,260	0,521	0,235	0,566	0,209	0,547	0,676	
0,16	1,349	1,0262	0,161	0,285	0,273	0,545	0,243	0,586	0,215	0,562	0,625	
0,18	1,439	1,0335	0,183	0,302	0,284	0,568	0,250	0,604	0,220	0,576	0,712	
0,20	1,500	1,0417	0,204	0,319	0,234	0,589	0,257	0,621	0,225	0,589	0,728	
0,22	1,564	1,0509	0,225	0,336	0,304	0,609	0,264	0,637	0,229	0,601	0,742	
0,24	1,631	1,0611	0,247	0,352	0,314	0,628	0,270	0,651	0,234	0,612	0,756	
0,26	1,703	1,0725	0,269	0,367	0,323	0,645	0,276	0,666	0,238	0,622	0,769	
0,28	1,777	1,0851	0,291	0,382	0,332	0,663	0,281	0,679	0,242	0,632	0,782	
0,30	1,857	1,0989	0,314	0,396	0,340	0,680	0,286	0,692	0,245	0,642	0,793	

Таблица 2.2

$ \Gamma _{\text{макс}}$	$K_{\text{ср}}U$	$\mathcal{L}_{\text{п}}$	$n=2$		$n=3$		$n=4$		$n=5$			
			$\rho$	$Q_{1S}=Q_{2S}$	$Q_{1S}=Q_{2S}$	$Q_{2S}$	$\rho$	$Q_{1S}=Q_{2S}$	$Q_{2S}=Q_{3S}$	$Q_{1S}=Q_{2S}$	$Q_{2S}=Q_{3S}$	$Q_{3S}$
0,02	1,041	1,0004	0,980	0,143	0,226	0,392	1,020	0,269	0,521	0,292	0,585	0,68
0,04	1,083	1,0016	0,960	0,204	0,293	0,466	1,041	0,335	0,585	0,357	0,640	0,76
0,06	1,128	1,0036	0,941	0,253	0,344	0,508	1,063	0,385	0,617	0,407	0,666	0,82
0,08	1,174	1,0064	0,922	0,295	0,388	0,534	1,084	0,428	0,636	0,449	0,680	0,86
0,10	1,222	1,0101	0,904	0,333	0,427	0,552	1,106	0,466	0,646	0,487	0,686	0,90
0,12	1,272	1,0150	0,886	0,369	0,463	0,564	1,129	0,502	0,651	0,522	0,688	0,93
0,14	1,325	1,0200	0,863	0,403	0,498	0,571	1,159	0,536	0,653	0,556	0,687	0,97
0,16	1,349	1,0262	0,851	0,436	0,531	0,575	1,175	0,569	0,652	0,588	0,684	1,00
0,18	1,439	1,0335	0,833	0,468	0,563	0,577	1,200	0,601	0,649	0,620	0,679	1,03
0,20	1,500	0,0417	0,816	0,500	0,595	0,577	1,225	0,632	0,645	0,651	0,673	1,06
0,22	1,564	1,0509	0,799	0,531	0,626	0,575	1,250	0,663	0,639	0,682	0,666	1,09
0,24	1,631	1,0611	0,782	0,562	0,657	0,573	1,278	0,694	0,633	0,713	0,658	1,12
0,26	1,703	1,0725	0,766	0,592	0,688	0,569	1,305	0,725	0,626	0,743	0,649	1,15
0,28	1,777	1,0851	0,749	0,624	0,719	0,564	1,335	0,756	0,618	0,774	0,640	1,18
0,30	1,857	1,0989	0,733	0,654	0,751	0,558	1,364	0,788	0,610	0,806	0,630	1,22

в [25], и дополнены данными по расчету максимально-плоских и чебышевских фильтров с четным числом звеньев, любезно предоставленными А. Л. Фельдштейном и Н. И. Прохоровой.

Синтез выключателя, работающего как полосно-пропускающий фильтр сводится к следующему:

задаются видом характеристики пропускания;

задаются граничными частотами полосы пропускания  $f_{\text{н}}$  и  $f_{\text{к}}$  и находят значение  $S$ ;

задаются максимальным коэффициентом отражения в полосе пропускания или максимальными потерями в той же полосе или максимальным значением  $K_{\text{ст}U}$ ;

по таблицам находят значения  $Q_m S$  и определяют нагруженные добротности звеньев  $Q_m$ .

Методы реализации звена с заданной добротностью, включающего в себя емкость диода и компенсирующую цепь, были рассмотрены ранее.

При расчете нагруженных добротностей звеньев следует учитывать частотные свойства соединительных четвертьволновых линий. Они выражаются в увеличении добротности крайних звеньев фильтра на  $\pi/8$ , а средних звеньев на  $\pi/4$ .

Другие особенности расчета будут показаны ниже при исследовании конкретных типов выключателей, выполненных в виде фильтров с четвертьволновыми связями. Использование прототипов в виде ППФ с максимально-плоской или чебышевской характеристикой позволяет синтезировать ряд выключателей с широкой полосой пропускания. Приведенные ниже примеры относятся в основном к микрополосковой конструкции выключателей, хотя метод расчета может быть применен и в выключателях, использующих любые другие типы линий.

**Выключатель с двумя диодами, использующий прототип в виде ППФ с четвертьволновыми связями.** Такой выключатель состоит из двух резонаторов с диодами и четвертьволновой линии связи. Выключатель отличается достаточной широкополосностью и большими потерями запираия. Переход от максимально-плоской характеристики к чебышевской достигается изменением волнового сопротивления четвертьволновой линии связи.

Общая схема выключателя показана на рис. 2.42, а и б. Рассмотрим примеры расчета выключателя с максимально-плоской и чебышевской характеристиками.

Зададимся следующими данными:

полоса пропускания  $S=0,315$ ;

нормированная емкостная проводимость диода на центральной частоте  $B_0=0,5$ ;

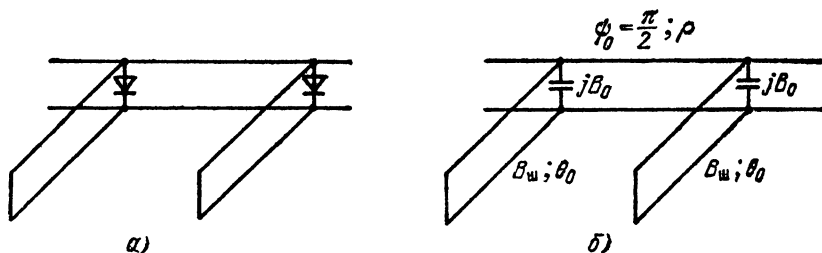


Рис. 2.42



максимальный коэффициент отражения в полосе пропускания  $|\Gamma|_{\text{макс}}=0,1$ ; частотная характеристика — максимально-плоская.

Из табл. 2.1 для  $|\Gamma|_{\text{макс}}=0,1$  имеем произведение  $Q_1S=Q_2S=0,224$ . Отсюда нагруженные добротности звеньев фильтра составляют  $Q_1=Q_2=0,71$ . Из полученных добротностей следует вычесть величину  $\pi/8$ , определяемую частотными свойствами соединительной четвертьволновой линии передачи.

Таким образом, собственные нагруженные добротности звеньев фильтра составляют  $Q_1^0=Q_2^0=0,71-(\pi/8)=0,32$ . После этого по графику на рис. 2.6 и по (2.5) остается определить волновую проводимость компенсирующего шлейфа  $B_{\text{ш}}$  и его электрическую длину  $\theta_0$ . Для данного случая  $B_{\text{ш}}=0,5$  и  $\theta_0=\pi/4$ . На рис. 2.43 (сплошная линия) показана величина согласования в полосе частот, построенная по канонической формуле

$$\mathcal{L}_{\Pi}=1+Q_{\Phi}^{2n}\eta^{2n}.$$

В рассматриваемом случае из (2.47) имеем  $Q_{\Phi}\approx 1$ .

Сравним полученные результаты с более точным расчетом выключателя, произведенным для схемы на рис. 2.42,б. Свойства схемы в режиме пропускания могут быть описаны следующим произведением  $A$ -матриц элементов:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_0\Omega - jB_{\text{ш}} \operatorname{ctg}(\theta_0\Omega) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\pi\Omega/2) & j \sin(\pi\Omega/2) \\ j \sin(\pi\Omega/2) & \cos(\pi\Omega/2) \end{bmatrix} \times \\ \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB_0\Omega - jB_{\text{ш}} \operatorname{ctg}(\theta_0\Omega) & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}. \quad (2.48)$$

Результаты расчетов показаны на рис. 2.43 штриховыми линиями. Отметим, что при уточненном расчете полоса пропускания получается *более широкой*, чем при приближенном. Расхождение для выбранного уровня согласования составляет 10—15% и уменьшается при использовании звеньев с более высокой добротностью.

Рассмотренная схема легко может быть модифицирована для получения чебышевской характеристики потерь пропускания, при этом полоса пропускания схемы может быть расширена.

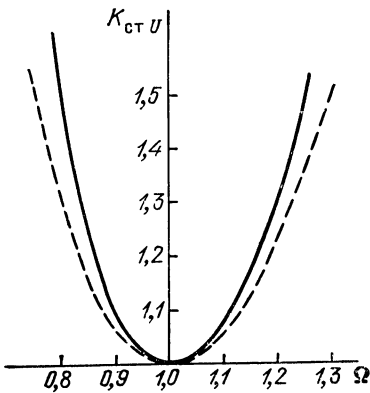


Рис. 2.43

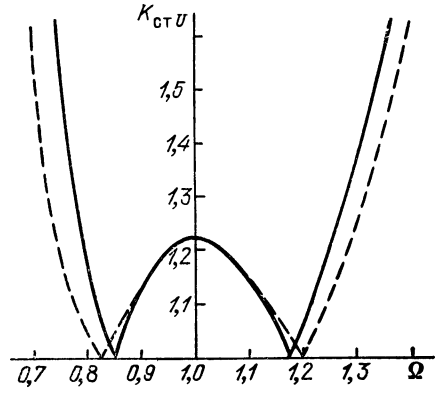


Рис. 2.44

Зададимся тем же уровнем согласования, что и в предыдущем примере, т. е.  $|\Gamma|_{\max}=0,1$ . Сравнение соответствующих значений  $Q_1S=Q_2S$  в табл. 2.1 и 2.2 показывает, что полоса частот при одинаковых добротностях звеньев при использовании чебышевской характеристики потерь пропускания может быть для данного случая расширена примерно в 1,5 раза. При этом единственным изменением в схеме выключателя является снижение нормированного волнового сопротивления соединительной линии до  $\rho=0,904$  (см. табл. 2.2).

На рис. 2.44 (сплошная линия) показана характеристика согласования выключателя, рассчитанного как двухзвенный ППФ с чебышевской характеристикой пропускания.

При использованной в предыдущем примере нагруженной добротности звена (с учетом частотной зависимости соединительной четвертьволновой линии)  $Q_1=Q_2=0,71$  и  $Q_1S=Q_2S=0,333$  из табл. 2.2 получаем полосу пропускания  $S=0,47$ .

Сравним полученные результаты с уточненным расчетом схемы выключателя. Свойства выключателя описываются произведением  $A$ -матриц, аналогичных (2.48), в котором учтено отличие волнового сопротивления четвертьволновой линии от волнового сопротивления подводящих линий. В данном случае  $\rho=0,904$ . Результаты расчета  $K_{стВ}$  в функции от нормированной частоты приведены на рис. 2.44 штриховыми линиями; совпадение результатов расчетов получается вполне удовлетворительным. Как будет показано ниже, полоса запираания выключателя при использовании двух диодов, включенных через отрезок линии длиной в четверть длины волны при не слишком большой индуктивности выводов диода, достаточно широка; перекрытие частот достигает октавы, т. е. отношения частот 2 : 1 при уровне запирающего действия, равного примерно 50 дБ. Поэтому в ряде случаев полосу пропускания выключателя целесообразно расширить до тех же пределов, не увеличивая число используемых диодов. Эта цель достигается введением холостых звеньев, не содержащих диодов и представляющих собой короткозамкнутые отрезки линий длиной в четверть длины волны с определенной волновой проводимостью. Схема подобного выключателя в режиме пропускания показана на рис. 2.45.

Выключатель может быть рассчитан как чебышевский четырехзвенный фильтр. Зададимся следующими параметрами выключателя:

полоса пропускания  $S=0,584$  (т. е. перекрытие частот около 1 : 1,8);

максимальный коэффициент отражения в полосе пропускания  $|\Gamma|_{\max}=0,1$ ;

нормированная емкостная проводимость диода на средней частоте  $B_0=0,5$ .

Приближенная характеристика согласования выключателя легко получается из канонической формулы для четырехзвенного чебышевского

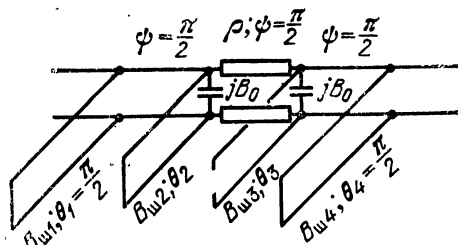


Рис. 2.45

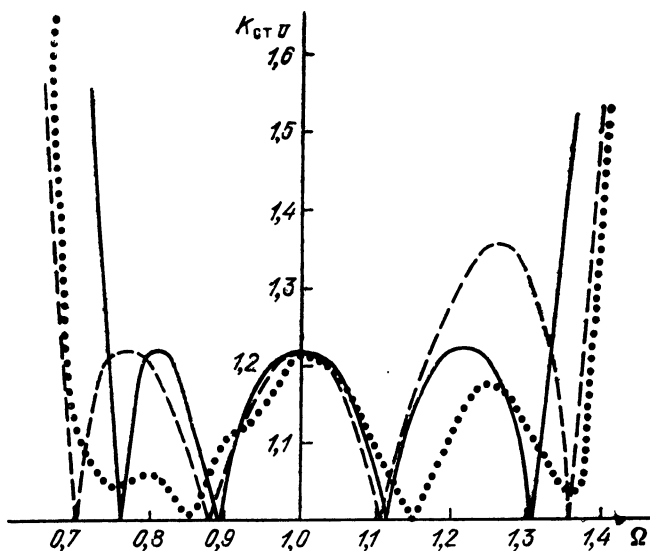


Рис. 2.46

фильтра:

$$\mathcal{L}_{\pi} = 1 + h^2 T_4^2 (\eta/S).$$

Такая характеристика изображена сплошной линией на рис. 2.46.

Для расчета параметров элементов выключателя обратимся к табл. 2.2. Для  $|\Gamma|_{\max} = 0,1$  имеем

$$Q_1 S = Q_4 S = 0,466; \quad Q_2 S = Q_3 S = 0,646.$$

Нормированное волновое сопротивление средней четвертьволновой линии связи составляет 1,106.

Из данных табл. 2.2 и заданной полосы пропускания  $S = 0,584$  получаем добротности звеньев:

$$Q_1 = Q_4 = 0,466/0,584 = 0,798 \text{ и } Q_2 = Q_3 = 0,646/0,584 = 1,106.$$

Исключая из добротности звеньев часть ее, вносимую частотными свойствами соединительных линий, получаем

$$Q_1^0 = Q_4^0 = 0,798 - (\pi/8) = 0,405 \text{ и } Q_2^0 = Q_3^0 = 1,106 - (\pi/4) = 0,32.$$

Нормированные волновые проводимости шлейфов составят:

$$B_{ш1} = B_{ш4} = 1,03 \text{ и } B_{ш2} = B_{ш3} = 0,5.$$

При этом длины шлейфов соответственно равны:

$$\theta_1 = \theta_4 = \pi/2, \text{ а } \theta_2 = \theta_3 = \pi/4.$$

Приведенные данные позволяют произвести уточненный расчет согласования выключателя. Свойства выключателя описываются

следующим произведением А-матриц:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ = B_{ш1} \operatorname{ctg} (\pi\Omega/2) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos (\pi\Omega/2) & j \sin (\pi\Omega/2) \\ j \sin (\pi\Omega/2) & \cos (\pi\Omega/2) \end{bmatrix} \times \\ & \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j B_0 \Omega - j B_{ш2} \operatorname{ctg} (\theta_2 \Omega) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos (\pi\Omega/2) & j \rho \sin (\pi\Omega/2) \\ j \frac{\sin (\pi\Omega/2)}{\rho} & \cos (\pi\Omega/2) \end{bmatrix} \times \\ & \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j B_0 \Omega - j B_{ш2} \operatorname{ctg} (\theta_2 \Omega) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos (\pi\Omega/2) & j \sin (\pi\Omega/2) \\ j \sin (\pi\Omega/2) & \cos (\pi\Omega/2) \end{bmatrix} \times \\ & \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j B_{ш1} \operatorname{ctg} (\pi\Omega/2) & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Несмотря на громоздкость последнего выражения, легко проследить его связь со схемой на рис. 2.45. На рис. 2.46 штриховыми линиями показаны результаты расчетов, проведенных по указанным выше матрицам. Сопоставление расчета, проведенного по канонической формуле, и более точного расчета, учитывающего реальные свойства элементов схемы, показывает приемлемое совпадение данных.

Как упоминалось выше, при синтезе выключателей не накладывается каких-либо ограничений на частотную характеристику за полосой пропускания устройства. Поэтому можно попытаться улучшить качество согласования в полосе пропускания, не заботясь о том, что происходит за пределами этой полосы (эта операция невозможна в фильтрах, так как улучшение согласования в полосе прозрачности приводит к уменьшению крутизны склонов характеристики фильтров, т. е. к уменьшению коэффициента прямоугольности фильтра).

На рис. 2.46 точками показаны результаты расчета, при котором добротность средних звеньев оставалась без изменений, а добротность крайних звеньев изменялась путем изменения значений  $B_{ш1}=B_{ш4}$ . На рисунке изображены данные, соответствующие  $B_{ш1}=B_{ш4}=0,8$ , т. е. не сильно отличающиеся от данных, полученных по исходному расчету.

Улучшение согласования при этом несомненно.

**Расчет выключателей с четвертьволновыми связями в режиме запирания.** Рассмотрим сначала работу выключателя в режиме запирания для случая, когда индуктивное сопротивление открытого диода мало. В этом случае компенсации индуктивности не требуется, и диод может быть рассмотрен как большая активная проводимость, включенная параллельно линии передачи. Для данного случая потери запирания выключателя с максимально-плоской характеристикой в режиме пропускания (нормированное волновое сопротивление соединительной четвертьволновой линии  $\rho=1$ ), были рассмотрены ранее.

Если нормированное волновое сопротивление соединительной четвертьволновой линии  $\rho \neq 1$ , то свойства схемы для открытых

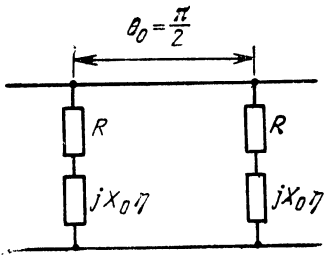


Рис 2.47

диодов могут быть описаны в полосе частот выражением

$$\mathcal{L}_3 = (\rho^2 G_+^4 / 4) \sin^2(\pi\Omega/2).$$

Наконец рассмотрим случай, когда индуктивная составляющая сопротивления открытого диода соизмерима с активной. Во избежание значительного уменьшения потерь запирающей схемы выключателя необходима компенсация индуктивности выводов диода

сосредоточенной емкостью или отрезком разомкнутой линии, как это рассматривалось в § 2.1.

Остановимся на случае компенсации индуктивности выводов диода с помощью сосредоточенной емкости. Выключатель при открытых диодах может рассматриваться как двухзвенный полосно-запирающий фильтр с четвертьволновыми связями (рис. 2.47). Его полоса запирающая получается значительно шире полосы запирающей одиночного контура.

На рис. 2.48 показано запирающее действие выключателя, собранного на двух диодах, установленных на расстоянии, равном четверти длины волны. При расчетах учитывалась также активная часть сопротивления открытого диода; нормированное активное сопротивление составляло  $R_+ = 0,02$  (например, сопротивление диода 1 Ом при волновом сопротивлении линии  $z_0 = 50$  Ом). Значение нормированного индуктивного сопротивления последовательного контура менялось от 0,01 до 0,1.

**Широкополосные и сверхширокополосные выключатели.** Полоса пропускания рассмотренных выше выключателей, имеющих прототипы в виде ППФ, не превышает соотношения частот 2:1. Такие полосы пропускания оказываются недостаточно широкими

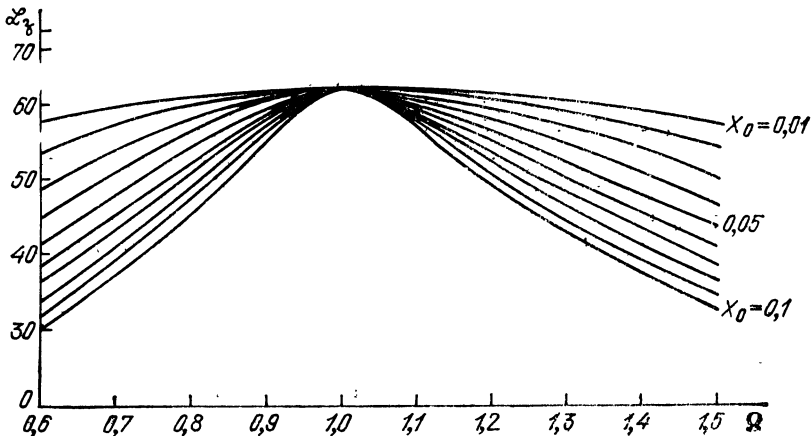


Рис. 2.48

при использовании выключателей в радиоизмерительной технике и для некоторых других применений, где необходимы полосы пропускания, захватывающие практически весь дециметровый и сантиметровый диапазоны. В этих случаях не предъявляется жестких требований к потерям пропускания и уровню коммутируемой мощности, которая, как правило, не превышает десятков милливатт. Такие параметры реализуются в схемах, содержащих два три диода с малой емкостью в балочными выводами, последовательно включенных в микрополосковую передающую линию, либо в схемах с последовательно-параллельным включением диодов [35, 38—42].

Схема широкополосного выключателя с последовательно включенными диодами показана на рис. 2.49, а. Дроссели  $L1$  и  $L2$  обычно содержат несколько десятков витков тонкого эмалированного провода и имеют индуктивность около 100 нГн. Применяются также дроссели, намотанные на конусное основание проводом, имеющим повышенное удельное сопротивление. Во всех случаях в индуктивности не должны наблюдаться резонансные явления в пределах всего рабочего диапазона частот.

Вместо дросселей в некоторых случаях могут быть применены резисторы. Действительно, нетрудно рассчитать, что резистор сопротивлением 1000 Ом, включенный параллельно линии с волновым сопротивлением в 50 Ом, практически не вызывает отражений, а потери мощности составят 0,21 дБ. Потери в двух резисторах не превысят 0,5 дБ при любом расстоянии между ними. Такое увеличение потерь выключателя в ряде случаев допустимо и окупается простотой конструкции.

На частотах сантиметрового диапазона может проявиться нежелательным образом шунтирующее влияние распределенной емкости напыленного резистора. Для уменьшения распределенной емкости применяются напыленные резисторы в виде прямоугольников, вытянутых по направлению прохождения управляющего тока, при минимальной ширине резистора. Из-за падения постоянного напряжения на резисторах необходимо повышать напряжение питания выключателя, однако при токах управления современных поверхностно-ориентированных диодов около  $5 \cdot 10^{-3}$  А затраты энергии на управление выключателем остаются малыми.

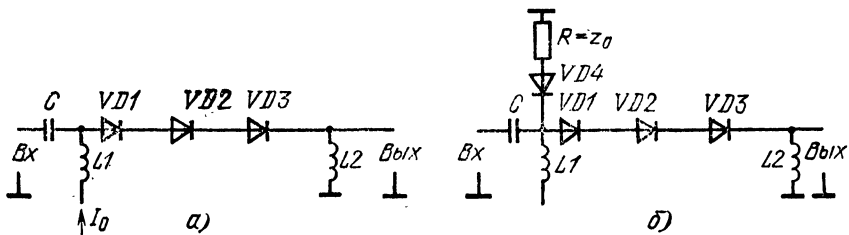


Рис. 2.49

С использованием последовательно включенных диодов разработано большое число выключателей, потери пропускания которых не превышают 2 дБ, потери запирания составляют от 50 до 80 дБ и рабочая полоса частот составляет 2—18 ГГц, а в некоторых случаях 0,2—18 ГГц. Благодаря малому накопленному заряду применяемых диодов быстродействие рассматриваемых выключателей составляет 10—30 нс, а в некоторых случаях единицы наносекунд.

Применяемые в выключателях диоды характеризуются следующими параметрами:

емкость диода 0,01—0,05 пФ;

сопротивление  $i$ -слоя открытого диода 1,5—8 Ом;

сопротивление  $i$ -слоя закрытого диода 5—20 кОм;

индуктивность вывода около 0,15 нГн.

В режиме пропускания (диоды открыты) изменение расстояния между диодами не оказывает значительного влияния на потери пропускания. Это можно объяснить тем, что сравнительно малые активные сопротивления диодов вызывают потери диссипативного характера и практически не вызывают отраженных волн. В то же время индуктивность выводов диода, которая может вызвать отражения, достаточно мала.

На рис. 2.50 даны расчетные значения потерь запирания выключателей, состоящих из двух, трех и четырех диодов, установленных на расстоянии, равном электрической длине  $\pi/2$ . Емкостные нормированные сопротивления диодов составляют 10,61 (емкость диодов 0,03 пФ, волновое сопротивление линии 50 Ом, частота 10 ГГц). Нормированная активная проводимость диода составляет 0,01 (сопротивление  $i$ -слоя 5000 Ом).

В диапазоне частот от  $\Omega=1$  до сравнительно низких частот ( $\Omega=0,1$ ) основное влияние на потери запирания оказывает силь-

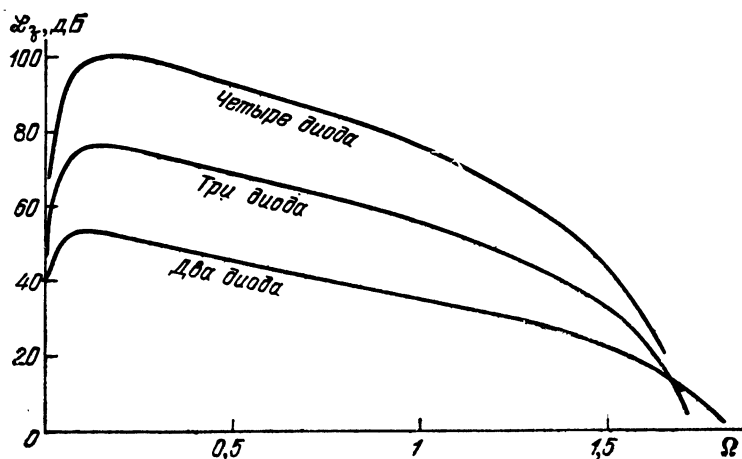


Рис. 2.50

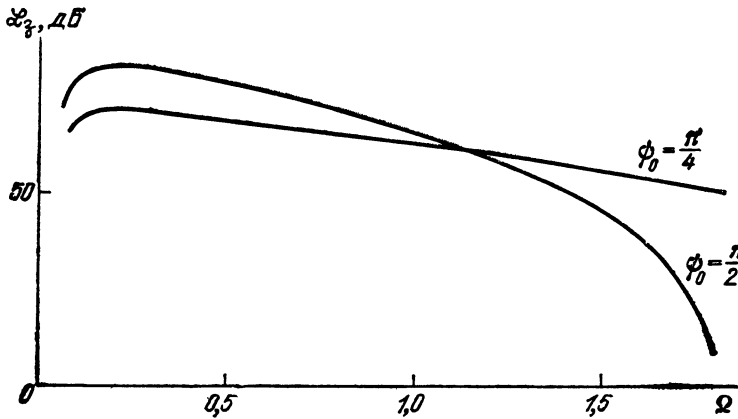


Рис. 2.51

ное изменение емкостного сопротивления с частотой. При этом изменение электрической длины отрезков линий связи между диодами влияет на ход потерь запираения значительно слабее, чем изменение емкостных сопротивлений диодов. В области частот, где  $\Omega < 0,1$ , схема представляет собой цепочку последовательно соединенных диодов, так как длиной линий связи можно пренебречь. В этой области частот необходимо учитывать влияние активного сопротивления  $i$ -слоя закрытых диодов, так как именно оно определяет потери запираения в области сравнительно низких частот (см. рис. 2.50).

Изменяя расстояние между диодами, можно уменьшить неравномерность потерь запираения. Пример такой оптимизации приведен на рис. 2.51 для выключателя, состоящего из трех диодов с емкостью, равной 0,02 пФ, и сопротивлением  $i$ -слоя, равным 5000 Ом, включенных в линию с волновым сопротивлением 50 Ом. Электрическая длина соединительных линий приведена для частоты 10 ГГц.

Таким образом, при использовании коммутационных диодов с малыми емкостями и отсутствии повышенных требований к уровню потерь пропускания можно получить в одном выключателе диапазон частот от 2 до 18 ГГц и даже от 0,2 до 18 ГГц. В некоторых случаях необходимо обеспечить согласование в обоих состояниях выключателя. Это достигается введением дополнительного коммутационного диода на входе выключателя (см. рис. 2.49,б), нагруженного на согласованную нагрузку. Дополнительным положительным качеством такого выключателя является увеличение потерь запираения на 6 дБ.

На рис. 2.52,а изображен один из вариантов практической реализации микрополосковой схемы с последовательно-параллельным включением диодов. В режиме пропускания диод  $VD1$  открыт,  $VD2$  и  $VD3$  закрыты. В режиме запираения режим диодов меняется на обратный. На рис. 2.52,б показана конструкция узла креп-



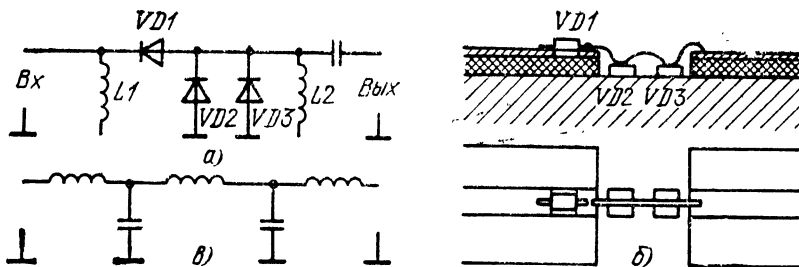


Рис. 2.52

ления диодов широкополосного выключателя. В выключателе использованы диоды с балочными выводами  $VD1$  и бескорпусные диоды таблеточной конструкции  $VD2$  и  $VD3$ . В режиме пропускания емкости диодов  $VD2$  и  $VD3$  вместе с индуктивностями монтажных проводов образуют ФНЧ (рис. 2.52,б), состоящие из двух Т-образных звеньев, рассмотренных ранее. При индуктивности монтажных проводов, составляющей в десятые доли наногенри, и емкостей диодов, не превышающих 0,1—0,2 пФ, частота среза рассматриваемого фильтра находится на высокочастотной границе сантиметрового диапазона, и на частотах до 20 ГГц потери на отражение в фильтре незначительны. Потери запирания схемы  $\mathcal{L}_z \approx \approx X^2/R_+^2$ , что в 4 раза (на 6 дБ) больше, чем затухание в схеме на рис. 2.33.

Если приняты меры к подавлению высших типов волн в микрополосковой схеме и других паразитных связей, описываемый выключатель обеспечивает затухание не менее 50 дБ в диапазоне до 18 ГГц.

### 2.3. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ОГРАНИЧИТЕЛИ СВЧ

**Назначение и типы ограничителей СВЧ.** Полупроводниковые ограничители СВЧ применяются в основном для защиты входных цепей приемника от разрушающего воздействия сильных импульсных сигналов собственного передатчика или внешних сильных несинхронных помех. Полупроводниковые ограничители дополняют газовые разрядники защиты приемника, к недостаткам которых относятся: недостаточно большой срок службы; сравнительно большие габаритные размеры и масса; наличие в ряде случаев большой просачивающейся мощности.

В настоящее время полупроводниковые ограничители уступают устройствам с газовыми разрядниками только по уровню падающей мощности, однако существующие конструкции ограничителей и прогресс полупроводниковых приборов СВЧ позволяют надеяться, что полупроводниковые ограничители вытеснят устройства с газовыми разрядниками в перспективных разработках с импульсной мощностью в сотни киловатт.

Ограничитель СВЧ — это *четырёхполюсник, затухание в котором резко увеличивается при достижении падающей мощностью уровня, называемого порогом ограничения*. Ограничители СВЧ по уровню падающей мощности могут быть условно разделены на ограничители малой мощности (падающая мощность единицы и десятки ватт в импульсе), средней мощности (сотни ватт в импульсе) и большой мощности (100 кВт и выше).

В ограничителях малой мощности используются точечные и варакторные диоды. Принцип действия таких ограничителей был описан в гл. 1. В ограничителях средней мощности используются *p-i-n*-диоды с тонким *i*-слоем и специальные ограничительные диоды. В ограничителях высокого уровня мощности используются *p-i-n*-диоды с тонким *i*-слоем, причем в одном сечении линии устанавливается большое число диодов [17]. Другим очень перспективным схемным решением является использование вспомогательных выпрямительных диодов, выпрямленным током которых управляются *p-i-n*-диоды со сравнительно толстым *i*-слоем. Схема, в которой *p-i-n*-диоды эффективно управляются выпрямленным током, является самоуправляемой схемой и поэтому обладает высокой надежностью в отличие от выключателя, управляемого специальной схемой, требующей сигналов синхронизации и напряжений питания.

Рассмотрим более подробно схемы ограничителей без вспомогательного диода и с вспомогательным диодом.

**Амплитудная характеристика ограничителей.** Ограничительные диоды устанавливаются, как правило, параллельно линии передачи. При низком уровне падающей мощности (ниже порога ограничения) проводимость диодов мала, и мощность на выходе устройства практически равна мощности на входе, так как потери в устройстве при уровне мощности ниже порога ограничения составляют около 0,5 дБ в дециметровом и 1—1,5 дБ в сантиметровом диапазонах. На рис. 2.53,а эта часть характеристики обозначена римской цифрой I. При дальнейшем увеличении уровня падающей мощности линейная зависимость между мощностями на входе и выходе ограничителя нарушается из-за значительного увеличения проводимости ограничительного диода при увеличении падающей мощности.

Этот участок (II) представляет собой плоскую часть, занимающую при удачной конструкции ограничителя три-четыре порядка изменения входной мощности. В конце этого участка характеристики проводимость диода перестает увеличиваться при возрастании падающей мощности и начинается участок характеристики (III), где проводимость ограничительного диода велика и постоянна. На участке III мощность на выходе линейно связана с падающей мощностью. Наконец, на участке IV происходит разрушение диода из-за превышения выделяемой в диоде мощностью номинальной мощности рассеяния диода.

Рассмотрим процесс установления рабочего режима ограничителя во времени, показанный на рис. 2.53,б. На этом рисунке

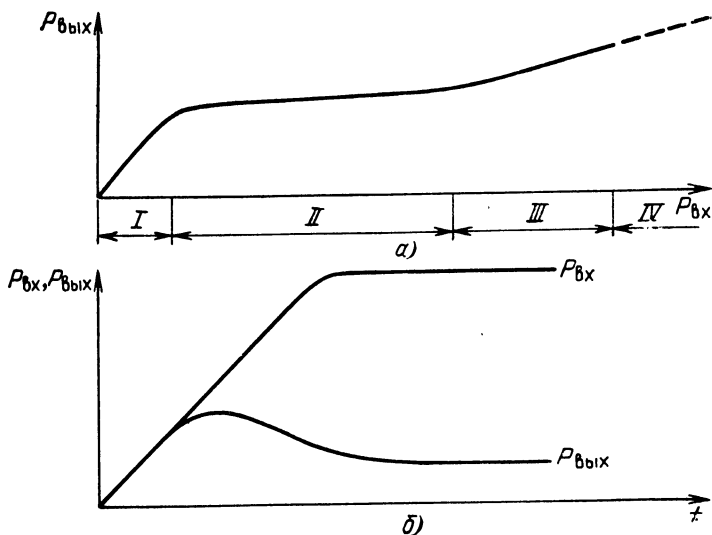


Рис. 2.53

показано увеличение мощностей  $P_{вх}$  на фронте радиоимпульса и  $P_{вых}$  на выходе ограничителя. При быстром нарастании колебаний на фронте радиоимпульса сказывается время установления низкого сопротивления ограничительного диода, и в начале импульса просачивающейся мощности на выходе ограничителя имеется пик мощности. Его длительность и амплитуда зависят от соотношения крутизны фронта радиоимпульса и времени установления низкого сопротивления диода. Эти явления привели к созданию ограничителей, на входе которых устанавливается более мощный и более инерционный диод, а в следующем каскаде диод менее мощный и менее инерционный [30]. При этом получается ограничитель, рассчитанный на значительную падающую мощность и имеющий в то же время низкий порог ограничения, на выходе которого отсутствуют пики мощности на фронте просачивающегося импульса.

Методы согласования ограничительных диодов с линией передачи не отличаются от методов согласования  $p-i-n$ -диодов. На сантиметровых волнах применяются щелевые резонансные диафрагмы; в дециметровом диапазоне применяется согласование с помощью индуктивных шлейфов.

В ограничителях дециметрового диапазона высокого уровня мощности (17) применяется включение большого числа ограничительных диодов в одном сечении низкоомной коаксиальной линии.

**Самоуправляемый ограничитель с дополнительным выпрямительным диодом.** Именно этот вид ограничителей позволяет при умеренном числе диодов в устройстве работать на уровне импульсной мощности до 100 кВт в дециметровом диапазоне длин волн [43]. Схема ограничителя в простейшем случае состоит из  $p-i-n$ -диода  $VD1$ , компенсирующей индуктивности  $L$ , выпрямитель-

ного диода  $VD2$  и элемента связи ЭС диода  $VD2$  с линией (рис. 2.54).

Рассмотрим зависимость выходной мощности от мощности сигнала на входе устройства, приняв следующие условия:

- 1) диод  $VD1$  обладает достаточно толстым  $i$ -слоем, его сопротивление на СВЧ практически зависит только от управляющего тока  $I_0$ ;
- 2) связь диода  $VD2$  с линией мала;
- 3) диод  $VD1$  работает при управляющих токах, обеспечивающих значение его нормированной проводимости  $G \gg 1$ .

Для схемы на рис. 2.54 могут быть записаны следующие зависимости:

$$\mathcal{L}_3 \approx G^2/4, G = AI_0,$$

где  $A$  — коэффициент пропорциональности, причем

$$I_0 = \alpha P_{вх}^\beta.$$

Здесь  $\alpha$  — коэффициент связи выпрямительного диода с линией передачи;  $\beta$  — коэффициент, зависящий от вольт-амперной характеристики диода  $VD2$ ;  $\beta=1$  при квадратичной характеристике диода,  $\beta=1/2$  при линейной характеристике.

Из приведенных выражений получаем

$$P_{вых} \approx P_{вх}^{1-2\beta} 4/(\alpha^2 A^2).$$

При линейной связи между амплитудой напряжения СВЧ на входе устройства и выпрямленным током  $I$ , т. е. при  $\beta=1/2$  получаем

$$P_{вых} \approx 4/(\alpha^2 A^2) = \text{const},$$

т. е. при выполнении указанных выше упрощающих условий мощность выходного сигнала не зависит от мощности сигнала на входе ограничителя. При  $\beta=1$

$$P_{вых} = 4/(\alpha^2 A^2 P_{вх}),$$

т. е. на некотором участке изменения входной мощности выходная мощность может уменьшаться при увеличении входной мощности.

Схема ограничителя с элементом связи на входе допускает возможность независимой проверки диода с элементом связи на высоком уровне мощности и подбора нужного тока  $I_0$  при нагрузке по постоянному току диода  $VD2$  на диод  $VD1$ . В схеме форсируется процесс установления затухания путем выбора расстояния между диодом  $VD1$  и элементом связи (если последний не обладает направленным характером). Действительно, по мере увеличения проводимости диода в начале радиоимпульса в соответствующих точках линии передачи будет увеличиваться напряженность магнитного (или электрического) поля при формировании стоящей

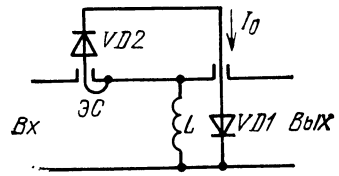


Рис. 2.54

волны, характерной для стационарного режима. При установке элемента связи в эти точки процесс установления затухания будет форсирован.

#### 2.4. ПРИМЕРЫ ПРИМЕНЕНИЯ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ И ОГРАНИЧИТЕЛЕЙ СВЧ

В радиолокационных приемопередатчиках полупроводниковые защитные устройства приемных цепей применяются совместно с ферритовыми циркуляторами. В качестве примера рассмотрим ЗУ в аппаратуре *активных ФАР твердотельных РЛС*.

На рис. 2.55 показана часть схемы электронной аппаратуры твердотельной РЛС AN/TPS-59 (США) [44]. Зондирующий импульс с выхода транзисторного передатчика с независимым возбуждением (1) подается на плечо 1 X-циркулятора (2) и через плечо циркулятора 2 и фильтр (3) — на делитель с излучателями (4).

Мощность зондирующего импульса передатчика составляет примерно 1 кВт при скважности около 5,5, характерной для твердотельных РЛС. В плечо 3 циркулятора попадает мощность, отраженная от входа фильтра, и мощность, просачивающаяся из-за конечного значения развязки циркулятора, составляющей, как правило, 20—26 дБ. Нетрудно убедиться в том, что в рассматриваемой схеме основную долю мощности, попадающей на вход ЗУ (5), составляет именно мощность, отраженная от плеча 2 X-циркулятора.

Действительно, при значении КСВН на входе фильтра (3), равном 1,5, что является в данном случае достаточно хорошим уровнем согласования, отраженная мощность составляет примерно 14 дБ от падающей. При этом мощность, просачивающаяся на ЗУ, из-за конечной развязки циркулятора будет значительно меньше.

Применение в схеме четырехплечего циркулятора (X-циркулятора) объясняется тем, что в режиме передачи модуль коэффициента отражения от ЗУ близок к единице. Мощность, отраженная от входа ЗУ, в режиме передачи попадает в плечо 4 циркулятора, рассеивается в оконечном поглотителе (7) и не попадает на выход передатчика (1). Таким образом, на работу передатчика не влияет мощность, отраженная от фильтра (3) и делителя строки (4). Схема управления (8) вырабатывает сигнал управления ЗУ, который начинает формироваться

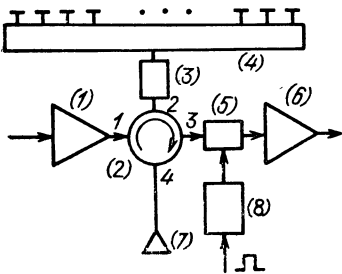


Рис. 2.55

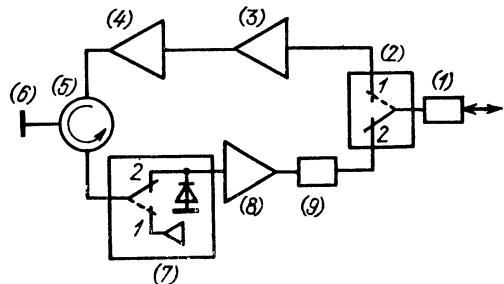


Рис. 2.56

немного раньше зондирующего импульса, а заканчивается немного позже его окончания.

В режиме приема сигналы с выхода делителя строки (4) через фильтр (7), Х-циркулятор (2) и ЗУ (5) попадают на вход малошумящего усилителя (6). Следует обратить внимание на очень малое значение потерь в элементах схемы. Суммарные потери в фильтре, плече циркулятора и ЗУ не превышают 0,5 дБ.

Несколько иная схема (рис. 2.56) применена в бортовой твердотельной РЛС [45]. Здесь ЗУ представляет собой выключатель, согласованный в состояниях пропускания и запирания, что дает возможность использовать Y-циркулятор. В режиме передачи зондирующий сигнал через фазовращатель (1) и коммутатор (2) попадает на вход предусилителя (3) и далее на вход усилителя мощности (4). С выхода усилителя мощности через Y-циркулятор (5) зондирующий сигнал подается на излучатель (6). Мощность, отраженная от излучателя, попадает на вход ЗУ (2), последнее состоит из коммутатора, нагрузки и ограничителя мощности. В режиме передачи коммутатор ЗУ находится в положении 1 и просачивающаяся мощность поглощается в нагрузке ЗУ. Ограничитель создает дополнительную защиту на входе малошумящего усилителя (8). В режиме приема эхо-сигнал через излучатель (6), Y-циркулятор (5) и ЗУ (7), коммутатор которого находится в положении 2, подается на вход малошумящего усилителя (8) и далее через управляемый аттенуатор (9), коммутатор (2) и фазовращатель (1) на выход схемы.

Рассмотрим еще один пример, показывающий современные тенденции развития полупроводниковых ЗУ. Это ограничитель на 100 кВт импульсной мощности, собранный по схеме с дополнительными диодами [43].

Упрощенная схема ограничителя показана на рис. 2.57. Ограничитель собран на коаксиальной линии с волновым сопротивлением 50 Ом. Четыре p-i-n-диода VD2 установлены на участке линии, имеющем пониженное волновое сопротивление (35 Ом). Диоды VD2 управляются выпрямленным током вспомогательных диодов VD1. В качестве выпрямительных диодов были применены диоды с барьером Шоттки. Они имели обратное напряжение до 450 В и были способны отдавать ток до 0,5 А. При переходном затухании между выпрямительным диодом и линией передачи, равном 26 дБ, и импульсной мощности в линии, равной 100 кВт, напряжение на выходе ненагруженного диода составляло 160 В. При

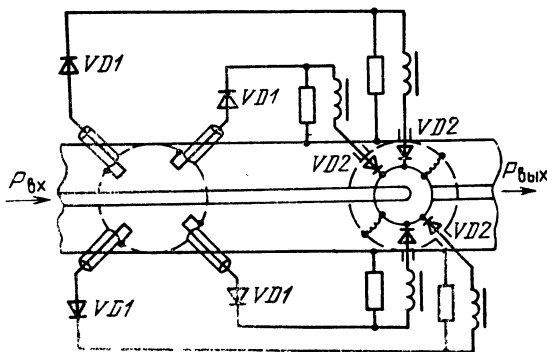


Рис. 2.57

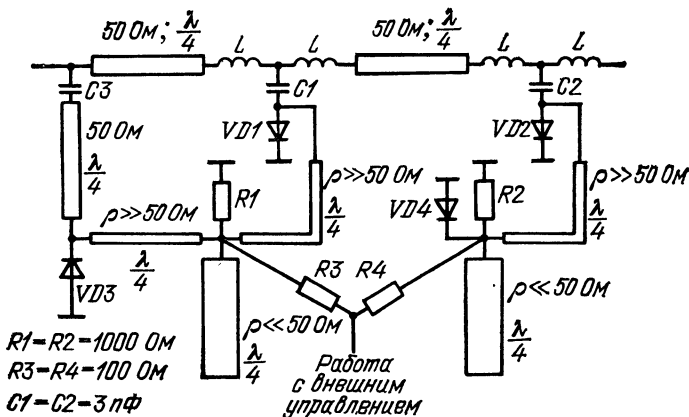


Рис. 2.58

включении выпрямительного диода на  $p-i-n$ -диод ток последнего при мощности 100 кВт составлял 0,35 А.

Примененные  $p-i-n$ -диоды имели толщину  $i$ -слоя 70 мкм и напряжение пробоя 800 В.

Наиболее критичным для работы ограничителя является момент нарастания амплитуды колебаний на фронте радиоимпульса. Приводится следующее соотношение для оценки максимального значения импульсной мощности на входе ограничителя:

$P_{\text{вх}} = U_{\text{пр}}^2 \tau_{\text{н}} / (z_{\text{T}} \tau_{\text{у}})$ , где  $U_{\text{пр}}$  — напряжение пробоя  $p-i-n$ -диода;  $z_{\text{T}}$  — сопротивление участка линии передачи, в которую включены диоды;  $\tau_{\text{н}}$  — время нарастания колебаний на фронте радиоимпульса;  $\tau_{\text{у}}$  — время установления низкого сопротивления в  $p-i-n$  диодах.

После установления низкого сопротивления диода работа устройства при высоком уровне падающей мощности обеспечивается благодаря параллельному включению четырех  $p-i-n$ -диодов в одном сечении линии и зависит от допустимой температуры нагрева диода.

Схема микрополоскового ограничителя, работающего в  $X$ -диапазоне [30], показана на рис. 2.58. Ограничитель состоит из  $p-i-n$ -диодов  $VD1$  и  $VD2$  с толщинами  $i$ -слоя 12 и 2 мкм соответственно и выпрямительного диода с барьером Шоттки  $VD3$ . Реактивные параметры диодов  $VD1$  и  $VD2$  скомпенсированы в состояниях пропускания и запираания. В состоянии пропускания емкость диодов вместе с индуктивностью  $L$  монтажных проводов образует фильтр низких частот, в состоянии запираания индуктивность диодов вместе с конструктивной емкостью  $C1$  (или  $C2$ ), равной 3 пФ, образует последовательный колебательный контур (ср. рис. 2.17 и 2.11). Полоса пропускания схемы составляет  $\pm 20\%$  при потерях 0,4 дБ. Потери запираания на центральной частоте составляют 60 дБ и в полосе частот  $\pm 20\%$  40 дБ. Ограничитель рассчитан на падающую мощность до 1 кВт и служит для защиты малошумящего усилителя на полевых транзисторах.

3.1. ДВУХПОЗИЦИОННЫЕ КОММУТАТОРЫ

Рассмотрим двухпозиционные коммутаторы, которые имеют достаточно широкое применение как законченные функциональные элементы и входят в состав более сложных многопозиционных коммутаторов. В настоящее время двухпозиционные коммутаторы выполняются чаще всего на основе *T*-соединения. Коммутаторы на основе *T*-соединения нашли широкое применение в различных участках диапазона СВЧ при низком и высоком уровнях мощности.

**Коммутатор 1:2 на основе T-соединения с диодами**, установленными на расстоянии  $l = \lambda/4$  от места разветвления. На рис. 3.1 показан коммутатор с параллельным включением диодов. Модель диода представлена активной проводимостью  $G_+$  для открытого диода,  $G_-$  — для закрытого диода и реактивной емкостной проводимостью  $B_0$ . Реактивная проводимость скомпенсирована на центральной частоте параллельной индуктивностью или индуктивным шлейфом, как это описано в гл. 2. Такой коммутатор является простейшим в ряде коммутаторов с параллельным включением диодов в линию передачи, описываемых ниже.

При парафазном управлении диодами (диод *VD1* закрыт, диод *VD2* открыт, и наоборот) сигнал со входа будет проходить в плечо 1 или 2 соответственно.

Рассмотрим потери пропускания и запираения схемы на средней частоте. Режим пропускания был рассмотрен в гл. 1. Для этого режима потери пропускания при заданном качестве диодов не могут быть меньше

$$\mathcal{L}_{п. мин} = 1 + 2/\sqrt{K}.$$

Нетрудно рассчитать, что при этом волновое сопротивление линий

$$z_0 = 1/\sqrt{g_+g_-}.$$

Проиллюстрируем приведенные соотношения следующим примером. Рассмотрим потери пропускания в *T*-образном коммутаторе с диодами, имеющими  $g_+ = 1$  1/Ом и  $g_- = 1/2000$  1/Ом ( $K=2000$ ). Оптимальным значением волнового сопротивления будет

$$z_0 = \sqrt{2000 \cdot 1} = 44,7 \text{ Ом}.$$

При этом потери в диодах составят 4,5%, или пример-

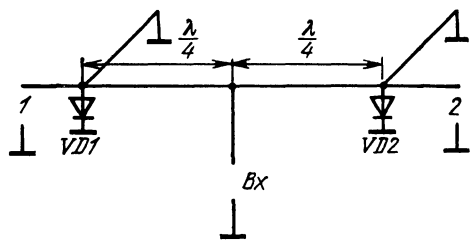


Рис. 3.1



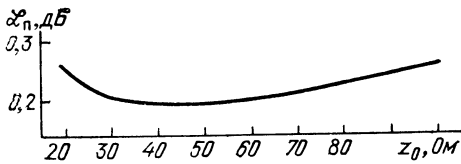


Рис. 3.2

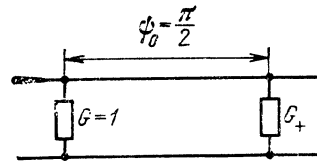


Рис. 3.3

но 0,2 дБ. Следует отметить, что при высоком коэффициенте качества современных  $p=i=n$ -диодов условие  $z_0 = 1/\sqrt{g_+g_-}$  не является слишком жестким. Для иллюстрации этого положения на рис. 3.2 показана теоретическая кривая изменения потерь в схеме тройникового коммутатора с приведенными выше параметрами диодов при изменении волнового сопротивления линий передачи в широких пределах. При выборе волнового сопротивления линий необходимо также учитывать потери запирания, частотные свойства схемы, рассеиваемую мощность, потери в отрезках линий и удобство сопряжения со смежными элементами.

Рассмотрим потери запирания в схеме коммутатора. На рис. 3.3 представлена упрощенная схема коммутатора в режиме запирания. Проводимость  $G=1$  соответствует вносимой в плоскость разветвления коммутатора проводимости открытого плеча коммутатора, нагруженного на согласованный оконечный поглотитель.

Схема описывается следующим произведением  $A$ -матриц:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ G_+ & 1 \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} jG_+ & j \\ jG_+ & j \end{bmatrix}.$$

С учетом  $G_+ \gg 1$  потери запирания  $\mathcal{L}_3 \approx G_+^2$ , т. е. превышают на 6 дБ потери запирания одиночного диода, включенного в линию с тем же волновым сопротивлением.

**Частотные свойства коммутатора.** Выше были рассмотрены потери пропускания и запирания на средней частоте. Для исследования свойств коммутатора в полосе частот воспользуемся упрощенной схемой, в которой открытый диод представлен бесконечно большой активной проводимостью, а закрытый — емкостной проводимостью  $B_0$  (на средней частоте). Емкостная проводимость диода скомпенсирована короткозамкнутым шлейфом с нормированной волновой проводимостью  $B_{ш}$  и электрической длиной  $\theta_0$ . Емкости диода в совокупности с компенсирующим шлейфом могут быть представлены в виде параллельного колебательного контура с нагруженной добротностью, определяемой согласно (2.8). Отрезок линии от места разветвления коммутатора до открытого диода может быть представлен замкнутым на конце четвертьволновым шлейфом с единичной нормированной волновой проводимостью, т. е. он адекватен параллельному колебательному контуру с нагруженной добротностью, равной  $\pi/8$  согласно (2.9).

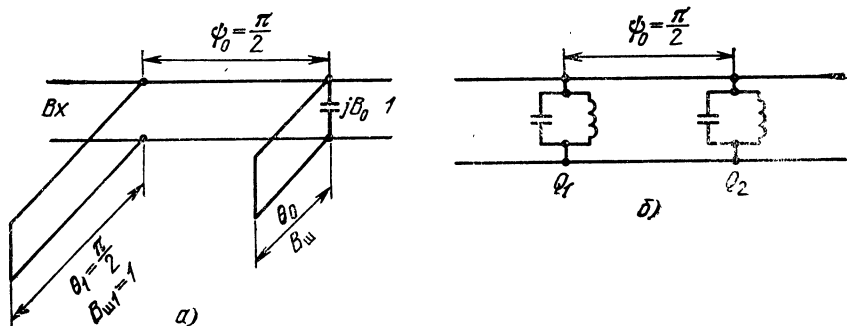


Рис. 3.4

Таким образом, схема коммутатора в режиме пропускания сводится к двум синхронно настроенным параллельным контурам с четвертьволновой связью (рис. 3.4, а и б).

При одинаковых нагруженных добротностях контуров потери пропускания схемы описываются максимально-плоской функцией частоты (см. гл. 2) вида

$$\mathcal{L}_\pi = 1 + Q_\Phi^4 \eta^4. \quad (3.1)$$

Требования одинаковой добротности контуров накладывают ограничения на максимальное значение емкостной проводимости диода. Как было показано выше, при неограниченном уменьшении проводимости индуктивного шлейфа  $B_{ш}$  добротность контура стремится к значению  $B_0/2$ .

Последнее значение не должно превышать добротности другого контура, которая составляет  $\pi/8$ . Отсюда

$$B_0 \leq \pi/4.$$

При одинаковых добротностях контуров с учетом частотных свойств соединительной четвертьволновой линии

$$Q_\Phi = (\pi/8 + \pi/8)/(V\sqrt{2}/2) \approx 1,11. \quad (3.2)$$

Для примера рассмотрим коммутатор на основе  $T$ -соединения, в котором емкостная проводимость диода на средней частоте  $B_0 = 0,5$ .

Из условия равенства нагруженных добротностей контуров, добротность контура, состоящего из емкости диода и компенсирующего шлейфа, должна составлять  $Q_2^0 = \pi/8 = 0,392$ .

Из графика на рис. 2.6 получаем, что нормированная проводимость шлейфа  $B_{ш} = 0,75$ . Из (2.5) электрическая длина компенсирующего шлейфа равна  $\theta_0 = \arctg(B_0/B_{ш}) = \arctg(0,5/0,7) \approx 36^\circ$ .

На рис. 3.5 сплошной линией показана зависимость  $K_{стУ}$  от  $\Omega$ , рассчитанная по канонической формуле (3.1) с учетом (3.2). На том же рисунке штриховыми линиями приведены результаты рас-

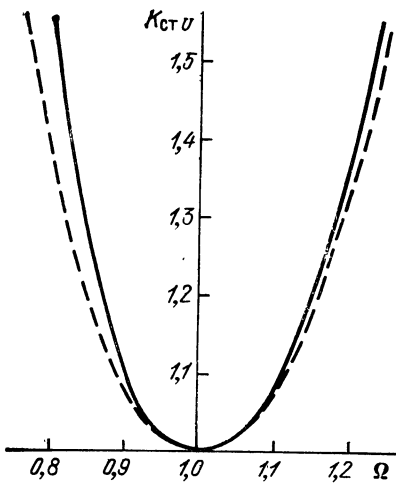


Рис. 3.5

четов частотных свойств коммутатора при приведенных выше значениях  $B_0$ ,  $B_{ш}$  и  $\theta_0$ .

Можно отметить вполне удовлетворительное совпадение расчета по (3.1) и уточненного расчета. Схема не отличается значительной широкополосностью. Коммутаторы подобного типа применяются в волноводном, коаксиальном и полосковом исполнении в разных диапазонах длин волн. Путем незначительного усложнения схемы полоса пропускания коммутатора может быть расширена, что показано ниже.

**Модифицированная схема коммутатора на основе Т-соединения с расширенной полосой пропускания.** Эта схема отличается от предыдущей

добавлением четвертьволнового короткозамкнутого шлейфа во входную линию коммутатора. Шлейф включен на расстоянии, равном четверти длины волны от плоскости разветвления (рис. 3.6).

На средней частоте потери пропускания и запираения такие же, как в схеме, показанной на рис. 3.1, однако полоса согласования схемы может быть значительно расширена. Эквивалентная схема коммутатора при пренебрежимо малых потерях в диодах представлена на рис. 3.7, а и б. Схема состоит из трех резонансных звеньев, разделенных четвертьволновыми отрезками линий передачи.

Коммутатор в режиме пропускания может быть представлен системой из трех синхронно настроенных контуров с различными добротностями (рис. 3.7, б).

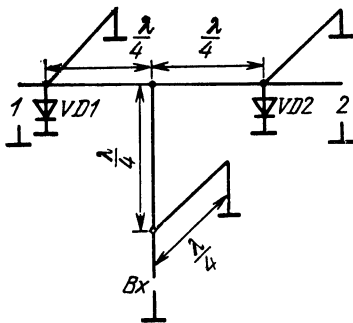


Рис. 3.6

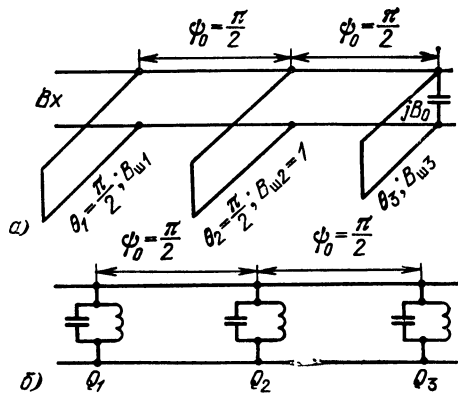


Рис. 3.7

Полоса пропускания коммутатора при заданном уровне согласования определяется добротностью второго звена  $Q_2^0 = \pi/8$ .

Добротности остальных двух звеньев  $Q_1$  и  $Q_3$  можно изменять, выбирая соответствующие параметры шлейфов  $B_{ш1}$  и  $B_{ш3}$  при соблюдении синхронности настройки звеньев по частоте.

Соотношение между добротностями звеньев зависит от выбранной полосы пропускания и допуска на рассогласование согласно данным, приведенным в табл. 2.1 и 2.2 для максимально-плоской или чебышевской характеристики пропускания соответственно.

Проиллюстрируем сказанное на примере коммутатора с чебышевской характеристикой пропускания. Зададимся следующими параметрами схемы: уровень согласования  $|\Gamma|_{\max} = 0,1$ , емкостная проводимость диода на средней частоте  $B_0 = 0,7$ . Полная добротность среднего звена с учетом увеличения добротности за счет частотных свойств четвертьволновых линий связи составляет  $\pi/4 + \pi/8 = 1,178$ .

Из табл. 2.2 при заданном значении  $|\Gamma|_{\max}$  для трехзвенного фильтра имеем  $Q_2 S = 0,552$ , откуда полоса пропускания  $S = 0,468$ . Из той же таблицы имеем  $Q_1 S = Q_3 S = 0,427$ , откуда  $Q_1 = Q_3 = 0,912$  с учетом дополнительной добротности, вносимой соединительными четвертьволновыми линиями. Окончательно получаем следующие значения добротностей звеньев:

$$Q_1^0 = Q_3^0 = 0,519; \quad Q_2^0 = \pi/8 = 0,392.$$

Этим добротностям соответствуют следующие параметры шлейфов:

$$B_{ш1} = 1,32; \quad \theta_1 = \pi/2; \quad B_{ш2} = 1; \quad \theta_2 = \pi/2;$$

$$B_{ш3} = 0,95; \quad \theta_3 = 0,935 \text{ рад.}$$

На рис. 3.8 показаны зависимости  $K_{ст\upsilon}$  от  $\Omega$ , построенные по канонической формуле для трехзвенного чебышевского ППФ:

$$\mathcal{L}_\pi = 1 + h^2 T_3^2(\eta/S),$$

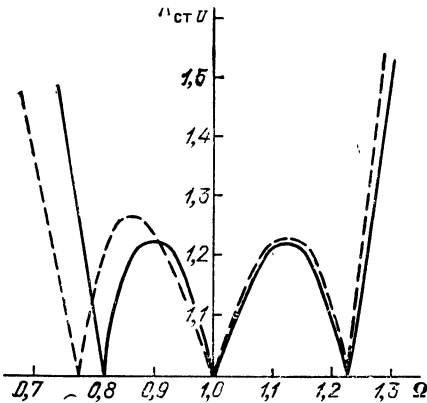


Рис. 3.8

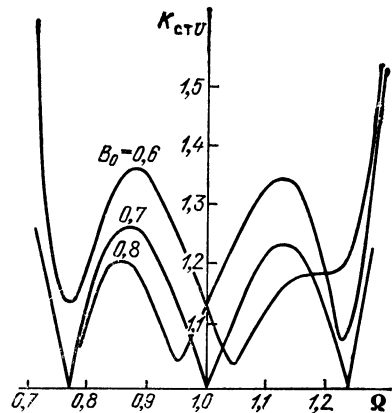


Рис. 3.9

(сплошная линия) и по результатам более точного расчета (штриховые линии), произведенного путем перемножения  $A$ -матриц, с учетом параметров элементов коммутатора, приведенных выше.

Из графиков на рис. 3.8 видно удовлетворительное совпадение характеристик, полученных по канонической формуле для трехзвенного ППФ и по результатам более точного расчета. Сравнение характеристик схемы коммутатора без дополнительного шлейфа и с дополнительным шлейфом показывает возможность расширения полосы пропускания примерно в 1,5 раза.

**Изменение частотных характеристик под влиянием дестабилизирующих факторов.** Как было показано выше, незначительно усложняя схему коммутатора, можно расширить его полосу пропускания. При этом, однако, надо иметь в виду, что в реальной схеме всегда существуют отклонения параметров, влияющие на характеристики схемы. Для микрополосковых схем точность изготовления пассивной части схемы и разброс диэлектрической постоянной подложек ввиду их малости не оказывают существенного влияния на частотные характеристики схемы. Этого нельзя сказать о разбросе емкостей  $p=i=n$ -диодов, достигающем для некоторых типов диодов 20 % номинального значения.

Можно заранее (до экспериментального исследования) определить чувствительность схемы к изменению ее параметров. На рис. 3.9 показаны результаты эксперимента, проведенного с частотной характеристикой коммутатора, рассмотренного выше (см. рис. 3.7). При изменении емкости проводимости диодов на  $\pm 15\%$  ширина полосы пропускания не изменялась, а согласование ухудшалось до  $K_{ст\upsilon} = 1,35$ .

**Схема коммутатора на основе  $T$ -соединения с двумя диодами в плече.** Можно провести дальнейшее расширение полосы пропускания описанных выше коммутаторов путем добавления четвертьволновых короткозамкнутых отрезков линий без диодов, т. е. путем перехода к фильтрам — прототипам более высокого порядка, пользуясь изложенной методикой. Однако потери запираания при этом не изменятся и для ряда применений они оказываются недостаточно высокими. Схема коммутатора с двумя каскадно включенными диодами в плече, использующая свойства ППФ с четвертьволновыми связями, позволяет значительно увеличить потери запираания при сохранении или увеличении полосы согласования коммутатора. Именно такой тип двухпозиционных коммутаторов позволяет совместить широкую полосу пропускания (до октавы), малые потери пропускания и высокие потери запираания [17, 28, 46]. В дециметровом диапазоне длин волн в коаксиальных конструкциях коммутаторов при использовании указанного принципа проектирования получены приборы, позволяющие коммутировать импульсные сигналы мощностью около 100 кВт.

Рассмотрим схему коммутатора на основе  $T$ -соединения с двумя диодами в плече, соединенными через четвертьволновой отрезок линии связи (рис. 3.10).

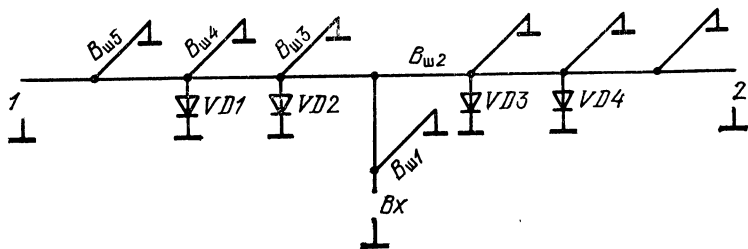


Рис. 3.10

Следует отметить, что приводимый ниже порядок расчета пригоден и для случая установки нескольких диодов в одном сечении линии передачи при сохранении общего принципа построения коммутатора. В этой схеме при закрытых диодах  $VD1$  и  $VD2$  и открытых диодах  $VD3$  и  $VD4$  сигнал со входа коммутатора поступает в плечо 1, при смене сигналов управления — в плечо 2. Рассмотрим потери пропускания и запираения схемы на средней частоте.

Для режима пропускания и запираения эквивалентные схемы представлены на рис. 3.11, а и б соответственно.

В режиме пропускания диссипативными элементами являются: проводимость  $G_+$  открытого диода, вносимая в плоскость разветвления коммутатора как  $1/G_+$ , и активные проводимости  $G_-$  закрытых диодов ( $VD1$  и  $VD2$ ).

Параметры схемы коммутатора на средней частоте описываются следующим произведением  $A$ -матриц:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/G_+ & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ G_- & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ G_- & 1 \end{bmatrix} \approx - \begin{bmatrix} 1 & G_- \\ 1/G_+ + G_- & 1 \end{bmatrix}.$$

В режиме пропускания с учетом  $G_+ \gg 1$ ,  $G_- \ll 1$  потери

$$\mathcal{L}_n = 1 + (1/G_+) + 2G_- \quad (3.3)$$

Из (3.3) следует, что относительная рассеиваемая мощность в открытом диоде составляет  $1/G_+$ , а в закрытых диодах  $G_-$ .

Для определения минимальных потерь пропускания перейдем к ненормированным величинам проводимостей, тогда

$$\mathcal{L}_n = 1 + 1/z_0 g_+ + 2g_- z_0.$$

Приравняв нулю производную

$$d\mathcal{L}_n/dz_0 = 2g_- - 1/(z_0^2 g_+),$$

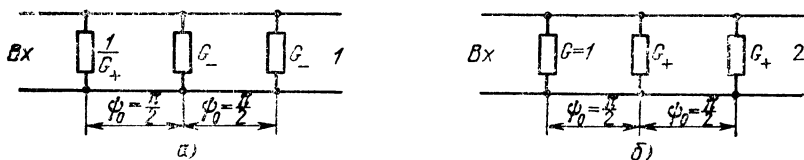


Рис. 3.11

определяем условия для получения минимальных потерь при заданных значениях  $g_+$  и  $g_-$ :

$$z_0 = 1/\sqrt{2g_+g_-},$$

откуда

$$\mathcal{L}_{п.мин} = 1 + 2\sqrt{2}/\sqrt{K}.$$

Это выражение определяет теоретически достижимый уровень потерь в коммутаторе с двумя диодами в плече.

Потери запираания коммутатора для средней частоты определяются по эквивалентной схеме на рис. 3.11,б из следующего произведения  $A$ -матриц:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ G_+ & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ G_+ & 1 \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} -G_+^2 & -G_+ \\ -G_+^2 & -G_+ \end{bmatrix}.$$

С учетом  $G_+ \gg 1$  потери

$$\mathcal{L}_3 = G_+^4.$$

Эти потери превышают на 6 дБ потери в выключателе с двумя диодами, включенными через четвертьволновую линию связи. Указанное свойство (увеличение потерь на 6 дБ по сравнению с потерями в аналогичных выключателях) является общим для коммутаторов, использующих  $T$ -соединения.

Рассмотрим согласования в коммутаторе. В режиме пропускания коммутатор является *пятизвенным ППФ*. Он может быть выполнен как с максимально-плоской, так и с чебышевской амплитудно-частотной характеристикой. Эквивалентная схема коммутатора без учета потерь в диодах показана на рис. 3.12,а и б. Резонансными звеньями в схеме являются: четвертьволновый короткозамкнутый шлейф на входе схемы; четвертьволновый короткозамкнутый шлейф от плоскости разветвления коммутатора до открытого диода; резонансное звено, состоящее из емкости закрытого диода и компенсирующего индуктивного шлейфа; такое же звено, включающее в себя емкость второго закрытого диода, установленного в том же плече коммутатора; четвертьволновый короткозамкнутый шлейф, установленный на каждом из выходов схемы.

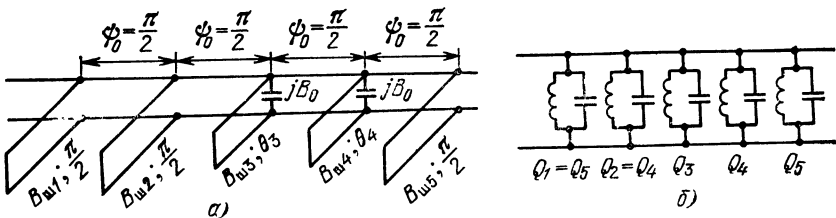


Рис. 3.12

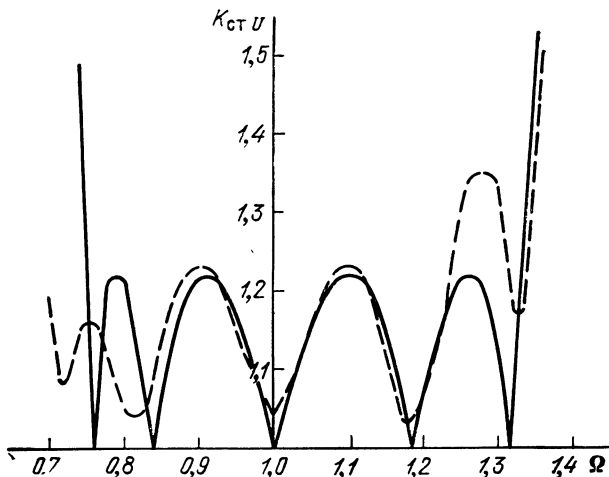


Рис. 3.13

На рис. 3.13 сплошной линией показана кривая  $K_{стУ}$  коммутатора, рассчитанная по канонической формуле

$$\mathcal{L}_n = 1 + h^2 T_5^2 (\eta/S),$$

для  $S=0,6$  и  $|\Gamma|_{\max}=0,1$ .

Пример более точного расчета показан там же штриховыми линиями. При этом была принята емкостная проводимость диодов на средней частоте  $B_0=0,5$ .

В результате расчета коммутатора по данным, приведенным в табл. 2.2, получены следующие параметры элементов коммутатора:  $B_{ш1}=B_{ш5}=1,13$ ;  $B_{ш2}=1$ ;  $B_{ш3}=1,76$ ;  $B_{ш4}=0,76$ .

В коммутаторе указанного типа перекрытие частот получается почти в октаву.

**Коммутаторы 1:2 с одним последовательно включенным диодом в плече.** Коммутаторы этого типа обычно выполняются в виде микрополосковой схемы с навесными диодами. Диоды, входящие в схему, могут быть оформлены в виде диодной сборки, защищенной от воздействия влаги отдельным корпусом.

Схема простейшего коммутатора, состоящего из  $T$ -соединения, в плечах которого последовательно с передающей линией включены коммутационные диоды, показана на рис. 3.14,а.

При работе на умеренно-высоких частотах (до 1 ГГц) и применении диодов с малой емкостью (0,1—0,2 пФ) для режима пропускания можно пренебречь емкостной составляющей проводимости закрытого диода. Тогда диод может быть представлен в виде активных сопротивлений  $R_-$  для закрытого диода и  $R_+$  для открытого. Согласно эквивалентной схеме для режима пропускания (рис. 3.14,б) потери пропускания

$$\mathcal{L}_n \approx 1 + (1/R_-) + R_+.$$



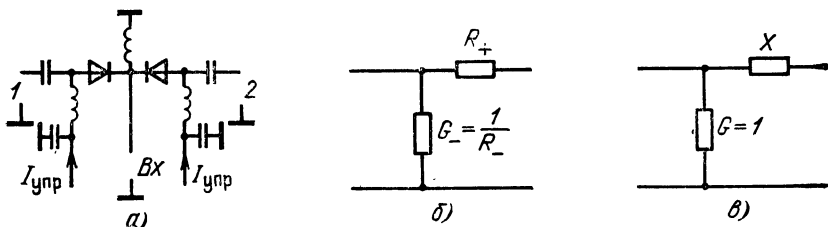


Рис. 3.14

Эквивалентная схема для режима запириания показана на рис. 3.14, б. В режиме запириания закрытый диод представлен емкостным сопротивлением  $X$ . Нормированная проводимость  $G=1$  вносится открытым плечом коммутатора; сопротивление  $X$  закрытого диода сильно зависит от рабочей частоты. Потери запириания

$$\mathcal{L}_3 \approx X^2.$$

Такие схемы находят применение в несложных системах переключения «прием—передача».

Путем увеличения числа диодов в плече коммутатора можно получить схемы со значительно улучшенными электрическими параметрами.

**Коммутатор 1:2 с двумя последовательно включенными диодами в плече.** Такой коммутатор способен работать на более высоких частотах, чем описанный ранее, и успешно применяется в дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн. Схема коммутатора показана на рис. 3.15, а. В каждом плече коммутатора установлены два последовательно включенных диода, разделенных четвертьволновым отрезком линии. Схема содержит три короткозамкнутых шлейфа, средний из которых служит для подачи управляющих сигналов, а два крайних для замыкания токов диодов на корпус прибора. На рис. 3.15, б и в показаны эквивалентные схемы коммутатора в режиме пропускания и запириания соответственно для средней частоты рабочего диапазона.

В эквивалентной схеме для режима пропускания учитывается, что емкость одного из закрытых диодов ( $VD2$  или  $VD3$ ) компен-

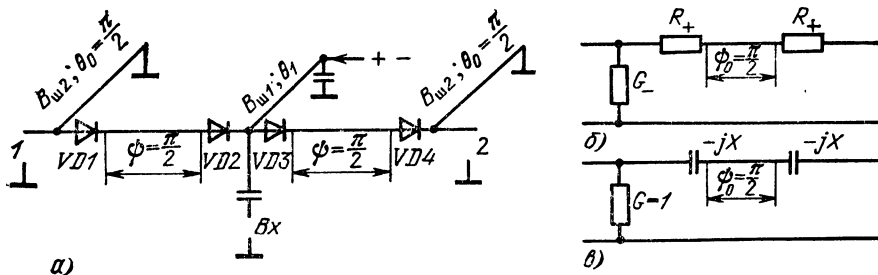


Рис. 3.15

сируется индуктивным сопротивлением среднего шлейфа. Длины крайних шлейфов равны четверти длины волны и на средней частоте они не вносят заметных потерь. С учетом этих замечаний и построена эквивалентная схема для режима пропускания (3.15,б). Потери в схеме

$$\mathcal{L}_n = 1 + G_- + 2R_+$$

Для режима запирания в схеме на рис. 3.15,в единичная нормированная проводимость вносится открытым плечом коммутатора, закрытые последовательно включенные диоды представлены их емкостным сопротивлением. Потери запирания

$$\mathcal{L}_3 \approx X^4,$$

или в децибелах

$$\mathcal{L}_3 = 2\mathcal{L}_{31} + 12,$$

где  $\mathcal{L}_{31}$  — затухание диода, включенного последовательно в линию с тем же волновым сопротивлением, что и в схеме коммутатора.

Рассмотрим частотные свойства схемы. В режиме пропускания открытое плечо коммутатора может быть представлено в виде *двухзвенного ППФ* с четвертьволновыми связями (рис. 3.16,а и б).

Пусть для рассматриваемого случая диоды  $VD1$  и  $VD2$  закрыты, а  $VD3$  и  $VD4$  — открыты. Тогда первое резонансное звено состоит из четвертьволнового компенсирующего шлейфа с параметрами  $B_{ш1}$ ,  $\theta_1$  (рис. 3.16,а) и емкости закрытого диода  $VD2$ , с которой последовательно включен четвертьволновый отрезок линии передачи с единичным волновым сопротивлением, разомкнутый на конце (входное сопротивление закрытого диода  $VD1$  очень велико).

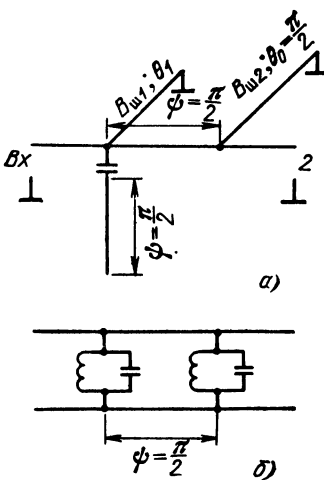


Рис. 3.16

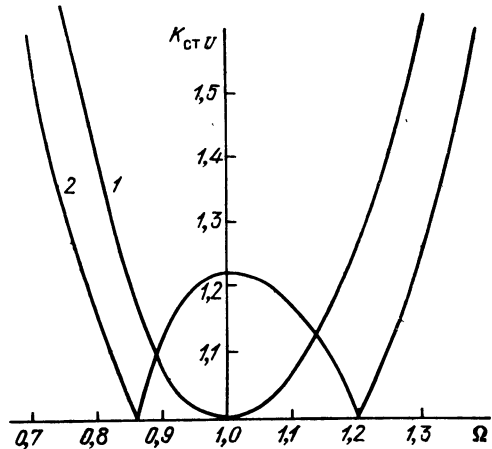


Рис. 3.17

Согласно (2.16) нагруженная добротность такого звена

$$Q = (\pi B_0 / 2 + B_{\text{ш1}} \theta_1 / \sin^2 \theta_1) / 4.$$

Второе звено состоит из короткозамкнутого шлейфа с волновой проводимостью  $B_{\text{ш2}}$  и электрической длиной  $\theta_0 = \pi/2$ . Нагруженная добротность такого звена  $Q = (\pi/8) B_{\text{ш2}}$ . При равенстве добротностей описанных звеньев получается система из двух резонаторов с равными нагруженными добротностями с четвертьволновой связью (рис. 3.16, б). Частотные характеристики таких ППФ описываются выражением

$$\mathcal{L}_n = 1 + Q^4 \eta^4.$$

Схема позволяет легко перейти к чебышевской характеристике пропускания. Для этого достаточно снизить волновое сопротивление соединительных четвертьволновых линий, т. е. ввести дополнительный трансформатор между резонаторами на рис. 3.16. Таким трансформатором является линия связи с  $\rho < 1$ .

Приведем пример расчета характеристики пропускания описываемого коммутатора для максимально-плоской и чебышевской характеристик с учетом следующих параметров:

характеристика пропускания максимально-плоская;

полоса частот  $S = 0,35$ ;

нормированная емкостная проводимость диодов  $B_0 = 0,2$ ;

максимальный  $K_{\text{стU}} \leq 1,22$ .

Из табл. 2.1 для заданного значения  $K_{\text{стU}}$  имеем  $Q_1 S = Q_2 S = 0,224$ , откуда  $Q_1 = Q_2 = 0,64$ . Добротность резонансных звеньев без учета влияния частотных свойств соединительных линий связи  $Q_1^0 = Q_1 - \pi/8 = 0,25$ . По заданной емкостной проводимости диода  $B_0 = 0,2$  из (2.16) получаем  $B_{\text{ш1}} = 0,5$ ; из (2.5)  $\theta_1 = 1,19$  рад.

Волновую проводимость второго шлейфа находим из (2.9):

$$B_{\text{ш2}} = 0,64.$$

Окончательно получаем:  $Q_1^0 = Q_2^0 = 0,25$ ;  $B_{\text{ш1}} = 0,5$ ;  $\theta_1 = 1,19$  рад;  $B_{\text{ш2}} = 0,64$ ;  $\theta_0 = \pi/2$ .

На рис. 3.17 показана зависимость  $K_{\text{стU}}$  от частоты  $\Omega$  (кривая 1).

Для перехода к чебышевской характеристике пропускания достаточно, не изменяя остальных параметров схемы, уменьшить волновое сопротивление четвертьволновых линий связи согласно данным, приведенным в табл. 2.2 до  $\rho = 0,904$ . На том же рисунке (кривая 2) показана получающаяся при этом зависимость  $K_{\text{стU}}$  от  $\Omega$ . Нетрудно убедиться в значительном расширении полосы пропускания при переходе к чебышевской характеристике коммутатора.

При отсутствии жестких требований к потерям пропускания и уровне коммутируемой мощности, не превышающем десятков милливольт, применяются коммутаторы, использующие коммутационные диоды с емкостью, равной  $0,01 - 0,05$  пФ. При этом параллельная емкостная проводимость закрытого диода, включен-

ного в точку разветвления схемы, остается достаточно малой в диапазоне частот до 15—18 ГГц, и компенсировать эту проводимость не нужно ввиду малости возникающих отражений (см. рис. 2.1). Компенсирующие шлейфы могут быть заменены широкополосными цепями подачи смещения, использующими дроссели или резисторы.

На этом принципе созданы коммутаторы с максимальными потерями пропускания 1,5—2 дБ, потерями запырания до 70 дБ в полосе частот 0,2—18 ГГц.

### 3.2. МНОГОПОЗИЦИОННЫЕ КОММУТАТОРЫ СВЧ

Многопозиционные коммутаторы СВЧ являются *многополюсниками СВЧ с переключаемыми внутренними связями*, имеющими один вход и  $m$  выходов. При этом в коммутаторе может осуществляться последовательное соединение входа с каждым из  $m$  выходов, т. е. коммутатор имеет  $m$  стационарных состояний. Получили распространение два типа коммутаторов 1:  $m$  — *бинарные* и *лучевые*.

Бинарные коммутаторы особенно удобны, когда число выходных каналов  $m$  является двоичным числом, т. е.  $m=2^n$ .

В лучевом коммутаторе выполнение этого требования не обязательно.

На рис. 3.18,а показан для примера низкочастотный прототип бинарного коммутатора 1:8. Коммутатор состоит из семи отдельных коммутаторов 1:2, каждый из которых имеет два стационарных состояния, в которые он приводится сигналами управления. Эти сигналы и соответствующие им стационарные состояния коммутаторов 1:2 обозначим условно как 0 и 1 (рис. 3.18,б и в).

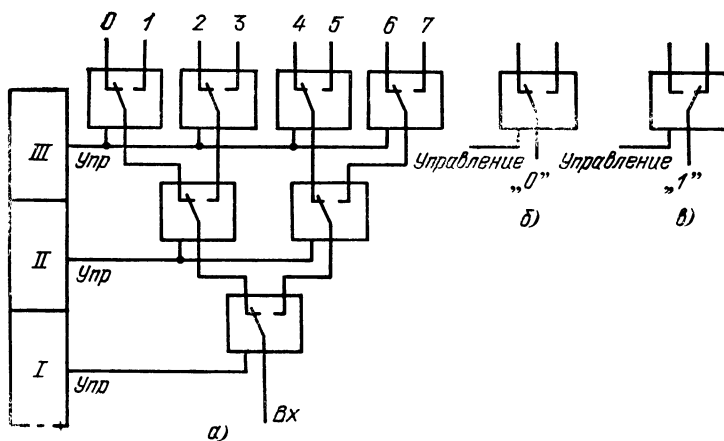


Рис. 3.18

Отметим следующие особенности бинарных коммутаторов:

1) при числе выходных каналов  $m=2^n$  коммутатор 1:  $m$  состоит из  $n$  рядов коммутаторов 1:2, в первом ряду имеется один коммутатор, в последнем  $m/2$ ;

2) общее число коммутаторов 1:2 составляет  $2^n-1$  (как сумма членов геометрической прогрессии с знаменателем 2);

3) коммутаторы, стоящие в одном ряду по сигналам управления, могут быть включены параллельно, так как имеют одни и те же стационарные состояния 0 или 1 (рис. 3.18).

4) если по каналам управления приходит сигнал в двоичном параллельном коде, содержащий номер подключаемого СВЧ канала, то дополнительных устройств логической обработки сигналов управления не требуется, а достаточно применить схемы для преобразования стандартных уровней сигналов, применяемых в цифровой технике, в токи и напряжения, управляющие коммутационными диодами.

Проиллюстрируем последнее положение на примере бинарного коммутатора, изображенного на рис. 3.18,а. В табл. 3.1 приведены команды по каналам управления, соответствующие прохождению сигналов со входа коммутатора в один из выходных каналов (1—7).

Таблица 3.1

Номер подключаемого канала СВЧ	Команда по каналам управления		
	I	II	III
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1

Из табл. 3.1 видно, что команды по каналам управления соответствуют номеру подключаемого СВЧ канала коммутатора в двоичном коде, если нумерация каналов выполнена так, как это показано выше. Это свойство бинарных коммутаторов в значительной мере упрощает их связь с вычислительными средствами и делает эту связь органичной. Следует обратить внимание также на то, что число цепей управления равно числу рядов в коммутаторе и растет сравнительно медленно по мере увеличения числа каналов в коммутаторе.

Рассмотрим принцип построения лучевого коммутатора. На рис. 3.19 показан низкочастотный прототип лучевого коммутатора. Как видно из рисунка, лучевой коммутатор имеет одну точку ветвления, за которой установлены управляемые выключатели,

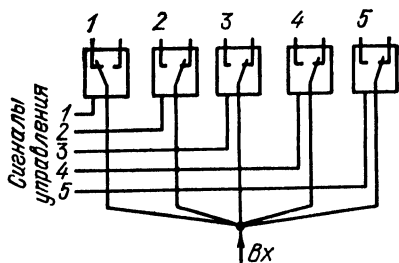


Рис. 3.19

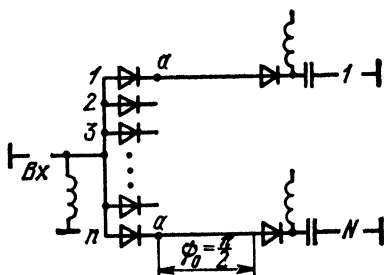


Рис. 3.20

число которых равно числу каналов. Из принципа действия лучевого коммутатора следует, что сигнал управления в виде параллельного кода, содержащего номер канала, не может быть непосредственно использован для управления лучевым коммутатором, как это было в бинарном коммутаторе, а нуждается в определенной обработке, т. е. вынуждает применить дополнительную логическую часть аппаратуры той или иной сложности.

Отметим еще одну существенную разницу в общих свойствах бинарных и лучевых коммутаторов.

Минимальное затухание в выключенном канале бинарного коммутатора определяется потерями запирания в коммутаторе  $1:2$  ( $\mathcal{L}_3$ ).

Нетрудно проверить, что в коммутаторе  $1:2^n$  при включении любого из  $m$  каналов имеется  $n$  каналов, затухание в которых составляет  $\mathcal{L}_3$  (см., например, рис. 3.18). В остальных каналах затухание будет известно выше. Минимальное затухание во всех включенных каналах лучевого коммутатора одинаково.

**Лучевые коммутаторы** используются обычно при малом уровне мощности. Коммутаторы выполняются на симметричных полосковых или несимметричных (микрорословковых) линиях передачи. В коммутаторах используются последовательно включенные диоды с малой емкостью или схемы с последовательно и параллельно включенными диодами.

Рассмотрим схему лучевого коммутатора с последовательно включенными  $p$ - $i$ - $n$ -диодами. Схема коммутатора на  $N$  каналов с двумя диодами в плече показана на рис. 3.20. Чтобы открыть один из каналов, необходимо открыть в нем два последовательно включенных диода. Диоды остальных каналов должны быть закрыты, т. е. находиться в режиме отрицательного или нулевого смещения.

В коммутаторах описываемого типа обычно применяются широкополосные цепи подачи смещения.

При рассмотрении схемы учтем, что точки  $a$  закрытых каналов эквипотенциальны и низкое сопротивление в этих точках будет на частоте, при которой расстояние между диодами в плече коммутатора будет составлять примерно четверть длины волны. Поэтому при исследовании потерь в схеме можно считать, что  $n-1$  за-

крытых диодов включены параллельно и их точки *a* заземлены. С учетом того, что емкость закрытых диодов мала, можно рассчитать максимальные потери пропускания в открытом канале по эквивалентной схеме, показанной на рис. 3.21,а.

Схема состоит из суммы активных проводимостей диодов в закрытых каналах и двух сопротивлений  $R_+$  открытых диодов, соединенных четвертьволновой линией связи. Свойства схемы на средней частоте описываются следующим произведением А-матриц:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ (n-1)G_- & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_+ \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_+ \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} jR_+ & j \\ j & jR_+ + j(n-1)G_- \end{bmatrix},$$

потери пропускания в открытом канале из этого выражения составляют примерно

$$\mathcal{L}_\pi \approx 1 + (n-1)G_- + 2R_+.$$

Эквивалентная схема закрытого канала показана на рис. 3.21,б. Она совпадает полностью с эквивалентной схемой закрытого канала коммутатора 1:2 (см. рис. 3.15,в) и в любом из закрытых каналов потери запираения

$$\mathcal{L}_s = X^4.$$

Для потерь запираения коммутатора остаются справедливыми зависимости, приведенные на рис. 2.50 и 2.51.

Несмотря на небольшую емкость применяемых в лучевых коммутаторах диодов, при увеличении числа каналов рост суммарной емкости закрытых диодов, включенных в месте разветвления коммутатора, может сузить полосу пропускания прибора. В этом случае рекомендуется переходить к построению комбинированного коммутатора. Например, коммутатор 1:8 конструируется с использованием коммутатора 1:2 и двух лучевых коммутаторов 1:4.

Рассмотрим коммутатор (рис. 3.22), в котором использовано последовательно-параллельное включение диодов в линию.

В закрытых каналах при положительной полярности управляющего сигнала диод *VD2* открыт, а диод *VD1* закрыт. В открытом канале диод *VD1* открыт, а диод *VD2* закрыт. При малой ем-

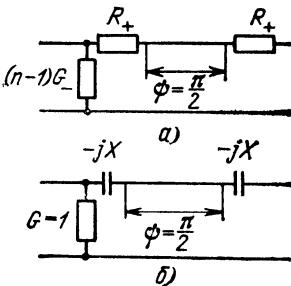


Рис. 3.21

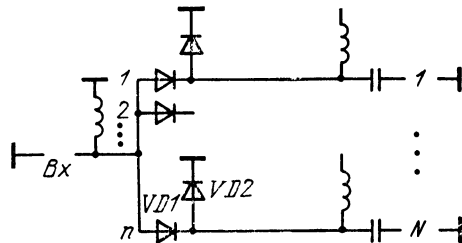


Рис. 3.22

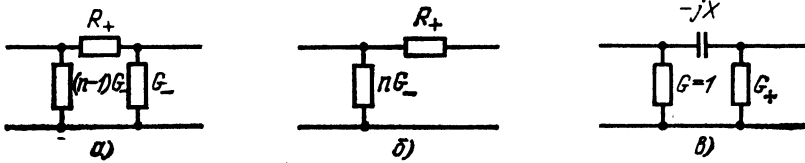


Рис. 3.23

костной проводимости закрытых диодов на входе схемы получаем эквивалентную схему для режимов пропускания, изображенную на рис. 3.23,а.

Используя условие малости величин  $R_+$  и  $G_-$ , можно перейти к более простой схеме на рис. 3.23,б, которая описывается следующим произведением  $A$ -матриц:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ nG_- & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_+ \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

В открытом канале потери

$$\mathcal{L}_n = nG_- + R_+.$$

Эквивалентная схема для закрытого канала показана на рис. 3.23,в.

Схема описывается следующим произведением  $A$ -матриц:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -jX \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ G_+ & 1 \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} -jXG_+ & -jX \\ -jXG_+ & -jX \end{bmatrix},$$

откуда  $\mathcal{L}_3 \approx X^2 G_+^2$ , или, переходя к записи в децибелах, получаем

$$\mathcal{L}_3 = \mathcal{L}_{31} + \mathcal{L}_{32} + 12,$$

где  $\mathcal{L}_{31}$  — потери запыриания в последовательно включенном в линию сопротивления  $X$ ;  $\mathcal{L}_{32}$  — потери запыриания в параллельно включенной проводимости  $G_+$ .

Из 12 дБ дополнительных потерь 6 дБ определяются общими свойствами тройниковых и лучевых коммутаторов, а оставшиеся 6 дБ определяются взаимодействием больших последовательного сопротивления и параллельной проводимости.

В заключение приведем упрощенное изображение топологии и монтажа трехканального коммутатора [47] со схемой последовательно-параллельного расположения диодов (рис. 3.24).

В приведенном коммутаторе можно отметить особенности, характерные для большинства широкополосных коммутаторов. Несимметричные микрополосковые линии выполнены на материале со сравнительно низкой диэлектрической проницаемостью (2, 3), что позволяет избежать распространения высших типов волн в линиях и дополнительного набега фазы в месте разветвления коммутатора. Кроме того, микрополосковые линии напечатаны на узких полосках диэлектрика (фторопласт, армированный стеклотканью), что также препятствует возникновению паразитных свя-



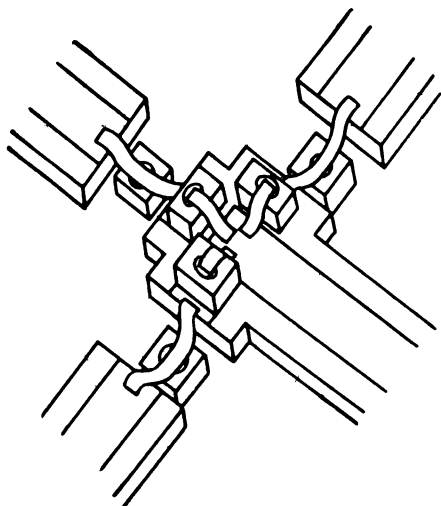


Рис. 3.24

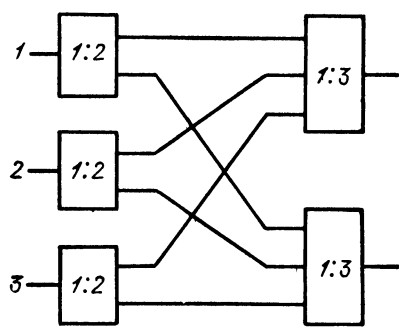


Рис. 3.25

зей. Компенсация емкости параллельных диодов производится путем включения емкости диода в звено ФНЧ, где индуктивность образуется за счет отрезков монтажных шин.

### 3.3. МАТРИЧНЫЕ КОММУТАТОРЫ

Матричный коммутатор  $m \times n$  представляет собой *многополюсник с переключаемыми внутренними связями, имеющий в общем случае  $m$  входов и  $n$  выходов.*

Если принять  $m > n$ , то полное число способов, которыми могут быть соединены  $m$  входов с  $n$  выходами с учетом выбора номеров входных каналов и произвольного изменения порядка их следования, равно числу размещений из  $m$  элементов по  $n$  и составляет

$$A_m^n = m! / (m-n)! \tag{3.4}$$

Отметим, что при каждом способе соединения из  $m$  входных каналов ( $m > n$ ) выбирается  $n$  входных каналов, которые подключаются к  $n$  выходным каналам. Например, если имеется коммутатор  $3 \times 2$ , содержащий три входных канала, с номерами 1—3 и два выходных, то согласно (3.4) всего имеется шесть способов соединения двух входных каналов из трех имеющих с двумя выходными каналами: 1,2; 2,3; 1,3; 2,1; 2,3; 3,1. При этом порядок следования выходных каналов принят неизменным. Приведенный для примера коммутатор  $3 \times 2$  может быть выполнен в виде трех коммутаторов 1:2 и двух коммутаторов 1:3, соединенных между собой так, как это показано на рис. 3.25.

В общем случае матричный коммутатор  $m \times n$  может быть реализован в виде схемы, содержащей  $m$  коммутаторов  $1:n$  и  $n$  коммутаторов  $1:m$ , соединенных аналогичным образом.

Если число входных каналов коммутаторов равно числу выходных, т. е.  $m=n$ , то имеется *квадратный матричный коммутатор*  $m \times m$ . В процессе коммутации в нем производится только изменение порядка следования выходных каналов относительно входных. Для коммутатора  $m \times m$  число способов соединений  $m$

входных каналов с  $m$  выходными равно числу размещений из  $m$  элементов по  $m$  или числу перестановок из  $m$  элементов:

$$A_m^m = P_m = m! . \quad (3.5)$$

Коммутатор  $m \times m$  может быть в принципе выполнен из  $2m$  коммутаторов  $1:m$ . На рис. 3.26 показан коммутатор  $3 \times 3$ , состоящий из шести коммутаторов  $1:3$ . Из рисунка ясен принцип работы схемы и способ соединения коммутаторов. Такая схема может быть применена при небольшом числе каналов. К сожалению, при увеличении числа каналов объем аппаратуры возрастает катастрофически быстро, так как растет и число коммутаторов, и их сложность, характеризуемая числом диодов в коммутаторе. При увеличении числа каналов в  $N$  раз общее число диодов возрастает не менее чем в  $N^2$  раз.

При не слишком большом числе каналов, например  $m=16$ , схема матричного коммутатора может быть значительно упрощена путем использования в ней в качестве основной ячейки коммутатора  $2 \times 2$ .

Следует отметить, что число реализуемых программ соединений при этом значительно меньше числа программ, определяемых (3.5), однако их вполне достаточно для практического использования коммутатора. На рис. 3.27 приведена для примера схема коммутатора  $4 \times 4$ , состоящего из четырех коммутаторов  $2 \times 2$ . Каждый коммутатор  $2 \times 2$  имеет два состояния, обозначаемые условно «0» и «1», таким образом, число возможных перестановок составляет  $2^4=16$ , тогда как для идеального квадратного матричного коммутатора, определение которого дано в начале данного параграфа, число перестановок составляет  $4!=24$ .

В табл. 3.2 приведены 16 состояний коммутаторов  $2 \times 2$  и номера выходных каналов, соединяемых с входными каналами, которые обозначены 1—4. Нумерация выходных каналов выполнена таким образом, чтобы при состоянии коммутаторов  $2 \times 2$  «0000» были соединены одноименные входные и выходные каналы.

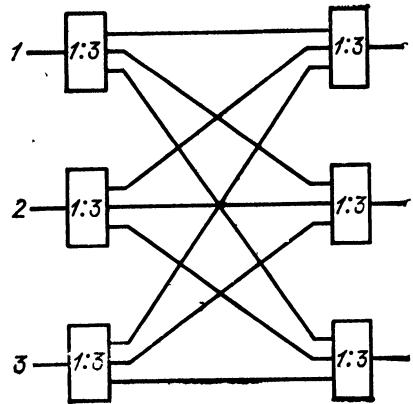


Рис. 3.26

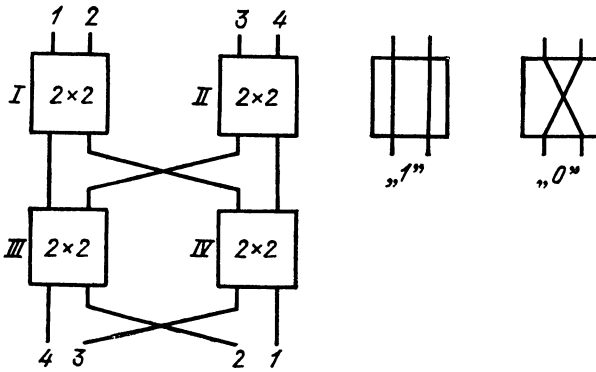


Рис. 3.27

Таблица 3.2

Состояние коммутаторов 2x2				Порядок следования выходных каналов при порядке следования входных				Примечание
I	II	III	IV	1	2	3	4	
0	0	0	0	1	2	3	4	+
0	0	0	1	3	2	1	4	-
0	0	1	0	1	4	3	2	-
0	0	1	1	3	4	1	2	+
0	1	0	0	1	2	4	3	-
0	1	0	1	3	2	4	1	-
0	1	1	0	1	4	2	3	-
0	1	1	1	3	4	2	1	-
1	0	0	0	2	1	3	4	-
1	0	0	1	2	3	1	4	-
1	0	1	0	4	1	3	2	-
1	0	1	1	4	3	1	2	-
1	0	0	0	2	1	4	3	-
1	1	0	1	2	3	4	1	+
1	1	1	0	4	1	2	3	+
1	1	1	1	4	3	2	1	++

Из табл. 3.2 видно, что, несмотря на ограниченное число элементов, схемы с коммутаторами 2x2 обладают обширными коммутационными возможностями. В таблице знаком + помечены состояния, обеспечивающие циклическую перестановку выходных каналов коммутатора относительно входных. Это свойство матричных коммутаторов, построенных с использованием элементарных коммутаторов 2x2, применяется в кольцевых фазированных антенных решетках [48]. Знаком ++ обозначено состояние, обеспечивающее смену следования каналов на обратное. Из приведенного примера ясна особая роль коммутаторов 2x2, и имеет смысл рассмотреть вопросы их расчета более подробно.

**Методы реализации коммутаторов 2x2.** Балансный выключатель [17] при соответствующем включении является

коммутатором  $2 \times 2$  (рис. 3.28). Если плечи 1 и 2 считать входами коммутатора, а 3 и 4 его выходами, то при открытых диодах  $VD1$  и  $VD2$  вход 1 соединен с выходом 3, а вход 2 с выходом 4. При закрытых диодах чередование выходных каналов меняется на обратное. В схеме применено минимальное число диодов. Электрические параметры схемы недостаточно высокие из-за ограниченной направленности применяемых мостов с коэффициентом деления 3 дБ.

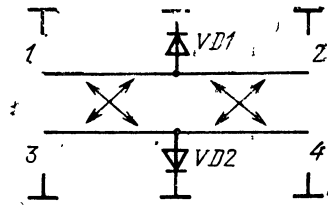


Рис. 3.28

Значительно лучшими параметрами обладают кольцевые коммутаторы  $2 \times 2$ . На рис. 3.29 показан простейший кольцевой коммутатор  $2 \times 2$ , содержащий четыре коммутационных диода, включенных в передающую линию параллельно. Шлейфы, включенные параллельно диодам, служат для компенсации их емкости. Схема представляет собой два совмещенных коммутатора 1:2, использующих  $T$ -соединения. При открытых диодах  $VD1$  и  $VD2$  и закрытых диодах  $VD3$  и  $VD4$  происходит соединение каналов 1—2 и 3—4. При обратном состоянии диодов происходит соединение каналов 1—3, 2—4.

Рассмотрим потери пропускания и запирания в схеме, а также ее полосу согласования. Для средней частоты эквивалентные схемы, по которым можно рассчитать потери пропускания и запирания, представлены на рис. 3.30, а и б соответственно. В режиме пропускания любой из четырех каналов схемы (например, 1—3) включает в себя внесенную проводимость открытых диодов (например,  $VD3$  и  $VD4$  на рис. 3.29), трансформированную четвертьволновыми отрезками линий, и проводимость закрытого диода (например,  $VD1$ ).

Свойства схемы в состоянии пропускания на средней частоте описываются следующим произведением  $A$ -матриц:

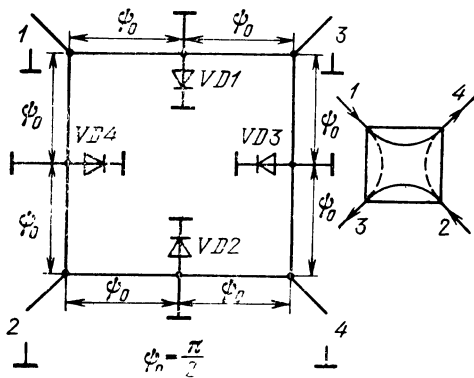


Рис. 3.29

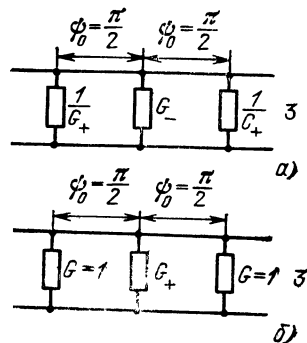


Рис. 3.30

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/G_+ & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ G_- & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/G_+ & 1 \end{bmatrix} \approx - \begin{bmatrix} 1 & G_- \\ 1/G_+ & 1 \end{bmatrix}.$$

С учетом  $G_+ \gg 1$ , а  $G_- \ll 1$  потери пропускания

$$\mathcal{L}_\pi = 1 + G_- + 2/G_+.$$

В режиме запирания любой из каналов схемы (например, канал 1—3) включает в себя единичные нормированные проводимости, вносимые из открытых каналов 1—2 и 3—4, и большую активную проводимость открытого диода (в данном случае  $VD1$  на рис. 3.29). Эти элементы показаны на рис. 3.30,б.

Свойства каждого из каналов схемы в режиме запирания могут быть описаны следующим произведением  $A$ -матриц:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ G_+ & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & j \\ j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \approx - \begin{bmatrix} G_+ & G_+ \\ G_+ & G_+ \end{bmatrix}.$$

На средней частоте потери запирания

$$\mathcal{L}_s = 4G_+^2,$$

т. е. на 12 дБ превышают потери запирания одиночного диода, включенного в линию с тем же волновым сопротивлением. Это свойство схемы кольцевого коммутатора  $2 \times 2$ , которое, как будет показано ниже, справедливо и при последовательном включении диодов, объясняется тем, что кольцевой коммутатор  $2 \times 2$  состоит из двух совмещенных коммутаторов 1:2, для которых в режиме запирания дополнительные потери составляют 6 дБ.

Вернемся к вопросу широкополосности коммутатора  $2 \times 2$  с параллельным включением диодов в режиме пропускания. В силу симметрии кольцевого коммутатора  $2 \times 2$  достаточно рассмотреть полосу пропускания коммутатора при прохождении сигнала между двумя смежными каналами, например 1 и 3 на рис. 3.29 при закрытом диоде  $VD1$  и открытых диодах  $VD3$  и  $VD4$ . Пренебрегая потерями в диодах, получаем эквивалентную схему, показанную на рис. 3.31,а и б. При соответствующей добротности среднего звена, образованного емкостной проводимостью диода и индуктивной проводимостью компенсирующего шлейфа, схема может быть выполнена как *трехзвенный ППФ* с максимально-плоской или чебышевской характеристикой пропускания. Добротность крайних звеньев задается единичной нормированной волновой проводимостью отрезков, образующих кольцо коммутатора. При заданном максимальном значении  $K_{с\tau U}$  полоса пропускания коммутатора определяется по табл. 2.1 и 2.2 для трехзвенного ППФ.

В частности, для максимально-плоского фильтра при  $K_{с\tau U} = 1,22$   $Q_1 S = -Q_3 S = 0,232$ , откуда  $S = 0,3$ .

Для чебышевского фильтра при том же уровне согласования  $Q_1 S = Q_3 S = -0,427$ , откуда полоса согласования  $S = 0,543$ , т. е. примерно в 1,8 раза шире, чем в максимально-плоском фильтре.

**Кольцевые коммутаторы  $2 \times 2$  с последовательным включением диодов.** При малом уровне мощности в коммутаторе  $2 \times 2$  микро-

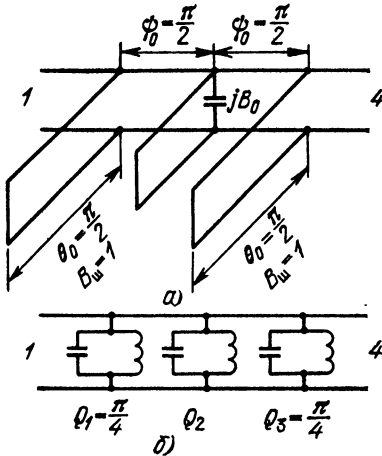


Рис. 3.31

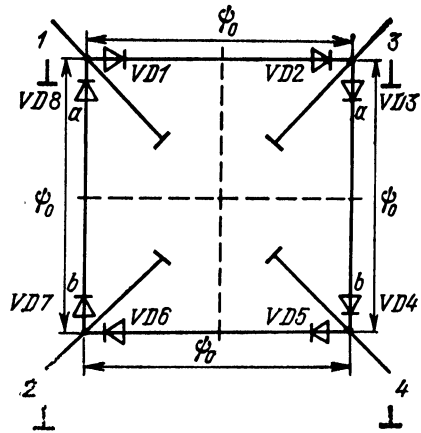


Рис. 3.32

полоскового исполнения с успехом может быть использована схема с последовательным включением диодов. Такой коммутатор имеет меньшую длину соединительных линий, чем коммутатор с параллельным включением диодов, и при малой емкости диодов может применяться на частотах до 5 ГГц [48]. Схема коммутатора с последовательным включением диодов показана на рис. 3.32. При соединении каналов 1 и 3 и 2 и 4 диоды  $VD1$ ,  $VD2$ ,  $VD5$  и  $VD6$  открыты, остальные закрыты. При соединении каналов 1 и 2 и 2 и 4 состояние диодов меняется на обратное.

Рассмотрим потери пропускания и запирания на средней частоте. Для этого воспользуемся сначала упрощенной моделью коммутатора, которая учитывает потери в диодах, непосредственно примыкающих к рассматриваемому каналу коммутатора, т. е. в канале 1—3 (см. рис. 3.32) учтем потери в диодах  $VD1$ — $VD3$  и  $VD8$ .

На рис. 3.33, *а* и *б* показаны соответственно упрощенные схемы для расчета потерь пропускания и запирания коммутатора. Четвертьволновые отрезки  $ab$  (см. рис. 3.32) будем считать разомкнутыми в точках  $b$ , поэтому к точкам  $a$  трансформируется весьма низкое сопротивление и диоды  $VD8$  и  $VD3$  оказываются включенными параллельно линии передачи 1—3. В режиме пропускания емкости диодов ( $VD8$  и  $VD3$  на рис. 3.32) скомпенсированы индуктивными короткозамкнутыми шлейфами.

С учетом этих замечаний диссипативные элементы канала коммутатора в режиме пропускания представлены активной составляющей проводимости закрытых диодов  $VD3$  и  $VD8$ , включенной параллельно линии, и активными сопротивлениями диодов  $VD1$  и  $VD2$ , включенных в линию последовательно. С учетом  $R_+ \ll 1$  и  $G_- \ll 1$  потери пропускания

$$\mathcal{L}_\pi \approx 1 + 2G_- + 2R_+.$$

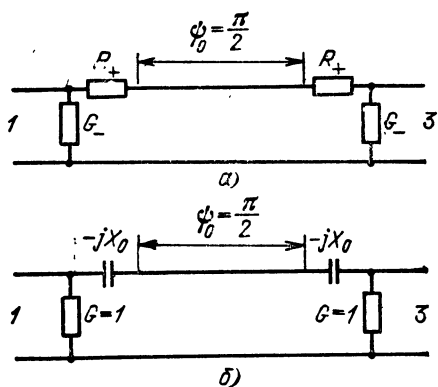


Рис. 3.33

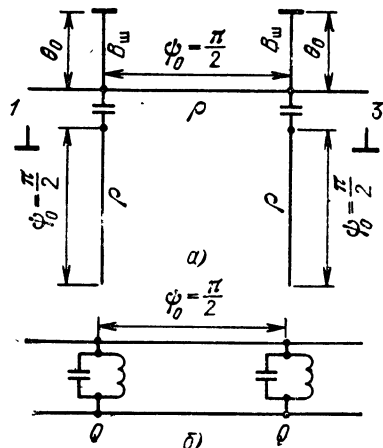


Рис. 3.34

Для расчета потерь запираения пренебрежем активными составляющими сопротивления диодов. Тогда упрощенная схема закрытого канала, например 1—2, будет представлена емкостным сопротивлением закрытых диодов (например,  $VD7$  и  $VD8$ ) и единичными проводимостями, вносимыми открытыми каналами 1—3 и 2—4. С учетом сделанных приближений ( $X_0 \gg 1$ ) потери запираения  $\mathcal{L}_3 \approx 4X_0^4$ , или, переходя к соотношению в децибелах,

$$\mathcal{L}_3 = \mathcal{L}_{32} + 12,$$

т. е. потери запираения превышают на 12 дБ потери запираения в двух диодах, включенных последовательно в линию на расстоянии, равном четверти длины волны.

Рассмотрим широкополосность коммутатора  $2 \times 2$  с последовательно включенными диодами в режиме пропускания. Каждое из плеч кольцевого коммутатора, например плечо, соединяющее в режиме пропускания каналы 1 и 3, можно рассматривать как двухзвенный ППФ с четвертьволновой связью. На рис. 3.34, а и б показана эквивалентная схема одного из плеч коммутатора и поставленная ей в соответствие схема прототипа из двух параллельных колебательных контуров со связью в виде четвертьволнового отрезка.

Нагруженная добротность таких контуров была рассмотрена в гл. 2. При  $\rho = 1$  характеристика пропускания двухзвенного фильтра имеет максимально-плоский характер.

Полоса пропускания может быть расширена, если волновое сопротивление плеч кольцевого коммутатора снизить по сравнению с волновым сопротивлением подводящих линий, т. е. использовать  $\rho < 1$ . При этом снижается нагруженная добротность резонансных контуров и дополнительно расширяется полоса пропускания коммутатора в связи с переходом к чебышевской характеристике, пропускания. Пример расчета приведен ниже.

**Уточненный расчет кольцевого коммутатора  $2 \times 2$ .** В приведенных выше расчетах потерь пропускания, запирания и частотных свойств коммутатора  $2 \times 2$  рассматривались процессы, проходящие только в одной ветви коммутатора. Влияние остальных ветвей коммутатора учитывалось не полностью. В то же время существует метод, позволяющий точно рассчитать параметры симметричных восьмиполосников, к которым относится и кольцевой коммутатор  $2 \times 2$ .

Таким методом является метод *синфазного и противофазного возбуждения*.

При симметрии восьмиполосника относительно горизонтальной плоскости его анализ сводится к суперпозиции параметров четырехполосников, получающихся при рассеении восьмиполосника плоскостью из идеального магнетика, совпадающей с горизонтальной осью симметрии (синфазное возбуждение плеч 1 и 2), и при рассеении плоскостью из идеального проводника (противофазное возбуждение плеч 1 и 2). На рис. 3.35, а и б показано применение метода для анализа кольцевого коммутатора с последовательным включением диодов. На рис. 3.35, а показаны четырехполосники, соответствующие синфазному, а на рис. 3.35, б — противофазному возбуждению плеч 1 и 2 коммутатора. Для упрощения расчетов закрытые диоды представлены емкостью  $C$ , а открытые — нулевым сопротивлением.

Полученные при синфазном и противофазном возбуждении четырехполосники описываются в общем виде следующими матрицами рассеяния соответственно:

$$[S]^{++} = \begin{bmatrix} S_{11}^{++} & S_{12}^{++} \\ S_{21}^{++} & S_{22}^{++} \end{bmatrix}; \quad [S]^{+-} = \begin{bmatrix} S_{11}^{+-} & S_{12}^{+-} \\ S_{21}^{+-} & S_{22}^{+-} \end{bmatrix}.$$

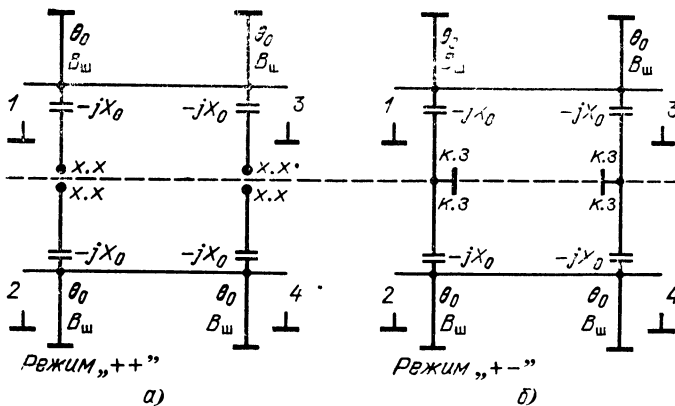


Рис. 3.35



Параметры восьмиполюсника, представляющие интерес, равны:

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

Остальные параметры восьмиполюсника легко получить, используя свойства взаимности схемы, а также ее симметрию относительно вертикальной оси.

Отметим, что потери пропускания в канале 1—3

$$\mathcal{L}_n = 1/|S_{13}|^2,$$

а потери запирания, дБ, в каналах 1—2 и 1—4 соответственно равны:

$$\mathcal{L}_{312} = 10 \lg |S_{12}|^2; \mathcal{L}_{314} = 10 \lg |S_{14}|^2.$$

Таким образом, анализ кольцевого выключателя сводится к нахождению элементов матриц рассеяния четырехполюсников, показанных на рис. 3.35.

Для анализа коммутатора необходимо найти следующие элементы матриц рассеяния четырехполюсника:  $S_{11}^{++}$ ,  $S_{11}^{+-}$ ,  $S_{12}^{++}$  и  $S_{12}^{+-}$ .

С учетом взаимности и симметрии четырехполюсников относительно вертикальной оси элементы матрицы рассеяния связаны с  $A$ -матрицами четырехполюсника следующим образом:

$$S_{11} = [1 - (A_{11}^2 - A_{21}^2)]/[1 - (A_{11} + A_{21})^2]; S_{12} = (-2A_{21})/[1 - (A_{11} + A_{21})^2].$$

В итоге задача свелась к нахождению элементов  $A$ -матриц четырехполюсников, соответствующих режимам синфазного и противофазного возбуждения, и использованию приведенных выше соотношений.

Для иллюстрации метода рассмотрим кольцевой коммутатор  $2 \times 2$  с последовательно включенными диодами, имеющими нормированное емкостное сопротивление  $X_0 = 10$  и нормированную волновую проводимость компенсирующего шлейфа  $B_{ш} = 0,5$ . На рис. 3.36 показаны результаты расчета потерь пропускания методами

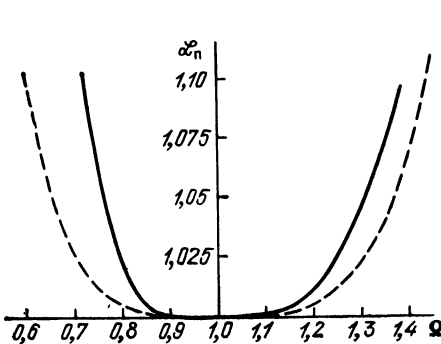


Рис. 3.36

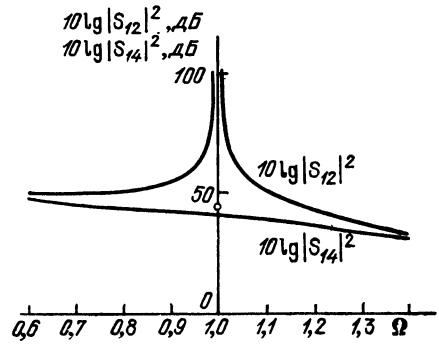


Рис. 3.37

синфазного и противофазного возбуждения (штриховые линии) и LC-прототипа согласно рис. 3.34 (сплошная линия). Разница в ширине полосы пропускания на уровне потерь  $\mathcal{L}_n = 0,01$  составляет примерно 20%.

На рис. 3.37 показаны потери запираания в каналах коммутатора  $1 \rightarrow 4$  и  $1 \rightarrow 2$  (см. рис. 3.32). На кривой потеря в канале  $1 \rightarrow 4$

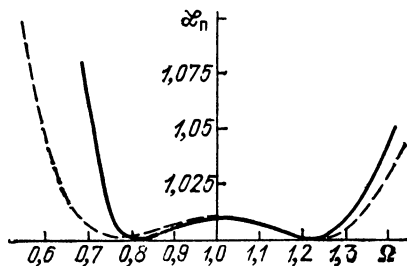


Рис. 3.38

голкой показано значение затухания при  $\Omega = 1$ , рассчитанное согласно (3.35) для принятого значения  $X_0 = 10$ . На той же частоте имеется полюс затухания в канале  $1 \rightarrow 2$ . Наличие полюса затухания легко может быть объяснено, если рассмотреть фазовые соотношения в кольцевом коммутаторе  $2 \times 2$ . Сигналы поступают из первого канала во второй двумя путями: через плечо коммутатора  $1 \rightarrow 2$  и через плечи коммутатора  $1 \rightarrow 3$ ,  $3 \rightarrow 4$ ,  $4 \rightarrow 2$  (см. рис. 3.32). При электрической длине плеч коммутатора  $\psi_0 = \pi/2$  сигналы оказываются сдвинутыми на угол, равный  $\pi$ , и при равенстве амплитуд образуется нулевой суммарный сигнал, т. е. полюс потерь запираания. Рассмотренный эффект практически проявляется в виде увеличения потерь запираания в смежных каналах коммутатора по сравнению с потерями в каналах, расположенных по диагонали. Образованию полюса потерь запираания на практике препятствуют неидеальные нагрузочные сопротивления, к которым подключен испытываемый коммутатор. Это явление хорошо исследовано в направленных ответвителях и носит название *эффективной направленности*.

Метод синфазного и противофазного возбуждения позволяет рассчитать параметры коммутатора при снижении волнового сопротивления линий, образующих плечи коммутатора. На рис. 3.38 сплошной линией показаны потери пропускания в коммутаторе при снижении нормированного волнового сопротивления четвертьволновых отрезков линий до  $\rho = 0,904$  и сохранении остальных значений элементов схемы.

Расчет этой характеристики проведен методами двухзвенного LC-прототипа (сплошная линия) и синфазного и противофазного возбуждения (штриховые линии). Разница в ширине полос пропускания составляет около 15%.

#### 3.4. СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЫКЛЮЧАТЕЛЯМИ И КОММУТАТОРАМИ СВЧ

Схемы управления коммутационными полупроводниковыми устройствами СВЧ относятся к области техники, занимающейся цифровыми элементами и импульсными схемами. Тем не менее понятие об этих устройствах необходимо специалисту, работаю-

щему в области СВЧ техники, для того, чтобы разумно сформулировать требования к этим устройствам. Кроме того, в последнее время наметилась тенденция объединения СВЧ коммутационных устройств и устройств управления в одном модуле. В этих условиях понимание принципов работы устройства управления полупроводниковым СВЧ коммутационным устройством становится необходимым для специалиста, занятого в области техники СВЧ.

В данной книге рассматриваются устройства СВЧ, имеющие два состояния: например, для управляемого полупроводникового выключателя такими состояниями являются «выключатель пропускает» и «выключатель заперт». В более сложных случаях, к которым относятся, например, бинарные коммутаторы СВЧ, каждый из входящих в их состав полупроводниковых элементов имеет не более двух состояний. Эта специфика работы СВЧ устройств обуславливает принцип построения устройств управления. Их задачами являются:

обеспечение стационарных режимов работы коммутационных диодов, т. е. значений прямых токов и напряжений обратного смещения;

обеспечение необходимой длительности переходных процессов, т. е. быстрогодействия устройства, включающего в себя полупроводниковый коммутационный диод и схему управления;

преобразование сигналов управления (команд) стандартного уровня, принятого в цифровой технике, в управляющие токи и напряжения.

**Прямой ток и обратное смещение в коммутационных диодах.** Прямой ток современных *p-i-n*-диодов, работающих при высоком уровне мощности, как правило, не превышает 200 мА, а диодов, работающих при малом уровне мощности, составляет 3—50 мА. Напомним, что сопротивление открытого диода в СВЧ диапазоне для достаточно большого диапазона изменения управляющего тока изменяется в соответствии с выражением

$$r_+ = \omega^2 / (2\mu\epsilon I_0).$$

Обычно изменения сопротивления открытого диода на СВЧ в функции от управляющего тока приводятся в справочных данных о диодах. Для обеспечения требуемого значения  $r_+$  необходимо при проектировании схемы управления обеспечить ток управления, который при воздействии всех *дестабилизирующих факторов* не был бы *меньше* некоторого заданного значения. Рассмотрим простейшую схему, состоящую из последовательно соединенных источника постоянного напряжения  $E$ , балластного резистора и СВЧ коммутационного диода.

На рис. 3.39 построена характеристика схемы, учитывающая нелинейные свойства вольт-амперной характеристики диода. На рисунке показано изменение вольт-амперной характеристики диода в группе диодов, а также при изменении температуры окружающей среды. Там же показано влияние разброса сопротивления балластного резистора и напряжения источника положительного смещения  $E$ .

При увеличении сопротивления балластного резистора  $R_6$  необходимо увеличивать и напряжение источника питания для получения нужного тока через диод, что энергетически невыгодно. Однако при этом уменьшается влияние раз-

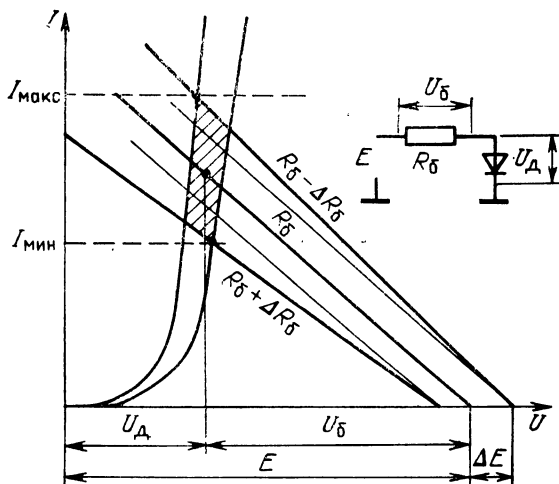


Рис. 3.39

броса напряжения источника питания и вольт-амперной характеристики диода на ток диода, т. е. уменьшается высота фигуры, заштрихованной на рис. 3.39.

При уменьшении сопротивления балластного резистора можно использовать источник питания с меньшим напряжением, но влияние разброса параметров схемы на ток диода увеличивается. Отсюда понятна роль балластного резистора. Следует отметить, что, когда к источнику управляющего напряжения подключается параллельно несколько *p-i-n*-диодов, балластные резисторы должны быть включены последовательно с каждым из диодов. Попытка использования общего балластного резистора может привести к нежелательному перераспределению токов между диодами. Напряжение источника прямого смещения обычно составляет 5 В.

Обратное смещение в режиме закрытого *p-i-n*-диода необходимо в коммутационных устройствах, работающих как при низком, так и при высоком уровне мощности. При работе при низком уровне мощности обратное смещение уменьшает количество носителей заряда в тонком *i*-слое и способствует уменьшению потерь в закрытом диоде.

При работе при высоком уровне мощности отрицательное смещение препятствует возникновению тока в положительные полупериоды синусоидального СВЧ сигнала, т. е. снижает потери в диоде. Кроме того, при работе при любом уровне мощности отрицательное смещение способствует более быстрому переходу от режима работы диода «диод открыт» к режиму «диод закрыт».

**Режимы работы коммутационных диодов и обеспечение быстродействия.** Коммутационный диод в СВЧ устройстве работает в следующих режимах:

- прямого тока *A*, диод открыт;
- перехода от прямого тока к обратному смещению *B*;
- обратного смещения *C*, диод закрыт;
- перехода от обратного смещения к прямому току *D*.

Ток через *p-i-n*-диод и напряжение на диоде при чередовании режимов *A—B—C—D* показаны на рис. 3.40. Режим работы *A* был рассмотрен выше и не требует особых пояснений. Отметим, что для кремниевых *p-i-n*-диодов падение

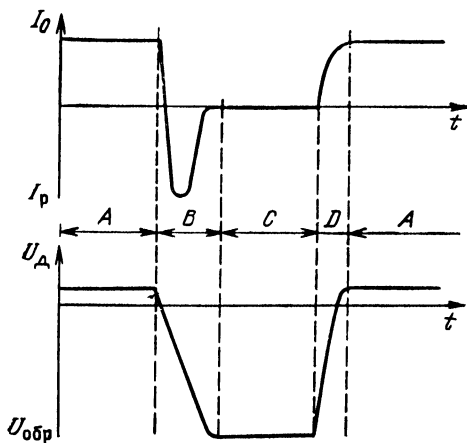


Рис. 3.40

обладающих минимальной длительностью переходных процессов (*B* и *D*) в диодах.

Простейшая схема управления представлена на рис. 3.41, *a*. Резисторы *R1* и *R2* служат для согласования напряжения база — эмиттер транзистора *VT1* со стандартными уровнями сигналов ТТЛ (транзисторно-транзисторной логики) на входе схемы управления. Для логического сигнала 0 этот уровень составляет от 0 до 0,8 В, для логического сигнала 1 — от 2,6 до 5 В. При открытом транзисторе *VT1* (логический 0 на входе схемы) ток от положительного полюса источника прямого смещения  $U_{пр}$  протекает через транзистор *VT1*, резистор *R3* и *p-i-n*-диод *VD1*.

В статическом режиме ток

$$I_{пр} = [U_{пр} - (U_{д} + U_{т})] / R,$$

где  $U_{д}$  — падение напряжения на *p-i-n*-диоде;  $U_{т}$  — падение напряжения на транзисторе (около 1 В и менее); *R* — сопротивление балластного резистора *R3*.

При переходе от режима обратного смещения к режиму прямого тока бу-

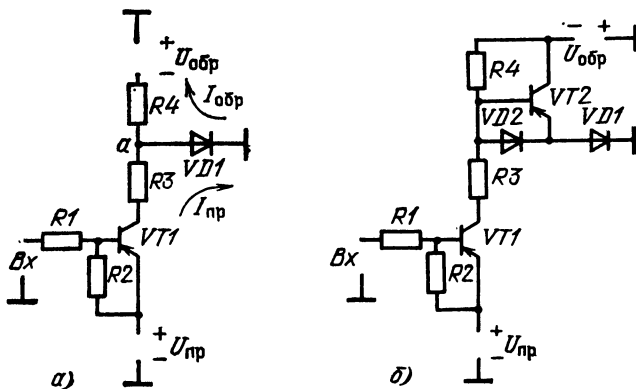


Рис. 3.41

дем считать, что ток  $I_{\text{пр}}$  постоянен в большей части переходного режима и равен установившемуся значению.

Тогда изменение накопленного заряда происходит в соответствии с выражением

$$Q_{\text{нак}}(t) = I_{\text{пр}}\tau (1 - e^{-t/\tau}).$$

Это выражение становится точным при неограниченном увеличении напряжения источника постоянного смещения  $U_{\text{пр}}$  и сопротивления балластного резистора  $R3$ .

Пропорционально накопленному заряду изменяется и активная составляющая проводимости диода. При переходе диода из открытого состояния в закрытое транзистор  $VT1$  закрывается и к  $p-i-n$ -диоду оказывается подключенным источник обратного напряжения  $U_{\text{обр}}$  через резистор  $R4$ . При этом максимальное значение тока, вытягивающего накопленный заряд из  $i$ -слоя диода,  $I_{\text{обр}} = U_{\text{обр}}/R'$ , где  $R'$  — сопротивление резистора  $R4$ .

Считая приближенно, что обратный ток  $I_{\text{обр}}$  постоянен в течение большей части переходного процесса, получаем

$$T = Q_{\text{нак}}/I_{\text{обр}} = I_{\text{пр}}\tau/I_{\text{обр}}, \quad (3.6)$$

где  $T$  — время перехода к закрытому состоянию.

Таким образом, для сокращения времени перехода диода из открытого состояния в закрытое необходимо увеличивать ток  $I_{\text{обр}}$ .

Увеличение тока  $I_{\text{обр}}$  в схеме 3.41,а энергетически невыгодно по следующим причинам. При режиме прямого тока через диод  $VD1$  напряжение в точке  $a$  схемы равно прямому падению напряжения на диоде ( $U_{\text{д}}$ ). При этом ток через резистор  $R4$  при открытом диоде  $VD1$  составляет  $I = (U_{\text{обр}} + U_{\text{д}})/R'$ .

Бесполезная мощность, выделяемая этим током в резисторе  $R4$ , может превышать мощность, отбираемую от источника прямого смещения  $U_{\text{пр}}$ . От этого недостатка свободна схема, показанная на рис. 3.41,б, получившая довольно широкое распространение [17, 49]. В схеме добавлены транзистор  $VT2$  и диод  $VD2$ . При логическом сигнале 0 на входе схемы создается прямой ток через  $p-i-n$ -диод  $VD1$ , который проходит через открытый транзистор  $VT1$ , резистор  $R3$  и вспомогательный диод  $VD2$ .

Падение напряжения на диоде  $VD2$  держит закрытым транзистор  $VT2$ , и ток от источника  $U_{\text{обр}}$  определяется высоким сопротивлением резистора  $R4$ . При этом потери мощности в резисторе  $R4$  незначительны.

При логическом сигнале 1 на входе схемы транзистор  $VT1$  закрывается, открывается транзистор  $VT2$  и накопленный заряд  $p-i-n$ -диода  $VD1$  вытягивается источником напряжения  $U_{\text{обр}}$  через малое сопротивление эмиттер — коллектор транзистора  $VT2$ . При этом обратный ток  $I_{\text{обр}}$  в течение переходного процесса может во много раз превышать прямой стационарный ток  $I_{\text{пр}}$ . По окончании переходного процесса потребление тока от источника обратного напряжения  $U_{\text{обр}}$  практически равно нулю. Значительное увеличение обратного тока согласно выражению  $T = I_{\text{пр}}\tau/I_{\text{обр}}$  может сделать время восстановления  $T$  диодов в режиме перехода от открытого состояния к закрытому во много раз меньше времени жизни носителей заряда  $\tau$ .

Приведенные схемы пригодны для использования в выключателях, где переключение режима работы всех диодов производится синхронно. В ряде случаев, например в бинарных коммутаторах, необходима парафазная работа диодов или групп диодов. В этом случае можно использовать два одинаковых устройства

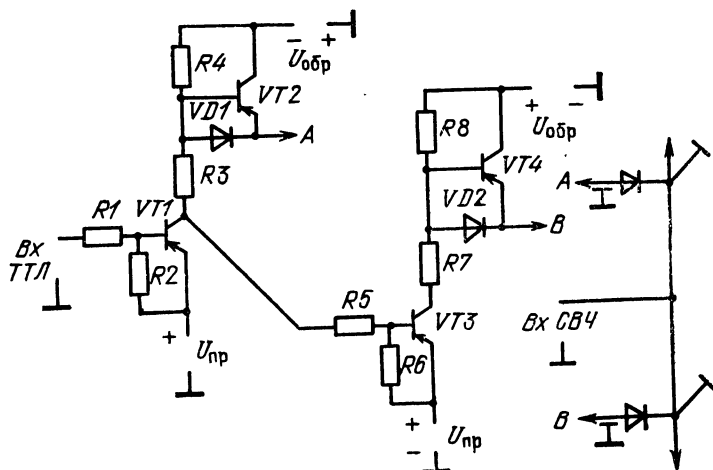


Рис. 3.42

управления, если на входе одного из них поставить инвертор. Другое схемное решение показано на рис. 3.42.

Сигналы, подаваемые на вход схемы, инвертируются в коллекторной цепи транзистора  $VT1$ . В итоге управляющие сигналы в точках  $A$  и  $B$  схемы находятся в противофазе, т. е. когда в точке  $A$  вырабатывается прямой ток, в точке  $B$  вырабатывается обратное напряжение, и наоборот.

Рассмотрим еще одну схему управления, необходимую для коммутаторов, в которых диоды включены таким образом, что в обоих стационарных состояниях схемы токи одинаковы, а изменяется их направление. Схема управления, обеспечивающая такой режим работы, показана на рис. 3.43.

Схема управления состоит из  $n$ - $p$ - $n$ -транзистора  $VT1$  и  $p$ - $n$ - $p$ -транзистора  $VT2$ , включенных последовательно. Управляющие сигналы, поступающие на  $p$ - $i$ - $n$ -диоды  $VD1$  и  $VD2$ , снимаются со средней точки схемы. К недостаткам схемы относится усложнение предусилителя из-за необходимости создания разных потенциалов на базах транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ .

В заключение отметим, что конструктивное выполнение схем управления зависит, в первую очередь, от значений прямого тока и обратного напряжения. При малых прямых токах и напряжениях обратного смещения (от 10 до 25 мА

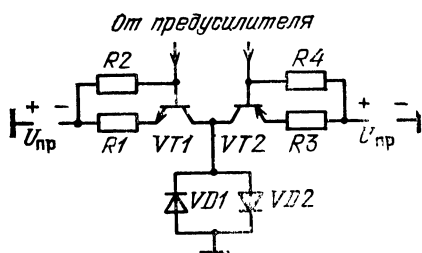


Рис. 3.43

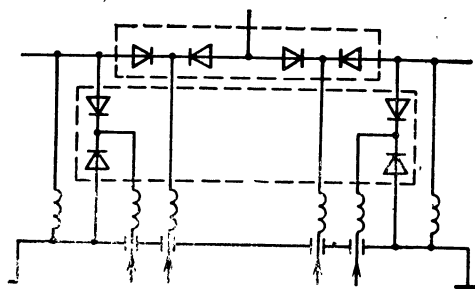


Рис. 3.44

и от 10 до 30 В соответственно) схема управления может быть выполнена в виде микросхемы на одном кристалле полупроводника. При больших токах и напряжениях применяются гибридно-интегральные схемы с навесными элементами (транзисторами). Устройства управления мощными  $p-i-n$ -диодами с прямыми токами, составляющими сотни миллиампер, и обратными напряжениями, составляющими сотни вольт, конструируются на базе дискретных полупроводниковых элементов.

### 3.5. НЕКОТОРЫЕ ПРИМЕНЕНИЯ КОММУТАТОРОВ СВЧ

Рассмотрим три примера, в первом из которых отражены тенденции развития современных коммутаторов, работающих при высоком уровне мощности, во втором описывается применение лучевых и матричных коммутаторов для управления положением диаграммы направленности кольцевой ФАР, а в третьем иллюстрируются принципы построения схем с переключаемыми генераторами.

**Коммутатор 1:2 на уровень непрерывной мощности 2000 Вт [36].** Возможности коммутаторов высокого уровня мощности можно проиллюстрировать на примере коммутатора 1:2, работающего при уровне непрерывной мощности до 2000 Вт в диапазоне 20—500 МГц. Несмотря на сравнительно низкую рабочую частоту, устройство представляет интерес из-за исключительно малых потерь и высокого уровня непрерывной мощности.

Схема коммутатора представлена на рис. 3.44. Схема собрана на двух диодных сборках по четыре  $p-i-n$ -диода в каждой (обведены штриховыми линиями) по последовательно-параллельной схеме.

#### Параметры диодов

Толщина $i$ -слоя, мкм	150
Диаметр $i$ -слоя, мм	2,2
Напряжение пробоя, В	1800
Емкость структуры, пФ	3,0
Прямой ток, мА	300
Обратное напряжение, В	400
Сопротивление диода под током на частоте 1 ГГц, Ом	0,2
Критическая частота, ГГц	250
Время жизни носителей заряда (при 10 мА), мкс	15
Тепловое сопротивление, °С/Вт	1,5
Минимальная тепловая постоянная времени, мкс	1700

Диоды были смонтированы на основаниях из окиси бериллия. Потери пропускания в коммутаторе составляли 0,1 дБ. При этом почти половина потерь приходилась на радиотехнические элементы — сосредоточенные индуктивности (10 мкГн) и соединительные линии. Потери запирания менялись от 40 до 60 дБ. На базе этой схемы разработаны коммутаторы на большое число положений.

**Применение коммутаторов в кольцевых ФАР.** Назначением кольцевых ФАР является обеспечение электронного сканирования диаграммы направленности антенны в угле, равном  $360^\circ$ . В настоящее время имеется ряд работ, например [48], в которых описывается применение в кольцевых ФАР коммутационных систем на полупроводниковых  $p-i-n$ -диодах.

Рассмотрим методы управления диаграммой направленности в наземных ФАР дециметрового и сантиметрового диапазонов длин волн, опубликованных в Трудах Интернациональной конференции по радиолокации (Париж, 1978 г.).



Эти ФАР обеспечивают сканирование диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости в пределах  $360^\circ$ . В вертикальной плоскости форма и положение диаграммы в процессе сканирования неизменны; ФАР состоит из 48 вертикальных столбцов с излучателями и пассивными полосковыми схемами (делителями), формирующими диаграмму в вертикальной плоскости.

Задачами коммутационной системы являются:

1) из 48 столбцов возбудить 16 рядом стоящих и создать таким образом освещенное пятно на боковой поверхности ФАР, занимающее  $1/3$  часть ее поверхности (при увеличении угла освещенного пятна сверх  $120^\circ$  коэффициент использования площади антенны будет увеличиваться незначительно);

2) осуществить безынерционное передвижение освещенного пятна путем выбора новых групп по 16 рядом расположенных столбцов из имеющихся 48;

3) скорректировать цилиндрические ошибки, которые проявляются как изменение фаз колебаний на выходе столбцов при падении на решетку плоской волны, и осуществить спадающее распределение амплитуд в горизонтальной плоскости внутри пятна для уменьшения боковых лепестков диаграммы направленности;

4) реализовать суммарную и разностную диаграммы направленности в горизонтальной плоскости.

Эти задачи решаются с помощью относительно небольшого объема аппаратуры, элементы которой соединены специальным образом.

Без учета диаграммообразующих схем в вертикальной плоскости в состав аппаратуры входят: 16 коммутаторов  $1:3$ ; 32 коммутатора  $2 \times 2$ ; диаграммообразующая схема для коррекции цилиндрических ошибок, создания амплитудного распределения и суммарно-разностных диаграмм направленности; ряд синфазных соединительных линий.

Упрощенная схема коммутационной системы показана на рис. 3.45. На этом рисунке (1) — цилиндрическое полотно ФАР, состоящее из 48 излучателей. 16 коммутаторов  $1:3$  (2) соединены с излучателями синфазными линиями так, как это показано в табл. 3.3.

Таблица 3.3

Номер коммутатора $1:3$	1	2	3	...	15	16
Номер выхода коммутатора	1, 2, 3	1, 2, 3	1, 2, 3	...	1, 2, 3	1, 2, 3
Номер излучателя	1, 17, 33	2, 18, 34	3, 19, 35	..	15, 31, 47	16, 32, 48

Таким образом, к излучателям ФАР последовательно присоединены все первые выходы 16 коммутаторов, затем вторые и т. д. Нетрудно убедиться, что, устанавливая в коммутаторах  $1:3$  определенные стационарные положения, можно передвигать освещенное пятно вдоль полотна цилиндрической ФАР.

Если все 16 коммутаторов установить так, что их первые выходы соединены со входами, то с помощью диаграммообразующей схемы (4) можно было бы скорректировать цилиндрические ошибки, создать определенное распределение амплитуд внутри освещенного пятна и сформировать суммарную и разностную диаграммы. Другими словами, сигналы, соответствующие началу освещенного

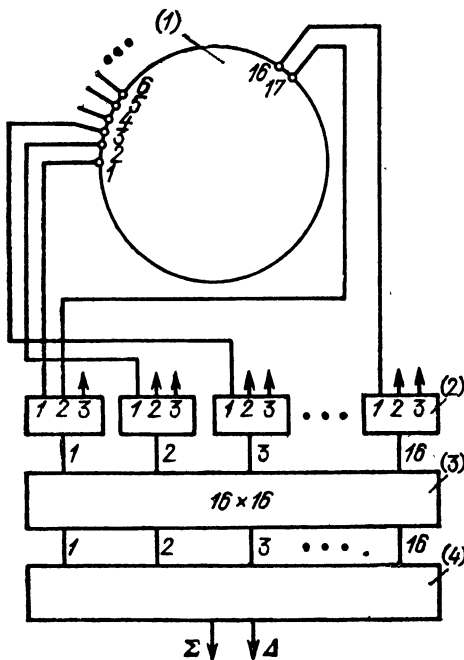


Рис. 3.45

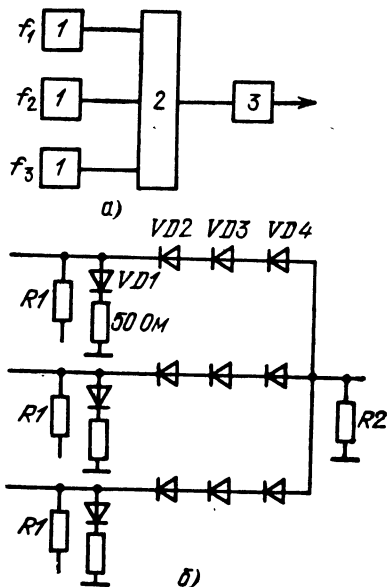


Рис. 3.46

пятна, должны попадать на вход 1 диаграммообразующей схемы, а сигналы, соответствующие концу освещенного пятна, на вход 16. Однако в процессе сканирования диаграммы направленности антенны с помощью коммутаторов (2) с каждым следующим положением диаграммы направленности происходит циклическая перестановка сигналов на выходах коммутаторов 1:3. Чтобы восстановить начальное распределение амплитуд и фаз сигналов в освещенном пятне служит матричный коммутатор  $16 \times 16$  (3). Он состоит из четырех рядов коммутаторов  $2 \times 2$ . В каждом ряду имеется восемь коммутаторов. Соединения внутри схемы между коммутаторами  $2 \times 2$  осуществляются аналогично соединениям, показанным в более простой схеме (см. рис. 3.27), в которой была отмечена возможность циклической перестановки сигналов.

Описанная схема обладает достаточной широкополосностью. Если учесть, что в ней параллельно работают 16 каналов, то в режиме работы на передачу можно управлять значительной мощностью даже при микрополосковом исполнении элементов.

**Схема переключения генераторов.** На рис. 3.46 показана схема модуля, выпускаемого фирмой «Narda» (США). Модуль состоит из трех генераторов на диодах Ганна 1 (рис. 3.46,а), работающих на частотах  $K_u$ -диапазона. В трехканальном переключателе 2 производится выбор одной из трех частот. Далее сигналы одного из генераторов подаются на вход усилителя 3, выполненного на полевых транзисторах, и после усиления на 11 дБ на выход модуля.

На рис. 3.46,б показана схема переключателя. В каждом его плече установлено по четыре  $p-i-n$ -диода с малой емкостью. Диоды  $VD2-VD4$ , включенные последовательно, обеспечивают потери запирания 80 дБ; параллельно включенный диод  $VD1$  служит для согласования запертого канала. Конструкция пере-

ключателя микрополосковая. Он собран из диэлектрических пластин шириной менее 3 мм, установленных на дне пазов, выполненных в металлическом основании модуля. Такая конструкция препятствует распространению высших типов волн, могущих значительно уменьшить потери запирания. Управляющие токи подаются к диодам через напыленные резисторы  $R1$  и  $R2$ .

**Перспективы развития коммутационных полупроводниковых устройств СВЧ.** В области коммутационных полупроводниковых устройств высокого уровня мощности будет, по-видимому, продолжаться рост коммутируемой мощности. Уровень импульсной мощности, равный сотням киловатт, достигнутый в коммутационных устройствах дециметрового диапазона, в настоящее время не является предельным. Можно ожидать появления ЗУ, где полупроводниковые устройства с ферритовыми циркуляторами обеспечат работу приемников совместно с передатчиками при импульсной мощности последних в несколько мегаватт и коммутаторов СВЧ с мощностью в сотни киловатт.

Создание коммутационных устройств на указанные уровни мощности требует, естественно, решения ряда конструкторских и технологических задач, но может быть осуществлено при помощи коммутационных диодов, не отличающихся принципиально от существующих.

Создание коммутационных устройств, работающих при высоком уровне мощности в сантиметровом и более коротковолновых диапазонах длин волн, при помощи полупроводниковых устройств сосредоточенного типа встречает значительные трудности.

Достижений в этой области можно ожидать при развитии объемных полупроводниковых коммутационных приборов, выполненных в виде окон в волноводах сантиметрового диапазона или полупроводниковых пластин, целиком заполняющих объем отрезков волноводов миллиметрового диапазона.

Можно отметить несколько основных направлений развития коммутационных устройств, работающих при малом уровне мощности.

Таковыми направлениями являются: продвижение в сторону высоких частот, дальнейшая миниатюризация устройств, применение новых коммутационных приборов.

В настоящее время для коммутационных полупроводниковых устройств, работающих при малом уровне мощности, можно считать достаточно хорошо освоенным диапазон до 18 ГГц.

Параметры современных  $p-i-n$ -диодов с очень малой емкостью  $i$ -слоя (около 0,01 пФ) [21] и высокой критической частотой позволяют создать коммутационные устройства в диапазоне до 40 ГГц. Практическое освоение этого диапазона, а также освоение еще более высоких частот будет определяться и общими успехами в области совершенствования передающих линий миллиметрового диапазона.

Миниатюризация коммутационных устройств СВЧ необходима в связи с быстро растущим количеством аппаратуры СВЧ, применяемой, в частности, в системах электронного управления диа-

граммой направленности антенны и малым объемом, выделяемым для размещения аппаратуры. Выигрыша в объеме аппаратуры, получаемого от применения схем в микрополосковом исполнении, оказывается часто недостаточно для устройств дециметрового и метрового диапазонов. В этих диапазонах успешно развиваются коммутационные устройства на элементах с сосредоточенными параметрами (ЭСП) [50]. Идея применения ЭСП заключается, в частности, в том, что отрезки передающих линий, имеющие определенное волновое сопротивление и электрическую длину, заменяются схемой из ЭСП, обладающей теми же свойствами. В частности, четвертьволновые отрезки линий, служащие для трансформации сопротивлений (инверторы), могут быть заменены одним или несколькими звеньями ФНЧ или ФВЧ, выполненных из сосредоточенных индуктивностей и конденсаторов либо конденсаторов и отрезков линий с длиной, много меньшей четверти длины волны.

Подобный способ реализации коммутационных и других схем (см. [50]) позволяет сократить площадь керамического основания в 10 раз и более. Наряду с микрополосковыми схемами в область высоких частот продвигается и техника применения ЭСП. По имеющимся прогнозам ЭСП в ближайшие годы будут применяться до частот примерно 30 ГГц.

Еще одним направлением дальнейшей миниатюризации коммутационных устройств в микрополосковом исполнении является отказ от применения сравнительно толстостенных корпусов с герметичными коаксиально-полосковыми переходами и применение вместо них тонкостенных штампованных корпусов, подобных используемым для низкочастотных микросхем.

Увеличение плотности монтажа и применение ЭСП позволили разработать в подобном оформлении многоканальные коммутаторы с габаритными размерами  $10 \times 25 \times 5$  мм (внутри корпуса находятся и схемы управления, выполненные на кристаллах кремния), работающие в дециметровом диапазоне длин волн.

Несмотря на то что *p-i-n*-диоды остаются основным полупроводниковым элементом, используемым в коммутационных устройствах СВЧ, в последнее время у них появился серьезный конкурент. Им являются полевые транзисторы СВЧ, бурное развитие которых существенно повлияло на принципы построения ряда СВЧ устройств.

В настоящее время предложено несколько методов использования полевых транзисторов в качестве коммутационных элементов [20, 51, 52]. Однотворные полевые транзисторы включаются стоком и истоком параллельно передающей линии, на затвор подаются сигналы управления. При таком использовании полевых транзисторов получены выключатели и фазовращатели, характеризующиеся очень малым потреблением мощности по цепям управления (в десятки раз меньшей мощности *p-i-n*-диодов), высоким быстродействием (время переключения менее 1 нс) и приемлемым соотношением потерь пропускания и запаривания. При этом

коммутируемая мощность уже в настоящее время достигает единиц ватт в сантиметровом диапазоне.

По-видимому, полевые транзисторы займут главенствующее положение в коммутационных приборах СВЧ сантиметрового диапазона, выполненных в виде микросхем на подложках из полупроводникового материала.

Двухзатворные полевые транзисторы в настоящее время используются в усилителях СВЧ с глубокой регулировкой усиления. При этом один из затворов транзистора используется для подачи усиливаемых колебаний СВЧ, а второй — для подачи управляющих напряжений. Применение двухзатворных транзисторов в коммутаторах СВЧ может кардинально изменить представление о них как об устройствах, в которых в той или иной мере происходит ослабление сигналов, т. е. коммутационные устройства, работающие при малом уровне мощности, могут получить свое дальнейшее развитие путем использования в них в качестве основных элементов управляемых усилителей СВЧ.

Потери пропускания являются в настоящее время фактором, ограничивающим увеличение сложности коммутационных систем, например увеличение числа каналов коммутаторов в приемных системах.

Применение двухзатворных полевых транзисторов будет способствовать созданию сложных коммутационных систем, выполняющих одновременно роль маломощных усилительных устройств.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Полупроводниковые диоды для управления СВЧ мощностью/ Л. С. Либерман, Б. В. Сестрорецкий, В. А. Шпирт, Л. М. Якубень. — Радиотехника, 1972, т. 27, № 5, с. 10—23.
2. Сестрорецкий Б. В. Полупроводниковые регулирующие устройства СВЧ. — В кн.: СВЧ устройства на полупроводниковых диодах/ Под ред. И. В. Мальского, Б. В. Сестрорецкого. — М.: Сов. радио, 1969, с. 414—572.
3. Либерман Л. С., Шпирт В. А. Общий случай включения переключательного диода в линию передачи. — Радиотехника и электроника, 1967, т. 12, № 8, с. 1511—1513.
4. Либерман Л. С. О системе параметров переключательных *p-i-n*-диодов. Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. А. А. Федотова. — М.: Сов. радио, 1969, вып. 21, с. 171—182.
5. Шпирт В. А. Полупроводниковый ограничительный диод СВЧ диапазона. Полупроводниковые приборы и их применение/ Под ред. А. А. Федотова. — М.: Сов. радио, 1970, вып. 23, с. 64—81.
6. Шпирт В. А. Свойства *p-n*-переходов при действии синусоидального напряжения произвольной амплитуды (малый уровень инжекции). — Радиотехника и электроника, 1966, т. 11, № 12, с. 2209—2216.
7. Шпирт В. А., Шумаков Н. В. О времени установления ограничительного диода. Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. А. А. Федотова. — М.: Сов. радио, 1979, вып. 23, с. 198—202.
8. Шпирт В. А., Вербельский А. А. Время восстановления ограничительного диода и методы его определения. Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. А. А. Федотова. — М.: Сов. радио, 1979, вып. 23, с. 192—197.

9. Шпирт В. А., Ухановский Э. Н. Исследование тепловых характеристик полупроводниковых ограничительных СВЧ диодов. Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. А. А. Федотова.— М.: Сов. радио, 1979, вып. 23, с. 227—237.

10. Хижа Г. С., Вендик И. Б., Серебрякова Е. А. СВЧ фазовращатели и переключатели.— М.: Радио и связь, 1984.

11. Сравнение электрических нагрузок диодных СВЧ переключателей/ И. В. Лебедев, Д. Я. Ашкенази, В. П. Беляев, Г. И. Бродуленко.— Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ, 1978, вып. 3, с. 39—45.

12. Лебедев И. В., Захарова А. Н., Котова Е. Е. Синтез защитных резонансных переключателей и ограничителей на полупроводниковых диодах.— Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ, 1978, вып. 12, с. 108—115.

13. Лебедев И. В., Алыбин В. Г., Акоюн В. А. Мощные твердотельные СВЧ ограничители.— Радиотехника, 1982, т. 37, № 8, с. 3—8.

14. Лебедев И. В., Акоюн В. А., Рыбакова Г. С. Мощное твердотельное СВЧ защитное устройство.— Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ, 1983, вып. 2, с.

15. Дзехцер Г. Б., Орлов О. С. *p-i-n*-диоды в широкополосных устройствах СВЧ.— М.: Сов. радио, 1970.

16. Бова Н. Т., Стукало П. А., Храмов В. А. Управляющие устройства СВЧ.— Киев: Техніка, 1973.

17. White J. F. Semiconductor Control.— Artech, 1976.

18. Garver R. V. Microwave Diode Control Devices.— Artech, 1976.

19. СВЧ полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Вотсона Г.— М.: Мир, 1972.

20. Южаков В. В. Перспективы применения СВЧ полевых транзисторов в фазированных антенных решетках.— Зарубежная радиоэлектроника, 1984, № 2, с. 45—62.

21. Lee F. Achieve high isolation in series application with a low capacitance beam lead PIN.— Microwave J., 1983, vol. 26, N 2, p. 143—146.

22. Бородулин А. А. О достижимых параметрах выключателя и отражательного фазовращателя СВЧ с одним переключательным элементом.— Радиотехника и электроника, 1976, т. 21, № 10, с. 2103—2108.

23. Гусятинер М. С., Горбачев А. И. Полупроводниковые сверхвысокочастотные диоды.— М.: Радио и связь, 1983.

24. Leenov D. The silicon PIN diode as a microwave radar protector at megawatt levels.— IEEE Trans., 1964, vol. ED-11, N 2, p. 53—61.

25. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников СВЧ.— М.: Связь, 1971.

26. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники.— М.: Сов. радио, 1967.

27. Справочник по расчету и конструированию СВЧ устройств/ С. И. Бахарев, В. И. Вольман, Ю. И. Либ и др. Под ред. В. И. Вольмана.— М.: Радио и связь, 1982.

28. Вайсблат А. В., Антонова О. Д. Расчет широкополосных полупроводниковых переключателей СВЧ. Антенны. Под ред. А. А. Пистолькорса.— М.: Сов. радио, 1975, вып. 21, с. 104—112.

29. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ.— М.: Высшая школа, 1970.

30. Niehenke E. C., Steigerwald T. E. An overload protected lownoise X band FET amplifier.— IEEE MTT-S. International microwave Symposium digest, 1983, p. 533—535.

31. Niehenke E. C., Steigerwald T. E., Liesenbard A. E. New limiter protect low noise FET amps.— Microwaves and RF, 1984, vol. 23, N 2, p. 89—96.

32. Лосев А. К. Линейные радиотехнические цепи.— М.: Высшая школа, 1971.

33. Цыпкин Э. Р. Анализ и синтез двухканальных широкополосных переключателей на *p-i-n*-диодах.— Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1973, т. 26, № 7, с. 37—40.

34. Цыпкин Э. Р., Головченко Е. П. Синтез широкополосных переключателей в интегральном исполнении на *p-i-n*-диодах.— Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1975, т. 28, № 2, с. 31—36.

35. Reid M. J. Microwave switch and attenuator modules. — *Microwave J.*, 1973, vol. 16, N 7, p. 37.
36. Tenenholtz R. A 2000 Watt CW MIC 20—500 MHz SPDT PIN diode switch module. — *IEEE-MTT-S, Microwave Simp. Los Ang. June 81*, p. 248—254.
37. Якубенъ Л. М. Многофункциональное регулирующее СВЧ устройство с параллельно-последовательным выключением диодов. — *Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехническая*, 1975, вып. 4, с. 63.
38. Tenenholtz R. Broadband MIC multithrow *p-i-n*-diode switches. — *Microwave Journ.*, 1973, vol. 16, N 7, p. 25—27.
39. Ильченко Е. М., Осипов В. Г. Электрически управляемые СВЧ переключатели на полупроводниковых диодах. — *Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника*, 1977, т. 20, № 2, с. 5—17.
40. Тюттин М. Ф. Схемно-конструктивные вопросы миниатюризации широкополосных СВЧ устройств. — *Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника*, 1973, т. 16, № 10, с. 140.
41. Дзехуер Г. Б., Зарубин А. С., Темин В. Г. Некоторые экспериментальные результаты проектирования широкодиапазонных электрически управляемых аттенуаторов на *p-i-n*-диодах. — *Вопросы радиоэлектроники. Сер. Радионизмерительная техника*, 1973, вып. 1, с. 89.
42. Дзехуер Г. Б. Проектирование широкополосных и сверхширокополосных устройств управления СВЧ мощностью на *p-i-n*-диодах. — *Техника средств связи. Сер. Радионизмерительная техника*, 1977, вып. 5 (9), с. 1—19.
43. Patel S. D., Goldie H. A 100 kW solid—state coaxial limiter for L-band. — *Microwave J.*, 1984, vol. 24, N 12, p. 61—64.
44. Littl R. C. TPS-59 Array electronics are air transportable and quickly assembled. — *Microwave J.*, 1974, vol. 17, N 10, p. 59—61.
45. Devis M. E., Smith J. K., Grove C. E. L-band T/R module for airborne phased array. — *Microwave J.*, 1977, vol. 20, N 2, p. 54—56, 59—61.
46. Fisher R. E. Broadbanding microwave diode switches. — *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 1965, vol. MTT-13, N 5, p. 706—707.
47. Chorney P. Multi-octave, multi-throw, *p-i-n*-diode switches. — *Microwave J.*, 1974, vol. 17, N 9, p. 39.
48. Surean J. C. Application of cylindrical arrays to surveillance radars. — *International Conference on Radar*, 1978, p. 337—343.
49. Georgopoulos C. J. PIN-driver design saves time. — *Microwaves*, 1972, N 8, p. 50—55.
50. Карпов В. Н., Малышев В. А., Перевощиков И. В. Широкополосные устройства СВЧ на элементах с сосредоточенными параметрами. — М.: Радио и связь, 1984.
51. Naster R. J. MMIC Technology for Microwave Radar and Communication Systems. — *Microwave J.*, 1963, vol. 26, N 2, p. 109—113.
52. Aysli Y. Microwave switching with Ga As FETs. — *Microwave J.*, 1982, vol. 25, N 11, p. 61—74.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
<i>Глава 1. Элементная база и методы расчета коммутационных устройств на полупроводниковых диодах . . . . .</i>	<b>5</b>
1.1. Элементная база полупроводниковых управляемых устройств СВЧ . . . . .	5
1.2. Методы расчета полупроводниковых коммутационных устройств СВЧ . . . . .	19
<i>Глава 2. Полупроводниковые выключатели и ограничители СВЧ . . . . .</i>	<b>28</b>
2.1. Выключатели с одним диодом . . . . .	28
2.2. Выключатели с несколькими диодами . . . . .	50
2.3. Полупроводниковые ограничители СВЧ . . . . .	72
2.4. Примеры применения выключателей и ограничителей СВЧ . . . . .	76
<i>Глава 3. Полупроводниковые коммутаторы СВЧ . . . . .</i>	<b>79</b>
3.1. Двухпозиционные коммутаторы . . . . .	79
3.2. Многопозиционные коммутаторы СВЧ . . . . .	91
3.3. Матричные коммутаторы . . . . .	96
3.4. Схемы управления выключателями и коммутаторами СВЧ . . . . .	105
3.5. Некоторые применения коммутаторов СВЧ . . . . .	111
Список литературы . . . . .	116



Производственное издание

*Александр Владимирович Вайсблат*

**КОММУТАЦИОННЫЕ УСТРОЙСТВА СВЧ  
НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ**

Заведующий редакцией *Ю. Н. Рысев* Редактор *А. Н. Гусьяцкая* Художественный редактор *Н. С. Шейн* Обложка художника *А. С. Дзурцева* Технический редактор *А. Н. Золотарева* Корректор *Н. М. Давыдова*

**ИБ № 786**

---

Сдано в набор 11.07.86.	Подписано в печать 27.11.86	T-23524	Формат 60×90/16
Бумага офсетная № 2	Гарнитура литературная		Печать высокая
Усл. печ. л. 7,5	Усл. кр.-отт. 7,75	Уч.-изд. л. 9,04	Тираж 16000 экз.
Изд. № 20648	Зак. № 5241	Цена 45 к.	

Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

---

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени МПО «Первая Образцовая типография имени А. А. Жданова» Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113054, Москва, Валовая, 28.



**Коммутационные  
устройства СВЧ  
на полу-  
проводниковых  
диодах**

**Издательство «Радио и связь»**