

---

## Глава 8

# ОСНОВНЫЕ СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЕ СТРУКТУРЫ АНАЛОГОВОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

---

### 8.1 Функциональные узлы аналоговых интегральных микросхем

*Источники постоянного тока.* Источники тока на основе активных элементов образуют важный класс функциональных узлов ИМС.



.....  
Создать идеальный источник тока невозможно, но существуют способы, позволяющие получить очень близкую аппроксимацию идеального источника.  
.....

В этом случае, например, широко используется тот факт, что для транзистора в активном режиме ток коллектора относительно независим от напряжения на коллекторе.



### Выводы

.....  
Таким образом, биполярный транзистор можно использовать в качестве управляемого источника тока, однако зависимость его коэффициента усиления от ряда факторов (таких, как температура, рабочие ток эмиттера и коллекторное напряжение, технологический разброс параметров) исключает возможность его применения для таких целей при жёстких требованиях к допустимым изменениям.  
.....

Наличие согласованных по характеристикам пар транзисторов, изготавливаемых по одной технологии, позволяет создавать схемы с небольшими, но чрезвычайно стабильными коэффициентами усиления.

На рис. 8.1 показана одна из наиболее распространённых схем такого типа.

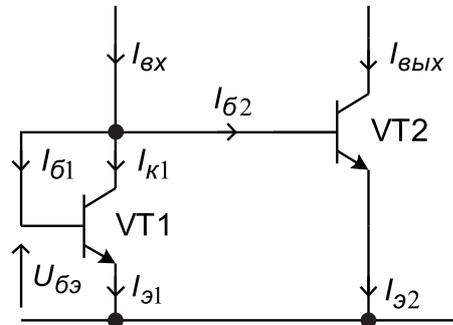


Рис. 8.1 – Интегральный источник тока, управляемый током (токовое зеркало)

Поскольку транзисторы идентичны, оба они находятся в активной области с одинаковыми напряжениями между базой и эмиттером то коллекторные токи обоих транзисторов приблизительно равны:  $I_{к1} = I_{к2}$ .

Так как  $I_{вх} = I_{к1} + I_{б1} + I_{б2} = I_{к1} + \frac{2I_{к1}}{\beta} = I_{к1} \left(1 + \frac{2}{\beta}\right)$ , имеем  $I_{вых} = I_{к1} = \frac{I_{вх}}{1 + \frac{2}{\beta}}$ ,

или  $\frac{I_{вых}}{I_{вх}} = \frac{\beta}{\beta + 2}$ . Усиление по току  $\beta$  для транзисторов ИМС много больше единицы, поэтому можно утверждать, что  $I_{вых} \approx I_{к1} \approx I_{вх}$ , а это значит, что отношение выходного тока  $I_{вых}$  к входному току  $I_{вх}$ , то есть коэффициент усиления по току, приблизительно равен единице.



.....  
 Источник постоянного тока с единичным коэффициентом усиления иногда называют **токовым зеркалом**, так как ток, текущий через левую часть схемы, является по существу зеркальным отражением тока в правой части.  
 .....

Схема токового зеркала служит основой большинства схем источников тока, а также большинства схем активной нагрузки дифференциального усилителя.

Недостатки этой схемы состоят в том, что общий коэффициент усиления по току сохраняет некоторую зависимость от коэффициентов усиления отдельных транзисторов, а выходное сопротивление относительно невелико. Эти недостатки частично можно компенсировать путём введения третьего транзистора, как показано на рис. 8.2. Для правильной работы этой схемы все три транзистора должны находиться в активной области. Поскольку падение напряжения на  $VT2$  равно  $U_{бэ}$ , то есть приблизительно 0.6 В, и напряжение, необходимое для того, чтобы предотвратить насыщение транзистора  $VT3$ , составляет примерно 0.2 В, на транзисторах  $VT2$  и  $VT3$  суммарное напряжение будет приблизительно 0.8 В.

Можно показать, что если транзисторы имеют одинаковую геометрию и температуру, то общий коэффициент усиления по току определяется выражением:

$$\frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = 1 - \frac{2}{(\beta^2 + 2\beta + 2)} \approx 1. \quad (8.1)$$

Как видно из приведённого выражения, общий коэффициент усиления по току в меньшей степени зависит от коэффициентов усиления транзисторов, чем в схеме рис. 8.1.

Наличие обратной связи способствует увеличению выходного сопротивления.



.....  
Схему рис. 8.2 ещё называют *токовым зеркалом Уилсона*.  
.....

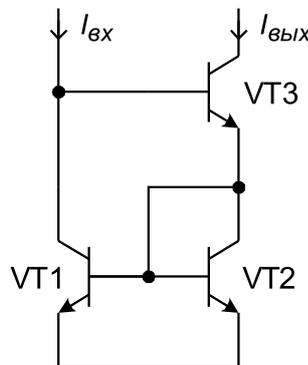


Рис. 8.2 – Интегральный источник тока с большим выходным сопротивлением (токовое зеркало Уилсона)

Схемы управляемых источников тока, показанные на рис. 8.1 и рис. 8.2, хорошо зарекомендовали себя при использовании в составе источников постоянного тока, способных поддерживать постоянное значение выходного тока в широком диапазоне температур и, кроме того, обеспечивать высокие значения выходного сопротивления для дифференциальной составляющей даже при малых падениях постоянного напряжения. Такие источники обычно используются в дифференциальных усилителях, в цепях смещения и задания режима, а также в каскадах с высоким коэффициентом усиления.

Простейший и поэтому наиболее распространённый способ реализации такого источника – включение резистора  $R_1$  в схемы рис. 8.1, рис. 8.2, как это показано на рис. 8.3, и использование возникающего при этом постоянного тока для управления источником тока. Если коэффициент тока очень близок к единице, соединение, выполненное по схеме рис. 8.3, *а*, обеспечит выходной ток:

$$I_{\text{ВЫХ}} = \frac{(U_{\text{ин}} - U_{\text{бэ}})}{R_1} \left(1 - \frac{2}{\beta + 2}\right), \quad (8.2)$$

а выходной ток схемы рис. 8.3, *б* запишется

$$I_{\text{ВЫХ}} = \frac{(U_{\text{ин}} - 2U_{\text{бэ}})}{R_1} \left(1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2}\right), \quad (8.3)$$

Пока напряжение питания существенно превышает напряжение база-эмиттер, температурная стабильность выходного тока сохраняется весьма высокой, поскольку единственным фактором, определяющим зависимость тока от температуры, в этом случае является температурный коэффициент сопротивления резистора  $R_1$ .

Если требуется получить большую или меньшую величину тока источника, то для больших уровней тока значение сопротивления резистора  $R_1$  следует уменьшать, а для меньших уровней тока — увеличивать. В первом случае увеличение тока, протекающего через резистор  $R_1$ , вызывает повышенную мощность рассеяния, а во втором — увеличение сопротивления  $R_1$  требует увеличения площади, занимаемой им на кристалле.

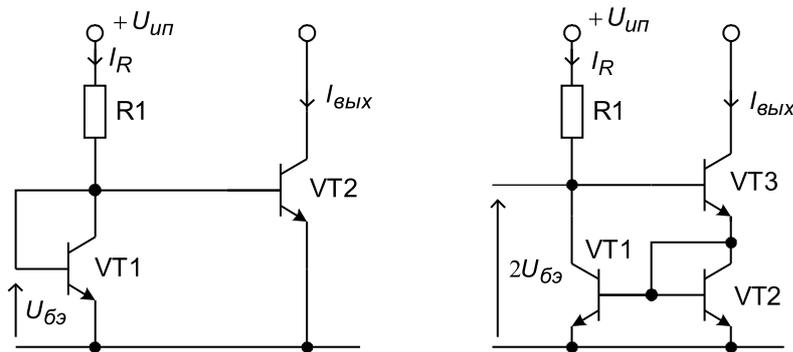


Рис. 8.3 – Интегральные источники постоянного тока: *а* — на основе простейшего токового зеркала; *б* — на основе токового зеркала Уилсона

В рассматриваемых схемах источников тока для уровня выходного тока 1 мА требуется сопротивление  $R_1 = 14.3$  кОм (при  $U_{\text{ип}} = 15$  В), что допустимо. Для многих ИМС требуются токи порядка микроампер или меньше. Если, например, требуется, чтобы источник давал ток  $I_{\text{вых}} = 1$  мкА, нужно, чтобы ток  $I_R$  был равен 1 мкА. Если  $U_{\text{ип}} = 15$  В, то  $R_1 = \frac{U_{\text{ип}} - U_{\text{бэ}}}{I_R} = \frac{1.0 - 0.7}{10^{-6}} = 14.3$  МОм, что недопустимо.

Для реализации уровней тока в мкА диапазоне используется схема, показанная на рис. 8.4.

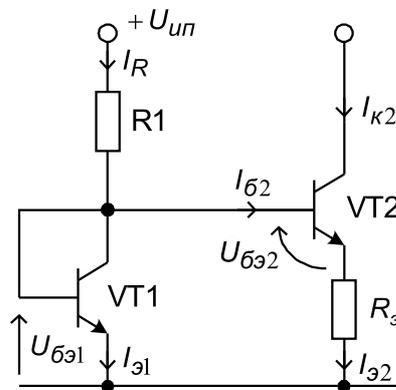


Рис. 8.4 – Интегральный источник малого тока



.....  
 Основные схемы источников постоянного тока (рис. 8.3 и рис. 8.4) являются стандартными функциональными узлами, которые можно использовать во всех аналоговых ИМС.  
 .....

Несмотря на два незначительных недостатка (относительно большая потребляемая мощность и зависимость выходного тока от напряжения питания), принципиально присущих этим схемам, каждая из них способна обеспечить высокие качественные показатели.

Существует много схем источников тока на МОП-транзисторах, похожих на схемы источников на биполярных транзисторах. Простой пример — схема на рис. 8.5, *а*, использующая токовое зеркало на МОП-транзисторе.

Другой пример источника тока на МОП-транзисторах — составной источник тока, показанный на рис. 8.5, *б*.

Это по существу схема (рис. 8.3, *б*), в которой биполярные транзисторы заменены МОП-транзисторами. Главное преимущество этого источника по сравнению с предыдущей более простой схемой заключается в существенно более низкой динамической выходной проводимости и, следовательно, в значительно более качественной стабилизации тока. Это, однако, происходит за счёт некоторого уменьшения диапазона линейного изменения напряжения.

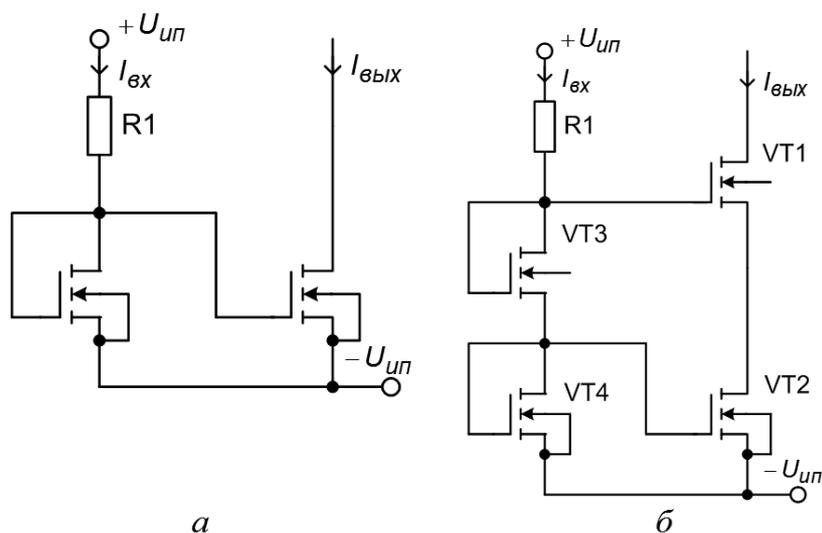


Рис. 8.5 – Источники тока на МОП-транзисторах: *а* — токовое зеркало; *б* — токовое зеркало Уилсона

*Источники постоянного напряжения.* Существуют два основных способа реализации источников напряжения, которые позволяют создавать схемы, близко аппроксимирующие характеристики идеальных источников постоянного напряжения.



.....  
 Один способ базируется на использовании свойства транзистора преобразовывать импеданс, что, в свою очередь, связано со свойством усиления транзистора по току. Другой способ базируется на свойствах усилителя с отрицательной обратной связью.  
 .....

Источник напряжения с преобразованием импеданса транзистора представлен на рис. 8.6.

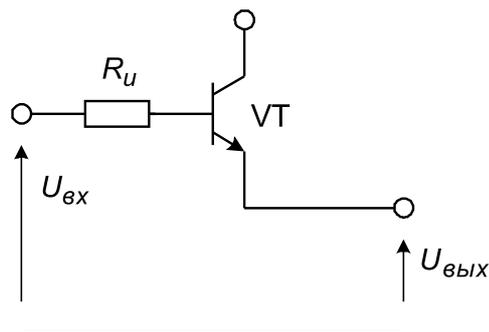


Рис. 8.6 – Источник напряжения с преобразованием импеданса транзистора

Использование усилителя с отрицательной обратной связью (рис. 8.7) позволяет получить очень низкий импеданс на выходе и тем самым обеспечить хорошую стабильность по нагрузке источника напряжения.

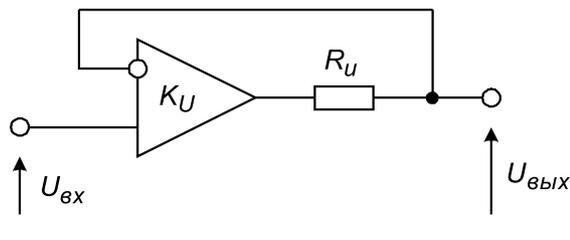


Рис. 8.7 – Источник постоянного напряжения с низким импедансом на выходе

В этой схеме  $k_U$  — коэффициент усиления усилителя без обратной связи,  $R_U$  — выходной импеданс усилителя без обратной связи. Выходное напряжение схемы (рис. 8.7) определяется выражением  $U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}} k_U}{k_U + 1} - \frac{I_{\text{вых}} R_U}{k_U + 1}$ , где  $\frac{R_U}{k_U + 1}$  — выходное сопротивление схемы при наличии обратной связи.

Обычно  $k_U \gg 1$ , и, следовательно, выходное сопротивление при наличии обратной связи много меньше, чем при её отсутствии.

Источник напряжения должен иметь очень низкий динамический выходной импеданс, чтобы выходное напряжение очень мало изменялось при изменении выходного тока. Кроме того, необходимо, чтобы у источников или стабилизаторов напряжения выходное напряжение как можно меньше зависело от напряжения питания. На рис. 8.8 приведён простой пример схемы, обладающий такими свойствами.

В схеме (рис. 8.8) стабилитрон смещён источником тока  $I_0$ . Изменение напряжения питания  $dU_{\text{ип}}$  вызовет небольшое изменение тока  $dI_0 = g_0 dU_{\text{ип}}$ , где  $g_0$  — динамическая выходная проводимость источника тока.

Это приведёт к изменению тока через стабилитрон  $dI_{\text{ст}} = dI_0$ , что, в свою очередь, изменит падение напряжения на стабилизаторе на  $dU_{\text{ст}} = R_{\text{диф}} dI_{\text{ст}} = R_{\text{диф}} dI_0 = g_0 R_{\text{диф}} dU_{\text{ип}}$ , где  $R_{\text{диф}}$  — дифференциальное сопротивление стабилитрона ( $R_{\text{диф}} \approx 2 \div 50 \text{ Ом}$ ).

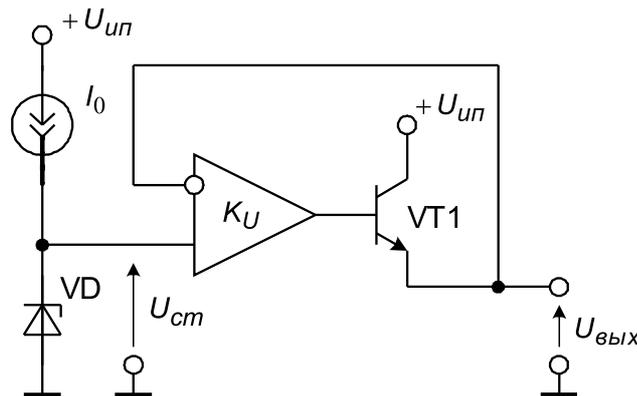


Рис. 8.8 – Источник напряжения с подачей смещения через источник тока для ослабления влияния напряжения питания

Отношение изменения напряжения  $U_{\text{вых}}$  к изменению напряжения питания  $U_{\text{ип}}$ :

$$\frac{dU_{\text{вых}}}{dU_{\text{ип}}} = \frac{dU_{\text{ст}}}{dU_{\text{ип}}} = g_0 R_{\text{диф}}. \quad (8.4)$$

Для примера, если  $R_{\text{диф}} = 10 \text{ Ом}$ ,  $g_0 = 100 \text{ нСм}$ , то  $dU_{\text{вых}}/dU_{\text{ип}} = 10^{-6}$ , а это значит, что изменение напряжения питания на 1,0 В изменяет выходное напряжение всего лишь на 1 мкВ.

На рис. 8.9 показан источник напряжения, в котором падение напряжения между базой и эмиттером использовано как опорное.

Во многих случаях схему источника опорного напряжения используют для подачи напряжения на источник напряжения. Эту комбинацию схем называют *стабилизатором напряжения*. Стабилизатор напряжения сочетает низкий температурный коэффициент выходного напряжения ( $\text{ТКН}_{U_{\text{вых}}} = dU_{\text{вых}}/dT$ ), низкий выходной импеданс (то есть хорошую стабильность по нагрузке) и хорошую линейную стабилизацию.

Поскольку все электронные компоненты, используемые в схемах опорного напряжения, имеют некоторый ТКН, основные компоненты подбирают так, чтобы имели место компенсирующие эффекты, приводящие, по крайней мере, к  $\text{ТКН} = 0$  при данной температуре.

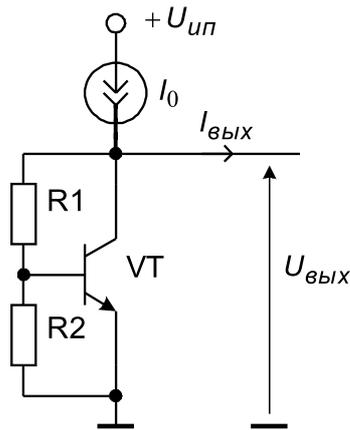


Рис. 8.9 – Источник напряжения с использованием падения напряжения между базой и эмиттером как опорное напряжение

Схема источника опорного напряжения, определяемого шириной запрещённой зоны, представлена на рис. 8.10.

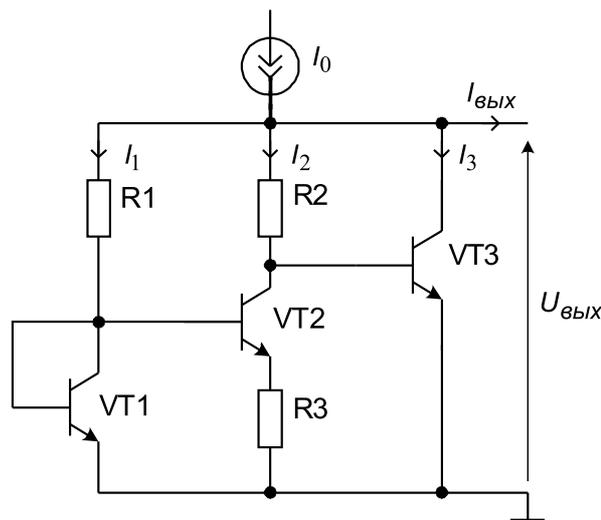


Рис. 8.10 – Источник опорного напряжения, определяемого шириной запрещённой зоны полупроводника

*Дифференциальные усилители.* Интегральная линейная схмотехника основана на различных вариантах дифференциальных усилителей (ДУ). Широкое применение в ИМС дифференциальных каскадов объясняется тем, что дифференциальные каскады обладают целым рядом преимуществ, которые делают их практически незаменимыми функциональными узлами аналоговых ИМС.

Как известно, дифференциальные каскады представляют собой схемы с высоким коэффициентом подавления синфазного сигнала. Так как в схеме дифференциального каскада увеличение глубины обратной связи (для подавления синфазных помех) практически не сказывается на значении коэффициента усиления полезного сигнала, то в такой схеме можно обеспечить высокую стабильность режима по постоянному току. Это особенно важно для аналоговых ИМС, представляю-

щих собой каскады с непосредственными связями. В таких ИМС нестабильность является основной причиной дрейфа выходного напряжения или тока.

В дифференциальном каскаде сравнительно просто можно осуществить сдвиг уровня выходного потенциала, что также облегчает решение проблемы каскадирования при непосредственных связях. Не менее важным преимуществом дифференциальных каскадов является наличие двух входов и двух выходов, позволяющих строить инвертирующие и неинвертирующие усилители, сравнительно просто согласовывать цепи обратных связей, используя для этого соответствующие входы и выходы.

Преимущества дифференциальных каскадов особенно сильно проявляется в ИМС, так как изготовление пары транзисторов на одной подложке в непосредственной близости друг от друга при помощи одного и того же цикла технологических операций позволяет формировать транзисторные структуры с идентичными параметрами, а, как известно, при этом условии дифференциальные каскады обладают почти идеальными характеристиками.

Дифференциальные усилители могут строиться на биполярных и полевых транзисторах по простым или усложнённым схемам.

На рис. 8.11, а представлена схема дифференциального усилителя на биполярных транзисторах. Выходом дифференциального каскада являются коллекторы транзисторов  $VT1$ ,  $VT2$ . Схема относительно выхода симметрична. При этом для всех элементов (симметричных относительно выхода) дрейф будет полностью компенсирован, если элементы абсолютно одинаковы и с одинаковым дрейфом. По этой же причине одинаковое изменение входных сигналов при одинаковой их полярности не будет приводить к изменениям выходного сигнала. Монолитный вариант схемы рис. 8.11, а) является базой для многочисленных разработок усилительных ИМС с дифференциальными выходами.

ДУ управляется разностью напряжений, которая приложена между его входами. Напряжение, определяемое формулой  $U_{\text{диф}} = U_{\text{вх.1}} - U_{\text{вх.2}}$ , называется *дифференциальным выходным напряжением*. *Синфазное входное напряжение* определяется как среднеарифметическое двух входных напряжений, то есть:

$$U_{\text{сн}} = \frac{U_{\text{вх.1}} + U_{\text{вх.2}}}{2}. \quad (8.5)$$

Важным свойством дифференциального усилителя является его способность подавлять синфазный сигнал. Эта способность проявляется в том, что при подаче на входы дифференциального каскада одинаковых (синфазных) сигналов напряжение на выходе меняется весьма мало.

В практике использования дифференциального каскада нередко встречается случай, когда одни из входов (например, Вх. 2) заземляется, а на другой вход (например, Вх. 1) поступает сигнал. В этом случае благодаря действию резистора  $R1$ , включённого в эмиттерную цепь усилителя, разность напряжений на дифференциальном выходе схемы оказывается малой — подавление синфазного сигнала происходит и в этом случае. Подавление тем лучше, чем больше величина сопротивления резистора  $R1$ . Выполнение резистора большого сопротивления приводит к значительному расходу площади подложки ИМС и существенному увеличению мощности, рассеиваемой на резисторе. Поэтому резистор заменяют источником

постоянного тока (рис. 8.11, б). Источники тока, предназначенные для дифференциальных усилителей, обычно рассчитываются таким образом, чтобы их токи увеличивались с ростом температуры. Проводимость прямой передачи дифференциального усилителя обратно пропорциональна абсолютной температуре. Таким образом, изменения этих параметров имеют противоположные знаки и тем самым компенсируют друг друга, обеспечивая независимость крутизны от температуры.

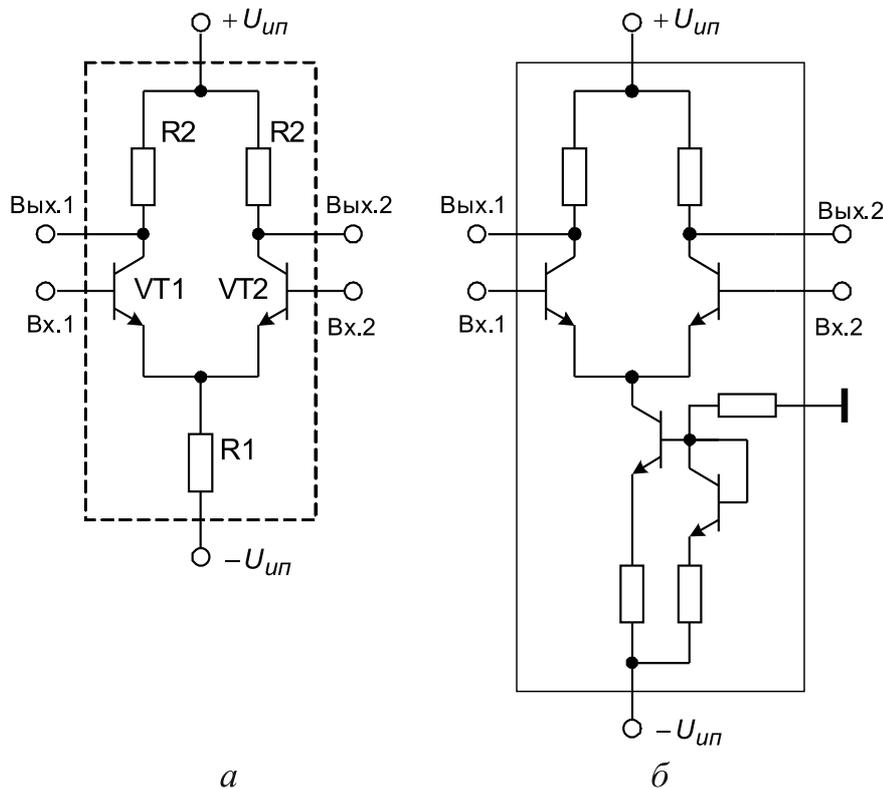


Рис. 8.11 – Симметричный дифференциальный усилитель (а) и дифференциальный усилитель с источником постоянного тока (б)

*Дифференциальный усилитель на биполярных транзисторах.* Соотношения между токами и напряжениями симметричного дифференциального усилителя можно получить при рассмотрении схемы, представленной на рис. 8.12.

Предположим, что оба транзистора дифференциальной пары работают в активном режиме и что их базовые токи малы по сравнению с токами коллектора. Для тока коллектора транзистора VT1 можно записать:

$$I_{к1} = I_{T1} \exp\left(\frac{U_{бэ1}}{\varphi_T}\right), \quad (8.6)$$

где  $U_{бэ1}$ ,  $I_{T1}$  — напряжение база-эмиттер и обратный ток коллектора транзистора VT1 соответственно.

Аналогичное соотношение можно записать для тока коллектора транзистора VT2:

$$I_{к2} = I_{T2} \exp\left(\frac{U_{бэ2}}{\varphi_T}\right). \quad (8.7)$$

При строго идентичных транзисторах  $I_{T1} = I_{T2}$ . В реальных схемах транзисторы VT1 и VT2, даже будучи выполненными на одном кристалле, всегда несколько

отличаются друг от друга [3], что приводит к появлению ЭДС смещения  $E_{см}$ . Для биполярных транзисторов  $E_{см}$  определяется разностью напряжений  $U_{бэ}$  первого ( $VT1$ ) и второго ( $VT2$ ) транзисторов дифференциальной пары и приближенно равна:

$$E_{см} \approx \varphi_T \ln \left( \frac{I_{э1}}{I_{э2}} \cdot \frac{I_{T2}}{I_{T1}} \right),$$

где  $I_{э1}, I_{э2}$  — эмиттерные токи транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  соответственно.

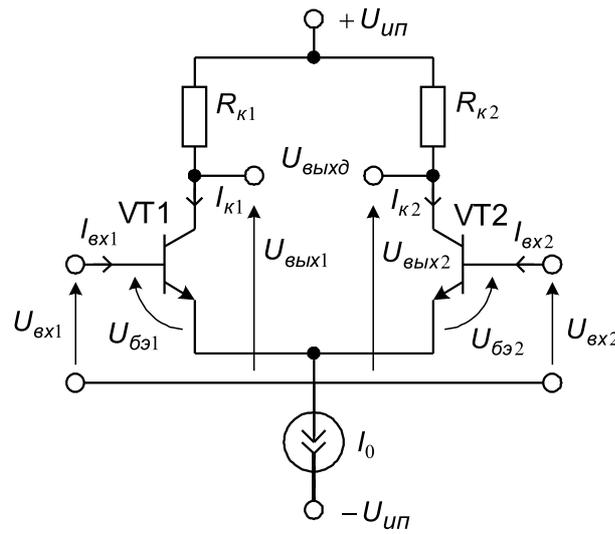


Рис. 8.12 – Симметричный дифференциальный усилитель с нагрузочными резисторами

Обычно в дифференциальном каскаде  $I_{э1} = I_{э2}$ , поэтому  $E_{см}$  определяется разбросом тепловых токов, обусловленных неидентичностью площадей переходов и концентрацией примесей при изготовлении транзисторов:

$$E_{см} \approx \varphi_T \ln \left( \frac{I_{T2}}{I_{T1}} \right). \quad (8.8)$$

Величина  $E_{см}$  для планарных транзисторов составляет  $\pm(1 - 2)$  мВ и менее.

Используя выражение для ЭДС смещения, соотношение для тока  $I_{к2}$  представим в виде:

$$I_{к2} = I_{T2} \exp \left( \frac{U_{бэ2}}{\varphi_T} \right) = I_{T1} \exp \left( \frac{U_{бэ2} + E_{см}}{\varphi_T} \right).$$

Поскольку  $I_{к1} + I_{к2} = I_0$ , имеем:

$$I_0 = I_{T1} \left[ \exp \left( \frac{U_{бэ1}}{\varphi_T} \right) + \exp \left( \frac{U_{бэ2} + E_{см}}{\varphi_T} \right) \right], \quad (8.9)$$

откуда

$$I_{T1} = \frac{I_0}{\exp \left( \frac{U_{бэ1}}{\varphi_T} \right) + \exp \left( \frac{U_{бэ2} + E_{см}}{\varphi_T} \right)}. \quad (8.10)$$

Подстановка выражения (8.10) для тока  $I_{T1}$  в уравнение (8.6) для тока  $I_{K1}$  даёт:

$$I_{K1} = \frac{I_0 \exp\left(\frac{U_{\beta\alpha 1}}{\varphi_T}\right)}{\exp\left(\frac{U_{\beta\alpha 1}}{\varphi_T}\right) + \exp\left(\frac{U_{\beta\alpha 2} + E_{см}}{\varphi_T}\right)}. \quad (8.11)$$

Разделив числитель и знаменатель на величину  $\exp\left(\frac{U_{\beta\alpha 1}}{\varphi_T}\right)$ , получим:

$$I_{K1} = \frac{I_0}{1 + \exp\left(\frac{U_{\beta\alpha 1} - U_{\beta\alpha 2} + E_{см}}{\varphi_T}\right)}. \quad (8.12)$$

Для тока  $I_{K2}$  имеем:

$$\begin{aligned} I_{K2} &= I_{T2} \exp\left(\frac{U_{\beta\alpha 2}}{\varphi_T}\right) = I_{T1} \exp\left(\frac{E_{см}}{\varphi_T}\right) \exp\left(\frac{U_{\beta\alpha 2}}{\varphi_T}\right) = \\ &= \frac{I_0 \exp\left(\frac{U_{\beta\alpha 2} + E_{см}}{\varphi_T}\right)}{\exp\left(\frac{U_{\beta\alpha 1}}{\varphi_T}\right) + \exp\left(\frac{U_{\beta\alpha 2} + E_{см}}{\varphi_T}\right)}, \end{aligned} \quad (8.13)$$

то есть:

$$I_{K2} = \frac{I_0}{1 + \exp\left(\frac{U_{\beta\alpha 1} - U_{\beta\alpha 2} - E_{см}}{\varphi_T}\right)}. \quad (8.14)$$

Поскольку  $U_{вх.1} = U_{\beta\alpha 1} + U_{\alpha}$  и  $U_{вх.2} = U_{\beta\alpha 2} + U_{\alpha}$ , то  $U_{\beta\alpha 1} - U_{\beta\alpha 2} = U_{вх.1} - U_{вх.2}$ .

Используя формулу для дифференциального входного напряжения ( $U_{диф} = U_{вх.1} - U_{вх.2}$ ), выразим коллекторные токи транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  через напряжение  $U_{диф}$  в виде:

$$I_{K1} = \frac{I_0}{1 + \exp\left(\frac{-U_{диф} + E_{см}}{\varphi_T}\right)} = \frac{I_0}{1 + \exp\left(-\frac{U_{диф} - E_{см}}{\varphi_T}\right)}, \quad (8.15)$$

$$I_{K2} = \frac{I_0}{1 + \exp\left(\frac{U_{диф} - E_{см}}{\varphi_T}\right)}. \quad (8.16)$$

Графическое изображение токов  $I_{K1}, I_{K2}$  от  $(U_{диф} - E_{см})$  даёт *передаточную характеристику дифференциального усилителя* (рис. 8.13). Здесь коллекторные токи нормированы по отношению к току  $I_0$ . Отметим, что если  $U_{диф} = E_{см}$ , то  $I_{K1} = I_{K2} = I_0/2$ . Другими словами, при  $U_{диф} = E_{см}$  дифференциальный усилитель сбалансирован, то есть ток источника тока распределяется между двумя транзисторами дифференциальной пары поровну.

Из выражений (8.15), (8.16) для токов  $I_{K1}$  и  $I_{K2}$ , а также из графиков передаточных характеристик дифференциального усилителя (рис. 8.13) видно, что, по мере того как напряжение  $U_{диф}$  изменяется в ту или другую сторону относительно нулевого потенциала, всё больший ток протекает через один транзистор и всё

меньший — через другой. Однако нет такой точки, где весь ток протекал бы только через один транзистор, а другой был бы полностью закрыт.



Общий диапазон  $U_{\text{диф}}$  дифференциального входного напряжения, необходимый для перераспределения тока дифференциального усилителя от  $I_{K1} = 0.9I_0$  и  $I_{K2} = 0.1I_0$  до  $I_{K1} = 0.1I_0$  и  $I_{K2} = 0.9I_0$ , называется переходным напряжением.

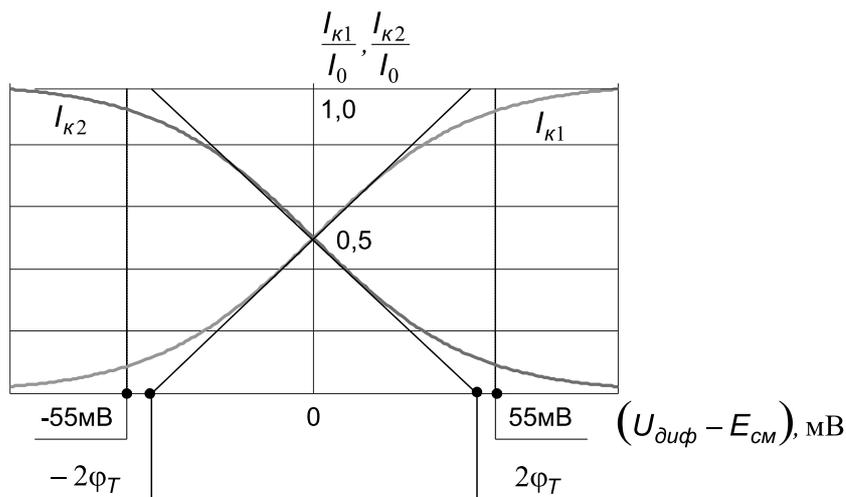


Рис. 8.13 – Передаточная характеристика дифференциального усилителя

Определим переходное напряжение. Когда  $I_{K1} = 0,9I_0$  и  $I_{K2} = 0,1I_0$ , можно записать:

$$0,1I_0 = \frac{I_0}{1 + \exp\left(\frac{U_{\text{диф}} - E_{\text{см}}}{\varphi_T}\right)},$$

$$\text{то есть: } \exp\left(\frac{U_{\text{диф}} - E_{\text{см}}}{\varphi_T}\right) = 9,$$

$$\text{откуда: } U_{\text{диф}} - E_{\text{см}} = \varphi_T \ln 9 = 25 \cdot 10^{-3} \cdot 2,1972 \approx 55 \text{ мВ.}$$

Когда  $I_{K1} = 0,1I_0$ , то  $(U_{\text{диф}} - E_{\text{см}}) \approx -55 \text{ мВ}$ . Таким образом,  $\Delta U_{\text{диф}} = 110 \text{ мВ}$ .



## Выводы

Из соотношений для токов  $I_{K1}$  и  $I_{K2}$ , а также из графиков  $I_{K1}$  и  $I_{K2}$ , в зависимости от напряжения  $U_{\text{диф}}$ , дифференциальный усилитель является нелинейным устройством. Однако в некоторой ограниченной области передаточной характеристики  $I_{K1}(U_{\text{диф}})$  или  $I_{K2}(U_{\text{диф}})$  зависимость между токами и входным напряжением можно считать примерно линейной. На рис. 8.13 видно, что входные напряжения, при которых передаточная характеристика примерно линейна, лежат в пределах от значения  $(U_{\text{диф}} - E_{\text{см}}) = -\varphi_T$  до значения  $(U_{\text{диф}} - E_{\text{см}}) = +\varphi_T$ , следовательно, полный диапазон изменения входного напряжения равен примерно  $2\varphi_T$ .

Таким образом, с точки зрения зависимости между переменным входным напряжением и переменными выходными токами дифференциальный усилитель при работе с сигналами малой амплитуды можно считать практически линейным устройством.

Анализ выражений для токов  $I_{к1}$  и  $I_{к2}$  показывает, что при  $I_0 = \text{const}$  токи  $I_{к1}$  и  $I_{к2}$  являются функциями только дифференциального входного напряжения и абсолютно не зависят от любой синфазной составляющей входного напряжения. Таким образом, усилитель действительно является дифференциальным, или разностным усилителем, реагирующим на любое напряжение, общее для обоих входов.

Дифференциальные усилители на полевых транзисторах в принципе работают так же, как и дифференциальные усилители на биполярных транзисторах.



Достоинствами дифференциального усилителя на полевых транзисторах являются очень высокое входное сопротивление ( $10^9 - 10^{12}$  Ом) и очень маленький входной ток смещения ( $10^{-9} - 10^{-12}$  А).

К недостаткам дифференциального усилителя на полевых транзисторах можно отнести довольно низкую передаточную проводимость и, как следствие этого, низкий коэффициент усиления по напряжению. Другой недостаток — довольно большое напряжение смещения пары полевых транзисторов по сравнению с парой биполярных транзисторов.

Схема дифференциального усилителя на полевых транзисторах с  $p-n$ -переходом приведена на рис. 8.14.

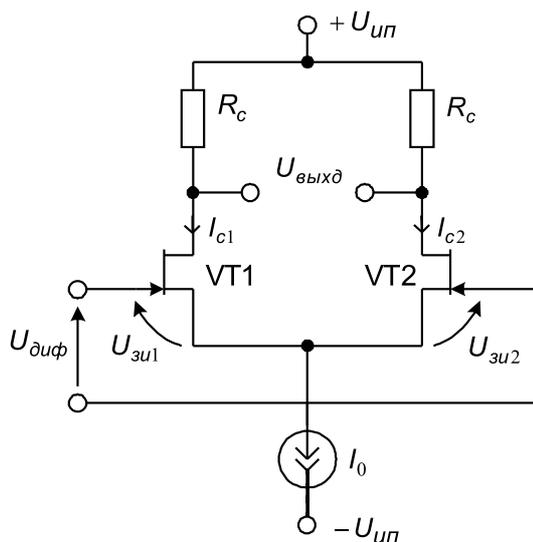


Рис. 8.14 – Дифференциальный усилитель на полевых транзисторах с  $p-n$ -переходом

На рис. 8.15 представлен нормированный график передаточной характеристики дифференциального усилителя на полевых транзисторах с  $p-n$ -переходом.

Для малых значений  $U_{\text{диф}}$  зависимость между  $U_{\text{диф}}$  и  $\Delta I$  имеет вид:

$$U_{\text{диф}} \approx U_{\text{отс}} \left( \frac{I_0}{I_{\text{с.нач}}} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ \left( 1 - \frac{\Delta I}{I_0} \right) - \left( 1 + \frac{\Delta I}{I_0} \right) \right] = - \frac{U_{\text{отс}}(2\Delta I)}{\sqrt{2I_0 \cdot I_{\text{с.нач}}}}$$

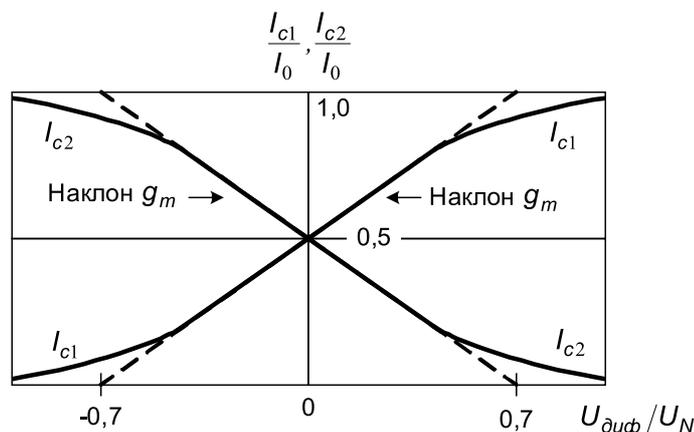


Рис. 8.15 – Передаточная характеристика дифференциального усилителя на полевых транзисторах, нормирующий множитель  $U_N = -U_{\text{отс}}\sqrt{I_0/I_{\text{с.нач}}}$  для полевых транзисторов с р-п-переходом и  $U_N = \sqrt{I_0/K}$  для МОП-транзисторов.

Из анализа графика (рис. 8.15) передаточной характеристики дифференциального усилителя на полевых транзисторах следует, что её можно линейно аппроксимировать в достаточно большом диапазоне нормированного входного напряжения. Этот линейный участок лежит в диапазоне от  $U_{\text{диф}} = -0.5U_N$  до  $U_{\text{диф}} = +0.5U_N$ .

*Дифференциальные усилители с активной нагрузкой.* Для выделения переменного выходного напряжения из переменной составляющей коллекторных токов транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  необходима нагрузка.



Нагрузка может быть *пассивной*, состоящей из двух нагрузочных резисторов  $R_k$  (рис. 8.12), либо *активной*. В случае активной нагрузки для преобразования тока в напряжение используются транзисторы.

Известно, что коэффициент усиления по напряжению несимметричного выхода дифференциального усилителя (рис. 8.12) равен  $k_U = \frac{I_0 R_k}{4\varphi_T}$ . Поскольку величина  $I_0$  в дифференциальных усилителях обычно очень мала, часто порядка нескольких микроампер, то для получения достаточно большого коэффициента усиления требуется очень большое сопротивление  $R_k$  (порядка 1 МОм). Однако такое большое сопротивление нагрузки приводит к ряду недостатков, особенно в интегральных дифференциальных усилителях:

- в ИМС площадь, необходимая под резистор, примерно пропорциональна его сопротивлению, поэтому резистор с очень большим сопротивлением занимает слишком много места на кристалле ИМС.

- у резистора большого сопротивления велика паразитная ёмкость, что в результате даст очень большую постоянную времени, а это, в свою очередь, будет накладывать ограничения на частотную характеристику дифференциального усилителя.
- для нормальной работы дифференциального усилителя транзисторы всегда должны оставаться в активном режиме и никогда не попадать в область насыщения. Это ограничивает максимальное входное напряжение, подаваемое на базы транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ . Оно должно быть таким, чтобы переход коллектор-база был смещён в прямом направлении не более чем на 0.5 В. На нагрузочном резисторе будет создаваться падение напряжения  $\frac{I_0}{2}R_k$ , а напряжение на коллекторе  $U_k = U_{ип} - \frac{I_0}{2}R_k$  будет много меньше, чем напряжение источника питания ( $+U_{ип}$ ). В результате диапазон изменения входного напряжения дифференциального усилителя значительно уменьшится.



## Выводы

Вследствие указанных недостатков в большинстве интегральных дифференциальных усилителей применяют активную нагрузку в виде схемы токового зеркала.

Дифференциальный усилитель с активной нагрузкой в виде токового зеркала представлен на рис. 8.16.

Схема токового зеркала является одной из простых схем активной нагрузки в дифференциальных усилителях.

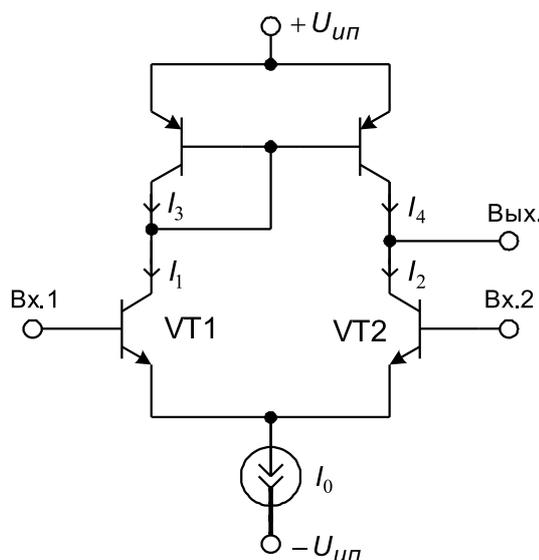


Рис. 8.16 – Дифференциальный усилитель с активной нагрузкой в виде токового зеркала

Падение напряжения на транзисторах  $VT3$ ,  $VT4$  активной нагрузки примерно равно  $2 U_{бэ}$ , напряжение на коллекторах транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  равно  $(U_{инп} - 2U_{бэ})$ . Падение напряжения на переходе база-эмиттер связано логарифмической зависимостью с током через него, и при изменении тока в отношении 10 : 1 результирующее напряжение  $U_{бэ}$  составляет всего 60 мВ. Это значит, что падение напряжения на активной нагрузке в реальных условиях будет примерно постоянным, равным  $(1.2 \pm 0.06)$  В. Поскольку напряжение на базах транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ , не приводящее к насыщению транзисторов, не должно превышать напряжение на коллекторах более чем на 0.5 В, то диапазон изменения входного напряжения ограничен сверху величиной  $(U_{инп} - 1.2 + 0.5)$  В =  $(U_{инп} - 0.7)$  В, что всего на 0.7 В меньше положительного напряжения питания.

Активная нагрузка содержит два транзистора и поэтому занимает очень мало место на кристалле ИМС. Выходная или коллекторная ёмкость транзистора  $VT4$  определяет паразитную ёмкость активной нагрузки и приблизительно равна (3–10) пФ, то есть относительно невелика. Активная нагрузка позволяет получить коэффициент усиления каскада дифференциального усилителя более  $10^3$ , причём падение напряжения на ней будет не более чем 1.2 В. Таким образом, активная нагрузка не подвержена недостаткам пассивной нагрузки. Кроме того, немаловажно, что коэффициент усиления дифференциального каскада с активной нагрузкой в виде токового зеркала не зависит от тока  $I_0$  источника постоянного тока. Значение тока  $I_0$  можно выбрать достаточно малым (порядка 20 мкА), причём коэффициент усиления в этом случае останется большим. Желательно, чтобы  $I_0$  было мало, так как это приведёт к малому входному току, а входное сопротивление станет большим. Выбор слишком малых величин  $I_0$  нежелателен, так как это приведёт к уменьшению частотного диапазона и ухудшению переходной характеристики усилителя. В большинстве случаев, когда необходимо, чтобы значение входного тока было мало, лучше всего использовать в дифференциальном усилителе полевые транзисторы (МОП или с  $p$ - $n$ -переходом), работающие при относительно больших токах  $I_0$  (рис. 8.17).

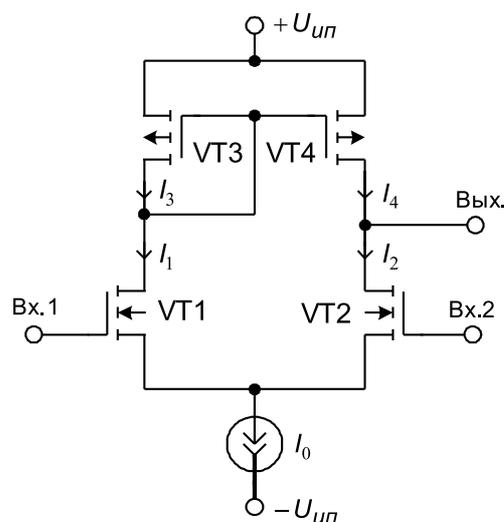


Рис. 8.17 – Дифференциальный усилитель на МОП-транзисторах с активной нагрузкой в виде токового зеркала.

*Выходные каскады.* Выходной каскад интегрального усилителя должен иметь малое выходное сопротивление, малые нелинейные искажения, способность обеспечивать высокие уровни напряжения, тока или мощности.

Из трёх основных схем включения транзистора (с общим эмиттером, общим коллектором и общей базой) схема с общим коллектором (ОК) обеспечивает наименьшее выходное сопротивление, а также относительно малые нелинейные искажения. Простейшая схема выходного каскада на транзисторе при включении по схеме ОК показана на рис. 8.18, а. Если схема (рис. 8.18, а) предназначена для использования в качестве каскада с непосредственной связью, то напряжение на базе транзистора VT1 обычно задаётся таким, чтобы напряжение на эмиттере было равно нулю. При этом ток покоя  $I_3 = \frac{U_{ин}^-}{R_3}$ . Если выходное напряжение положительное, ток транзистора составит:

$$I_3^+ = \frac{-U_{ин}^- + U_{вых}^+}{R_3} + \frac{U_{вых}^+}{R_H} = I_3 + \frac{U_{вых}^+ (R_3 + R_H)}{R_3 R_H}. \quad (8.17)$$

Из выражения (8.17) видно, что единственным элементом, практически ограничивающим ток транзистора, а следовательно, и допустимый размах напряжения, является сопротивление нагрузки  $R_H$ .

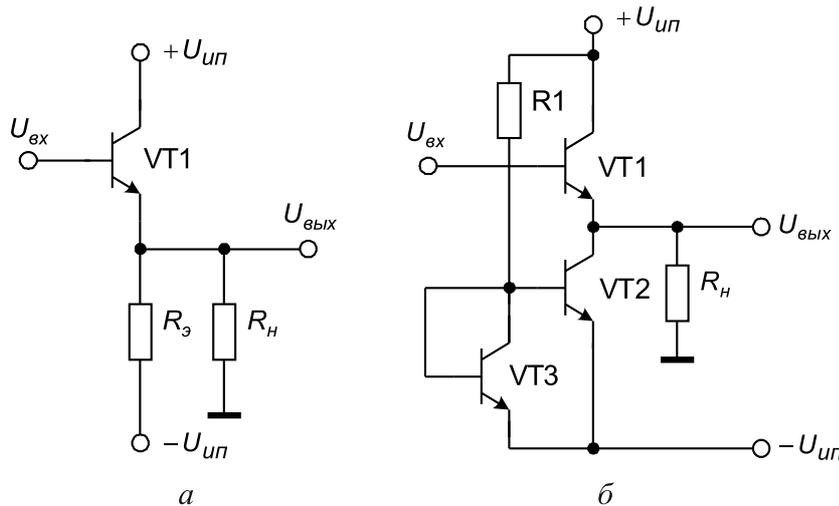


Рис. 8.18 – Выходные каскады на транзисторах при включении по схеме ОК:  
а – базовая схема; б – схема с токовым зеркалом

Таким образом, напряжение  $U_{вых. max}^+$  может быть очень близким к напряжению питания  $U_{ин}^+$ . Если выходное напряжение отрицательно, то ток транзистора уменьшается до значения:

$$I_3^- = I_3 + \frac{U_{вых}^- (R_3 + R_H)}{R_3 R_H}$$

и ограничивается током покоя эмиттера. В предельном случае, когда  $I_3^- = 0$ , ток покоя эмиттера  $I_3 = \frac{U_{ин}^-}{R_3} = \frac{U_{вых. max}^- (R_3 + R_H)}{R_3 R_H}$ , откуда максимальная амплитуда отрицательного напряжения:

$$U_{вых. max}^- = \frac{U_{ин}^- R_H}{R_3 + R_H} < U_{вых. max}^+. \quad (8.18)$$

Вследствие того, что с точки зрения допустимых размахов выходных напряжений схема асимметрична, а её коэффициент полезного действия невелик, использование простой схемы ОК (рис. 8.18, а) ограничено. Размах напряжений можно сделать симметричным, а КПД улучшить путём введения резистора  $R_1 > U_{ин}^-/R_3$  и замены эмиттерного резистора источником тока, как это показано на рис. 8.18, б.

Симметричный размах и малые искажения выходного сигнала можно обеспечить в *двухтактных выходных каскадах*. На рис. 8.19 показана схема выходного каскада класса А, построенного на *n-p-n*-транзисторах.

Транзисторы *VT1* и *VT2* управляются транзистором *VT4*. Транзисторы *VT2* и *VT3* используются в качестве источника тока, коэффициент передачи которого зависит от отношения активных площадей транзисторов *VT2* и *VT3*:

$$B_2 = \frac{S_2}{S_3}.$$

Коллекторный ток транзистора *VT1* уменьшается, а транзистора *VT2* возрастает с увеличением входного напряжения. Максимальные токи транзисторов *VT2* и *VT4* соответствуют значениям:  $I_{к4, \max} \approx \frac{U_{ин}^+ - U_{ин}^-}{R_к}$ ,  $I_{к2, \max} = B_2 I_{к4, \max} \approx \frac{B_2 (U_{ин}^+ - U_{ин}^-)}{R_к}$ .

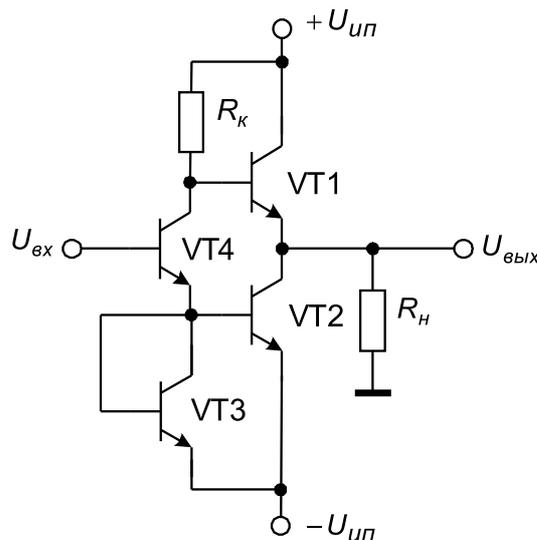


Рис. 8.19 – Двухтактный выходной каскад на транзисторах, работающих в режиме А

Если выходное напряжение равно нулю, то токи покоя транзисторов *VT1* и *VT2* равны:  $I_{к1} = I_{к2} \approx \frac{B_2 U_{ин}^+}{R_к}$ .

Поскольку каскад работает в режиме класса А, потребляемая на холостом ходу мощность довольно велика. Если входное напряжение уменьшается, токи транзисторов *VT2* и *VT4* также уменьшаются, а ток транзистора *VT1* увеличивается. Если транзистор *VT4* закрывается, выходной ток становится равным:

$$I_{к1} = \frac{\beta_1 (U_{ин}^+ - U_{вых} - U_{бэ})}{R_к}. \quad (8.19)$$

Из выражения (8.19) следует, что при закрытом транзисторе  $VT4$  выходной ток ограничивается коэффициентом усиления по току  $\beta_1$  и коллекторным сопротивлением резистора  $R_k$ . Высокий КПД, симметричность размаха сигнала и малые нелинейные искажения могут быть получены в схеме, в которой используются эмиттерные повторители на комплементарных транзисторах, работающие в режиме  $AB$ .

В двухтактных каскадах в качестве  $p-n-p$ -транзистора используют торцевой транзистор, недостатком которого является низкое значение  $\beta$ , уменьшающее коэффициент усиления выходного каскада для сигналов запирающей полярности. Для увеличения  $\beta$  применяют составной транзистор, образующий одно плечо двухтактного выходного каскада. Составной транзистор строят либо на комплементарных парах, либо на паре торцевых  $p-n-p$ -транзисторов.

## 8.2 Интегральные операционные усилители и их основные свойства



.....  
**Операционный усилитель (ОУ)** представляет собой усилитель постоянного тока с высоким входным и низким выходным сопротивлениями, обеспечивающий большой коэффициент усиления по напряжению.  
 .....

Известно, что усилители постоянного тока с малым дрейфом и гальваническими связями могут быть построены только с дифференциальными каскадами на входе. Поэтому операционные усилители всегда имеют два входа (рис. 8.20).

Вследствие использования дифференциального входного каскада ОУ имеет очень большой коэффициент подавления синфазной составляющей сигнала, что позволяет в первом приближении связь между входным и выходным напряжениями представить в виде:

$$U_{\text{вых}} = k_U (U_{\text{вх.н}} - U_{\text{вх.и}}), \quad (8.20)$$

где  $k_U$  — коэффициент усиления ОУ по напряжению.

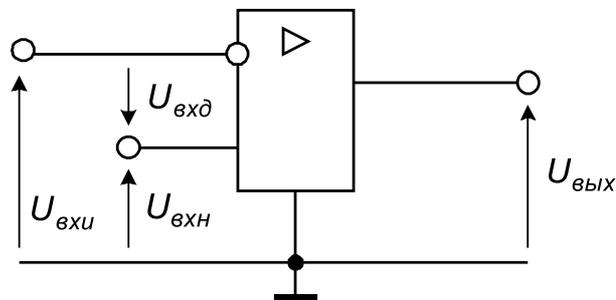


Рис. 8.20 – Условное графическое обозначение интегрального операционного усилителя

Выражение (8.20) означает, что в идеале выходное напряжение операционного усилителя зависит только от дифференциальной составляющей входного напряже-

ния  $U_{\text{вх.д}} = U_{\text{вх.н.}} - U_{\text{вх.и}}$  и коэффициенты усиления для инвертирующего и неинвертирующего входов равны и противоположны по знаку.

Идеальная передаточная характеристика ОУ показана на рис. 8.21, на ней можно выделить *линейную область* (область усиления), где  $U_{\text{вых}} = k_U U_{\text{вх.д}}$ , ограниченную сверху и снизу *областями насыщения*, где выходное напряжение не реагирует на изменение дифференциальной составляющей входного напряжения  $U_{\text{вх.д}}$ .

Поскольку усиление  $k_U$  очень велико, особенно на низких частотах, где оно лежит в пределах  $10^5 - 10^6$ , ширина линейной зоны весьма незначительна и может быть определена из выражения:  $\Delta U_{\text{вх.д}} = \frac{U_{\text{ип}}^+ + |U_{\text{ип}}^-| - 2}{k_U}$ .

Если напряжение питания ОУ равно  $\pm 10$  В, то  $\Delta U_{\text{вх.д}} \approx (20 - 200)$  мкВ. Следовательно, чтобы напряжение на выходе ОУ было равно усиленному значению напряжения на входе, амплитуда входного напряжения должна быть достаточно малой, как правило, менее 1 мВ. В противном случае ОУ пропадает в область насыщения и выходное напряжение не повторяет входное, а форма выходного сигнала будет сильно искажённой.

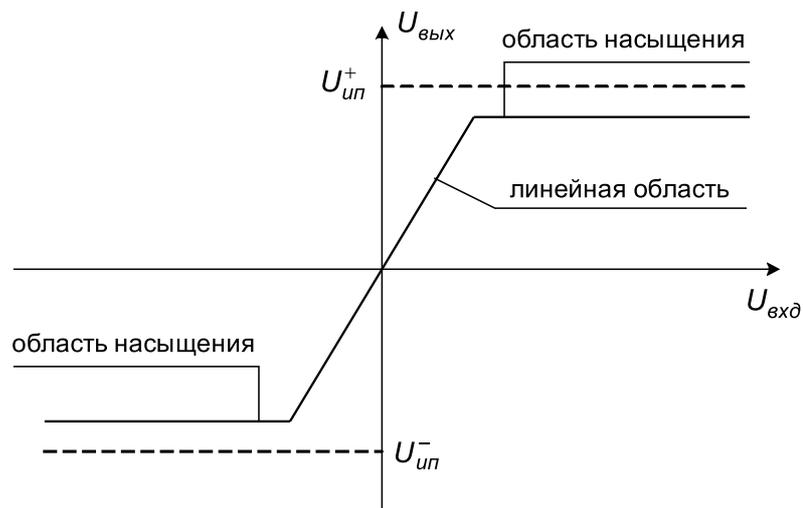


Рис. 8.21 – Передаточная характеристика ОУ

ОУ обычно охватывают петлей обратной связи, так что часть выходного напряжения подаётся на инвертирующий вход (рис. 8.28). При этом выполняются условия реализации *отрицательной обратной связи*. Наличие большого коэффициента усиления прямой передачи позволяет применять глубокую отрицательную обратную связь, что открывает возможности для получения характеристик, определяемых только пассивными элементами цепи обратной связи.



.....  
 Коэффициент, показывающий, какая часть выходного напряжения возвращается на инвертирующий вход, называют **коэффициентом обратной связи F**.  
 .....

Для схемы на рис. 8.22 коэффициент обратной связи  $F$  определяется из соотношения:

$$F = \frac{U'_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}. \quad (8.21)$$

Используя основное уравнение  $U_{\text{ВЫХ}} = k_U (U_{\text{ВХ.Н}} - U_{\text{ВХ.И}})$  функционирования ОУ и учитывая, что дифференциальная составляющая входного напряжения больше не равна  $U_{\text{ВХ.Д}} = U_{\text{ВХ.Н}} - U_{\text{ВХ.И}}$ , а подчиняется равенству:

$$U_{\text{ВХ.Д}} = U_{\text{ВХ.Н}} - (U'_{\text{ВХ.И}} + U'_{\text{ВЫХ}}) = U_{\text{ВХ.Н}} - U'_{\text{ВХ.И}} - FU_{\text{ВЫХ}},$$

получим:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{k_U}{1 + Fk_U} (U_{\text{ВХ.Н}} - U'_{\text{ВХ.И}}) = k_{U,\text{ос}} (U_{\text{ВХ.Н}} - U'_{\text{ВХ.И}}), \quad (8.22)$$

где  $k_{U,\text{ос}} = \frac{k_U}{1 + Fk_U}$  — коэффициент усиления с обратной связью.

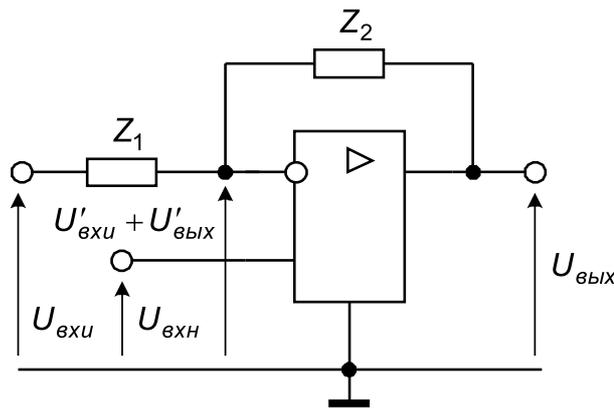


Рис. 8.22 – Схема включения ОУ с отрицательной обратной связью

При этом:  $U'_{\text{ВХ.И}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} U_{\text{ВХ.И}}$ .

Из (8.22) следует, что коэффициент усиления ОУ с отрицательной обратной связью равен  $k_{U,\text{ос}} = \frac{k_U}{1 + Fk_U}$  и меньше коэффициента усиления ОУ без обратной связи.



.....  
 Величину  $Fk_U$  называют **петлевым усилителем**.  
 .....

При большом петлевом усилении, когда  $Fk_U \gg 1$ , коэффициент усиления ОУ с отрицательной обратной связью практически не зависит от коэффициента без обратной связи, а определяется главным образом параметрами петли обратной связи. Для схемы (рис. 8.22)  $F = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2}$ , откуда следует, что  $k_{U,\text{ос}} = \frac{1}{F} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$ , а значит,  $k_{U,\text{ос}}$  определяется соотношением сопротивлений  $Z_1$  и  $Z_2$ .

При этом:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{ВЫХ}} &= \frac{k_U}{1 + Fk_U} \left( U_{\text{ВХ.Н}} - \frac{Z_2 U_{\text{ВХ.И}}}{Z_1 + Z_2} \right) \Big|_{Fk_U \gg 1} = \\
 &= \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) \left( U_{\text{ВХ.Н}} - \frac{Z_2 U_{\text{ВХ.И}}}{Z_1 + Z_2} \right) = \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) U_{\text{ВХ.Н}} - \frac{Z_2}{Z_1} U_{\text{ВХ.И}}.
 \end{aligned}
 \tag{8.23}$$

Из выражения (8.23) для выходного напряжения следует, что входной сигнал  $U_{\text{ВХ.Н}}$ , который поступает на *неинвертирующий вход* ОУ, передаётся на выход ОУ с коэффициентом усиления  $(1 + Z_2/Z_1)$ , а коэффициент усиления другого входного сигнала  $U_{\text{ВХ.И}}$ , во-первых, имеет отрицательный знак и, во-вторых, учитывает преобразование делителем напряжения  $(Z_1, Z_2)$  и равен:

$$\left( \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \right) \cdot \left[ - \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) \right] = - \frac{Z_2}{Z_1}.$$

При анализе схем включения ОУ с отрицательной обратной связью чаще всего придерживаются следующей последовательности:

- Проводят анализ методом узловых потенциалов, полагая ОУ идеальным с бесконечно большим коэффициентом усиления. Несмотря на то, что такой режим практически не осуществим, он является хорошей аппроксимацией реальных ситуаций, и поэтому результаты его анализа имеют большую практическую ценность.
- Проводят анализ, полагая ОУ идеальным с конечным коэффициентом усиления.
- Рассматривают особенности работы ОУ при условии, что его характеристики не являются идеальными.

Проведём анализ схемы на рис. 8.23. Предположим, что ОУ — идеальный усилитель напряжения и что его входы не потребляют тока от источника входных сигналов.

Если предположить, что коэффициент усиления ОУ без обратной связи стремится к бесконечности (*аппроксимация с большим коэффициентом усиления*), то входное напряжение  $U_{\text{ВХ.Д}}$  будет стремиться к нулю ( $U_{\text{ВХ.Д}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{k_U} \rightarrow 0$  при  $k_U \rightarrow \infty$ ), так как выходное напряжение  $U_{\text{ВЫХ}}$  должно быть конечным. Следовательно, в узлах «х» и «у» напряжение равно  $U_x = U_y = U_1$ .

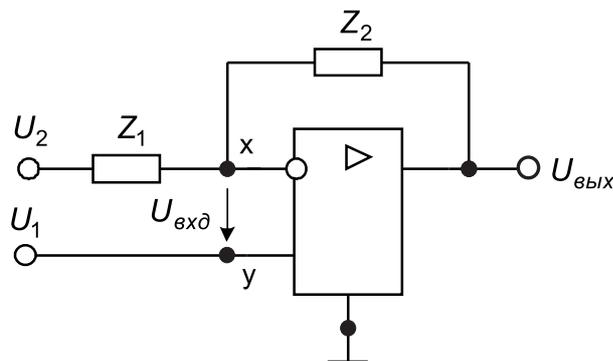


Рис. 8.23 – Схема включения ОУ для анализа методом узловых потенциалов

Для узла «х» справедливо уравнение:

$$(U_2 - U_1) \frac{1}{Z_1} = (U_1 - U_{\text{ВЫХ}}) \frac{1}{Z_2}.$$

Решая это уравнение относительно  $U_{\text{ВЫХ}}$ , получим:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right) U_1 - \left(\frac{Z_2}{Z_1}\right) U_2. \quad (8.24)$$

Если коэффициент усиления ОУ без обратной связи имеет конечное значение, то  $U_{\text{ВХ.Д}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{k_U}$ ,  $U_x = U_1 - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{k_U}$ .

Для узла «х» справедливо уравнение:

$$\left(U_2 - U_1 + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{k_U}\right) Y_1 = \left(U_1 - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{k_U} - U_{\text{ВЫХ}}\right) Y_2,$$

где  $Y_1 = \frac{1}{Z_1}$  и  $Y_2 = \frac{1}{Z_2}$ .

Решая это уравнение относительно  $U_{\text{ВЫХ}}$ , получим:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{\left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right) U_1 - \left(\frac{Z_2}{Z_1}\right) U_2}{1 + \frac{1}{k_U} \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right)}. \quad (8.25)$$



## Выводы

Анализ выражения (8.25) показывает, что выходное напряжение, а следовательно, и коэффициент усиления ОУ с обратной связью являются функцией коэффициента усиления ОУ без обратной связи. Очевидно также и то, что при достижении коэффициентом усиления ОУ без обратной связи очень больших значений (по сравнению с  $1 + Z_2/Z_1$ ) коэффициент усиления ОУ с обратной связью будет всё меньше зависеть от коэффициента усиления ОУ без обратной связи и всё больше будет приближаться к значению, которое определено «аппроксимацией с бесконечно большим коэффициентом усиления».

Например, если в формуле (8.25)  $U_2 = 0$ , то:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{\left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right)}{1 + \frac{1}{k_U} \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right)} U_1,$$

откуда коэффициент усиления ОУ с обратной связью равен:

$$k_{U,\text{ос}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_1} = \frac{\left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right)}{1 + \frac{1}{k_U} \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right)}.$$

По мере приближения  $k_U$  к бесконечности  $k_{U,oc}$  стремится к пределу, который обозначается  $k_{U,oc}(\infty)$ . В данном примере  $k_{U,oc}(\infty) = 1 + Z_2/Z_1$ , и выражение для  $k_{U,oc}$  можно представить в виде:  $k_{U,oc} = \frac{k_{U,oc}(\infty)}{1 + \frac{k_{U,oc}(\infty)}{k_U}}$ . Отсюда следует, что

при малых значениях  $k_U$ , удовлетворяющих условию  $k_U \ll k_{U,oc}(\infty)$ ,  $k_{U,oc} \approx k_U$ . Если  $k_U = k_{U,oc}(\infty)$ , то  $k_{U,oc} = \frac{1}{2}k_{U,oc}(\infty)$ . При больших значениях  $k_U$ , когда  $k_U \gg \gg k_{U,oc}(\infty)$  (наиболее часто встречающийся на практике случай),  $k_{U,oc}$  будет стремиться к  $k_{U,oc}(\infty)$  и выражение для  $k_{U,oc}$  можно записать в виде:

$$k_{U,oc} = \frac{k_{U,oc}(\infty)}{1 + \frac{k_{U,oc}(\infty)}{k_U}} \approx k_{U,oc}(\infty) \left(1 - \frac{k_{U,oc}(\infty)}{k_U}\right) \approx k_{U,oc}(\infty)(1 + \varepsilon), \quad (8.26)$$

где  $\varepsilon$  — относительная погрешность усиления, которая определяется как относительное изменение коэффициента усиления с обратной связью при изменении коэффициента усиления ОУ от бесконечно большого значения до некоторого конечного значения.

Относительная погрешность усиления может быть выражена в виде:

$$\varepsilon = \frac{k_{U,oc}(\infty) - k_{U,oc}}{k_{U,oc}}. \quad (8.27)$$

.....  **Выводы** .....

В то же время из (8.27) вытекает, что  $\varepsilon \approx \frac{k_{U,oc}(\infty)}{k_U}$ , следовательно, чем больше  $k_U$ , тем меньше погрешность усиления ОУ с обратной связью.

Другими словами, коэффициент усиления с обратной связью практически не зависит от изменения коэффициента усиления собственно ОУ, так как значительным изменениям коэффициента усиления без обратной связи соответствуют незначительные изменения коэффициента усиления с обратной связью.

.....  
 На рис. 8.24 показана схема *неинвертирующего ОУ*, напряжение на выходе которой определяется выражением:

$$U_{\text{вых}} = k_{U,oc} U_1 = \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right) U_1. \quad (8.28)$$

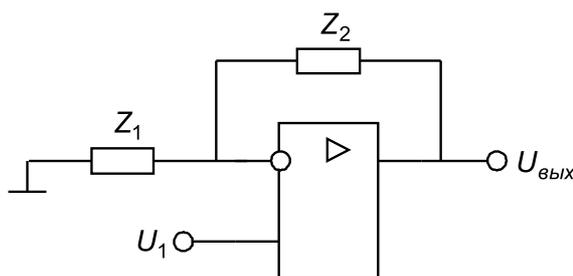


Рис. 8.24 – Схема неинвертирующего ОУ

На рис. 8.25 изображены передаточные характеристики ОУ с обратной связью и без неё. Поскольку коэффициент усиления с обратной связью может быть много меньше коэффициента усиления ОУ без обратной связи, то динамический диапазон входного напряжения для линейного режима ОУ можно значительно расширить по сравнению с ОУ без обратной связи.

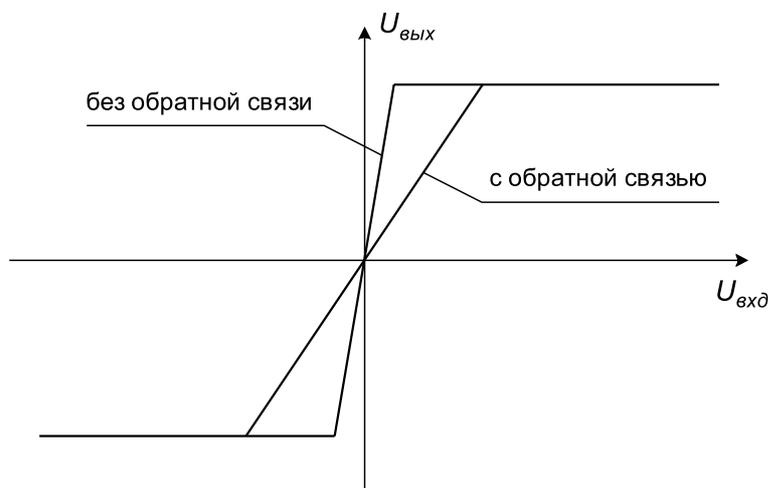


Рис. 8.25 – Передаточные характеристики в случаях с обратной связью и без обратной связи



.....  
 Коэффициенты усиления ОУ без обратной связи обычно сильно отличаются друг от друга даже в пределах партии однотипных ОУ.  
 .....

Расхождения в значениях  $k_U$  между отдельными образцами могут достигать отношения 3:1 и даже 10:1. Коэффициент усиления ОУ без обратной связи сильно зависит от частоты входного сигнала и может меняться от  $10^6$  на низких частотах (от 0 до 10 Гц) вплоть до значений менее единицы на частотах несколько МГц. Кроме того, коэффициент усиления зависит от колебаний напряжения питания ОУ и температурных воздействий.

Охват петель отрицательной обратной связи приводит к относительной независимости коэффициента усиления  $k_{U,oc}$  от коэффициента усиления  $k_U$ . В этих

условиях  $k_{U,oc}$  главным образом зависит от параметров петли. В частности, в рассматриваемом случае  $k_{U,oc} = (1 + Z_2/Z_1)$ .

.....  **Выводы** .....

Поскольку отношение сопротивлений резисторов можно подобрать равным необходимому значению и обеспечить условия независимости этого отношения от питающих напряжений, температуры и частоты, *использование отрицательной обратной связи позволяет получить не только точно установленное, но и стабильное значение коэффициента усиления.*

.....  
 На рис. 8.26 показана другая простая схема включения ОУ. Для данной схемы напряжение на выходе  $U_{вых} = -\frac{Z_2}{Z_1}U_2$ , следовательно, это *инвертирующий усилитель* с коэффициентом усиления  $k_{U,oc} = (-Z_2/Z_1)$ .

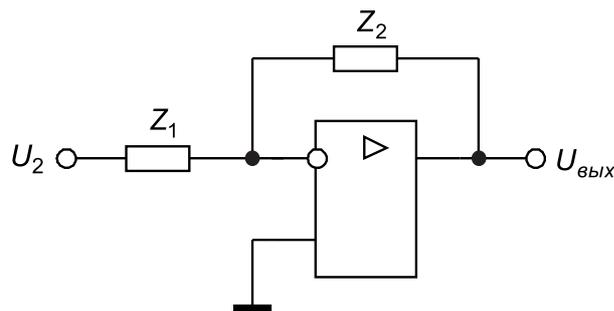


Рис. 8.26 – Схема инвертирующего ОУ

Усилитель с обратной связью, в котором используется идеальный ОУ, всегда можно свести к двум базовым включениям: *инвертирующий усилитель* с параллельной обратной связью по напряжению и *неинвертирующий усилитель* с последовательной обратной связью по напряжению.

*Идеальный ОУ* имеет нулевое выходное сопротивление и бесконечные полосу пропускания, коэффициент подавления синфазной составляющей сигнала, коэффициент усиления по напряжению, входные сопротивления для дифференциальной и синфазной составляющих. При отсутствии дифференциальной составляющей входного сигнала выходной сигнал равен нулю, что означает отсутствие в ОУ начальных смещения, дрейфа и шума.

*Реальный ОУ* не обладает свойствами идеального. Различия между ними сводятся к следующему:

- Коэффициент усиления конечный, обычно  $60 \div 140$  дБ, поэтому коэффициент усиления ОУ с обратной связью является функцией коэффициента усиления ОУ без обратной связи.
- Выходное напряжение ограничено динамическим диапазоном напряжения выходного каскада.

- Выходной ток ограничен динамическим диапазоном тока выходного каскада, из чего следует, что сопротивление нагрузки не может быть сколь угодно малым, даже если выходное сопротивление ОУ очень мало.
- Коэффициент усиления по напряжению с ростом частоты уменьшается со скоростью, определяемой числом и предельными частотами усилительных каскадов ОУ, что необходимо учитывать в практике применения ОУ прежде всего потому, что коэффициент усиления усилителя с обратной связью уже не является функцией только сопротивлений элементов цепи обратной связи, а ещё и потому, что фазовые сдвиги, вносимые ОУ и цепью обратной связи, могут складываться таким образом, что усилитель с обратной связью становится динамически неустойчивым. Поэтому важным требованием является обеспечение достаточного запаса устойчивости посредством выбора соответствующей формы частотной характеристики коэффициента усиления петли (коэффициента обратной связи).
- Приведённые к входу ток и напряжение смещения имеют конечное значение. Суммарное напряжение смещения, которое они определяют при данном сопротивлении источника сигнала, вызывает сдвиг характеристики передачи вдоль оси  $x$  на величину входного напряжения смещения.
- Для нормальной работы входного дифференциального каскада необходимо обеспечить входной ток покоя  $I_{вх} = \frac{I_{вх.1} + I_{вх.2}}{2}$ . Протекание токов  $I_{вх.1}$  и  $I_{вх.2}$  через постоянные сопротивления цепей, подключённых к входам ОУ, вызывает пропорциональные падения. Если сопротивления этих цепей одинаковы, то указанные падения напряжения воспринимаются как синфазная составляющая входного напряжения. Если эти сопротивления различны, то указанные падения напряжения вызывают появление дополнительного напряжения смещения.
- Входное и выходное сопротивления имеют конечные значения, которые необходимо учитывать при определении коэффициента усиления по напряжению усилителя с обратной связью.
- Коэффициент подавления синфазной составляющей имеет конечное значение, поэтому выходное напряжение зависит как от дифференциальной, так и синфазной составляющих входного напряжения.
- Выходное напряжения ОУ наряду с усиленным входным напряжением содержит напряжение шума.

### 8.3 Характеристики и параметры ОУ

Стандартный набор технических характеристик ОУ включает большое число параметров. Некоторыми из них следует руководствоваться при выборе типа ОУ, в наибольшей степени подходящего для конкретного применения, а другие предназначены для использования в качестве исходных данных при проектировании.

*Частотная характеристика.* На практике анализ ОУ в переходных и установившихся режимах, как правило, проводят независимо друг от друга, используя при этом типовые воздействия специальных видов.