

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО
ОБРАЗОВАНИЯ РСФСР

КУЙБЫШЕВСКИЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ имени С. П. КОРОЛЕВА

Р. А. ВЕЧКАНОВА, Н. М. ГАЛДИНА, К. А. ЧЕРКАШИНА

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СВЧ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ

Учебное пособие по курсам

«Радиоприемные устройства» и «Техника СВЧ»

Под общей редакцией доцента Г. В. Абрамова

Утверждено редакционным советом института
12 января 1972 года.

В пособии дается краткое описание основных параметров смесительных СВЧ диодов, эквивалентных схем одноктактных и двухтактных смесителей, выбор схемы смесителя и расчет основных элементов конструкций, приводятся примеры конструкций, смесителей, выполненных на волноводах, коаксиальных и полосковых линиях. В конце пособия приводится пример расчета одноктактного смесителя.

Пособие предназначено для студентов Куйбышевского авиационного института, выполняющих проекты по курсам «Приемо-передающие устройства», «Радиоприемные устройства», «Конструкции и техника СВЧ», «Антенны и устройства СВЧ».

Оглавление

Введение	3
§ 1. Преобразовательные диоды и их основные параметры	6
§ 2. Параметры преобразователей	16
А. Параметры смесителей	17
Б. Узлы связи и их параметры	20
§ 3. Схемы и конструкции смесителей СВЧ	24
А. Одноктактные смесители	25
Б. Балансные смесители	34
Приложение	58

© Куйбышевский авиационный институт, 1973.

*Р. А. Вечканова, Н. М. Галдина
К. А. Черкашина*

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СВЧ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

Редактор И. С. Колышева
Технический редактор Н. М. Каленюк
Корректор Л. В. Сидорова

ЕО02894. Подписано в печать 24.IV 1973 г. Формат бумаги 60×90¹/₁₆. Объем 4 печ. л.
Тираж 1000 экз. Цена 20 коп.

Куйбышевский ордена Трудового Красного Знамени авиационный институт им. С. П. Королева, г. Куйбышев, ул. Молодогвардейская, 151.

Тип. изд-ва «Волжская коммуна», г. Куйбышев, пр. Карла Маркса, 201. Заказ 464.

Введение

Преобразователи сверхвысоких частот (СВЧ), как и низкочастотные, широко применяются в супергетеродинных приемниках и во всех тех случаях, когда необходимо осуществить перенос спектра сигнала из одной области частотного диапазона в другую. Обычно вид и параметры модуляции сигнала при этом не меняются.

Блок-схема преобразователя показана на рис. 1. Узел связи обеспечивает подачу на нелинейный элемент, помещаемый в смесительную камеру (смеситель) колебаний основного сигнала f_c и гетеродина f_r . В результате смешения частот f_c и f_r на нелинейном элементе образуются комбинационные частоты

$$f_n = | m f_c \pm n f_r |, \quad (1)$$

где m, n — целые числа.

Наибольшее распространение получило простое преобразование, когда $m=n=1$,

$$f_n = | f_c - f_r |. \quad (2)$$

Для выделения сигнала промежуточной частоты f_n на выходе смесителя помещается фильтр, имеющий полосу пропуска-

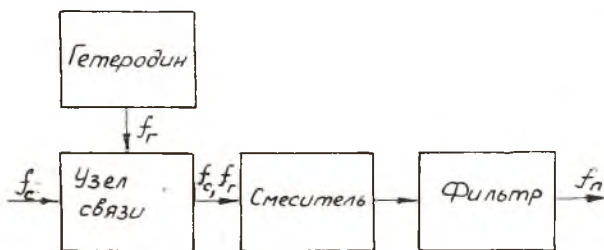


Рис. 1.

ния, соответствующую ширине спектра принимаемого сигнала. В преобразователях с высокочастотным выходом ($f_{\text{п}} \geq 100 \text{ МГц}$) для выделения разностной частоты используются фильтры нижних частот (ФНЧ), а в преобразователях с низкочастотным выходом ($f_{\text{п}} < 100 \text{ МГц}$) используются более простые блокирующие элементы (емкости, дроссельные ловушки). Обычно фильтры и блокирующие элементы включаются в состав смесительной камеры.

В диапазоне СВЧ в качестве нелинейных элементов используются полупроводниковые диоды. Основными преимуществами их по сравнению с ламповыми являются малый уровень собственных шумов, незначительная проходная емкость (шунтирующая нелинейный контакт), большая крутизна положительного участка характеристики, малое время пролета электронов между электродами (толщина контактного барьера около поверхности полупроводника порядка 10^{-6} см), малое потребление электрической энергии, малые вес и габариты, высокая механическая прочность. Недостатками являются малая электрическая прочность, наличие обратной проводимости, малый коэффициент передачи.

Поскольку в настоящем пособии не затрагиваются вопросы проектирования гетеродина, то при дальнейшем изложении из понятия «преобразователь» будет исключен гетеродин.

Процесс проектирования преобразователей представлен на схеме рис. 2. В техническом задании указываются электрические и конструктивные требования, а именно:

рабочий диапазон частот основного сигнала $f_{\text{с мин}} \div f_{\text{с макс}}$;

диапазон промежуточных частот $f_{\text{п мин}} \div f_{\text{п макс}}$;

допустимые потери сигнала (или требуемая чувствительность) $L_{\text{с}}$;

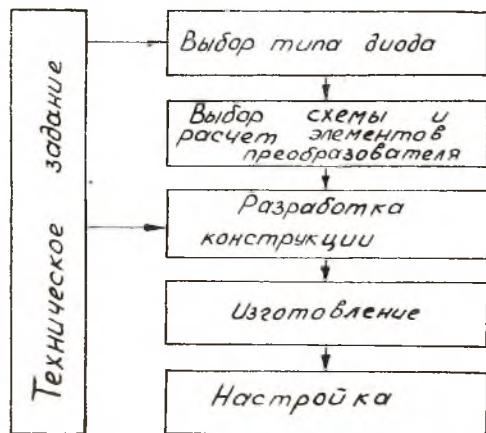


Рис. 2.

максимально допустимый коэффициент стоячей волны по напряжению со стороны входа (по сигналу СВЧ) $K_{\text{с}}$, со стороны выхода (по сигналу промежуточной частоты) — $K_{\text{п}}$ и со стороны гетеродина — $K_{\text{г}}$;

допустимая неравномерность потерь преобразования в диапазоне частот;

динамический диапазон изменения мощности СВЧ сигналов; минимально допу-

стимая развязка между каналами входного сигнала и гетеродина G ;

допустимые потери мощности гетеродина L_T ;

надежность;

минимальные вес и габариты;

наименьшая стоимость;

удобство эксплуатации и другие.

На основании требований технического задания производится выбор типа диода. Основные параметры диодов приводятся в справочниках и в соответствующих технических условиях. В § 1 настоящего пособия приведена таблица 1 с указанием параметров и эксплуатационных характеристик некоторых типов смесительных полупроводниковых диодов, получивших распространение в последнее время.

После выбора диода разрабатывается схема, конструкция смесителя и узел связи смесителя с гетеродином. Узел связи выбирается исходя из заданного рабочего диапазона частот, допустимых потерь преобразования смесителя, типа диода, мощности гетеродина и допустимого уровня развязки между каналами сигнала и гетеродина. При разработке конструкции смесителя особое внимание обращается на возможность быстрой замены диода, простоту, надежность, вес, габариты.

Обычно процессу разработки конструкции смесителя сопутствуют некоторые измерения. В частности, после выбора типа диода производится измерение его входного сопротивления в специальной диодной камере с кристаллодержателем, по конструкции близким к предполагаемому варианту кристаллодержателя смесителя.

В § 1 настоящего пособия рассматриваются основные параметры и конструкции полупроводниковых диодов, в § 2 описаны параметры преобразователей, в § 3 — схемы и конструкции одноктактных и двухтактных смесителей СВЧ.



§ 1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ И ИХ ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Полупроводниковые диоды представляют собой двухэлектродные приборы, в которых требуемая нелинейная характеристика образуется за счет свойств $p-n$ перехода. В диапазоне СВЧ наибольшее распространение получили точечные диоды. Смесительные диоды имеют вольтамперную характеристику аналогичную характеристике детекторных диодов [1, 2, 3].

На рис. 3, а показана одна из конструкций смесительных диодов (патронная), на рис. 3, б — эквивалентная схема. Электродами диода являются острие контактной пружины 2 и поверхность полупроводника 3. Площадь образующегося при этом кон-

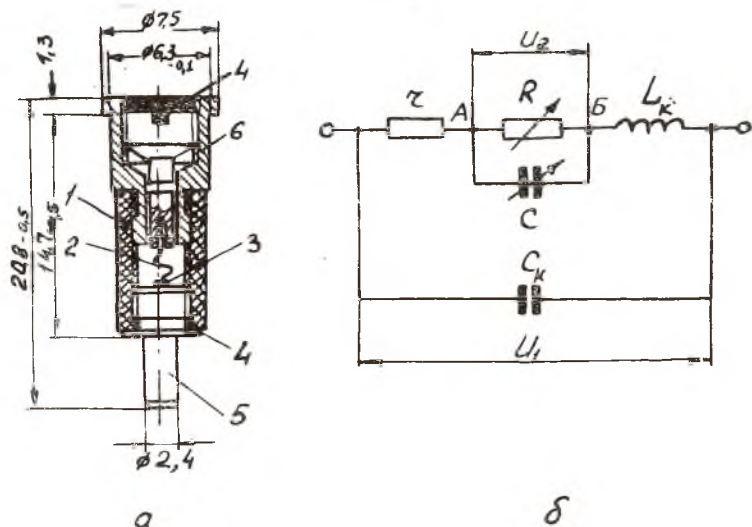


Рис. 3.

такта составляет величину порядка 10^{-6} см^2 . Обычно контактная пружина изготавливается из вольфрама. Электроды диода прикреплены к ниппелям 5 и 6. Корпус диода выполняется в виде керамической втулки 1, обеспечивающей совместно с заливкой 4 герметизацию диода.

На эквивалентной схеме (рис. 3, б) емкость перехода C обусловлена инерционностью накопления и исчезновения неравновесных носителей заряда в нейтральных p и n -областях. Сопротивление перехода R определяется концентрацией примесей в p - n переходе. Сопротивление объема полупроводника r обусловлено электрической проводимостью материала полупроводника и практически не зависит от частоты. R и C в основном определяют частотные свойства диода. Кроме того, на частотные свойства диода оказывают влияние реактивности, вносимые корпусом диода: C_K — емкость патрона диода, L_K — индуктивность контактной проволоки. Для диодов, работающих в сантиметровом диапазоне волн, C_K должно быть $\ll 0,3 \text{ пф}$ и $L_K \cong (2,5 \div 3) \cdot 10^{-9} \text{ гн}$ [19]. Чем ближе значение C_K к $0,3 \text{ пф}$, тем меньше полоса частот, в которой детектор согласован с СВЧ трактом. Поэтому допускается использование диодов на частотах, меньших указанных в паспорте, но не наоборот.

Коэффициент использования мощности сигнала будет тем больше, чем большая часть напряжения сигнала подводится непосредственно к контакту, то есть к точкам А и Б. Поэтому при конструировании диодов стремятся к уменьшению величин r , L_K , C_K . Если принять L_K и C_K равными нулю, то коэффициент использования мощности будет равен [2]

$$\eta = \frac{U_2^2}{U_1^2} = \frac{1}{\left(1 + \frac{r}{R}\right)^2 + \omega^2 C^2 r^2}. \quad (3)$$

Максимальное значение η получается при $C=0$

$$\eta_{\text{макс}} = \frac{1}{\left(1 + \frac{r}{R}\right)^2}. \quad (4)$$

Эффективность работы диода можно оценить величиной

$$\eta_{\text{макс}} = \frac{1}{1 + \frac{\omega^2 C^2 r^2}{\left(1 + \frac{r}{R}\right)^2}}. \quad (5)$$

Отсюда видно, что чем выше частота и больше ёмкость перехода C , тем меньше эффективность работы диода. Для увеличения эффективности необходимо уменьшать площадь контактного слоя, а это ведет к уменьшению величины энергии выгорания диода W , при которой наступает разрушение (выжиг) контактного слоя. Энергия выгорания диодов СВЧ

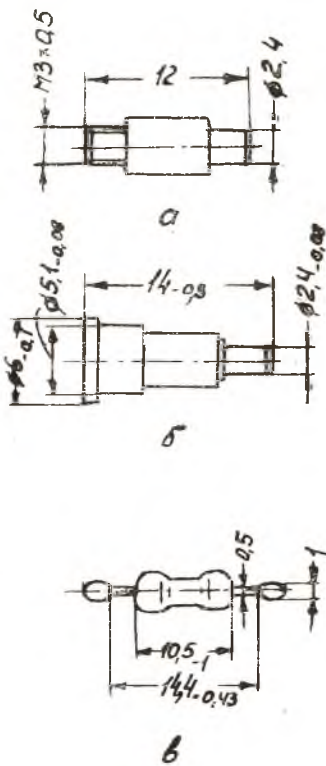


Рис. 4.

мала и составляет величину от десятых долей до единиц эрга (измеряется при длительности импульсов не более 10^{-8} сек) [2].

Увеличить эффективность работы диодов можно путем создания их специальных конструкций [2]. Например, диоды миллиметрового диапазона представляют единую конструкцию с диодной камерой (волноводом) и не требуют введения в тракт согласующих элементов. Расчет и конструкции смесителей миллиметрового диапазона в настоящем пособии рассматриваться не будут.

Конструкции некоторых типов смесительных диодов, выпускаемых в настоящее время промышленностью, показаны на рис. 3; а и рис. 4. Миниатюрные конструкции в стеклянном корпусе (рис. 4, в) созданы специально для полосковых линий.

Основными параметрами полупроводниковых диодов являются следующие: рабочий диапазон частот $f_{с\text{ мин}} - f_{с\text{ макс}}$, потери преобразования L_d , температура шума $t_{ш}$, нормированный коэффициент шума F , выпрямленный ток I_0 , выходное

сопротивление $R_{\text{вых}}$, электрическая прочность, полное входное сопротивление $Z_{\text{вх}}$, коэффициент стоячей волны (КСВ). На основании этих параметров производится выбор типа диода, схемы и конструкции преобразователя в целом.

Потери преобразования диода L_g вычисляются в децибелах и равны отношению мощности подводимого сигнала P_c к мощности сигнала промежуточной частоты P_{Π}

$$L_d = 10 \lg \frac{P_c}{P_{\Pi}} \text{ дб.} \quad (6)$$

Чем меньше величина L_g , тем больше амплитуда преобразованного сигнала при одной и той же амплитуде входного сигнала. У лучших диодов $L_d = 6$ дб.

Температура шума диода $t_{ш}$ представляет собой отношение номинальной (то есть отдаваемой в согласованную нагрузку) мощности шумов $P_{ш}$, возникающих в диоде во время прохождения через него тока в интервале частот Δf , к номинальной мощности тепловых шумов $kT_0\Delta f$ активного сопротивления,

находящегося при комнатной температуре T_0 (290°K) в том же интервале частот [4÷6,20]

$$t_{ш} = \frac{P_{ш}}{kT_0 \Delta f}, \quad (7)$$

где $\kappa = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град — постоянная Больцмана.

Как показывает опыт [4, 5, 6], температура шума пропорциональна мощности, подаваемой на диод. Величина $t_{ш}$ современных смесительных диодов лежит в пределах 1,3÷3.

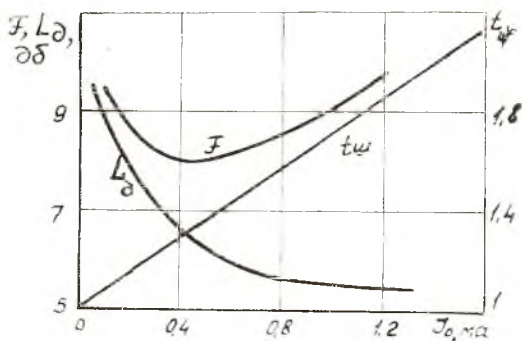
Наиболее полно характеризует качество диода нормированный коэффициент шума F , выражаемый обычно в децибелах. Он связывает потери преобразования диода L_d , температура шума $t_{ш}$ и коэффициент шума усилителя промежуточной частоты (УПЧ) $F_{УПЧ}$ [2, 4, 6]

$$F = L_d + 10 \lg(t_{ш} + F_{УПЧ} - 1) \text{ дб}, \quad (8)$$

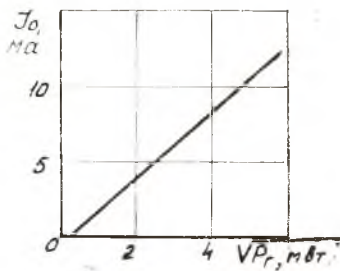
здесь L_d — в дб; $t_{ш}$, $F_{УПЧ}$ — в относительных единицах.

Величину F можно рассматривать как коэффициент шума приемника в целом, если считать, что общие потери смесителя равны потерям преобразования диода, то есть пренебречь потерями, обусловленными конструкцией смесителя, элементом связи с каналом гетеродина и прочими. При постоянном $F_{УПЧ}$ величина F может рассматриваться как параметр диода, характеризующий его чувствительность. Значения F приводятся в справочниках на диоды. Нормировка производится по $F_{УПЧ} = 1,5 \text{ дб}$. На рис. 5, а показаны зависимости L_d , $t_{ш}$ и F от выпрямленного тока диода I_0 [2,4÷6].

Величина выпрямленного тока зависит от мощно-



а



б

Рис. 5.

сти сигнала. Если основной сигнал существенно меньше сигнала гетеродина (режим малого сигнала), то выпрямленный ток определяется мощностью гетеродина P_r . На рис. 5, б приведена выпрямительная характеристика диодов СВЧ вплоть до максимально допустимых значений P_r [17]. Из рис. 5, а следует, что с увеличением I_0 температура шума растет, а при преобразовании до $I_0 \cong 1$ ма уменьшаются и, далее почти не изменяются. Благодаря этому кривая изменения F имеет резко выраженный минимум, что говорит о возможности вбора мощности гетеродина в достаточно широких пределах. С оптимальным режимом работы диода по выпрямленному току соответствует $I_0 \cong (0,3 - 0,7)$ ма. За номинальную принимается $P_r = (0,5 \div 1)$ мвт. В номинальном режиме сопротивление нагрузки цепи постоянного тока должно быть равно $R_0 = (50 \div 100)$ ом.

При маломощном гетеродине, не позволяющем обеспечить оптимальный режим работы, на диод подается постоянное и ложительное смещение такое, чтобы $I_0 = (0,5 \div 1)$ ма.

В режиме малого сигнала ($P_c \ll P_r$) величина потерь преобразования не зависит от мощности сигнала, то есть мощность выходного и основного входного сигналов находятся в пропорциональной зависимости. В ряде же практических случаев приходится работать в режиме большого сигнала [15—17, 22—24], когда мощность входного сигнала соизмерима с мощностью гетеродина. При этом потери преобразования возрастают, и появляется зависимость потерь преобразования от величины входного сигнала.

Режим большого сигнала имеет, например, место, если требуется получить на выходе смесителя максимально возможную и стабильную мощность промежуточной частоты или если величина входного сигнала меняется в больших пределах. В последнем случае стоит задача расширения динамического диапазона диода, под которым понимается отношение максимально допустимого входного сигнала к минимальному, определяемому заданным соотношением сигнал — шум. Максимальный сигнал динамического диапазона определяется допустимым отклонением закона преобразования частоты от линейного, то есть допустимым увеличением потерь преобразования по сравнению с их величиной в режиме малого сигнала.

Как показали теоретические и экспериментальные исследования [16, 17], величина потерь преобразования диода в режиме большого сигнала $L_{бс}$, отнесенная к потерям преобразования при малом сигнале $L_{д}$, зависит только от отношения $\frac{P_c}{P_r}$ и не зависит от конкретных параметров диода. Аналогично и величина выпрямленного тока в режиме большого сигнала $I_{обс}$, отнесенный к току в режиме малого сигнала I_0 , зависит только от $\frac{P_c}{P_r}$.

Эти зависимости записываются следующим образом:

$$\frac{L_{6c}}{L_d} = \frac{9\pi^2 \mu^4}{4(1+\mu)^2(1+\mu^2)^2} \left[E\left(\frac{2\sqrt{\mu}}{1+\mu}\right) - \frac{(1-\mu)^2}{1+\mu^2} K\left(\frac{2\sqrt{\mu}}{1+\mu}\right) \right]^{-2} \quad (9)$$

$$\frac{I_{обс}}{I_0} = \frac{2}{\pi}(1+\mu)E\left(\frac{2\sqrt{\mu}}{1+\mu}\right), \quad (10)$$

где L_{6c} , L_d — потери преобразования в режимах большого и малого сигнала в относительных единицах;

K , E — полные эллиптические интегралы 1-го и 2-го рода, соответственно, $\mu = \sqrt{\frac{P_c}{P_r}}$.

На рис. 6 приведены кривые, построенные на основании выражений (9) и (10) и достаточно хорошо совпадающие с экспериментальными результатами [17]. Из рис. 6, а видно, что при увеличении P_c увеличиваются потери преобразования. Чтобы избежать существенного увеличения потерь преобразования необходимо увеличить P_r , но это приведет к увеличению коэффициента шума диода, то есть к увеличению минимального сигнала динамического диапазона. Таким образом, динамический диапазон диода расширяется медленнее, чем увеличивается максимальный сигнал. Например, при увеличении мощности гетеродина по сравнению с номинальной (0,5 мвт) на 13 дб динамический диапазон расширяется примерно на 10 дб.

Значения потерь преобразования диода, приводимые в справочниках, определяются для номинальных мощностей сигнала на входе и выходе диода. При этом выходное сопротивление диода $R_{вых}$ и сопротивление нагрузки R_n активны и равны. Обозначим паспортное значение потерь преобразования через $L_{ном}$, тогда при $R_{вых} \neq R_n$ потери преобразования будут связаны с номинальными потерями соотношением [17]

$$\frac{L_g}{L_{ном}} = \frac{1}{4} \frac{R_n}{R_{вых}} \left(1 + \frac{R_{вых}}{R_n} \right)^2. \quad (11)$$

При использовании выражения (9) и графиков рис. 6, а необходимо вместо

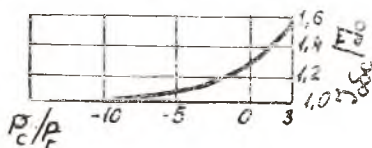
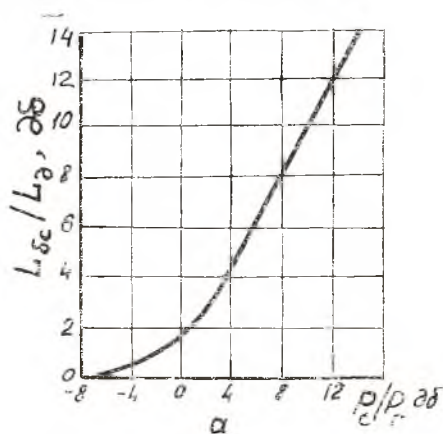


Рис. 6.

L_d представлять паспортное значение потерь преобразования с учетом (11).

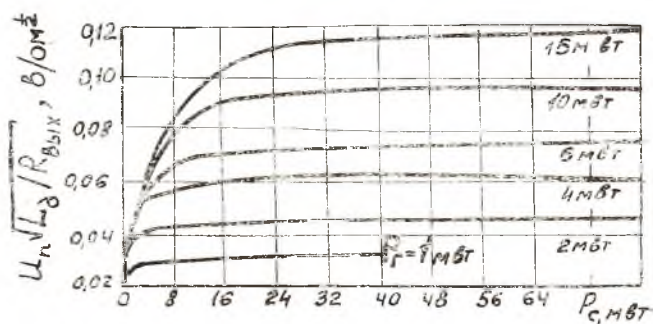
В смесителях, используемых в системе автоподстройки частоты (АПЧ) гетеродина приемника импульсной радиолокационной станции (РЛС), основным требованием является получение на выходе как можно большего уровня сигнала и его стабильности при изменении P_c и P_r . В связи с этим представляет интерес рассмотрение амплитудной характеристики диода, которая может быть рассчитана на основании выражения [17]

$$U_n = \sqrt{\frac{P_c \cdot R_{\text{вых}}}{L' \cdot L_d}}, \quad (12)$$

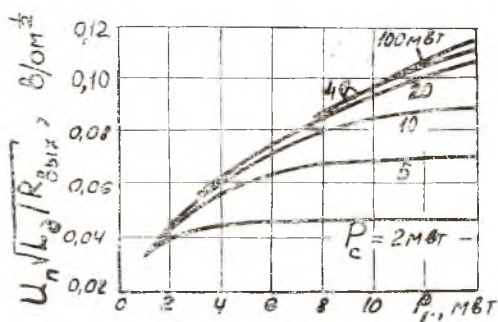
где $L' = \frac{L_{\text{бс}}}{L_d}$,

и определено по кривым рис. 6, а.

U_n — напряжение промежуточной частоты.



а



б

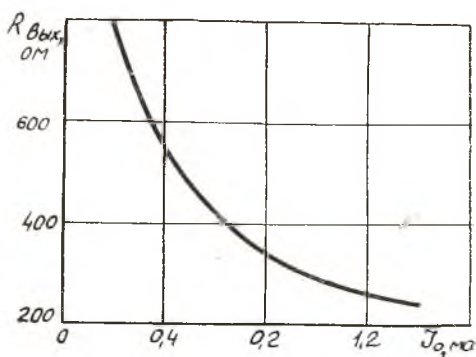
Рис. 7.

Результаты расчета амплитудных характеристик приведены на рис. 7. Кривые построены для практически реализуемых на СВЧ величин $P_r = (0 \div 15)$ мвт. Из рис. 7, а видно, что при увеличении P_c напряжение промежуточной частоты $U_{п}$ вначале увеличивается, а при $P_c > P_r$ практически остается постоянным. Поэтому в тех случаях, когда в задании на смеситель стоит требование получения на выходе смесителя как можно большего уровня напряжения $U_{п}$ и его стабильности, мощность гетеродина P_r должна быть выбрана максимально возможной с точки зрения электрической прочности диода, а P_c должна соответствовать участку постоянного $U_{п}$ амплитудной характеристики. Например, при $P_r = (10 - 15)$ мвт, $P_c \geq \geq 20$ мвт.

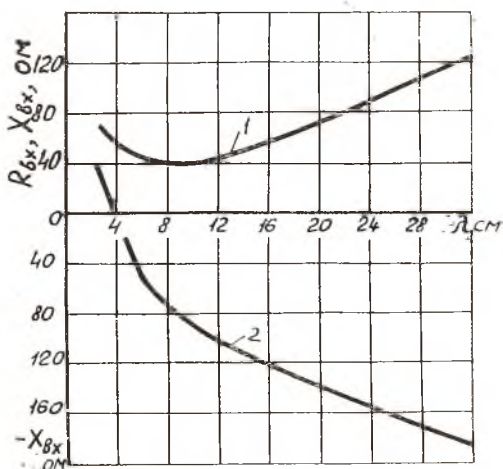
Выходное сопротивление диода по промежуточной частоте $R_{вых}$ является паспортной величиной,

и при номинальной мощности гетеродина его значение для различных типов диодов лежит в пределах $R_{вых} \approx (250 \div 450)$ ом. Типичная зависимость $R_{вых}$ от I_0 при малых I_0 показана на рис. 8, а [4]. Сопротивление $R_{вых}$ приблизительно равно сопротивлению диода по постоянному току.

Полное входное сопротивление диода может быть рассчитано на основании эквивалентной схемы рис. 3, б [19]



а



б

Рис. 8.

$$Z_{\text{вх}} = \frac{i}{j\omega C_k + \frac{1}{j\omega C_k + r + Z}}, \quad (13)$$

где $Z = \frac{R}{1 + j\omega RC}$ — полное сопротивление $p-n$ перехода.

Как видно из (13), входное сопротивление диода имеет комплексный характер

$$Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}}.$$

При расчете $Z_{\text{вх}}$ по (13) результаты хорошо совпадают с экспериментальными, если $l_d \leq \lambda/20$, (где l_d — длина диода), то есть в диапазоне частот не выше (400—500) Мгц. На более высоких частотах наблюдается значительное (свыше 50%—100%) расхождение между теоретическими и экспериментальными данными, обусловленное влиянием паразитных емкостей и индуктивностей диодной камеры и кристаллодержателя. Учет влияния этих реактивностей приводит к некоторому усложнению эквивалентной схемы и выражений для $R_{\text{вх}}$ и $X_{\text{вх}}$, однако точность определения компонент $Z_{\text{вх}}$ повышается и может достигать 10%—20% в дециметровом и сантиметровом диапазонах соответственно [29].

При проектировании смесителя возможно применение нескольких вариантов конструкций диодной камеры и кристаллодержателя, реактивности которых не всегда можно точно определить. Поэтому в диапазоне СВЧ, как правило, производится экспериментальное определение компонент $Z_{\text{вх}}$ в диодной камере с кристаллодержателем. На рис. 8, б представлены средние значения компонент $Z_{\text{вх}}$ в зависимости от длины волны.

Диодная камера, в которой производится измерение $Z_{\text{вх}}$, должна быть построена так, чтобы входное сопротивление диода не было существенно рассогласовано с трактом СВЧ. Так, например, в волноводных конструкциях величину входного сопротивления диода можно регулировать перемещением диода относительно середины широкой стенки (диод располагается параллельно электрическим силовым линиям, то есть при основном типе волны H_{10} — перпендикулярно широкой стенке прямоугольного волновода), по высоте волновода и относительно короткозамкнутого конца волновода. Примеры конструкций коаксиальной и волноводной диодных камер показаны на рис. 9а, б. Цепь замыкания и контроля постоянного тока диода для коаксиальной конструкции (а) показана на рис. 9 в. Дроссельная ловушка 2 препятствует проникновению сигнала СВЧ в выходную цепь. Различные виды блокировочных элементов, в том числе и дроссельная ловушка, будут описаны далее.

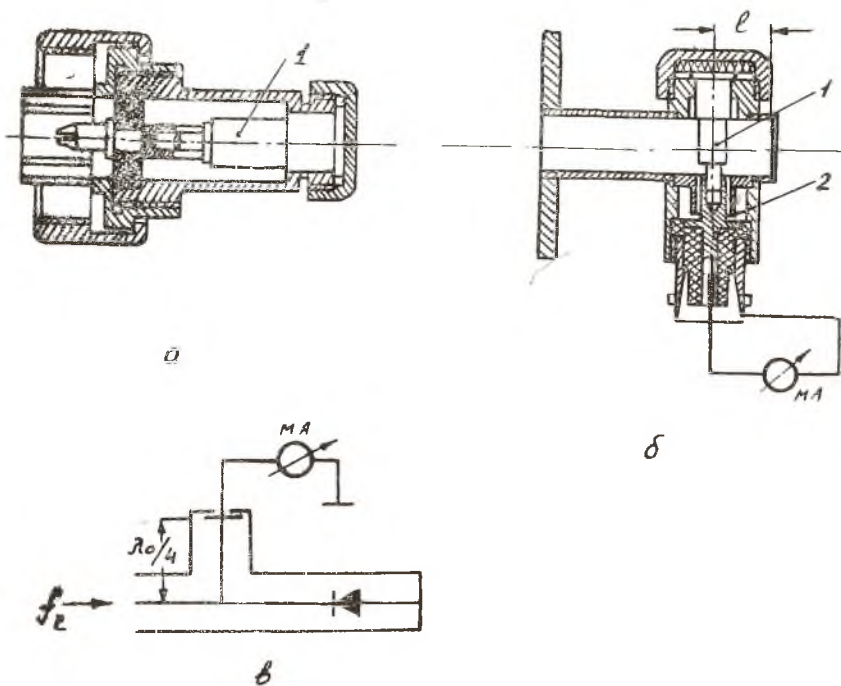


Рис. 9.

Обычно производится измерение входных сопротивлений партии диодов выбранного типа, и за исходное для дальнейших расчетов принимается входное сопротивление большинства диодов.

В справочниках на диоды указывается экспериментально измеренный коэффициент стоячей волны. Его измерение производится в специальных диодных камерах заводом-изготовителем. Величина этого КСВ указывает лишь на идентичность диодов и не характеризует величину входного сопротивления при эксплуатации, так как диоды могут применяться в других камерах.

Входное сопротивление диода в значительной степени зависит от величины положительного смещения [29]. При увеличении положительного смещения возможно получение $R_{вх}$, приблизительно равного волновому сопротивлению тракта, и малых значений $X_{вх}$ (порядка 20—50 ом).

Электрическая прочность диодов характеризуется величинами максимально допустимой непрерывной мощности СВЧ $P_{макс}$, импульсной СВЧ мощности $P_{имп.макс}$ и энергией выгорания W , значения которых даются в справочниках.

В таблице 1 приведены значения основных параметров некоторых типов полупроводниковых смесительных диодов. Каждый из них может быть использован на более низких частотах. Применение диодов на более высоких частотах не рекомендуется, так как параметры их будут значительно отличаться от гарантируемых заводом-изготовителем.

Таблица 1

Тип диода	Длина волны, см	Конструкция	$F, \text{ * } \text{дб}$ не более	$L_d, \text{ дб}$ не более	КСВ не более	$R_{\text{вых}}, \text{ см}$	Допустимые перегрузки		
							$P_{\text{макс}}$ (непр.) мвт	$P_{\text{имп.макс.}}$ мвт	W дрг
ДК—С7М	3,2	рис. 4 а	11,3	7,5	2,0	250—700	1	100	0,3
Д405	3,2	рис. 3 а	11,2	7,0	2,0	250—550	20	300	0,3
Д405А, АП	3,2	рис. 3 а	10,3	6,5	1,7	300—500	20	300	0,3
Д405Б, БП	3,2	рис. 3 а	8,5	6,0	1,4	300—450	—	300	0,3
Д406А, АП	—	рис. 4 б	10,8	7,0	2,1	240—460	—	100	0,2
Д408, Д408П	10	рис. 3 а	7,5	—	1,3	290—390	—	500	0,5
Д409А, АП	—	рис. 3 а	—	7,5	1,7	350—575	30	300	0,3
2А101А	—	рис. 4 в	13,8	10,0	3,0	250—550	—	150	0,06
2А101Б	—	рис. 4 в	12,8	9,0	3,0	150—300	—	250	0,2
2А102А	—	рис. 4 в	8,5	—	1,5	250—450	30	500**	—
2А104А	—	рис. 4 в	8,5	6,5	1,5	340—560	20	300	0,5
2А105А	—	рис. 4 в	10,0	7,0	1,5	280—470	20	300	0,5
2А105Б	—	рис. 4 в	9,0	6,7	1,5	280—470	20	300	0,5

* при $F_{\text{упч}} = 1,5 \text{ дб}$.

** при кратковременном воздействии 6 мс.

При дальнейшем изложении в основном будут рассматриваться параметры и схемы смесителей, работающих в режиме малого сигнала. Усвоив основы проектирования таких смесителей, а также особенности работы диода в режиме большого сигнала, не трудно спроектировать смеситель, работающий в любом режиме.

§ 2. ПАРАМЕТРЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Параметрами преобразователя являются:

1. Общие потери мощности входного сигнала L_c , складывающиеся из потерь мощности в узле связи $L_{\text{св}}$ и в смесителе $L_{\text{см}}$

$$L_c = L_{\text{св}} + L_{\text{см}} \text{ дб.}$$

2. Общие потери мощности гетеродина L_{Γ} , определяемые в основном потерями мощности в узле связи $L_{\Gamma,св}$.

3. Степень согласования с трактом входного сигнала, каналом гетеродина и трактом промежуточной частоты, характеризующая соответственно КСВ по входу — $\kappa_{св}$, по каналу гетеродина — κ_{Γ} , по выходу — $\kappa_{п}$.

4. Развязка между каналами сигнала и гетеродина G .

5. Волновое сопротивление входного тракта, выходного тракта (для смесителей с $f_{п} \geq 100$ МГц) и канала гетеродина (для коаксиального и полоскового вариантов конструкций преобразователя). При проектировании супергетеродинного приемника выбор волнового сопротивления СВЧ тракта определяется целым рядом факторов и, в первую очередь, возможностью создания оптимальной конструкции с точки зрения габаритов, веса и стоимости элементов СВЧ.

Поскольку преобразователь включает в себя несколько элементов (см. рис. 1), рассмотрим параметры и некоторые особенности каждого из них.

А. ПАРАМЕТРЫ СМЕСИТЕЛЕЙ

Наиболее важными из них являются:

1. Общие потери мощности сигнала $L_{см}$ дБ, которые определяются потерями, обусловленными отражениями сигнала по входному и выходному каналам $L_{отр}$, прохождением части сигнала СВЧ в канал промежуточной частоты L_{f} , прохождением сигнала промежуточной частоты в каналы основного сигнала и гетеродина $L_{пр}$ и потерями преобразования диода $L_{д}$ (см. таблицу 1)

$$L_{см} = L_{д} + L_{пр} + L_{отр} + L_{f} \text{ дБ.} \quad (14)$$

2. КСВ смесителя по входу $\kappa_{см}$ и по выходу $\kappa_{п}$.

3. Неравномерность потерь преобразования $\Delta P_{п}$ дБ.

Потери на отражение зависят от степени согласования входного и выходного каналов со смесительной камерой.

Потери на отражение по входу могут быть определены из выражения

$$L'_{отр} = 10 \lg \frac{(\kappa_{см} + 1)^2}{4\kappa_{см}} = 10 \lg \frac{1}{1 - |\Gamma_{см}|^2} \text{ дБ,} \quad (15)$$

где $|\Gamma_{см}|$ — модуль коэффициента отражения по входу,

$$\kappa_{см} = \frac{1 + |\Gamma_{см}|}{1 - |\Gamma_{см}|}. \quad (16)$$

Коэффициент отражения равен

$$\Gamma_{см} = \frac{Z_{см} - \rho}{Z_{см} + \rho}, \quad (17)$$

где $Z_{см} = R_{см} + jX_{см}$ — полное входное сопротивление смесителя;

ρ — волновое сопротивление входного СВЧ канала.

Модуль и фаза коэффициента отражения соответственно равны

$$|\Gamma_{\text{см}}| = \frac{\sqrt{(R_{\text{см}}^2 + X_{\text{см}}^2 - \rho^2)^2 + 4\rho^2 X_{\text{см}}^2}}{(R_{\text{см}} + \rho)^2 + X_{\text{см}}^2}, \quad (18)$$

$$\psi = \arctg \frac{2\rho X_{\text{см}}}{R_{\text{см}}^2 + X_{\text{см}}^2 - \rho^2}. \quad (19)$$

Если в смесителе не применяются устройства, согласующие входное сопротивление диода $Z_{\text{вх}}$ с волновым сопротивлением тракта СВЧ в соответствующем диапазоне частот (трансформаторы сопротивлений), то $Z_{\text{см}} = Z_{\text{вх}}$. Если $Z_{\text{вх}}$ оказывается рассогласованным с волновым сопротивлением тракта, то для уменьшения $L'_{\text{отр}}$ необходимо перед диодом помещать согласующее устройство. Тип согласующего устройства выбирается в зависимости от заданного диапазона частот и максимально допустимого $k_{\text{см}}$. Для согласования на одной частоте или в узком диапазоне частот широко используются различные реактивные элементы (штыри, шлейфы, диафрагмы) и отрезки линий передач с волновым сопротивлением, отличным от сопротивления основного тракта [3, 9, 10, 11, 13].

При широкополосном согласовании волноводных смесителей могут применяться ступенчатые или плавные чебышевские, биномиальные трансформаторы, выполненные на П- или Н-образном волноводе [3, 9]. В коаксиальных и полосковых конструкциях — отрезки линий с реактивными шлейфами [10, 11].

Задавшись допустимой величиной $L'_{\text{отр}}$, можно из (15) определить максимально допустимое значение $\Gamma_{\text{см}}(k_{\text{см}})$, а затем по известным $\Gamma_{\text{см}}$ и $Z_{\text{вх}}$ диода выбрать и рассчитать тип согласующего устройства. Если в техническом задании на смеситель указано максимально допустимое значение $\Gamma_{\text{см}}$ или $k_{\text{см}}$, то из (15) можно определить, какая доля общих потерь приходится на отражение сигнала по входу.

Потери на отражение по выходу $L''_{\text{отр}}$ могут быть подсчитаны по той же формуле (15). Только вместо $k_{\text{см}}$ и $\Gamma_{\text{см}}$ необходимо подставить коэффициент стоячей волны по выходу $k_{\text{п}}$ или коэффициент отражения по выходу $\Gamma_{\text{п}}$. Под $Z_{\text{см}}$ в этом случае необходимо понимать полное выходное сопротивление смесителя по промежуточной частоте при заданной мощности гетеродина. Если на выходе смесителя отсутствует трансформатор сопротивлений, то выходное сопротивление смесителя равно сопротивлению диода $R_{\text{вых}}$. О КСВ по выходу имеет смысл говорить, если $f_{\text{п}} \geq 100$ МГц (смеситель с высокочастотным выходом). Если смеситель нагружен на УПЧ, работающий на частотах (30—60) МГц, величина выходного сопротивления также

влияет на работу смесителя, но говорить о КСВ на этих частотах не имеет смысла.

В качестве выходного согласующего трансформатора в смесителях с высокочастотным выходом широко используются фильтры нижних частот, включаемые после диода и одновременно выделяющие сигнал промежуточной частоты. Фильтр нижних частот обычно выполняется на коротких отрезках линий передач.

Общие потери на отражение

$$L_{отр} = L_{отр}^* + L_{отр}'' \quad (20)$$

Необходимо отметить, что если важно получить на выходе смесителя максимальное напряжение (а не мощность), например, при работе в системе АПЧ, целесообразно выбирать величину нагрузки $R_{н}$ больше выходного сопротивления смесителя или диода $R_{вых}$. Обычно $1 < R_{н}/R_{вых} \leq 5$.

При дальнейшем увеличении нагрузки напряжение промежуточной частоты возрастает незначительно.

Потери, обусловленные прохождением сигнала СВЧ в канал промежуточной частоты L_f , определяются типом, конструкцией и качеством выполнения блокирующего устройства (фильтра) $C_{бл}$, помещаемого на выходе смесителя, обеспечивающего блокировку сигналов СВЧ и прохождение к выходу сигнала промежуточной частоты.

$$L_f = 10 \lg \frac{R_{н} + X_6}{R_{н}},$$

где $R_{н}$ — сопротивление нагрузки смесителя;

X_6 — сопротивление выходного блокировочного элемента на нижней частоте сигналов СВЧ.

Поскольку обычно $|X_6| \ll R_{н}$, то

$$L_f = 4,35 \frac{|X_6|}{R_{н}} \quad (21)$$

Устройство и расчет основных типов блокирующих элементов приведены в § 3 при рассмотрении схем смесителей.

Потери $L_{пр}$, обусловленные прохождением преобразованного сигнала в каналы основного сигнала и гетеродина, определяются качеством блокировочного элемента, помещаемого на входе смесителя. Он обеспечивает замыкание цепи промежуточной частоты и не препятствует прохождению основного сигнала и сигнала гетеродина. $L_{пр}$ определяются по формуле (21), но под X_6 подразумевается сопротивление входного блокировочного элемента (L_3 или C_3) на промежуточной частоте, а под $R_{н}$ — волновое сопротивление тракта СВЧ.

Суммарная величина двух последних видов потерь обычно менее 1 дБ

$$L_f + L_{пр} \ll 1 \text{ дБ.}$$

Неравномерность потерь преобразования в диапазоне частот определяется следующим образом:

$$\Delta P_{п} = 10 \lg \frac{P_{п \text{ макс}}}{P_{п \text{ мин}}} \text{ дБ;}$$

где $P_{п \text{ макс}}$, $P_{п \text{ мин}}$ — максимальное и минимальное значения мощности на выходе смесителя (по промежуточной частоте) в заданном диапазоне частот.

Неравномерность преобразования в основном зависит от степени согласования диода по диапазону и качества выполнения блокирующих элементов по высокой и промежуточной частотам.

Б. УЗЛЫ СВЯЗИ И ИХ ПАРАМЕТРЫ

Узел связи обеспечивает подачу мощности сигнала и гетеродина на вход смесителя. Основными параметрами узлов связи являются:

потери мощности входного сигнала $L_{св}$, складывающиеся в основном из потерь на отражение от входа узла связи $L_{отр.св}$ и на ответвление в канал гетеродина $L_{отв}$.

$$L_{св} = L_{отр.св} + L_{отв} \text{ дБ;} \quad (21)$$

потери мощности гетеродина $L_{г.св}$, определяемые в основном потерями на отражение от узла связи $L_{г.отр}$ и переходным ослаблением узла связи C

$$L_{г.св} = L_{г.отр} + C \text{ дБ;}$$

коэффициент стоячей волны по входу основного сигнала k_c и по входу гетеродина k_g ;

развязка между каналами основного сигнала и гетеродина G , дБ.

Потери мощности входного сигнала в узле связи на отражение от входа $L_{отр.св}$ рассчитываются по формуле (15), где под $k_{см}$ необходимо понимать k_c .

Потери мощности входного сигнала на ответвление в канал гетеродина определяются следующим образом:

$$L_{отв} = 10 \lg \frac{1}{1-k} \text{ дБ.} \quad (22)$$

где k — коэффициент связи основного тракта СВЧ и канала гетеродина, зависящий от типа узла связи;

$$k = \frac{P_{отв}}{P_c};$$

P_c — входная мощность сигнала;

$P_{отв}$ — мощность сигнала СВЧ, ответвляющаяся из основного тракта в канал гетеродина.

Величина связи в децибелах определяется следующим образом:

$$c = 10 \lg \frac{1}{k}.$$

Если связь основного тракта с каналом гетеродина составляет 3 дБ, то есть $k=0,5$, то $L_{отв}=3$ дБ, а если $c=10$ дБ ($k=0,1$), то $L_{отв}=0,46$ дБ. Таким образом, для уменьшения потерь $L_{отв}$ необходимо уменьшать коэффициент связи k .

Потери мощности гетеродина на отражение $L_{г.отр}$ определяются по формуле (15), где под $k_{см}$ необходимо понимать k_r .

Потери мощности гетеродина за счет переходного ослабления узла связи C определяются в соответствии с типом узла связи.

На рис. 10 показаны некоторые типы узлов связи. Наиболее простой является емкостная связь (рис. 10а). Однако такой тип связи не нашел широкого распространения ввиду существенных недостатков, основными из которых являются малая развязка G между каналами сигнала и гетеродина и необходимость использова-

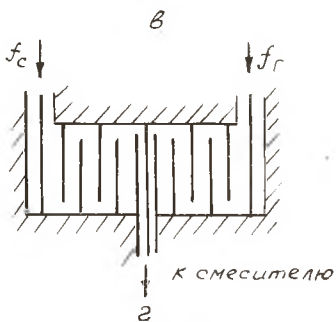
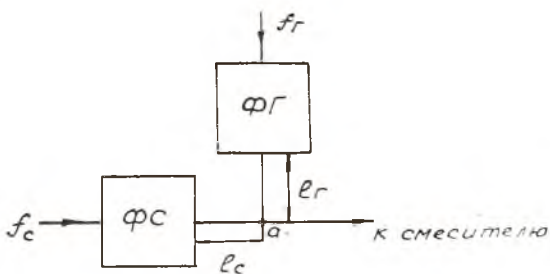
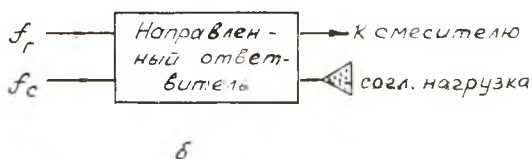
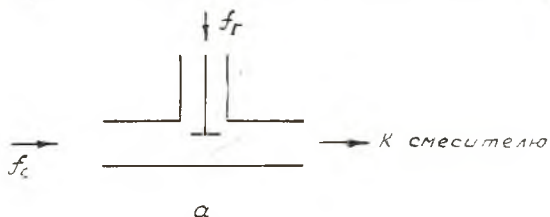


Рис. 10.

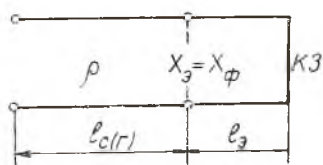


Рис. 11.

ния мощного гетеродина. Увеличение мощности гетеродина вызвано необходимостью создания слабой связи $s \geq (10-15) \text{ дб}$ для обеспечения малых потерь $L_{\text{отв}}$.

Использование для связи направленных ответвителей [3] различных типов (рис. 10 б) позво-

ляет развязать основной и гетеродинный тракты на $(25-30) \text{ дб}$. Величина переходного ослабления ответвителя обычно выбирается в пределах $S = (3 \div 15) \text{ дб}$ в зависимости от мощности гетеродина и допустимых потерь $L_{\text{г.отв}}$.

Стремление уменьшить потери основного сигнала и сигнала гетеродина при достаточно хорошей развязке между их трактами привело к созданию узла связи в виде тройникового соединения с фильтрами (рис. 10в). Сигнальный и гетеродинный фильтры (ФС и ФГ), помещаемые перед тройниковым соединением (точка «а»), совместно с корректирующими отрезками линий l_c и l_r обеспечивают высокую степень развязки сигнального и гетеродинного трактов ($G \geq 50-60 \text{ дб}$). ФС и ФГ настраиваются на полосу частот основного сигнала и гетеродина соответственно. Входное сопротивление каждого фильтра за полосой пропускания $X_{\text{ф}}$ (для ФС на частоте f_r и для ФГ на частоте f_c) чисто реактивно [3, 13], то есть фильтр за полосой пропускания можно представить в виде отрезка эквивалентной короткозамкнутой линии (рис. 11) такой длины $l_э$, что $X_{\text{ф}} = X_{э}$ ($X_{э}$ — входное сопротивление эквивалентной короткозамкнутой линии). Например, для ФГ имеем:

$$X_{\text{фг}} = X_{эг}, \quad (23a)$$

$$X_{эг} = \rho \operatorname{tg} \left(\frac{2\pi}{\lambda_{\text{ос}}} l_{эг} \right), \quad (23б)$$

где ρ — волновое сопротивление линии;

$\lambda_{\text{ос}}$ — средняя длина волны диапазона основного сигнала;

$l_{эг}$ — длина эквивалентной линии гетеродинного фильтра на частоте основного сигнала.

Из выражений (23а, б) следует, что

$$l_{эг} = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{X_{\text{фг}}}{\rho}. \quad (24)$$

Чтобы исключить проникновение основного сигнала в тракт гетеродина и уменьшить отражения на частоте основного сигнала, обусловленные тройниковым соединением в точке «а» (рис. 10в), необходимо длину корректирующего отрезка линии l_r выбрать такой, чтобы

$$l_r + l_{эг} = \frac{\lambda_{\text{ос}}}{4} (2n + 1), \quad \text{где } n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

Отсюда с учетом выражения (24) получаем следующее выражение для l_r :

$$l_r = \lambda_{oc} \left(\frac{2n+1}{4} - \frac{\arctg \frac{X_{\Phi r}}{\rho}}{2\pi} \right). \quad (25)$$

Аналогично рассчитывается длина корректирующего отрезка l_c

$$l_c = \lambda_{ог} \left(\frac{2n+1}{4} - \frac{\arctg \frac{X_{\Phi r}}{\rho}}{2\pi} \right), \quad (26)$$

где $\lambda_{ог}$ — средняя длина волны гетеродина (при наличии перестройки гетеродина);

$X_{\Phi c}$ — входное сопротивление сигнального фильтра на частоте гетеродина.

Полоса пропускания таких узлов связи не более $\pm 10\%$. Недостатком является сложность настройки из-за обязательного наличия гетеродинного и сигнального фильтров. Основное преимущество — возможность создания высокой степени развязки G и обеспечения малых потерь $L_{отв}$ и C . Потери мощности $L_{отв}$ пренебрежимо малы за счет большого значения G . Тем не менее $L_{св}$ может иметь величину до 4 дБ из-за потерь в ФС. Потери мощности C определяются потерями в ФГ (обычно менее 3 дБ).

На рис. 12 показан пример конструкции волноводного тройникового устройства связи. В плечи I и II Н-плоскостного трой-

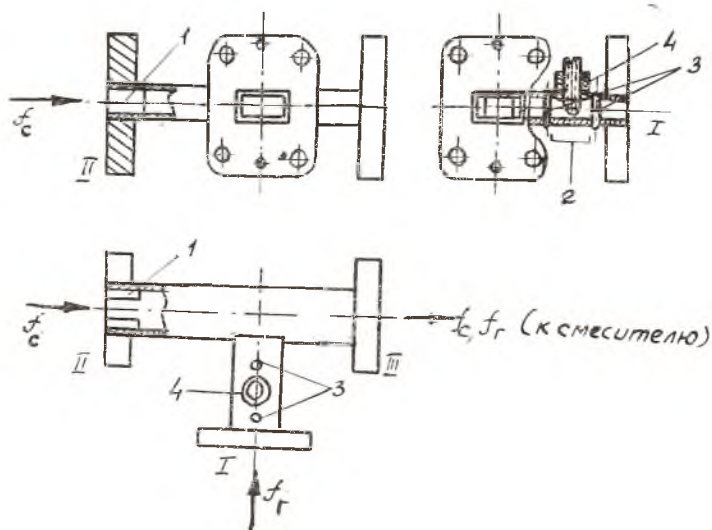


Рис. 12.

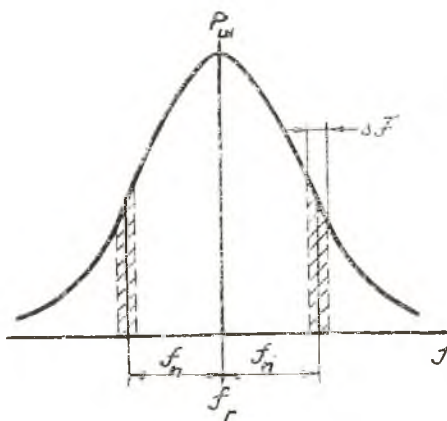


Рис. 13.

ника включены фильтры. В гетеродинном плече 1 расположен полосовой фильтр 2, выполненный в виде резонатора, образованного индуктивными штырями 3 с настроечной емкостью в виде штыря 4. В плече основного сигнала II расположен ступенчатый фильтр, пропускающий более высокочастотный основной сигнал f_c и обеспечивающий короткое замыкание на частоте f_r . Такой тройник имеет коэффициент стоячей волны менее 1,4 в диапазоне $f_0 \pm 3\%$ и развязку между каналами сигнала и гетеродина $G \geq 20$ дБ.

Дальнейшим развитием последнего типа узла связи в диапазонах метровых, дециметровых и длинноволновой части сантиметровых волн является узел связи с использованием стержневых полосковых фильтров (рис. 10, г) [3, 9]. Он отличается компактностью, малогабаритностью, возможностью обеспечения высокой степени развязки G . Расчет такого узла связи основан на использовании теории связанных полосковых линий передачи [3,28] и сводится, в основном, к расчету двух фильтров — сигнального и гетеродинного. Недостатки: наличие паразитных полос пропускания на частотах $3f_c$ и $3f_r$. Для устранения этого недостатка требуется дополнительное применение фильтров нижних частот в каналах сигнала и гетеродина. Характер и величина потерь рассматриваемого узла определяются, как и для тройникового узла связи (рис. 10, в).

Наконец, для связи могут использоваться различные типы направленных фильтров, один из которых, выполненный на печатных линиях, показан на рис. 17, а (включен в состав смесительной камеры) [9,30].

§ 3. СХЕМЫ И КОНСТРУКЦИИ СМЕСИТЕЛЕЙ СВЧ

Чувствительность приёмника во многом зависит от величины и степени подавления шумов гетеродина преобразователя. Присутствие шумов гетеродина особенно заметно ухудшает чувствительность приемника в диапазоне сантиметровых и более коротких волн.

Из-за наличия колебательного контура в гетеродине частотный спектр шума $P_{ш}$ имеет резонансный характер (рис. 13). На чувствительность приемника будут оказывать влияние лишь

те шумовые компоненты, которые создают на выходе преобразователя составляющие, попадающие в полосу частот ΔF усилителя промежуточной частоты. Из рис. 13 видно, что интенсивность мешающих участков спектра шумов уменьшается с увеличением $f_{\text{г}}$. Поэтому, увеличивая $f_{\text{г}}$, можно уменьшить влияние шумов гетеродина. Уменьшения шумов можно достичь также при использовании узкополосного фильтра, помещаемого между гетеродином и смесителем и настроенного на частоту гетеродина. Но наиболее эффективным способом борьбы с шумами гетеродина является использование балансных смесителей. Таким образом, по схеме построения смесители делятся на одноктактные и балансные (двухтактные). В одноктактных смесителях используется один диод, они значительно проще балансных и применяются в схемах с меньшей чувствительностью. В балансных смесителях используются два диода, включенных таким образом, чтобы избавиться от шумов гетеродина.

А. ОДНОТАКТНЫЕ СМЕСИТЕЛИ

По способу включения диода одноктактные смесители делятся на два вида: с последовательным и с параллельным включением диода. Их эквивалентные схемы приведены на рис. 14. На схемах не показаны трансформаторы сопротивлений. Через Y_c , Y_{Γ} и Y_{Π} обозначены общие проводимости цепей основного сигнала, гетеродина и сигнала промежуточной частоты; $C_{\text{бл}}$ — выходной блокировочный элемент; L_3 и C_3 — входные блокировочные (запирающие) индуктивности и емкость соответственно; L_0 — дроссель для контроля постоянного тока диода.

К схемам смесителей предъявляются следующие требования:

1. Должно быть обеспечено согласование канала основного сигнала и канала гетеродина с входным сопротивлением диода $Z_{\text{вх}}$, а канала промежуточной частоты — с выходным сопротивлением диода $R_{\text{вых}}$.

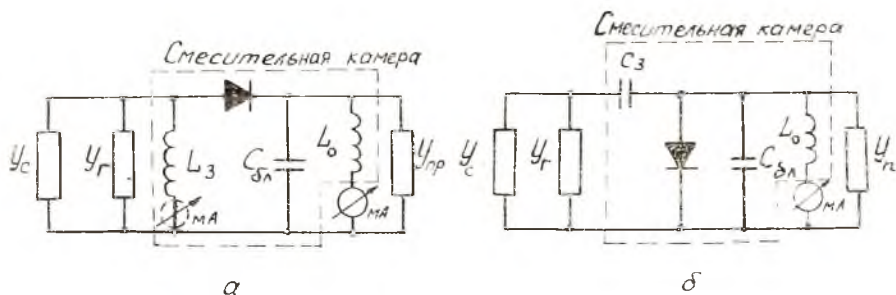


Рис. 14.

2. Колебания, распространяющиеся в любом из каналов, не должны попадать в два других, то есть должна быть обеспечена развязка между всеми каналами смесителя.

Требуемая развязка каналов основного сигнала и гетеродина обеспечивается устройством связи (см. § 2).

Блокировочный элемент, обозначенный на эквивалентной схеме (рис. 14) $C_{бл}$, должен быть выполнен так, чтобы не препятствовать прохождению сигнала промежуточной частоты и предотвратить утечку мощности сигналов СВЧ в цепь промежуточной частоты. На рис. 15 схематично показаны наиболее часто применяемые типы блокировочных элементов смесителей с низкочастотным выходом ($f_{п} \leq 100 \text{ Мгц}$). В смесителях с высокочастотным выходом такая блокировка СВЧ сигнала неприменима, поскольку она вносит существенное рассогласование дна по каналу промежуточной частоты. В этом случае применяются фильтры нижних частот (ФНЧ), которые выполняются обычно на коротких отрезках линий передач [3].

Величина блокировочной емкости (рис. 15, а, б) должна удовлетворять следующему соотношению:

$$|X_c| = \frac{1}{\omega_c \cdot C_{бл}} = (1 \div 3) \text{ Ом.} \quad (28)$$

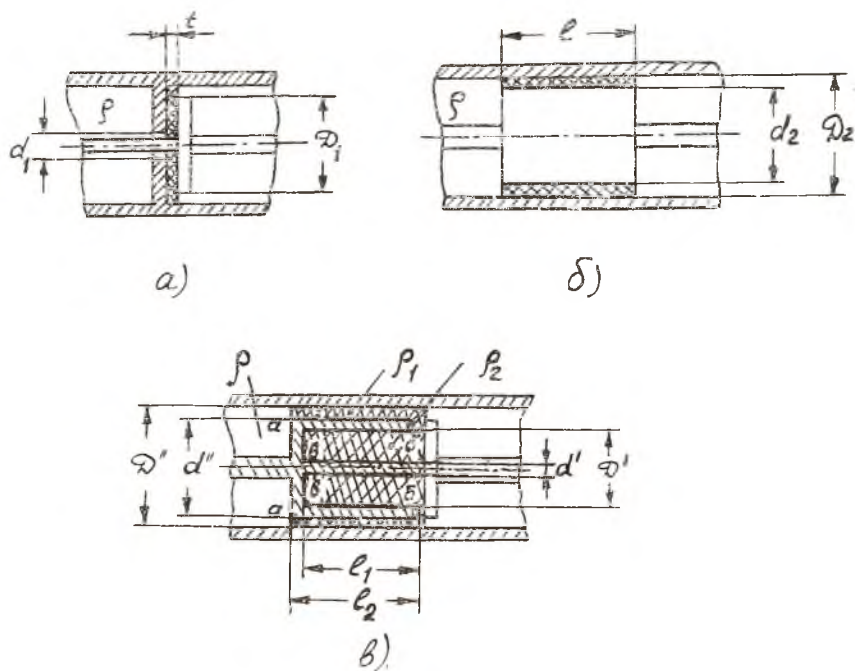


Рис. 15

Размеры емкостных замыкателей рассчитываются по формулам для плоского и цилиндрического конденсаторов соответственно [10]:

$$t = \frac{7 \cdot 10^{-3} \cdot \epsilon_r (D_1^2 - d_1^2)}{C_{\text{бл}}} \text{ — для конструкции рис. 15, а.} \quad (29)$$

$$l = \frac{41,4 C_{\text{бл}}}{\epsilon_r} \lg \frac{D_2}{d_2} \text{ — для конструкции рис. 15, б,}$$

здесь $C_{\text{бл}}$ — в пф; t, l, D_1, D_2, d_1, d_2 — в мм;

ϵ_r — относительная диэлектрическая проницаемость материала конденсатора.

Дроссельная ловушка (рис. 15, в) представляет собой параллельный короткозамкнутый шлейф (короткозамкнутый конец бб). Если длина шлейфа будет равна $\lambda_0/2$ (где λ_0 — средняя длина волны сигналов СВЧ в шлейфе), то входное сопротивление его для сигналов основной частоты и гетеродина будет мало, а для сигнала низкой промежуточной частоты — велико

$$l_{\text{обш}} = l_1 + l_2 = \frac{\lambda_0}{2}.$$

Конструктивно дроссельная ловушка выполняется в виде двух последовательно соединенных отрезков линии ab и bb с различными волновыми сопротивлениями ρ_1 и ρ_2 . Диапазонность ловушки зависит от ρ_1 и отношения ρ_2/ρ_1

$$Z_{\text{вх на}} = j\rho_1 \frac{\left(1 + \frac{\rho_2}{\rho_1}\right) \operatorname{tg} \beta l}{1 - \frac{\rho_2}{\rho_1} \operatorname{tg}^2 \beta l}, \quad (30)$$

где $Z_{\text{вх на}}$ — входное сопротивление ловушки для сигналов СВЧ;

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda},$$

$$l = l_1 + l_2.$$

Диапазонность ловушки тем больше, чем меньше ρ_1 и больше ρ_2/ρ_1 . Задавшись допустимым значением $Z_{\text{вх на}}$ в диапазоне частот и малым, но конструктивно выполнимым значением ρ_1 ($\rho_1 \ll \rho$, где ρ — волновое сопротивление основного тракта СВЧ), можно на основании выражения (29) определить величину отношения ρ_2/ρ_1 и далее — ρ_2 [3].

Выбор типа блокирующего элемента смесителей с низкочастотным выходом определяется требованиями технологичности и удобства конструкции.

Если в качестве блокирующего элемента используется фильтр нижних частот, то частота среза его выбирается из следующего соотношения:

$$f_1 = 1,41 \cdot f_{\text{н}}. \quad (31)$$

Поскольку фильтр нижних частот должен одновременно выполнять функции трансформатора выходного сопротивления диода $R_{\text{вых}}$ и сопротивления нагрузки смесителя $R_{\text{п}}$, то его характеристическое сопротивление должно выбираться из следующих соотношений:

$$\begin{aligned} Z_0 &\simeq 1,41 \cdot Z_{\text{тр}} \text{ — для Т-образного ФНЧ,} \\ Z_0 &\simeq \frac{Z_{\text{тр}}}{1,41} \text{ — для П-образного ФНЧ,} \end{aligned} \quad (32)$$

здесь

$$Z_{\text{тр}} = \sqrt{R_{\text{вых}} \cdot R_{\text{п}}}$$

Дальнейший расчет ФНЧ производится согласно методике, изложенной в [3, 11]. Чаще применяется П-образная схема ФНЧ, поскольку она более удобна конструктивно.

Индуктивность L_3 (рис. 14, а) и емкость C_3 (рис. 14, б) предотвращают утечку сигнала промежуточной частоты во входные каналы. Реактивное сопротивление индуктивности L_3 должно быть равно единицам *ом* по промежуточной частоте и во много раз превосходить входное сопротивление смесителя на СВЧ. В коаксиальных и полосковых конструкциях блокирующая индуктивность выполняется в виде параллельного короткозамкнутого шлейфа (рис. 16, а и 17, б), включаемого перед диодом и имеющего длину $l = \frac{\lambda_0}{4}$ (где λ_0 — средняя длина волны основного сигнала в шлейфе), или в виде плоской проволочной спирали [3]. Блокировочная индуктивность L_3 одновременно осуществляет замыкание цепи постоянного тока диода. В некоторых конструкциях смесительных камер блокировочный элемент отсутствует, поскольку замыкание цепей промежуточной частоты и постоянного тока осуществляется в каналах основного сигнала или гетеродина.

Реактивное сопротивление блокировочного элемента C_3 в схеме с параллельным включением диода (рис. 14, б) должно быть велико на промежуточной частоте и мало (единицы *ом*) для СВЧ сигналов. В смесителях с высокочастотным выходом в качестве блокирующего элемента C_3 используется фильтр верхних частот. В волноводных смесителях блокирующим элементом по промежуточной частоте является волноводный тракт, находящийся в сильно закритическом режиме для $f_{\text{п}}$.

Для контроля выпрямленного тока диода на выходах схем может быть включен дроссель L_0 , реактивное сопротивление которого по промежуточной частоте должно быть существенно больше сопротивления нагрузки смесителя

$$X_0 = 2\pi f_{\text{п}} L_0 \gg R_{\text{п}} \quad (33)$$

Если в схемах с последовательным включением диода перед диодом помещен СВЧ короткозамкнутый шлейф, то он может быть использован для вывода постоянного тока диода на индикатор, как показано пунктиром на схеме рис. 14, а. В этом

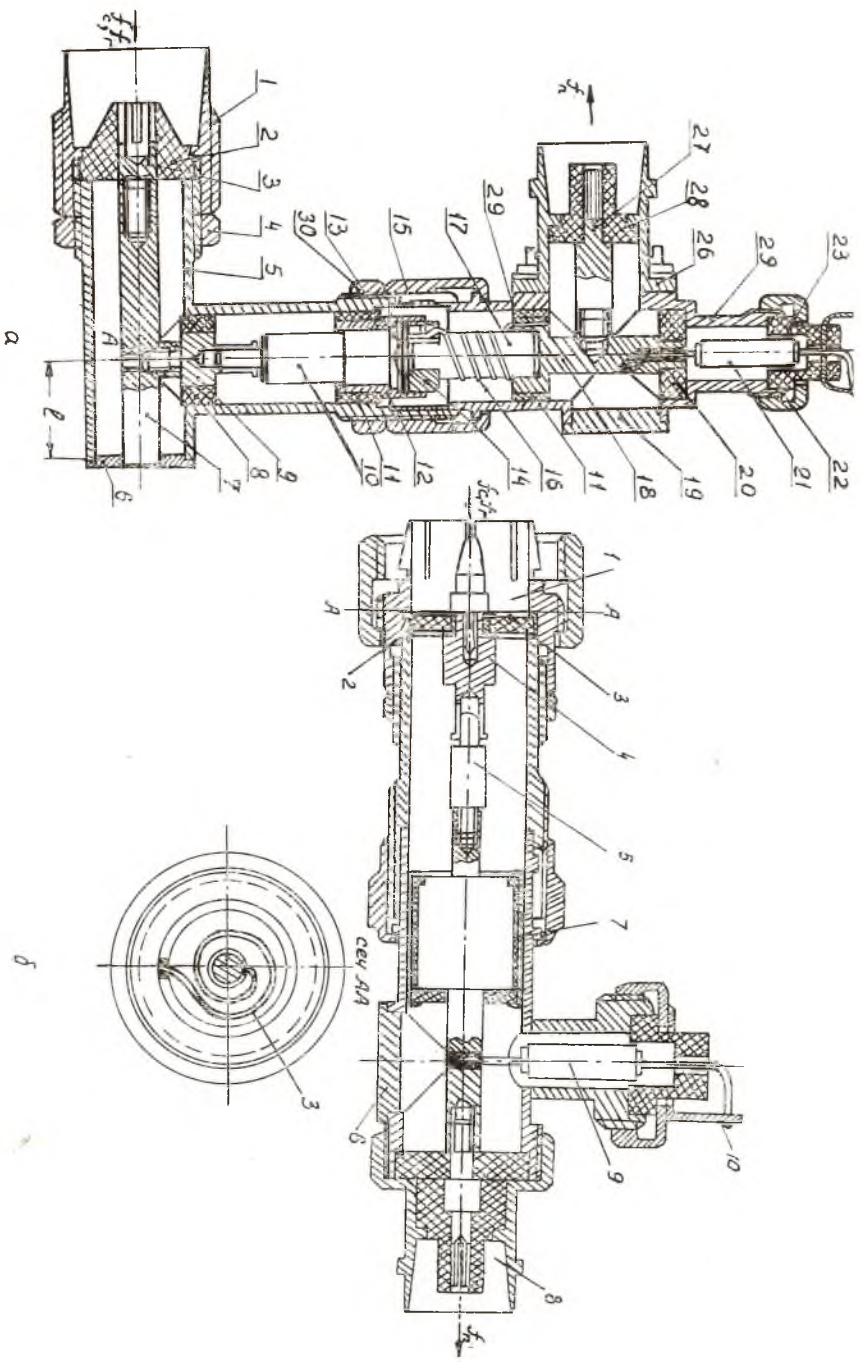
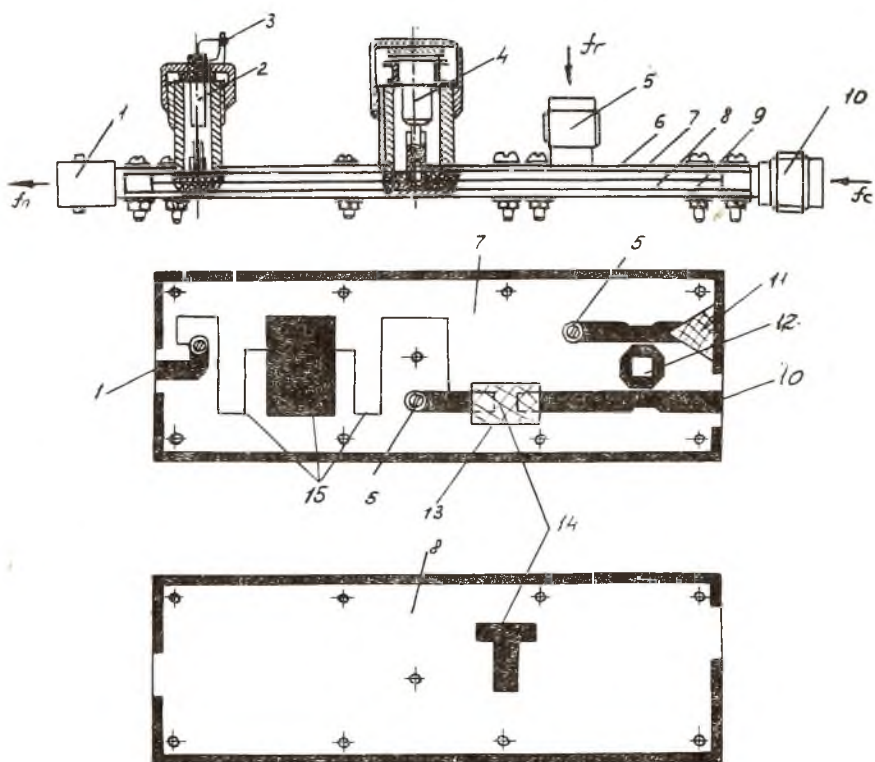
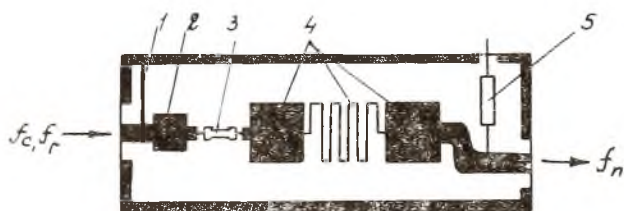


Рис. 16.



a



б

Рис. 17.

случае отпадает необходимость включения дросселя L_0 (при трансформаторной связи с УПЧ).

Применение схем смесителей с последовательным или с параллельным включением диода определяется конструктивными требованиями, удобством согласования и пр. Коаксиальные смесители с параллельным включением диода применяются редко, что объясняется конструктивными трудностями, возникающими при выполнении последовательной емкости C_3 или фильтра верхних частот.

На рис. 16 показаны примеры конструкций коаксиальных смесителей с высокочастотным (рис. 16, а) и низкочастотным (рис. 16, б) выходами и с последовательным включением диода. В приведенных конструкциях использованы различные типы диодов и методы замыкания постоянной составляющей тока. В конструкции а для этой цели используется короткозамкнутый $\lambda/4$ шлейф 2, а в конструкции б — проволочный замыкатель 3 в виде плоской спирали. Смесители хорошо работают в 10% диапазоне частот при $k_{см} \leq 3$.

На рис. 17 показаны примеры конструкций полосковых смесителей с параллельным и последовательным включением диодов и с высокочастотными выходами. В конструкции рис. 17, а узлом связи смесителя с гетеродином является направленный фильтр, выполненный на одной плате со смесителем. Роль блокировочного элемента L_3 выполняет фильтр верхних частот 14, собранный по Т-образной схеме и одновременно осуществляющий согласование входного сопротивления диода с трактом СВЧ. Фильтр нижних частот 15 выполнен по Т-образной схеме. Смеситель работает в 5% диапазоне частот при $k_{см} \leq 3$.

На рис. 17, б показана одна печатная плата смесителя с последовательным включением миниатюрного диода 3 (2A105A). Узел связи не показан. Согласование диода с трактом СВЧ производится с помощью отрезка линии 2 с пониженным волновым сопротивлением. Замыкание цепи постоянного тока и промежуточной частоты осуществляется с помощью $\lambda_0/4$ короткозамкнутого отрезка линии 1, выполненного из тонкого проводника. Фильтр нижних частот 4 на выходе смесителя выполнен по П-образной схеме.

На рис. 18 приведен пример простейшей волноводной смесительной камеры с высокочастотным выходом. Связь с гетеродином — емкостная. Диод 3 включен параллельно. С помощью поршня 4 осуществляется согласование входного сопротивления диода. На выходе смесителя помещен двухзвенный ФНЧ, собранный по Т-образной схеме. Вывод на индикатор постоянного тока диода осуществляется с помощью тонкого проводника 6. Этот смеситель отличается узкополосностью (порядка 3%) и невысокой степенью согласования по входу ($k_{см} \approx 3,3$).

На рис. 19 показаны две конструкции широкополосных волноводных смесительных камер с низкочастотным (рис. 19, а) и

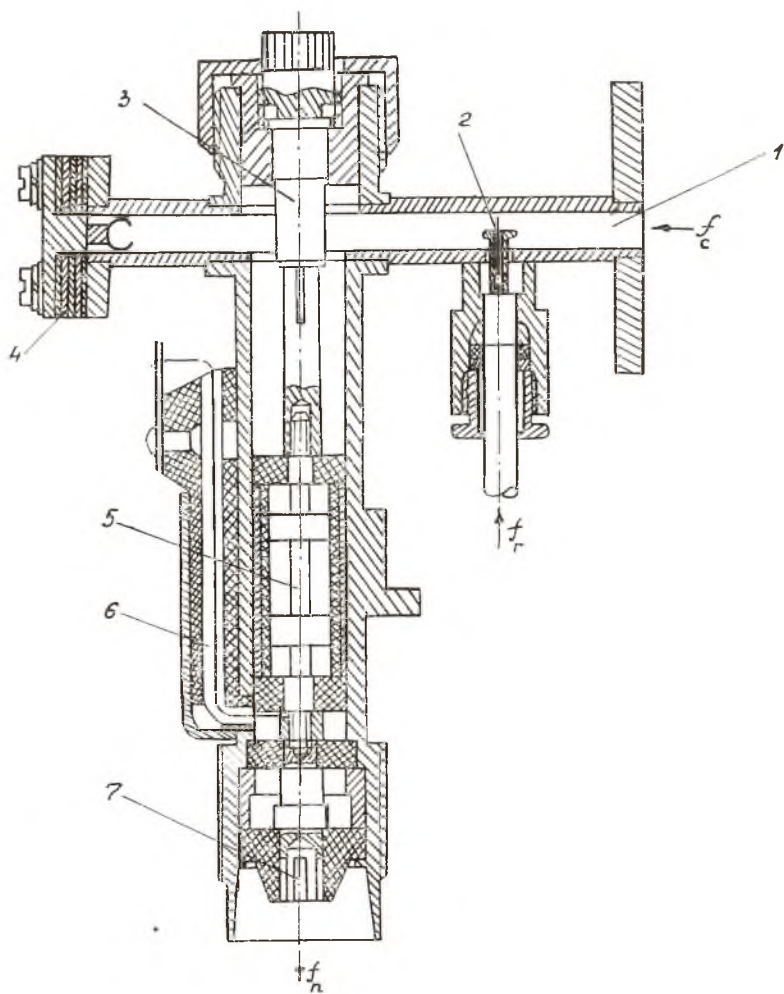


Рис. 18.

высокочастотным (рис. 19, б) выходами. В качестве блокирующего элемента $C_{бл}$ в смесителе с низкочастотным выходом используется цилиндрическая емкость 4, а в смесителе с высокочастотным выходом — П-образный ФНЧ. Согласование входного сопротивления диода с трактом СВЧ осуществляется в широком диапазоне частот с помощью ступенчатого трансформатора 2, выполненного на П-образных отрезках волновода, а также путем подбора длины l и волнового сопротивления короткозамкнутого отрезка волновода. В конструкции рис. 19, а замыкание цепи постоянной составляющей тока диода осуществляется на входе УПЧ. Смесители работают в 40% диапазоне частот при $k_{см} \leq 3$.

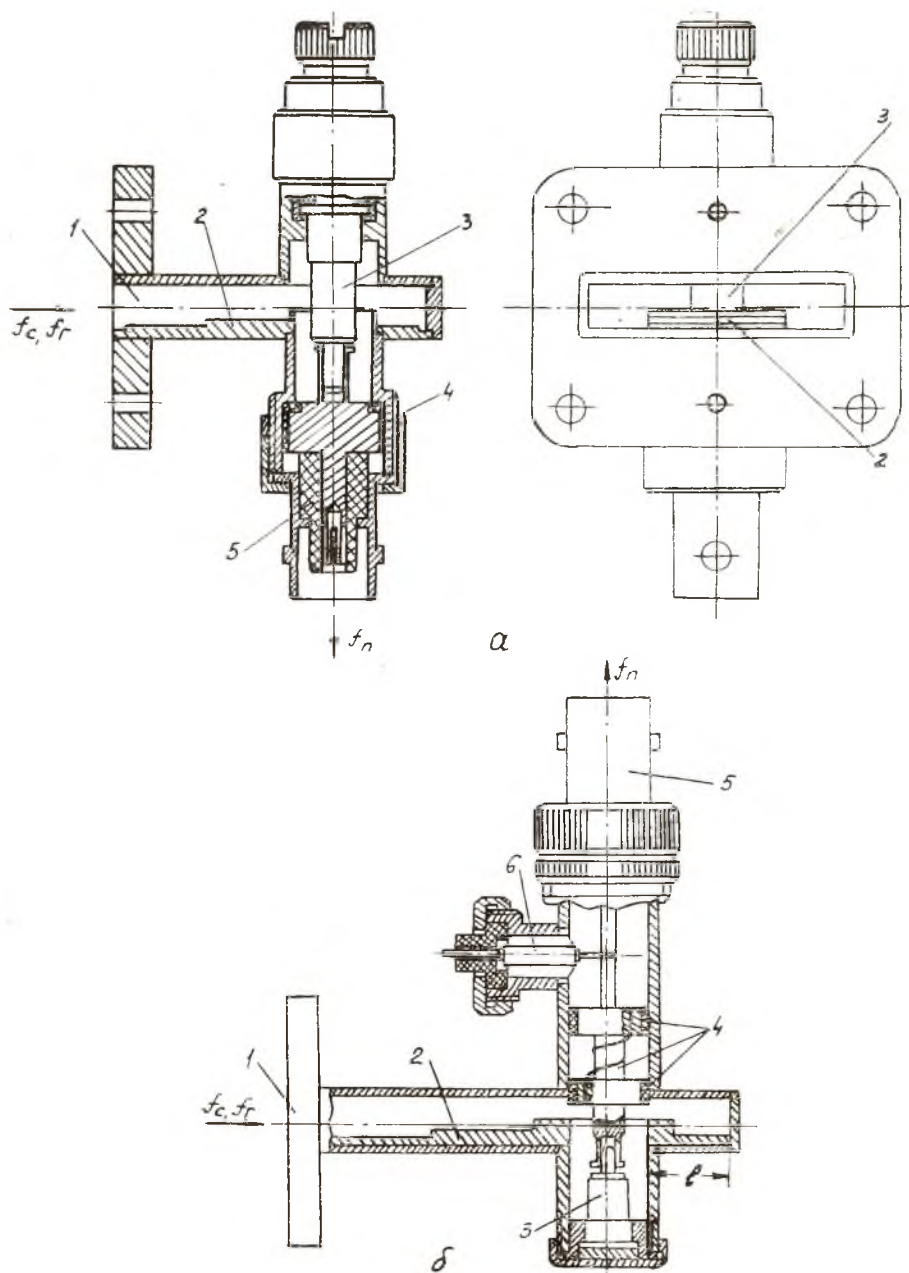


Рис. 19.

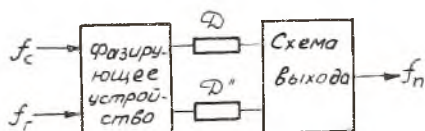
Б. БАЛАНСНЫЕ СМЕСИТЕЛИ

Существует несколько вариантов балансных схем смесителей. Все они могут быть изображены блок-схемой рис. 20 а. Фазирующее устройство осуществляет подачу на диоды D' и D'' основного сигнала и сигнала гетеродина с необходимым сдвигом по фазе. Построение схемы выхода производится в зависимости от направления включения диодов. Диоды D' и D'' могут быть одинаковой или разной полярности.

Наиболее широкое распространение в качестве фазосдвигающих устройств получили двойные тройники, обеспечивающие подачу к диодам сигналов (основного и гетеродина) синфазно и противофазно, щелевые мосты и 3 дБ-направленные ответвители на связанных линиях, осуществляющие подачу к диодам сигналов СВЧ со сдвигом по фазе в 90° .

На рис. 20 б, в показаны два варианта эквивалентных схем балансных смесителей, в которых подача к диодам сигналов СВЧ производится синфазно и противофазно. Здесь u_1 и u_2 — мгновенные значения напряжений основного сигнала и гетеродина, i' и i'' — токи диодов D' и D'' . В каждом варианте осуществляется противофазная подача напряжения u_1 (u'_1 и u''_1).

На рис. 20 б показана схема балансного смесителя с симметричным включением диодов (диоды одной полярности) и с двухтактным выходом, а на рис. 20, в — с несимметричным включением диодов (диоды с противоположной полярностью) и с однотактным выходом по промежуточной частоте. Как показывает анализ [14], совершенно безразлично, какое из напряжений — u_1 или u_2 — будет напряжением сигнала и какое — напряжени-



а

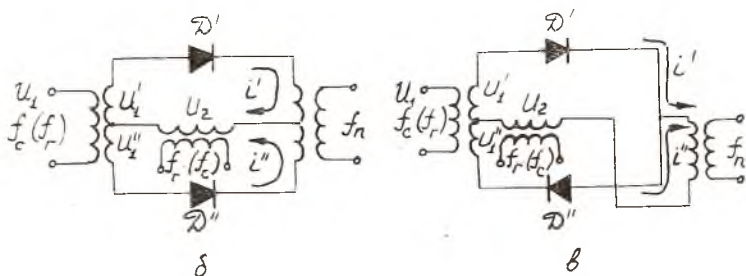


Рис. 20.

ем гетеродина. Важно только, чтобы одно из них подавалось на диоды в фазе, а другое — в противофазе.

Пусть, например, u_1 является напряжением сигнала (обозначим его u_c), а u_2 — напряжением гетеродина (обозначим его u_r). Выражения для напряжения сигнала и гетеродина с учетом шумовых составляющих, попадающих в полосу пропускания усилителя промежуточной частоты, можно записать следующим образом:

$$u_c = U_c \sin \omega_c t, \quad (34)$$

$$u_r = U_r \sin \omega_r t + U_{ш} \sin(\omega_r + \omega_n)t + U_{ш} \sin(\omega_r - \omega_n)t, \quad (35)$$

здесь U_c , U_r , $U_{ш}$ — амплитуды напряжений основного сигнала, полезного сигнала гетеродина и шумов гетеродина соответственно.

Характеристику полупроводникового диода можно аппроксимировать степенным рядом вида

$$i \simeq au + bu^2 = a(u_c + u_r) + b(u_c + u_r)^2. \quad (36)$$

После подстановки (34) и (35) в (36) получается выражение для тока диода в виде суммы большого количества составляющих различных частот, из которых представляют интерес только составляющие промежуточной частоты

$$i_n = bU_c U_r \cos \omega_n t + 2bU_{ш} U_r \cos \omega_n t. \quad (37)$$

Первое слагаемое зависит от уровня сигнала (сигнальная составляющая тока i_c), а второе — от уровня шумов гетеродина (шумовая составляющая $i_{ш}$). Перепишем выражение (37) в виде

$$i_n = i_c + i_{ш}, \quad (38)$$

то есть через каждый диод будут течь токи промежуточной частоты:

$$\begin{aligned} i'_n &= i'_c + i'_{ш}, \\ i''_n &= i''_c + i''_{ш}. \end{aligned} \quad (39)$$

Схему балансного смесителя необходимо построить так, чтобы суммарный ток промежуточной частоты не содержал шумовых составляющих, то есть чтобы $i'_{ш}$ и $i''_{ш}$ взаимно компенсировались. Если принять, что напряжение основного сигнала подается на диоды в противофазе, то можно записать:

$$\begin{aligned} u'_c &= U_c \sin \omega_c t, \\ u''_c &= -U_c \sin \omega_c t. \end{aligned} \quad (40)$$

Тогда в случае симметричного включения диодов (рис. 20 б) выражения (39) с учетом (37) и (40) запишутся:

$$\begin{aligned} i'_n &= bU_c U_r \cos \omega_n t + 2bU_{ш} U_r \cos \omega_n t, \\ i''_n &= -bU_c U_r \cos \omega_n t + 2bU_{ш} U_r \cos \omega_n t. \end{aligned} \quad (41)$$

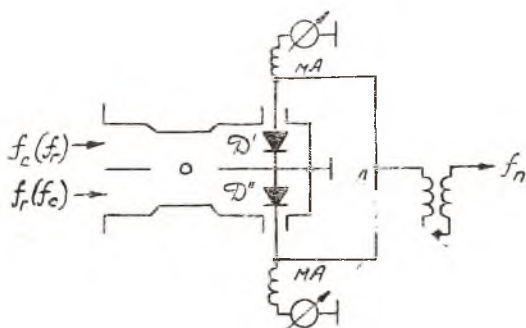


Рис. 21.

Из полученных выражений видно, что для обеспечения взаимной компенсации шумовых составляющих необходимо токи i_{π}' и i_{π}'' вычитать. При этом сигнальные составляющие этих токов будут складываться, то есть при симметричном включении диодов необходимо применять двухтактный выход,

как показано на рис. 20 б. Рассуждая аналогично для случая несимметричного включения диодов можно прийти к выводу, что для уничтожения шумовых составляющих токи i_{π}' и i_{π}'' необходимо складывать, то есть применять однотактный выход, как показано на рис. 20 в.

Схема с однотактным выходом является более предпочтительной благодаря простому сопряжению балансного смесителя с УПЧ. В схеме с двухтактным выходом необходимо соблюдать строгую симметрию секций первичной обмотки выходного трансформатора, что усложняет настройку УПЧ.

Наиболее широкое распространение схемы с однотактным выходом получили тогда, когда начали выпускаться промышленностью разнополярные пары смесительных диодов с малым разбросом параметров в паре: по потерям преобразования $\pm(0,5 \div 1)$ дб, по выходным сопротивлениям $\pm(15 \div 30)$ ом.

На рис. 21 показан схематично один из вариантов балансных смесителей с применением фазосдвигающего устройства в виде щелевого моста [8], осуществляющего подачу напряжений сигналов на диоды со сдвигом по фазе 90° . В этом случае выражения для мгновенных значений напряжений основного сигнала и гетеродина на диодах D' и D'' будут иметь вид:

$$\begin{aligned} u_c' &= U_c \sin \omega_c t, \\ u_c'' &= U_c \cos \omega_c t, \end{aligned} \quad (42)$$

$$\begin{aligned} u_r' &= U_r \cos \omega_r t + U_{\text{ш}} \cos(\omega_r + \omega_{\text{п}})t + U_{\text{ш}} \cos(\omega_r - \omega_{\text{п}})t, \\ u_r'' &= U_r \sin \omega_r t + U_{\text{ш}} \sin(\omega_r + \omega_{\text{п}})t + U_{\text{ш}} \sin(\omega_r - \omega_{\text{п}})t. \end{aligned} \quad (43)$$

Подставляя эти выражения в (36), проведя соответствующие преобразования и оставляя только составляющие промежуточной частоты, окончательно получим ток через каждый диод:

$$\begin{aligned} i_{\pi}' &= aU_c U_r \sin \omega_{\text{п}} t + 2bU_{\text{ш}} U_r \sin \omega_{\text{п}} t, \\ i_{\pi}'' &= aU_c U_r \sin \omega_{\text{п}} t - 2bU_{\text{ш}} U_r \cos \omega_{\text{п}} t. \end{aligned} \quad (44)$$

При выводе этих выражений учитывалось, что диоды включены несимметрично. Из полученных выражений видно, что при использовании одноктного выхода шумовые составляющие тока промежуточной частоты взаимокompенсируются, так как при этом произойдет сложение $i''_{п1}$ и $i''_{п2}$.

Эффективность подавления шумов гетеродина зависит от симметрии схемы смесителя и определяется коэффициентом подавления шумов S , который равен отношению мощности сигнала промежуточной частоты $P_{п}$ к мощности шумов гетеродина $P_{ш}$:

$$S = 10 \lg \frac{P_{п}}{P_{ш}} \text{ дб.} \quad (45)$$

Степень симметрии балансного смесителя, помимо симметричности конструкции, определяется одинаковостью потерь преобразования и выходных сопротивлений диодов. Если обозначить через L' и L'' потери преобразования диодов балансного смесителя, а через $R'_{\text{вых}}$ и $R''_{\text{вых}}$ — их выходные сопротивления, то коэффициент подавления шумов будет равен [25]

$$S = 10 \lg \left(\frac{\sqrt{mn} + 1}{\sqrt{mn} - 1} \right)^2 \text{ дб,} \quad (46)$$

где

$$m = \frac{L'}{L''}, \quad n = \frac{R'_{\text{вых}}}{R''_{\text{вых}}}.$$

На рис. 22 показан график зависимости S от (mn) . Подавление шумов гетеродина при идеальной симметрии конструкции зависит только от произведения (mn) и $S \rightarrow \infty$, когда $m \rightarrow \frac{1}{n}$. Если, например $n=1$, то при различии потерь преобразования

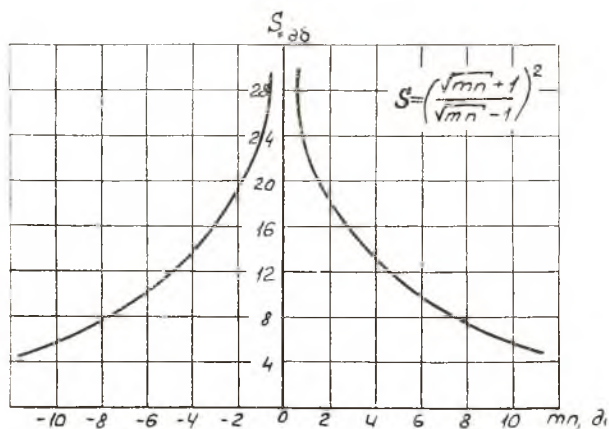


Рис. 22.

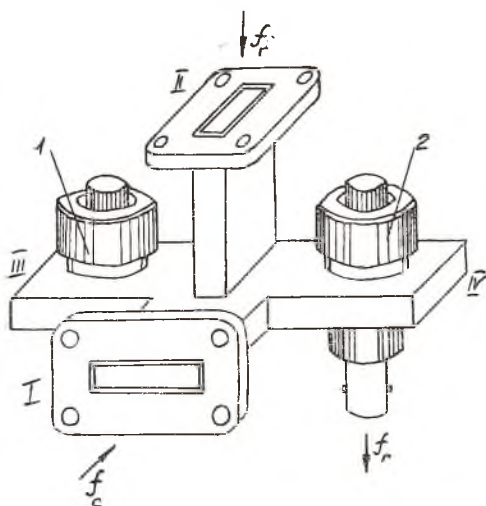


Рис. 23.

навал гетеродина и проникновение колебаний гетеродина в сигнальный канал.

Обычно основной сигнал подается в параллельное плечо тройника (плечо Н), то есть поступает на диоды в фазе, а сигнал гетеродина — в последовательное плечо (плечо Е), то есть поступает на диоды в противофазе. При таком включении сигналов обеспечивается минимальное отражение основного сигнала, так как согласование сопротивлений легче достигается со стороны параллельного плеча. При хорошей идентичности диодов диапазонность смесителя в основном определяется тройниковым разветвителем.

Как и однокатные смесители, балансные могут быть с высокочастотным или с низкочастотным выходом. На рис. 24 схематично показан смеситель со сверхвысокой промежуточной частотой [14]. В конструкции применены два двойных тройника 1 и 6. В боковые

даже в 2 раза ($m=2$) коэффициент подавления шумов получается довольно высоким $S=15,4$ дБ.

Конструкция балансного смесителя, использующего волноводный двойной тройник, показана на рис. 23. В плечи III и IV тройника включены разнополярные диоды (1 и 2). При идентичности и согласованности входных сопротивлений диодов, как следует из свойств двойного тройника [3], плечи I и II будут развязаны. Это позволяет свести к минимуму утечку мощности сигнала в кан-

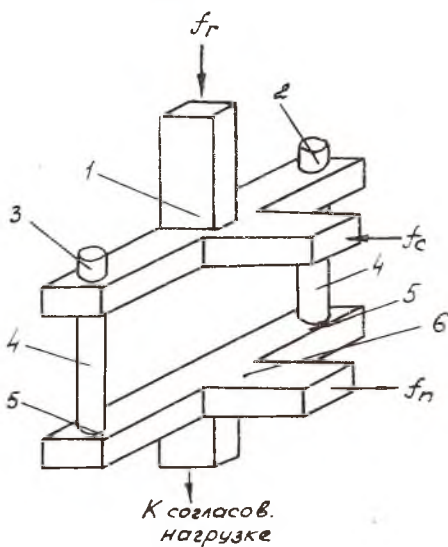


Рис. 24.

плечи тройника включены диоды 2, 3 с противоположными полярностями. Сигналы f_c и f_r вводятся в параллельное и последовательное плечи тройника 1 соответственно. К каждому боковому плечу, то есть к выходам смесителя по промежуточной частоте, подключены фильтры 4, препятствующие прохождению в цепи промежуточной частоты сигналов всех частот, кроме промежуточной. Сигналы промежуточной частоты поступают в боковые плечи двойного тройника 6, рассчитанного на промежуточную частоту. Составляющие сигнала промежуточной частоты суммируются в плече Н тройника 6 (однотактный выход). Шумовые составляющие не только подавляются, но и отводятся через последовательное плечо, к которому подключается согласованная нагрузка. Приведенная схема смесителя применяется в том случае, если промежуточная частота превышает $(5 \div 10)$ Гц.

На рис. 25 приведена конструкция волноводно-коаксиального балансного смесителя с низкочастотным однотактным выходом и $f_r < f_c$. Принцип действия волновода с коаксиальной крестовиной аналогичен принципу действия двойного волноводно-тройника [3]. Диоды с разными полярностями подключены к коаксиальным плечам крестовины. Сигнал гетеродина подается в коаксиальное плечо 4, которое подобно параллельному плечу двойного волноводного тройника, а основной сигнал поступает в волноводное плечо 6, подобное последовательному плечу волноводного тройника. Сигнал промежуточной частоты снимается с коаксиального плеча 5. В плечо гетеродина включена последовательная заграждающая емкость 7 (емкость C_3 (рис. 14, б), препятствующая проникновению сигнала f_{Π} на вход смесителя. В плечо промежуточной частоты включается блокирующая емкость 8 ($C_{бл}$), обеспечивающая короткое замыкание для сигналов f_c и f_r и не препятствующая прохождению сигналов f_{Π} . Поскольку частоты гетеродина и промежуточная меньше частоты основного сигнала, на которую рассчитан волновод плеча 6, то волновод для этих сигналов является критическим и, следовательно, препятствует проникновению их в основной тракт. Такая конструкция позволяет получить в диапазоне $\pm 10\%$ КСВ не более 1,8 со стороны сигнального плеча и не более 3,5 со стороны плеча промежуточной частоты; потери преобразования порядка 10 дБ во всем диапазоне.

На рис. 26 показана схема (а) и конструкция (б) модифицированного балансного смесителя, выполненного на щелевом мосте [26]. Приведенная схема имеет ряд преимуществ по сравнению со схемой, показанной на рис. 21. А именно: подавление шумов гетеродина производится в самом смесителе, поскольку выводы диодов по промежуточной частоте соединяются накоротко непосредственно в смесителе. Подключение смесителя ко входу УПЧ производится с помощью одного кабеля, упрощается выход смесителя и вход УПЧ. По промежу-

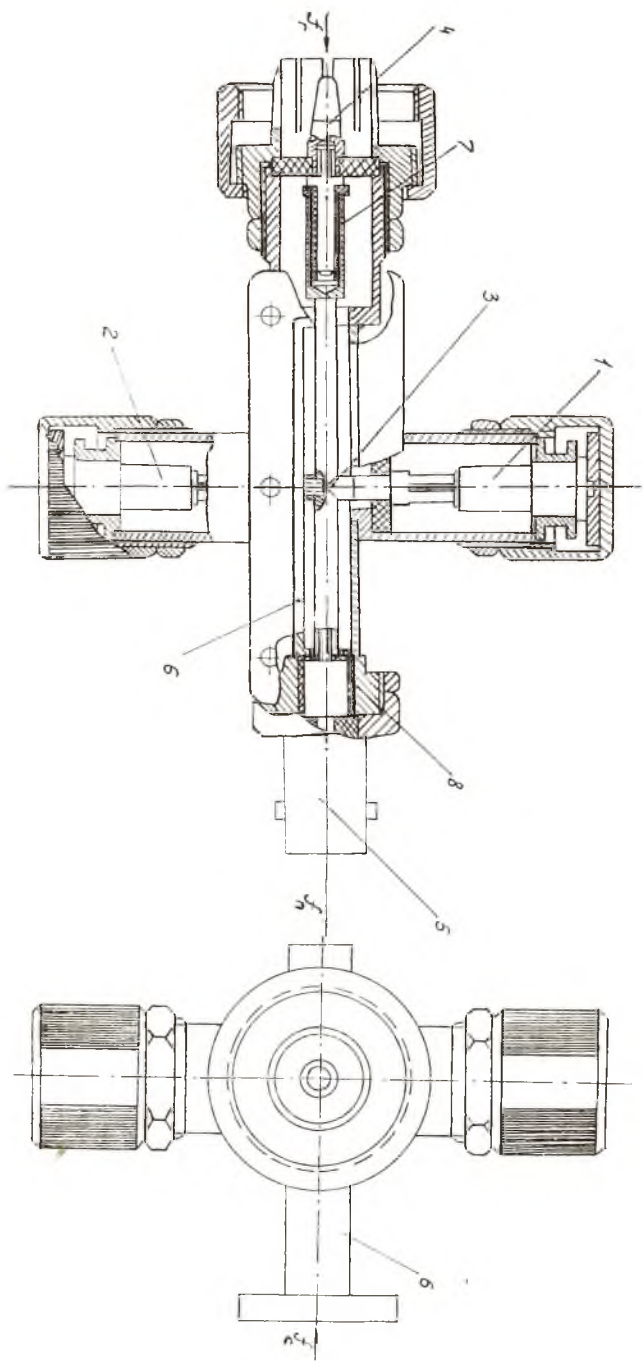
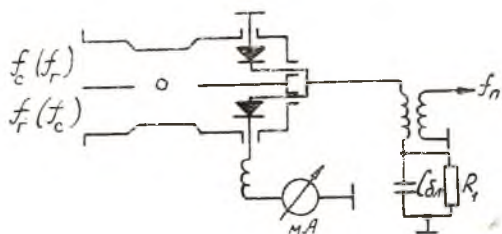
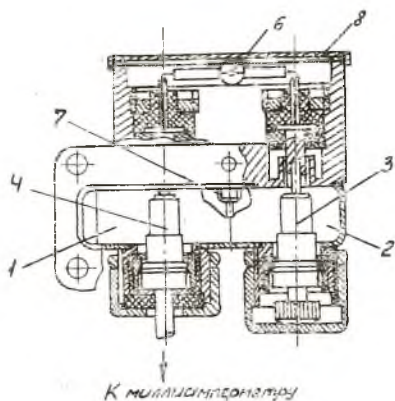
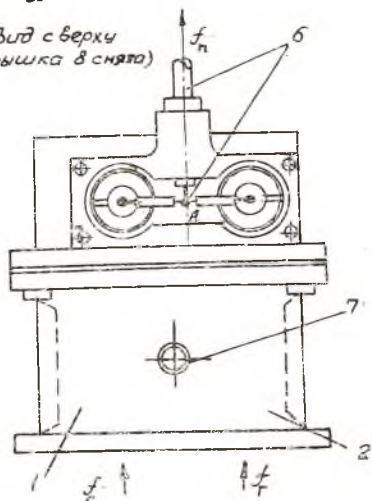


FIG. 25.



а

Вид сверху
(крышка снята)



б

Рис. 26.

точной частоте диоды включены параллельно, по постоянному току — последовательно (сопротивление R_1 велико), поэтому нет необходимости контролировать ток каждого диода, и вместо двух миллиамперметров в цепи контроля тока применяется один. Такое включение обладает еще и тем преимуществом, что ток в цепи диодов имеет какое-то среднее значение между величинами токов диодов при независимом включении их. Благодаря этому как бы усредняются и сближаются параметры диодов, зависящие от этих токов, а это улучшает характеристики смесителя, в частности, несколько увеличивается коэффициент подавления шумов гетеродина.

При выборе величины сопротивления R_1 необходимо руководствоваться следующими соображениями. Балансный смеситель будет нормально работать и без сопротивления R_1 . Однако, если в процессе работы один из диодов выйдет из строя, то постоянный ток через оставшийся диод будет равен нулю

и чувствительность смесителя резко упадет. Поэтому включение сопротивления R_1 необходимо для надежной работы смесителя. Величина R_1 выбирается такой, чтобы, с одной стороны, $R_1 \gg R_{\text{вых}}$, так как R_1 не должно шунтировать цепь диодов по постоянному току, а с другой стороны, величина его должна быть такой, чтобы при отключении одного из диодов ток через оставшийся диод и сопротивление R_1 не был меньше $(0,1 \div 0,15)$ *ма*. Обычно $R_1 = (3 \div 4)$ *ком*.

Пример расчета преобразователя

Исходные данные:

1. Рабочий диапазон частот входного сигнала $f_c = (3,1 \div 3,4)$ *ГГц*.
2. Промежуточная частота $f_{\text{п}} = 200$ *МГц*.
3. Мощность гетеродина $P_{\text{Г}} = (40 \pm 10)$ *мвт*.
4. Общие потери преобразования $L_c \leq 10$ *дб*.
5. Максимально допустимые КСВ преобразователя по входу основного сигнала $\kappa_c = 1,5$, гетеродина — $\kappa_{\text{Г}} = 1,5$, по выходу — $\kappa_{\text{П}} = 1,5$.
6. Максимально допустимый КСВ смесителя в диапазоне частот $\kappa_{\text{см}} = 2$.
7. Величина мощности входного сигнала $P_c \leq 100$ *мквт*.
8. Развязка между каналами сигнала и гетеродина $G \geq 25$ *дб*.
9. Сопротивление нагрузки по промежуточной частоте $R_{\text{н}} = 50$ *ом*.
10. Предусмотреть контроль тока диода.
11. Вес и габариты системы минимальны при максимальной надежности.

Порядок расчета

1. Произвести анализ исходных данных и выбрать тип диода.

Исходя из заданного диапазона частот сигнала и промежуточной частоты можно заключить, что частота гетеродина должна меняться в пределах $(2,9 \div 3,2)$ *ГГц* либо $(3,3 \div 3,6)$ *ГГц*. Наиболее вероятным можно предположить выполнение гетеродина на клистроне, и с целью уменьшения веса и габаритов гетеродина следует принять $f_{\text{Г}} = (3,3 \div 3,6)$ *ГГц*.

Конструктивное выполнение смесителя с узлом связи, работающих в указанном диапазоне, возможно только в коаксиальном или полосковом вариантах (применение волновода нежелательно из-за явной громоздкости конструкции).

Поскольку, согласно заданию, должен быть спроектирован смеситель, работающий при малом сигнале ($P_c \leq 100$ *мквт*), то для обеспечения оптимального режима работы диода по току необходимо, чтобы непрерывная мощность гетеродина, поступающая на диод, была порядка 1 *мвт*; мощность на выходе ге-

теродина, согласно заданию, — порядка 40 мвт. Следовательно, потери мощности гетеродина могут быть около 15 дб.

Принимая во внимание, что требования к развязке между каналами основного сигнала и гетеродина невысоки ($G \geq 25$ дб), можно выбрать в качестве узла связи направленный ответвитель со следующими

характеристиками: переходное ослабление $C = 15$ дб, направленность $D = G - C \geq 10$ дб, рабочий диапазон частот $f = (3,1 \div 3,6)$ Гц. При таких характеристиках возможно применение направленного ответвителя на связанных линиях передачи. Применение же полосковых линий позволит значительно снизить вес и габариты системы, упростить технологию изготовления и снизить стоимость узла.

Выбор типа диода производится на основании заданного диапазона частот, заданной непрерывной мощности, поступающей на диод, и потерь преобразования (потери преобразования должны быть как можно меньше). Наилучшим образом удовлетворяет заданию диод типа Д405Б. Его данные (таблица 1): $\lambda_{\text{смпн}} = 3,2$ см; $F \leq 8,5$ дб; $L_d \leq 6$ дб; $R_{\text{вых}} = (300 \div 450)$ ом; $P_{\text{непр}}^{\text{макс}} = 20$ мвт; $P_{\text{мп}}^{\text{макс}} = 300$ мвт; $W = 0,3$ эрг.

Исходя из конструкции диода и максимальной надежности конструкции смесителя, предполагаем выполнение смесителя на коаксиальных линиях (рис. 16 а).

Волновое сопротивление ρ выбирается из следующих соображений. В соответствии с принятыми в СССР значениями ρ может иметь величину 50 ом или 75 ом. При $\rho = 75$ ом потери в тракте минимальны [9], однако в заданном диапазоне частот предпочтительней $\rho = 50$ ом, поскольку вся измерительная аппаратура и измерительные элементы в этом диапазоне выполнены с $\rho = 50$ ом. Кроме того, при $\rho = 50$ ом разница в диаметрах наружного и внутреннего проводников коаксиальной линии получается меньше, чем обеспечивает получение более удобной конструкции при минимальных габаритах. Поэтому выбираем $\rho = 50$ ом.

Поскольку к шумам преобразователя не предъявляется никаких требований, то выбираем одноконтурную схему смесителя с последовательным включением диода. При такой схеме бес-

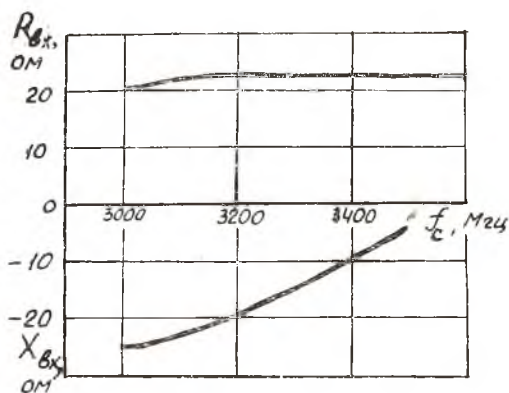


Рис. 27.

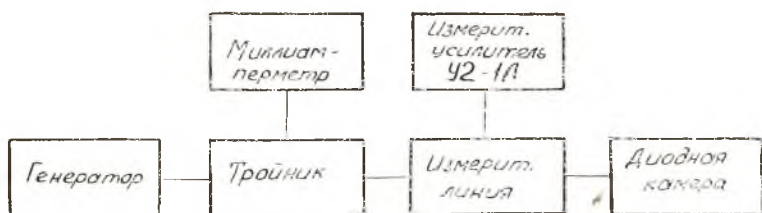


Рис. 28.

печивается простота конструкции, меньшие вес и габариты смесителя по сравнению с двухтактной.

2. Определить полное входное сопротивление диода $Z_{вх}$.

Определение $Z_{вх}$ обычно производится экспериментально. При этом измеряются входные сопротивления партии диодов (не менее 10 шт), выбираются наиболее близкие по значению и усредняются. Усредненные кривые $R_{вх}$ и $X_{вх}$ в зависимости от частоты для диода Д405А показаны на рис 27.

При измерениях диоды помещались в диодную камеру, конструкция которой показана на рис. 9. Порядок измерения описан, например, в [27]. Блок-схема измерительной установки показана на рис. 28. Измерения составляющих входных сопротивлений производились на уровне мощности гетеродина ($1 \div 5$) мвт. Изменяя мощность генератора в этих пределах, добиваются показаний миллиамперметра порядка ($0,5 \div 1$) ма (при работе генератора СВЧ в режиме «меандр»). Миллиамперметр должен иметь внутреннее сопротивление R_0 порядка ($50 \div 100$) ом.

3. Выбрать тип согласующего устройства и произвести трансформацию входного сопротивления диода.

Для согласования входного сопротивления диода с волновым сопротивлением питающей линии могут быть использованы различные типы согласующих устройств [10, 11, 12]. Тот факт, что волновое сопротивление линии $\rho = 50$ ом существенно отличается от измеренного входного сопротивления диода в диапазоне частот, позволяет для начала выбрать простейшее и конструктивно удобное согласующее устройство в виде отрезка линии (рис. 29). Трансформатор такого типа, как и прочие согласующие элементы, позволяет производить полное согласование нагрузки лишь на одной частоте. В диапазоне же частот коэффициент отражения $\Gamma_{см}$ будет отличаться от нуля. Однако согласование считается достигнутым, если получающиеся значения коэффициента отражения будут меньше указанной в задаче величины. Сначала производится расчет согласующего устройства для среднего значения входного сопротив-

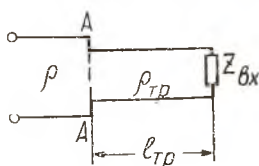


Рис. 29.

ления (обычно для входного сопротивления на центральной частоте диапазона), а затем определяется качество согласования на крайних частотах.

Произведем согласование для частоты 3200 Мгц. На этой частоте составляющие входного сопротивления равны следующим величинам (рис. 27):

$$R_{вх} = 22 \text{ ом}; \quad X_{вх} = -20 \text{ ом.}$$

Их нормированные значения по отношению к волновому сопротивлению линии равны

$$r_{вх} = \frac{R_{вх}}{\rho} = 0,44; \quad x_{вх} = -\frac{X_{вх}}{\rho} = -0,4.$$

Волновое сопротивление $\rho_{тр}$ и длина $l_{тр}$ согласующего отрезка линии могут быть определены из следующих выражений [11]:

$$\rho_{тр} = \sqrt{A + \frac{BD}{C}},$$

$$\text{tg } \theta = \frac{C\rho_{тр}}{B},$$

где $\theta = \frac{2\pi}{\lambda} l_{тр}$ — электрическая длина трансформатора,

$$A = R_{вх} \cdot \rho; \quad B = X_{вх} \cdot \rho; \quad C = \rho - R_{вх}; \quad D = -X_{вх}.$$

После нормировки получаем:

$$\rho'_{тр} = \sqrt{r_{вх} - \frac{x_{вх}^2}{1 - r_{вх}}},$$

$$\text{tg } \theta = \frac{(1 - r_{вх}) \rho'_{тр}}{x_{вх}},$$

где

$$\rho'_{тр} = \frac{\rho_{тр}}{\rho}.$$

Подставляя значения сопротивлений $r_{вх}$ и $x_{вх}$, получаем:

$$\rho'_{тр} = 0,394; \quad \rho_{тр} = 19,7 \text{ ом};$$

$$\theta = 151^\circ; \quad l_{тр} = \frac{\theta \cdot \lambda}{2\pi} = 3,9 \text{ см.}$$

Посмотрим, каким образом трансформируются входные сопротивления диодов на остальных частотах диапазона. Достаточно наглядно и просто это можно сделать с помощью круговой диаграммы полных сопротивлений [10, 11, 12]. Круговая диаграмма Вольперта-Смита схематично показана на рис. 30.

Нанесем кривую изменения входного сопротивления днода на круговой диаграмме (сплошная кривая *aa*). Нормировку

В результате получим кривую сопротивлений на входе трансформатора (в сечении aa), нормированную относительно $\rho_{\text{ТР}}$ (штрихпунктирная кривая bb). Определим получившиеся значения входных сопротивлений в омах на крайних и средней частотах:

$$Z_{A \text{ мин}} = (2,5 + j1,3) \cdot 19,7 = (49,3 + j25,6) \text{ ом},$$

$$Z_{A \text{ ср}} = 2,54 \cdot 19,7 = 50 \text{ ом},$$

$$Z_{A \text{ макс}} = (1,28 - j0,15) 19,7 = (25,2 - j2,96) \text{ ом}.$$

Пронормируем эти сопротивления относительно волнового сопротивления основной линии $\rho = 50 \text{ ом}$:

$$Z_{A \text{ мин}} = 0,99 + j0,51;$$

$$Z_{A \text{ ср}} = 1,$$

$$Z_{A \text{ макс}} = 0,5 - j0,06;$$

и построим кривую входных сопротивлений после трансформации на круговой диаграмме (пунктирная кривая bb). Кривая оказалась внутри окружности максимально допустимого коэффициента стоячей волны $K_{\text{СМ}} = 2$ (заштрихованная область), то есть согласование можно считать достигнутым. Если окажется, что кривая входного сопротивления выходит за пределы круга максимально допустимого КСВ, то необходимо за исходное входное сопротивление днюда принять сопротивление не на средней частоте диапазона, а на какой-то другой частоте и проделать весь расчет сначала. Если кривая входного сопротивления не трансформируется внутрь круга максимально допустимого КСВ, то необходимо применить другое согласующее устройство, например, отрезок линии с параллельным или последовательным реактивным шлейфом [10, 11].

4. Рассчитать конструктивные размеры трансформатора.

Согласующий трансформатор представляет собой отрезок коаксиальной линии. С целью сокращения длины и улучшения центровки внутреннего проводника трансформатора заполним его высокочастотным диэлектриком типа ПТ (рис. 31). Выбираем $D = 10 \text{ мм}$, $\epsilon_r = 3$ (ПТ-3) [3]. Волновое сопротивление коаксиальной линии определяется по формуле

$$\rho_{\text{ТР}} = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \lg \frac{D}{d_{\text{ТР}}},$$

отсюда $d_{\text{ТР}} = 5,65 \text{ мм}$.

Длина трансформатора, заполненного диэлектриком, равна

$$l_{\epsilon} = \frac{l_{\text{ТР}}}{\sqrt{\epsilon_r}} = 22,4 \text{ мм}.$$

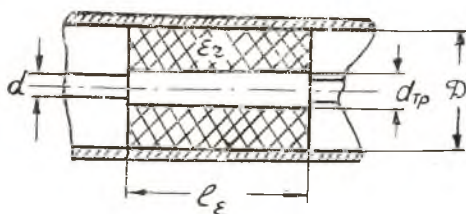


Рис. 31.

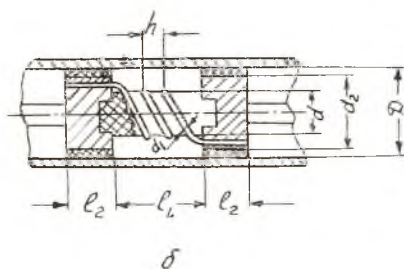
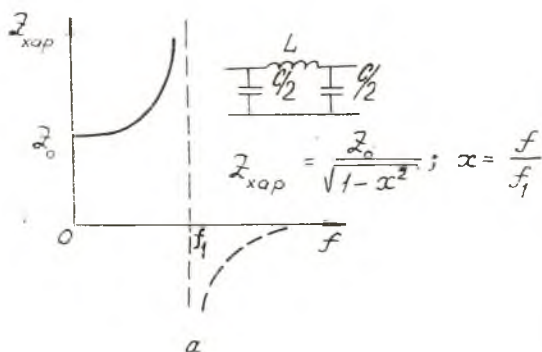


Рис. 32.

5. Выбрать и рассчитать блокирующий элемент на выходе смесителя.

Согласно заданию, смеситель — с высокочастотным выходом ($f_{\text{п}} \approx 200 \text{ МГц}$). Следовательно, в качестве блокирующего элемента необходимо выбрать звено фильтра нижних частот. Конструктивно более удобной является П-образная схема фильтра. Эквивалентная схема, кривая изменения характеристического сопротивления и конструкция ФНЧ приведены на рис. 32 [3].

Определим частоту среза фильтра из (31)
 $f_1 = 1,41 \cdot f_{\text{п}} = 282 \text{ МГц}$.

Выходное сопротивление диода $R_{\text{вых}}$, как следует из таблицы 1, приблизительно равно 400 ом. Нагрузка смесителя равна $R_{\text{п}} = 50 \text{ ом}$. Следовательно, фильтр должен одновременно производить согласо-

вание этих двух сопротивлений. Рассчитаем характеристическое сопротивление фильтра по формулам (32):

$$Z_{\text{тп}} = \sqrt{R_{\text{вых}} \cdot R_{\text{п}}} = 141 \text{ ом};$$

$$Z_0 = \frac{Z_{\text{тп}}}{1,41} = 100 \text{ ом}.$$

Определим индуктивность звена фильтра

$$L = \frac{Z_0}{\pi f_1} = 0,12 \text{ мкГн}.$$

Размеры катушки индуктивности определим из выражения [3]

$$L = \frac{10^{-2} d^2 n^2}{l_L + 0,45d},$$

где L — индуктивность катушки, $мкгн$; d — диаметр катушки, $см$; l_L — длина намотки, $см$; n — число витков.

Выбираем $d = 0,5D = 0,5 см.$

$$l_L = 0,7 см;$$

тогда

$$n = \sqrt{\frac{L(l_L + 0,45d)}{10^{-2} d^2}} \approx 7.$$

Шаг намотки

$$h = \frac{l_L}{n} = 1 мм.$$

Диаметр проволоки, следуя рекомендациям [3], выбираем равным $0,5 мм.$

Определим величину емкости звена

$$C = \frac{1}{\pi f_1 Z_0} = 11,3 нф, \text{ тогда } \frac{C}{2} = 5,65 нф.$$

Размер емкости d_2 выбирается как можно больше, $d_2 = 8 мм.$

В качестве диэлектрика, заполняющего параллельную емкость, выбираем ПТ-3, тогда

$$l_2 = \frac{41,4}{\epsilon_r} \cdot \frac{C - C_{\text{пар}}}{2} \lg \frac{D}{d_2} = 5,45 мм,$$

здесь l_2 измеряется в $мм$, C — в $нф$, $C_{\text{пар}}$ — паразитная емкость в $нф$, образуется за счет краевого эффекта ($C_{\text{пар}} \approx 0,3 С$).

6. Выбрать тип замыкателя постоянной составляющей тока днода и промежуточной частоты (блокирующую индуктивность L_3).

Поскольку промежуточная частота не слишком велика, то в качестве блокирующей индуктивности может быть выбран один из элементов, применяемых в смесителях с низкой промежуточной частотой. Выбираем четвертьволновый короткозамкнутый шлейф. Его длина рассчитывается на средней частоте диапазона СВЧ $f_{с\text{ ср}} = 3250 Мгц$ ($\lambda_{с\text{ ср}} = 9,25 см$)

$$l = \frac{\lambda_{с\text{ ср}}}{4} = 2,31 см.$$

Волновое сопротивление шлейфа выбираем таким же, как и сопротивление основного тракта. Размеры наружного и внутреннего проводников выбираем равными размерам основной линии:

$$D = 10 мм;$$

$$d = 4,34 мм.$$

7. Определить индуктивность дросселя, через который осуществляется контроль выпрямленного тока днода.

$$L_0 \gg \frac{R_{\text{н}}}{2\pi f_{\text{н}}},$$

$$L_0 \gg 0,053 мкгн.$$

Выбираем

$$L_0 = 1 \text{ мкГн.}$$

8. Определить потери сигнала, обусловленные прохождением его в канал промежуточной частоты, L_f .

Замыкание основного сигнала СВЧ на выходе смесителя в основном производится первой (ближайшей к днюду) емкостью ФНЧ, величина которой равна $\frac{C}{2} = 5,65 \text{ пф}$. Определим реактивное сопротивление этой емкости на нижней (ближайшей к f_{Π}) частоте диапазона

$$X_{c/2} = -j \frac{1}{\omega_{\text{мин}} \frac{C}{2}} = -j9,35 \text{ ом.}$$

Определим L_f из (27).

$$L_f = 4,35 \frac{|X_{c/2}|}{R_{\Pi}} \simeq 0,8 \text{ дб.}$$

9. Определить потери смесителя на отражение по выходу $L''_{\text{отр}}$.

Поскольку, согласно заданию, промежуточная частота не изменяется, а фильтр нижних частот одновременно является трансформатором сопротивления, то величинной потерь на отражение по промежуточной частоте можно пренебречь.

10. Определить потери, обусловленные прохождением сигнала промежуточной частоты в каналы основного сигнала и гетеродина, $L_{\text{пр}}$.

Величина этих потерь определяется качеством блокировки шлейфом. Определим входное реактивное сопротивление шлейфа на промежуточной частоте $f_{\Pi} = 200 \text{ МГц}$ ($\lambda_{\Pi} = 150 \text{ см}$).

$$X_{\text{бл}} = j\rho \operatorname{tg} \beta_{\Pi} l = j5 \text{ ом,}$$

здесь

$$\beta_{\Pi} = \frac{2\pi}{\lambda_{\Pi}},$$

$$\rho = 50 \text{ ом.}$$

Тогда потери $L_{\text{пр}}$ будут равны

$$L_{\text{пр}} = 4,35 \frac{|X_{\text{бл}}|}{\rho} = 0,44 \text{ дб.}$$

11. Определить потери смесителя по входу $L'_{\text{отр}}$.

Величина отражений по входу определяется не только входным сопротивлением днюда с трансформатором, но и входным сопротивлением блокирующего элемента L_3 ($\lambda/4$ шлейфа), включенного параллельно входному сопротивлению трансформатора. Наибольшие отражения будут на крайних частотах диапазона.

Конструкция смесителя показана на рис. 16 а. Входные сопротивления трансформатора (в т. А) определены в п. 3:

$$Z_{A \text{ мин}} = (49,3 + j25,6) \text{ ом};$$

$$Z_{A \text{ макс}} = (25,2 - j2,96) \text{ ом}.$$

Входные сопротивления короткозамкнутого шлейфа на крайних частотах диапазона СВЧ $f_{\text{мин}}$, $f_{\text{макс}}$, ($\lambda_{\text{макс}}$, $\lambda_{\text{мин}}$) равны

$$X_{\text{мин, макс}} = j\rho \operatorname{tg}(\beta_{\text{мин, макс}} \cdot l) = \pm j415 \text{ ом},$$

где

$$\beta_{\text{мин}} = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{макс}}}; \quad \beta_{\text{макс}} = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{мин}}};$$

$$\lambda_{\text{макс}} = 10 \text{ см}; \quad \lambda_{\text{мин}} = 8,57 \text{ см}.$$

Полные сопротивления на входе смесителя для крайних волн диапазона будут равны:

$$Z_{\text{см мин}} = (43,7 + j29,1) \text{ ом};$$

$$Z_{\text{см макс}} = (25 - j4,45) \text{ ом}.$$

Пронормируем их относительно $\rho = 50 \text{ ом}$ и нанесем на круговую диаграмму полных сопротивлений (точки — ρ , ρ' на рис. 30). Точки полных сопротивлений попали внутрь круга максимально допустимого КСВ. Если точки окажутся вне этого круга, то необходимо увеличить полосу $\lambda/4$ шлейфа, то есть увеличить его волновое сопротивление. Определим потери на отражение по формуле (15), принимая $k_{\text{см}} = 2$:

$$L'_{\text{отр}} = 10 \lg \frac{(k_{\text{см}} + 1)^2}{4k_{\text{см}}} = 0,5 \text{ дб}.$$

12. Определить общие потери смесителя по формуле (14)

$$L_{\text{см}} = 6,5 + 0,5 + 0,8 + 0,44 = 8,24 \text{ дб}.$$

13. Рассчитать узел связи.

На основании анализа, сделанного в п. I, узел связи выполняется в виде направленного ответвителя на связанных полосковых линиях передач, который должен иметь следующие характеристики:

переходное ослабление $C = 15 \text{ дб}$;

направленность $D \geq 10 \text{ дб}$;

рабочий диапазон частот $f = 3,1 \div 3,6 \text{ ГГц}$

Согласно [3] характеристики можно обеспечить, применив одноступенчатый направленный ответвитель на связанных линиях со связью по узкой стороне, показанный на рис. 33.

В качестве диэлектрика выбираем материал ИТ-3 с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 3$.

Длина участка связи равна

$$l = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_r}} = 1,29 \text{ см},$$

здесь

$$\lambda_0 = \frac{2\lambda_{\text{мин}} \cdot q}{1 + q} = 8,95 \text{ см},$$

$$q = \frac{\lambda_{\text{макс}}}{\lambda_{\text{мин}}} = 1,16.$$

Прочие геометрические размеры ответвителя определим с помощью методики, изложенной в [3].

Поскольку ответвитель выполняется печатным способом, то можно принять $t=0$. Выбираем толщину диэлектрических плат $\frac{b}{2} = 2 \text{ мм}$, то есть $b=4 \text{ мм}$, тогда ширина проводящих полосок $\frac{w}{b} = 0,65$, $w = 2,6 \text{ мм}$. Расстояние между полосками в области связи $\frac{s}{b} = 0,2$, $s = 0,8 \text{ мм}$. Размеры диэлектрических плат (длину и ширину) выбираем из конструктивных соображений, но так, чтобы поле в поперечном направлении полосковой линии ослаблялось более, чем на 40 дБ:

$$\alpha B \geq 40 \text{ дБ},$$

где $\alpha = \frac{27}{b} \frac{\partial \beta}{\partial d} \frac{\partial \beta}{\partial l}$ — ослабление поля в поперечном направлении на единицу длины,

B — расстояние от полосы до края диэлектрической пластины.

$$B \geq \frac{40}{27} b = 6 \text{ мм}.$$

На рис. 33 показана одна печатная плата направленного ответвителя.

Для расчета параметров ответвителя воспользуемся методикой, приведенной в приложении. Будем считать, что плечо 1 ответвителя (рис. 33) является входным для основного сигнала, плечо 4 — для гетеродина, к плечу 3 подключается смеситель, а плечо 2 нагружается на согласованную нагрузку.

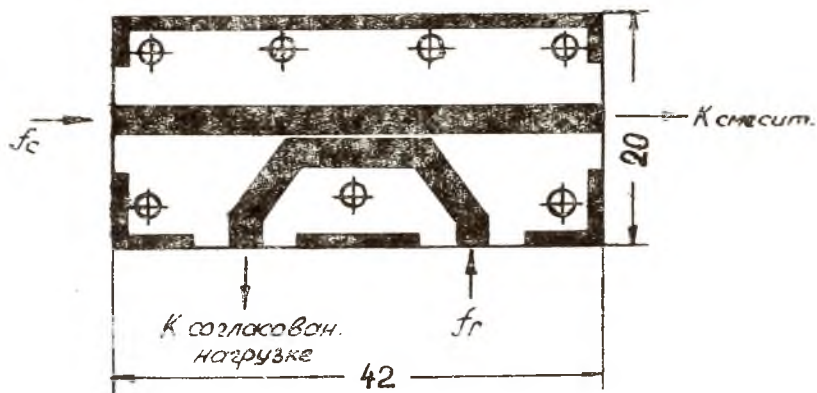


Рис. 33.

ходное ослабление ответвителя определяется выражением (11П)

$$C = 20 \lg \frac{1}{|S''_{12}|} \text{ дб},$$

направленность — (10 П)

$$D = 20 \lg \left| \frac{S''_{14}}{S''_{12}} \right| \text{ дб}.$$

Элементы (S''_{12}) и (S''_{14}) определим по формулам (8П) и (9П) в диапазоне частот (3,1÷3,6) Гц.

Определим нормированные волновые сопротивления и сопротивления связи, если переходное ослабление равно $C = 15 \text{ дб}$,

$$\rho = 1; r = 0,181; w = 0,9674; v = 5,35.$$

Значение Θ вычислим для средней и крайних частот диапазона: $\Theta_1 = 83,7^\circ$; $\Theta_2 = 90^\circ$; $\Theta_3 = 97,3^\circ$ (увеличение номера индекса соответствует увеличению частоты) и для этих же частот по формулам (4П) вычислим элементы матрицы идеального направленного ответвителя. Результаты расчета приведены в таблице 2. Модули элементов S_{12} и S_{14} позволят определить переходное ослабление и направленность идеального ответвителя в диапазоне частот:

$$C_1 = 20 \lg \frac{1}{|S_{12}|} = 20 \lg \left| \frac{1}{0,178} \right| = 15 \text{ дб};$$

$$C_2 = 14,9 \text{ дб}; \quad C_3 = 15 \text{ дб};$$

$$D_1 = 41,8 \text{ дб}; \quad D_2 = 41,9 \text{ дб}; \quad D_3 = 41,8 \text{ дб}.$$

Как видно из расчета, направленность и переходное ослабление ответвителя мало изменяются в указанном диапазоне частот.

Таблица 2

№	Θ град	S_{11}	S_{12}	S_{13}	S_{14}
1	83,7	$-0,0121 + j0,0045$	$-0,177 + j0,0192$	$-0,157 - j0,467$	$0,0003 - j0,0014$
2	90	$-0,013$	$-0,18$	$-j0,049$	$-j0,00145$
3	97,3	$-0,0128 + j0,0052$	$-0,176 + j0,022$	$+0,179 + j0,455$	$-0,00035 - j0,00139$

Будем считать плечо 3 ответвителя нагруженным на смеситель с $\kappa_{см}=2$, то есть $\Gamma_3+\Gamma_{см}=1/3$. Тогда в соответствии с (5П) получим шестиполосник, описываемый матрицей:

$$[S'] = \begin{vmatrix} S'_{11} & S'_{12} & S'_{14} \\ S'_{21} & S'_{22} & S'_{24} \\ S'_{41} & S'_{42} & S'_{44} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -0,0927 & -0,18 & j0,02785 \\ -0,18 & -0,013 & -j0,4899 \\ j0,02785 & -j0,4899 & -0,0112 \end{vmatrix}.$$

Значения коэффициентов матрицы здесь и далее приведены для средней частоты диапазона.

Если учитывать коэффициент отражения нагрузки в плече 2 $\Gamma_2=0,05$ ($\kappa_2 \leq 1,1$), то на основании (6П) получим четырехполосник, описываемый матрицей:

$$[S''] = \begin{vmatrix} S''_{11} & S''_{14} \\ S''_{41} & S''_{44} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -0,0911 & j0,032 \\ j0,032 & 0,0232 \end{vmatrix}.$$

К плечу 4 ответвителя присоединяется гетеродин. Будем считать, что он обладает КСВ=1,5 ($\Gamma_4=0,2$). Это позволяет определить коэффициенты матрицы $[S''']$, описывающей четырехполосник с входами 1 и 2:

$$[S'''] = \begin{vmatrix} S'''_{11} & S'''_{12} \\ S'''_{21} & S'''_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -0,0927 & -0,178 \\ -0,178 & -0,06 \end{vmatrix}.$$

Далее нетрудно определить направленность и переходное ослабление нагруженного ответвителя:

$$C_2 = 20 \lg \left| \frac{1}{S''_{12}} \right| = 20 \lg \left| \frac{1}{0,178} \right| = 15 \text{ дб};$$

$$D_2 = 20 \lg \left| \frac{S''_{12}}{S''_{14}} \right| = 20 \lg \left| \frac{0,178}{0,032} \right| = 14,9 \text{ дб}.$$

Производя аналогичные вычисления для граничных частот диапазона, получим:

$$C_1 = 15,9 \text{ дб}; \quad C_3 = 15,1 \text{ дб};$$

$$D_1 = 14,7 \text{ дб}; \quad D_3 = 19,9 \text{ дб}.$$

Поскольку мы приняли, что плечо 1 — вход основного сигнала, а плечо 4 — вход гетеродина, то КСВ нагруженного ответвителя со стороны входов 1 и 4 будут являться коэффициентами стоячей волны преобразователя по входу основного сигнала k_c^1 и по входу гетеродина k_r^1 :

$$k_c^1 = \frac{1 + |S''_{11}|}{1 - |S''_{11}|} = \frac{1 + 0,0927}{1 - 0,0927} = 1,2,$$

$$k_r^1 = \frac{1 + |S''_{44}|}{1 - |S''_{44}|} = \frac{1 + 0,0232}{1 - 0,0232} = 1,05.$$

На граничных частотах:

$$k'_{c_1} = 1,25; \quad k'_{c_2} = 1,21;$$

$$k^*_{r_1} \simeq 1,05; \quad k^*_{r_2} \simeq 1,05;$$

КСВ для переходов (коаксиальная линия — полосковая линия) составляет величину $k_{\text{пер}} = 1,1—1,15$. Поэтому общие значения КСВ преобразователя по входу основного сигнала и гетеродина с учетом КСВ переходов в худшем случае будут равны произведениям $k'_c \cdot k_{\text{пер}}$ и $k'_r \cdot k_{\text{пер}}$:

$$k_c = 1,25 \cdot 1,15 = 1,44;$$

$$k_r = 1,05 \cdot 1,15 = 1,21.$$

Получившиеся величины КСВ не превышают заданных.

Развязка между каналами сигнала и гетеродина равна $G = C + D$,

$$G \geq 15 + 14,7 = 29,7 \text{ дб},$$

то есть не менее заданной величины.

14. Определить потери сигнала в узле связи по формуле (21)

$$L_{\text{св}} = L_{\text{отр. св}} + L_{\text{отв}} \simeq 0,28 \text{ дб},$$

здесь

$$L_{\text{отр. св}} = 10 \lg \frac{(k_c + 1)^2}{4k_c} = 0,14 \text{ дб},$$

$$k_c = 1,44,$$

$$L_{\text{отв}} = 10 \lg \frac{1}{1 - k} = 0,14 \text{ дб},$$

$$C = c = 10 \lg \frac{1}{k} = 15 \text{ дб}.$$

15. Определить общие потери сигнала в преобразователе

$$L_c = L_{\text{см}} + L_{\text{св}} = 8,24 + 0,28 = 8,52 \text{ дб}.$$

Потери сигнала получились менее заданных (10 дб).

16. Определить общие потери мощности гетеродина $L_r = L_{r, \text{отр}}$

$$L_r = L_{r, \text{отр}} + C \simeq 15,1 \text{ дб},$$

здесь

$$L_{r, \text{отр}} = 10 \lg \frac{(k_r + 1)^2}{4k_r} \simeq 0,1 \text{ дб},$$

$$k_r = 1,21,$$

$$C \simeq 15 \text{ дб}.$$

Описание конструкции смесителя

Конструкция смесителя показана на рис. 16 а. Он состоит из двух узлов, соединенных между собой с помощью накидной гайки поз. 15. Такое устройство обеспечивает простоту сборки узла и удобно при замене диода (поз. 10). Контакт с отрицательным полюсом диода осуществляется с помощью гнезда (поз. 9), выполненного из бронзы за одно целое с согласующим трансформатором. Соединение трансформатора с центральным проводником коаксиальной линии (поз. 7), имеющим диаметр 4,34 мм и выполненным из латуни ЛС-59, — резьбовое (М2×4 мм). Втулка трансформатора (поз. 8) выполняется из диэлектрика ПТ-3 и приклеивается к детали поз. 9 с помощью клея ПУ-2.

Вход смесителя для частот сигнала и гетеродина выполнен под разъем СР-50-164Ф. Гнездо (поз. 3), выполненное из бронзы, соединяется с деталью поз. 7 с помощью резьбы М2х6 мм. Втулка (поз. 2) разъема выполнена из фторопласта — 4 и поджимается к корпусу (поз. 5) за счет буртика корпуса разъема (поз. 1), выполненного из латуни.

Выход смесителя по промежуточной частоте выполнен под разъем СР-50-74Ф, корпус которого (поз. 26) — латунный, а втулка (поз. 28) — из фторопласта — 4. Гнездо (поз. 27) выполнено из бронзы и соединяется с деталью поз. 18 с помощью резьбового соединения М2х6 мм.

Корпус смесителя, состоящий из нескольких деталей (поз. 5, поз. 29), а также короткозамыкатели (поз. 6, поз. 19) выполняются из латуни. Трубы корпусов имеют внутренний диаметр 10 мм. Корпус (поз. 5) имеет сопряжение труб, выполненное посредством пайки припоем ПСр-40. Заглушки (поз. 6 и 19) паяются к корпусам и к детали поз. 7 с помощью ПОС-61. При этом заглушка (поз. 19) предназначена для осуществления пайки дросселя поз. 21.

Латунный фланец и фиксирующие выступы присоединены к корпусу (поз. 26) с помощью пайки ПСр-40.

Одна из обкладок входной емкости ФНЧ (поз. 12) совместно с деталями поз. 14 и 13 выполняет роль кристаллодержателя. Диэлектрические втулки емкостей (поз. 11) выполнены из ПТ-3 и служат, совместно с шайбой поз. 20 (из фторопласта-4) и втулкой поз. 8, для осуществления центровки внутреннего проводника коаксиальной линии. Втулки поз. 11 приклеены к деталям поз. 12 и 18 клеем ПУ-2. Внутренняя обкладка выходной емкости ФНЧ (поз. 18) выполнена заодно с центральным проводником коаксиальной линии. Индуктивность ФНЧ выполняется из посеребренной медной проволоки диаметром 0,5 мм, намотанной на каркас из ПТ-3 (поз. 17). К металлическим вкладышам поз. 14 и 18 проволока паяется в специально

просверленные отверстия диаметром 0,6 мм припоем ПОС-61.

Контроль постоянного тока днода осуществляется через дроссель поз. 21, припаяваемый с одной стороны к центральному проводнику поз. 18 и с другой стороны — к контактному лепестку поз. 24 (припой ПОС-61). Изоляция вывода постоянного тока осуществляется с помощью втулки из текстолита (поз. 23).

Гайки поз. 4 и 13 — контрольные.

Допуски на линейные размеры деталей выбраны таким образом, чтобы обеспечить плотное поджатие их в трубе.

С целью защиты от коррозии без уменьшения электропроводности все металлические детали смесителя посеребрены.

Приложение

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ С ПРИМЕНЕНИЕМ МАТРИЦ

Направленный ответвитель на связанных линиях представляет собой восьмиполусник, имеющий 4 пары зажимов (рис. 34). Это справедливо только для основного типа волны. Свойства, присущие данному многополуснику, как высокочастотной цепи на заданной частоте, отражает матрица рассеяния [9, 30]:

$$[S] = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{vmatrix}$$

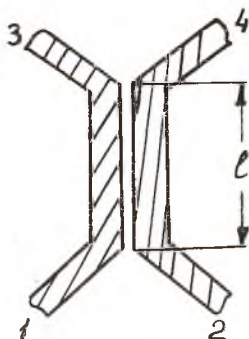
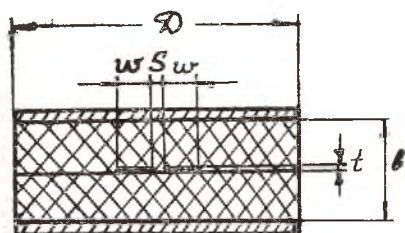


Рис. 34.

Для симметричного восьмиполусника, каким является направленный ответвитель на связанных линиях, справедливы равенства:

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44},$$

$$S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43},$$

$$S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42},$$

$$S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32},$$

здесь S_{ii} — коэффициенты отражения от соответствующих входов ответвителя;

S_{ij} — обратные величины коэффициентов передачи при соответствующем направлении передачи.

Переходное ослабление ответвителя, нагруженного на идеальные нагрузки, равно

$$C = 20 \lg \left| \frac{1}{S_{12}} \right| \partial \delta, \quad (1П)$$

направленность

$$D = 20 \lg \left| \frac{S_{12}}{S_{14}} \right| \partial \delta. \quad (2П)$$

Тогда развязка между плечами 2 и 4

$$G = C + D. \quad (3П)$$

Элементы матрицы $[S]$ направленного ответвителя на связанных линиях вычисляются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} S_{11} &= \frac{(AB - NM) + j(MB + AN)}{B^2 + N^2}, \\ S_{12} &= -2 \frac{(NH - BE) + j(NE + BH)}{B^2 + N^2}, \\ S_{13} &= \operatorname{csc} \theta \cdot \frac{2B \operatorname{ctg} \theta - N \left(\rho + \frac{1}{\omega} \right) + j \left[B \left(\rho + \frac{1}{\omega} \right) + 2N \operatorname{ctg} \theta \right]}{B^2 + N^2}, \\ S_{14} &= -\operatorname{csc} \theta \cdot \frac{(N - jB) \left(r - \frac{1}{v} \right)}{B^2 + N^2}, \end{aligned} \right\} \quad (4П)$$

где ρ — нормированное волновое сопротивление ($\rho=1$);

ω — нормированное волновое сопротивление участка линии в области связи;

r и v — нормированные сопротивления связи, определяемые через значения переходного ослабления на центральной частоте диапазона из выражений:

$$C = 10 \lg \frac{1 + r^2}{r^2} \partial \delta,$$

$$v = \frac{\rho^2 - r^2}{r}.$$

Для ответвителя справедливо равенство

$$r \cdot v = \rho \cdot \omega,$$

откуда

$$\omega = \frac{rv}{\rho} + \frac{\rho^2 - r^2}{\rho},$$

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda} l = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda_0}{4} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\lambda_0}{\lambda} \text{ — электрическая длина участка связи,}$$

l — геометрическая длина участка связи;

λ_0 — длина волны, соответствующая средней частоте диапазона;

λ — рабочая длина волны;

A, B, N, M, E, H — вспомогательные коэффициенты, входящие в (4П) определяются из выражений:

$$\begin{aligned} A &= r^2 - \rho^2 - \frac{1}{v^2} + \frac{1}{w^2}; \\ B &= \left(r - \frac{1}{v}\right)^2 - \left(\rho + \frac{1}{w}\right)^2 + 4 \operatorname{ctg}^2 \theta; \\ N &= 4 \left(\rho + \frac{1}{w}\right) \operatorname{ctg} \theta; \\ M &= 2 \left(\rho - \frac{1}{w}\right) \operatorname{ctg} \theta; \\ E &= \left(\frac{\rho}{v} + \frac{r}{w}\right); \\ H &= \left(r + \frac{1}{v}\right) \operatorname{ctg} \theta. \end{aligned}$$

На средней частоте диапазона $\theta = \frac{\pi}{2}$, $\operatorname{ctg} \theta = 0$ и выражения (4П) значительно упрощаются:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{A}{B}; \\ S_{12} &= 2 \frac{E}{B}; \\ S_{13} &= j \frac{1}{B} \left(\rho + \frac{1}{w}\right); \\ S_{14} &= -j \frac{1}{B} \left(r - \frac{1}{v}\right). \end{aligned}$$

Для расчета направленности и коэффициента стоячей волны соответствующего входа ответвителя, работающего с реальными нагрузками, необходимо восьмиполюсник преобразовать к четырехполюснику, то есть два входа считать нагруженными на сопротивления с известными коэффициентами отражения Γ_n .

Матрица рассеяния многополюсника с нагрузкой в k -ом плече упрощается за счет вычеркивания в полной матрице многополюсника k -ой строки и k -го столбца. Оставшиеся элементы матрицы приобретают новые значения, описываемые выражениями вида [9]

$$S'_{ij} = S_{ij} + \frac{\Gamma_k S_{ik} S_{kj}}{1 - S_{kk} \Gamma_k}. \quad (5П)$$

Если нагрузка присоединяется еще к одному плечу m многополюсника, то в матрице рассеяния вычеркивается m -я строка и m -ый столбец, а элементы матрицы определяются

$$S''_{ij} = S'_{ij} + \frac{\Gamma_m S'_{im} S'_{mj}}{1 - S'_{mm} \Gamma_m}. \quad (6П)$$

Если ответитель используется как узел связи в преобразователе, то можно принять что плечо 1 (рис. 34) является входным для сигнала, плечо 4 — для гетеродина; тогда к плечу 3 подключается смеситель с коэффициентом отражения $\Gamma_3 = \Gamma_{см}$, а плечо 2 должно быть нагружено на согласованную нагрузку с коэффициентом отражения Γ_2 .

Приведение восьмиполусника к четырехполуснику осуществляется с использованием (5П) и (6П).

С учетом условия обратимости элементы матрицы рассеяния шестиполусника с плечами, 1, 2, 4 соответственно равны:

$$\left. \begin{aligned} S'_{11} &= S_{11} + \frac{S_{13}^2 \Gamma_3}{1 - S_{33} \Gamma_3} ; \\ S'_{12} &= S'_{21} = S_{12} + \frac{S_{13} \cdot S_{23} \Gamma_3}{1 - S_{33} \Gamma_3} ; \\ S'_{14} &= S'_{41} = S_{14} + \frac{S_{13} S_{34} \Gamma_3}{1 - S_{33} \Gamma_3} ; \\ S'_{22} &= S'_{22} + \frac{S_{23}^2 \Gamma_3}{1 - S_{33} \Gamma_3} ; \\ S'_{24} &= S'_{42} = S_{24} + \frac{S_{23} S_{34} \Gamma_3}{1 - S_{33} \Gamma_3} ; \\ S'_{44} &= S'_{44} + \frac{S_{34}^2 \Gamma_3}{1 - S_{33} \Gamma_3} . \end{aligned} \right\} \quad (7П)$$

Далее к плечу 2 подключается нагрузка с коэффициентом отражения Γ_2 . Искомые элементы матрицы рассеяния четырехполусника равны:

$$\left. \begin{aligned} S''_{11} &= S_{11} + \frac{(S'_{12}) \Gamma_2}{1 - S'_{22} \Gamma_2} ; \\ S''_{14} &= S''_{41} = S_{14} + \frac{S'_{12} S'_{24} \Gamma_2}{1 - \Gamma_2 S'_{22}} ; \\ S''_{44} &= S'_{44} + \frac{(S'_{42})^2 \Gamma_2}{1 - \Gamma_2 S'_{22}} . \end{aligned} \right\} \quad (8П)$$

Подставляя (7П) в (8П), получим окончательное решение. КСВ со стороны входа 1 будет

$$k_1 = \frac{1 + |S''_{11}|}{1 - |S''_{11}|} ,$$

а со стороны входа 4

$$k_4 = \frac{1 + |S''_{44}|}{1 - |S''_{44}|} .$$

Если же нагрузки присоединены к плечам 3 и 4, то элементы матрицы рассеяния запишутся:

$$\left. \begin{aligned} S''_{11} &= S'_{11} + \frac{(S'_{14})\Gamma_4}{1 - S'_{44}\Gamma_4}; \\ S''_{12} = S''_{21} &= S'_{12} + \frac{S'_{14}S'_{42}\Gamma_4}{1 - \Gamma_4 S'_{44}}; \\ S''_{22} &= S'_{22} + \frac{(S'_{24})^2\Gamma_4}{1 - \Gamma_4 S'_{44}}. \end{aligned} \right\} \quad (9П)$$

Тогда направленность ответвителя определится

$$D = 20 \lg \left| \frac{S''_{12}}{S''_{14}} \right| \quad \partial\sigma, \quad (10П)$$

а переходное ослабление

$$C = 20 \lg \left| \frac{1}{S''_{12}} \right| \quad \partial\sigma. \quad (11П)$$

Анализ полученных выражений показывает, что направленность реального ответвителя снижается по сравнению с идеальным и не остается постоянной в диапазоне частот. Результаты расчета подтверждаются экспериментальными данными.



Литература

1. Кристаллические детекторы, том II. Перевод с английского под редакцией Пумпера Е. Н. «Советское радио», 1950.
2. Горбачев А. И., Кукарин С. В. Полупроводниковые СВЧ диоды. «Советское радио», 1968.
3. Вечканова Р. А., Калашник Н. С., Чекина А. С. Расчет и конструирование элементов фидерного тракта сверхвысоких частот (учебное пособие). Куйбышев, 1970.
4. Крохин В. В. Элементы радиоприемных устройств СВЧ. «Советское радио», 1964.
5. Харвей А. Ф. Техника сверхвысоких частот, том II. Перевод с английского под редакцией Сушкевича В. И. «Советское радио», 1965.
6. Гуткин Л. С., Лебедев В. Л., Спфоров В. И. Радиоприемные устройства, часть I. «Советское радио», 1961.
7. Федорцев Л. М., Лещинский И. Ш. Кристаллические смесительные детекторы. Военное издательство министерства Обороны СССР, 1960.
8. Изюмов Н. М. Преобразование частоты. «Энергия», 1965.
9. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. «Советское радио», 1967.
10. Мегла Г. Техника дециметровых волн. «Советское радио», 1958.
11. Техника сверхвысоких частот, часть I. Перевод с английского под редакцией Фельда Я. Н. «Советское радио», 1951.
12. Драбкин А. Л., Зузенко В. Л. Антенно-фидерные устройства. «Советское радио», 1961.
13. Босый Н. Д. Электрические фильтры. Издательство технической литературы УССР, 1957.
14. Чакран, Тененгольц. Достижения в области смесителей СВЧ. «Зарубежная радиоэлектроника». № 4, 1962.
15. Лившиц В. В. Преобразование частоты на СВЧ с помощью полупроводниковых диодов. Полупроводниковые приборы и их применение. Сборник статей под редакцией Федотова Я. А. «Советское радио», вып. 15, 1966.
16. Лившиц В. В. Преобразование частоты большого сигнала и расширение динамического диапазона смесительных диодов СВЧ. Полупроводниковые приборы и их применение. Сборник статей под редакцией Федотова Я. А. «Советское радио», вып. 17, 1967.
17. Клич С. М. К выбору рабочего режима полупроводникового смесителя АПЧ радиолокационного приемника. Полупроводниковые приборы и их применение. Сборник статей под редакцией Федотова Я. А. «Советское радио», вып. 23, 1970.

18. Полупроводниковые диоды. Параметры, методы измерений. Под редакцией Горюнова Н. Н., Носова Ю. Р. «Советское радио, 1968.
 19. Иванов С. И., Пенин Н. А., Скворцова Н. Е., Соколов Ю. Ф. Физические основы работы полупроводниковых СВЧ диодов. «Советское радио», 1965.
 20. Шибасев П. А. Электривакуумные и полупроводниковые приборы. Военное издательство министерства Обороны СССР, 1967.
 21. Паликов В. В. Радиоприемные устройства. «Связь», 1965.
 22. Сиверс А. П. Радиолокационные приемники. «Советское радио», 1959.
 23. Ратклифф С. Автоматическая настройка частоты в радиолокационных станциях. «Вопросы радиолокационной техники», вып. 6, 1954.
 24. Козлов В. И., Первухина Г. Т. Анализ смесителя на полупроводниковом диоде при больших уровнях мощности сигнала. Информационно-технический сборник ЦНИИ, «Судостроение», № 5, 1967.
 25. Клич С. М. О влиянии асимметрии балансного смесителя СВЧ с однитактным выходом на его характеристики. «Вопросы радиоэлектроники», сер. XII, вып. 2, 1963.
 26. Клич С. М. Модифицирующая схема балансного смесителя СВЧ с однитактным выходом. «Вопросы радиоэлектроники», сер. XII, вып. 2, 1963.
 27. Фрадин А. З., Рыжков Е. В. Измерение параметров антенн. Связьиздат, 1962.
 28. Маттей Г. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. СВЧ фильтры, согласующие цепи и цепи связи, ч. I. «Связь», 1971.
 29. Скворцова Н. Е. Исследование входных сопротивлений и экспериментальная проверка эквивалентной схемы германиевых детекторов в диапазоне 1000—10000 Мгц «Радиотехника и электроника», т. 2, № 3, 1957.
 30. Альтман Дж. Л. Устройства СВЧ. «МИР», 1968.
-