

6. АНАЛОГОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

6.1. Общие сведения

Аналоговые интегральные схемы (АИС) предназначены для преобразования аналоговых сигналов – физических величин (напряжений, токов и т. д.), мера которых отображает (кодирует) информацию. Примерами аналоговых операций могут служить: усиление, сравнение, ограничение, перемножение, частотная фильтрация электрических сигналов и так далее.

Использование аналоговых сигналов обеспечивает высокую скорость передачи информации и требует сравнительно небольшого числа электронных элементов. Вместе с тем в аналоговой электронике существенную роль играют ошибки, присущие реальным схемам, связанные с технологическими отклонениями параметров электронных элементов от номиналов, температурные зависимости, старение, шумы и наводки.

При реализации аналоговых устройств в микроэлектронном исполнении возникают проблемы, обусловленные спецификой их технологии. Поэтому схемотехника АИС отличается от дискретной и характеризуется рядом особенностей:

1. Широким применением транзисторных структур (отметим, что транзисторы в ИС имеют меньшую площадь, чем резисторы и потому дешевле) и непосредственных связей между отдельными каскадами.
2. Использованием принципа взаимного согласования параметров цепей (базируется на идентичности параметров элементов каждой ИС), что существенно снижает чувствительность к разбросам параметров элементов.
3. Использованием принципа схематической избыточности и широким применением обратных связей.

В данной главе будут рассмотрены важнейшие типовые элементы (базовые ячейки), являющиеся основой схемотехники аналоговых микросхем, и их взаимодействие на примере самой распространенной АИС – операционного усилителя. Специализированные АИС будут рассматриваться в последующих курсах.

6.2. Базовые ячейки АИС

6.2.1. Составные транзисторы

Составной транзистор – это комбинация двух (или нескольких) транзисторов, которую можно рассматривать как единое целое.

Наибольшее распространение среди составных транзисторов получила схема Дарлингтона (рис. 6.1), в которой используются транзисторы с одним типом проводимости (например, *n-p-n*). Главная особенность схемы – большая величина коэффициента передачи базового тока β . Действительно, если пренебречь тепловыми токами транзисторов, из рис. 6.1 следует:

$$i_k = i_{k1} + i_{k2},$$

причем $i_{k1} = \beta_1 i_{b1} = \beta_1 i_b$ и $i_{k2} = \beta_2 i_{b2} = \beta_2 i_{s1}$,
но

$$i_{s1} = (\beta_1 + 1) i_{b1} = (\beta_1 + 1) i_b.$$

Тогда

$$i_k = \beta_1 i_b + (\beta_1 + 1) \beta_2 i_b = (\beta_1 + \beta_1 \beta_2 + \beta_2) i_b \approx \beta_1 \beta_2 i_b. \quad (6.1)$$

Можно считать, что коэффициент передачи тока базы составного транзистора равен произведению коэффициентов усиления каждого из транзисторов $\beta = \beta_1 \beta_2$ и реально составляет несколько тысяч.

Изменяются и другие параметры. У составных транзисторов по сравнению с обычными увеличиваются входное сопротивление, тепловые токи и пороговые напряжения и уменьшаются выходное сопротивление и граничные частоты.

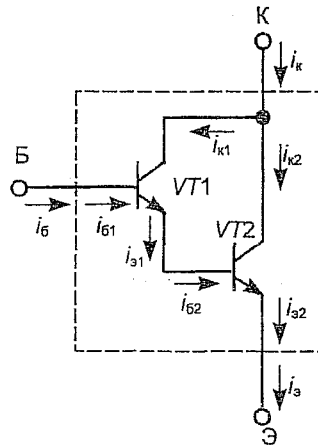


Рис. 6.1

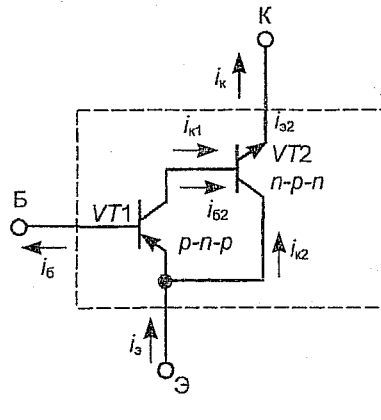


Рис. 6.2

На рис. 6.2 показана другая схема составного транзистора, используемая для улучшения параметров *p-n-p*-транзисторов. В ней используются транзисторы с разным типом проводимости. В этой схеме также $\beta = \beta_1 + \beta_1 \beta_2 \approx \beta_1 \cdot \beta_2$.

Составные транзисторы широко используются в усилительных каскадах и особенно в повторителях напряжения.

6.2.2. Генераторы стабильного тока

Генераторы стабильного тока (ГСТ) должны обеспечивать неизменный выходной ток при изменении нагрузки R_H .

В простейшем случае эта задача может быть решена с помощью токозадающего резистора R (рис. 6.3). В этой схеме реальная нагрузка условно показана как резистор R_H . Ток в нагрузке I_H равен

$$I_H = \frac{E_n}{R_H + R} \approx \frac{E_n}{R}. \quad (6.2)$$

Если $R \gg R_H$, то ток I_H слабо зависит от изменений сопротивления нагрузки. Действительно, дифференцируя (6.2) получим:

$$\frac{\Delta I_H}{I_H} = \frac{\Delta R}{R}. \quad (6.3)$$

Следовательно, увеличивая R , можно уменьшить изменения тока нагрузки ΔI_H до требуемой величины. Однако схеме на рис. 6.3 присущ недостаток – большая часть мощности, поступающей от источника питания, выделяется в резисторе R и не поступает в нагрузку R_H .

Значительно удобнее вместо резистора R использовать нелинейные элементы, обладающие малым сопротивлением по постоянному току $R_0 = u / i$ и большим дифференциальным $R_i = \Delta u / \Delta i$, например, транзисторы.

На рис. 6.4 приведена схема простейшего ГСТ на биполярном транзисторе (а) и его эквивалентная схема (б). В качестве стабилизирующего элемента

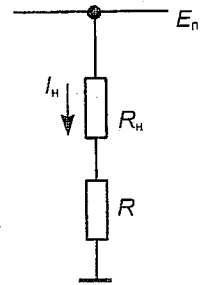


Рис. 6.3

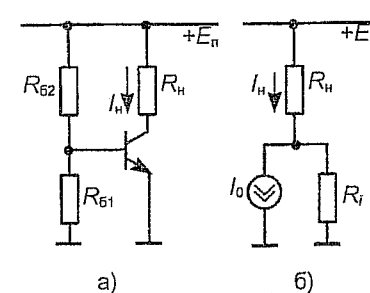


Рис. 6.4

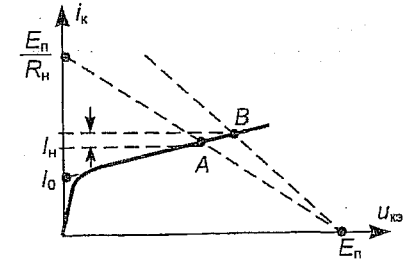


Рис. 6.5

используется выходная цепь транзистора (промежуток эмиттер-коллектор), имеющая вольтамперную характеристику требуемого вида (рис. 6.5).

Рабочая точка (ток I_H) определяется пересечением характеристики и нагрузочной линии (точка А). При изменении R_H рабочая точка перемещается по характеристике. Например, при уменьшении сопротивления нагрузки на величину ΔR_H , рабочая точка переместится в точку В, что приведет к увеличению тока нагрузки на ΔI_H (см. рис. 6.5). Чем больше выходное дифференциальное сопротивление транзистора $R_i = \Delta U / \Delta I$ (чем более горизонтально идет характеристика), тем меньше изменение тока нагрузки I_H .

Так как на участке стабилизации (пологая область) характеристика транзистора аппроксимируется выражением

$$i_k = I_0 + u_{кз} / R_i, \quad (6.4)$$

легко получить

$$\Delta I_H / I_H = \Delta R_H / R_i. \quad (6.5)$$

Таким образом, в транзисторном стабилизаторе стабилизация тока определяется величиной R_i (эквивалент R в схеме на рис. 6.3), которая может достигать десятков и сотен килоом.

Величину тока нагрузки I_H можно задавать, изменяя режим работы транзистора по постоянному току с помощью резисторов $R_{Б1}$ и $R_{Б2}$. Отметим, что в стабилизаторах выгоднее задавать внешними элементами напряжение $U_{Бэ}$, а не ток базы $I_Б$, так как в этом случае эффект Эрли проявляется слабее и выходное сопротивление R_i увеличивается. Кроме того, часто в цепь эмиттера транзистора включают резистор $R_э$, улучшающий стабильность и увеличивающий сопротивление R_i .

На рис. 6.6 приведена распространенная схема ГСТ на полевом транзисторе с управляющим переходом. Она удобна тем, что является двухполюсником, напряжение $u_{зи}$ формируется за счет автоматического смещения $u_{зи} = I_c R_{и}$. В частном случае при $R_{и} = 0$ и $u_{зи} = 0$ $I_H = I_{с \text{ макс.}}$.

Широкое распространение в аналоговых ИС получили стабилизаторы тока, называемые **токовыми зеркалами** или **отражателями тока**. Схема рис. 6.7 отличается от схемы рис. 6.4 способом задания режима транзистора VT2. Вместо делителя напряжения $R_{Б1}-R_{Б2}$ в ней используется нелинейный делитель, составленный из резистора R_0 и транзистора VT1, включенного в диодном режиме (в прямом направлении).

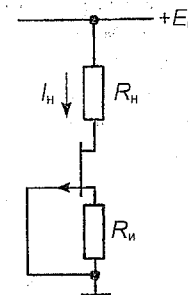


Рис. 6.6

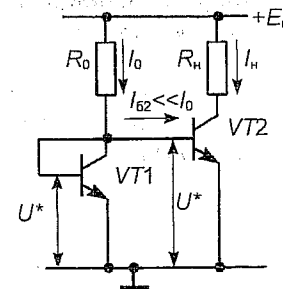


Рис. 6.7

Ток I_0 в левой части схемы равен

$$I_0 = \frac{E_n - U^*}{R_0} \approx \frac{E_n}{R_0}, \quad (6.6)$$

где U^* — прямое напряжение, устанавливающееся на эмиттерном переходе транзистора VT1 под действием тока I_0 . (Напомним, что для кремниевых транзисторов $U^* = 0,6 \dots 0,8$ В).

Ток базы второго транзистора значительно (в β раз) меньше тока I_0 и может не учитываться.

Одновременно напряжение U^* поступает на базу транзистора VT2. Оба транзистора работают в активном режиме и, если они одинаковы, то $I_H = I_0$ (то, что для VT1 $u_{кб} = 0$, а для VT2 $u_{кб} > 0$ в активном режиме влияет слабо), причем это равенство не нарушается при различных дестабилизирующих воздействиях. Отметим, что «токовые зеркала» особенно эффективны именно в микроэлектронном исполнении, обеспечивающем идентичность параметров транзисторов, одинаковые температурные зависимости, одинаковое «старение» и т. д. Существуют также схемы, в которых «отражение тока» происходит с изменением масштаба.

6.2.3. Динамическая нагрузка

Термином **динамическая нагрузка** описывают нелинейные элементы с большим сопротивлением переменному току (большим дифференциальным сопротивлением) и малым сопротивлением по постоянному току, используемые вместо резисторов в выходных цепях усилительных элементов. Фактически речь идет об одной из областей применения генераторов тока. Более того, сам термин «ди-

намическая нагрузка» является условным, так как реальной нагрузкой (получателями сигнала) являются другие элементы.

На рис. 6.8 и 6.9,а показаны выходные цепи усилительных каскадов на БТ с линейным резистором R_k и динамической нагрузкой соответственно. Реальная нагрузка (входное сопротивление следующего каскада) обозначена резистором R_n .

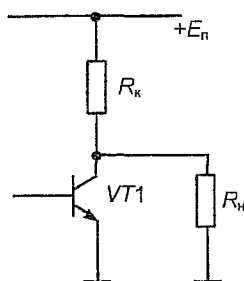


Рис. 6.8

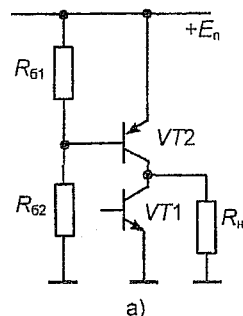
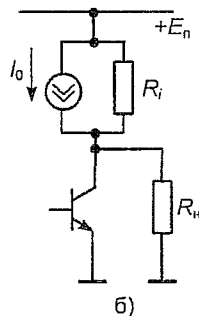


Рис. 6.9



Известно, что коэффициент усиления по напряжению возрастает пропорционально увеличению сопротивления нагрузки R_n . Однако, при этом необходимо, чтобы $R_k \gg R_n$, так как в противном случае часть сигнала будет рассеиваться в резисторе R_k . Таким образом, при увеличении R_n необходимо увеличить и R_k , однако, величины, определяющие режим работы по постоянному току $I_k(0)$ и $U_k(0)$ жестко связаны со значениями R_k и E_n , так как $U_k(0) = E_n - I_k(0) R_k$, и возможности изменения R_k практически отсутствуют.

Естественным выходом из данной ситуации является использование вместо R_k генератора тока (рис. 6.9,а). В этом случае легко выполнить условие $R_i \gg R_n$ и независимо от него установить любой требуемый ток $I_k(0) \approx I_0$.

Целесообразно отметить, что для получения динамической нагрузки удобно использовать транзисторы с другим типом проводимости (в данном случае $p-n-p$) и задавать напряжение база-эмиттер $VT2$ относительно шины питания. В целом, применение динамической нагрузки позволяет примерно на порядок увеличить коэффициент усиления по напряжению.

6.2.4. Схемы сдвига потенциальных уровней

В многокаскадных усилителях с непосредственными (гальваническими) связями между каскадами на вход каждого следующего каскада поступает не только полезный сигнал, но и постоянная составляющая напряжения с транзистора предыдущего каскада. Устранение избыточного постоянного напряжения осуществляют схемы сдвига потенциальных уровней. При этом переменные сигналы они пропускают без ослабления. В определенном смысле схемы сдвига уровней заменяют разделительные конденсаторы, которые не могут быть реализованы средствами микроэлектроники.

Одним из вариантов решения проблемы накопления постоянных составляющих является чередование каскадов на $n-p-n$ - и $p-n-p$ -транзисторах, так как в $n-p-n$ -транзисторах в активном режиме положительное напряжение на коллекторе транзистора больше, чем на базе, а в $p-n-p$ – меньше.

Вторым вариантом схем сдвига уровней являются нелинейные делители напряжения.

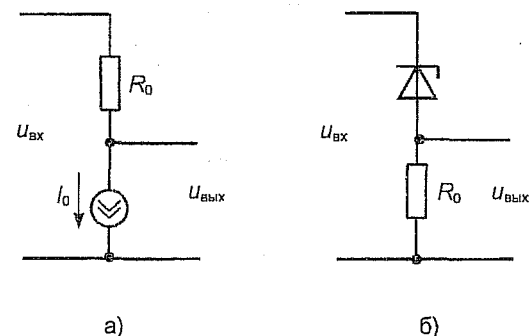


Рис. 6.10

В схеме на рис. 6.10,а постоянная составляющая на выходе уменьшается на величину $I_0 R_0$, а в схеме на рис. 6.10,б на величину напряжения стабилизации $U_{ст}$. При этом для переменных составляющих коэффициенты передачи обеих схем близки к единице, так как в схеме рис. 6.10,а сопротивление R_0 выбирается много меньше дифференциального сопротивления генератора тока R_i , а в схеме рис. 6.10,б много больше дифференциального сопротивления стабилитрона r_d . Генератор тока может быть построен по любой из ранее рассмотренных схем.

6.3. Усилительные каскады и повторители

6.3.1. Усилительные каскады на биполярных транзисторах

В АИС наибольшее распространение получили схемы с общим эмиттером (ОЭ) и непосредственными (гальваническими) связями между каскадами. Схемы с общей базой используются значительно реже (на СВЧ) и будут рассмотрены в специальных курсах.

Простейший усилительный каскад с двумя источниками питания

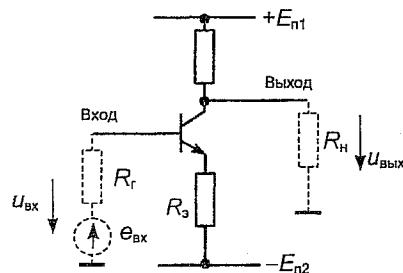


Рис. 6.11

Источник входного сигнала показан в виде генератора напряжения с ЭДС $e_{вх}$ и внутренним сопротивлением $R_{г}$, которые определяются предыдущим усилительным каскадом. Отметим, что источник входного сигнала обязательно должен пропускать постоянную составляющую тока базы. С помощью сопротивления нагрузки $R_{н}$ отображается входное сопротивление последующего каскада.

Для анализа усилительного каскада по **постоянному току** используем упрощенную эквивалентную схему транзистора для активного режима работы (рис. 6.12). В этой схеме напряжение на эмиттерном переходе $U_{бэ} \approx U^* = 0,6...0,8$ В считается независимым от протекающих токов (напомним, что при изменении тока эмиттера в 10 раз напряжение $U_{бэ}$ изменяется всего на 60 мВ). Кроме того, пренебрегаем выходным сопротивлением транзистора r_k^* (эффектом Эрли), что допустимо, если $r_k^* \gg R_k$. С учетом сказанного эквивалентная схема каскада приобретает вид, приведенный на рис. 6.13. Для сопротивлений $R_{б экв}$ и $R_{к экв}$ справедливо

$$R_{к экв} = R_k \parallel R_{н}; \quad R_{б экв} = R_{г} + r_{б'} \quad (6.7)$$

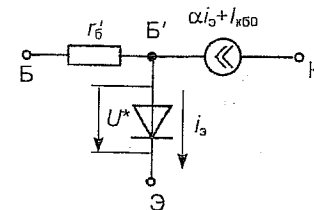


Рис. 6.12

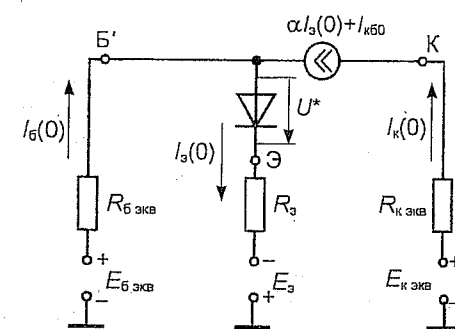


Рис. 6.13

а источник $E_{б}$ учитывает постоянное напряжение, которое может поступать на базу транзистора с предыдущего каскада. Отметим, что один из источников $E_{б}$ или $E_{э}$ может отсутствовать. Схема на рис. 6.13 может рассматриваться как обобщенная для любых транзисторных усилительных каскадов (любая реальная схема с помощью теоремы об эквивалентных источниках может быть преобразована к данному виду), поэтому выводы, получаемые с ее помощью справедливы и для других схем. Обойдя входной контур схемы, получим уравнение

$$E_{э} + E_{б экв} - I_{б(0)} R_{б экв} - U^* - I_{э(0)} R_{э} = 0. \quad (6.8)$$

Выразим постоянную составляющую тока базы $I_{б(0)}$ через ток $I_{э(0)}$

$$I_{б(0)} = I_{э(0)} - I_{к(0)} = I_{э(0)} - \alpha I_{э(0)} - I_{к60} = (1 - \alpha) I_{э(0)} - I_{к60}, \quad (6.9)$$

и, подставляя (6.9) в (6.8) получаем

$$I_{э(0)} = \frac{E_{б экв} + E_{э} - U^*}{R_{э} + (1 - \alpha) R_{б экв}} + \frac{R_{б экв} I_{к60}}{R_{э} + (1 - \alpha) R_{б экв}}. \quad (6.10)$$

Тогда постоянные составляющие тока коллектора $I_{к(0)}$ и напряжения $U_{к(0)}$ равны

$$I_{к(0)} = \alpha I_{э(0)} + I_{к60}, \quad (6.11)$$

$$U_{к(0)} = E_{к экв} - R_{к экв} I_{к(0)}. \quad (6.12)$$

Формулы (6.10)...(6.12) позволяют рассчитать рабочую точку транзистора и оценить ее стабильность. Напомним, что параметры транзистора α , U^* , $I_{к60}$ зависят от температуры, имеют технологический разброс и изменяются в процессе старения.

Сильнее всего от температуры зависит тепловой ток $I_{к60}$ (удваивается на каждые 8 К), однако, для кремниевых транзисторов он мал и должен учитываться только при высоких температурах. Пороговое

напряжение U^* уменьшается на 3 мВ на 1 К и этим изменением по сравнению с напряжениями E_6 и E_3 можно пренебречь. Коэффициент передачи тока эмиттера α слабо возрастает с увеличением температуры (на единицы процента во всей рабочей области температур), однако величина $1 - \alpha = \frac{1}{1 + \beta}$ изменяется в десятки и более раз сильнее (в несколько раз в рабочей области температур). Из (6.10)...(6.12) следует, что для обеспечения высокой стабильности следует выбирать R_3 достаточно большим

$$R_3 \gg (1 - \alpha) R_{6 \text{ экв}} \approx \frac{R_{6 \text{ экв}}}{\beta} \quad R_3 \gg \frac{R_{6 \text{ экв}}}{\beta} \quad (6.13)$$

Кроме того, сопротивление в цепи базы $R_{6 \text{ экв}}$ должно быть как можно меньше (однако r_6 и R_r имеют конечные значения). При выполнении (6.13)

$$I_3(0) \approx \frac{E_6 + E_3 + U^*}{R_3} \approx \frac{E_6 + E_3}{R_3}, \quad (6.14)$$

$$I_K(0) \approx \alpha I_3(0) + I_{K60} \approx \alpha I_3(0). \quad (6.15)$$

Иными словами, при данном условии постоянная составляющая тока эмиттера не зависит от параметров транзистора, а определяется параметрами других элементов схемы. При этом обеспечивается высокая стабильность рабочей точки, так как из (6.15) следует

$$\frac{\Delta I_K(0)}{I_K(0)} = \frac{\Delta \alpha}{\alpha}. \quad (6.16)$$

Отметим, что условие (6.13) тем легче выполняется, чем больше β транзистора.

В реальных схемах стабильность в 2...5 раз хуже, чем следует из (6.16), за счет конечного значения $R_{6 \text{ экв}}$.

Приведем пример расчета параметров эквивалентных источников.

По теореме об эквивалентном источнике для схемы рис. 6.14 получим:

$$\begin{cases} E_3 = 0; \\ E_{6 \text{ экв}} = E_K \frac{R_{61}}{R_{61} + R_{62}}; \\ R_{6 \text{ экв}} = R_{31} \parallel R_{32}; \\ E_{K \text{ экв}} = E_K \frac{R_H}{R_H + R_K}; \\ R_{K \text{ экв}} = R_K \parallel R_H. \end{cases} \quad (6.17)$$

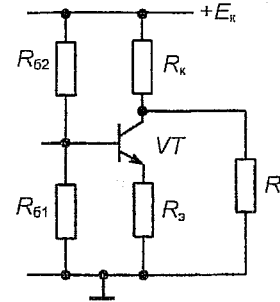


Рис. 6.14

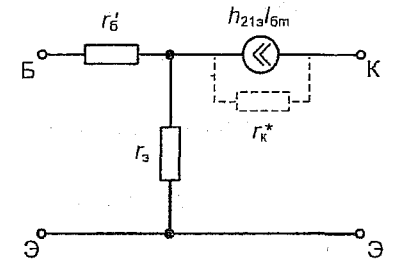


Рис. 6.15

Для анализа каскада по **переменному току** воспользуемся малосигнальной Т-образной эквивалентной схемой транзистора (рис. 6.15), параметры которой определены в рабочей точке. Составим малосигнальную эквивалентную схему усилительного каскада (рис. 6.16) для переменных составляющих. Напомним, что для переменных составляющих сопротивление источников питания близко к нулю. (Для схемы на рис. 6.14 параллельно источнику сигнала должны быть подключены резисторы R_{61} и R_{62}).

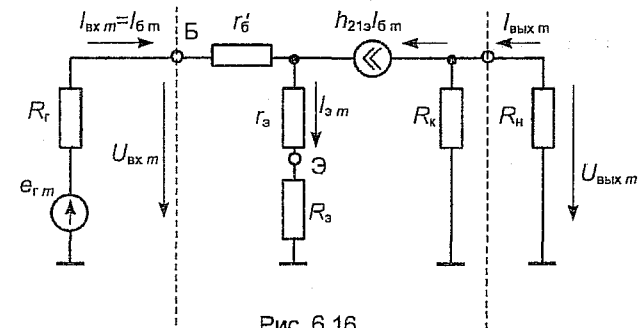


Рис. 6.16

Рассчитаем основные параметры усилительного каскада $R_{вх}$, K_U , K_I , $R_{вх}$. При выводе будем считать, что $R_H < R_K < r_K^*$.

Для входного контура получим

$$E_{r \text{ м}} - I_{6 \text{ м}}(R_r + r_6') - I_{3 \text{ м}}(r_3 + R_3) = 0, \quad (6.18)$$

При этом

$$U_{вх \text{ м}} = I_{6 \text{ м}} r_6' + I_{3 \text{ м}}(r_3 + R_3). \quad (6.19)$$

Тогда, учитывая, что $I_{B\text{ м}} = (1 + h_{213}) I_{B\text{ м}} \approx (1 + \beta) I_{B\text{ м}}$ (напомним, что дифференциальный h_{213} и статический β коэффициенты передачи тока базы не одинаковы, но их различие не превышает технологического разброса и часто не учитывается).

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх м}}}{I_{\text{вх м}}} = r'_B + (\beta + 1)(r_B + R_3)$$

Сопротивление тела базы r'_B маломощных транзисторов невелико ($r'_B \approx 100 \dots 300 \text{ Ом}$); дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода определяется постоянной составляющей тока эмиттера $I_E(0)$, $r_B = U_T / I_E(0)$ также невелико (при $I_E(0) = 1 \text{ мА}$ $r_B = 26 \text{ Ом}$); поэтому обычно

$$R_{\text{вх}} \approx \beta R_3 \quad (6.20)$$

(Если принять $\beta = 50$ и считать, что $R_3 \geq 100 \text{ Ом}$, то $R_{\text{вх}} \geq 5 \text{ кОм}$).

Коэффициент усиления по току равен

$$K_{I\text{ max}} = \frac{I_{\text{вых м}}}{I_{\text{вх м}}} = h_{213} \approx \beta \quad R_K \gg R_H \quad (6.21)$$

Если сопротивление резистора R_K соизмеримо с сопротивлением нагрузки, то за счет потерь в резисторе R_K усиление по току снижается в $(1 + \frac{R_H}{R_K})$ раз. Коэффициент усиления по напряжению определяется соотношением

$$1) \quad K_U = \frac{U_{\text{вых м}}}{U_{\text{вх м}}} = -\frac{\beta I_{B\text{ м}} R_H}{I_{B\text{ м}} R_{\text{вх}}} = -\beta \frac{R_H}{R_{\text{вх}}} \quad (6.22)$$

При выполнении (6.20)

$$K_U = -\frac{\beta R_H}{\beta R_3} = -\frac{R_H}{R_3} \quad R_K \gg R_H \quad (6.23)$$

Максимальное усиление по напряжению также соответствует условию $R_K \gg R_H$

(Например, если $R_3 = 100 \text{ Ом}$, а $R_H = 5 \text{ кОм}$, то $K_U = 50$).

Отметим, что коэффициент усиления по напряжению увеличивается с ростом R_H (с увеличением входного сопротивления последующего каскада). Если в качестве нагрузки выступает аналогичный усилительный каскад с входным сопротивлением $R_{\text{вх}}$, то

$$K_U = -\frac{\beta R_H}{R_{\text{вх}}} = -\frac{\beta R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}} = -\beta \quad (6.24)$$

Таким образом, в цепочке одинаковых усилительных каскадов усиление как по току, так и по напряжению определяется параметром β ($K_I \approx \beta$; $|K_U| \approx \beta$; $K_P \approx \beta^2$). Выходное сопротивление каскада при сделанных допущениях ($R_K \ll r'_K$) равно

$$R_{\text{вх}}^{\text{с}} = R_K \quad (6.25)$$

В заключение остановимся на роли резистора R_3 как следует из (6.18)...(6.24) от величины R_3 зависят как входное сопротивление каскада $R_{\text{вх}}$, так и коэффициенты усиления. Кроме того, выбор R_3 должен производиться с учетом необходимости обеспечения требуемой стабильности рабочей точки. В последующих курсах влияние R_3 будет рассмотрено с более общих позиций – как элемента создающего отрицательную обратную связь в усилительном каскаде.

6.3.2. Усилительные каскады на полевых транзисторах

Для построения усилительных каскадов используются как полевые транзисторы с управляющим переходом, так и МОП – транзисторы с индуцированным, а чаще встроенным, каналом, работающие в режиме насыщения (аналог активного режима работы БТ). В большинстве случаев используется включение транзисторов с общим истоком (аналог включения БТ с ОЭ). Схемы с общим затвором используются в основном в СВЧ-диапазоне.

Схема усилительного каскада с двумя источниками питания на полевом транзисторе со встроенным n -каналом изображена на рис. 6.17.

Режим покоя (рабочая точка по постоянному току) задается непосредственно источниками питания.

$$U_{зи}(0) = -E_{и} \quad (6.26)$$

$$U_c(0) = E_c - I_c(0)R_c \quad (6.27)$$

В схемах с двумя источниками питания потенциал $U_c(0)$ часто выбирают равным нулю (это облегчает соединение каскадов друг с другом). Ток покоя $I_c(0)$ легко определить, пользуясь уравнением управляющей характеристики ПТ в режиме насыщения (с учетом (6.26))

$$I_c(0) = \frac{b}{2} (E_{и} - U_{\text{пор}})^2 \quad (6.28)$$

Отсюда, задаваясь током $I_c(0)$ легко найти необходимое значение напряжения $E_{и}$. Иногда в схеме на рис. 6.17 используется резистор $R_{и}$ (как и резистор R_3 он создает отрицательную обратную

связь, уменьшающую искажения). В этом случае источник напряжения $E_{и}$ может и отсутствовать, а напряжение смещения равно

$$U_{зи}(0) = -E_{и} - I_c(0)R_{и}. \quad (6.29)$$

Аналогично могут быть построены усилительные каскады и на других типах ПТ.

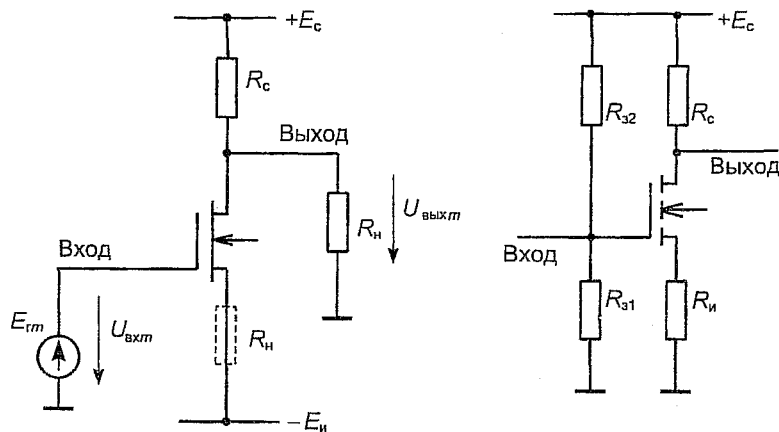


Рис. 6.17

Рис. 6.18

На рис. 6.18 приведена схема усилительного каскада на МОП-транзисторе с индуцированным каналом. В этой схеме

$$U_{зи}(0) = E_c \frac{R_{з1}}{R_{з1} + R_{з2}} - I_c(0)R_c. \quad (6.30)$$

Таким образом, напряжение затвор-исток определяется двумя составляющими – положительной, получаемой с помощью делителя напряжения $R_{з1}$, $R_{з2}$, и отрицательной за счет автоматического смещения на резисторе $R_{и}$.

Для оценки **усилительных свойств** составим эквивалентную схему каскада, соответствующую схемам на рис. 6.17 и 6.18 – см. рис. 6.19.

Сопротивление r_c учитывать не будем ($r_c \gg R_{и}$), тогда

$$\begin{cases} I_{cm} = SU_{зиm}, \\ U_{выхm} = -SU_{зиm}R_{и}, \\ U_{зиm} = U_{вхm} - U_{иm} = U_{вхm} - I_{cm}R_c. \end{cases} \quad (6.31)$$

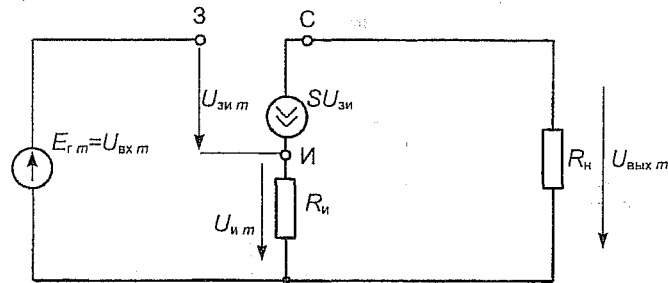


Рис. 6.19

Из системы (6.31) получим выражение для коэффициента усиления каскада по напряжению (входное сопротивление и усиление по току на низкой частоте стремятся к бесконечности).

$$U_{зиm} = U_{вхm} - SR_{и}U_{зиm}; \quad U_{вхm} = (1 + SR_{и})U_{зиm};$$

$$K_U = \frac{U_{выхm}}{U_{вхm}} = -\frac{SR_{и}}{1 + SR_{и}}. \quad (6.32)$$

Крутизна маломощных ПТ составляет примерно 0,5...1 мА/В, тогда при $R_{и} = 5$ кОм, $R_{и} = 0$, $S = 1$ мА/В, $K_U = 5$. Таким образом, усиление по напряжению каскадов на ПТ меньше, чем каскадов на БТ. Поэтому в аналоговой технике биполярные транзисторы используются чаще, чем полевые. Последние, как правило, применяют в особых случаях, например, во входных и в выходных каскадах.

6.3.3. Дифференциальные каскады

Дифференциальный каскад – это схема, используемая для усиления разности напряжений двух входных сигналов. В идеальном случае выходной сигнал не зависит от уровня каждого из входных сигналов, а определяется только их разностью.

На рис. 6.20 показана простейшая схема ДК на биполярных транзисторах. Схема содержит два плеча, включающих транзисторы VT1 и VT2 и резисторы $R_{к1} = R_{к2}$ и токозадающий резистор R_0 . В первом приближении ток I_0 , протекающий через резистор R_0 (и оба транзистора), не должен зависеть от входных сигналов. Для этого сопротивление резистора R_0 выбирается большим (десять килоом) или вместо него используется транзисторный генератор тока. В схеме используются два источника питания $E_{п1}$ и $E_{п2}$, вторые выводы которых подключены к общей точке. Наличие двух источников питания позволяет работать с сигналами любой полярности (если оста-

вить один источник питания, а вторую шину питания подключить к общей точке, возможно усиление сигналов только одной полярности).

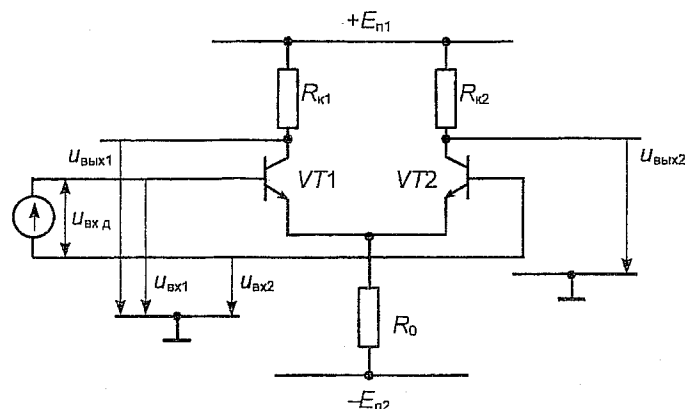


Рис. 6.20

В общем случае дифференциальный каскад имеет два входа и два выхода, напряжения на которых $U_{вх1}$, $U_{вх2}$, $U_{вых1}$, $U_{вых2}$ отсчитываются от общей точки.

Различают синфазные и дифференциальные входные сигналы. Когда уровни сигналов на обоих входах равны ($U_{вх1} = U_{вх2} = U_{вх\text{ сф}}$), такие сигналы называют синфазными. Роль синфазных сигналов обычно играют помехи. Если источник сигнала включен между входами ДК, то такой сигнал называют дифференциальным (разностным) $U_{вх\text{ д}} = U_{вх1} - U_{вх2}$. При дифференциальном включении входной сигнал делится пополам между одинаковыми транзисторами VT1 и VT2, причем составляющие напряжений на входах ДК относительно общей точки противоположны по знаку, или

$$U_{вх1} = \frac{U_{вх\text{ д}}}{2} \text{ и } U_{вх2} = -\frac{U_{вх\text{ д}}}{2}. \quad (6.33)$$

Дифференциальный каскад должен эффективно усиливать дифференциальные сигналы и ослаблять синфазные.

Выходное напряжение может сниматься между выходами схемы; тогда оно называется выходным дифференциальным (или двухфазным) напряжением. При этом необходимо, чтобы следующий каскад имел дифференциальный вход. Кроме того, часто используют однофазный выход – снимают выходное напряжение меж-

ду одним из выходов и общей точкой, при этом половина полезного сигнала, действующего на оставшемся выходе не используется.

Рассмотрим преобразование синфазного сигнала в ДК. Пусть на входы схемы (рис. 6.20) подано синфазное напряжение ($U_{вх1} = U_{вх2} = U_{вх\text{ сф}}$). В качестве выходного сигнала будем рассматривать однофазное напряжение на первом выходе $U_{вх} = U_{вых1}$.

Для анализа воспользуемся эквивалентной схемой, приведенной на рис. 6.21, содержащей одну половину ДК. Поскольку через транзистор VT1 протекает половина тока I_0 , резистор в эмиттерной цепи имеет сопротивление $2R_0$ (второе сопротивление $2R_0$ обеспечивает ток второй половины ДК).

Схема на рис. 6.21 является классическим усилительным каскадом с ОЭ, рассмотренным ранее. Воспользуемся формулой для расчета коэффициента усиления по напряжению

$$K_{U\text{ сф}} = \frac{U_{вых}}{U_{вх\text{ сф}}} = -\frac{R_k}{2R_0}. \quad (6.34)$$

Из (6.34) видно, что если $R_0 \gg R_k$, то $K_{U\text{ сф}} \ll 1$. Иными словами, увеличивая сопротивление токозадающего резистора R_0 можно уменьшать коэффициент передачи синфазного сигнала до требуемого уровня. Особенно эффективно подавление синфазного сигнала обеспечивается при замене R_0 генератором тока.

Очень важно, что ДК обладают высокой стабильностью, так как реальные дестабилизирующие факторы (изменение температуры, ионизирующие излучения, старение элементов) воздействуют на плечи ДК практически одинаково (если идентичность параметров элементов не нарушается) и ослабляются аналогично синфазным сигналам. Поэтому ДК, разработанные как приемники сигналов для симметричных линий, широко используются в микроэлектронике как высокостабильные каскады общего назначения.

Усиление дифференциального сигнала проанализируем с помощью схем на рис. 6.22. На схеме (рис. 6.22,а) показаны токи, протекающие в ДК под действием дифференциального напряжения $U_{вх\text{ д}}$. В этом случае через резистор R_0 помимо тока I_0 (задаваемого источником $E_{п2}$) протекают одинаковые, но противоположно направ-

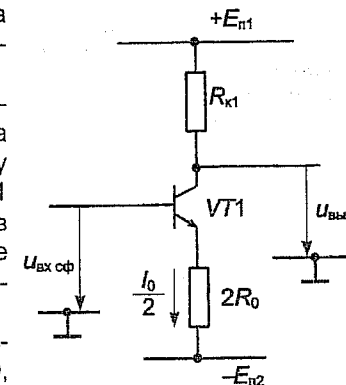


Рис. 6.21

ленные составляющие токов эмиттеров $I_{э1д}$, $I_{э2д}$ транзисторов $VT1$ и $VT2$. Таким образом, падение напряжения от протекания дифференциальных составляющих токов на резисторе R_0 отсутствует и для дифференциальных сигналов потенциал точки A равен нулю. Следовательно, для дифференциальных сигналов справедлива эквивалентная схема на рис. 6.22,б, отличающаяся от схемы на рис. 6.21 отсутствием резистора R_0 .

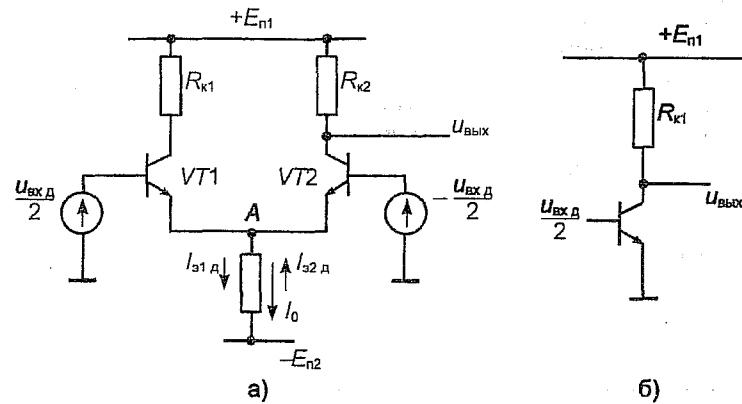


Рис. 6.22

Определим коэффициент усиления по напряжению для дифференциального сигнала

$$K_{Uд} = \frac{U_{вых}}{U_{вх.д}} = -\frac{\beta R_k}{2R_{вх}}. \quad (6.35)$$

где $R_{вх} = r'_б + \beta r_э$, $r_э = \frac{2U_T}{I_0}$ (так как через один транзистор протекает ток $\frac{I_0}{2}$).

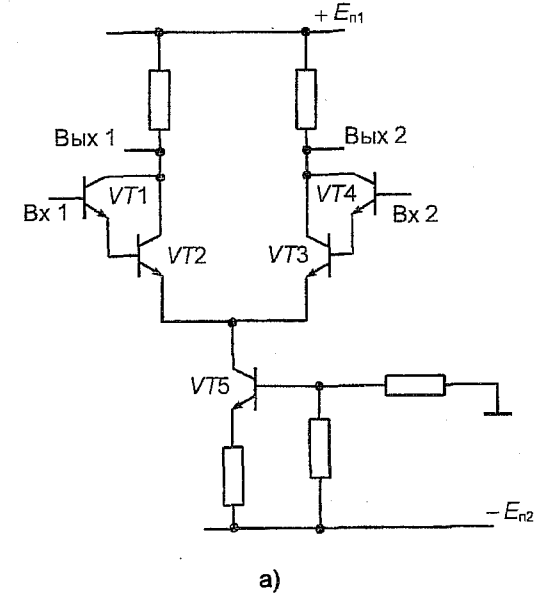
Дифференциальные каскады, как правило, работают с малым током $I_0 \ll 1$ мА, тогда $R_{вх} \approx \beta r_э$ и

$$K_{Uд} = -\frac{R_k}{2r_э} = -\frac{R_k I_0}{4U_T}. \quad (6.36)$$

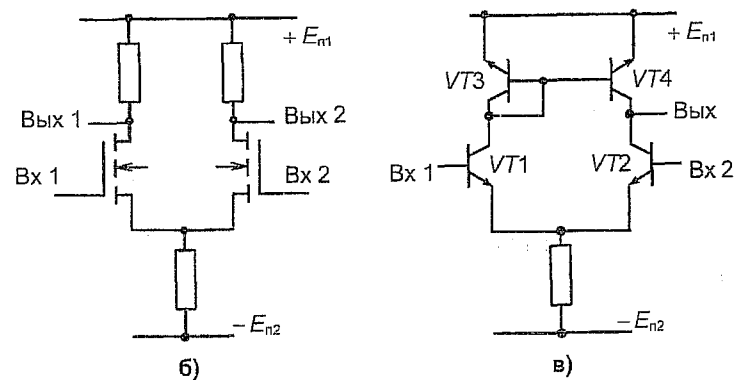
Таким образом, коэффициент усиления для дифференциального сигнала гораздо больше, чем для синфазного и достигает нескольких сотен (тысяч при использовании динамической нагрузки). Отметим, что усиление ДК можно регулировать, изменяя ток I_0 , что

используется в программируемых операционных усилителях и перемножителях аналоговых сигналов.

Существует много вариантов построения дифференциальных каскадов (рис. 6.23). В схеме на рис. 6.23,а применены составные транзисторы, включенные по схеме Дарлингтона, а вместо токоза-



а)



б)

в)

Рис. 6.23

дающего резистора R_0 использован генератор тока на транзисторе $VT5$. По сравнению с простейшим ДК эта схема отличается большим входным сопротивлением и используется в прецизионных устройствах.

Еще большим входным сопротивлением отличается схема на рис. 6.23,б, в которой использованы МДП-транзисторы. Входные токи в этой схеме (на низких частотах) определяются утечками через диэлектрик затвора и составляют единицы – десятки пикоампер.

На рис. 6.23,в изображен ДК с динамической нагрузкой в виде токового зеркала на транзисторах $VT3$, $VT4$. Эта схема обладает высоким коэффициентом усиления ($K_{U\text{ дф}}$ составляет несколько тысяч) и однофазным выходом. Существенно, что в этой схеме сигнал транзистора $VT1$ не теряется, а с помощью токового зеркала передается в выходную цепь, складываясь с сигналом транзистора $VT2$.

6.3.4. Повторители напряжения

Повторителями напряжения называются каскады с коэффициентом усиления по напряжению близким к единице, не изменяющие фазу выходного сигнала и обладающие высоким входным и низким выходным сопротивлениями по сравнению с простейшими усилительными каскадами. Для построения повторителей используют каскады с общим коллектором (эмиттерный повторитель) и с общим истоком (источковый повторитель).

Принципиальная схема эмиттерного повторителя приведена на рис. 6.24,а, а его малосигнальная эквивалентная схема – на рис. 6.24.б.

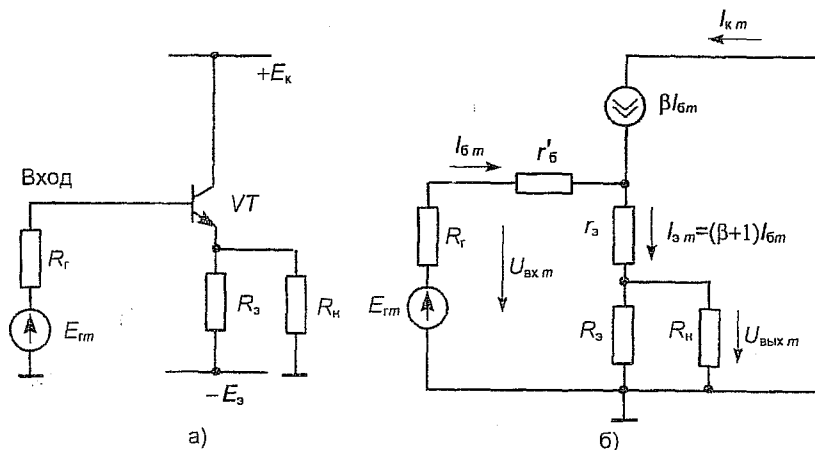


Рис. 6.24

Из рисунка 6.24,а следует, что в первом приближении выходное напряжение повторяет входное (с уменьшением на $U^* = 0,6...0,8$ В). При наличии двух источников питания схема повторяет сигналы любой полярности.

Расчет **постоянных составляющих токов** (а следовательно и выбор параметров элементов схем) для повторителей совпадает с аналогичными вычислениями для каскадов с ОЭ (отсутствие R_k на токи практически не влияет).

Поэтому перейдем к анализу повторителя для **переменных сигналов**. Из схемы на рис. 6.24,б получим

$$U_{вх м} = I_{эм} R_3 \parallel R_H = (1 + \beta) I_{bm} R_3 \parallel R_H, \quad (6.37)$$

$$U_{вх м} = I_{bm} [r'_6 + (1 + \beta) r_3 + (1 + \beta) R_3 \parallel R_H]. \quad (6.38)$$

Тогда **коэффициент передачи по напряжению** равен

$$K_U = \frac{U_{вых м}}{U_{вх м}} = \frac{(1 + \beta) R_3 \parallel R_H}{r'_6 + (1 + \beta) r_3 + (1 + \beta) R_3 \parallel R_H}. \quad (6.39)$$

Учитывая, что $R_3 \parallel R_H \gg r_3$ и $(1 + \beta) R_3 \parallel R_H \gg r'_6$ $K_U \approx 1$. (В реальных схемах $K_U = 0,98...0,99$). Таким образом, эмиттерный повторитель передает переменный сигнал практически без изменения (напомним, что постоянная составляющая уменьшается на U^*).

Входное сопротивление повторителя $R_{вх}$ определяется по той же формуле, что и для каскада ОЭ

$$R_{вх} = \frac{U_{вх м}}{I_{bm}} = r'_6 + (\beta + 1)(R_3 \parallel R_H + r_3) \approx \beta R_3 \parallel R_H. \quad (6.40)$$

Однако в отличие от усилительного каскада в повторителе R_3 и R_H можно увеличивать, практически не изменяя коэффициент передачи. Таким образом, входное сопротивление повторителя можно получить значительно больше (особенно эффективно использование составных транзисторов и генератора тока вместо R_3). При этом следует иметь в виду, что максимальное значение входного сопротивления ограничено величиной дифференциального сопротивления коллекторного перехода r_k (сотни килоом – единицы мегом), которым мы ранее пренебрегли.

Выходное сопротивление повторителя $R_{вых}$ определяется соотношением

$$R_{вых} = \frac{(U_{вых м})_{xx}}{(I_{вых м})_{кз}},$$

где $(U_{\text{вых}} m)_{\text{хх}}$ — выходное напряжение холостого хода при $(R_{\text{н}} = \infty)$, а $(I_{\text{вых}} m)_{\text{кз}}$ — выходной ток короткого замыкания ($R_{\text{н}} = 0$).

Из эквивалентной схемы на рис. 6.24,б при $R_{\text{н}} = \infty$ получим

$$\begin{aligned} E_{\text{г м}} &= I_{\text{б м}} (R_{\text{г}} + r'_{\text{б}}) + I_{\text{э м}} (r_{\text{э}} + R_{\text{э}}) = \\ &= (1-\alpha) I_{\text{э м}} (R_{\text{г}} + r'_{\text{б}}) + I_{\text{э м}} r_{\text{э}} + I_{\text{э м}} R_{\text{э}}, \end{aligned}$$

тогда

$$(U_{\text{вых}} m)_{\text{хх}} = I_{\text{э м}} R_{\text{э}} = E_{\text{г м}} \frac{R_{\text{э}}}{(1-\alpha)(R_{\text{г}} + r'_{\text{б}}) + r_{\text{э}} + R_{\text{э}}}.$$

Аналогично при $R_{\text{н}} = 0$

$$E_{\text{г м}} = (1-\alpha)(I_{\text{э м}})_{\text{кз}} (R_{\text{г}} + r'_{\text{б}}) + (I_{\text{э м}})_{\text{кз}} r_{\text{э}}.$$

Таким образом

$$(I_{\text{э м}})_{\text{кз}} = \frac{E_{\text{г м}}}{(1-\alpha)(R_{\text{г}} + r'_{\text{б}}) + r_{\text{э}}}.$$

Окончательно для выходного сопротивления получим

$$R_{\text{вых}} = \frac{(U_{\text{вых}} m)_{\text{хх}}}{(I_{\text{вых}} m)_{\text{кз}}} = \frac{R_{\text{э}} [r_{\text{э}} + (1-\alpha)(R_{\text{г}} + r'_{\text{б}})]}{R_{\text{э}} + r_{\text{э}} + (1-\alpha)(R_{\text{г}} + r'_{\text{б}})}. \quad (6.41)$$

В реальных схемах, учитывая, что $R_{\text{э}} \gg (1-\alpha)R_{\text{г}}$ и $r'_{\text{б}} \ll R_{\text{г}}$, можно пользоваться упрощенным выражением

$$R_{\text{вых}} = r_{\text{э}} + (1-\alpha)R_{\text{г}} = r_{\text{э}} + \frac{R_{\text{г}}}{\beta + 1} \approx \frac{R_{\text{г}}}{\beta}. \quad (6.42)$$

Из (6.42) следует, что эмиттерный повторитель в β раз уменьшает внутреннее сопротивление источника сигнала.

Таким образом, обладающий большим входным и малым выходным сопротивлением эмиттерный повторитель может быть использован в качестве согласующего каскада (трансформатора сопротивлений) между источником сигнала и низкоомной нагрузкой.

Аналогичными свойствами обладают и истоковые повторители, однако из-за малой крутизны полевых транзисторов у них меньше коэффициент передачи и больше выходное сопротивление. Поэтому истоковые повторители используются гораздо реже.

6.3.5. Выходные каскады аналоговых ИС

При построении выходных каскадов АИС следует учитывать ряд специфических требований. В первую очередь к ним относится возможность работы на низкоомную нагрузку (при заданном напряжении источников питания, ограничивающих изменения выходного напряжения, отдаваемая в нагрузку мощность обратно пропорцио-

нальна ее сопротивлению). Обычные усилительные каскады (схемы с ОЭ и ОИ) имеют высокое выходное сопротивление и могут быть использованы только с понижающими трансформаторами. В этой связи для согласования с нагрузкой в выходных каскадах АИС используются эмиттерные повторители, обладающие низким выходным сопротивлением. Кроме того, выходные каскады должны иметь высокий КПД. Это достигается путем использования двухтактных схем, в которых каждый из двух транзисторов усиливает сигнал одной полярности, а в режиме покоя ($U_{\text{вх}} = 0$) оба транзистора практически не потребляют ток.

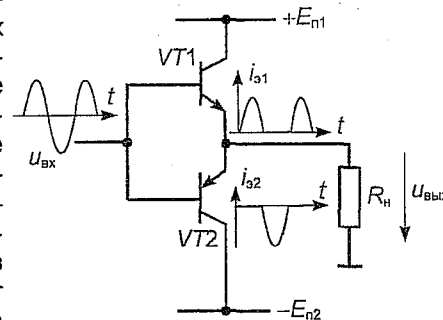


Рис. 6.25

На рис. 6.25 показана упрощенная схема двухтактного эмиттерного повторителя, выполненная на комплементарных ($n-p-n$ - и $p-n-p$ -) транзисторах. В те моменты времени, когда входное напряжение положительно, работает повторитель на транзисторе VT1, а когда отрицательно — на транзисторе VT2. В нагрузке сигналы транзисторов складываются (такой режим работы транзисторов с отсечкой половины сигнала называется режимом Б). По сравнению с обычными усилительными каскадами, в которых рабочая точка выбирается на середине линейного участка характеристики (режим А) в двухтактных каскадах в 2 раза увеличивается максимальная амплитуда выходного сигнала (а следовательно мощность возрастает в 4 раза). Кроме того, при нулевом входном напряжении токи обоих транзисторов близки к нулю и $U_{\text{вх1}}, U_{\text{вх2}}, U_{\text{вх}}$ мощность не рассеивается.

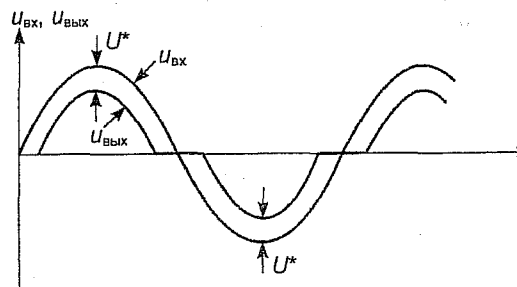


Рис. 6.26

Упрощенной схеме присущ следующий недостаток: выходной сигнал отслеживает входной с разницей на величину падения напряжения на эмиттерных переходах транзисторов

$U^* = 0,6 \dots 0,8$ В (см. рис. 6.26), что вызывает искажения выходного сигнала.

При $-U^* < U_{Bx} < U^*$ оба транзистора заперты. Для уменьшения этих искажений на эмиттерные переходы обоих транзисторов целесообразно дополнительно подать прямые напряжения, равные U^* .

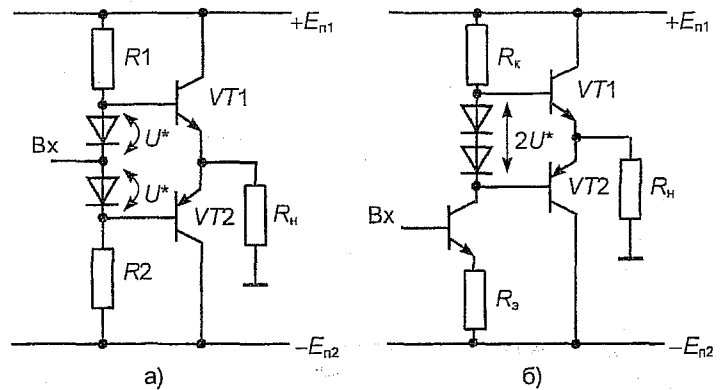


Рис. 6.27

Для этого используют диоды смещения (рис. 6.27,а). С помощью резисторов R_1 и R_2 , задающих прямой ток через диоды смещения, на последних устанавливаются прямые напряжения U^* . В результате напряжение на базе $VT1$ превышает входное на величину U^* , а напряжение на базе $VT2$ на величину U^* меньше, чем входное напряжение. Вследствие этого переходные искажения ослабляются. Аналогично работает схема, приведенная на рис. 27,б.

6.4. Операционные усилители

Операционный усилитель — это усилитель постоянного тока с дифференциальным входом и большим коэффициентом усиления, позволяющий использовать обратные связи различного типа без нарушения его работоспособности. Исторически термин «операционный усилитель» возник в аналоговой вычислительной технике. С ним связывалась какая-либо математическая операция: суммирование, вычитание, умножение, дифференцирование, интегрирование и т. д., которую усилитель мог выполнять за счет введения обратных связей соответствующего вида. В настоящее время смысл этого термина существенно расширился. С помощью ОУ можно реализовать большинство аналоговых устройств: усилители, фильтры, детекторы, генераторы, активные резонаторы, гираторы,

компараторы и т. д. Поэтому ОУ являются самой распространенной АИС. Интегральные технологии позволяют выполнить ОУ в одном корпусе. Это дает возможность рассматривать его как самостоятельный электронный компонент, не вникая глубоко в его структуру.

На рис. 6.28,а, б приведены условные обозначения ОУ в электрических схемах. Входы операционного усилителя имеют разное обозначение. Инвертирующий вход, напряжение на котором сдвинуто по фазе относительно выходного на 180° (инвертировано), обозначается знаком «-» или кружком. Неинвертирующий вход обозначается знаком «+».

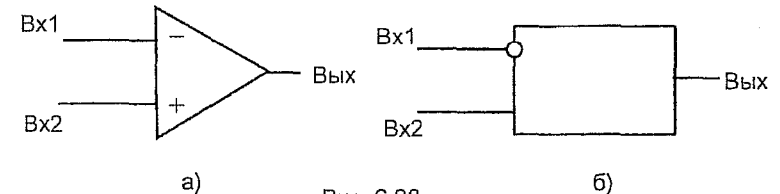


Рис. 6.28

Идеальный операционный усилитель должен иметь:

- 1) большой коэффициент усиления по напряжению для дифференциальных сигналов;
- 2) большое входное и малое выходное сопротивления;
- 3) высокую стабильность и низкий уровень искажений;
- 4) высокое быстродействие и не вносить дополнительных фазовых сдвигов;
- 5) не должен реагировать на синфазные сигналы.

6.4.1. Структура и основные параметры ОУ

Большинство современных ОУ строятся по двухкаскадной схеме (рис. 6.29), то есть содержат два каскада усиливающих напряжение



Рис. 6.29

(первый обязательно дифференциальный). Кроме того, в состав ОУ входит выходной каскад (повторитель напряжения) и вспомогательные элементы. Ранее ОУ строились по трехкаскадной схеме, так как с помощью двух каскадов не удавалось получить достаточное усиление.

Рассмотрим принцип построения ОУ на примере. На рис. 6.30 изображена упрощенная принципиальная схема двухкаскадного ОУ.

Каждый из приведенных на рис. 6.30 каскадов был рассмотрен ранее.

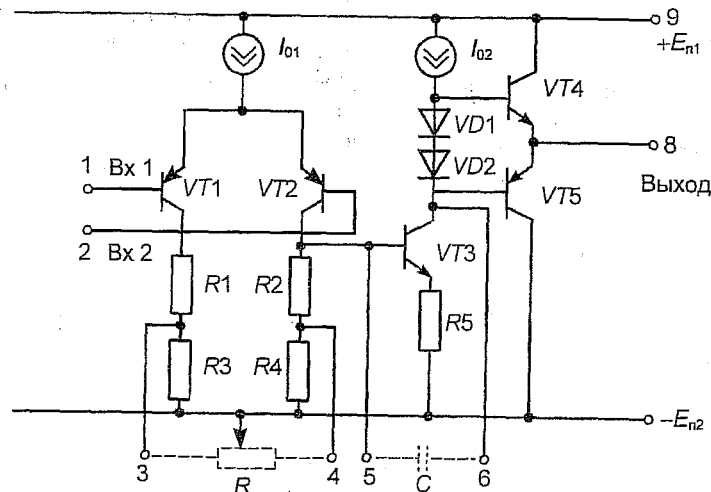


Рис. 6.30

Первый (дифференциальный) каскад выполнен на *p-n-p*-транзисторах, питающихся от транзисторного генератора тока I_{01} . Высокое дифференциальное сопротивление генератора тока позволяет существенно ослабить передачу синфазных сигналов и улучшить стабильность ОУ. В каскаде предусмотрена балансировка по постоянному току с помощью внешнего переменного резистора, позволяющего в небольших пределах изменять сопротивления в коллекторных цепях транзисторов и, следовательно, изменять выходное напряжение ОУ. В более сложных схемах используются составные транзисторы вместо $VT1$ и $VT2$ и нагрузка в виде токового зеркала.

Второй усилительный каскад выполнен на *n-p-n*-транзисторе $VT3$ с динамической нагрузкой в виде генератора тока I_{02} . Дiodы смещения, включенные в прямом направлении, на работу второго каскада не влияют. Чередование типов проводимостей транзисторов в 1-м и 2-м каскадах позволяет отказаться от отдельных схем сдвига уровня. Конденсатор C , включенный между входом и выходом каскада, служит для коррекции частотной характеристики ОУ. Он уменьшает усиление ОУ на высоких частотах. Для устойчивой работы усилителя необходимо, чтобы усиление на частотах, при которых фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями достига-

ет 180° , было меньше единицы. Включение конденсатора как проходного (между входом и выходом) увеличивает его эквивалентную емкость за счет эффекта Миллера в тысячи раз.

Такая схема имеет название интегратор Миллера. Емкость, корректирующая частотную характеристику, может быть как встроенной, так и внешней.

Выходной каскад, обеспечивающий малое выходное сопротивление ОУ, представляет собой двухтактный эмиттерный повторитель на транзисторах $VT4$ и $VT5$. Большое входное сопротивление повторителя позволяет использовать в предыдущем каскаде динамическую нагрузку. В большинстве реальных схем в выходной каскаде включаются также элементы, защищающие ОУ от перегрузки по току (от «короткого замыкания» выхода).

К основным параметрам ОУ относятся:

K_0 — коэффициент усиления по напряжению без обратной связи (для дифференциального сигнала).

$K_{ос\ сф}$ — коэффициент ослабления синфазной составляющей, показывающий во сколько раз (обычно в логарифмическом масштабе) дифференциальный сигнал усиливается сильнее, чем синфазный.

$R_{вх}$, $R_{вх\ сф}$ — входное сопротивление для дифференциального и синфазного сигналов.

$R_{вх}$ — выходное сопротивление.

$U_{см}$ — напряжение смещения и его температурный сдвиг $\varepsilon_{см}$. Напряжение смещения — это то напряжение, которое нужно подать между входами ОУ (один из которых присоединен к общей точке), чтобы выходное напряжение было равно нулю. В реальных ОУ $U_{см} \neq 0$ из-за технологического разброса параметров. Для компенсации $U_{см}$ может использоваться цепь коррекции по постоянному току.

$I_{вх1}$ и $I_{вх2}$ — входные токи (смещения). Это токи, протекающие во входных выводах, при присоединении последних к общей точке. Эти токи протекают под действием напряжений источников питания. Поскольку входные токи примерно одинаковы $I_{вх1} \approx I_{вх2}$, обычно используют средний входной ток — $I_{вх\ ср}$ и разность входных токов $\Delta I_{вх}$ (входной ток сдвига). В правильно сконструированных схемах на основе ОУ сопротивления в цепях обоих входов выбираются одинаковыми и влияние среднего входного тока тем самым устраняется (падения напряжения от протекания среднего входного тока являются синфазным сигналом).

Быстродействие ОУ в режиме малого сигнала определяется частотной характеристикой коэффициента усиления по

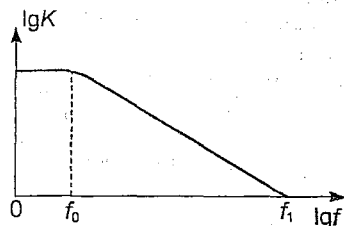


Рис. 6.31

напряжению $K(j2\pi f)$. Для усилителей со скорректированной характеристикой указывают f_0 — частоту, на которой начинается спад частотной характеристики и f_1 **частоту (полосу) единичного усиления** (рис. 6.31).

В режиме большого сигнала используется параметр V_u — **скорость нарастания выходного напряжения**, которая определяется скоростью изменения напряжения на конденсаторе интегратора под действием максимального выходного тока дифференциального каскада. (Максимальный выходной ток ДК не превышает тока питания I_n).

Кроме того, в справочных данных ОУ приводятся значения максимальных величин входного $\pm U_{вх\text{ м}}$ и выходного $\pm U_{вых\text{ м}}$ напряжений, напряжения источников питания $E_{п1}$ и $E_{п2}$, потребляемый ток I_n и другие параметры.

Типичными значениями параметров современных универсальных ОУ можно считать:

$$K_0 = 10^5 \dots 10^6; K_{ос\text{ сф}} = 80 \dots 100 \text{ дБ};$$

$$R_{вх} > 10^5 \text{ Ом (для входных каскадов на БТ) и } > 10^8 \text{ (для ПТ);}$$

$$R_{вх\text{ сф}} > 10 R_{вх} \text{ (как правило не учитывается);}$$

$$I_{вх\text{ ср}} = 5 \dots 100 \text{ нА (БТ) или } 5 \dots 100 \text{ пА (ПТ);}$$

$$\Delta I_{вх} \approx 0,1 \dots 0,2 I_{вх\text{ ср}};$$

$$U_{см} = 1 \dots 3 \text{ мВ}; \varepsilon_{см} = 2 \dots 3 \text{ мкВ/}^\circ\text{С};$$

$$f_0 = 10 \dots 20 \text{ Гц}; f_1 = 0,5 \dots 5 \text{ МГц};$$

$$V_u = 0,5 \dots 5 \text{ В/мкс.}$$

В специализированных ОУ (прецизионных, быстродействующих и т. д.) отдельные параметры могут быть на порядок лучше.

6.4.2. Применение операционных усилителей

В большинстве аналоговых устройств на основе ОУ используется обратная связь. Обратная связь (ОС) — это процесс передачи части выходного сигнала обратно на вход. Обратная связь бывает отрицательной (ООС), при которой сигнал ОС вычитается из входного сигнала, и положительной (ПОС), при которой сигнал ОС складывается с входным. Отрицательная ОС уменьшает усиление, но при этом улучшает другие параметры, например, уменьшает нелинейные искажения, сглаживает частотную характеристику, улучшает стабильность. ОУ разработаны для использования в устройствах с глубокой отрицательной обратной связью и именно поэтому имеют большое усиление. Характер-

но, что вид выполняемых такими устройствами операций определяется внешними (как правило, пассивными) по отношению к ОУ элементами. От параметров самого ОУ зависит только точность работы. Значительно реже, например, в автогенераторах используется положительная обратная связь.

Приведем примеры наиболее распространенных устройств на основе ОУ и рассмотрим методы их анализа.

Инвертирующий усилитель

Схема инвертирующего усилителя приведена на рис. 6.32. Будем считать, что операционный усилитель описывается следующими параметрами — коэффициентом усиления K_0 и входным дифференциальным сопротивлением $R_{вх}$. Выходное сопротивление ОУ примем равным нулю ($R_{вых} = 0$).

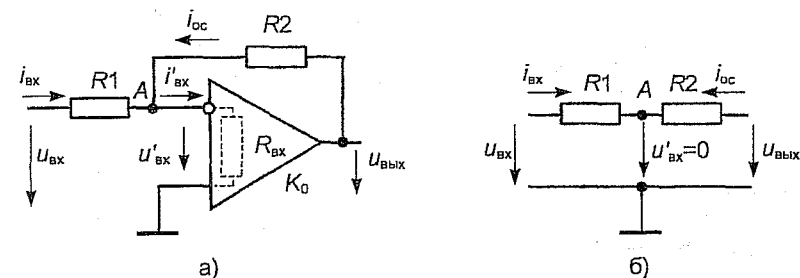


Рис. 6.32

В схеме применена параллельная ООС по напряжению (источник сигнала и цепь ОС включены параллельно, сигнал ОС пропорционален выходному напряжению). Составим основные уравнения, описывающие работу схемы.

$$i_{вх} + i_{ос} = i'_{вх}, \quad (6.43)$$

$$i_{вх} = \frac{U_{вх} - U'_{вх}}{R_1}, \quad i_{ос} = \frac{U_{вых} - U'_{вх}}{R_2}, \quad i'_{вх} = \frac{U'_{вх}}{R_{вх}}, \quad U_{вых} = -K_0 U'_{вх}. \quad (6.44)$$

Подставляя (6.44) в (6.43), получим

$$\frac{U_{вх} + \frac{U_{вых}}{K_0}}{R_1} + \frac{U_{вых} + \frac{U_{вых}}{K_0}}{R_2} = -\frac{U_{вых}}{K_0 R_{вх}},$$

тогда коэффициент усиления по напряжению равен

$$K_U = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_{\text{вх}}}} \frac{1}{K_0} \quad (6.45)$$

Если

$$K_0 \gg \frac{R_2}{R_1} \quad \text{и} \quad K_0 \gg \frac{R_2}{R_{\text{вх}}}, \quad (6.46)$$

то

$$K_U = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (6.47)$$

Условие (6.46) соответствует глубокой обратной связи, при которой усиление устройства $K_U = -R_2/R_1$ много меньше, чем усиление ОУ без ОС (K_0) и определяется внешними элементами R_1 и R_2 . Обратим внимание на то, что (6.55) тем точнее, чем выше K_0 .

Так как ОУ имеют очень большое усиление без ОС ($K_0 \approx 10^5 \dots 10^6$), то (6.46) выполняется достаточно точно и для анализа схем может быть использован приближенный подход.

Сущность **приближенного подхода к анализу устройстве на основе ОУ** можно сформулировать следующими положениями:

Будем считать что напряжение между входами ОУ равно нулю

$$u'_{\text{вх}} \approx 0. \quad (6.48)$$

Это следует из того, что при больших K_0 $u'_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{вых}}}{K_0}$ мало, по сравнению $u_{\text{вх}}$.

Будем считать, что входной ток операционного усилителя тоже равен нулю

$$i'_{\text{вх}} \approx 0. \quad (6.49)$$

Последнее справедливо, так как входное сопротивление ОУ велико (минимум сотни килоом, а как правило, гораздо больше).

С учетом (6.48) и (6.49) можно сразу записать

$$i_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{вх}}}{R_1}; \quad i_{\text{ос}} = \frac{u_{\text{вых}}}{R_2}; \quad i_{\text{вх}} = -i_{\text{ос}}; \quad K_U = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Входное сопротивление $R_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{вх}}}{i_{\text{вх}}} \approx R_1$ определяется сопротивлением R_1 .

Приведенный упрощенный расчет соответствует эквивалентной схеме на рис. 6.32,б, в которой ОУ обеспечивает нулевой потенциал (виртуальный ноль) точки А. ($u_A = u'_{\text{вх}} = 0$)

Интегратор и дифференциатор

Если в схеме на рис. 6.37 вместо R_2 установить конденсатор C , то получится схема интегратора. В этом случае справедливо

$$i_{\text{ос}} = C \frac{du_{\text{вых}}}{dt}; \quad i_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{вх}}}{R_1}; \quad i_{\text{ос}} = -i_{\text{вх}}.$$

Тогда

$$u_{\text{вых}} = -\frac{1}{R_1 C} \int u_{\text{вх}} dt. \quad (6.50)$$

Если конденсатор установить вместо R_1 , то получим схему дифференцирующего устройства. Для него

$$u_{\text{вых}} = -R_2 C \frac{du_{\text{вх}}}{dt}. \quad (6.51)$$

Отметим, что устанавливая различные реактивные элементы вместо R_1 и R_2 , можно получать устройства с требуемой частотной характеристикой, например, фильтры, активные резонаторы и т. д. В случае использования нелинейных элементов, получаются нелинейные преобразователи, например, при использовании диода – логарифмирующие и потенцирующие устройства.

Неинвертирующий усилитель

Схема неинвертирующего усилителя приведена на рис. 6.33,а. В этой схеме сигнал подается на неинвертирующий вход. Используемая обратная связь называется последовательной по напряжению (источник входного сигнала и цепь ОС включены последовательно, сигнал ОС пропорционален выходному напряжению). Для анализа используем приближенный подход. Из эквивалентной схемы на рис. 6.33,б следует $u_{\text{вх}} = u_{\text{ос}}$ (строго говоря, $u_{\text{вх}} - u_{\text{ос}} = u'_{\text{вх}} \approx 0$).

$$u_{\text{ос}} = u_{\text{вых}} \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Отсюда

$$K_U = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (6.52)$$

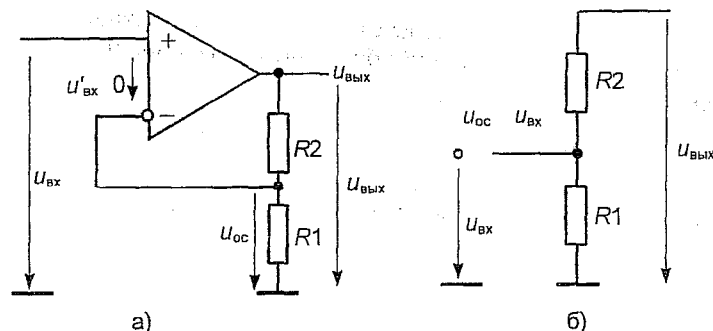


Рис. 6.33

В отличие от инвертирующего усилителя неинвертирующий усилитель обладает огромным входным сопротивлением ($R_{вх} \rightarrow \infty$). Такое отличие объясняется использованным типом ООС. Можно показать, что параллельная ООС всегда уменьшает, а последовательная — увеличивает входное сопротивление. Выходное сопротивление в обоих случаях малое, так как ООС по напряжению выходное сопротивление уменьшает.

6.5. АИС аппаратуры связи

В настоящее время выпускаются разнообразные АИС как общего назначения, так и узко специализированные. К наиболее распространенным относятся следующие.

- 1) **Усилители** — низкой частоты, промежуточной частоты, высокой частоты, импульсные, видеосигналов, постоянного тока, дифференциальные и операционные, прочие.
- 2) **Генераторы** — гармонических колебаний, импульсные, сигналов специальной формы.
- 3) **Преобразователи** — частоты, фазы, формы сигнала (отдельно выделим аналого-цифровые и цифро-аналоговые).
- 4) **Модуляторы** — амплитудные, частотные, фазовые, импульсные, в том числе — аналоговые перемножители.
- 5) **Детекторы** — амплитудные, частотные, фазовые и прочие.
- 6) **Фильтры** — верхних и нижних частот, полосовые, заградительные.
- 7) **Схемы селекции и сравнения** — амплитудные (компараторы), временные, частотные, фазовые (аналоговые).
- 8) **Электронные ключи и коммутаторы.**
- 9) **Линии задержки.**

10) **Наборы (матрицы) элементов** — резисторов, конденсаторов, диодов, транзисторов, комбинированные.

Кроме того, в аппаратуре связи широкое распространение получили специализированные АИС, используемые в аудиовидеотехнике, телефонии и т. д.

Интегральные микросхемы выпускаются промышленностью в виде серий, включающих микросхемы, характеризующиеся конструктивно-технологическим единством и предназначенные для совместного использования. Как правило, все микросхемы, входящие в одну серию, имеют один тип корпуса, одинаковые напряжения питания, показатели надежности и т. д.