

УДК 621.372.8

Г.И. Шишков¹, А.М. Щитов²

СМЕСИТЕЛИ СВЧ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева¹,
Нижегородский научно-исследовательский приборостроительный
институт «Кварц» им. А.П. Горшкова²

Описаны принципы действия и конструкции смесителей частоты. Приведены методики расчета и проектирования балансных смесителей проходного типа и смесителя с диплексером в диапазоне частот 18-26 ГГц. Рассмотрен вариант двойного балансного смесителя на диапазон 6-18 ГГц. Приведены технические характеристики.

Ключевые слова: радиотехнические приборы, частота, смеситель, сигнал, ослабление.

Введение

Преобразователь частоты – это устройство, осуществляющее трансформацию (перенос) спектра сигнала из одной частотной области в другую.

Одним из важнейших направлений радиотехники является радиоизмерительное. Принцип действия большинства радиоизмерительных приборов СВЧ- и КВЧ-диапазонов основан на использовании преобразователей частоты. Это входные приёмные устройства, преобразующие спектр частот СВЧ-сигналов в диапазон промежуточных частот (ПЧ), где уже осуществляется регистрация и обработка сигналов (в стробоскопических осциллографах, амплифазометрах, анализаторах цепей, анализаторах спектра, частотомерах), выходные устройства, преобразующие информационные сигналы из низкочастотной области в СВЧ-диапазон для передачи к измеряемому объекту (в источниках зондирующих сигналов анализаторов цепей и импульсных рефлектометров, в измерительных генераторах и синтезаторах СВЧ).

Для преобразования частоты СВЧ-сигналов используются полупроводниковые приборы различного принципа действия и назначения, на основе которых разрабатывается необходимая номенклатура преобразователей частоты.

Наибольшее распространение получили диодные преобразователи. До настоящего времени они являются основным типом преобразователей (смесителей) частоты в радиоприёмных устройствах (РПУ) и радиоизмерительной аппаратуре (РИА) сантиметрового (см) и миллиметрового (мм) диапазонов длин волн.

Из обширного класса диодных преобразователей частоты, используемых в технике СВЧ, в данной статье рассматриваются *гармонические смесители (по первой гармонике сигнала гетеродина)*, которые являются входными устройствами высокочувствительных радиоизмерительных приборов (РИП) СВЧ: панорамных приемников, анализаторов спектра, измерителей ослабления с большим (предельным) динамическим диапазоном измерений; а также находят применение для формирования сигналов в сверхширокополосных свип-генераторах в нижнем участке СВЧ-диапазона.

Небалансные смесители

Схема простейшего *небалансного смесителя* (НБС) содержит направленный ответвитель (НО) для сложения колебаний информационного сигнала и сигнала гетеродина, перемножитель на смесительном диоде и полосовой фильтр (ПФ) для выделения преобразованного сигнала (рис. 1).

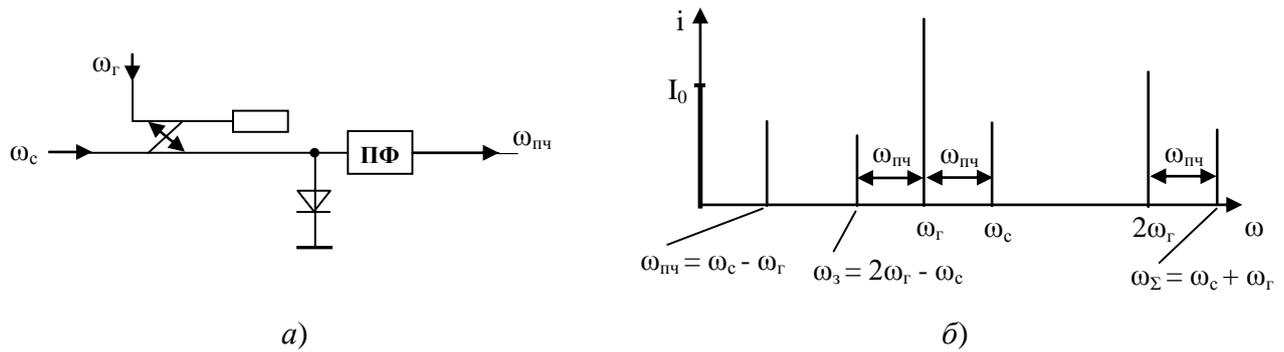


Рис. 1. Схема (а) и спектр (б) колебаний небалансного смесителя

Колебания сигнала $U_c(t) = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ и гетеродина $U_r(t) = U_r \cos(\omega_r t + \varphi_r)$ в схеме сложения образуют биения $U(t) = U_r(t) + U_c(t)$ сложной формы, подаваемые на диод, вольт-амперную характеристику (ВАХ) которого можно аппроксимировать степенным рядом

$$i = a_1 U + a_2 U^2 + a_3 U^3 + a_4 U^4 + \dots \quad (1)$$

В спектре тока диода имеется постоянная составляющая I_0 , гармоники гетеродина, гармоники сигнала и комбинационные составляющие с частотами $|\pm m\omega_c \pm n\omega_r|$, где m и n – целые числа. При условии $U_c \ll U_r \approx 1\text{ В}$ смеситель осуществляет линейное преобразование спектра информационного сигнала. На выходе смесителя фильтр выделяет основной продукт преобразования – разностную (промежуточную) частоту $\omega_{пч} = \omega_c - \omega_r$.

Кроме разностной частоты (рис. 1.), в резистивных смесителях на диодах с барьером Шотки (ДБШ) примерно такую же амплитуду будут иметь колебания суммарной частоты (СЧ) $\omega_\Sigma = \omega_c + \omega_r$ и немного меньшую амплитуду колебания зеркальной частоты (ЗЧ) $\omega_3 = 2\omega_r - \omega_c$. Колебания СЧ и ЗЧ отражаются от диода в сторону входа. Поскольку они несут более половины энергии информационного сигнала, то при их поглощении в согласованном СВЧ-тракте (вентиль или аттенуатор на входе), потери преобразования $L = 10 \cdot \lg P_c / P_{пч}$, где $P_{пч}$ – мощность сигнала промежуточной частоты, будут более 6 дБ. За счет дополнительных потерь на активном сопротивлении диода и просачивании сигнала в тракт гетеродина суммарные потери преобразования НБС могут достигать 8-10 дБ. Благодаря отсутствию отражения амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) согласованного по ЗЧ НБС равномерна в широкой полосе частот, а фазочастотная характеристика (ФЧХ) – линейна.

Для уменьшения потерь преобразования в сигнальный тракт НБС вводят полосовые фильтры (ПФ) и фильтры нижних частот (ФНЧ), пропускающие информационный сигнал и отражающие в соответствующей фазе колебания ЗЧ и СЧ. Располагая фильтры на определенном расстоянии от диода, можно обеспечить условия, при которых продукты вторичного преобразования $\omega_r - \omega_3 = \omega_{пч}$ и $2\omega_r - \omega_\Sigma = \omega_{пч}$ складываются в фазе с основными колебаниями $\omega_{пч}$. Такие устройства называются смесителями с отражением или восстановлением (регенерацией) энергии ЗЧ и СЧ. Их потери преобразования могут быть снижены на ~ 2-3 дБ, но оптимальные фазовые соотношения реализуются, как правило, в узком диапазоне частот, а их АЧХ и ФЧХ неравномерны.

Серьезными недостатками схем НБС являются:

- преобразование (без подавления) амплитудных шумов гетеродина на ПЧ, что значительно увеличивает коэффициент шума ($K_{ш}$);
- высокий требуемый уровень мощности сигнала гетеродина;

- малая развязка входных/выходных трактов; высокий уровень нелинейных и интермодуляционных искажений, что ограничивает его динамический диапазон.

В силу указанных причин НБС в современных РИП СВЧ- и КВЧ-диапазонов практически не используются.

Балансные смесители

Широкое применение находят *балансные смесители*. Они могут быть двухдиодными, двойными балансными, кольцевыми и двойными кольцевыми. Анализ различных вариантов схем балансных смесителей СВЧ и примеры их конструктивного выполнения даны в [1, 2].

Основы обобщенной теории расчета смесителей на ДБШ с определением их передаточных, импедансных и шумовых характеристик подробно изложены в [3-5]. Однако вопросы практического проектирования смесителей с оптимизацией комплекса важнейших для применения в РИП характеристик: широкополосности, равномерности АЧХ и ФЧХ, развязки каналов, минимума КСВН входов/выходов и др., а также вопросы их оптимального использования в разработках РИП в специальной литературе освещены недостаточно.

Современные тенденции проектирования РИП связаны с реализацией входных устройств, включающих в себя: смесители, усилители, фильтры и т.п. – в виде единой большой гибридной интегральной схемы (ГИС). В связи с этим, привлекательны смесители в модульном исполнении или в виде интегральной схемы (ИС) на кристалле, предназначенные для встраивания в ГИС.

В диапазоне частот до 20 ГГц проектирование смесителя СВЧ, не требующего реализации очень высоких (предельных) характеристик по основным параметрам (диапазону частот, потерям преобразования, коэффициенту шума, развязке каналов и т.д.), может осуществляться с применением готовых изделий (модулей, кристаллов) и выполнением рекомендаций изготовителя по подключению и монтажу в ГИС.

Однако применение готовых смесительных модулей или ИС, имеющих, как правило, потери преобразования и $K_{ш}$ на 3-5 дБ хуже предельно достижимых, не позволяет реализовать согласующие цепи для уменьшения потерь преобразования за счет регенерации энергии ЗЧ и СЧ, ввиду наличия встроенных (неизвестных потребителю) согласующих цепей. Часто требования к смесителям РИП таковы, что невозможно подобрать готовый модуль или ИС. Примером таких устройств являются входные модули конверторов (преобразователей частоты) широкополосных РПУ [6-9].

Рассмотрим задачу синтеза смесителей (конверторов) как комплексированных СВЧ-устройств на базе оригинальных микрополосковых конструкций в виде ГИС СВЧ. Сформулируем требования к основным электрическим характеристикам смесителя:

- | | |
|--|-------------------------|
| • диапазон частот: | |
| - по входу СВЧ сигнала | 18 - 26 ГГц; |
| - по входу гетеродина | 32 ГГц; |
| - по выходу ПЧ | 6 - 14 ГГц; |
| • потери преобразования | не более 10 дБ; |
| • требуемая мощность гетеродина | не более 10 дБм |
| • уровень компрессии $\Delta K_p = 1$ дБ | $P_{вх} \geq -10$ дБм ; |
| • подавление зеркального и побочных каналов приёма | не менее 45 дБ. |

Для удовлетворения указанным требованиям будем проектировать балансные смесители на бескорпусных ДБШ или диодных сборках как единый СВЧ-узел совместно с входным и выходным фильтром в соответствии со следующим алгоритмом:

- выбор общей конструкции смесителя;

- выбор структуры и расчет конструктивно-технологических параметров фильтров исходя из требуемых характеристик по подавлению побочных каналов приема;
- комплексирование смесителя и согласующих фильтров в единое СВЧ-устройство и оптимизация его элементов для достижения заданных параметров.

Выбор общей конструкции смесителя является основополагающим этапом проектирования. В специальной литературе [1-5] можно найти много различных вариантов микрополосковых конструкций для реализации смесителя в заданном диапазоне частот. При выборе оптимальной конструкции полезно руководствоваться следующими принципами:

- симметрия схемы;
- ортогональность полей входного СВЧ-сигнала и сигнала гетеродина для увеличения развязки входов;
- простота реализации фильтров;
- максимально простая и широкополосная связь смесительного узла с СВЧ-сигналом и сигналом гетеродина;
- возможность регулировки в рабочем режиме.

Рассмотрим два варианта конструктивного выполнения смесителя:

- *смеситель проходного типа* с формированием противофазного сигнала гетеродина щелевым резонатором (рис. 2);
- *смеситель с дуплексером* по входу СВЧ-сигнала и подачей гетеродина к диодам по волноводно-щелевой линии (рис. 3).

Балансные смесители проходного типа

Конструкция балансного смесителя проходного типа показана на рис. 2.

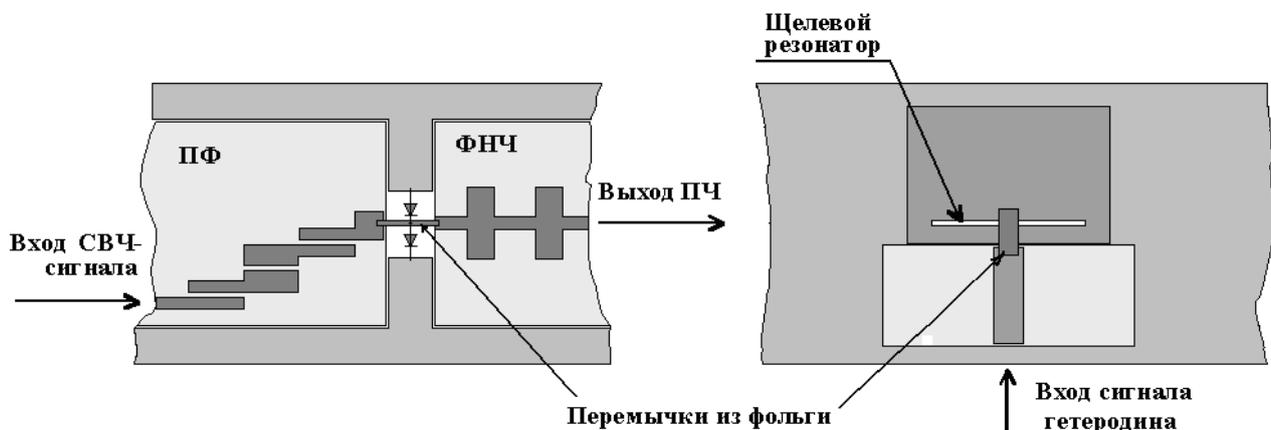


Рис. 2. Смеситель проходного типа

Основа конструкции – последовательное соединение двух микрополосковых фильтров: входного полосового (на связанных полуволновых резонаторах или шлейфового – в зависимости от диапазона частот) и выходного ФНЧ, начинающегося (со стороны диодов) индуктивной секцией. К точке соединения фильтров подключена пара смесительных диодов (разнополярно), другие выводы диодов заземлены. Для противофазного возбуждения диодов сигналом гетеродина он формируется щелевым резонатором (электрическая длина $\lambda_g/2$), выполненным с обратной стороны подложки в экране плат фильтров так, чтобы точки заземления выводов диодов были расположены по разным сторонам резонатора, на краях и посередине длины резонатора. Сигнал гетеродина подается по микрополосковой линии (МПЛ) и возбуждает резонатор с помощью короткозамкнутой перемычки из фольги или разомкнутым шлейфом (в виде антенны). Конструкция смесителя обеспечивает хорошую

развязку между каналом гетеродина и входом СВЧ-сигнала (выходом ПЧ) за счет симметрии и ортогональности электромагнитных полей в линиях. Конструкция удобна для настройки в рабочем режиме.

Расчет характеристик смесителей и его конструктивных элементов проведен с помощью пакета программ автоматизированного расчета СВЧ-устройств *Serenade*. Выбор структуры входного микрополоскового фильтра, типа и толщины подложки определяется возможностью его практической реализации с потерями в полосе пропускания ≈ 1 дБ и уровнем ослабления в требуемых полосах загираания (38-46 ГГц для ослабления зеркального канала и 50-58 ГГц для $f_{\text{пар.}} = 2f_r - f_{\text{пч}}$) не менее 45 дБ.

Заметим, что любая структура микрополоскового ПФ имеет паразитные полосы пропускания в диапазоне частот выше рабочей полосы. Однако, в данном случае это не вызывает необходимости расширять полосу заграждения за счет включения дополнительных ФНЧ, так как входные малошумящие усилители (МШУ), предусмотренные структурой конверторов [9], вносят заметное ослабление (≈ 20 дБ) на частотах выше их рабочего диапазона. Благодаря этому требования к вносимому ослаблению ПФ в полосах приёма по ЗК и выше могут быть ослаблены до 25 дБ, что существенно упрощает процесс расчета и практической реализации ПФ.

Требования к выходным ФНЧ – это минимальные потери в диапазоне частот выходных сигналов и максимальное вносимое ослабление (≥ 50 дБ) в полосе входных сигналов и на частотах гетеродина. Результаты расчета характеристик ПФ и ФНЧ показывают, что оптимальным вариантом представляется реализация фильтров на кварцевой подложке толщиной 0,3 мм, структура ПФ – на четвертьволновых закороченных шлейфах.

Следующий шаг автоматизированного расчета и проектирования – оптимизация конструктивно-топологических элементов смесителя в целом для достижения заданных параметров.

Для оптимизации характеристик смеситель представлялся следующей моделью (рис. 3).

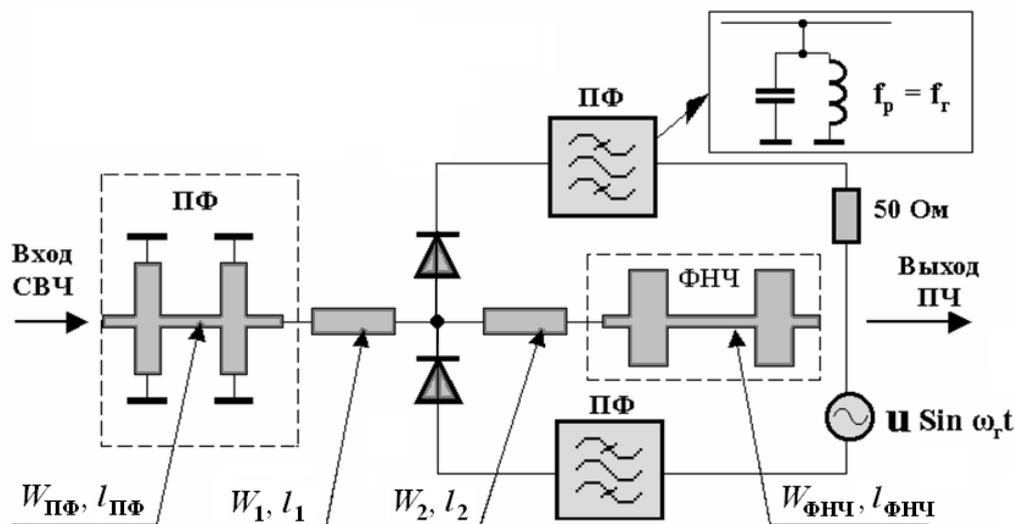


Рис. 3. Модель смесителя проходного типа

Конструктивно-топологические параметры входного ПФ: структура на четвертьволновых закороченных шлейфах и выходного ФНЧ – на индуктивно-емкостных отрезках МПЛ – задаются по результатам предварительного расчета. Между точкой подключения диодов и выходным ФНЧ вводится отрезок МПЛ (W_2, l_2) с целью образования пучности напряжения входного сигнала (на средней частоте) в точке подключения диодов при отражении от ФНЧ.

Между входным ПФ и точкой подключения диодов тоже введен отрезок МПЛ (W_1, l_1) для предотвращения шунтирования входным ПФ напряжения ПЧ. Возбуждение диодов сме-

сителя моделируется подключением источника гетеродина через высокочастотные полосовые фильтры, обеспечивающие беспрепятственное прохождение сигнала гетеродина и короткое замыкание на входе для входного СВЧ-сигнала и выходного ПЧ. Полосовые фильтры в тракте гетеродина являются вспомогательными элементами, смоделированными на сосредоточенных L, C -элементах для имитации реального режима работы смесителя. Оптимизация смесителя заключается в вариации топологических параметров в заданных пределах (длины и ширины отрезков МПЛ $(l_1, W_1), (l_2, W_2)$ и ближайших к точке подключения диодов элементов фильтров $(W_{ПФ}, l_{ПФ}), (W_{ФНЧ}, l_{ФНЧ})$ с целью достижения минимальных потерь преобразования в рабочем диапазоне частот.

Такой подход к расчету смесителя позволяет получить малые потери преобразования на $f_{пч} = f_{\bar{a}} - f_c$ за счет исключения (минимизации) потерь на частотах $f_{пч}' = f_{\bar{a}} + f_c$ и $f_{пч}'' = 2f_{\bar{a}} - f_c$: в процессе оптимизации создаются оптимальные фазовые соотношения отражающих импедансов со стороны фильтров, что способствует вторичному преобразованию сигналов $f_{пч}'$ и $f_{пч}''$ в полезный продукт с частотой $f_{пч}$, – в результате увеличивается уровень выходного сигнала.

В процессе расчета смесителей параметры арсенидо-галлиевых ДБШ ($C_0 = 0,03$ пФ, $R_s = 5,5$ Ом, $I_{max} = 30$ мА, $I_s = 10^{-13}$ А) выбирались соответствующими реальным (АА147Б, диодные микросборки разработки НИИПИ «Кварц»).

Далее приведены результаты расчета и оптимизации смесителя проходного типа диапазона частот 18-26 ГГц (рис. 4 – рис. 7). На рис. 5 IP_3 – интермодуляционная составляющая (интермодуляционные искажения третьего порядка характеризуют верхний предел динамического диапазона смесителя).

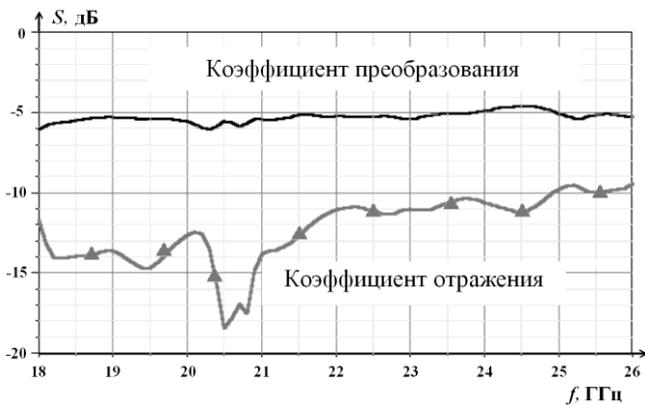


Рис. 4. Коэффициент преобразования и коэффициент отражения

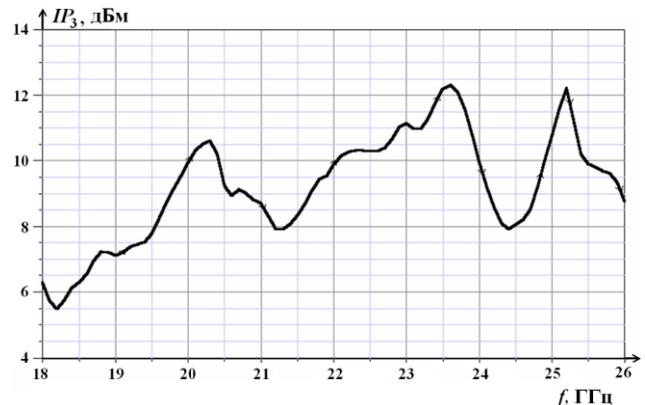


Рис. 5. Зависимость IP_3

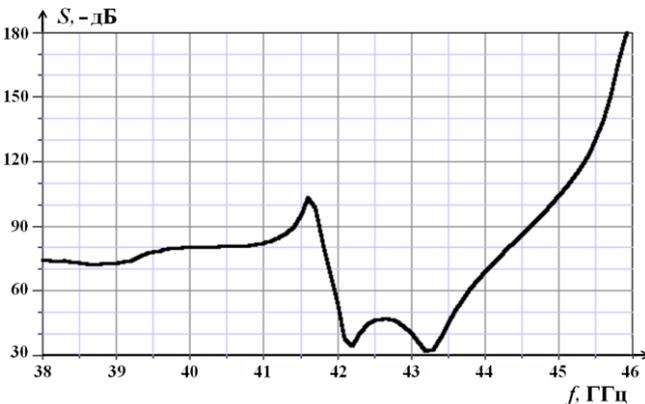


Рис. 6. Относительный уровень ослабления зеркального канала $f_{зк} = 2f_{г} - f_c$; $f_{пч} = f_{зк} - f_{г}$

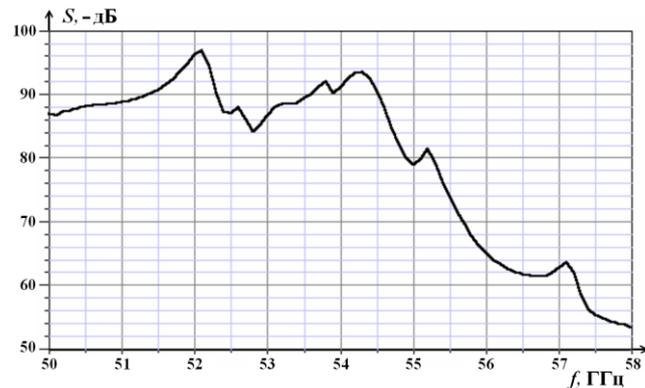


Рис. 7. Уровень ослабления суммарного канала $f_{\square к} = f_{г} + f_c$; $f_{пч} = 2f_{г} - f_{\square к}$

Балансные смесители с диплексером

Конструкция балансного смесителя с диплексером в тракте входного сигнала показана на рис. 8.

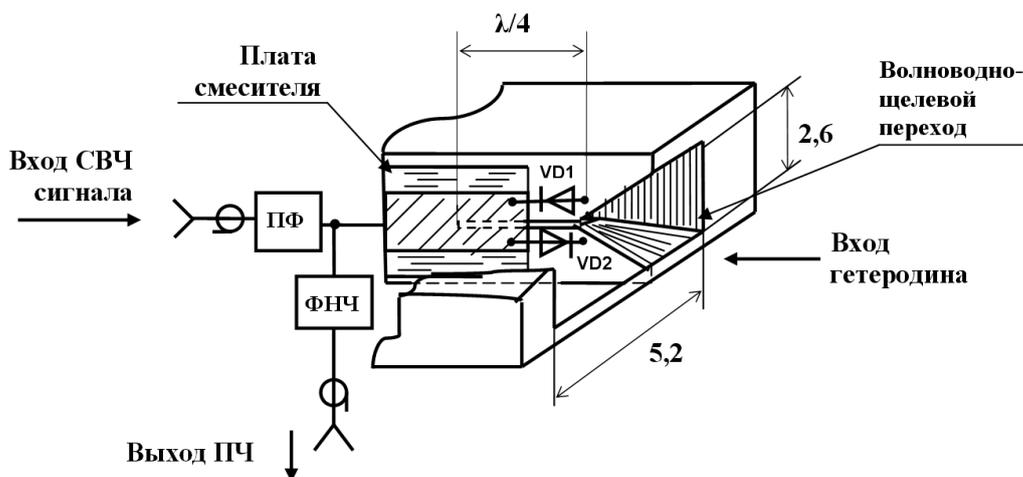


Рис. 8. Разрез конструкции смесителя с диплексером

Входной СВЧ-сигнал подается синфазно на диоды балансного смесителя через полосовой многозвенный фильтр.

Сигнал гетеродина через волноводно-щелевой переход возбуждает короткозамкнутую щелевую линию. К ее точкам, удаленным от короткозамкнутого конца на $\lambda_r/4$, подключены диоды. Входной ПФ и выходной ФНЧ образуют диплексер для развязки каналов смесителя.

Особенностью проектирования смесителей данной конструкции (с диплексером) является необходимость оптимизации топологии диплексера прежде, чем оптимизировать характеристики смесителя.

Результаты расчёта основных характеристик различных типов смесителей сведены в табл. 1.

Таблица 1

Характеристики различных типов смесителей

Характеристики	Смеситель проходного типа	Смеситель с диплексером
Потери преобразования (max), дБ	7	7
Мощность гетеродина P_r (опт.), дБм*	5	6
КСВН входа сигнала (max)	2,1	2,4
Ослабление побочных каналов приёма, дБ: 3К	30	35
$(2f_r - f)$	54	65
Нелинейные искажения:		
Уровень компрессии (1 дБ), дБм	-3,5	-9
Уровень гармонических искажений $f_{пч} = 2(f_r - f_c)$, при $P_c = -10$ дБм, дБс	50	50
Уровень интермодуляционных искажений 3-го порядка (дБс) при $P_{c1,2} = -10$ дБм	31	20

Примечание: дБм – децибел относительно милливатта.

Расчёт показывает, что возможна реализация достаточно малых потерь преобразования (7 дБ с учётом ослабления в ПФ и ФНЧ) при невысоком уровне $P_r = 5$ дБм. Расчётная не-

равномерность АЧХ в полосе 40 МГц не превышает 0,1 - 0,15 дБ. Недостаточное ослабление побочных каналов приёма 20 - 30 дБ наблюдается только в тех участках диапазона частот, где входные МШУ вносят дополнительные потери не менее 30 дБ. Характеристики нелинейных искажений показывают, что максимальный уровень мощности на входе смесителя не должен превышать $-(15 - 20)$ дБм для ослабления интермодуляционных искажений 3-го порядка не менее 50 дБс.

Относительно малый уровень компрессии и подавления гармонических и интермодуляционных искажений связан с минимизацией при расчёте характеристик смесителей требуемого уровня мощности гетеродина ($P_T = 5 - 7$ дБм), что продиктовано минимальными затратами при реализации источников гетеродинных сигналов.

Заметного улучшения характеристик смесителей по нелинейным искажениям можно достичь за счёт смещения рабочей точки на ВАХ диодов внешним источником напряжения с одновременным увеличением P_T на несколько децибел (до $P_T = 10$ дБм). Результаты расчёта интермодуляционных характеристик смесителей при запирающем напряжении смещения диодов 0,5 В и $P_T = 10$ дБм показывают, что минимальное значение IP_3 смесителя проходного типа увеличивается на 7 дБ с 5,5 до 12,5 дБм.

Практически режим с повышенным уровнем подавления нелинейных искажений может быть реализован за счёт включения диодов через резистивно-емкостные цепи (автосмещение) или использование диодов с повышенным потенциальным барьером.

Все основные характеристики различных типов смесителей (проходного типа и с диплексерами) примерно одинаковы и выбор оптимального варианта, очевидно, может быть связан с конструктивными и технологическими особенностями.

Экспериментальные характеристики потерь преобразования спроектированных по результатам расчета смесителей приведены в табл. 2.

Таблица 2

Экспериментальные характеристики смесителей

$F_{вх}$, ГГц		18	19	20	21	22	23	24	25	26
$F_{пч}$, ГГц		14	13	12	11	10	9	8	7	6
Потери преобразования, дБ	Смеситель проходного типа	11,5	11,0	9,3	6,0	8,0	8,4	9,0	6,2	6,8
	Смеситель с диплексером	10,1	7,8	6,0	6,0	6,2	6,4	5,8	5,5	7,4

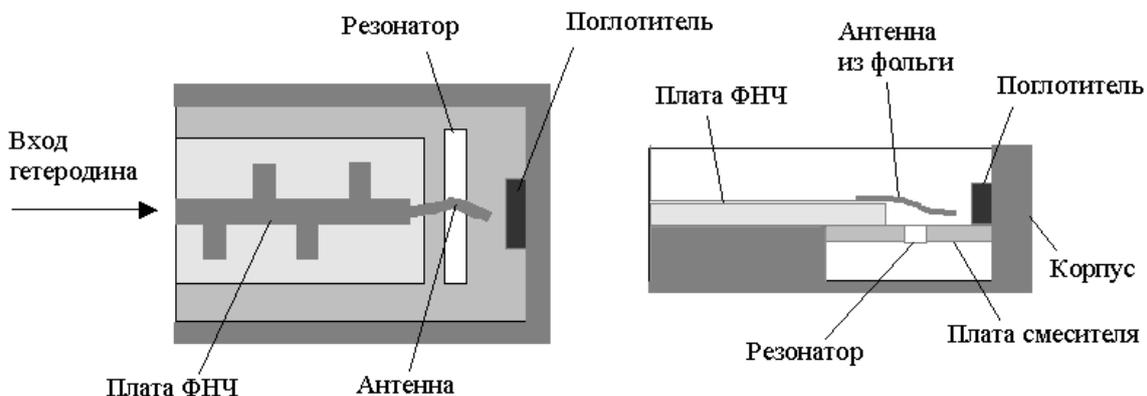


Рис. 9. Эскиз конструкции гетеродинного тракта смесителя 18 - 26 ГГц

Измерения проведены при $P_c = -10$ дБм, $F_r = 32$ ГГц и $P_r = 8,5$ дБм. В смесителях использованы диоды AA147 В, подобранные в пары по вольт-амперным и вольт-фарадным характеристикам. Результаты измерения ослабления побочных каналов приема показывают, что в обоих смесителях с МШУ на входе (18-26 ГГц, $K_p \sim 20$ дБ) зеркальный и паразитные каналы приема $2F_r - F_c$ и $F_c - 2F_r$ ослаблены не менее чем на 60 дБ.

Конструктивной особенностью смесителя проходного типа диапазона частот 18-26 ГГц является способ возбуждения щелевого резонатора, формирующего противофазные сигналы для запитки диодов. Экспериментально установлено, что в данном устройстве возбуждение щелевого резонатора более эффективно не короткозамкнутой перемычкой из фольги, а разомкнутой антенной (рис. 9).

Таблица 3

Экспериментальные характеристики конверторов

Диапазон частот по входу СВЧ сигнала, ГГц	2 – 6	18 – 26	26 – 37	37 – 42
Частота гетеродина, ГГц	16	32	44	48
Диапазон частот по выходу ПЧ, ГГц	10 – 14	6 – 14	7 – 18	6 – 11
Коэффициент передачи, дБ при $P_{вх} \leq -30$ дБм	20,6-22,5	21,5-25,8	19,5-24,2	24,0-25,0
Коэффициент шума, дБ при $P_{вх} \leq -30$ дБм	2,0-2,5	2,5-4,6	2,5-4,0	3,0-4,0
Ослабление побочных каналов приёма, дБ при $P_{вх} \leq -30$ дБм				
Зеркальный канал	50-66	45-90	51-83	68-78
Преобразование $2F_r - F_{пч}$	47-70	> 75 min	62-90	> 80
Преобразование $2F_r + F_{пч}$	–	> 88	–	> 80
Максимальная мощность сигнала ПЧ, мВт при $\Delta K = -1$ дБ	> 2	> 1	> 2	> 2
КСВН входа (max)	1,8	1,5	2,3	1,8
КСВН выхода (max)	2	1,7	1,7	1,7

Следует отметить, что оптимизация конструктивных параметров, в частности, геометрии камеры (корпуса) при возбуждении щелевого резонатора разомкнутой антенной или короткозамкнутой перемычкой, является серьезной электродинамической задачей и требует теоретической проработки, так как система щелевой резонатор с пересекающей его перемычкой является излучающей. Стенки корпуса образуют высокодобротную волноведущую структуру. Для предотвращения нежелательных интерференционных явлений (влияние крышки и стенок корпуса) целесообразно под крышку и в камеру устанавливать поглощающий материал (как показано на рисунке).

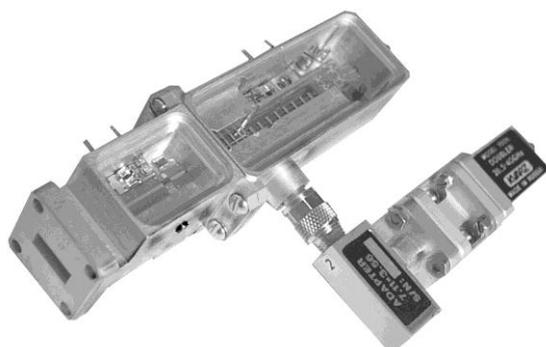


Рис. 10. Входной модуль конвертора 18-26 ГГц

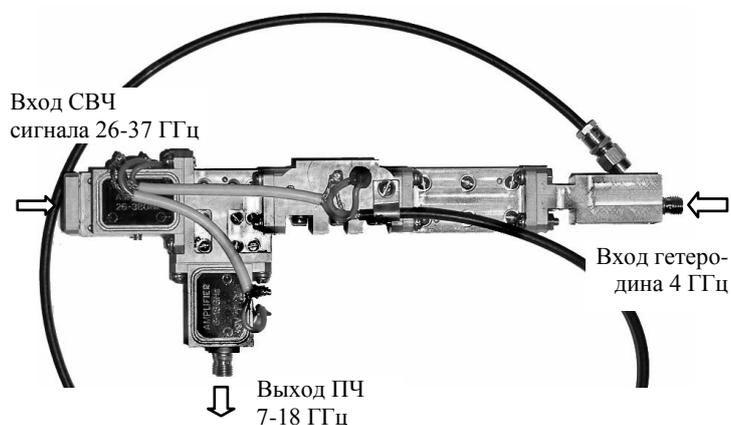


Рис. 11. Входной модуль конвертора 26-37 ГГц

Настройка смесителя производится по реализации минимальных равномерных потерь преобразования в рабочем диапазоне частот и практически сводится к незначительной коррекции топологии плат входного ПФ и выходного ФНЧ установкой пластин ($0,3 \times 0,3$ мм) из индиевой фольги.

С использованием рассмотренной методики спроектированы смесители и на их базе комплект входных широкополосных конверторов (смесители с МШУ на входе и УПЧ на выходе) [6, 7, 9] на диапазон частот 2-42 ГГц. Экспериментальные характеристики входных устройств конверторов приведены в табл. 3.

Внешний вид входных модулей конверторов приведен на рис. 10 и рис. 11.

Двойной балансный смеситель

В качестве первой ступени преобразования частоты высокочувствительных широкополосных РИП (анализаторы сигналов и спектра, панорамные приемники и т.п.) находят применение смесители с перестраиваемым по частоте сигналом гетеродина и относительно высокой фиксированной частотой ПЧ. Проектирование таких смесителей представляет особую сложность в связи с предъявляемыми к ним жесткими требованиями по потерям преобразования в широком диапазоне частот, равномерности АЧХ, высокой степени изоляции каналов, большому динамическому диапазону преобразуемых сигналов с малым уровнем нелинейных искажений и т.п. Примером такого устройства является смеситель широкополосного приемника с $F_c = 6-18$ ГГц, $F_r = 9-15$ ГГц, $F_{пч} = 2,94$ ГГц.

В НИИПИ «Кварц» разработана оригинальная конструкция двойного балансного смесителя, структурная схема которого приведена на рис. 12, внешний вид – на рис. 13. Входной СВЧ-сигнал через кольцевой синфазный делитель мощности Конна подается по МПЛ на две смесительные секции. Сигнал гетеродина с копланарного волновода разделяется двумя щелевыми линиями и противофазно возбуждает пары смесительных диодов. Выходной сигнал ПЧ снимается со средних точек диодов, суммируется в противофазе трансформатором на ферритовом сердечнике, далее усиливается и проходит на выход через ПФ.

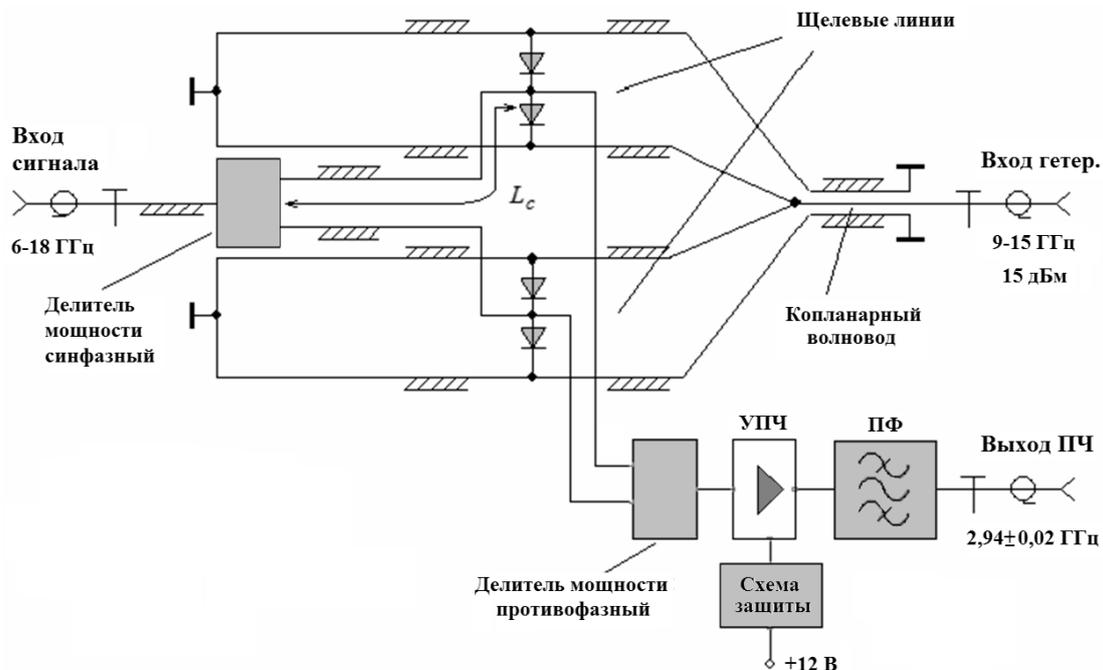


Рис. 12. Структурная схема смесителя 6-18 / 2,94 ГГц

Для эффективного возбуждения сигналом гетеродина щелевые линии замкнуты на расстоянии $L_T = \lambda_{г.ср} / 4$ - четверти длины волны средней частоты гетеродина ($f_{г.ср} = 12$ ГГц).

Волновое сопротивление щелевых линий выбрано $Z_{щ} = 100$ Ом для минимизации коэффициента отражения со входа гетеродинного сигнала. Волновое сопротивление копланарного волновода 50 Ом. Электрическая длина 50-омных микрополосковых линий сигнала от кольцевого делителя мощности до точки подсоединения диодов (L_c) выбирается равной четверти длины волны на частоте ПЧ (2,94 ГГц), что обеспечивает пучность напряжения сигнала ПЧ на диодах и минимум его на сигнальном входе.

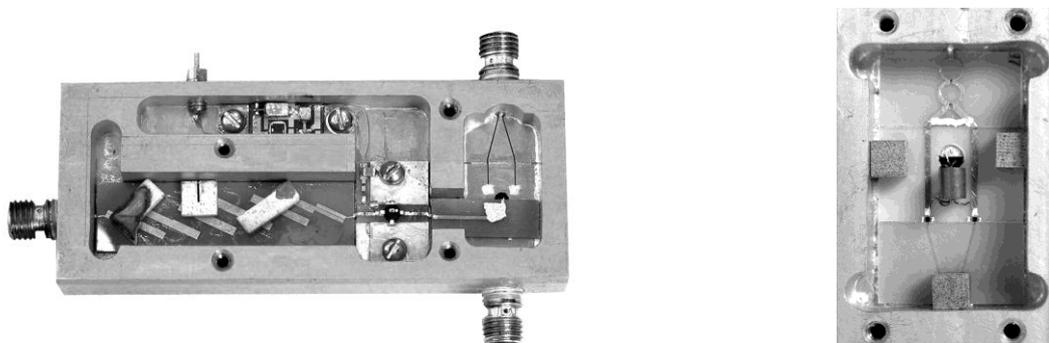


Рис. 13. Внешний вид смесителя 6 – 18 ГГц

В качестве смесительных диодов использованы микросборки из двух диодов (разработки НИИПИ «Кварц») [10].

Усилитель сигнала ПЧ выполнен на микросхеме ERA-3 ф. Mini-Circuits (USA). Полосовой фильтр – микрополосковый на полуволновых связанных резонаторах – изготовлен на высокочастотной керамической подложке с $\epsilon = 40$ с целью уменьшения габаритов. Конструктивно смеситель выполнен в виде микросборки с тремя коаксиальными разъемами 3,5/1,5 мм (гнездо) и НЧ вводом питания +12 В. Габаритные размеры смесителя 70×48×12 мм.

В табл. 4 приведен коэффициент передачи смесителя, измеренный при входной мощности СВЧ-сигнала $\sim 0,1$ мВт и мощности сигнала гетеродина ~ 40 мВт. Частота гетеродина перестраивалась в пределах 9-15 ГГц. Для диапазона входных сигналов 6-12 ГГц $f_{пч} = f_r - f_c$, а для диапазона 12-18 ГГц $f_{пч} = f_c - f_r$.

Таблица 4

Коэффициент передачи смесителя 6-18 ГГц

f_c , ГГц	6	8	10	12	12	14	16	18
f_r , ГГц	8,94	10,94	12,94	14,94	9,06	11,06	13,06	15,06
K_p , дБ	1,0	3,9	5,5	2,3	3,5	4,8	0,7	2,1

Коэффициент преобразования смесителя – в пределах 0,7 - 5,5 дБ. Приведённые результаты получены при подключении к сигнальному входу смесителя вентиля, а к выходу ПЧ – ФНЧ с частотой среза 8 ГГц. Вентиль обеспечивает КСВН устройства не более 1,4 и увеличивает «развязку» между каналами. Собственная «развязка» входов смесителя (гетеродин-сигнал) 20-30 дБ. ФНЧ вносит затухание не менее 40 дБ в диапазоне паразитных полос пропускания ПФ (8-18 ГГц). Поскольку стандартные вентили предназначены для диапазона частот 8-18 ГГц, то на частоте 6 ГГц они вносят ослабление 2-3 дБ, чем и объясняется снижение K_p смесителя на нижней границе частотного диапазона.

Широкая номенклатура смесителей СВЧ, разработанных в НИИПИ «Кварц», представлена в [11].

Библиографический список

1. Твердотельные устройства СВЧ в технике связи / Л.Г. Гассанов [и др.]. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.
2. Радиоприемные устройства / В.Н. Банков [и др.]; под ред. Л.Г. Барулина. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.
3. **Розанов, Б.А.** Приемники миллиметровых волн / Б.А. Розанов, С.Б. Розанов. – М.: Радио и связь, 1989. – 168 с.
4. **Maas, S.A.** Nonlinear Microwave circuits. 1988. – 480 p.
5. **Vendelin, G.D.** Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques. 1990. – 757 p.
6. **Щитов, А.М.** Широкополосные конверторы для радиоприёмных устройств СВЧ диапазона 2-42 ГГц. / А.М. Щитов [и др.] // Радиолокация. Навигация. Связь: сборник докладов XII Международной научно-технической конференции. Воронеж. 2006. Т. 1. С. 642–653.
7. **Щитов, А.М.** Широкополосные преобразователи частоты (конверторы) для радиоприёмных устройств СВЧ-диапазона 1- 42 ГГц. / А.М. Щитов [и др.] // Материалы XV координационного семинара по СВЧ-технике. Нижний Новгород 2007 С. 120-124.
8. **Щитов, А.М.** Широкополосные преобразователи частоты диапазона 40-60 ГГц. Проблемы проектирования / А.М. Щитов [и др.] // Успехи современной радиоэлектроники. 2010. №2. С. 43-51.
9. **Щитов, А.М.** Многофункциональные комплексированные устройства СВЧ – элементная база современной радиоэлектронной аппаратуры / А.М. Щитов [и др.] // Антенны. 2004. Вып. 7 (86). С. 31–39.
10. **Зайцев, Ю.С.** Монолитные диодные пары с барьером Шоттки на GaAs для преобразователей частоты миллиметрового диапазона длин волн / Ю.С. Зайцев [и др.] // Передовой опыт. Горький. 1990. № 3. С. 30–33.
11. Коаксиальные, волноводные и оптические устройства // Каталог НИИПИ «Кварц». – Н. Новгород, 2010.

*Дата поступления
в редакцию 06.05.2012*

G.I. Shishkov, A.M. Schitov

MICROWAVE MIXERS

Nizhny Novgorod stat technical university n.a. R.E. Alexeev

The frequency mixers principle of operation and its designs are describes. It presents the methods for calculation of the balanced transmission-type mixers and the mixer with the diplexer in 18-26 GHz range. In addition, comparative calculated behaviors and experimental results, concordant with a calculation, are obtained.

The article also contains the results of the design of the frequency converters for frequency range 2-42 GHz, based on involved mixers.

Moreover, it considers a variant of the original-structured double balanced mixer for 6-18 GHz range, which has found an application in the broadband panoramic receiver.

Key words: radio devices, frequency, mixer, signal, attenuation.