

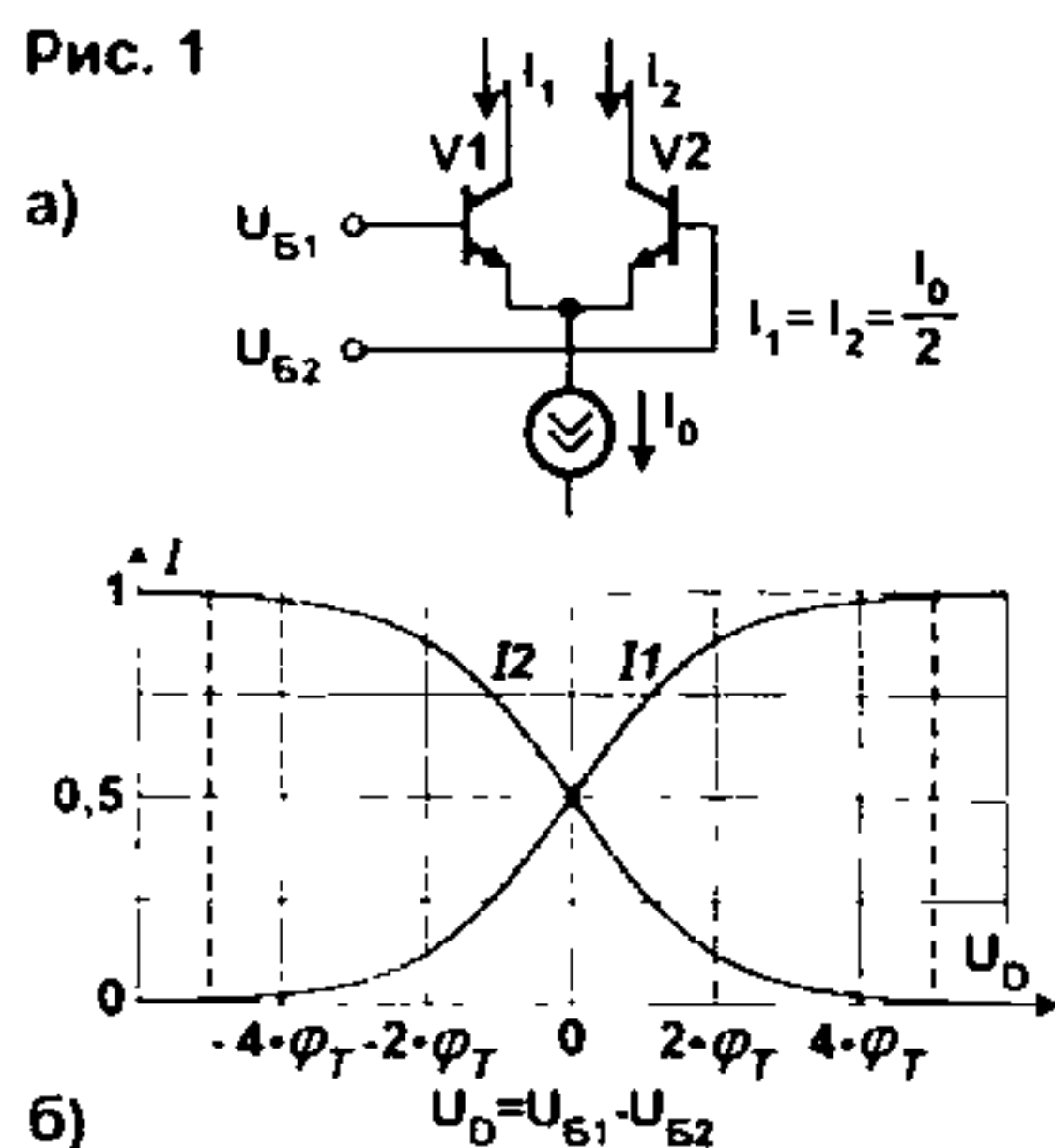
Смеситель с расширенным динамическим диапазоном на микросхеме

Г. АГЛОДИН,
г. Тамбов

K174ПС1

Микросхема K174ПС1 (двойной балансный смеситель) применяется довольно широко, но заложенные в нее возможности используются конструкторами РЗА не в полной мере.

Давайте рассмотрим обычный дифференциальный каскад (рис. 1а) и его характеристику — зависимость коллекторных токов от входного дифференциального напряжения (рис. 1б, [1]). Линейный режим дифференциального каскада имеет место при амплитуде входного дифференциального напряжения менее φ_T (φ_T — температурная разность потенциалов при температуре $+25^\circ\text{C}$ и приблизительно равна 0,026 В), т.е. не



более 0,026 В. Более того, амплитуда входного дифференциального сигнала, при которой коэффициент нелинейных искажений (КНИ) не превышает 1%, должна быть не более [1]:

$$U_{D(am)} = \varphi_T \cdot \sqrt{k(\%) \cdot \frac{48}{100}} =$$

$$= 0,026 \cdot \sqrt{1 \cdot \frac{48}{100}} = 0,018 \text{ (В)}.$$

Далее примем следующие обозначения: $U_{(am)}$ — амплитудное значение напряжения; $U_{(rms)}$ — среднеквадратичное ("root medium square") значение напряжения (используются

и другие названия $U_{(rms)}$ — эффективное или действующее напряжение). Между амплитудным значением и среднеквадратичным выполняется соотношение:

$$U_{(am)} = U_{(rms)} \cdot \sqrt{2} \quad \text{или}$$

$$U_{(rms)} = \frac{U_{(am)}}{\sqrt{2}}.$$

Тогда, соответственно, среднеквадратичное значение входного дифференциального сигнала должна быть не более:

$$U_{D(rms)} = \frac{U_{D(am)}}{\sqrt{2}} = \frac{0,018}{1,414} = 0,0127 \text{ (В)}.$$

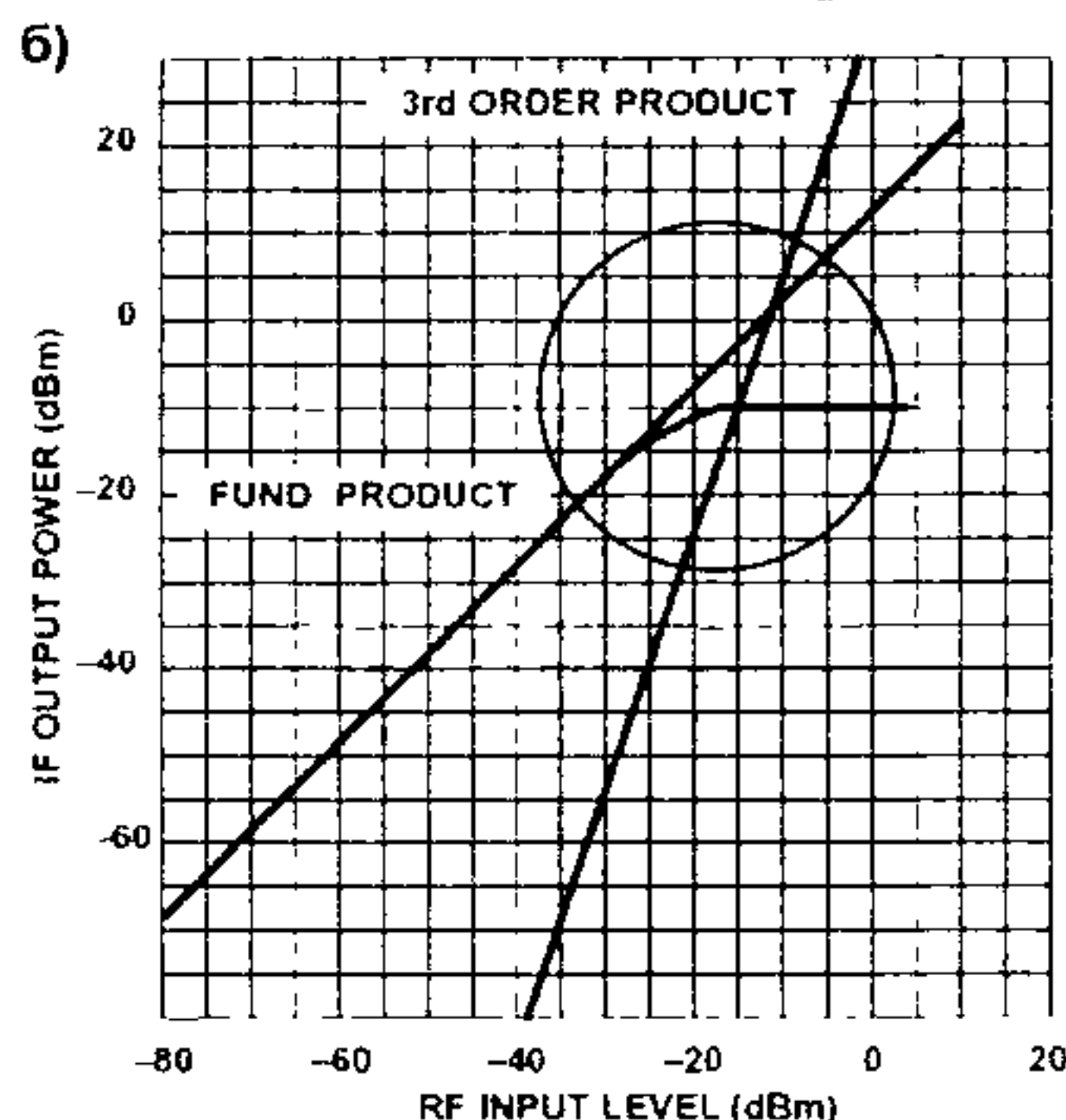
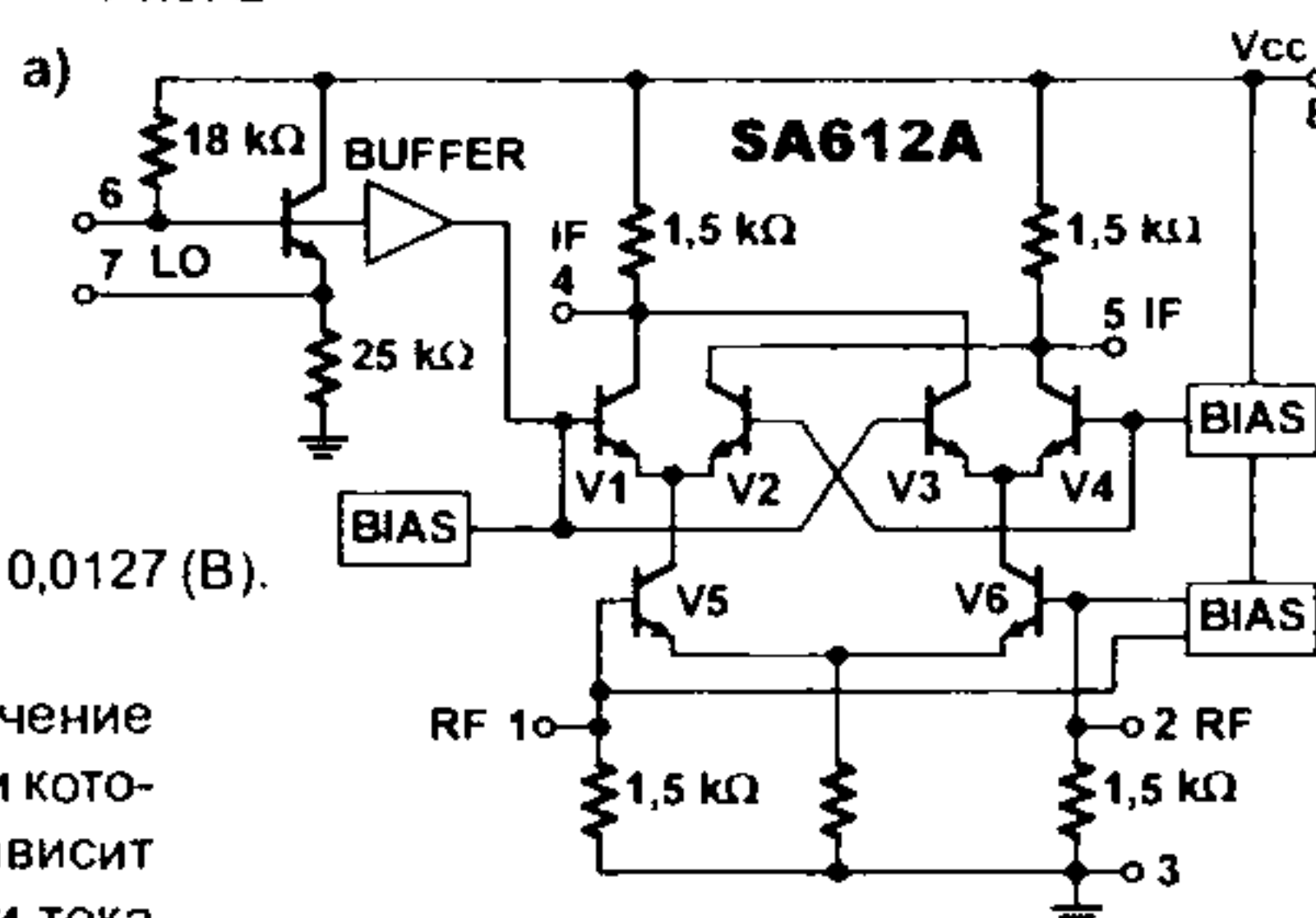
Но что интересно, значение входного напряжения, при котором КНИ равен 1%, не зависит от тока I_0 . При изменении тока I_0 меняется только амплитуда коллекторных токов I_1 и I_2 и, соответственно, амплитуда напряжения на нагрузке, т.е. меняется крутизна дифференциального каскада и его коэффициент усиления.

При входном амплитудном воздействии более $\pm 5 \cdot \varphi_T$ ($\pm 0,13$ В, пунктирные линии на рис. 1б) дифференциальный каскад приобретает свойства токового ключа без захода в ключевой режим по напряжению, который имеет эффект насыщения. В один момент времени весь ток генератора тока I_0 протекает через V1 (рис. 1а), а в следующий момент времени — через V2. У токовых ключей отсутствует насыщение и, соответственно, время рассасывания неосновных носителей в р-п-переходах, что позволяет токовым ключам иметь максимальное быстродействие. Это свойство широко используется в эмиттерно-

связанной логике серий K100, K500, K1500, которая имеет быстродействие 1,5 — 3,5 нс.

А сейчас давайте сделаем не большое отступление и рассмотрим схему (рис. 2а) и динамические характеристики (рис. 2б из [2]) микро-

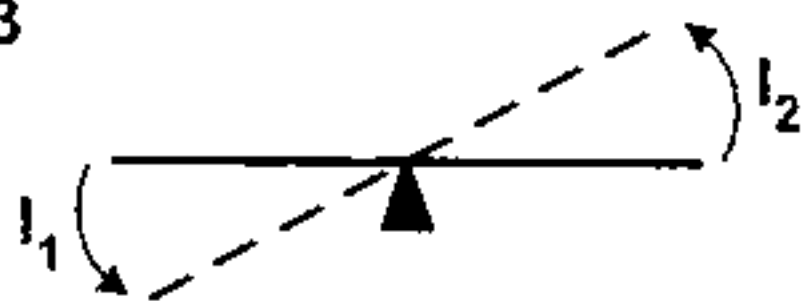
Рис. 2



схемы SA612A фирмы NXP. Микросхема представляет собой двойной балансный смеситель на дифференциальных каскадах с перекрестными связями (так называемую "ячейку Гильберта"). В первую очередь необходимо обратить внимание на то, что у нижнего дифферен-

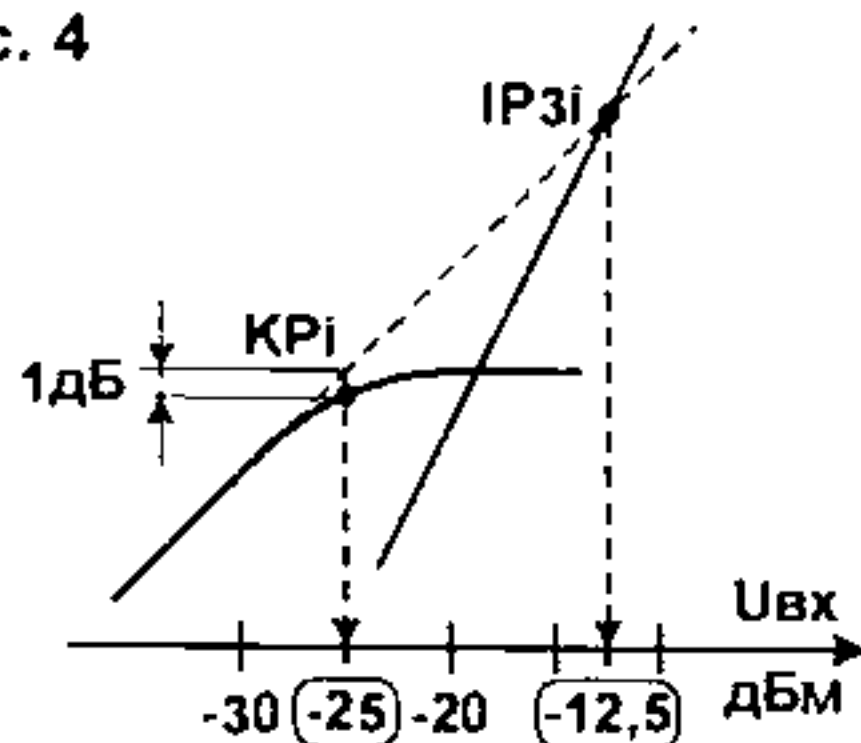
циального каскада V5 и V6 (рис.2а). куда подается входной сигнал (выводы 1 и 2), эмиттеры соединены. Это исключает возможность изменять коэффициент передачи нижнего дифференциального каскада и всего смесителя в целом. Далее отметим, что напряжение гетеродина ("Local Oscillator") через буфер подается на верхние дифференциальные каскады V1, V2 и V3, V4 (точнее, на транзисторы V1 и V3, но за счет эмиттерных связей токи гетеродина также протекают и в транзисторах V2 и V4). Дифференциальный каскад можно представить в виде "равноплечного коромысла" (рис.3). Если у одного транзистора ток уменьшается, то у другого — увеличивается, независимо от того, пода-

Рис. 3



ется ли входной сигнал на один транзистор дифференциального каскада или на оба транзистора.

Рис. 4



На рис.4 показаны те же динамические характеристики микросхемы SA612A, но в увеличенном масштабе. По формуле

$$U_{(rms)} = \sqrt{10^{\left(\frac{KPi(dBm)}{10}\right)} \cdot R \cdot 0,001} = (1) = 0,0126 (В).$$

можем определить уровень среднеквадратичного напряжения (здесь $R = 50 \text{ Ом}$, $0,001$ — это 1 мВт).

Подставив в формулу (1) численные значения KPi для микросхемы SA612A, получаем максимальное значение среднеквадратичного

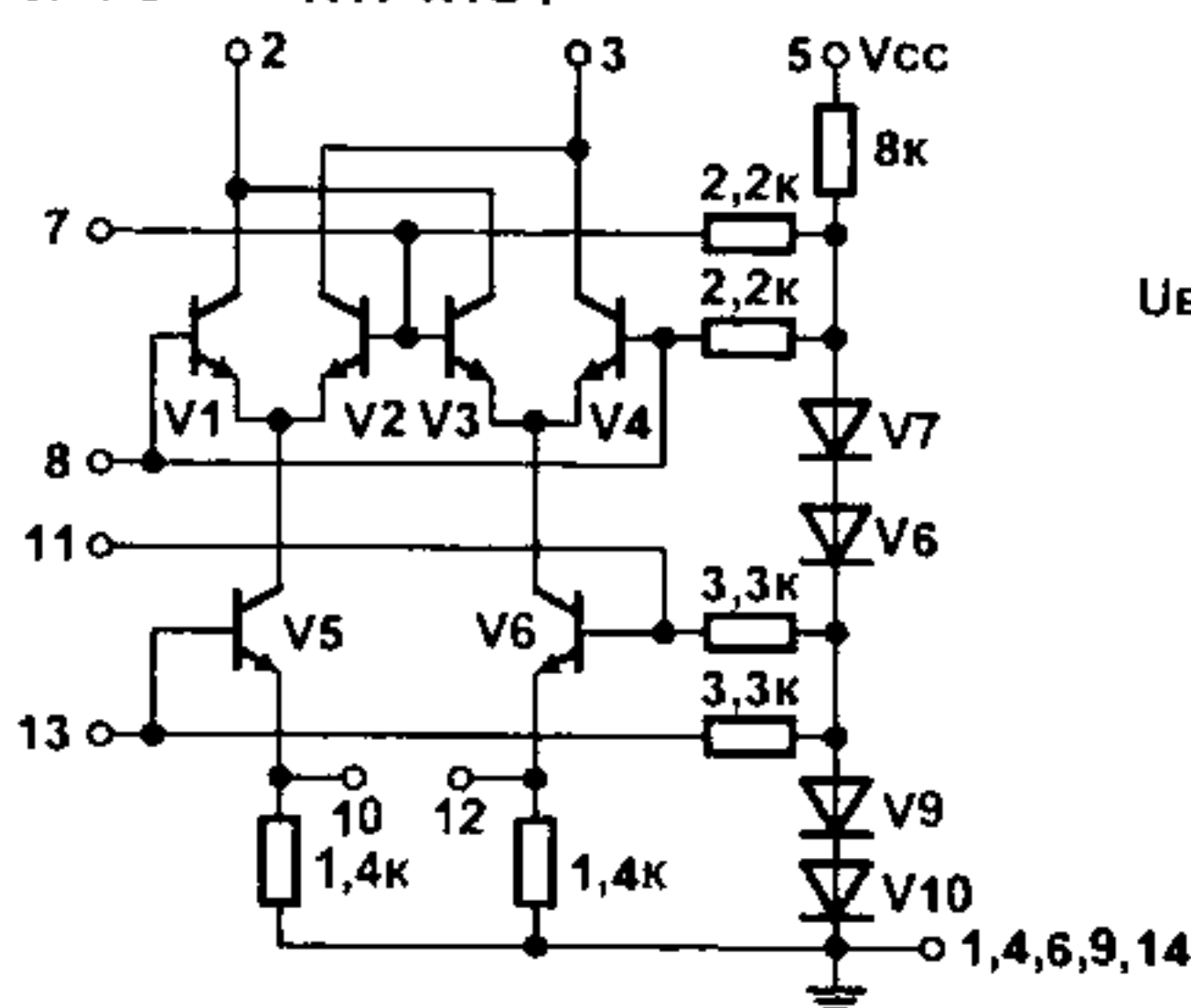
входного напряжения, при котором наступает ограничение:

$$U_{MAX SA612A(rms)} = \sqrt{10^{\left(\frac{-25}{10}\right)} \cdot 50 \cdot 0,001} = 0,0126 (В).$$

Вычисленное значение максимального входного напряжения для микросхемы SA612A практически совпадает со значением для дифференциального каскада при коэффициенте нелинейных искажений 1%. Этого и следовало ожидать, поэтому для работы микросхемы SA612A без существенных искажений максимальный уровень входного сигнала не должен превышать 12 мВ .

Микросхема K174ПС1, схема которой приведена на рис.5, имеет структуру, аналогичную SA612, но ее отличительной особенностью является отсутствие эмиттерной связи нижнего дифференциального каскада (V5 и V6). Соединяя выводы 10 и 12 между собой или устанавливая между ними резистор обратной связи, можно изменять коэффициент

Рис. 5 K174ПС1



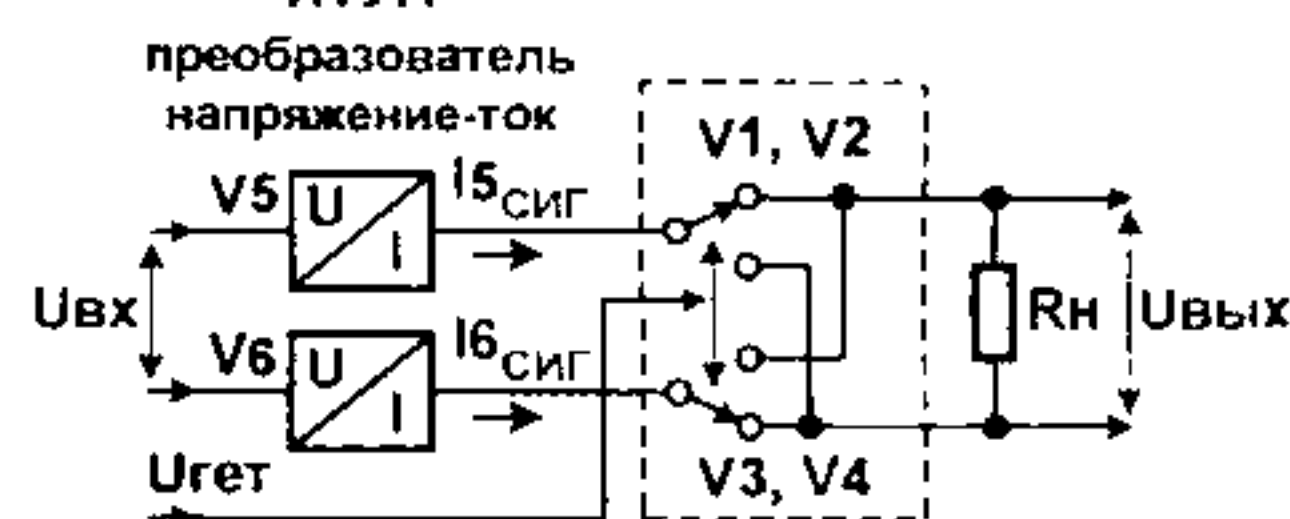
передачи всего смесителя. Для микросхемы K174ПС1 напряжение гетеродина также необходимо подавать на верхние дифференциальные каскады (V1, V2 и V3, V4), т.е. на выводы 7 и 8, а входной сигнал — на нижний дифференциальный каскад (V5, V6), т.е. на выводы 11 и 13.

Для обеспечения оптимального режима работы смесителя по критерию минимума нелинейных и интермоду-

ляционных искажений выходного сигнала необходимо, чтобы токопитающий каскад работал в линейном режиме [1]. В K174ПС1 для верхнего сдвоенного дифференциального каскада с перекрестными связями токопитающие каскады выполнены на транзисторах V5 и V6 (рис.6). Такой режим работы смесителя отличается высокой чистотой спектра выходных токов, в котором содержатся только две основные комбинационные составляющие с частотами $f_{ГЕТ} - f_{СИГ}$ (или $f_{СИГ} - f_{ГЕТ}$) и $f_{ГЕТ} + f_{СИГ}$ (сигналы с частотами $f_{ГЕТ}$ и $f_{СИГ}$ также присутствуют, но они подавлены на -35 — -40 дБ и ими можно пренебречь).

Если подать сигнал гетеродина на транзисторы V5 и V6, а входной сигнал — на V1, V2, V3 и V4, то параметры микросхемы K174ПС1 резко ухудшаются, и все идеи, заложенные Barrie Gilbert в "ячейку Гильберта", остаются нереализованными. Поводом для неправильного включения K174ПС1, по всей видимости, послужили справочники по микро-

Рис. 6 ИТУН



схемам, где приведены схемы УКВ конвертера, в котором симметричный LC-генератор выполнен на нижнем дифференциальном каскаде (V5 и V6). Это, наверно, "по аналогии" и стало причиной неправильной подачи сигнала гетеродина на микросхему.

При уровне напряжения гетеродина $U_{ГЕТ(am)} > (7 - 12) \cdot \phi_T (> 180 - 320 \text{ мВ(am)} \text{ или } > 125 - 225 \text{ мВ(rms)})$ верхний сдвоенный дифференциальный каскад V1, V2, V3 и V4 работает как переключатель тока, и его коэффициент передачи становится практически равным $2/\pi (=0,6366)$. Дальнейшее повышение уровня сигнала гетеродина не дает прироста

эффективности смесителя. В этом случае общая крутизна преобразования всего смесителя:

$$S_{\text{пр}} = \frac{2}{\pi} \cdot S_{(V5, V6)},$$

где $S_{(V5, V6)}$ — крутизна дифференциального токопитающего каскада.

Для К174ПС1 крутизна $S_{(V5, V6)}$ зависит от тока токопитающего каскада и от способа подключения выводов 10 и 12 (рис.5). По техническим условиям на микросхему К174ПС1 [3], суммарный ток транзисторов V5 и V6 не должен превышать 6 мА, т.е. ток каждого транзистора V5 или V6 не должен превышать 3 мА. Минимальный ток определяется сопротивлением внутренних резисторов (1,4 кОм).

Возможны различные способы подключения выводов 10 и 12 (на рис.7 приведены наиболее распространенные варианты, но могут быть и другие). Так, при включении выводов 10 и 12 как показано на

Рис. 7

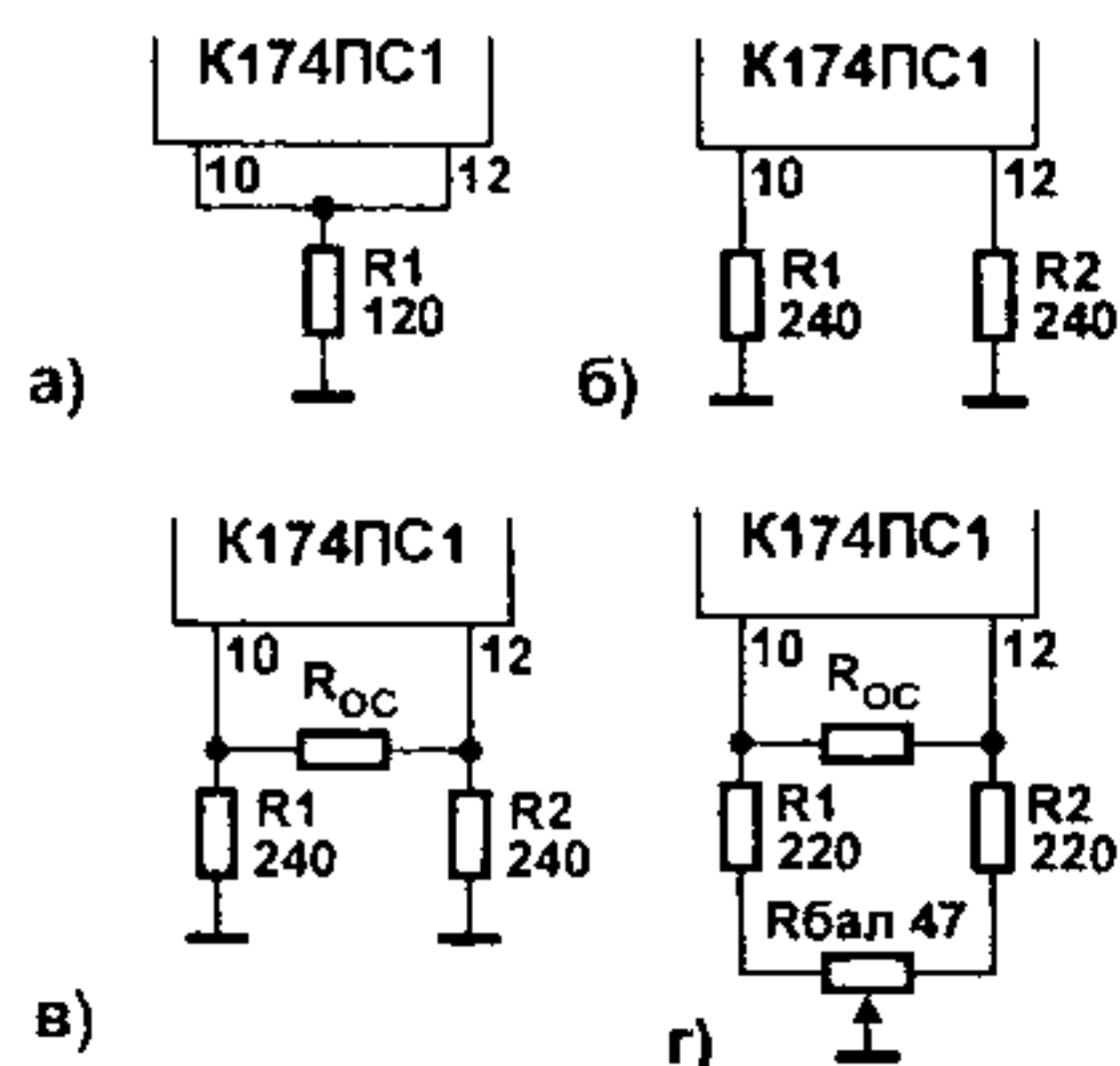


рис.7а, микросхема имеет малый динамический диапазон (максимальный входной уровень KPi — не более 12 мВ, как у SA612A), но максимальное усиление. Суммарный ток транзисторов V5 и V6 определяется результирующим значением параллельно соединенных резисторов R1 и двух внутренних резисторов (1,4 кОм) и составляет ориентировочно 5,8 — 5,9 мА. Коэффициент преобразования можно изменять путем изменения сопротивления резистора R1 (вплоть до его полного исключения), но оставлять при

этом выводы 10 и 12 соединенными между собой.

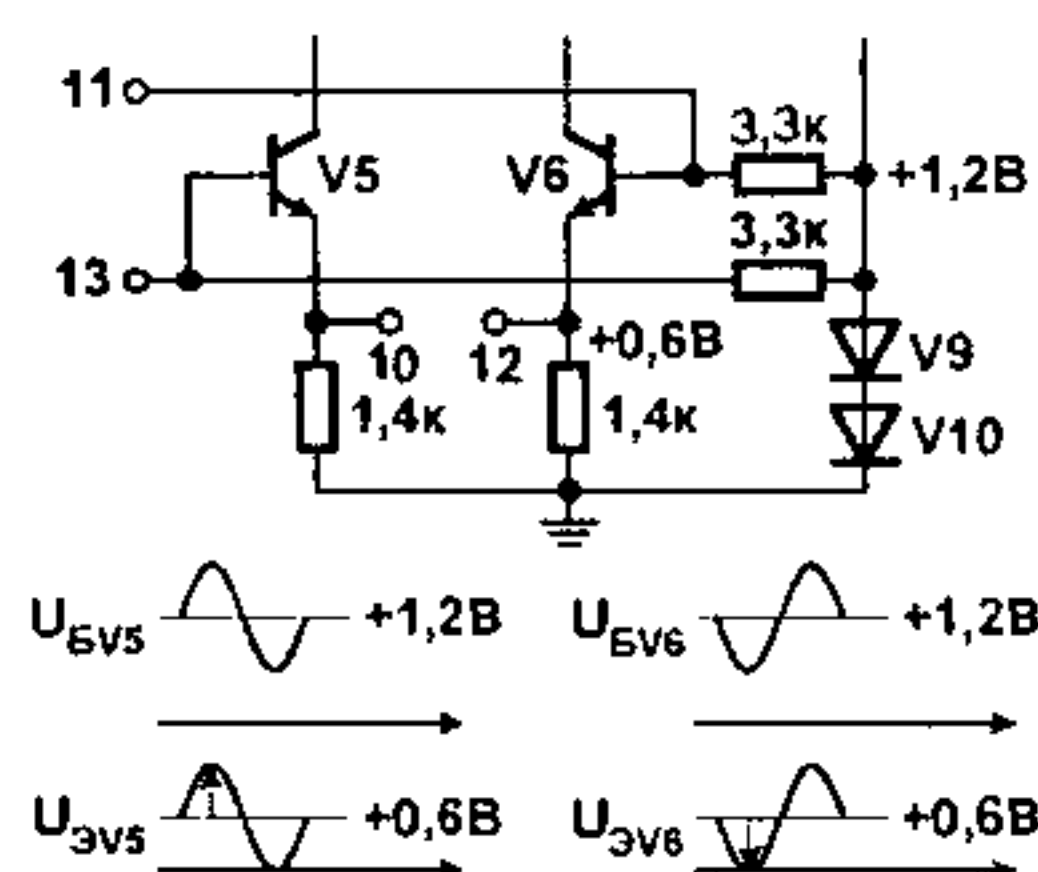
Подключив к выводам 10 и 12 резисторы R1 и R2 (рис.7б), получим максимальный динамический диапазон, но минимальный коэффициент преобразования. Коэффициент преобразования также можно менять изменением сопротивления резисторов R1 и R2.

Добавив к предыдущему варианту резистор обратной связи (рис.7в), получим промежуточный вариант между схемами, приведенными на рис.7а и рис.7б, и средние показатели коэффициента преобразования и динамического диапазона. При уменьшении сопротивления резистора R_{OC} возрастает коэффициент преобразования, но уменьшается динамический диапазон. При увеличении сопротивления R_{OC} ситуация меняется на обратную.

Схема, приведенная на рис.7г, отличается от предыдущей наличием балансирующего резистора R_{бал}. Сопротивление этого резистора должно составлять 10 — 15% от суммарного сопротивления резисторов R1 и R2.

Рассмотрим подробнее схему (рис.7б), имеющую максимальный динамический диапазон. Транзисторы V5 и V6 являются источниками тока управляемыми напряжением (ИТУН) и работают практически линейно, пока потенциал на эмиттере не станет равен нулю (рис.8). Амплитуда дифференциального сигнала равна удвоенному значению амплитуды сигнала, поступающего на каждый вход (базу) транзисторов V5 и V6 (выводы 11 и 13) и равна 1,2 В.

Рис. 8



Среднеквадратичное значение дифференциального входного напряжения:

$$U_{BX(rms)} = \frac{1,2}{\sqrt{2}} = 0,848 \text{ (В)}.$$

При этом максимальное теоретическое значение точки KPi:

$$KPi(\text{дБ}) = 10 \cdot \log \left(\frac{U_{BX(rms)}^2}{R \cdot 0,001} \right) =$$

$$= 10 \cdot \log \left(\frac{0,848^2}{50 \cdot 0,001} \right) = 11,5 \text{ (дБм)}.$$

Но данное расчетное значение не учитывает нелинейные эффекты в полупроводниковой структуре р-п-переходов транзисторов V5 и V6.

Для измерения динамических характеристик микросхемы была собрана макетная схема (рис.9а). На кварцевых резонаторах BQ1 и BQ2 собран двухзвенный полосовой фильтр с полосой пропускания 400 ± 50 Гц, который совместно с милливольтметром ВЗ-38 образует селективный милливольтметр на фиксированную частоту. Рабочая полоса милливольтметра ВЗ-38 — от 45 Гц до 5 МГц, так что он вполне успешно работает на частоте 1024 кГц. Коэффициент передачи смесителя от точки "а" до точки "б" составляет примерно 1,1 — 1,2 и определяется нагруженным резонансным сопротивлением параллельного контура $R_{oe.н} = 2,2 — 2,4$ кОм и коэффициентом включения p . Коэффициент включения $p \approx 0,33$ рассчитывается исходя из сопротивления резистора R1 и необходимого $R_{oe.н}$. Резистор R1 выполняет две функции. С одной стороны, он является согласующим для фильтра, с другой — нагрузкой параллельного LC-контура. Элементы R1, C1 и R2 рассчитываются согласно методике, приведенной в [4], и при необходимости подстраиваются при регулировке фильтра.

С генератора G1 подается напряжение 8 — 12 мВ частотой 7000 кГц ($f_{\text{сиг}}$), и, учитывая коэффициент передачи сумматора W, равный -6 дБ (схема сумматора приведена на рис.9б), напряжение в точке "а" (рис.9а) составит 4 — 6 мВ. А так как

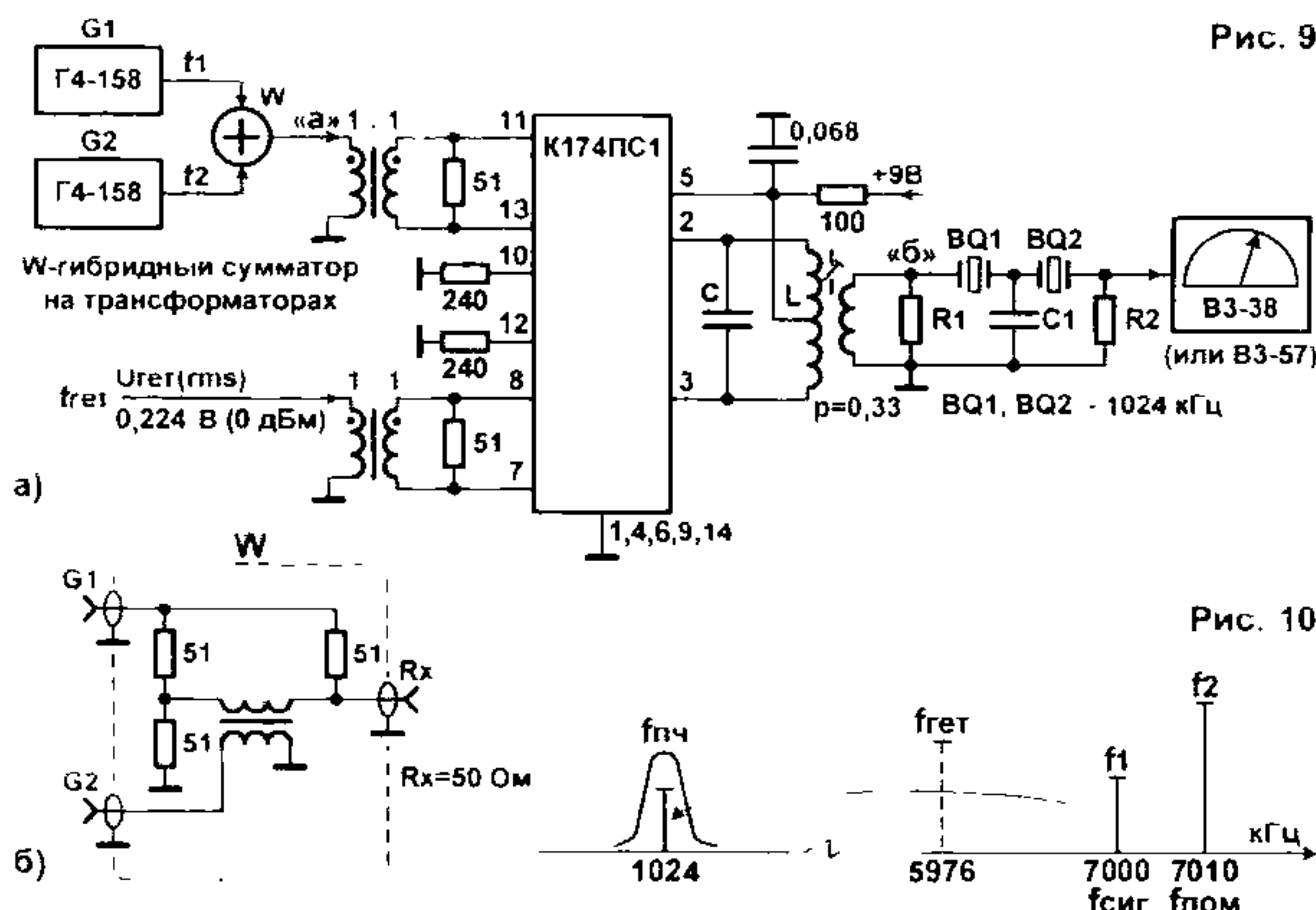


Рис. 9

на той, которая применяется при работе с прибором "Динамика" [6]

Естественно, смеситель выполненный по схеме, приведенной на рис.9а, не может конкурировать со смесителями большого уровня (например, на диодах или мощных МОП-транзисторах). Но при небольшой мощности гетеродина (0 дБм, $=0,224 \text{ мВ(гмс)}$), малой потребляемой мощности от источника питания и приемлемых параметрах точек КРi и IP3i в некоторых случаях смеситель на К174ПС1 может найти вполне эффективное применение (например, в QRP-аппаратуре, где велики требования по ограничению потребляемой мощности). Более того, такой смеситель успешно можно использовать в качестве 2-го смесителя в трансиверах с двойным преобразованием или в качестве смесительного детектора.

Рис. 10

коэффициент передачи всего устройства близок к единице, показания милливольтметра также будут в пределах от 4 до 6 мВ. При помощи точной подстройки уровня сигнала генератора G1 необходимо установить на милливольтметре 5 мВ. На вход гетеродина подают сигнал с уровнем 0,224 мВ(гмс) и частотой 5976 кГц (распределение сигналов на частотной оси показано на рис.10).

Далее с генератора G2 (рис.9а) подают сигнал частотой 7010 кГц (или 6990 кГц) и постепенно увеличивают уровень сигнала до тех пор, пока показания милливольтметра не уменьшатся с 5 до 4,5 мВ. Это будет соответствовать падению усиления на 1 дБ. При этом с генератора G2 снимают показания уровня сигнала, делят на 2 (деление на 2 учитывает коэффициент передачи сумматора W) и вычисляют в децибел-милливаттах уровень насыщения (блокирования), соответствующий КРi относительно точки "а"

В таблице приведены экспериментальные данные, полученные с помощью описанной макетной схемы.

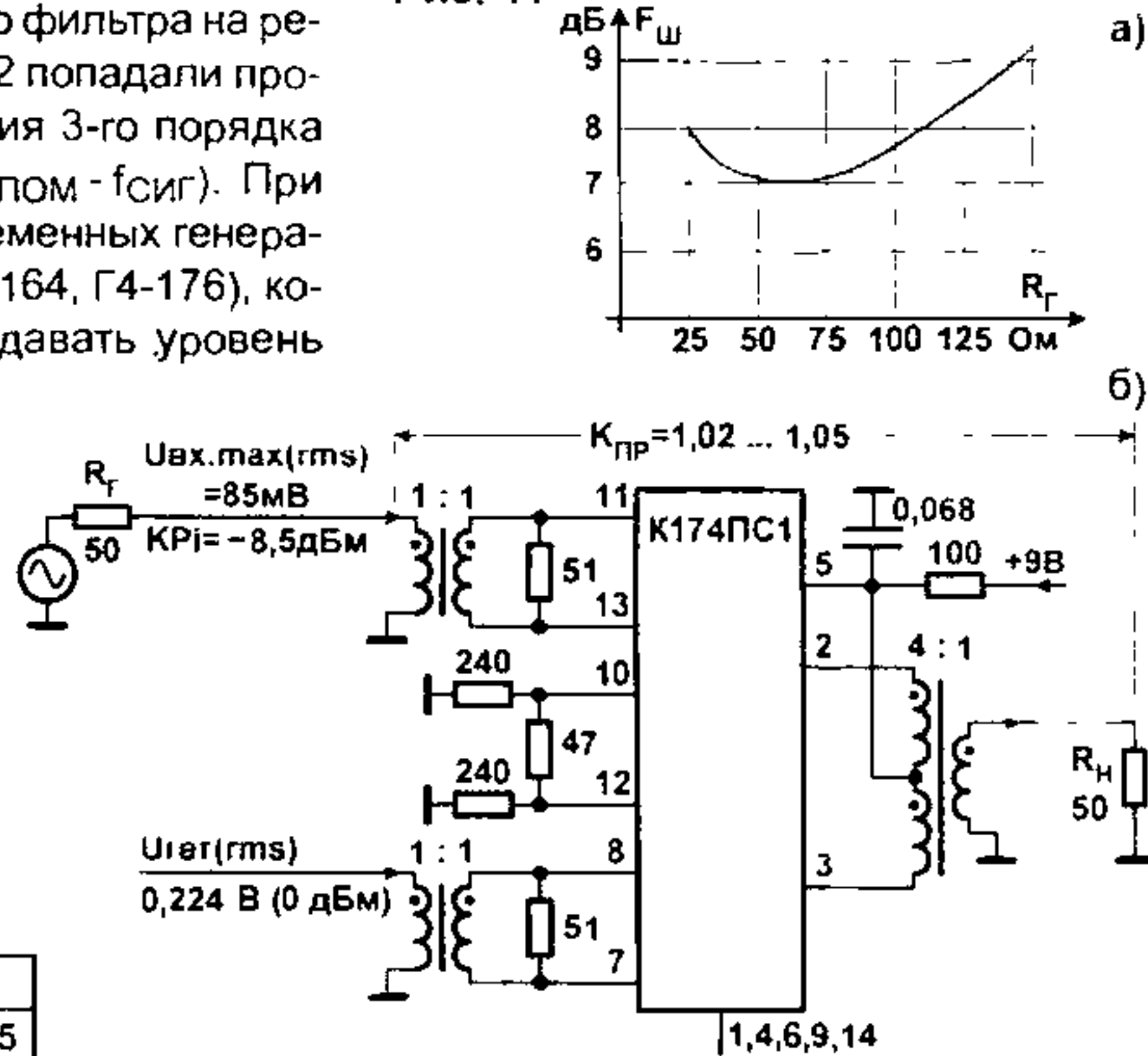
Из данных таблицы видно, что значение КРi зависит не только от вход-

ного уровня, но и от частоты (правда, зависимость КРi и IP3i от частоты выражена менее явно)

При помощи схемы, приведенной на рис.9а, можно измерить значение точки пересечения 3-го порядка IP3i, но для таких микросхем как SA612А и К174ПС1 (и им подобных, например, 174ПС2, К174ПС4) точка IP3i, как правило, находится на 12 — 13 дБ выше КРi. При измерении значения точки IP3i частоты входных сигналов и гетеродина необходимо располагать таким образом, чтобы в полосу прозрачности полосового фильтра на резонаторах ВQ1 и ВQ2 попадали продукты преобразования 3-го порядка ($2 \cdot f_{\text{сиг}} - f_{\text{пом}}$ или $2 \cdot f_{\text{пом}} - f_{\text{сиг}}$). При использовании современных генераторов (например, Г4-164, Г4-176), которые позволяют задавать уровень сигнала сразу в децибел-милливаттах, измерение динамического диапазона по интермодуляции и точки пересечения 3-го порядка IP3i упрощается, а сама методика измерения аналогич-

Согласно техническим данным на микросхему К174ПС1 [3], минимальный коэффициент шума ($F_{\text{ш}} = 7 \text{ дБ}$) имеет место при сопротивлении источника сигнала ($R_{\text{Г}}$) от 50 до 75 Ом (рис.11а). Это позволяет использовать микросхему К174ПС1 в 50-омных трактах аппаратуры (рис.11б). Микросхема К174ПС1 работает на сопротивление 200 Ом, коэффициент трансформации сопротивлений — 4:1

Рис. 11



Частота сигнала (f1), МГц	7	15	20	30
КРi, дБм	+6,5±0,5	+6,5±0,5	+6,0±0,5	+5,5±0,5

Резистор сопротивлением 47 Ом, подключенный между выводами 10 и 12, обеспечивает коэффициент преобразования смесителя $K_{\text{пр}} = 1,02 - 1,05$, но, с другой стороны, подключение этого резистора приводит к снижению динамических характеристик смесителя ($KPI = -8,5$ дБм). При чувствительности приемного тракта 0,3 мкВ ($P_{\text{чув}} = -118$ дБм) предложенный смеситель (рис 11б) ориентировочно обеспечит следующие параметры динамического диапазона по блокированию (DD_1) и по интермодуляции (DD_3):

$$DD_1 = KPI - P_{\text{чув}} = -8,5 - (-118) = -109,5 \text{ (дБ)}.$$

$$IP3_1 \approx KPI + 12 = -8,5 + 12 = 3,5 \text{ (дБм)},$$

$$DD_3 = \frac{2}{3} \cdot (3,5 - (-118)) = 81 \text{ (дБ)}.$$

Такие параметры вполне достаточны для легкой и переносной аппаратуры среднего класса.

1. Функциональные устройства на микросхемах. Под. ред. В.Найдерова - М. Радио и связь, 1985.
2. www.NXP.com / SA612A
3. K174ПС1 6K0.348.678 ТУ, 174ПС1 6K0.347.175-05 ТУ
4. В. Жалнераускас. Кварцевые фильтры на одинаковых резонаторах — Радио, 1982, №№ 1-2

Другие методы повышения линейности структур, подобных SA612A и K174ПС1, на основе нешумящей отрицательной обратной связи, реализованной при помощи широкополосных трансформаторов, изложены в [5].

5. С.Задорожный. Использование не имеющей затухания цепи отрицательной обратной связи при построении малошумящих активных двойных балансных смесителей с высокой линейностью. — Схемотехника, 2007, №11
6. В.Скрыпник. Приборы для контроля и налаживания радиолубительской аппаратуры. — М.: Патриот, 1990.

НАДЕЖНОСТЬ ГЕНЕРАТОРНЫХ ЛАМП

(Окончание. Начало в №№6-7/09)

Электролитический пробой изоляции обусловлен диффузией ионов вольфрама из нити накала сквозь слой изоляции и образованием химического соединения с плохими изоляционными свойствами. Вследствие этого между нитью накала и изоляцией образуются проводящие участки, которые шунтируют отдельные участки подогревателя, уменьшают его сопротивление и приводят, в свою очередь, к повышению мощности накала и температуры катода. Старение изоляции резко ускоряется при повышенной температуре катода и положительном потенциале подогревателя. Поэтому, для предотвращения электролитического пробоя катода, он должен иметь отрицательный потенциал и возможно более низкую рабочую температуру.

Другая основная причина внезапного отказа мощных генераторных ламп — электрический пробой вакуумной изоляции междуэлектродных промежутков. Междуэлектродная электрическая прочность зависит от расстояния между электродами, их формы, состояния и температуры их поверхности, величины, вида и длительности воздействия приложенного напряжения, емкости и сопротивления цепи пробоя.

Напряжение пробоя в электровакуумных приборах почти не зависит от изменения давления остаточных газов (примерно от 10^{-7} до 10^{-2} Па). Только при очень низком вакууме электрическая прочность междуэлектродных промежутков резко падает, и между электродами возникает тлеющий разряд. При приближении напряжения на электродах к пределу электрической прочности междуэлектродного промежутка, с микровыступов остroконечной формы на электродах начинается автоэлектронная эмиссия, появляется и быстро увеличивается автоэлектронный ток, который при незначительном повышении напряжения (на 1 — 2%) лавинообразно нарастает и переходит в ток пробоя при резко снижающемся напряжении на электродах. Напряжение пробоя междуэлектродных промежутков лампы зависит от расстояния между электродами, их формы, микрорельефа и загрязненности поверхности электродов.

При больших зазорах и увеличении площади электродов соответственно растет количество инициаторов пробоя. Поэтому у мощных ламп с большой площадью электродов, несмотря на большие зазо-

ры между электродами, обеспечить высокую электрическую прочность сложнее, чем у электровакуумных приборов меньшей мощности с большой кривизной поверхности электродов. Если оба электрода одинаковы по форме, то при увеличении кривизны обоих электродов активная площадь между электродами уменьшается и электрическая прочность увеличивается.

Когда в междуэлектродном промежутке образуется плазма, разряд начинается в результате интенсивной лавинообразной ионизации паров и газов, выделяющихся из электродов. Образование плазмы обычно начинается в результате действия какого-либо одного фактора, но начальный процесс вызывает ряд взаимно связанных вторичных процессов, приводящих к лавинообразному нарастанию плотности плазмы, возникшей в локальном пространстве, и быстром ее распространении на весь междуэлектродный промежуток.

Поверхности электродов не являются идеально гладкими. Реальный микрорельеф поверхности электродов содержит большое число микровыступов. С повышением темпе-