

ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ  
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С. П. КОРОЛЁВА»

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ СВЧ-ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ И  
ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ  
НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ**

Самара  
Издательство СГАУ  
2007

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ  
ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ  
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ  
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АЭРОКОСМИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ имени академика С. П. КОРОЛЁВА»

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СВЧ-ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ И  
ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ  
НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ

*Утверждено Редакционно-издательским советом университета  
в качестве методических указаний*

Самара  
Издательство СГАУ  
2007

Составители: Н. М. Галдина, В. В. Пахомов

Рецензент И. В. Лофицкий

**Проектирование СВЧ-выключателей и переключателей на полупроводниковых диодах:** методич. указания к курсовому проектированию / [сост. Н. М. Галдина, В. В. Пахомов]. – Самара : Изд-во Самарского государственного аэрокосмического университета, 2007. – 44 с.

В методических указаниях даются основные параметры переключательных диодов; приведены рекомендации по выбору схемы, порядок расчета и примеры конструкций полупроводниковых СВЧ-выключателей и переключателей, выполненных по гибридно-интегральной технологии.

Предназначаются студентам радиотехнических специальностей 210302 и 210201 Самарского государственного аэрокосмического университета, выполняющих курсовые проекты по курсам «Техническая электродинамика» и «Устройства СВЧ и антенны». Подготовлены на кафедре «Радиотехника и медицинские диагностические системы».

Печатаются по решению редакционно-издательского совета Самарского государственного аэрокосмического университета.

## ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Перспективным направлением развития СВЧ-устройств является создание СВЧ-интегральных схем, позволяющих существенно улучшить массогабаритные параметры и уменьшить стоимость этих устройств. Однако в монолитных твердотельных интегральных СВЧ-схемах не всегда удается получить приемлемые характеристики из-за наличия паразитных связей между отдельными элементами, сложности создания высокостабильных элементов с требуемыми параметрами. Поэтому в настоящее время широко используется гибридно-интегральная технология изготовления СВЧ-схем (ГИС СВЧ), сочетающая применение пленочных элементов совместно с навесными. В длинноволновой части СВЧ-диапазона ( $\lambda \geq 15$  см) используются пленочные, а также навесные  $R$ ,  $L$ ,  $C$  элементы и полупроводниковые приборы. В этом диапазоне размеры пленочных элементов могут быть сделаны существенно меньше длины волны в линии. В коротковолновой части СВЧ-диапазона  $R$ ,  $L$ ,  $C$  элементы выполняются на элементах с распределенными параметрами на основе отрезков микрополосковых линий (МПЛ), а полупроводниковые элементы – навесные.

В настоящих методических указаниях приводится порядок проектирования диодных СВЧ-выключателей и переключателей, выполненных по гибридно-интегральной технологии на МПЛ; показаны примеры конструкций, описаны основные параметры переключательных диодов; и приводится расчет элементов цепи подачи управляющих токов.

## 1 ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ

Переключательные диоды предназначены для применения в устройствах управления уровнем СВЧ-мощности. Их принцип работы основан на зависимости сопротивления диода от напряжения смещения. В качестве переключательных могут быть использованы диоды с  $p$ - $n$ -переходом, с барьером Шоттки (ДБШ), с  $pin$ -структурой, лавинно-пролетные диоды (ЛПД) и диоды Ганна. В настоящее время наиболее широкое применение находят  $pin$ -диоды. При подаче на диод прямого тока  $p$ - и  $n$ -области инжектируют дырки и электроны в промежуточную  $i$ -область, образуя хорошо проводящую плазму. Такая инжекция приводит к уменьшению сопротивления  $i$ -области до единиц и долей Ом (диод открыт). Неосновные носители в  $i$ -области обуславливают накопление заряда при протекании прямого тока и создают диффузионную емкость (емкость накопления), которая уменьшает быстродействие диода. С помощью  $pin$ -диодов возможно управлять большими мощностями СВЧ при относительно маломощной схеме управления. Это объясняется тем, что открытый  $pin$ -диод может выдерживать ток больше тока диода с  $p$ - $n$ -переходом, а закрытый  $pin$ -диод имеет высокое постоянное сопротивление, поскольку емкость и объемная проводимость  $i$ -слоя малы и не зависят от уровня мощности. В силу этого, устройства на  $pin$ -диоде устойчивы в работе.

Для того чтобы  $pin$ -диод был переключательным, необходимо обеспечить постоянно накопления заряда за период СВЧ-колебания, превратив его в активное сопротивление. С этой целью  $i$ -область должна быть толще (до 50...100 мкм), а размеры диода больше, но это уменьшает его быстродействие.  $Pin$ -диоды изготавливаются преимущественно методами диффузии и эпитаксиального наращивания. Диффузионные диоды за счет высокого удельного сопротивления имеют более высокие рабочие напряжения, но их быстродействие ограничивается большой величиной накопленного заряда. Для увеличения быстродействия производится выращивание эпитаксиальных слоев.

При низких частотах  $pin$ -диод обнаруживает выпрямительные свойства, аналогичные обычному  $p$ - $n$ -переходу.

С увеличением частоты накопление зарядов в  $i$ -области препятствует выпрямлению тока.

Существует два типа конструкций диодов: корпусные и бескорпусные, эквивалентные схемы которых показаны на рис. 1а и 1б соответственно. Емкость  $C$  и сопротивления  $R$ ,  $r_3$  характеризуют  $pin$ -структуру. Величины  $L_k$  и  $C_k$  определяются конструкцией диода.

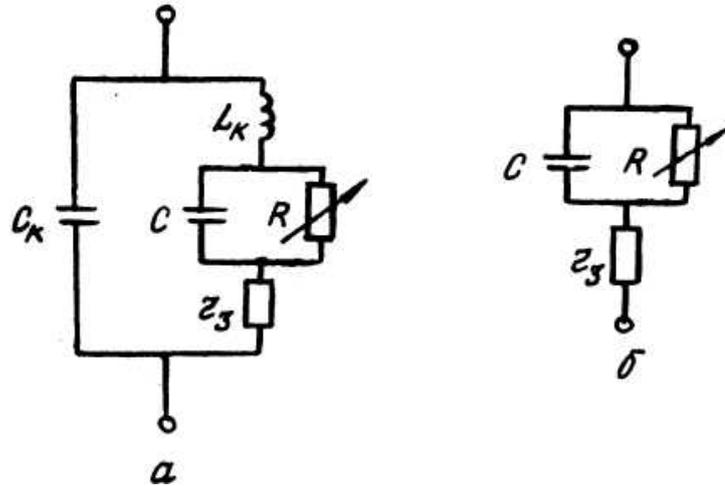


Рис. 1 - Эквивалентные схемы конструкций *pin*-диодов:  
*a* – корпусной, *б* – бескорпусной

Эти реактивности увеличивают частотную зависимость сопротивления диода. Диоды, выполненные в миниатюрных корпусах, имеют  $L_k = 0,2...2$  нГн;  $C_k = 0,2...0,4$  пФ. В бескорпусных диодах эти реактивности отсутствуют (см. рис. 1б).

Под действием внешнего управляющего тока сопротивление изменяется в широких пределах (от долей Ом до единиц кОм). Причём полное активное сопротивление *pin*-диода на СВЧ приблизительно равно (несколько меньше) сопротивлению по постоянному току. При максимально допустимом прямом токе через диод сопротивление  $R$  становится настолько малым, что  $R \leq 1 / \omega C$  и активное сопротивление диода в основном определяется  $r_s$ .

Полная комплексная проводимость бескорпусного диода без учета  $r_s$ :

$$y = \frac{1}{R} + j\omega C = G + jB, \quad (1)$$

а полное сопротивление

$$Z_d = \frac{R}{1 + (\omega CR)^2} - j \frac{\omega R^2 C}{1 + (\omega CR)^2} = R_d + jX_d. \quad (2)$$

Если в закрытом диоде  $R \geq 1 / \omega C$ , то полное активное сопротивление с учетом  $r_s$ :

$$R_o = R_{обр} = r_s + \frac{1}{\omega^2 C^2 R}.$$

**Основные параметры** переключаемых диодов: критическая частота  $f_{кр}$ , время переключения  $\tau$ , коэффициент качества  $K$ , емкость  $C$ , прямое и обратное сопротивление  $R_{пр}$  и  $R_{обр}$ , пробивное напряжение  $U_{пр}$ , максимально допустимый ток  $J_{пр. макс}$ , обратный ток  $J_{обр}$ , максимально допустимый уровень импульсной мощности  $P_{имакс}$ , максимально допустимая мощность рассеяния  $P_{макс}$ , максимальное обратное напряжение  $U_{обр. макс}$ . Критическая частота  $f_{кр}$  является обобщенным параметром диода. Она равна рабочей частоте, на которой коэффициент качества диода равен единице:

$$f_{кр} = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_{пр} R_{обр}}} = f \sqrt{K}.$$

Коэффициент качества, или качество диода  $K$  характеризует эффективность переключающих свойств диода:

$$K = \frac{1}{\omega^2 C^2 R_{пр} R_{обр}}.$$

Максимальная допустимая мощность  $P_{макс}$  определяется электрическим пробоем перехода кристалла полупроводника, его нагреванием, выделяющейся в нем СВЧ-мощностью.

Время переключения  $\tau$  в основном обусловливается длительностью процессов накопления и рассеивания подвижных носителей в полупроводнике, современных *pin*-диодах достигает 0,5 нс.

Примеры конструкций некоторых переключаемых диодов, используемых в гибридных интегральных СВЧ-схемах выключателей, аттенуаторов, фазовращателей, переключателей показаны на рис. 2. Параметры диодов приведены в [1].

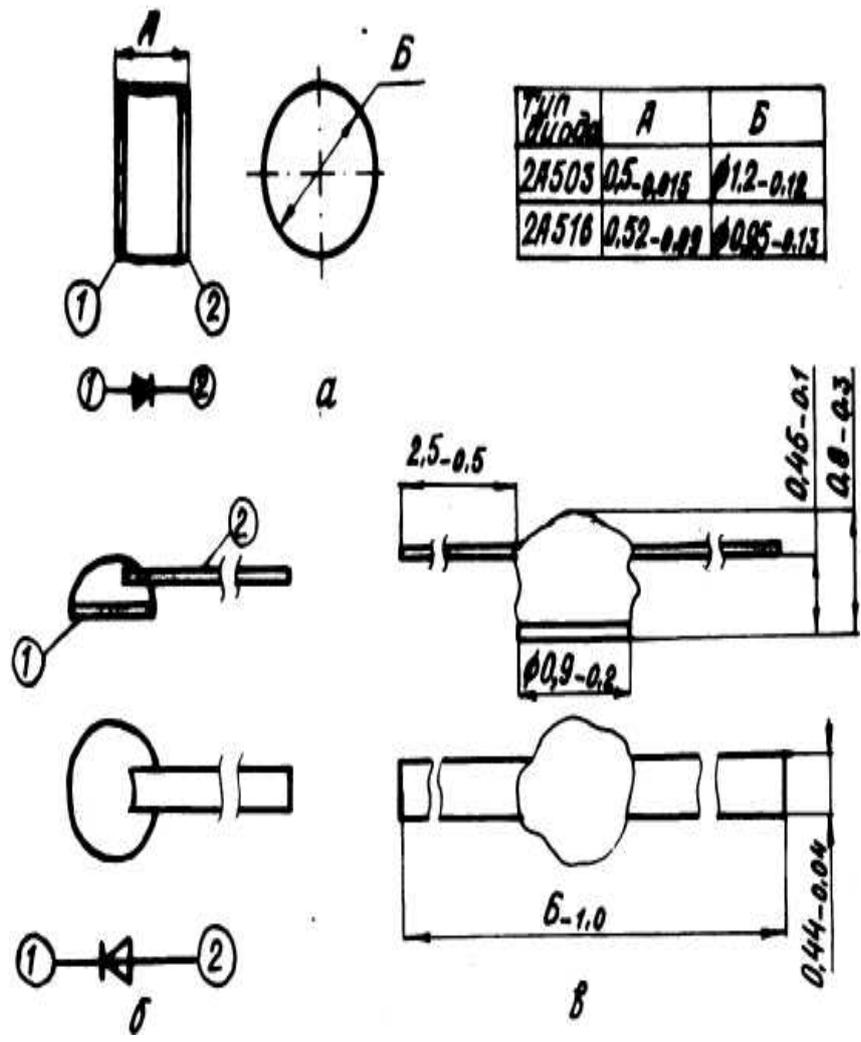


Рис. 2 - Примеры конструкций бескорпусных *pin*-диодов

## 2 ВЫБОР И РАСЧЕТ ЦЕПИ ПОДАЧИ ВНЕШНИХ УПРАВЛЯЮЩИХ ТОКОВ

Подача внешних управляющих токов, осуществляющих регулировку состояния переключающего диода, производится через цепи управления, которые должны удовлетворять следующим требованиям:

1. Обладать малым сопротивлением для управляющих токов.
2. Не оказывать влияния на работу СВЧ-схем.
3. Иметь малую постоянную времени для обеспечения высокого быстродействия регулирующих устройств.
4. Обеспечивать развязку соседних каскадов по току управления, чтобы создать возможность независимого управления каскадами устройства и исключить вероятность шунтирования цепи управления последующими каскадами.

Обычно в качестве цепей управления используются индуктивно-емкостные фильтры, наиболее полно удовлетворяющие перечисленным выше требованиям и имеющие простую схему. На рис. 3 показаны примеры электрических схем последовательного (а) и параллельного (б, в) включений диодов в тракт СВЧ и элементы цепи управления –  $L_6$ ,  $C_6$ ,  $C_p$ .

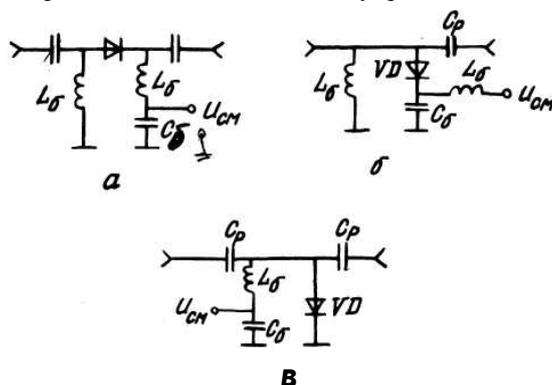


Рис. 3 - Цепи подачи управляющих токов: а – при последовательном включении диода в линию; б, в – при параллельном включении

Блокировочные индуктивности  $L_6$  предназначаются для замыкания цепи управления диода по постоянному току. Чтобы  $L_6$  не шунтировала линию СВЧ, ее сопротивление должно быть существенно больше волнового сопротивления линии  $Z_B$ :  $2\pi f_{\min} L_6 \geq Z_B$ , где  $f_{\min}$  – наименьшая частота рабочей полосы устройства.

С одной стороны конденсаторы  $C_6$  должны иметь малое сопротивление для СВЧ сигналов:  $1 / (2\pi f_{\min} C_6) \leq Z_B$ ; а с другой стороны  $C_6$  не

должна быть слишком большой, чтобы постоянная времени  $L_6 C_6$  - цепи ( $\tau_6 = L_6 C_6$ ) оставалась достаточно малой:  $\tau_6 \leq T$ , где  $T$  - период управления. В этом случае цепь управления не будет влиять на быстродействие устройства.

Разделительные емкости  $C_p$ , осуществляющие развязку соседних каскадов по току управления, должны иметь малое сопротивление в заданном СВЧ-диапазоне, чтобы не препятствовать распространению СВЧ-колебаний:  $1 / (2\pi f_{\min} C_p) \leq Z_{в}$ .

Обычно

$$C_p = C_6 \cong \frac{20 \dots 30}{2\pi f_{\min} Z_{в}}$$

В низкочастотной части СВЧ-диапазона (на частотах ниже 1 ГГц) в качестве  $L_6$ ,  $C_6$ ,  $C_p$  используются навесные элементы. Например, конденсаторы типа К10-9, К10-17 и др., дроссели типа ДМ.

На более высоких частотах навесные конденсаторы  $C_6$  заменяются плоскими. На рис. 4 показан пример конструкции плоского конденсатора, подключенного к параллельному диоду. Конденсатор образован экранным слоем платы (7), диэлектрической пленкой (4) и пластиной подставки (5).

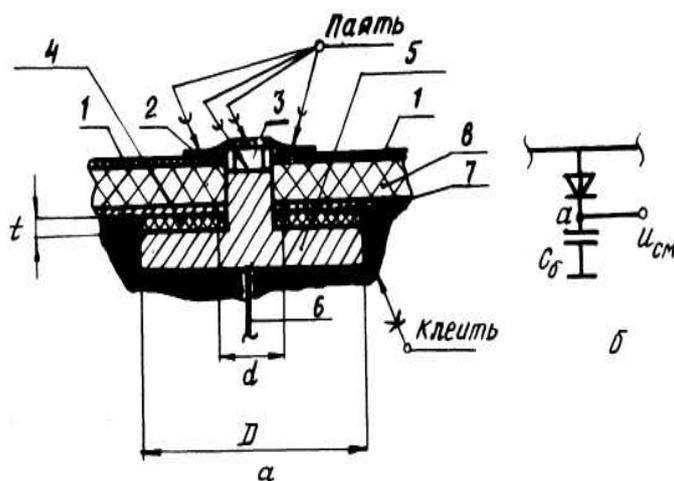


Рис. 4 - Подключение к диоду плоского конденсатора  $C_6$ :

- a* - конструкция: 1 - полосковый проводник линии; 2 - перемычка;  
 3 - диод; 4 - диэлектрик конденсатора; 5 - подставка для диода, образующая одну обкладку конденсатора; 6 - провод, подводящий управляющий ток;  
 7 - экранный слой платы МПЛ.  
*б* - эквивалентная схема

Геометрические размеры такого конденсатора связаны с емкостью  $C_6$  соотношением  $t=7 \cdot 10^{-3} \varepsilon(D-d) / C_6$ , где  $t$  – в мм;  $D, d$  – в мм;  $C_6$  – в пФ;  $\varepsilon$  – относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика конденсатора.

В качестве  $L_6$  широко используется отрезок четвертьволновой короткозамкнутой линии (шлейф). Для расширения рабочей полосы частот шлейфа необходимо повышать его волновое сопротивление, т. е. уменьшать ширину проводника.

При этом следует помнить, что понижается допустимый уровень мощности, пропускаемый устройством. Находят применение «полусосредоточенные» элементы, образованные отрезками полосковых линий длиной менее  $\lambda_g / 4$  и имеющие свойства сосредоточенных емкостей или индуктивностей в относительно небольшом диапазоне частот [2].

## 3 ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ

### 3.1 Схемы выключателей

Диодные выключатели применяются в антенных переключателях, в устройствах защиты приемника и т. п. Они представляют собой четырех-полосники, характеризуемые двумя режимами: режимом пропускания, когда СВЧ-сигнал почти беспрепятственно поступает через выключатель в нагрузку, и режимом запираения, когда сигнал значительно ослабляется. В качестве управляющего элемента (ключа) используется переключаемый диод в двух крайних состояниях (открытом и закрытом), управляемый внешним источником.

**Основными параметрами** выключателей являются: ослабление в режиме пропускания  $L_n$ , дБ; ослабление в режиме запираения  $L_z$ , дБ; рабочая полоса частот  $2\Delta f/f_0$ , в пределах которой  $L_n$  не более, а  $L_z$  не менее заданного значения; время переключения  $\tau$ , мкс, определяемое в основном временем перехода диода из открытого в закрытое состояние; максимальная рассеиваемая СВЧ-мощность: импульсная  $P_{и}$  и непрерывная  $P$ , Вт; допустимый коэффициент стоячей волны (КСВ) в режиме пропускания  $K_{сп}$  и запираения  $K_{сз}$ .

В выключателях, выполненных по гибридно-интегральной технологии, преимущественно используются бескорпусные переключаемые диоды, эквивалентная схема которых показана на рис. 1б. Простейшие выключатели содержат один диод, включенный в линию последовательно или параллельно (см. рис. 3). При подаче прямого смещения на диод его сопротивление становится малым (диод открыт). Если при этом диод включен параллельно, линия им будет закорачиваться на землю, произойдет отражение мощности от диода. Только незначительная ее часть попадет на выход. Выключатель будет находиться в режиме запираения. Последовательно включенный диод в открытом состоянии является небольшим препятствием для распространяющейся волны, и выключатель находится в режиме пропускания.

При подаче на диод обратного напряжения смещения диод закрыт, его сопротивление велико. В случае параллельного включения он оказывает незначительное влияние на распространяющиеся волны (режим пропускания), а при последовательном включении он размыкает линию и большая часть мощности отражается (режим запираения).

КСВ этих и подобных им многодиодных выключателей при согласованной нагрузке в режиме пропускания близок к 1, а в режиме запираения – к  $\infty$ .

В качестве широкополосных выключателей, обладающих КСВ, близким к 1, как в режиме пропускания, так и в режиме запираения, могут быть использованы, например, двухканальные переключатели (разд. 4), у кото-

рых одно из плеч в режиме запирания подключается к согласованной нагрузке. В относительно небольшом диапазоне волн КСВ выключателя в режиме запирания может быть улучшен путем включения параллельного шлейфа, нагруженного на диод. Конструкция такого выключателя показана в разд. 3.7.

### 3.2 Расчет основных параметров выключателей с одним диодом

Матрица рассеяния параллельно включенного диода имеет вид

$$S = \begin{bmatrix} -\frac{y}{2+y} & \frac{2}{2+y} \\ \frac{2}{2+y} & -\frac{y}{2+y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{1+2z} & \frac{2z}{1+2z} \\ \frac{2z}{1+2z} & -\frac{1}{1+2z} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где  $z$  – полное сопротивление диода, нормированное к волновому сопротивлению линии передач  $Z_0$ ,  $Z = Z_d / Z_0$ ;

$Z_d$  – полное ненормированное сопротивление диода, определяемое выражением (2),  $Z_d = R_d + jX_d$ ;  $Z = r + jx$ ;

$y$  – полная нормированная проводимость диода,  $y = 1 / z = Z_0 / Z_d = yZ_0$ ;  $y = g + jb$ ;

$g$  – полная ненормированная проводимость, определяемая выражением (1),  $g = Z_0 / R$ ;  $b = \omega CZ_0$ .

Матрица рассеяния связывает значения напряжений падающих и отраженных волн на входе и выходе устройства. Ее элементы имеют определенный физический смысл:

$S_{11}$ ,  $S_{22}$  – коэффициенты отражения со стороны входа и выхода при полном согласовании по входу и выходу, здесь  $S_{11} = S_{22}$ ;

$S_{21}$ ,  $S_{12}$  – коэффициенты передачи в прямом (1 - 2) и обратном (2 - 1) направлении также при полном согласовании с двух сторон,  $S_{21} = S_{12}$ .

Из матрицы (4) следует, что комплексный коэффициент отражения выключателя с параллельным включением диода

$$S_{11} = S_{22} = -\frac{y}{2+y} = |S_{11}| e^{j\varphi_{11}}; \quad (5)$$

комплексный коэффициент передачи

$$S_{21} = S_{12} = \frac{2}{2+y} = |S_{21}| e^{j\varphi_{21}}.$$

КВС выключателя, обусловленный только наличием диода

$$K_c = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}. \quad (6)$$

Ослабление выключателя

$$L_1 = 10 \lg \frac{1}{|S_{21}|^2} = 10 \lg \frac{|2+y|^2}{4}, \text{ дБ}. \quad (7)$$

В режиме пропускания в выражении (5...7) подставляются значения проводимости закрытого диода:  $y = y_3 = g_3 + j\epsilon$ , где  $g_3 = Z_\epsilon / R_{обр}$ . На низких частотах, когда  $\epsilon \leq g_3$ , проводимость закрытого диода можно считать активной:

$$y = g_3. \quad (8)$$

С повышением частоты ослабление в режиме пропускания увеличивается из-за влияния емкости диода. Для компенсации этой емкости в схему вводятся реактивные элементы (см. прилож.).

При этом можно считать, что проводимость закрытого диода удовлетворяет равенству (8) и ослабление в режиме пропускания

$$L_{n1} = 20 \lg \left( 1 + \frac{Z_\epsilon}{2R_{обр}} \right). \quad (9)$$

Если для закрытого диода выполняется условие  $\epsilon \leq g_3$  ( $R_{обр} \geq 1 / \omega C$ ), то проводимость диода можно считать чисто реактивной:  $y = j\epsilon$ .

Тогда

$$L_{n1} = 10 \lg \left[ 1 + \left( \frac{\omega CZ_\epsilon}{2} \right)^2 \right]. \quad (9')$$

В режиме запирающего параллельный диод открыт, его проводимость ве-

лика и активна:  $y = g_0 = Z_e / R_{np}$ .

Матрица рассеяния последовательного диода имеет вид:

$$S = \begin{bmatrix} \frac{Z}{2+Z} & \frac{2}{2+Z} \\ \frac{2}{2+Z} & \frac{Z}{2+Z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+2y} & \frac{2y}{1+2y} \\ \frac{2y}{1+2y} & \frac{1}{1+2y} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Вносимое выключением ослабление:

$$L_1 = 10 \lg \left| \frac{1+2y}{2y} \right|^2,$$

коэффициент отражения

$$S_{11} = \frac{1}{1+2y}. \quad (12)$$

В режиме пропускания сопротивление открытого диода мало и активно, то есть  $y = g_0 = Z_e / R_{np}$ , а в режиме запираания  $y = g_3 + j\beta$ , где  $g_3 = Z_e / R_{обр}$ .

Если реактивность диода скомпенсирована или выполняется условие  $R_{обр} \leq 1 / (\omega C)$ , то сопротивление диода в заданном диапазоне частот можно считать чисто активным и ослабление в режиме запираания

$$L_{31} = 20 \lg \left( 1 + \frac{R_{обр}}{2Z_e} \right). \quad (13)$$

Если же для закрытого диода выполняется условие  $R_{обр} \geq 1 / (\omega C)$ , то сопротивление диода можно рассматривать как чисто реактивное.

Тогда

$$L_{31} = 20 \lg \left[ 1 + \frac{1}{2\omega CZ_e} \right]. \quad (14)$$

При последовательном включении диода емкость ограничивает частотный диапазон выключателя сверху в связи со значительным уменьшением  $L_{31}$ . В случае же параллельного включения диода  $L_{31}$  – не зависит от частоты. Емкость диода в этом случае устанавливает величину ослабления в режиме пропускания, не превышающую 1 дБ для большинства диодов во всем частотном диапазоне вплоть до 10 ГГц. Поэтому в большинстве слу-

чаев используется параллельное включение диодов. Кроме того, многодиодные выключатели с параллельными диодами обладают большей надежностью, поскольку выход из строя одного диода (холостой ход) не приводит к полному нарушению работы выключателя. Однако параллельное включение диодов, как правило, связано с наличием сквозных отверстий в керамической подложке, которые ухудшают ее механическую прочность.

### 3.3 Расчет многодиодных выключателей

Если с помощью одного диода не удается получить достаточно высокого ослабления в режиме запирания  $L_{31}$ , удовлетворяющего техническому заданию, то следует увеличить количество диодов. Для получения наибольшего  $L_{31}$  диоды необходимо располагать на оптимальном расстоянии  $l$  (рис. 5). Многодиодные выключатели могут быть выполнены по схеме с последовательным, параллельным и последовательно-параллельным включением диодов.

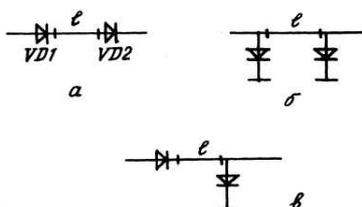


Рис. 5 - Выключатели с двумя диодами: *a* – последовательное включение; *б* – параллельное; *в* – последовательно-параллельное

Если диоды включены последовательно (рис. 5*a*), то оптимальное расстояние между диодами

$$l = \frac{\lambda_g}{2\pi} \operatorname{arctg} \left( \frac{-2\omega CR_{обр}Z_g}{R_{обр} + 2Z_g} \right) + \frac{\lambda_g}{4}, \quad (15)$$

где  $\lambda_g$  – длина волны в линии.

Если

$$\frac{1}{\omega C} \leq R_{обр}, \quad (16)$$

то

$$l = \frac{\lambda_g}{2\pi} \operatorname{arctg}(-2\omega CZ_g) + \frac{\lambda_g}{4}. \quad (17)$$

Ослабление при оптимальном расстоянии между диодами определяется по формуле:

$$L_{3N} \cong NL_{31} + \sum_{i=2}^N \Delta L_{3i}, \text{ дБ}, \quad (18)$$

где  $N$  – количество последовательных диодов;

$L_{31}$  – ослабление в режиме запирающего выключателя с одним диодом;

$\Delta L_{3i}$  – дополнительные ослабления, которые при  $L_{31} \geq 5$  дБ и любом количестве диодов равны приблизительно 6 дБ.

В этом случае, когда емкость диода скомпенсирована или  $R_{обр} \leq 1 / (\omega C)$  и сопротивление закрытого диода можно считать активным, оптимальное расстояние

$$l = \frac{\lambda_g}{4}, \quad (19)$$

а ослабление в режиме запирающего выключателя определяется по формуле:

$$L_{3N} \cong NL_{31} + (N - 1)6, \text{ дБ}. \quad (20)$$

Если диоды включены параллельно (рис. 5б), то максимальное ослабление в режиме запирающего выключателя получается при расстояниях между диодами, определяемых выражением (19), и ослабление  $L_{3N}$  определяется по формуле (20).

Если по какой-либо причине не удастся расположить диоды на оптимальном расстоянии (напр., оно получается слишком большим), то с целью сокращения габаритов диоды располагаются как можно ближе друг к другу.

В этом случае  $L_{3N}$  может быть оценено по формулам:

$$L_{3N} = 10 \lg \left( 1 + \frac{Ng_0}{2} \right)^2 - \text{для параллельных диодов}; \quad (21)$$

$$L_{3N} = 10 \lg \left| 1 + \frac{N}{2y_3} \right|^2 - \text{для последовательных диодов}; \quad (22)$$

где  $g_0 = Z_g / R_{пр}$ ;  $y_3 = Z_g / R_{обр} + j\omega CZ_g$ .

Ослабление в режиме пропускания для параллельной и последовательной схем соответственно может быть оценено по формулам:

$$L_{nN} \cong 10 \lg |1 + Ny_3 / 2|^2; \quad (23)$$

$$L_{nN} \cong 10 \lg (1 + Nr_0 / 2)^2; \quad (24)$$

где  $r_0 = R_{np} / Z_\epsilon$ .

На рис. 5б показана схема выключателя с последовательно-параллельным включением диодов. Управление диодами происходит таким образом, что в режиме пропускания последовательный диод открыт, а параллельный закрыт; в режиме запирающего – наоборот. Оптимальное расстояние между диодами определяется из выражения:

$$l = \frac{\lambda_\epsilon}{4\pi} \arctg \frac{2\omega CR_{обп}Z_\epsilon \pm \frac{\lambda_\epsilon}{2}}{R_{обп} + 2Z_\epsilon}. \quad (25)$$

При этом ослабление в режиме запирающего

$$L_{32} = L_{31}^{(1)} + L_{31}^{(2)} + \Delta L_2,$$

где  $L_{31}^{(1)}, L_{31}^{(2)}$  – ослабление выключателя с одним последовательным (закрытым) диодом и одним параллельным (открытым) диодом соответственно;

$$\Delta L_{31} – \text{дополнительное ослабление; } \Delta L_{32} = 20 \lg (1 + |S_{11}^{(1)}| |S_{11}^{(2)}|);$$

$|S_{11}^{(1)}|, |S_{11}^{(2)}|$  – модули коэффициентов отражения последовательного и параллельного диодов соответственно:

$$|S_{11}^{(1)}| = \frac{1}{\sqrt{(1 + 2Z_\epsilon / R_{обп})^2 + (2\omega CZ_\epsilon)^2}}, \quad (27)$$

$$|S_{11}^{(2)}| = \frac{Z_\epsilon}{Z_\epsilon + 2R_{np}}. \quad (28)$$

Если сопротивление закрытого диода активно, то

$$L_{32} = L_{31}^{(1)} + L_{31}^{(2)} + 6, \text{ дБ.} \quad (29)$$

### 3.4 Расчет полного ослабления

Во всех приведенных выражениях для ослаблений не учитывались некоторые факторы, влияющие на ослабление. В режиме пропускания ослабление увеличивается из-за отражений от конструктивных нерегулярностей и нагрузки  $L_{\text{отр}}$ , из-за шунтирующего действия цепей подачи управляющих напряжений  $L_y$ , из-за рассеяния мощности в линиях передачи  $L_L$ . Полное вносимое ослабление в режиме пропускания:

$$L_{\Pi} \cong L_{\Pi N} + L_L + L_y, \text{ дБ}, \quad (30)$$

где  $L_{\Pi N}$  – ослабление вносимое диодами, дБ.

Ослабление, обусловленное рассеянием мощности в линии,

$$L_L = \alpha \cdot l, \quad (31)$$

где  $\alpha$  – коэффициент затухания, дБ / м;

$l$  – полная длина линии выключателя, м. Значения  $\alpha$  определяются по кривым, приведенным в [3].

Если, например, подложкой линии является полкор толщиной  $h = 1$  мм, толщина полоскового проводника  $t = 0,01$  мм, волновое сопротивление линии 50 Ом, полная длина линии  $l = 0,03$  м, то на частоте  $f = 2$  ГГц,  $\alpha = 1,1$  дБ/м,  $L_L = 0,04$  дБ. Обычно задается величина максимально допустимого КСВ в режиме пропускания  $K_{\text{сп}}$ . Зная его, можно оценить максимальное ослабление за счет отражения:

$$L_{\text{отр}} = 10 \lg \frac{1}{1 - |\Gamma|^2},$$

где  $|\Gamma|$  – модуль коэффициента отражения,  $|\Gamma| = (K_{\text{сп}} - 1) / (K_{\text{сп}} + 1)$ .

Расчет ослабления  $L_y$ , вносимого цепями управления, производится по следующим формулам:

$$L_y \cong N_c L_c + N_L L_L,$$

где  $L_c$  – ослабление, вносимое разделительной емкостью  $C_p$ ,

$$L_c = 10 \lg \left[ 1 + \left( \frac{x_1}{2} \right)^2 \right],$$

$$x_1 = \frac{1}{\omega C_p Z_\epsilon};$$

$L_L$  – ослабление, вносимое блокировочной индуктивностью  $L_\epsilon$ ,

$$L_L = 10 \lg \left[ 1 + \left( \frac{\epsilon_L}{2} \right)^2 \right],$$

$$\epsilon_L = Z_\epsilon / (\omega L_\epsilon);$$

$N_c, N_L$  – количество разделительных емкостей и блокировочных индуктивностей соответственно.

Ослаблением, вносимым блокировочными емкостями  $C_\epsilon$ , можно пренебречь.

### 3.5 Расчет максимально допустимой СВЧ-мощности

Максимально допустимая СВЧ-мощность выключателя определяется величиной максимально допустимой рассеиваемой мощности диодов и линии передачи. Предельная непрерывная мощность, которую можно передавать по регулярной МПЛ, зависит от материала подложки, ее толщины, ширины, толщины полосковых проводников и пр. [3]. Предельная мощность выключателя часто ограничивается мощностью рассеяния диодов. Если нагрузка не согласована с линией и имеет коэффициент отражения  $\Gamma_n$ , то мощность, рассеиваемая диодом:

$$P \cong P_{\text{пад}} (1 + |\Gamma_n|^2 |S_{21}|^2) (1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2),$$

где  $P_{\text{пад}}$  – мощность, поступающая на вход выключателя;

$|\Gamma_n|$  – модуль коэффициента отражения нагрузки.

Если сопротивление диода выключателя активно, то мощность, рассеиваемая диодом, может быть оценена по формуле:

$$P = P_{\text{пад}} 2 |S_{21}| \left[ 1 + |\Gamma_n| |S_{21}|^2 \right] (1 - |S_{21}|), \quad (32)$$

где  $|S_{21}| = 10^{-\frac{L_1}{20}}$ ;

$L_1$  – ослабление, вносимое диодом.

На рис. 6 приведен график зависимости нормированной мощности  $P / P_{\text{пад}}$  от величины ослабления  $L_1$  выключателя при различных величинах  $|\Gamma_n|$ . Из этого рисунка, следует, что при  $L_1 = 6$  дБ и  $|\Gamma_n| = 0$  в диоде рассеи-

вается наибольшая мощность, равная половине падающей мощности, а в режиме запирания и пропускания рассеиваемая мощность мала.

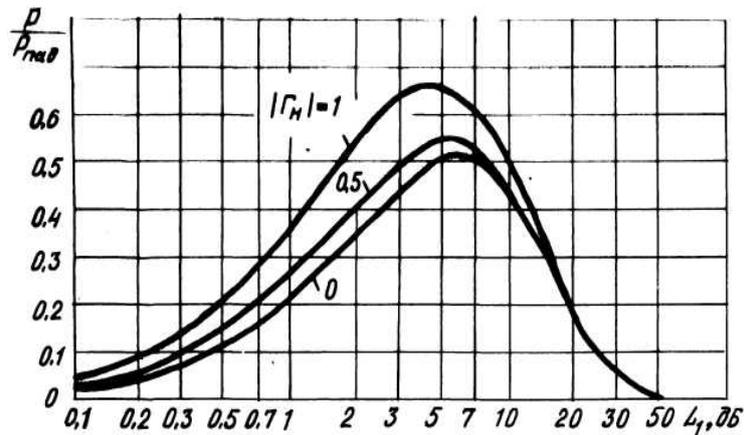


Рис. 6 - График зависимости нормированной мощности рассеяния на диодах от величины ослабления выключателя при различных величинах коэффициента отражения нагрузки

Падающая импульсная мощность ограничивается обычно величиной  $U_{обр. макс}$  – закрытого диода, а непрерывная мощность – допустимой температурой разогрева полупроводника. Для открытого диода максимальные значения как непрерывной, так и импульсной мощности больше, чем для закрытого, и практически целиком определяется  $P_{макс}$ , так как для открытого диода величина  $U_{обр. макс}$  уже не играет роли. Если в схеме используется несколько диодов, то наибольшая мощность будет рассеиваться в первом от входного плеча диоде. Наличие у сопротивления диода реактивной составляющей уменьшает величину  $P$ .

### 3.6 Порядок проектирования

В техническом задании (ТЗ) на выключатель обычно задаются волновое сопротивление линии  $Z_в$ , Ом; рабочий диапазон частот  $f_0 \pm \Delta f$ , ГГц; максимально допустимое ослабление в режиме пропускания  $L_n$ , дБ; минимально допустимое ослабление в режиме запирания  $L_z$ , дБ; КСВ на входе в режиме пропускания  $K_{сп}$  и в режиме запирания  $K_{сз}$ ; время переключения  $\tau$ , мкс; мощность на входе выключателя  $P_{пад}$ , Вт; диапазон температур окружающей среды и требования к устойчивости по некоторым механическим и специальным воздействиям.

1. На основании данных ТЗ, пользуясь справочником [1], ориентиро-

вочно выбрать один или несколько типов диодов, удовлетворяющих требованиям ТЗ по диапазону частот, быстродействию, мощности, диапазону температур и т. д. При этом руководствоваться удобством конструкции диода для включения его в гибридную интегральную схему. Если перечисленным требованиям ТЗ удовлетворяет не один диод, то окончательный выбор типа диода производится в процессе проектирования.

2. Определить проводимость емкости диода  $\omega C$  в заданном диапазоне частот. Проверить условие (16). Если оно удовлетворяется, то считать проводимость закрытого диода чисто реактивной. Определить параметры выключателя с одним диодом в диапазоне частот для параллельного и последовательного диодов соответственно.

Если неравенство (16) не выполняется, то определить параметры выключателя по формуле (13). Уточнить величины ослаблений выключателей с параллельным диодом можно по формуле (7) для открытого и закрытого диода, с последовательным диодом – по формуле (11).

Пользуясь выражениями (9) и (13), определить, как изменяются соответствующие ослабления, если произвести компенсацию реактивности диода. На основании полученных результатов решить вопрос о выборе схемы включения диода, о необходимости компенсации его реактивности.

3. Рассчитать КСВ выключателя в режиме запирающего и пропускающего по формуле (6). Если по ТЗ КСВ в режиме запирающего близок к 1, то при работе выключателя в диапазоне частот не более 30 % можно использовать четвертьволновой шлейф, как в конструкции (см. рис. 11). При работе выключателя в более широком диапазоне волн следует использовать схемы аттенуаторов.

4. Если выключатель с одним диодом не удовлетворяет требованиям ТЗ по ослаблению в режиме запирающего, увеличить количество диодов. Ориентировочно количество диодов можно определить, пользуясь выражением:  $N \cong L_{3N} / L_{31}$ .

5. Определить оптимальное расстояние между диодами по формулам (15), (19) или (25) в зависимости от схемы включения и параметров диода. Уточнить ослабление в режиме запирающего для выбранной схемы по одной из формул: (18), (20)...(22), (26), (29). Скорректировать количество диодов.

6. По формуле (23) или (24) определить ослабление в режиме пропускающего.

7. Выбрать материал и толщину подложки  $h$ . Рассчитать ширину токонесущей полоски  $\omega$  [3]. В случае необходимости рассчитать размеры компенсирующих реактивностей (см. прилож.).

9. Выбрать и рассчитать размеры элементов схемы подачи управляющего напряжения (см. разд. 2).

10. По формулам раздела 3.4. рассчитать ослабления, обусловленные различными факторами, и полное ослабление  $L_{\text{ПЭ}}$ .

11. Пользуясь графиком (рис. 6) или формулой (32), оценить мощность, рассеиваемую диодом. Полученная величина должна быть меньше максимально допустимой для выбранного типа диода.

12. С помощью справочника [4] рассчитать предельную мощность  $P_{\text{пред}}$  участков линии с минимальной шириной полоскового проводника.

13. Разработать рисунок платы.

14. Разработать конструкцию выключателя.

### 3.7. Пример конструктивного выполнения выключателя

На рис. 11 показан пример конструкции выключателя дециметрового диапазона, содержащего в основном тракте четыре параллельных диода. Его электрическая схема приведена на рис. 7. Помимо диодов использованы навесные конденсаторы  $C1 \dots C4$  и резистор  $R$ . Особенностью выключателя по сравнению с ранее рассмотренными является достаточно хорошее согласование в режиме запертия.

Это обеспечивается подключением на вход Ш 2 четвертьволнового отрезка линии, нагруженного на согласованное сопротивление  $R = Z_0$  (резистор поз. 42).

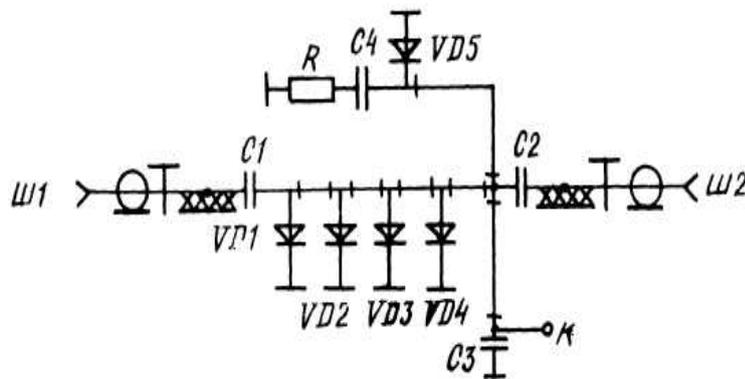


Рис. 7 - Электрическая схема многодиодного выключателя

Последовательно с резистором включен разделительный конденсатор  $C4$  (поз. 56) и параллельно линии – диод  $VD5$  (поз. 38). Когда выключатель заперт, на диоды основной линии  $VD1 \dots VD4$  (поз. 24) подается прямое смещение, а на диод шлейфа  $VD5$  – обратное или нулевое. Благодаря этому вход Ш 2 оказывается нагруженным на согласованное сопротивление  $R$  (поз. 42). В режиме пропускания на диоды основной линии подается обратное смещение, на диод шлейфа – прямое. Он закорачивает на экранный

слой четвертьволновый шлейф. Его входное сопротивление в точке подключения к линии становится большим в некоторой полосе частот, и он слабо шунтирует линию. Расстояние, между диодами  $VD1...VD4$  и от точки подключения шлейфа до ближайшего диода  $VD4$  равно  $\lambda_{\text{св}}/4$ .

Для обеспечения высокого быстродействия выключателя (время переключения менее 0,1 мкс) в данной конструкции не используется сосредоточенная блокировочная индуктивность. Ее роль выполняет четвертьволновый шлейф с повышенным волновым сопротивлением, закороченный на конце перемычкой поз. 47 через блокировочный конденсатор  $C3$  (поз. 57).

Этот шлейф подключен к линии в той же точке, что и шлейф с согласованным резистором  $R$  (поз. 42).

Управляющий ток подается через клемму  $K$  (поз. 1) и проводник (поз. 53). Конденсаторы  $C1$  и  $C2$  (поз. 40) – разделительные. Для сокращения габаритов основной тракт и высокоомный шлейф изогнуты.

#### 4 ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ

В настоящем разделе рассматриваются переключатели  $1 \leftarrow n$ , в которых осуществляется поочередное подключение одного из плеч (назовем его входным) к оставшимся  $n$  выходам. Они представляют собой совокупность выключателей и характеризуются теми же параметрами (см. разд. 3.1.). В зависимости от требований, предъявляемых к переключателю, и диапазона частот применяются схемы с последовательным, параллельным и последовательно-параллельным включением диодов.

Простейшим переключателем является двухканальный. На рис. 8а показана схема такого переключателя с параллельным включением диодов. Он состоит из двух выключателей, каждый из которых содержит по два диода, расположенных на оптимальном расстоянии  $l$ . Если диоды  $VD3$  и  $VD4$  закрыты, а диоды  $VD1$  и  $VD2$  открыты, то работает канал 1-2, а канал 1-3 отключен. Длины линий от точки разветвления каналов до первого диода в каждом канале должны быть равны  $\lambda_{\text{во}} / 4$ . В этом случае открытый диод канала 1-3, напр.,  $VD2$ , не будет шунтировать канал 1-2, поскольку входное сопротивление четвертьволнового отрезка линии, нагруженного на малое сопротивление открытого диода, велико. Закрытый канал 1-3 условно можно представить короткозамкнутым четвертьволновым шлейфом.

На рис. 8б показана эквивалентная схема открытого канала. В случае необходимости производится компенсация емкости диода, например, путем включения отрезков линий с повышенным, волновым сопротивлением  $Z_k$  (см. прилож.). Для расширения рабочей полосы частот переключателя в точках разветвлений помещаются отрезки линий длиной  $\lambda_{\text{во}} / 4$  с пониженным волновым сопротивлением  $Z_r$  (рис. 8в). На центральной частоте диапазона короткозамкнутый шлейф закрытого канала (напр., 1-3) имеет большое входное сопротивление, практически не шунтирующее линию. Включенные по обе стороны от него отрезки линий с таким же волновым сопротивлением  $Z_r$  имеют на центральной частоте суммарную длину  $\lambda_{\text{во}} / 2$  и следовательно, тоже не вносят рассогласования в канал 1-2 на этой частоте ( $K_c = 1$ ).

Если диоды считать идеальными ключами ( $R_{\text{пр}} = 0, R_{\text{обр}} = \infty$ ), то зависимость  $K_c$  от частоты при различных  $Z_T = Z_T / Z_0$  ( $Z_0$  – волновое сопротивление основной линии) будет иметь вид, показанный на рис. 9.

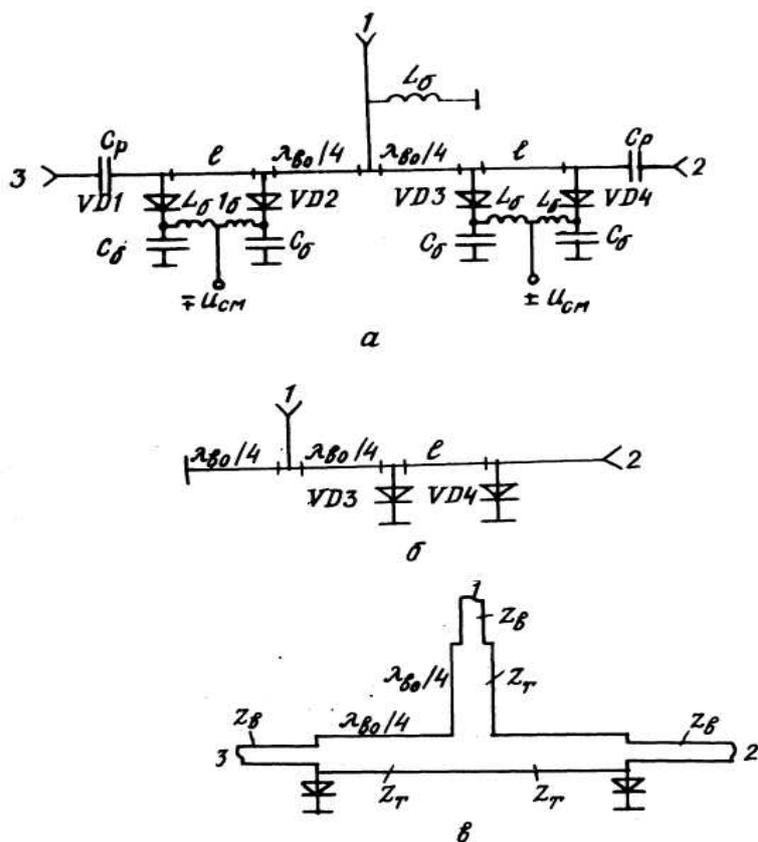


Рис. 8 - Двухканальный переключатель с параллельным включением диодов: а – электрическая схема открытого канала; б – схема открытого канала; в – тройниковое разветвление широкополосного переключателя

Из рис. 8 следует:

1. Идеальное согласование имеет место на трех частотах диапазона.
2. Чем меньше  $Z_r$  тем больше уровень максимумов КСВ ( $K_{с, макс}$ ).
3. Чем больше допустимый уровень  $K_c$ , тем шире рабочая полоса частот  $2\Delta f/f_0$ .

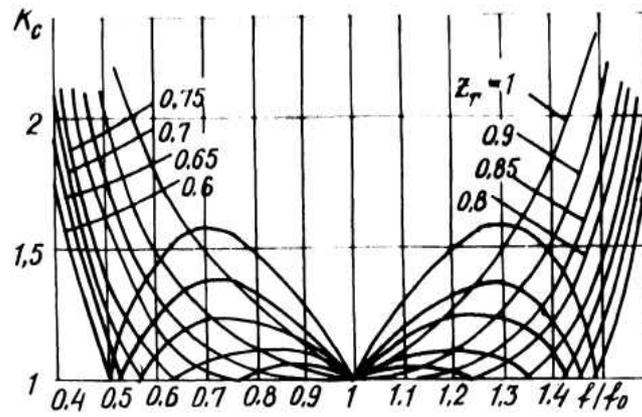


Рис. 9 - Зависимость  $K_c$  от частоты при различных  $Z_T$

Многоканальный переключатель с параллельными диодами может быть построен по бинарной схеме (рис. 10). Если  $Z_T \leq 0,8$ , то максимальное ослабление в открытом канале и в предположении идеальности *pin*-диода, как коммутатора.

$$L_{\text{нмакс}} = 10 \lg \left[ 1 + \frac{(3Z_T^2 - 2)^2}{24Z_T^2} \right]. \quad (33)$$

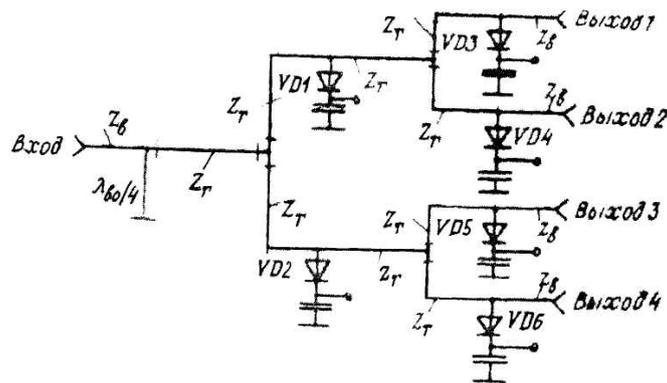


Рис. 10 - Четырехканальный переключатель

При этом коэффициент перекрытия диапазона независимо от количества каналов  $n$  равен:

$$K_d = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{\pi}{\arccos \sqrt{\frac{9Z_T^4 - 4}{9Z_T^4 - 6}}} - 1. \quad (34)$$

При расчете многоканального переключателя волновое сопротивление выбирается по формулам (33), (34) исходя из заданных значений  $L_{n \max}$  и  $K_d$ . Обычно  $Z_T$  выбирается в пределах 0,7...0,8.

Ослабление открытого канала на центральной частоте диапазона можно оценить по формуле:

$$L_{\Pi} \cong 20 \lg \left( 1 + \frac{MZ_{\epsilon}}{2R_{обр}} + \frac{PR_{np}}{2Z_{\epsilon}} \right),$$

где  $M$  – количество диодов в открытом канале;

$P$  – количество шлейфов, образованных закрытыми каналами.

Ослабление отключенных каналов (ослабление запираения) зависит от количества открытых диодов в каждом канале. Обычно задается величина минимально допустимого ослабления отключенных каналов. Оно определяется количеством диодов в выходных ветвях. Напр., в четырехканальном переключателе (рис. 10) имеется по одному диоду в выходных ветвях (плечи выходы 1...4). Если открыт канал вход - выход 1, то диоды  $VD1$  и  $VD3$  закрыты, а все остальные – открыты. Прохождению сигналов на выходах 3 и 4 препятствуют четыре открытых диода:  $VD2$  и  $VD5$  (выход 3),  $VD2$  и  $VD6$  (выход 4). Сигнал, поступающий на выход 2, будет ослабляться только одним открытым диодом  $VD4$ . Следовательно, наименьшее ослабление среди всех отключенных каналов будет в канале вход - выход 2. Величину этого ослабления можно оценить по формулам для ослабления запираения  $L_3$ , приведенным в разд. 3 и касающимся выключателей с параллельным включением диодов.

На рис. 11 и в табл. показана конструкция платы четырехканального широкополосного переключателя, на рис. 12 – сборочный чертеж платы. Плата (см. рис. 11) выполнена многослойной. Слои обеспечивают выполнение плоских конденсаторов (сечение В - В) и подводу напряжений управления. Пайка проводов схемы управления производится к контактным площадкам 1...6 стороны Б. Подключение диодов поз.12 (см. рис. 12) к схеме производится с помощью перемычек поз. 3, 5 и подставок поз. 9. Замыкание полосковых проводников шлейфов, выполняющих роль блокировочных индуктивностей, на экранный слой производится с помощью перемычек поз. 20. Замыкание осуществляется через отверстия (сечение А - А).

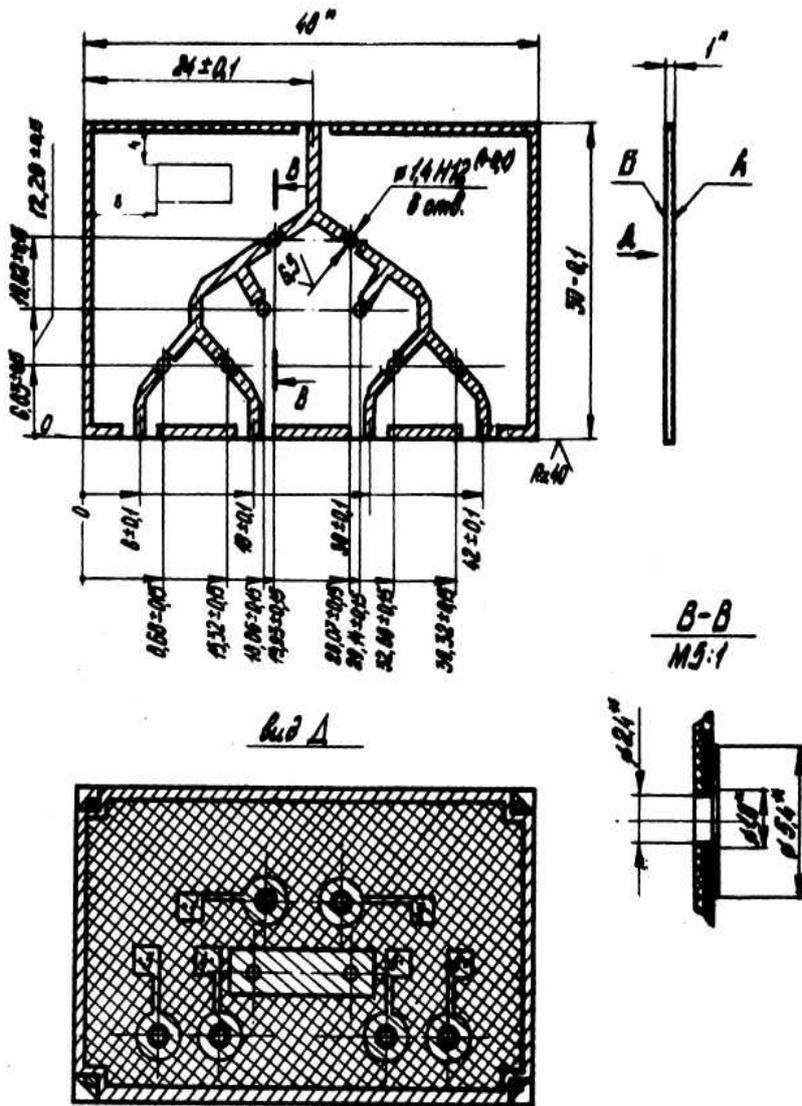
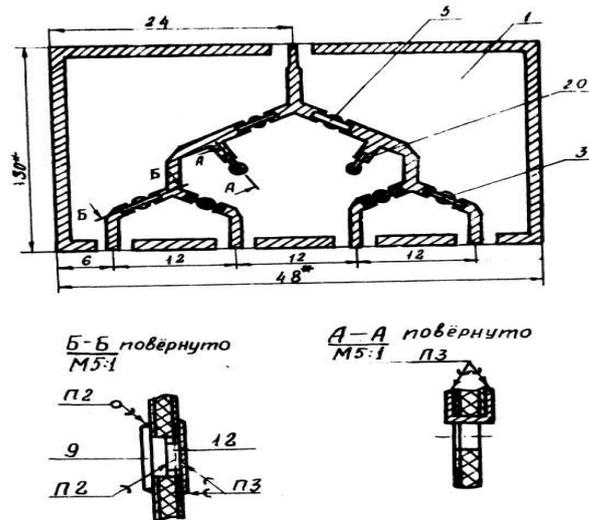


Рис. 11 - Конструкция платы четырехканального переключателя



Поверхности платы	№ слоя	Условное обозначение слоя	Наименование слоя	Материал слоя		Электрические характеристики слоя	Метод концентрации слоя	Поверхность слоя, см <sup>2</sup>	№ перфорации
				Наименование, марка	ГОСТ ОСТ ТУ				
А	1		Проводящий	Паста 3711	ГГО. 027.0 03ТУ	$\rho=0,005$ Ом/о	Сеткография	7,0	М1.1 М1.2
Б	1		Проводящий, нижняя обкладка конденсатора	Паста 3711	ГГО. 027.0 03ТУ	$\rho=0,005$ Ом/о	Сеткография	14,4	М2.1 М2.2
	2		Диэлектрический	Паста 1001	ГГО. 027.0 03ТУ	Удельная емкость, 500пФ/см <sup>2</sup>	Сеткография	10,0	М3
	2		Проводящий, верхняя обкладка конденсатора	Паста 3711	ГГО. 027.0 03ТУ	$\rho=0,005$ Ом/о	Сеткография	2,2	М4.1 М4

Рис. 12 - Сборочный чертеж платы переключателя

## Примечания к чертежам

### Рис. 11:

1. \*Размеры для справок.
2. Поверхность А полированная.
3. Плату по сторонам А и Б изготовить в соответствии с ОСТ ГО.054.240.
4. Характеристики слоев, электрические параметры слоев и данные по их изготовлению приведены в таблице чертежа.
5. Координаты вершин элементов соответствуют перфолентам по СГАУ.695.482 ВМ.
6. Предельные отклонения размеров пленочных элементов по стороне Б =  $\pm 0,075$  мм.
7. Электрические параметры слоев не контролируются, а гарантируются соблюдением технологического процесса.
8. Отклонение слоя 1 по стороне Б от базовых поверхностей и отклонение слоев 2, 3 относительно слоя 1 не более  $\pm 0,2$  мм.
9. Замыкание контактных площадок 1...6 на проводящий слой 1 стороны Б не допускается.
10. Маркировать четыре последние цифры десятичного номера сеткографией шрифтом 2 по НО.010.007.
11. ОТТ по ОСТ 4 ГО.073.204.

### Рис. 12:

1. \*Размеры для справок.
2. Паять ПОСК 50-18 ГОСТ 21931-76.
3. Паять ПОИ 52 ОСТ 48-132-78.
4. Требования к установке навесных элементов по ОСТ 4 ГО.054.242.
5. Допускается производить монтаж после установки платы в корпус.
6. ОТТ по ОСТ 4 ГО.070.015.

В низкочастотной части СВЧ-диапазона, где длины четвертьволновых отрезков получаются чрезмерно большими, используется последовательное (рис. 13) или последовательно-параллельное (рис. 14) включение диодов. При этом последовательные диоды необходимо включать как можно ближе к точкам разветвления каналов. Конструкция переключателя с разветвлением каналов из одной точки (рис. 13а) получается более компактной, чем конструкция бинарного переключателя (рис. 13б). Однако при большом количестве каналов в схеме (рис. 13а) сложно расположить много диодов в непосредственной близости от точки разветвления. Кроме того, рабочая полоса частот такого переключателя в большей степени зависит от количества каналов. На рис.13 не показаны элементы цепи управления.

Ослабление открытого канала (диоды открыты) переключателя (рис. 13а) может быть оценено по формуле:

$$L_n \cong 10 \lg \left\{ \left[ 1 + (n-1) \frac{Z_6}{R_{обр}} + \frac{(n+1)^2}{4} Z_6^2 \omega^2 C^2 \right] \left[ 1 + \frac{NR_{np}}{2Z_6} \right]^2 \right\},$$

где  $n$  – количество каналов;

$N$  – количество диодов в канале.

Ослабление отключенных каналов может быть оценено по формуле (18), если  $l$  – оптимальное, или по формуле (22).

В бинарной схеме (см. рис. 13б), если ослабление всех отключенных каналов не менее 20 дБ, ослабление открытого канала можно оценить по формуле (24), а наименьшее ослабление отключенных каналов – по формуле (22),  $N$  – количество диодов в выходных ветвях  $n$ .

Для увеличения ослабления отключенных каналов в выходные ветви можно подключить параллельные диоды. На рис. 14 показана схема двухканального переключателя с последовательно-параллельным включением диодов. Ослабления открытого и отключенного каналов, если расстояние между диодами не оптимально, рассчитываются по следующим формулам:

$$\begin{aligned} L_n &\cong 20 \lg \left| 1 + \frac{r_0}{2} + (1 + r_0) y_3 \right| \\ L &\cong 20 \lg \left| \frac{3}{2} + \frac{1}{2r_0} + \frac{1}{r_0 y_3} + \frac{1}{y_3} \right| \end{aligned} \quad (35)$$

Если  $1 / \omega C = R_{обр}$ , то выражения (35) преобразуются к виду:

$$\begin{aligned} L_n &\cong 20 \lg \left( 1 + \frac{R_{np}}{2Z_6} + \frac{Z_6 + R_{np}}{R_{обр}} \right), \\ L_3 &\cong 20 \lg \left( \frac{3}{2} + \frac{Z_6}{2R_{np}} + \frac{R_{обр}}{R_{np}} + \frac{R_{обр}}{Z_6} \right). \end{aligned}$$

Если же  $1 / \omega C \leq R_{обр}$ , то в выражениях (35) можно принять  $y_3 = j\omega CZ_6$ . Суммарные ослабления открытых каналов переключателей с учетом ослаблений, вносимых цепями управления, и максимальная пропускная мощность могут быть оценены таким же образом, как это дела-

ется в многодиодных выключателях.

Проектирование переключателей производится в той же последовательности, что и выключателей.

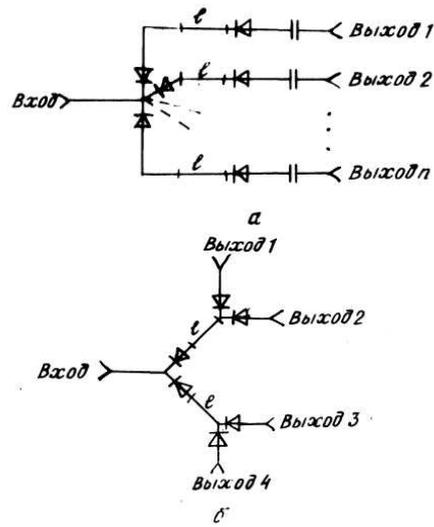


Рис. 13 - Многоканальные переключатели с последовательным включением диодов: *а* – разветвление каналов из одной точки; *б* – бинарная схема

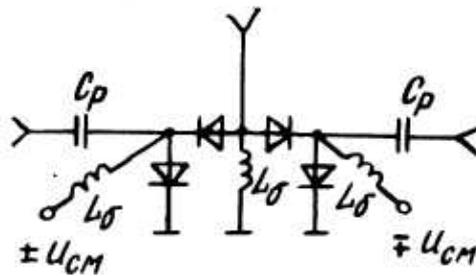


Рис. 14 - Двухканальный переключатель с последовательно-параллельным включением диодов

### Компенсация реактивности диода

Если емкость полупроводника диода  $C$  заметно шунтирует активное сопротивление диода, ухудшая параметры устройства, необходимо осуществить ее компенсацию подключением индуктивности. Индуктивность может быть выполнена в виде параллельного или последовательного шлейфа [6]. Наибольшее распространение в широкополосных устройствах с параллельным включением диодов получил способ компенсации емкости с помощью коротких отрезков линий с высоким волновым сопротивлением (рис. П 1а). Эти отрезки линий, являющиеся индуктивностями, совместно с емкостью диода  $C$  образуют фильтр нижних частот (ФНЧ) с граничной частотой  $f_{ср}$ . Полоса пропускания ФНЧ должна быть шире рабочей полосы частот проектируемого устройства:  $f_{ср} \geq 2 f_{макс}$ , где  $f_e$  – верхняя граничная частота.

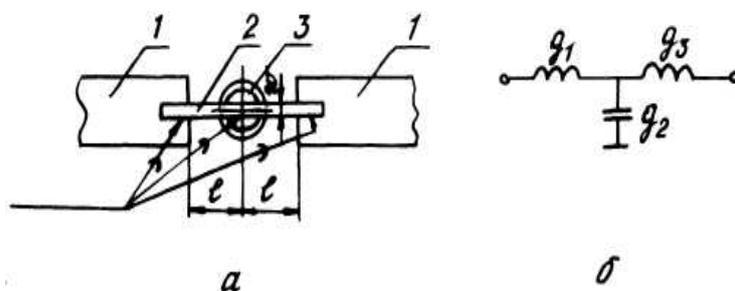


Рис. П 1 - Компенсация емкости диода высокоомными отрезками линий:

а – конструкция: 1 – полосковый проводник линии передачи;

2 – высокоомный отрезок линии; 3 – параллельный диод.

б – эквивалентная схема

Эквивалентная схема ФНЧ приведена на рис. Пб. На схеме не показано активное сопротивление диода  $R$ .

ФНЧ содержит три реактивных элемента: индуктивности, нормированные проводимости которых  $g_1 = g_3$ , и емкость с нормированной проводимостью  $g_2$ .

Поскольку число реактивных элементов определено схемой включения диода, а требований к крутизне амплитудно-частотной характеристики ФНЧ не предъявляется, то ФНЧ может быть выполнен с максимально плоской характеристикой. Такая характеристика ФНЧ обеспечивает ли-

нейную фазовую характеристику. Элементы ФНЧ с максимально плоской характеристикой определяются выражениями [2], [7]:

$$g_k = 2 \sin \left[ \frac{(2k-1)\pi}{2N} \right],$$

где  $k = 1, 2, \dots$ ;

$N$  – число реактивных элементов.

При  $N = 3$ ,  $g_1 = g_3 = 1$ ,  $g_2 = 2$ .

Реактивный элемент  $g_2 = 2$  фильтра в реальной схеме ФНЧ является емкостью  $C$ :

$$C = \frac{g_2}{Z_6 2\pi f_{cp}}. \quad (\text{П } 2)$$

Отсюда

$$f_{cp} = \frac{g_2}{2\pi C Z_6}. \quad (\text{П } 3)$$

Длина индуктивных отрезков определяется выражением [14]:

$$l = \frac{v}{\pi f_{cp}} \arctg \frac{g_1 Z_6}{2Z_l}, \quad (\text{П } 4)$$

где  $v$  – фазовая скорость волны в МПЛ,  $v = C / \sqrt{\epsilon_{эф}}$ ;

$Z_l$  – волновое сопротивление индуктивного отрезка линии;

$\epsilon_{эф}$  – эффективная диэлектрическая проницаемость подложки индуктивного отрезка.

В частном случае, когда  $f_{cp} l / v < 1 / 8$ , длину индуктивных отрезков можно определить по формуле ( $l < \lambda_6 / 8$ ):

$$l = \frac{v g_1 Z_6}{2\pi f_{cp} Z_l}. \quad (\text{П } 5)$$

Если в схему включаются два диода, целесообразно использовать П-образную схему ФНЧ (рис. П 2), в которой реактивными элементами являются емкости  $C$  диода.

В этом случае частота среза ФНЧ

$$f_{cp} = \frac{g_1}{2\pi CZ_0} \quad (\text{П } 6)$$

Нормированная проводимость индуктивности  $g_2 = 2$ . Длина индуктивного отрезка  $l$  для П-образной схемы ФНЧ:

$$l = \frac{v}{2\pi f_{cp}} \arcsin \frac{Z_0 g_2}{Z_1} \quad (\text{П } 7)$$

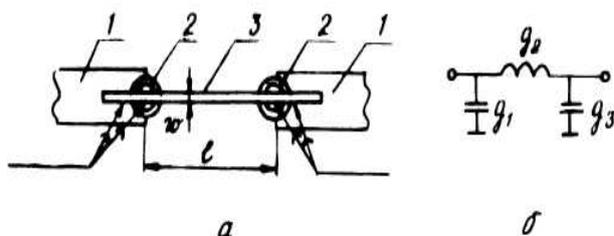


Рис. П 2 - Компенсация емкости двух диодов с использованием П-образной схемы ФНЧ:

$a$  – конструкция: 1 – полосковый проводник линии;  
 2 – параллельный диод; 3 – высокоомный отрезок линии.  
 $b$  – эквивалентная схема

В случае коротких отрезков ( $l < \lambda_0 / 8$ ), длина индуктивного отрезка может быть определена по формуле (П 5). Как всякая линия с распределенными параметрами, индуктивный отрезок обладает емкостью, величина которой определяется выражением:

$$C_l = \frac{1}{2\pi f_{cp} Z_0} \sin \frac{2\pi f_{cp} l}{v} \quad (\text{П } 8)$$

Результирующая емкость в схеме ФНЧ (рис. П 1) определяется суммой емкостей двух отрезков длиной  $l$  и емкости диода:

$$C_{\phi} = C + 2C_l \quad (\text{П } 9)$$

а в схеме ФНЧ (рис. П 2)

$$C_{\phi} = C + 0,5C_l \quad (\text{П } 10)$$

Влияние емкости отрезков линии приводит к уменьшению граничной частоты ФНЧ в соответствии с формулой (П 6), где вместо емкости  $C$  следует использовать  $C_{\phi}$ , до значения  $f_{\text{ср}}$  и к изменению длины индуктивных отрезков. Скорректированная длина индуктивных отрезков  $l_k$  определяется формулами (П 4), (П 5), (П 7), где используется скорректированная величина  $f_{\text{ср}}$ .

Если при включении в линию двух и более диодов в непосредственной близости друг от друга П-образный ФНЧ реализовать не удастся, например, не выполняется условие (3), то ФНЧ следует проектировать по Т-образной схеме, состоящей из одинаковых звеньев. Реализовать многозвенный фильтр, имеющий максимально плоскую и чебышевскую характеристику затруднительно, поскольку емкости фильтра определены диодами и одинаковы (рис. П 3).

В случае двухзвенного фильтра  $g_1 = g_5 = 0,618$ ;  $g_2 = g_4 = 1,618$ ;  $g_3 = 2$ .

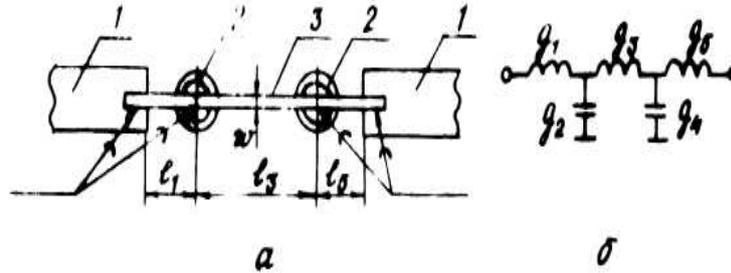


Рис. П 2 - Компенсация емкости двух диодов с использованием Т-образной схемы ФНЧ: *a* – конструкция: 1 - полосковый проводник линии; 2 - параллельный диод; 3 - высокоомный отрезок линии.  
*b* - эквивалентная схема

При включении диодов на оптимальном расстоянии друг от друга расчет компенсирующих индуктивностей для каждого диода производится так же, как для одного диода.

Следует помнить, что при использовании высокоомных отрезков линии существенно уменьшается мощность, пропускаемая устройством.

Пример 1. Расчет индуктивных компенсирующих отрезков (рис. 3).

$$g_1 = g_3 = 1; g_2 = 2.$$

Необходимо скомпенсировать емкость диода типа 2A524A ( $C = 1,2$  пФ) включенного в 50-омную линию. Максимальная частота рабочей полосы устройства  $f_{\text{макс}} = 1,5$  ГГц.

1. По формуле (П 3) определить граничную частоту ФНЧ:

$$f_{cp} = \frac{g_2}{2\pi CZ_0} = \frac{2}{2\pi \cdot 1,2 \cdot 10^{-12} \cdot 50} = 5,3 \text{ ГГц.}$$

Проверить выполнение условия (П 1)  $f_{\max} < 2,65 \text{ ГГц}$ .

2. Определить ширину полоскового проводника индуктивного отрезка  $w$ . Если подложка выполнена из поликора ( $\varepsilon = 9,6$ ) толщиной  $h = 1 \text{ мм}$ , то при  $Z_1 = 90 \text{ Ом}$ , как следует из [26],  $w/h = 0,2 \text{ мм}$  и  $\varepsilon_{\text{эф}} = 5,9$ .

3. По формуле (П 4) рассчитать длины индуктивных отрезков:

$$l = \frac{3 \cdot 10^{10}}{\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}} \cdot \pi f_{cp}} \operatorname{arctg} \frac{g_1 Z_B}{2Z_1} = \frac{3 \cdot 10^{10}}{\sqrt{5,9} \cdot \pi 5,3 \cdot 10^9} \operatorname{arctg} \frac{1 \cdot 50}{2 \cdot 90} = 0,2 \text{ см} = 2 \text{ мм.}$$

4. Емкость отрезка длиной  $l$  определить по формуле (П 8):

$$C_l = \frac{1}{2\pi f_{cp} Z l} \sin \frac{2\pi f_{cp} l}{v} = \frac{1}{2\pi \cdot 5,3 \cdot 10^9 \cdot 90} \sin \frac{2\pi 5,3 \cdot 10^9 \cdot 0,2 \sqrt{5,9}}{3 \cdot 10^{10}} = 0,17 \text{ пФ.}$$

5. Результирующую емкость звена ФНЧ определить по формуле (П 9):

$$C_{\phi} = C + 2C_l = 1,2 + 0,34 = 1,54 \text{ пФ.}$$

6. Скорректировать значение  $f_{cp}$ :

$$f_{cp} = \frac{g_2}{2\pi C_{\phi} Z_0} = \frac{2}{2\pi 1,54 \cdot 10^{-12} \cdot 50} = 4,13 \text{ ГГц.}$$

7. Скорректировать длину отрезков:

$$l_k = \frac{3 \cdot 10^{10}}{\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}} \pi f_{cp}} \operatorname{arctg} \frac{g_1 Z_B}{2Z_0} = \frac{3 \cdot 10^{10}}{\sqrt{5,9} \pi \cdot 4,13 \cdot 10^9} \operatorname{arctg} \frac{1 \cdot 50}{2 \cdot 90} = 2,56 \text{ мм.}$$

Пример 2. Расчет индуктивных компенсирующих отрезков (рис. П 2). В 50-омную линию включены два диода 2A524A ( $C = 1,2$  пФ). Максимальная частота рабочей полосы устройства  $f_{\text{макс}} = 1$  ГГц.

1. По формуле (П 6) определить граничную частоту ФНЧ:

$$f_{\text{cp}} = \frac{g_1}{2\pi C Z_{\text{в}}} = \frac{1}{2\pi \cdot 1,2 \cdot 10^{-12} \cdot 50} = 2,65 \text{ ГГц}.$$

Проверить выполнение условия (П 1):  $f_{\text{макс}} < 32$  ГГц.

2. Определить ширину полоскового проводника индуктивного отрезка  $w$ . Если материалом подложки является поликор ( $\epsilon = 9,6$ ) толщиной  $h = 1$  мм, то при  $Z_1 = 110$  Ом, как следует из (2б),  $w / h = 0,1$ ;  $w = 0,1$  мм;  $\epsilon_{\text{эф}} = 5,73$ .

3. Длину индуктивного отрезка  $l$  определить по формуле (П 7):

$$\begin{aligned} l &= \frac{v}{2\pi f_{\text{cp}}} \arcsin \frac{Z_{\text{в}} g_2}{Z_1} = \\ &= \frac{3 \cdot 10^{10}}{\sqrt{5,73} \cdot 2\pi \cdot 2,65 \cdot 10^9} \arcsin \frac{50 \cdot 2}{110} = 0,86 \text{ см} = 8,6 \text{ мм}. \end{aligned}$$

4. Емкость индуктивного отрезка рассчитать по формуле (П 8):

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{1}{2\pi f_{\text{cp}} Z_1} \sin \frac{2\pi f_{\text{cp}} l}{v} = \\ &= \frac{1}{2\pi \cdot 2,65 \cdot 10^9 \cdot 110} \sin \frac{2\pi \cdot 2,65 \cdot 10^9 \cdot 0,86 \sqrt{5,73}}{3 \cdot 10^{10}} = 0,497 \text{ пФ}. \end{aligned}$$

5. Рассчитать результирующую емкость ФНЧ по формуле (П 10):

$$C_{\text{ф}} = C + 0,5C_1 = 1,2 + 0,5 \cdot 0,497 = 1,45 \text{ пФ}.$$

6. Скорректировать частоту среза:

$$f_{\text{cp}} = \frac{g_1}{2\pi C_{\text{ф}} Z_{\text{в}}} = \frac{1}{2\pi \cdot 1,45 \cdot 10^{-12} \cdot 50} = 2,2 \text{ ГГц}.$$

7. Скорректировать длину индуктивного отрезка:

$$l_k = \frac{v}{2\pi f_{cp}} \arcsin \frac{Z_B g_2}{Z_l} =$$

$$= \frac{3 \cdot 10^{10}}{\sqrt{5,73} \cdot 2\pi \cdot 2,2 \cdot 10^9} \arcsin \frac{50 \cdot 2}{110} = 1,03 \text{ см} = 10,3 \text{ мм.}$$

Пример 3. Расчет индуктивных отрезков (рис. П 3)

$$g_1 = g_5 = 0,618; g_2 = g_4 = 1,618; g_3 = 2.$$

В 50-омную линию включены два диода типа 2A524A ( $C = 1,2$  пФ). Максимальная частота рабочей полосы устройства  $f_{\text{макс}} = 1,5$  ГГц. Порядок расчета аналогичен приведенному выше.

При  $Z_l = 90$  Ом;  $\varepsilon = 9,6$ ;  $h = 1$  мм получаются следующие результаты:  $w/h = 0,2$ ;  $w = 0,2$  мм;  $\varepsilon_{\text{эф}} = 5,9$ ;  $f_{cp} = 4,29$  ГГц;  $l_{1,5} = 1,56$  мм;  $l_3 = 4,64$  мм.

Ёмкости отрезков  $l_1$  и  $l_3$  равны:

$$C_{11} = 0,138 \text{ пФ}; C_{13} = 0,35 \text{ пФ};$$

$$C_{\Phi} = C + C_{11} + 0,5C_{13} = 1,513 \text{ пФ};$$

$$f_{cp} = 3,4 \text{ ГГц}; l_{k1} = l_{k5} = 2 \text{ мм}; l_{k3} = 5,86 \text{ мм.}$$

## СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

- 1 Полупроводниковые приборы : диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы : справочник / под ред. Н. Н. Горюнова. – М. : Энергоиздат, 1982.
- 2 Справочник по расчету и конструированию полосковых СВЧ-устройств / под ред. В. И. Вольмана. – М. : Радио и связь, 1982.
- 3 Справочник по элементам полосковой техники / под ред. А. Л. Фельдштейна. – М. : Связь, 1979.
- 4 Полосковые платы и узлы : проектирование и изготовление / под ред. Е. П. Котова, В. Д. Каплуна. – М. : Сов. радио, 1979.
- 5 Конструирование и расчет полосковых устройств / под ред. проф. И. С. Ковалева. – М. : Сов. радио, 1974.
- 6 Фельдштейн, А. Л. Справочник по элементам волноводной техники / А. Л. Фельдштейн, А. Р. Явич, В. Л. Смирнов. – М. : Сов. радио, 1967.
- 7 Малорацкий, Л. Г. Проектирование и расчет СВЧ-элементов на полосковых линиях / Л. Г. Малорацкий, Л. Р. Явич. – М. : Сов. радио, 1972.

## СОДЕРЖАНИЕ

Общие сведения .....	3
1 Переключательные диоды .....	4
2 Выбор и расчет цепи подачи внешних управляющих токов .....	8
3 Проектирование выключателей .....	11
3.1 Схемы выключателей .....	11
3.2 Расчет основных параметров выключателей с одним диодом .....	12
3.3 Расчет многодиодных выключателей .....	15
3.4 Расчет полного ослабления .....	18
3.5 Расчет максимально допустимой СВЧ-мощности .....	19
3.6 Порядок проектирования .....	20
3.7 Пример конструктивного выполнения выключателя .....	22
4 Проектирование переключателей .....	24
<i>Приложение. Компенсация реактивности диода</i> .....	33
Список используемой литературы .....	40

*Учебное издание*

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ СВЧ-ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ  
И ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ**

Методические указания к курсовому проектированию

Составители: **Галдина Нина Михайловна**  
**Пахомов Вячеслав Васильевич**

Редактор О. С. Бабаченко  
Компьютерная верстка О. С. Бабаченко

Подписано в печать 12. 08. 2007. Формат 60x84 1/16.  
Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 2,75.  
Тираж 100 экз. Заказ . Арт. С – 41 / 2007.

Самарский государственный аэрокосмический университет.  
443086 Самара, Московское шоссе, 34.

---

Изд-во Самарского государственного аэрокосмического университета.  
443086 Самара, Московское шоссе, 34.