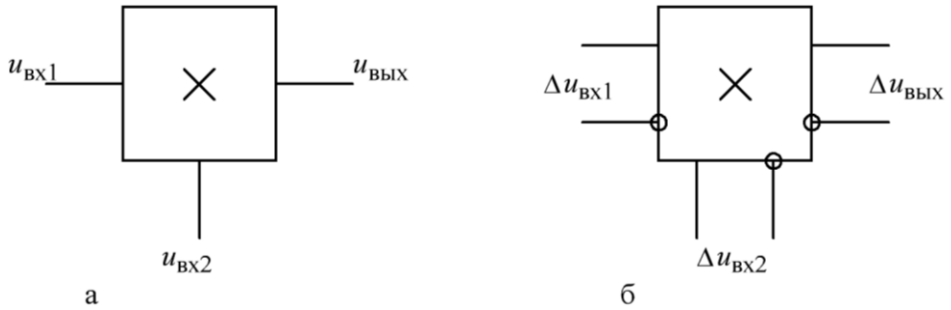
ПЕРЕМНОЖИТЕЛИ СИГНАЛОВ

Перемножитель сигналов – это устройство, имеющее 2 входа и один выход (рис. 1а), и выполняющее операцию

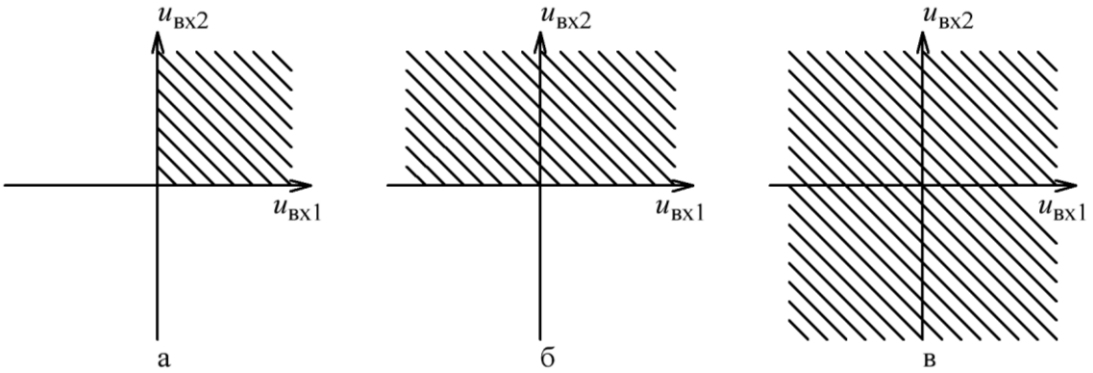
$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх1}} \cdot u_{\text{вх2}}, \qquad (1)$$

где $u_{\text{вх1}}$, $u_{\text{вх2}}$ – сигналы, подаваемые на входы, а $u_{\text{вых}}$ – выходной сигнал.



1. Перемножители сигналов

В зависимости от допустимых полярностей входных сигналов различают 1-квадрантные, 2-квадрантные и 4-квадрантные перемножители (рис. 2).



2. Типы перемножителей

В первом случае операция перемножения реализуется для 1-полярных входных сигналов, например, для положительных, как на рис. 2а. Во-втором случае один из входных сигналов может быть знакопеременным (двуполярным), а другой нет (рис. 2б). Наконец, в случае 4-квадрантных перемножителей оба входных сигнала могут быть знакопеременными (рис. 2в).

Иногда входные и выходные сигналы перемножителей являются дифференциальными. Тогда перемножитель имеет 2 пары входных контактов и 1 пару выходных (рис. 1б), а операция перемножения применяется к разностям входных напряжений

$$\Delta u_{\text{вых}} = \Delta u_{\text{вх1}} \cdot \Delta u_{\text{вх2}}, \qquad (2)$$

где $\Delta u_{\text{вх1}} = u_{\text{вх1+}} - u_{\text{вх1-}}$, $\Delta u_{\text{вх2}} = u_{\text{вх2+}} - u_{\text{вх2-}}$, а $\Delta u_{\text{вых}} = u_{\text{вых+}} - u_{\text{вых-}}$.

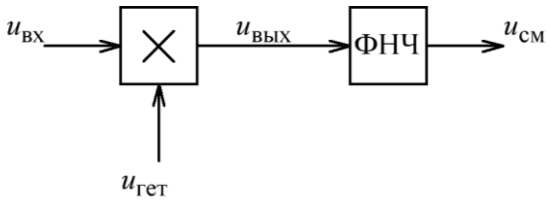
Для того, чтобы проиллюстрировать области применения перемножителей, приведем ряд примеров, где эта операция используется для формирования и обработки сигналов.

1. Фазовый детектор (дискриминатор). Применяется для выделения напряжения пропорционального разности фаз 2 гармонических сигналов.

Подавая на входы перемножителя гармонические сигналы $u_{\text{вх1}} = \cos(2\pi ft + \varphi_1)$ и $u_{\text{вх2}} = \cos(2\pi ft + \varphi_2)$ одинаковой частоты f с разностью фаз $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$, получаем на выходе сигнал

$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{2}\cos(\varphi_1 - \varphi_2) + \frac{1}{2}\cos(2\pi 2ft + \varphi_1 + \varphi_2). \qquad (3)$$

Первое слагаемое в последнем выражении имеет только постоянную составляющую, а второе имеет удвоенную частоту и может быть подавлено фильтром низких частот (ФНЧ) (рис. 3).



3. Фазовый детектор (дискриминатор)

В результате на выходе схемы получаем сигнал $u_{\text{ФД}} = \frac{1}{2}\cos(\varphi_1 - \varphi_2)$, зависящий только от разности фаз входных сигналов.

Такое устройство находит широкое применение в измерительной технике, а также в составе систем автоматической постройки фазы.

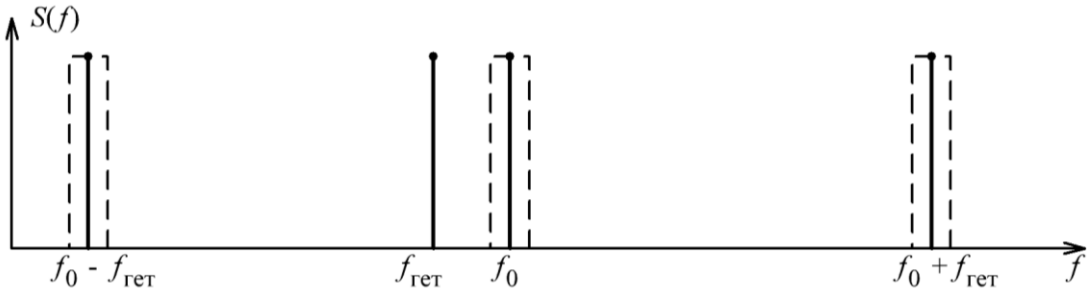
2. Смеситель частот. Предназначен для переноса спектра относительно узкополосного сигнала из одной области в другую, определяемую сигналом опорного генератора (гетеродина).

Принцип действия похож на принцип действия фазового дискриминатора. Подадим на входы перемножителя 2 гармонических сигнала с частотами f и $f_{\text{гет}}$: $u_{\text{вх}} = \cos(2\pi f_0 t)$, $u_{\text{гет}} = \cos(2\pi f_{\text{гет}} t)$.

На выходе перемножителя получим

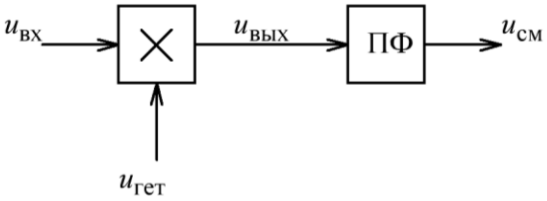
$$u_{\text{вых}} = \frac{1}{2}\cos\left(2\pi\left(f_0 - f_{\text{гет}}\right)t\right) + \frac{1}{2}\cos\left(2\pi\left(f_0 + f_{\text{гет}}\right)t\right). \qquad (4)$$

Как видно из этой формулы на выходе перемножителя образуются сигналы суммарной и разностной частот, как показано на рис. 4.



4. Спектр на выходе перемножителя в режиме смесителя

Далее с помощью полосового фильтра (ПФ) выделяем сигнал, сосредоточенный в области суммарной или разностной частоты (рис. 5).



5. Выделение требуемой полосы частот

В результате сигнал из области частот f_0 оказывается перенесенным в область частот $f_0 + f_{гет}$ или $f_0 - f_{гет}$. Конечно с практической точки зрения перенос гармонического сигнала из одной области в другую не имеет большого смысла. Однако описанная операция справедлива не только к гармоническим, но и к произвольным сигналам, занимающим относительно узкую полосу частот, что типично для систем радиосвязи. Этот факт отражен на рис. 4 пунктирными линиями.

3. Управляемый аттенюатор. Если на один из входов перемножителя подавать рабочий сигнал $u_{вх} = \cos(2\pi f_0 t)$, а на другой сигнал управления $u_{упр}$, то выходной сигнал будет равен

$$u_{вых} = u_{упр} \cos(2\pi f_0 t). \qquad (5)$$

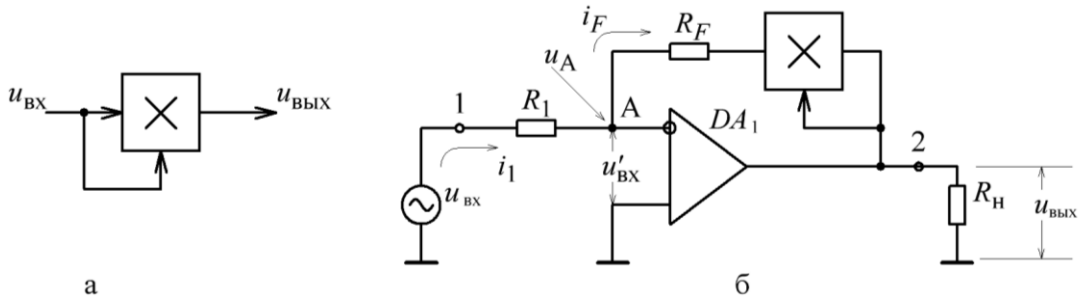
Изменяя управляющее напряжение можно изменять амплитуду выходного сигнала.

4. Манипулятор фазы. Если в предыдущей схеме управляющий сигнал будет скачком изменяться от минус 1 до 1 В, то в моменты смены знака сигнала выходной сигнал будет менять знак, что означает смену фазы на 180 градусов.

$$u_{вых} = \pm \cos(2\pi f_0 t). \qquad (6)$$

5. Математические операции. Перемножение сигналов позволяет выполнить в аналоговой форме ряд других математических операций.

Схема рис. 6а демонстрирует возведение сигнала в квадрат и вряд ли требует пояснений.



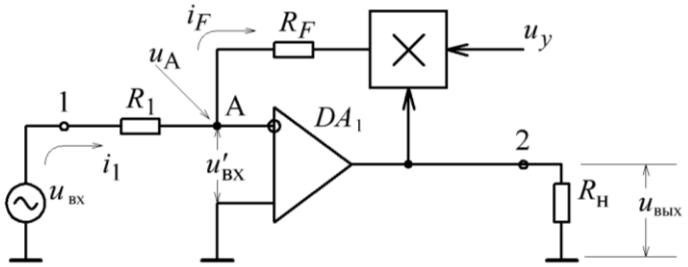
6. Схемы возведения в квадрат и извлечения корня

На рис. 6б приведена схема извлечения квадратного корня. Для пояснения принципа действия данной схемы воспользуемся на качественном уровне методикой приближенного анализа схем на операционных усилителях, охваченный глубокой ООС.

В соответствии с этой методикой в условиях действия глубокой ООС напряжение в точке А должно быть равно нулю. Для этого сигнал ОС, приходящий в точку А должен быть по модулю равен сигналу, приходящему в точку А со входа устройства, а знаки сигналов должны быть противоположными. Противоположность знака достигается инвертированием сигнала при прохождении со входа ОУ на его выход. Равенство по модулю возможно только в том случае, если напряжение на нагрузке пропорционально корню квадратному из входного сигнала. Коэффициент пропорциональности определяется отношением резисторов R_1 и R_F и при их равенстве равен 1.

В этой схеме предполагается, что выход перемножителя – источник напряжения с нулевым выходным сопротивлением.

6. По этой же схеме можно организовать деление двух сигналов (рис. 7).



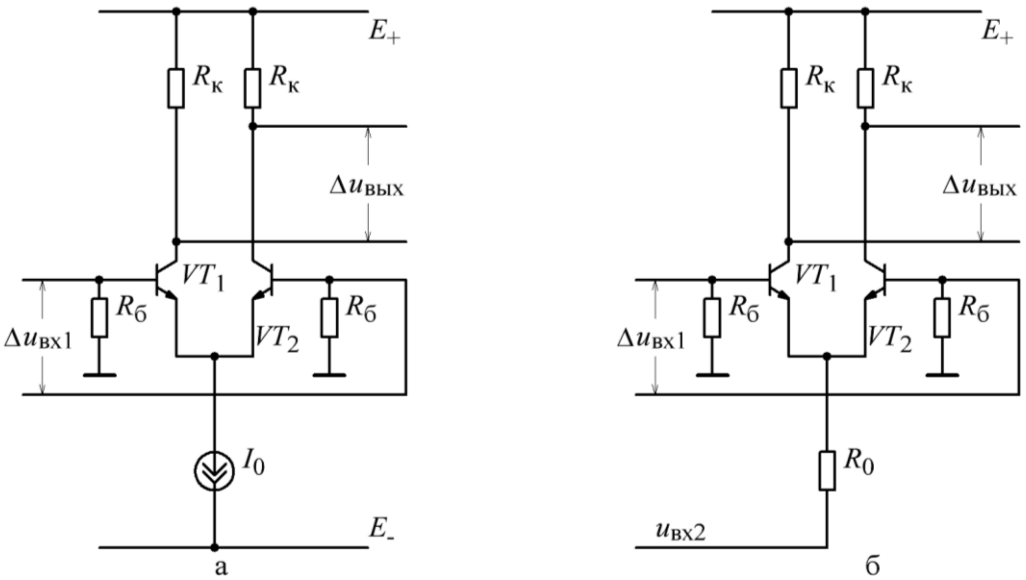
7. Схема деления двух сигналов

Для этого на один их входов перемножителя в цепи ООС следует подать

сигнал с внешнего источника (на схеме обозначен u_y). Тогда сигнал ОС будет произведением 2 сигналов, а выходной сигнал должен быть их частным.

Рассмотрим схемотехнические приемы для реализации процедуры перемножения сигналов.

На рис. 8а приведена схема на основе дифференциального усилительного каскада с генератором стабильного тока в цепи эмиттеров.



8. Перемножители на дифференциальных каскадах

Для дифференциального каскада в малосигнальном приближении разность коллекторных напряжений транзисторов связана с входным дифференциальным напряжением $\Delta u_{вх1}$ соотношением

$$\Delta u_{вых} = \Delta u_{вх1} K_д = \frac{R_к}{2mU_T} \Delta u_{вх1} I_0 , \qquad (7)$$

Таким образом имеет место эффект перемножения дифференциального входного напряжения $\Delta u_{вх1}$ и тока I_0. Вместо генератора тока I_0 можно использовать резистор R_0. Тогда в качестве второго входа перемножителя можно использовать нижний вывод резистора R_0, как это показано на рис. 8б.

В данной схеме выходное напряжение связано с входными напряжениями соотношением

$$\Delta u_{вых} = \frac{1}{2mU_T} \frac{R_к}{R_0} \Delta u_{вх1} u_{вх2} , \qquad (8)$$

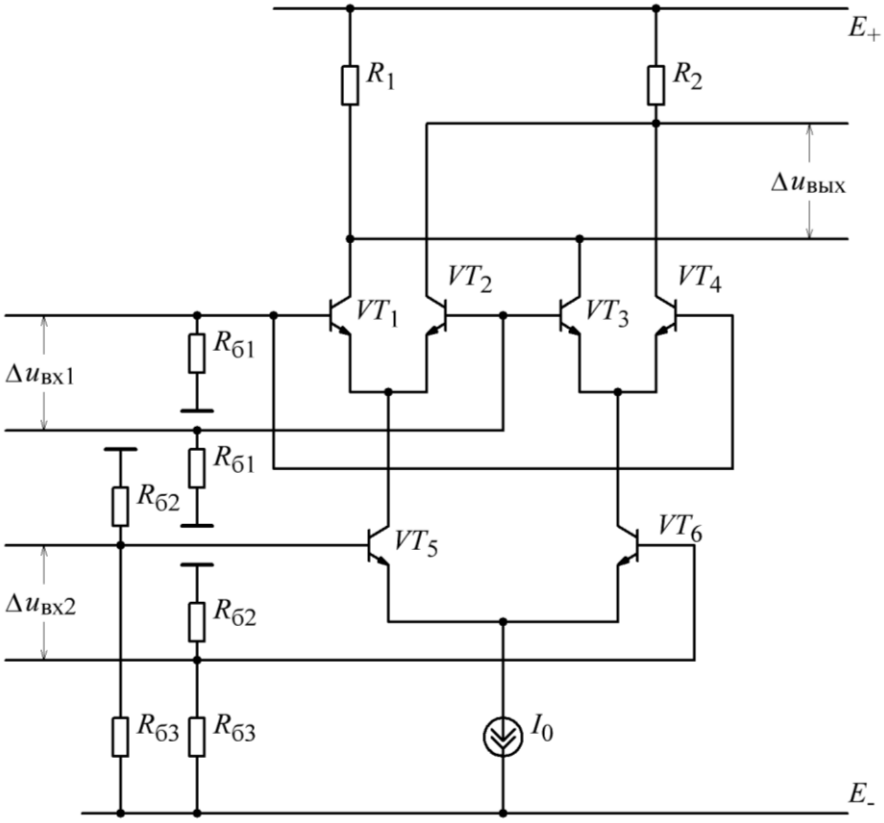
и разность выходных токов оказывается пропорциональной произведению напряжений входных сигналов.

К недостаткам данного построения следует отнести следующие свойства.

1. Сигнал $u_{вх2}$ ограничен диапазоном линейной работы генератора стабильного тока транзисторов, и в данной схеме может быть только отрицательным с некоторой постоянной составляющей, обеспечивающей режим работы на постоянном токе.

2. В силу свойств дифференциального каскада линейная область по сигналу $\Delta u_{вх1}$ ограничена диапазоном 20 – 50 мВ. Применять в данном случае линеаризацию за счет организации внутрикаскадной обратной связи нельзя, поскольку при введении ООС в данной схеме утрачивается зависимость g_{21} от тока I_0 и пропадает эффект перемножения.

Более совершенной оказывается схема перемножителя, приведенная на рис. 9 и называемая также перемножителем Гильберта.



9. Перемножитель Гильберта

На этой схеме резисторы $R_{б1}$ создают пути для протекания базовых токов транзисторов VT_1 – VT_4, создавая на базах потенциалы, близкие к 0. Резистивные делители $R_{б2}$, $R_{б3}$ создают на базах транзисторов VT_5, VT_6 отрицательные потенциалы, необходимые для обеспечения линейного режима работы транзисторов.

При отсутствии сигнальных воздействий в силу симметрии схемы

$I_5 = I_6 = I_0/2$. По этой же причине $I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = I_5/2 = I_6/2 = I_0/4$, токи, протекающие через $R_к$ равны, а $\Delta u_{вых} = 0$.

При малых приращениях сигнала $\Delta u_{вх2}$ на нижнем входе для коллекторных токов транзисторов VT_5 и VT_6 можно записать соотношение

$$I_5 = xI_0, I_6 = (1-x)I_0, \tag{9}$$

где x в общем случае нелинейно связан с $\Delta u_{вх2}$, но в малосигнальном приближении выражается линейным соотношением, описывающем перераспределение тока I_0 между транзисторами VT_5 и VT_6

$$x \cong \frac{1}{2} + \alpha \Delta u_{вх2}. \tag{10}$$

В этом соотношении α – постоянный коэффициент, включающий g_{21} транзисторов.

Аналогичным образом для транзисторов верхней ступени

$$\begin{aligned} &I_1 = yI_5 = yxI_0, I_2 = (1-y)I_5 = (1-y)xI_0, \\ &I_3 = (1-y)I_6 = (1-y)(1-x)I_0, I_4 = yI_6 = y(1-x)I_0, \end{aligned} \tag{11}$$

где

$$y \cong \frac{1}{2} + \alpha \Delta u_{вх1}. \tag{12}$$

С учетом этого токи, протекающие через коллекторные резисторы, описываются соотношениями

$$\begin{aligned} &I_{R1} = yxI_0 + (1-y)(1-x)I_0, \\ &I_{R2} = (1-y)xI_0 + y(1-x)I_0, \end{aligned}. \tag{13}$$

а дифференциальное выходное напряжение оказывается пропорциональным произведению входных сигналов

$$\Delta u_{вых} = R_к(I_{R1} - I_{R2}) = R_к I_0(2x-1)(2y-1) = \lambda \Delta u_{вх1} \Delta u_{вх2}, \tag{14}$$

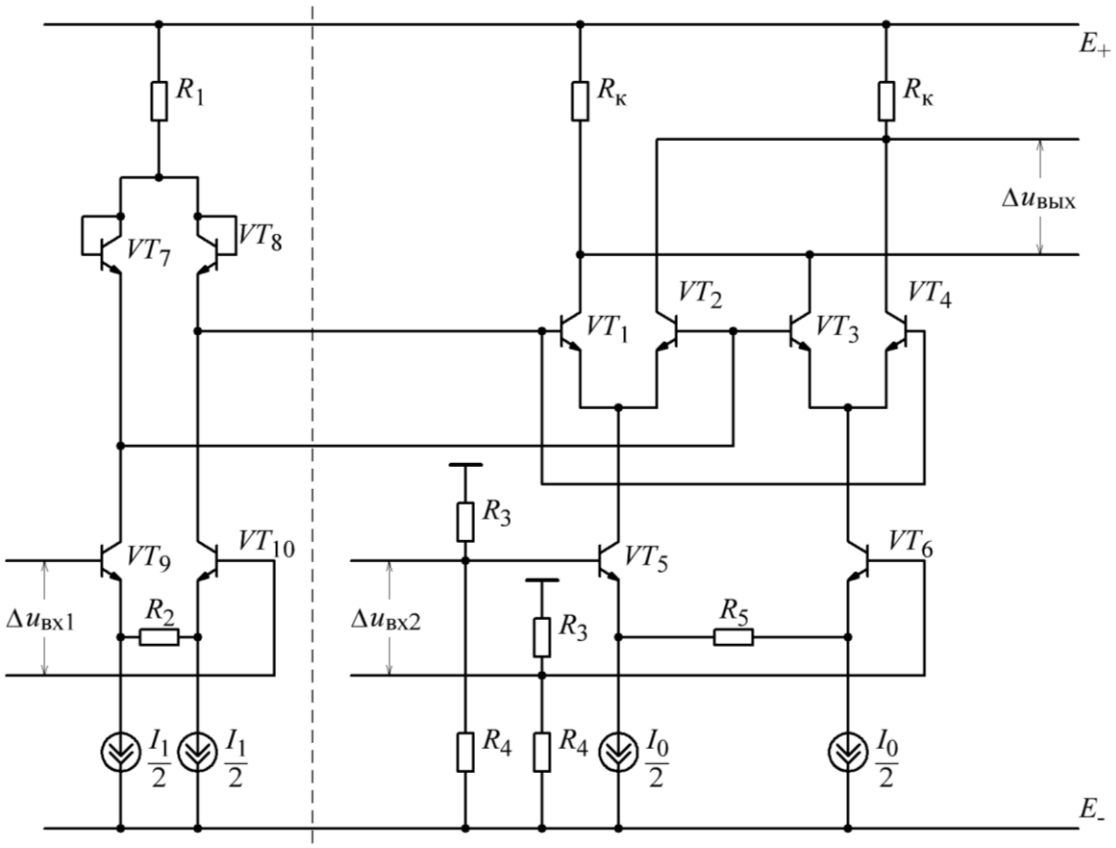
где λ – постоянный коэффициент, а $R_к = R_1 = R_2$.

Как видно выходной сигнал пропорционален произведению входных напряжений. Все напряжения дифференциальные и могут иметь произвольную полярность.

Диапазоны входных сигналов, для которых справедливо соотношение линейного перемножения, определяются линейностью дифференциальных пар транзисторов и ограничены амплитудами 20 – 50 мВ.

Для линеаризации по первому (верхнему по схеме входу) применяется

схема логарифмирования входного сигнала, которая компенсирует искажения, вносимые дифференциальными каскадами верхней ступени перемножителя (рис. 10).



10. Линеаризация перемножителя Гильберта

На этом рисунке часть схемы, расположенная левее вертикальной пунктирной линии, обеспечивает нелинейное преобразование входного сигнала – логарифмирование. Транзисторы VT_7 и VT_8 использованы в диодном включении и создают нелинейные нагрузки для транзисторов входного дифференциального каскада VT_9 и VT_{10}. Таким образом выполняется линеаризация по сигналу $\Delta u_{вх1}$.

Для линеаризации второго (нижнего по схеме) входа перемножителя Гильберта используется традиционное решение – внутрикаскадная ООС, образованная резистором R_5. В отличие от перемножителя на дифференциальном каскаде в данном случае такое решение приемлемо, поскольку в процессе перемножения участвуют токи транзисторов VT_5 и VT_6, которые при введении глубокой ООС на резисторе R_5 становятся линейно зависимыми от входного напряжения $\Delta u_{вх2}$.

Следует заметить, что в ряде случаев требуется линейное перемножение

лишь по отношению к одному из входов. Например, в случае смесителя частот линейность нужна по отношению к информационному сигналу, а сигнал гетеродина, служащий в качестве опорного колебания, может быть жестко ограничен. В этом случае используется схема, изображенная на рис. 10, но без логарифмического преобразователя.

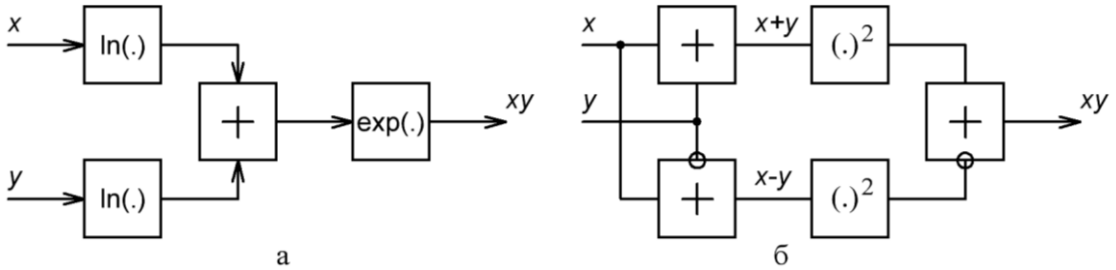
Именно по схеме перемножителей Гильберта строятся интегральные микросхемы, включающие фазовые детекторы, модуляторы, смесители и другие блоки, основанные на операции перемножения сигналов.

В качестве примеров можно привести микросхемы двойных балансных смесителей 174ПС1, 174ПС4 отечественного производства, а также AD831, компании Analog Devices. Перечисленные микросхемы реализованы с возможностью линеаризации по одному из дифференциальных входов. В микросхемах AD835 и AD834 компании Analog Devices применена линеаризация по обоим входам.

Принципиально иной класс перемножителей основан на известных математических тождествах. Например, можно схемотехнически реализовать следующую формулу

$$xy = \exp\{\ln(xy)\} = \exp\{\ln(x) + \ln(y)\}. \qquad (15)$$

Схема содержит два логарифмических усилителя, сумматор и устройство вычисления экспоненты (рис. 11а).



11. Перемножение на основе математических тождеств

Другая формула, на основании которой можно построить перемножитель имеет вид

$$xy = \frac{1}{4}\left\{(x+y)^2 - (x-y)^2\right\}. \qquad (16)$$

Схема, реализующая эту формулу, приведена на рис. 11б.

К недостаткам этих двух схем на ОУ следует отнести малое быстродействие, что не позволяет применять данные схемы в радиодиапазоне.