ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

www.texnic.ru

ВВЕДЕНИЕ

Операционные усилители (ОУ), являющиеся практически идеальными усилителями напряжения, находят широкое применение в аналоговой схемотехнике. Несмотря на ряд ограничений, присущих реальным ОУ, при анализе и синтезе большинства схем используют идеальные модели операционных усилителей, считая, что: коэффициент усиления дифференциального напряжения бесконечно велик и не зависит от частоты сигнала; коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю; сопротивление по обоим входам бесконечно велико; отсутствует сдвиг нуля выходного напряжения и его дрейф; скорость изменения выходного напряжения бесконечно велика.

Параметры реальных ОУ несколько хуже. Однако знание реальных значений параметров конкретного операционного усилителя позволяет достаточно просто оценить погрешность схемы и решить вопрос о целесообразности использования данного ОУ в конкретном устройстве.

В настоящем пособии рассмотрение подавляющего большинства применений операционных усилителей производится на основе идеализации их характеристик и лишь в последнем разделе анализируется влияние ограничений, свойственных реальным ОУ, на работу схем. Достаточно подробно рассмотрено влияние на выходное напряжение таких параметров, как входные токи смещения; входной ток сдвига; входное напряжение сдвига; температурный дрейф; скорость нарастания выходного напряжения; частотная характеристика.

Пособие написано на основе части курса лекций, читаемых автором студентам направления 5515 по дисциплине «Электроника в приборостроении» на кафедре «Измерительно-вычислительные комплексы» Ульяновского государственного технического университета. Может быть полезно студентам других нерадиотехнических направлений и специальностей высших и средних специальных учебных заведений.

1. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ: ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Свое название операционные усилители (ОУ) получили из-за того, что первоначально применялись для выполнения математических операций сложения, вычитания, умножения и деления. Первые ОУ, использующиеся в аналоговых вычислительных машинах на лампах, работали с напряжениями порядка ±100 В.

Интегральные ОУ унаследовали прежнее название от своих предшественников и очень широко распространены в аналоговой схемотехнике. В настоящее время ОУ выполняются, как правило, в виде монолитных интегральных микросхем и по своим размерам и цене практически не отличаются от отдельно взятого транзистора. Благодаря практически идеальным характеристикам операционных усилителей реализация различных схем на их основе оказывается значительно проще, чем на отдельных тран-

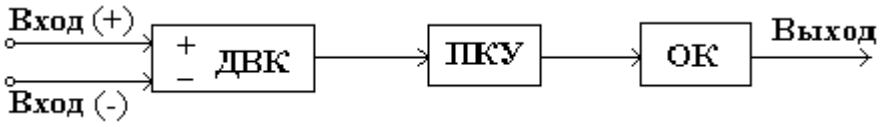

Рис. 1.1. Структурная схема ОУ

зисторах.

Структурная схема. Операционный усилитель, выполненный в виде интегральной микросхемы, имеет в своем составе: дифференциальный входной каскад (ДВК), промежуточные каскады усиления (ПКУ) и оконечный каскад (ОК), рис. 1.1.

Дифференциальный каскад обеспечивает: большой коэффициент усиления по отношению к разности входных сигналов (дифференциальному сигналу), малый коэффициент усиления относительно синфазных помех, малый дрейф нуля и большое входное сопротивление. Промежуточные каскады позволяют: получить большое усиление напряжения сигнала, изменить на 180° или сохранить нулевым фазовый сдвиг усиливаемого сигнала. В качестве промежуточных каскадов используют дифференциальные или однополюсные каскады. Оконечный каскад обеспечивает: малое выходное сопротивление и достаточную мощность сигнала для низкоомной нагрузки, большое входное сопротивление. Последнее необходимо для сохранения большого коэффициента усиления напряжения промежуточных каскадов. В качестве оконечного каскада обычно используют эмиттерный повторитель.

Обозначение ОУ на принципиальных схемах. Любой ОУ имеет не

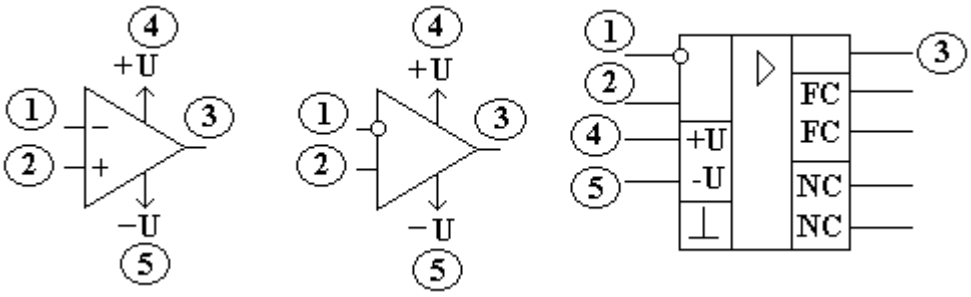

Рис. 1.2. Обозначение ОУ на принципиальных электрических схемах

менее пяти выводов: два входных (инвертирующий и неинвертирующий), два вывода для подключения питания и один выходной вывод. Варианты обозначения операционных усилителей на принципиальных схемах представлены на рис. 1.2 (1 – инвертирующий вход, 2 – неинвертирующий вход, 3 – выход, 4 и 5 – выводы для подключения источника питания).

Многие ОУ дополнительно имеют несколько выводов, не несущих функциональной нагрузки (вспомогательные), к которым подключаются цепи коррекции АЧХ (метки FC), цепи для подключения элементов балансировки по постоянному току (метки NC), а также вывод металлического корпуса (⊥) для соединения с общим проводом устройства, в которое входит ОУ.

Подключение ОУ к источнику питания. В общем случае для работы операционного усилителя требуется двухполярный (расщепленный) источник питания; типичные значения напряжений источника составляют ±6 В; ±12 В; ±15 В (иногда ±18 В). Схема подключения ОУ к двухполярному источнику питания и нагрузке представлена на рис. 1.3.

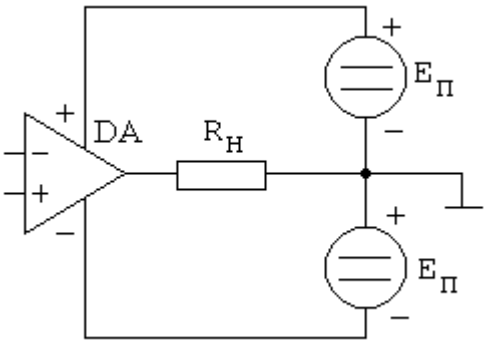

Рис. 1.3. Типовая схема включения ОУ

В ряде случаев для питания ОУ используется несимметричное питание, например +12 и –6 В, или даже однополярное питание, например, +30 В и земля. Так как в представленной схеме земля не подключена к ОУ, токи возвращаются от ОУ к источнику питания через внешние (навесные) элементы схемы (в нашем случае это сопротивление нагрузки $R_н$).

Входное и выходное напряжения. Выходное напряжение ОУ зависит от разности напряжений на его входах $E_Д = U_{ВХ}(+) - U_{ВХ}(-)$, где $U_{ВХ}(+)$ и $U_{ВХ}(-)$ – напряжения на неинвертирующем и инвертирующем входах усилителя. Поэтому для ОУ справедливо:

$$U_{ВЫХ} = K \cdot E_Д, \qquad (1.1)$$

где K – коэффициент усиления ОУ без обратной связи (разомкнутого усилителя). Предположим, что $E_Д > 0$ (напряжение на входе (+) положительно по отношению к напряжению на входе (–)), тогда выходное напряжение положительно, рис. 1.4,а.

В случае, если $E_Д < 0$ (напряжение на входе (+) отрицательно по отношению к напряжению на входе (–)), выходное напряжение отрицательно, рис. 1.4,б. Общая зависимость $U_{вых} = F(E_Д)$ представлена на рис. 1.5. Выходное напряжение линейно зависит от $E_Д$ лишь в некотором диапазо-

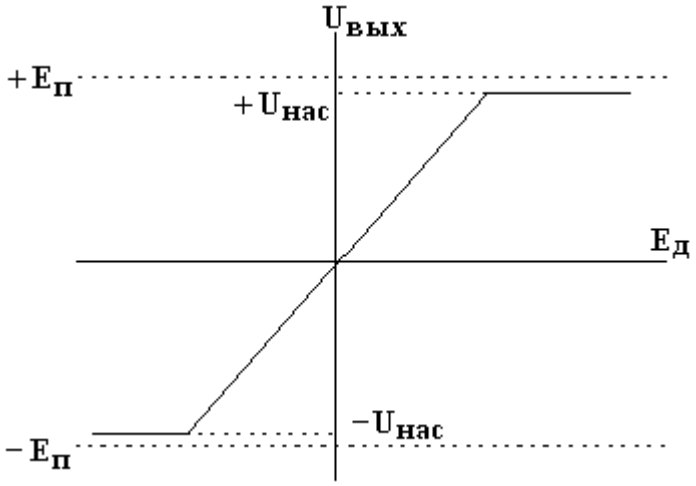

Рис. 1.5. Выходная характеристика ОУ

не изменения последнего (от $-E_{Д\,max}$ до $+E_{Д\,max}$) и не может превышать величины напряжения источника питания.

Два правила, справедливые для идеального ОУ. Определим значения $-E_{Д\,max}$ и $+E_{Д\,max}$. В соответствии с (1.1) имеем

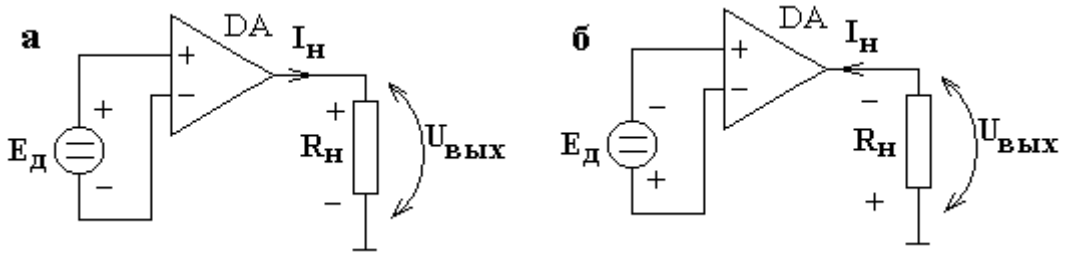

Рис. 1.4. Полярность выходного напряжения в зависимости от дифференциального сигнала:

а. – при положительном дифференциальном напряжении,

б. – при отрицательном дифференциальном напряжении

$$-E_{Д\,max} = \frac{-U_{НАС}}{K},$$
$$+E_{Д\,max} = \frac{+U_{НАС}}{K}. \qquad (1.2)$$

Величина K чрезвычайно велика; она может достигать 200000 единиц и более. Приняв K=200000, для ОУ, запитанного от источника ±12 В, на основании (1.2) получим:

$$-E_{Д\,max} = \frac{-12\,В}{200000} = -60\,мкВ,$$

$$+E_{Д\,max} = \frac{+12\,В}{200000} = +60\,мкВ.$$

Здесь допущено, что $+U_{НАС} = +E_П$ и $-U_{НАС} = -E_П$. Напряжение 60 мкВ очень мало. В типичном измерительном приборе напряжения наведенных шумов, сетевых наводок и напряжения от токов утечки могут превышать 1 мВ (1000 мкВ). В силу этого можно принять $+E_{Д\,max} = -E_{Д\,max} \approx 0$. Последнее позволяет сформулировать важное правило.

Правило 1. Если ОУ находится в линейном режиме (выходное напряжение $U_{ВЫХ} \neq +U_{НАС} \neq -U_{НАС}$), разность напряжений между его входами равна нулю ($U_{ВХ}(+) = U_{ВХ}(-)$).

Для того, чтобы ОУ работал в линейном режиме, в схему необходимо ввести отрицательную обратную связь (ООС). Образно можно сказать, что будучи охвачен ООС операционный усилитель сделает все от него зависящее, чтобы устранить разность напряжений между своими входами.

ОУ является хорошим усилителем напряжения с большим входным сопротивлением. Для идеального ОУ сопротивления по обоим входам можно считать равными бесконечности. Отсюда следует второе важное правило.

Правило 2. Входы ОУ тока не потребляют.

Идеальный и реальный ОУ. Для идеального ОУ справедливо:

- Коэффициент усиления дифференциального сигнала K бесконечно велик и не зависит от частоты сигнала.
- Коэффициент усиления синфазного сигнала (напряжения общего для обоих входов) $K_{СИНФ}$ равен нулю.
- Сопротивление по обоим входам бесконечно велико.
- Отсутствует сдвиг нуля выходного напряжения.
- Скорость изменения выходного напряжения бесконечно велика.
- Дрейф (изменение во времени выходного напряжения) отсутствует.

Параметры реального ОУ несколько хуже. Однако в большинстве случаев для анализа схем на операционных усилителях можно использо-

вать оба правила, справедливые для идеального ОУ. Этот подход и будет использоваться в дальнейшем. Знание реальных значений параметров конкретного ОУ позволяет оценить погрешность схемы преобразования сигнала и решить вопрос о целесообразности использования данного ОУ в конкретной схеме.

Параметры и характеристики ОУ. Рассмотрим вкратце основные параметры и характеристики ОУ. Более подробно некоторые из них рассматриваются в разделе 3 «Ограничения, присущие реальным операционным усилителям».

Параметры и характеристики ОУ можно условно подразделить на входные, выходные и характеристики передачи.

К входным параметрам относятся: напряжение сдвига (напряжение сдвига нуля); токи смещения (входные токи); ток сдвига (разность входных токов); входные сопротивления; коэффициент ослабления синфазного сигнала (синфазного напряжения); диапазон синфазных входных напряжений; температурный дрейф напряжения смещения нуля; температурные дрейфы токов смещения и тока сдвига; напряжение шумов, приведенное ко входу; коэффициент влияния нестабильности источника питания на напряжение сдвига.

Напряжение сдвига $U_{СДВ}$ – это потенциал на выходе усилителя при нулевом входном сигнале, который поделен на коэффициент усиления усилителя.

Токи смещения $I_{СМ}$ – обусловлены необходимостью обеспечить нормальный режим работы входного дифференциального каскада на биполярных транзисторах. В случае использования полевых транзисторов это токи всевозможных утечек. Другими словами, $I_{СМ}$ – это токи, потребляемые входами ОУ.

Ток сдвига $I_{СДВ}$ – это разность токов, потребляемых входами ОУ.

Входные сопротивления в зависимости от характера подаваемого сигнала подразделяются на дифференциальное (для дифференциального сигнала) и синфазное (сопротивление общего вида).

Входное сопротивление для ***дифференциального сигнала*** $R_{ВХ.\ ДИФ}$ – это полное входное сопротивление со стороны любого входа, в то время как другой вход соединен с общим выводом (заземлен).

Входное сопротивление для ***синфазного сигнала*** $R_{ВХ.\ СИНФ}$ характеризует изменение среднего входного тока при приложении к входам синфазного напряжения. Оно на несколько порядков выше сопротивления для дифференциального сигнала.

Для измерения $R_{ВХ.\ ДИФ}$ можно использовать схему, рис. 1.6. Сопротивление резистора R_2 берется небольшим (десятки или сотни Ом), так, чтобы выполнялись неравенства $R_2 << R_{ВХ.ДИФ}, R_2 << R_1, R_2 << R_3$. В этом случае точку А можно считать заземленной по переменному току.

Наличие сопротивления R_2 необходимо для подачи на вход (+) постоянного напряжения от дополнительного источника $E_{ДОП}$ через делитель напряжения, выполненный на резисторе R_4. Перед началом измерений ($E_{ДИФ}$=0) с помощью резистора R_4 устанавливается нулевое выходное напряжение. При подаче входного напряжения и замкнутых ключах S_1 и S_2 выходное напряжение ($U_{ВЫХ}$) равно произведению коэффициента усиления K на дифференциальное напряжение:

$$U_{ВЫХ} = K \cdot E_{ДИФ} \tag{1.3}$$

После размыкания ключей S_1 и S_2 последовательно с входным сопротивлением для дифференциального сигнала оказывается включенным сопротивление $2R_1$, что вызывает изменение входного и выходного напряжений:

$$U'_{ВХ} = \frac{E_{ДИФ} \cdot R_{ВХ.ДИФ}}{R_{ВХ.ДИФ} + 2 \cdot R_1},$$
$$U'_{ВЫХ} = K \cdot U'_{ВХ} = \frac{K \cdot E_{ДИФ} \cdot R_{ВХ.ДИФ}}{R_{ВХ.ДИФ} + 2 \cdot R_1}. \tag{1.4}$$

Разделив (1.3) на (1.4), т.е. $\frac{U_{ВЫХ}}{U'_{ВЫХ}} = \frac{R_{ВХ.ДИФ} + 2 \cdot R_1}{R_{ВХ.ДИФ}}$, получим

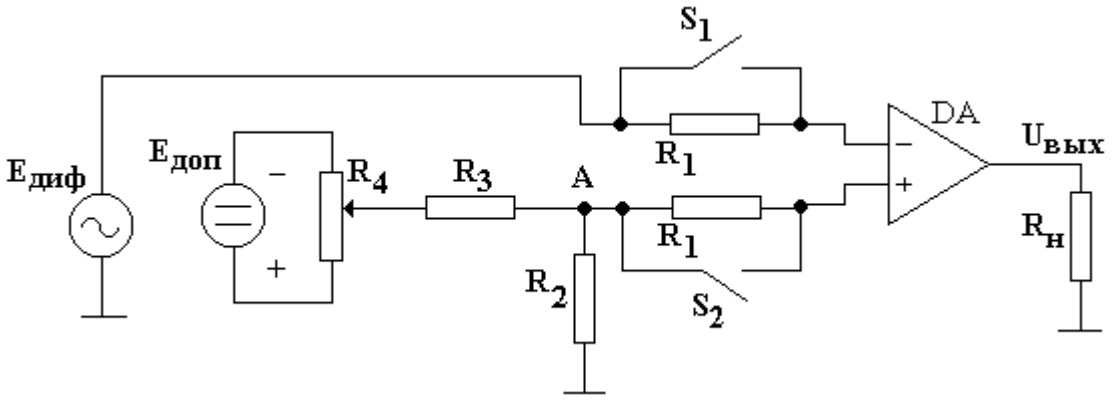

Рис. 1.6. Схема для измерения дифференциального входного сопротивления

$$R_{ВХ.ДИФ} = \frac{2 \cdot R_1 \cdot U'_{ВЫХ}}{(U_{ВЫХ} - U'_{ВЫХ})}. \tag{1.5}$$

Частота дифференциального сигнала при данной схеме измерений должна быть небольшой (единицы или десятки герц). Так как в выражении (1.5) величина дифференциального входного напряжения не присутствует, то отпадает необходимость точного измерения достаточно малой величины $E_{ДИФ}$. Для чистоты эксперимента достаточно только ее стабильности.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{ОС\ СИНФ}$ определяется как отношение напряжения синфазного сигнала, поданного на оба входа, к дифференциальному входному напряжению, которое обеспечивает на выходе тот же сигнал, что и в случае синфазного напряжения:

$$K_{ОС.СИНФ} = \left.\frac{U_{ВХ.СИНФ}}{U_{ВХ.ДИФ}}\right|_{U_{ВЫХ.СИНФ}=U_{ВЫХ.\ ДИФ}} \qquad (1.6)$$

С учетом (1.6) напряжение на выходе ОУ, появляющееся при одновременной подаче дифференциального и синфазного входных сигналов, равно $U_{ВЫХ} = K \cdot \left(U_{ВХ.ДИФ} + \frac{U_{ВХ.СИНФ}}{K_{ОС.СИНФ}} \right)$.

Для каждого ОУ указывается диапазон изменения $U_{ВХ.\ ДИФ}$ и $U_{ВХ.\ СИНФ}$, превышение предельных значений которых может привести к потере работоспособности усилителя.

Температурные дрейфы напряжения смещения и входных токов характеризуют изменения соответствующих параметров с температурой и составляют мкВ/°С и нА/°С. Наиболее важно учитывать данные параметры в прецизионных устройствах, так как компенсация их влияния на выходное напряжение затруднительна. Температурные дрейфы являются основной причиной появления температурных погрешностей устройств с ОУ.

Напряжение шумов, приведенное ко входу, – это действующее значение напряжения на выходе усилителя при нулевом входном сигнале и нулевом сопротивлении источника сигнала, подключенного ко входу, деленное на коэффициент усиления ОУ. Обычно задается спектральная плотность напряжения шумов, которая оценивается как корень квадратный из квадрата приведенного напряжения шумов, деленного на полосу частот Δf, в которой выполнено измерение этого напряжения. Таким образом оцениваются шумы, имеющиеся в полосе 1 Гц. Размерность их $нВ/\sqrt{Гц}$.

Коэффициент влияния нестабильности источника питания на напряжение сдвига характеризует приведение ко входу изменения выходного напряжения ОУ $\Delta U_{СДВ}$ при колебаниях напряжения источника питания $\Delta U_{ПИТ}$: $Кв = \Delta U_{СДВ} / \Delta U_{ПИТ}$.

К группе выходных параметров относятся выходное сопротивление, напряжение и ток выхода. Для измерения ***выходного сопротивления*** $\boldsymbol{R_{ВЫХ}}$ можно использовать схему, рис. 1.7, но при этом необходимо, чтобы коэффициент усиления ОУ без ОС был известен. Сопротивление резисторов R_1 и R_2 равны, причём их значения достаточны большие (порядка 1 МОм).

Выходное напряжение при замкнутом ключе S равно

$$U_{ВЫХ2} = U_{ВЫХ1} - I_Н \cdot R_{ВЫХ.ОС},$$

где $U_{ВЫХ\,1}$ – выходное напряжение при разомкнутом ключе S,

$R_{ВЫХ.\,ОС}$ – выходное сопротивление ОУ,охваченного ОС,

$I_Н$ – ток нагрузки.

$$R_{ВЫХ\,ОС} = \frac{R_Н \cdot (U_{ВЫХ1} - U_{ВЫХ\,2})}{U_{ВЫХ\,2}}.$$

Учитывая наличие в схеме параллельной ОС по напряжению

$$R_{ВЫХ\,ОС} = \frac{R_{ВЫХ}}{(1 + \beta \cdot K)},$$

где β – коэффициент передачи цепи ОС (при R_1=R_2 β=0,5).
можно получить выражение для расчёта выходного сопротивления ОУ:

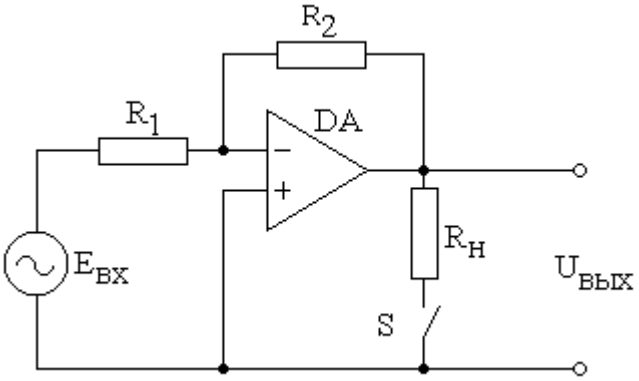

Рис. 1.7. Схема для измерения выходного сопротивления ОУ

$$R_{ВЫХ} = \frac{U_{ВЫХ1} - U_{ВЫХ\,2}}{U_{ВЫХ\,2}} \cdot R_Н \cdot (1 + \frac{K}{2}).$$

Максимальные выходные напряжение и ток указываются в ТУ на изготовление ОУ.

К характеристикам передачи относятся: коэффициент усиления по напряжению, частота единичного усиления, скорость нарастания выходного напряжения, время установления выходного напряжения, АЧХ.

Коэффициент усиления по напряжению ОУ К может быть определён экспериментальным путём, рис. 1.8. Входное дифференциальное напряжение ОУ равно падению напряжения на R3:

$$U_{R3} = \frac{U_A \cdot R_3}{(R_2 + R_3)},$$

где U_A – потенциал точки А.

Так как сопротивления резисторов R_1, соединяющих источник сигнала и выход усилителя, равны между собой, то коэффициент передачи ОУ с такой ОС равен единице ($U_{ВЫХ}=E_{ВХ}$). Следовательно,

$$К = \frac{E_{ВХ}}{U_{R_3}} = \frac{E_{ВХ} \cdot (R_2 + R_3)}{U_A \cdot R_3}.$$

Частота единичного усиления f_1 – это частота, на которой модуль коэффициента усиления ОУ равен единице.

Скорость нарастания выходного напряжения – это максимальная скорость изменения выходного сигнала при максимальном значении его амплитуды.

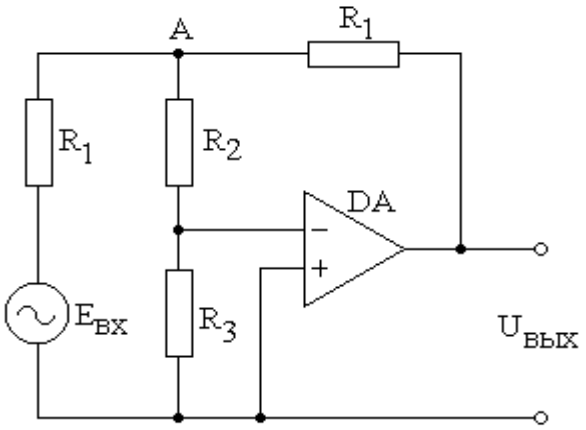

Рис. 1.8. Схема для определения коэффициента усиления ОУ

2. ПРИМЕНЕНИЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В настоящее время в электронике широкое распространение получила цифровая обработка сигналов. Цифровые методы, основывающиеся на использовании микропроцессоров, проникли во множество областей радиоэлектроники и привели к созданию совершенно новых способов обработки сигналов. Одновременно наблюдается развитие аналоговой электроники, поскольку по мере развития систем цифровой обработки повышаются требования к качеству входных и выходных аналоговых сигналов. Операционный усилитель является базовым элементом устройств аналоговой обработки сигналов. Поэтому разработчик систем сбора, передачи и обработки измерительной информации должен обладать знаниями параметров ОУ (схем их включения и умением проектировать устройства на основе ОУ). В настоящем разделе рассматриваются некоторые основные применения ОУ в аналоговой схемотехнике.

2.1. Компараторы

Схемы простейших компараторов (устройств, сравнивающих два входных сигнала) с использованием ОУ и временные диаграммы, поясняющие их работу, представлены на рис. 2.1,а и 2.1,б.

На схеме рис. 2.1,а на вход (–) подано опорное напряжение земли (0 В). Ко входу (+) приложено напряжение, которое сравнивается с опорным. Как следует из (1.1) выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ меняет знак при изменении полярности $E_{ВХ}$ ($E_Д$=$E_{ВХ}$–0). При положительной полуволне входного напряжения $U_{ВЫХ}$=+$U_{НАС}$, при отрицательной – $U_{ВЫХ}$= –$U_{НАС.}$ При заземлении (+) входа, рис. 2.1,б, наблюдается противоположная картина ($E_Д = 0 - E_{ВХ}$).

Обе схемы рис. 2.1 позволяют получить следующую информацию о входном сигнале: полярность $E_{ВХ}$, момент равенства $E_{ВХ}$ нулю и направление изменения $E_{ВХ}$ при $E_{ВХ}$=0. Данные компараторы называют также детекторами нулевого уровня.

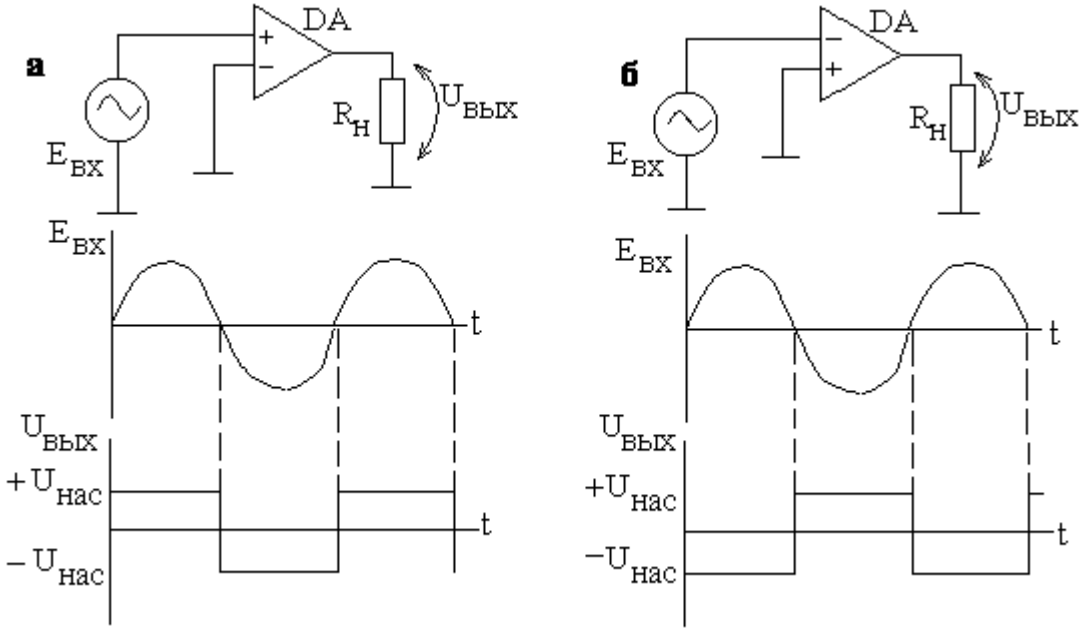

Рис. 2.1. Простейшие компараторы и временные диаграммы их работы:
а. – подача опорного напряжения на инвертирующий вход
б. – подача опорного напряжения на неинвертирующий вход.

В качестве опорного напряжения можно использовать специальный источник, рис. 2.2. Входное напряжение сравнивается с $U_{ОП}>0$. Для получения опорного напряжения могут использоваться резистивные делители и параметрические стабилизаторы.

Для схемы рис. 2.3,а $U_{ОП} = \frac{+U_П \cdot R_2}{(R_1 + R_2)}$. Изменяя сопротивление одного из резисторов можно регулировать $U_{ОП}$. Использование стабилитрона VD

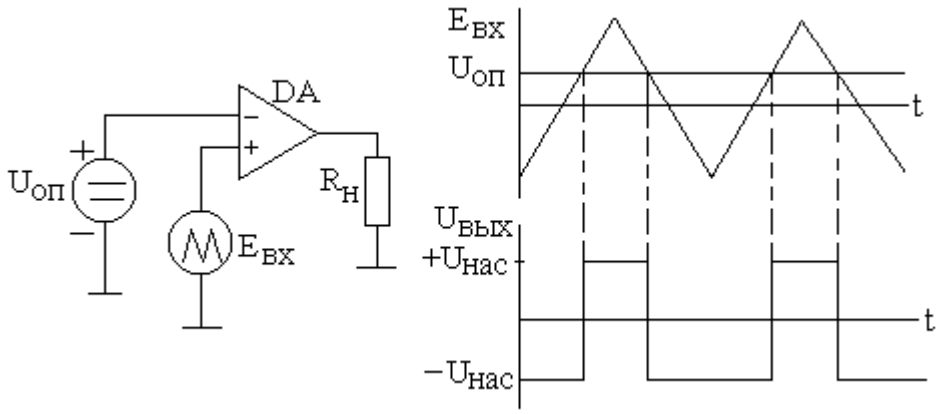

Рис. 2.2. Детектор ненулевого уровня и временная диаграмма его работы

в схеме, рис. 2.3,б, позволяет получить более стабильное значение $U_{ОП}$ в случае изменения напряжения источника питания.

В качестве нагрузки компаратора могут использоваться различные индикаторы (стрелочные, светодиодные и др.) или электронные схемы. При этом возникает задача: согласование компаратора с конкретной на-

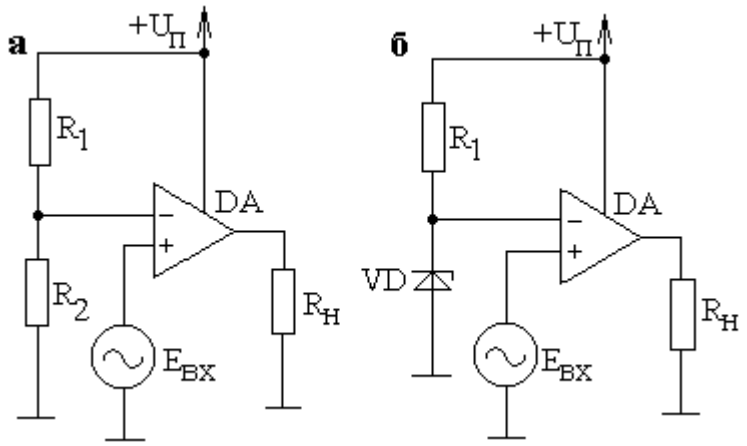

Рис. 2.3. Получение опорного напряжения от источника питания:
а. – схема с делителем напряжения
б. – схема со стабилитроном

грузкой.

Рассмотренные выше устройства являются простейшими компараторами и находят ограниченное применение. Большее распространение получили компараторы с положительной обратной связью (ПОС), повышающей надежность срабатывания.

Компараторы, рис. 2.1, 2.2, 2.3 очень чувствительны к изменению входного сигнала вблизи опорного уровня. При этом возникают ложные срабатывания, рис. 2.4. Ситуация ухудшается, если $E_{ВХ}$ меняется очень медленно и (или) в соединительных проводах наводятся паразитные ЭДС.

Более устойчивыми к действиям помех являются компараторы с положительной обратной связью, называемые также триггерами Шмитта.

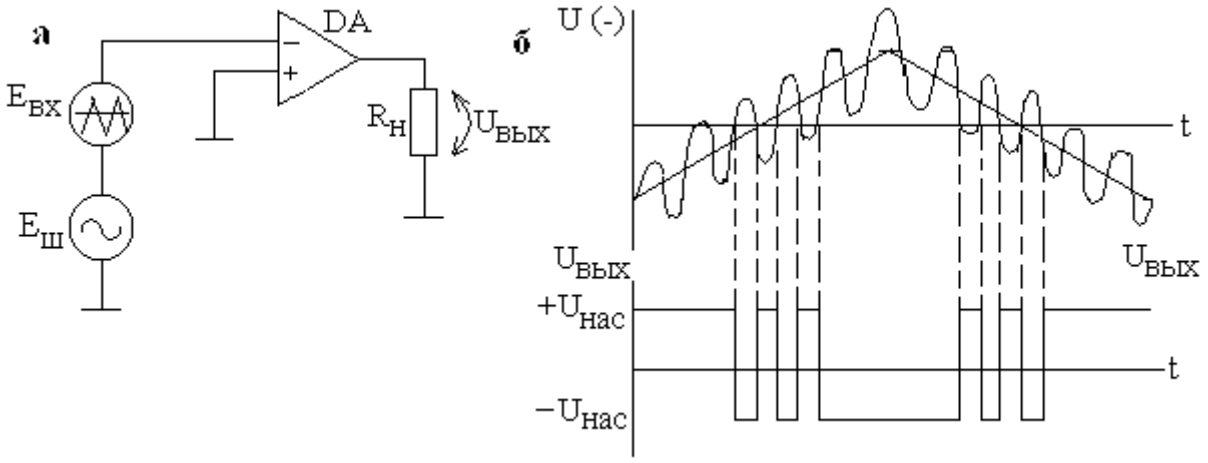

Рис. 2.4. Появление ложных срабатываний компаратора из-за наводки паразитной ЭДС ($E_Ш$) в соединительных проводах:
а. – подключение источника входного сигнала и генератора шума к ОУ
б. – временная диаграмма, поясняющая возникновение ложных срабатываний

Выходное напряжение ОУ охваченного ПОС равно либо $+U_{НАС}$, либо $-U_{НАС}$. Пусть после включения питания выходное напряжение ОУ из-за наличия внутреннего разбаланса ($U_{ВХ.\,СДВ}>0$) равно $+U_{НАС}$, рис. 2.5,а. Тогда опорное напряжение, приложенное к входу (+):

$$U_{ОП} = U_{ПВ} = +U_{НАС}\frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Поэтому входное напряжение $E_{ВХ}$ сравнивается с $U_{ПВ}$. Если $E_{ВХ}< U_{ПВ}$, разность напряжений между входами ОУ положительна, $E_Д >0$ и $U_{ВЫХ}$ продолжает оставаться равным $+U_{НАС}$. В случае если $E_{ВХ}$ превысит $U_{ПВ}$, полярность $E_Д$ изменится и $U_{ВЫХ}$ начнет изменятся от $+U_{НАС}$ к $-U_{НАС}$. При этом $U_{ПВ}$ уменьшается, абсолютное значение $E_Д$ увеличивается и выходное напряжение изменяется с возрас
тающей скоростью.

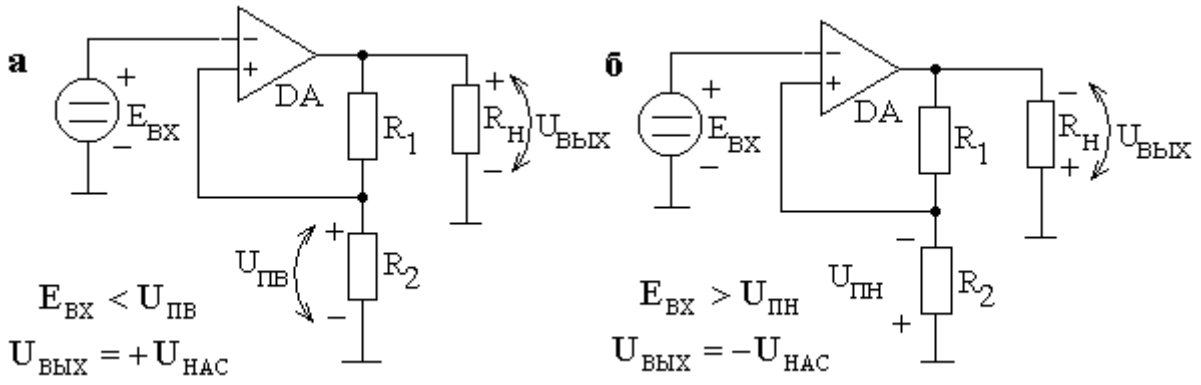

Рис. 2.5. Компаратор с положительной обратной связью:
а. – выходное напряжение равно $+U_{НАС}$
б. – выходное напряжение равно $-U_{НАС}$

После достижения выходным напряжением величины $-U_{НАС}$ схема переходит в новое устойчивое состояние, рис. 2.5,б. $U_{ПН}$ имеет отрицательную полярность относительно земли. Это означает, что $U_{ВЫХ}$ будет оставаться равным $-U_{НАС}$ до тех пор, пока $E_{ВХ}>U_{ПН}$. Переключение компаратора в $+U_{НАС}$ произойдет, если $E_{ВХ}$ станет ниже $U_{ПН}$.

Выбирая необходимые значения пороговых напряжений $U_{ПН}$ и $U_{ПВ}$ можно изменять «зону нечувствительности» компаратора в зависимости от уровня помех, рис. 2.6.

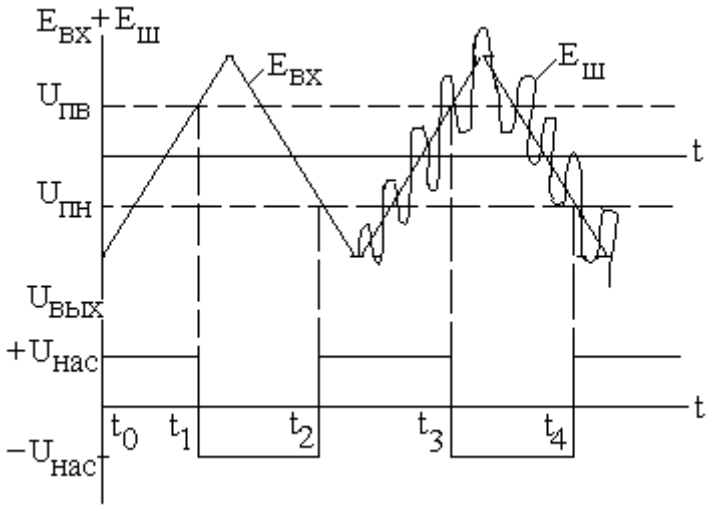

Рис. 2.6. Временные диаграммы работы компаратора с ПОС

Пусть в начальный момент времени t_0 $U_{ВЫХ}=+U_{НАС}$. Когда $E_{ВХ}$ становится больше $U_{ПВ}$ (t_1 и t_3) $U_{ВЫХ}$ быстро переключается в состояние $-U_{НАС}$. При уменьшении входного напряжения ниже $U_{ПН}$ (t_2 и t_4) $U_{ВЫХ}$ становится равным $+U_{НАС}$.

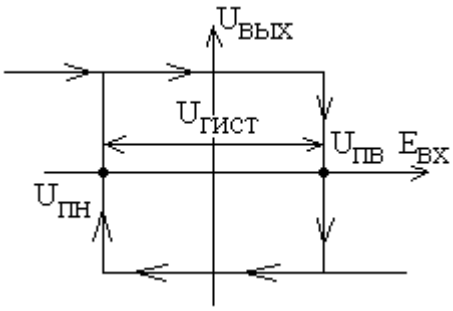

Рис. 2.7. Взаимосвязь входного и выходного напряжений компаратора

Существует стандартный способ изображения характеристик компаратора, рис. 2.7.

Величина гистерезиса (зоны нечувствительности) определяется пороговыми напряжениями ($U_{ГИСТ} = U_{ПВ} - U_{ПН}$).

Компаратор с ПОС может использоваться в качестве формирователя прямоугольных импульсов из напряжения произвольной формы.

Недостатками компараторов, построенных на основе типовых ОУ, являются:

1. Малое быстродействие при переключении от одного уровня насыщения к другому.
2. Трудность согласования с конкретной нагрузкой.

Типовое значение напряжения насыщения ОУ 10…13 В, поэтому подключение компаратора к схеме, собранной, например, на ТТЛ-микросхемах (работающих с сигналами 0…5 В), затруднительно.

Для устранения отмеченных недостатков:

1. Используют быстродействующие ОУ с большой скоростью изменения выходного напряжения (интегральные компараторы)
2. Вводят ограничение пределов изменения выходного напряжения для конкретной нагрузке или применяют ОУ специально предназначенные для использования в качестве компараторов с возможностью изменения выходного напряжения.

Быстродействующие компараторы. Это ОУ с большим быстродействием, предназначенные специально для использования в качестве компараторов. Одним из таких ОУ является LM710. Выходное напряжение $U_{ВЫХ}$=+3,2 В или –0,5 В при несимметричном питании –6…+12 В, что позволяет использовать в качестве нагрузки компаратора цифровые микросхемы ТТЛ-логики (максимальное входное напряжение для ТТЛ-микросхем не должно превышать 5 В). Время срабатывания компаратора около 40 нс против 4000…8000 нс у ОУ общего применения. Токи смещения LM710 велики (около 16 мкА). Это плата за малое время срабатывания. При таких токах смещения сопротивление источника сигнала не должно быть большим (не более 1 кОм).

Ограничение выходного напряжения. В качестве ограничителей выходного напряжения часто используют стабилитроны и диоды, рис. 2.8.

К входу (–) ОУ, рис. 2.8,а, подключен отрицательный полюс источника $E_{ВХ}$, следовательно, выходное напряжение положительно и через стабилитрон протекает обратный ток I, величина которого согласно правилам 1 и 2 равна $I = E_{ВХ}/R_{ВХ}$. В качестве опорного напряжения выбран потенциал земли. В случае если полярность входного напряжения изменится на про-

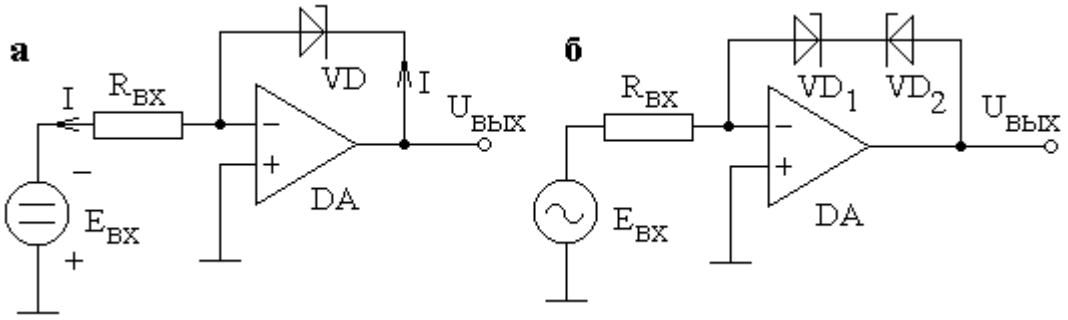

Рис. 2.8. Ограничение выходного напряжения компаратора:
а. – одностороннее
б. – двухстороннее

тивоположную, то через стабилитрон протекает прямой ток и на нем падает прямое напряжение как на обычном диоде (около 0,6 В). Учитывая, что в обоих случаях ОУ не выходит из линейного режима для выходного напряжения согласно правилу 1 можно записать

$$U_{вых} = \begin{cases} U_{ст}, \text{если } E_{вх} \text{ отрицательно} \\ U_{пр}, \text{если } E_{вх} \text{ положительно,} \end{cases}$$

где $U_{ст}$ – напряжение стабилизации стабилитрона (обратное напряжение),

$U_{пр}$ – прямое напряжение на стабилитроне.

Временные диаграммы, поясняющие работу схем рис. 2.8, представлены на рис. 2.9.

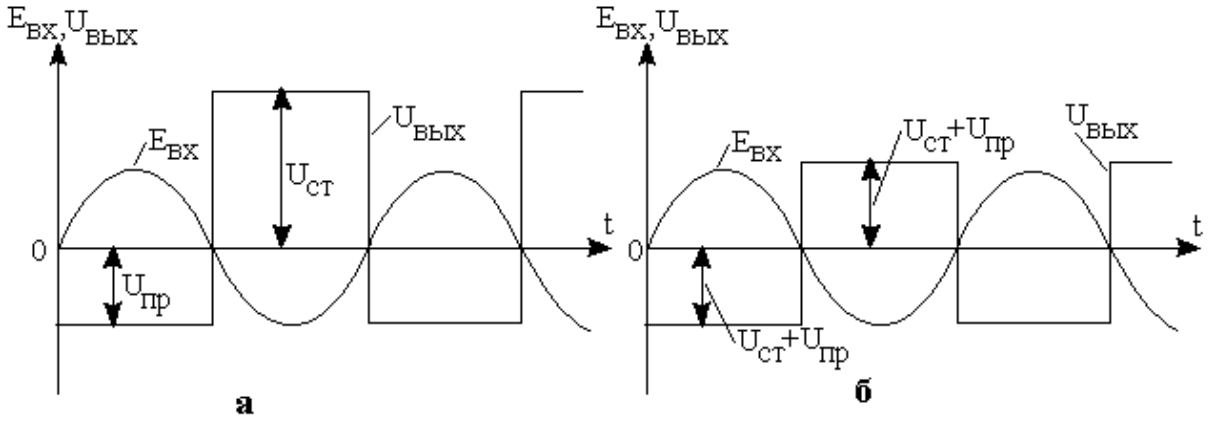

Рис. 2.9. Временные диаграммы работы компараторов
а – с односторонним ограничением
б – с двухсторонним ограничением

В схеме рис. 2.8,б в цепь ОС включены два стабилитрона. В случае положительной полярности $E_{ВХ}$ стабилитрон VD1 смещен в прямом направлении, а VD2 – в обратном направлении. Если $E_{ВХ}$ – отрицательно, то VD1 является обратно смещенным, а VD2 – прямо смещенным. Очевидно,

что при любой полярности $E_{ВХ}$ величина выходного напряжения одинакова, но его полярность противоположна полярности входного напряжения.

Используя в схемах рис. 2.8 различные комбинации стабилитронов и (или) диодов можно задать необходимо пределы изменения выходного напряжения как положительной, так и отрицательной полярности для согласования выхода компаратора со входом конкретной нагрузки. Необходимым условием является лишь выполнение требования $U_{ВХ.Н} < U_{НАС}$, где $U_{ВХ.Н}$ – входное напряжение нагрузки.

Интегральные компараторы с изменяемым выходным напряжением. Это универсальные компараторы, позволяющие без дополнительных элементов в цепи ОС обеспечивать необходимый уровень выходного напряжения. Одним из таких устройств является компаратор LM311 (LM111), рис. 2.10.

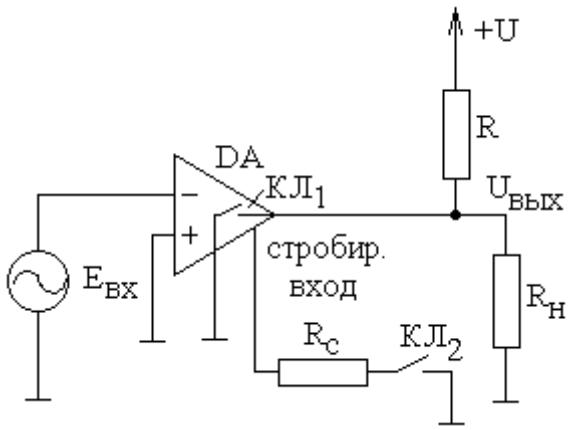

Рис. 2.10 Компаратор LM311 (LM111)

Выходная цепь компаратора представляет собой транзисторный ключ $КЛ_1$, состояние которого определяется дифференциальным напряжением: $E_Д$ положительно – $КЛ_1$ разомкнут; $E_Д$ отрицательно – $КЛ_1$ замкнут. Напряжение +U подается от дополнительного источника, например, от делителя напряжения источника питания. Его величина определяется нагрузкой компаратора. Например, если нагрузкой является микросхема ТТЛ-логики, то это напряжение равно +5 В.

Наличие дополнительного стробирующего входа позволяет блокировать выход компаратора. Так, если замкнуть ключ $КЛ_2$, ключ $КЛ_1$ размыкается и остается в таком положении независимо от $E_Д$.

Работу компаратора поясняет диаграмма, рис. 2.11. При разомкнутом ключе $КЛ_2$ (временной интервал t_0–t_5) выходное напряжение принимает два значения: $U_{ВЫХ}$=0 при положительной полярности $E_{ВХ}$ (t_0–t_1, t_2–t_3, t_4–t_5) и $U_{ВЫХ}$=+U при $E_{ВХ}$ отрицательном (t_1–t_2, t_3–t_4). Когда ключ $КЛ_2$ замкнут (t_5–t_9), ключ $КЛ_1$ остается разомкнутым ($U_{ВЫХ}$=+U) как в случае положительного (t_5–t_6, t_7–t_8), так и отрицательного (t_6–t_7, t_8–t_9) входного напряжения.

Компараторы находят широкое применение в различных устройствах электроники и автоматики. Рассмотрим в заключение одно из таких применений. Предположим, что необходимо контролировать напряжение питания устройства, собранного на микросхемах ТТЛ-логики. Это напряжение должно быть равно 5±0,5 В. Поскольку питающее напряжение сравни-

вается с двумя уровнями 4,5 В и 5,5 В для построения схемы контроля необходимо два интегральных компаратора, например, LM311, рис. 2.12.

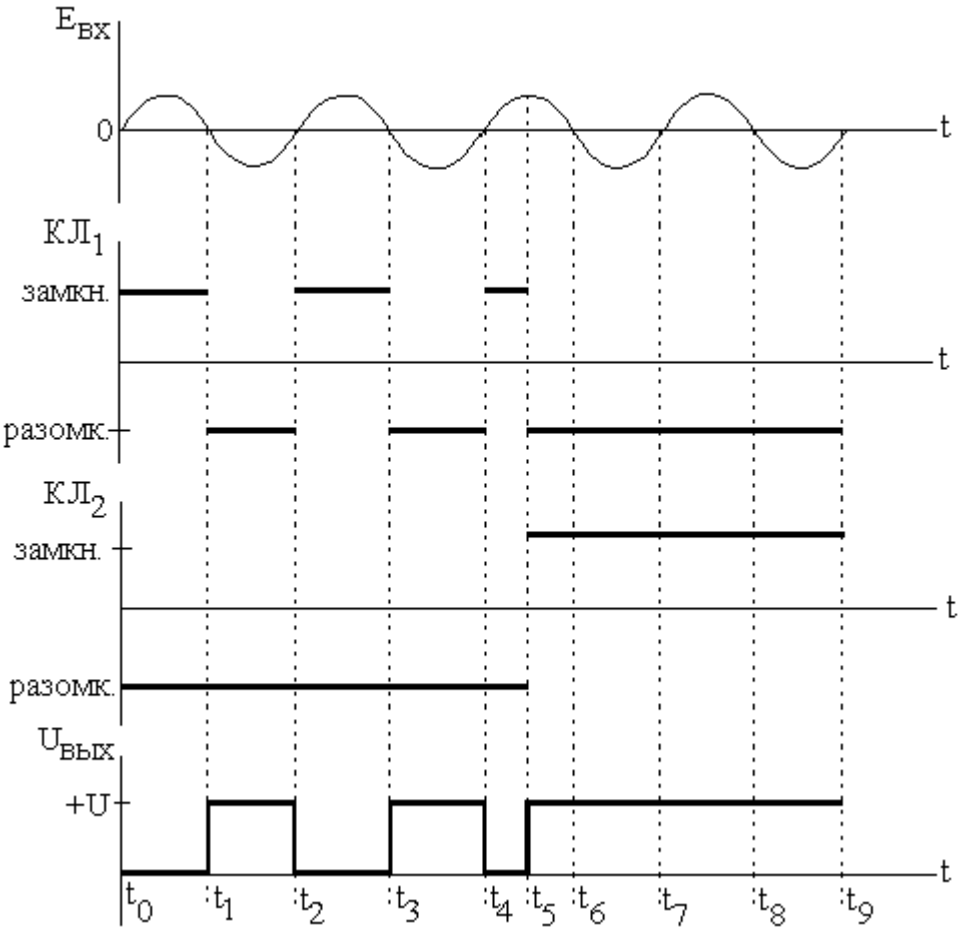

Рис. 2.11. Временные диаграммы работы компаратора LM311

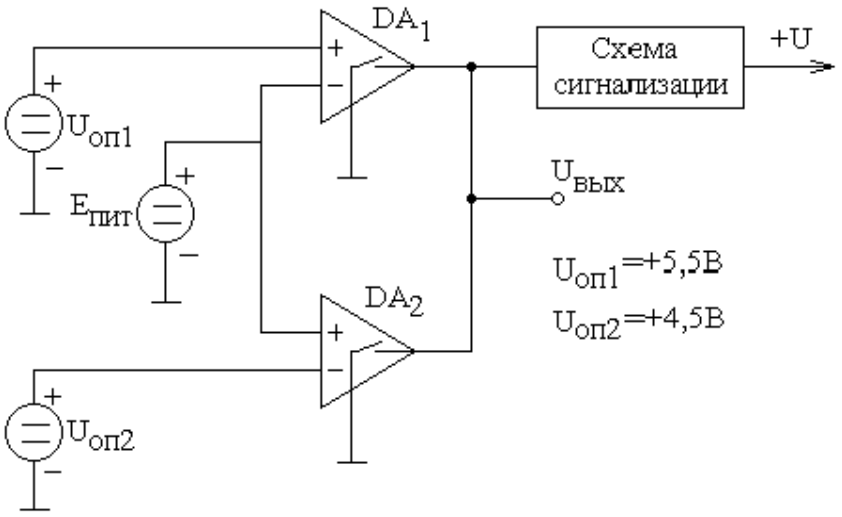

Рис. 2.12. Схема контроля напряжения питания

В случае, если напряжение питания $E_{ПИТ}$ находится в интервале от 4,5 до 5,5 В выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ равно +U, а напряжение на схеме сигнализации $U_{СС}$ равно нулю, рис. 2.13. Если $E_{ПИТ}$ выходит за установленный допуск, $U_{ВЫХ}$=0, схема сигнализации получает питание ($U_{СС}$=+U) и сигнализирует о нарушении питания устройства.

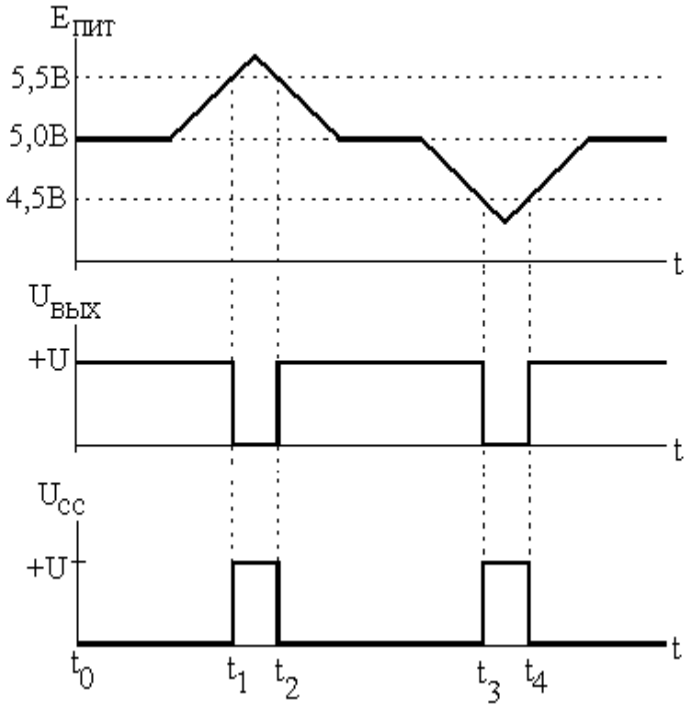

Рис. 2.13. Временные диаграммы работы устройства контроля напряжения питания

Если $E_{ПИТ}$=5±0,5 В (моменты времени t_0–t_1, t_2–t_3), $U_{ОП1} > E_{ПИТ} > U_{ОП2}$ ($U_{ОП1} = 5{,}5$ В и $U_{ОП2} = 4{,}5$ В) и на выходе обоих микросхем DA_1 и DA_2 напряжение равно +U, а напряжение на схеме сигнализации $U_{СС}$ равно нулю.

Когда $E_{ПИТ}>U_{ОП1}$ (t_1–t_2) дифференциальное входное напряжение DA_1 отрицательно и ее выходное напряжение равно потенциалу земли ($U_{ВЫХ}$=0). Схема сигнализации получает питание ($U_{СС}$=+U).

В случае если $E_{ПИТ}<U_{ОП2}$ (t_3–t_4) $E_{ДИФ}$ DA_2 отрицательно, $U_{ВЫХ}$=0, $U_{СС}$=+U.

Рассмотренное устройство контроля напряжения питания реализует логическую функцию «ИЛИ»: схема сигнализации включается или в случае когда $E_{ПИТ}>U_{ОП1}$, или если $E_{ПИТ}<U_{ОП2}$.

2.2. ОУ в инвертирующем и неинвертирующем включении

Во многих случаях ОУ применяется с отрицательной обратной связью. При этом характеристики схемы не зависят от коэффициента усиления операционного усилителя без обратной связи К, а определяются только параметрами внешних элементов.

Инвертирующий усилитель. Этот усилитель изменяет полярность усиливаемого сигнала на противоположную, рис. 2.14.

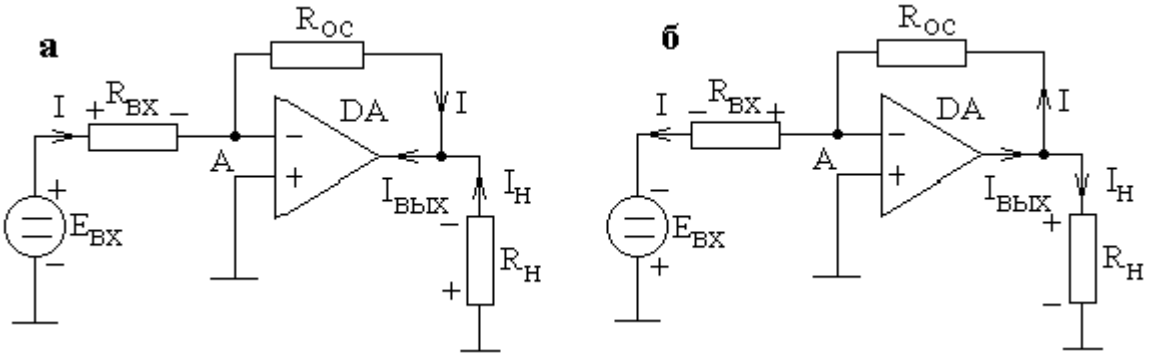

Рис. 2.14. Инвертирующий усилитель:
а. – положительная полярность входного напряжения
б. – отрицательная полярность входного напряжения

Согласно правилу 1 потенциал точки А равен потенциалу земли. Поэтому точку А можно назвать виртуальной землей. Через резистор $R_{ВХ}$ протекает ток

$$I = \frac{E_{ВХ}}{R_{ВХ}}, \qquad (2.1)$$

направление которого зависит от полярности входного напряжения. В $R_{ВХ}$ входит также и внутреннее сопротивление источника сигнала. Согласно правилу 2 ток протекающий через сопротивление обратной связи также равен I. Этот ток создает на $R_{ОС}$ падение напряжения $U_{R_{ОС}} = I \cdot R_{ОС}$.

С учетом (2.1) это напряжение определяется следующим образом:

$$U_{R_{ОС}} = E_{ВХ} \cdot \frac{R_{ОС}}{R_{ВХ}}.$$

Учитывая, что точка А потенциально заземлена, напряжение на выходе ОУ равно

$$U_{ВЫХ} = -E_{ВХ} \cdot \frac{R_{ОС}}{R_{ВХ}} = E_{ВХ} \cdot K_{ОС}, \qquad (2.2)$$

где $K_{ОС} = -R_{ОС}/R_{ВХ}$ – коэффициент передачи напряжения инвертирующего усилителя с ОС.

Знак «–» показывает, что выходное напряжение находится в противофазе со входным.

Ток нагрузки $I_Н$ определяется только её сопротивлением $R_Н$ и $U_{ВЫХ}$: $I_Н=U_{ВЫХ}/R_Н$. Ток в нагрузку отдает выходная цепь ОУ: $I_{ВЫХ}=I+I_Н$. Максимальное значение $I_{ВЫХ}$ зависит от ОУ (типовое значение 5…20 мА). Сопротивление $R_Н$ должно быть таким, чтобы величина $I_{ВЫХ}$ не превышала

максимально допустимого значения для данного ОУ. В противном случае ОУ теряет работоспособность.

Входное сопротивление усилителя (рис. 2.14) для генератора E_{BX} равно R_{BX}. Поэтому для повышения входного сопротивления схемы необходимо увеличения сопротивления R_{BX} ($R_{BX} \geq 10$ кОм).

Инвертирующий сумматор. Схема трехвходового сумматора представлена на рис. 2.15. Потенциал суммирующей точки (точка А) равен потенциалу земли. Поэтому:

$$I_1 = \frac{E_{BX1}}{R} \qquad I_2 = \frac{E_{BX2}}{R} \quad I_3 = \frac{E_{BX3}}{R}.$$

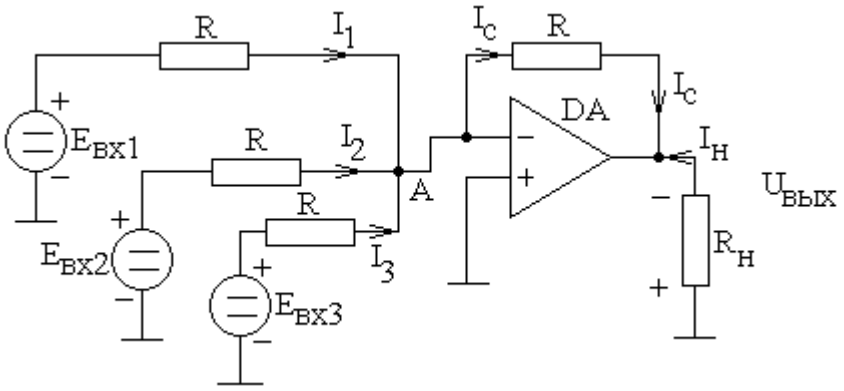

Рис. 2.15. Инвертирующий сумматор

Все эти токи проходят через R_{OC} ($I_C=I_1+I_2+I_3$). Это значит, что I_1, I_2, I_3 не влияют друг на друга, т.к. потенциал точки А равен потенциалу земли. Следовательно и входные напряжения E_{BX1}, E_{BX2}, E_{BX3} не взаимодействуют друг с другом.

По аналогии с инвертирующим усилителем (2.2):

$$U_{ВЫХ} = -I_C \cdot R_{OC} = -(I_1 + I_2 + I_3) \cdot R_{OC}.$$

Или учитывая, что R_{OC}=R имеем

$$U_{ВЫХ} = -\left(\frac{E_{BX1}}{R} + \frac{E_{BX2}}{R} + \frac{E_{BX3}}{R}\right) \cdot R = -(E_{BX1} + E_{BX2} + E_{BX3}).$$

Если в схеме рис. 2.15 требуется просуммировать только два входных сигнала (E_{BX1}, E_{BX2}), третий вход можно просто заземлить.

В случае необходимости суммирования входных сигналов с разными весовыми коэффициентами целесообразно использовать схему рис. 2.16. Выходное напряжение сумматора определяется аналогично:

$$U_{ВЫХ} = -(I_1 + I_2 + I_3) \cdot R_{OC} = -\left(E_{BX1} \cdot \frac{R_{OC}}{R_1} + E_{BX2} \cdot \frac{R_{OC}}{R_2} + E_{BX3} \cdot \frac{R_{OC}}{R_3}\right).$$

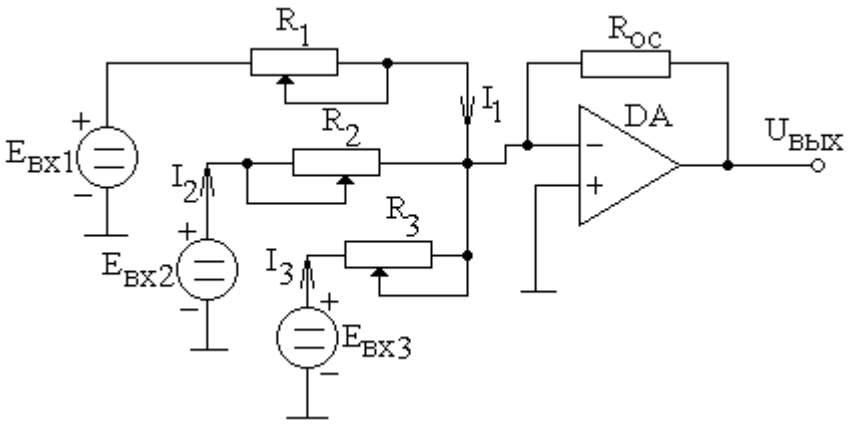

Рис. 2.16. Сумматор с регулировкой коэффициентов суммирования

Усредняющий усилитель. Усредняющий усилитель дает на выходе напряжение, пропорциональное среднему значению всех входных напряжений. В качестве такого усилителя может быть использован сумматор, рис. 2.15, если взять R_{OC}= R/3. В этом случае

$$U_{ВЫХ} = -\left(\frac{E_{ВХ1}}{R} + \frac{E_{ВХ2}}{R} + \frac{E_{ВХ3}}{R}\right)\cdot\frac{R}{3} = -\frac{1}{3}\left(E_{ВХ1} + E_{ВХ2} + E_{ВХ3}\right).$$

Повторитель напряжения. Для включения ОУ по схеме повторителя напряжения необходимо замкнуть его выход и вход (–), а входной сигнал подать на неинвертирующий вход, рис. 2.17.

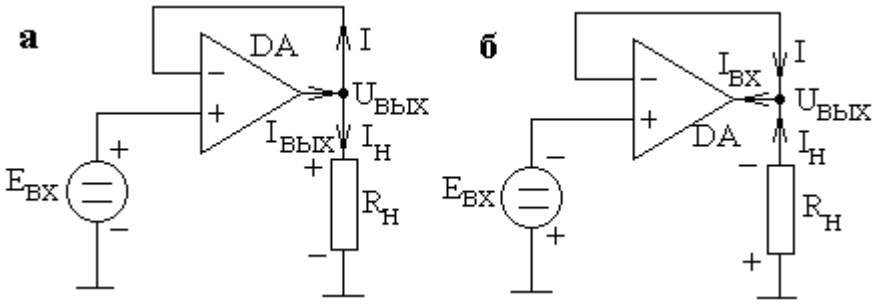

Рис. 2.17. Повторитель напряжения:
а. – положительная полярность входного напряжения
б. – отрицательная полярность входного напряжения

Входное сопротивление схемы для $E_{ВХ}$ очень велико и измеряется мегаомами (согласно правилу 2 вход (+) тока не потребляет). Поэтому входная и выходная цепи оказываются гальванически изолированными друг от друга.

Другие названия схемы: усилитель с единичным коэффициентом усиления, буферный усилитель, изолирующий усилитель. Буферный усилитель не инвертирует входной сигнал и действительно имеет K_{OC}=1 (правило 1), то есть $U_{ВЫХ}$=$E_{ВХ}$.

Неинвертирующий усилитель. Усилитель, рис. 2.18 не инвертирует входной сигнал.

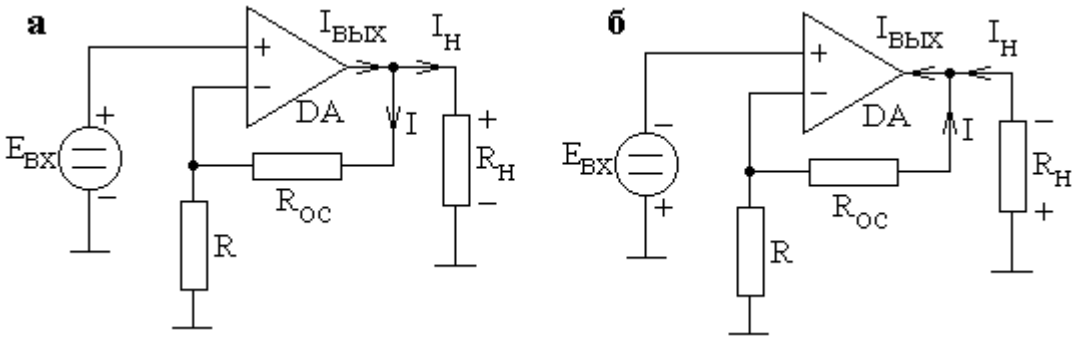

Рис. 2.18. Неинвертирующий усилитель:
а. – положительная полярность входного напряжения
б. – отрицательная полярность входного напряжения

В отличие от инвертирующего, неинвертирующий усилитель обладает большим входным сопротивлением. Согласно правилам 1 и 2 ток в цепи обратной связи $I=E_{ВХ}/R$ и создает падение напряжения на резисторе $R_{ОС}$ равное $E_{ВХ}\ R_{ОС}/R$.

Учитывая, что выходное напряжение складывается из падений напряжений на резисторе $R_{ОС}$ и R можно записать:

$$U_{ВЫХ} = E_{ВХ} + E_{ВХ} \cdot \frac{R_{ОС}}{R} = E_{ВХ} \cdot \left(1 + \frac{R_{ОС}}{R}\right) = E_{ВХ} \cdot K_{ОС}\,, \qquad (2.3)$$

где $K_{ОС}=(1+R_{ОС}/R)$ – коэффициент передачи напряжения неинвертирующим усилителем.

Сравнивая (2.2) и (2.3) нетрудно заметить, что коэффициент усиления по напряжению неинвертирующего усилителя равен абсолютной величине коэффициента усиления инвертирующего усилителя плюс единица.

Неинвертирующий сумматор. Схема неинвертирующего сумматора с двумя входами представлена на рис. 2.19. Во входной цепи сумматора разность напряжений $E_{ВХ1}-E_{ВХ2}$ распределяется поровну между резисторами R так, что $U=(E_{ВХ1}-E_{ВХ2})/2$. Следовательно потенциал точки А может быть определен как сумма падения напряжения на резисторе R и ЭДС источника входного сигнала $E_{ВХ2}$:

$$U_A = U + E_{ВХ2} = \frac{E_{ВХ1} - E_{ВХ2}}{2} + E_{ВХ2} = \frac{E_{ВХ1} + E_{ВХ2}}{2}\,. \qquad (2.4)$$

Если $R_{ОС}=R$, коэффициент усиления неинвертирующего усилителя равен 2. С учетом (2.4) выходное напряжение схемы оказывается равным сумме входных напряжений: $U_{ВЫХ}=E_{ВХ1}+E_{ВХ2}$.

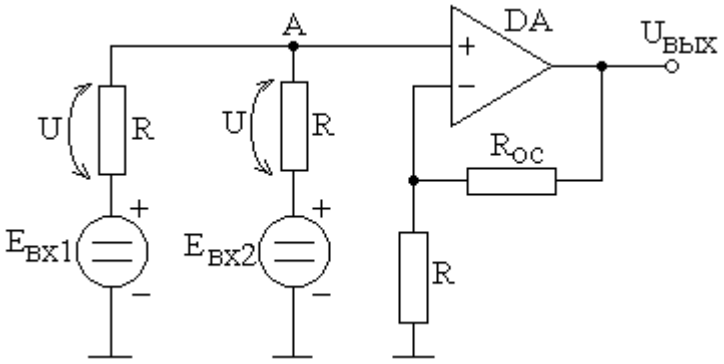

Рис. 2.19. Неинвертирующий сумматор

В случае необходимости суммирования более двух входных напряжений, величину сопротивления обратной связи следует выбирать из соотношения:

$$R_{OC} = R(n-1),$$

где n –число входов сумматора.

Тогда $U_A = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} E_{BX\,i}$, K_{OC}=n и выходное напряжение представляет собой сумму входных напряжений:

$$U_{ВЫХ} = \sum_{i=1}^{n} E_{BX\,i}.$$

2.3. Управляемые усилители

В различных электронных устройствах широко применяются управляемые усилители, коэффициентом передачи которых можно управлять аналоговым напряжением или цифровыми сигналами. Усилители с цифровым управлением обычно применяются в системах с микропроцессорным управлением. Управляемые напряжением усилители (УНУ) часто используются в системах как самостоятельные узлы, а также как составные части других функциональных блоков, например, в схемах генераторов и усилителей с автоматической регулировкой усиления (АРУ).

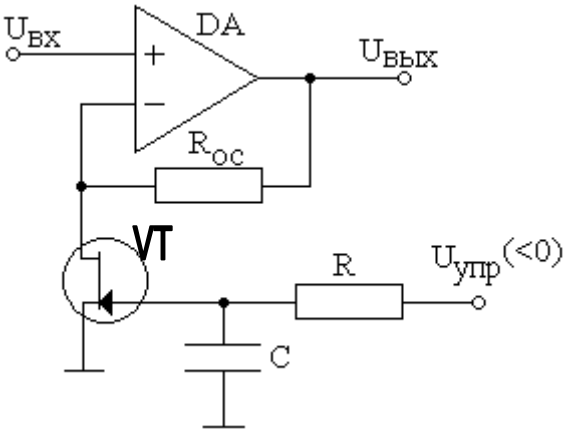

Рис. 2.20. Регулировка усиления с помощью полевого транзистора

Схема простейшего УНУ представлена на рис. 2.20. Регулировка

усиления в рассматриваемом неинвертирующем усилителе осуществляется введенным в схему сопротивлением с электронным управлением.

В качестве такого сопротивления выступает полевой транзистор. При изменениях управляющего напряжения $U_{УПР}$ сопротивление канала между истоком и стоком изменяется. Следовательно, коэффициент передачи напряжения является функцией управляющего напряжения: $К_{ОС}=F(U_{УПР})$. При использовании в качестве переменного сопротивления полевого транзистора регулировочная характеристика оказывается нелинейной.

Для улучшения характеристик УНУ следует: обеспечить работу транзистора на линейном участке характеристики сток-исток; выбрать полевой транзистор с максимальным напряжением отсечки и наиболее стабильными параметрами.

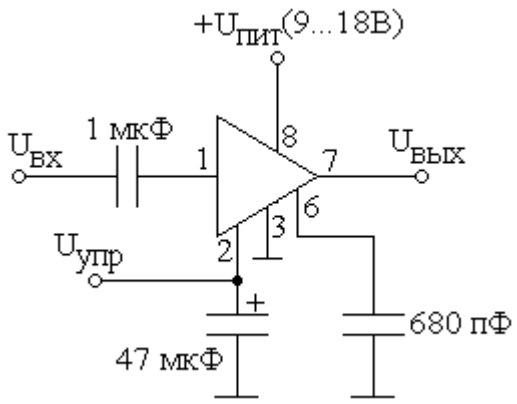

Рис. 2.21. Типовая схема включения УНУ LM3340

Промышленностью выпускаются интегральные УНУ, например, микросхемы LM3340 с полосой пропускания до 1 МГц и диапазоном управления усилением от +13 дБ до –90 дБ, рис. 2.21. Усилитель с цифровым управлением содержит помимо ОУ один или несколько аналоговых ключей и дополнительные резисторы, рис. 2.22. Управление коэффициентом усиления осуществляется за счет изменения результирующего сопротивления обратной связи, которое может принимать следующие значения:

$R_{ОС1}$; $R_{ОС2}$; $R_{ОС1}||R_{ОС2}$; $R_{ОС3}$; $R_{ОС1}||R_{ОС3}$; $R_{ОС2}||R_{ОС3}$; $R_{ОС1}||R_{ОС2}||R_{ОС3}$; $R_{ОС4}$; $R_{ОС1}||R_{ОС4}$; $R_{ОС2}||R_{ОС4}$; $R_{ОС3}||R_{ОС4}$; $R_{ОС1}||R_{ОС2}||R_{ОС4}$; $R_{ОС1}||R_{ОС3}||R_{ОС4}$; $R_{ОС2}||R_{ОС3}||R_{ОС4}$; $R_{ОС1}||R_{ОС2}||R_{ОС3}||R_{ОС4}$. Управление электронными ключами цифровое.

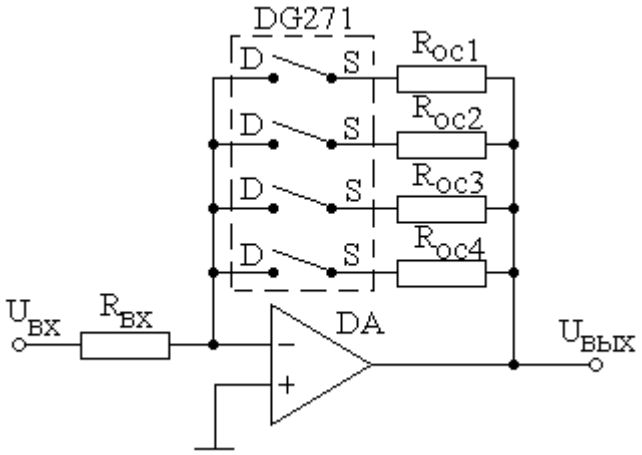

Рис. 2.22. Усилитель с цифровым управлением

Для усилителя, рис. 2.22, может быть задано пятнадцать дискретных значений коэффициента усиления. В случае необходимости шаг квантования можно уменьшить, введя дополнительные резисторы ОС и ключи.

В подобных схемах следует иметь в виду неидеальность электронных ключей, выполненных на транзисторах, то есть учитывать, что последовательно с каждым резистором обратной связи включается сопротивление замкнутого ключа $r_{ВКЛ}$ (в схеме, рис. 2.22, $r_{ВКЛ}$≈30 Ом).

Не следует полагать, что в усилителях с цифровым управлением доступно только четко выраженное дискретное изменение величины коэффициента передачи напряжения. Применение цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) позволяет строить схемы, в которых изменение коэффициента усиления может производиться как очень плавно (аналогично усилителям рис. 2.20 и 2.21), так и дискретно (аналогично рис. 2.22).

2.4. Преобразователи тока в напряжение и напряжения в ток

Входные и выходные каскады большинства электронных устройств являются источниками или приемниками напряжения. Однако в целом ряде случаев предпочтение отдается токовым сигналам. Токовые сигналы используются в длинных линиях связи распределенных систем управления технологическими процессами, поскольку этот способ обеспечивает хорошую защиту от помех, а сопротивления кабеля и контактных соединений практически не влияют на качество передачи сигнала. С токовым входным сигналом приходится иметь дело, например, в фототранзисторной схеме для измерения освещенности, при измерении тока, потребляемого нагрузкой и т.д. Токовыми нагрузками являются широко используемые стрелочные измерительные приборы магнитоэлектрической системы.

Преобразователи тока в напряжение (ПТН) и напряжения в ток (ПНТ) используются в различных электронных устройствах и системах, в частности, для согласования каскадов работающих с потенциальными и токовыми сигналами.

Преобразователи тока в напряжение. Самый простой ПТН представлен на рис. 2.23. В качестве датчика измеряемого тока используется образцовый резистор R, падение напряжения на котором $I_{ВХ}R$ является входным сигналом для усилителя напряжения. Измеряемые токи $I_{ВХ}$ должны быть порядка нескольких десятков или, в крайнем случае, единицу микроампер. При измерении токов меньшей величины требуются высокоомные резисторы (генерирующие значительный шум) и малошумящие усилители с малыми токами смещения. Для переменного тока необходимо также учитывать влияние паразитной емкости Сп, уменьшающей полосу пропускания (частота среза $f_C = 1/2\pi RC_П$).

Для измерения малых токов с успехом может использоваться схема, рис. 2.24. Нижняя граница $I_{ВХ}$ составляет доли пикоампера. Согласно пра-

вилам 1 и 2 весь входной ток протекает через $R_{ОС}$ и, следовательно, $U_{вых} = -R_{ОС} \cdot I_{вх}$.

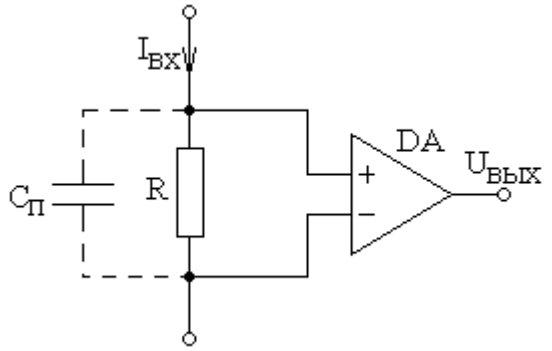

Рис. 2.23. Простейший ПТН

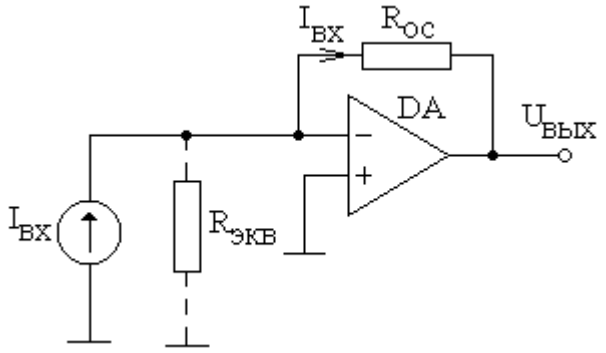

Рис. 2.24. ПТН для малых токов

Коэффициент преобразования:

$$K_I = \frac{U_{вых}}{I_{вх}} = \frac{-R_{ОС}}{1 + \frac{R_{экв} + R_{ОС}}{K \cdot R_{экв}}} \approx -R_{ОС},$$

где К – коэффициент усиления по напряжению разомкнутого ОУ,

$R_{экв}$ – эквивалентное сопротивление между входом (–) и землей, включающее в себя сопротивление источника тока и дифференциальное входное сопротивление ОУ.

Входное сопротивление:

$$R_{вх} = \frac{R_{ОС} \cdot R_{экв}}{R_{ОС} + (k+1) \cdot R_{экв}}.$$

Учитывая, что обычно $K \cdot R_{экв} >> R_{ОС}$ можно записать

$$R_{вх} \approx \frac{R_{ОС}}{1+K}.$$

Выходное напряжение смещения:

$$U_{см.вых} = U_{сдв} + I_{см} R_{ОС},$$

где $U_{сдв}$ – входное напряжение сдвига,

$I_{см}$ – входной ток смещения.

Минимальное значение измеряемого тока определяется $U_{сдв}$, $I_{см}$ и их дрейфами. Поэтому с целью улучшения метрологических характеристик ПТН рекомендуется следующее:

1. При входных токах менее 1 мкА желательно использовать ОУ с полевыми входными транзисторами, имеющими очень малые входные токи.

2. Необходимо обеспечивать выполнение условия $R_{ЭКВ}>>R_{ОС}$, так как $U_{СДВ}$ усиливается схемой в $-R_{ОС}/R_{ЭКВ}$ раз.
3. Погрешность, обусловленную $I_{СМ}$, можно значительно уменьшить, заземлив вход (+) не непосредственно, а через резистор, равный $R_{ОС}$.
4. Дрейф $U_{СДВ}$ и $I_{СМ}$ вызывается изменением температуры. Поэтому целесообразно принятие мер по уменьшению нагрева ОУ в схеме ПТН.
5. В схеме ПТН лучше использовать прецизионные высокостабильные резисторы.

Преобразователи напряжения в ток. В ряде случаев возникает необходимость управлять током нагрузки при помощи входного напряжения. При этом изменение напряжения на нагрузке и колебания ее сопротивления не должны нарушать однозначности зависимости $I_Н=F(U_{ВХ})$.

Простейшие ПНТ для незаземленной (плавающей) нагрузки приведены на рис. 2.25.

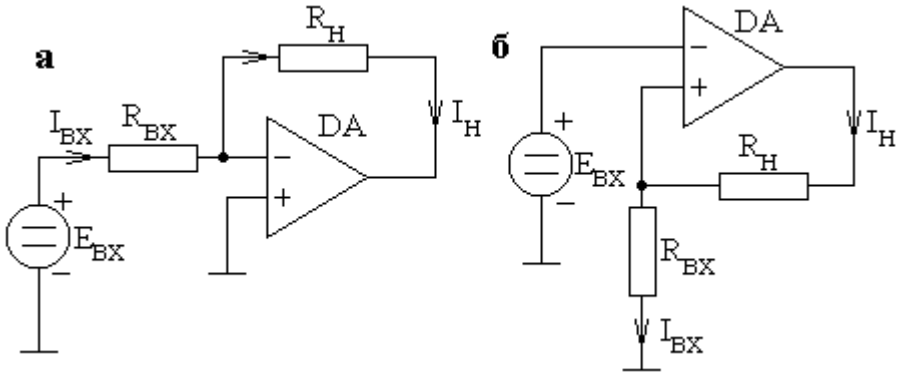

Рис. 2.25. ПНТ с плавающей нагрузкой:
а. – с инвертирующим усилителем
б. – с неинвертирующим усилителем

Согласно правилам 1 и 2 $I_Н=-E_{ВХ}/R_{ВХ}$ для схемы рис. 2.25,а и $I_Н=E_{ВХ}/R_{ВХ}$ – рис. 2.25,б. Входное сопротивление для инвертирующего преобразователя равно $R_{ВХ}$, для неинвертирующего – $R_{ВХ..СИНФ}$, где $R_{ВХ..СИНФ}$ – входное сопротивление ОУ для синфазного сигнала.

Максимальный выходной ток ограничивается максимальным выходным напряжением ОУ (напряжением питания) и сопротивлением нагрузки $R_Н$. Для схемы рис. 2.25,а $I_{ВЫХМАХ}=U_{НАС}/R_Н$, для схемы рис. 2.25,б $I_{ВЫХМАХ}=U_{НАС}/(R_{ВХ}+R_Н)$, где $U_{НАС}$ – выходное напряжение ОУ в режиме насыщения.

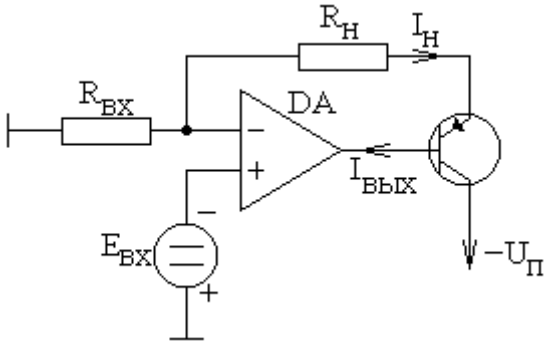

Рис. 2.26. ПНТ с увеличенным током нагрузки

Увеличение тока нагрузки может быть достигнуто применением транзистора, рис. 2.26. Благодаря

способности транзистора усиливать ток, $I_Н$ может быть в β раз больше максимального выходного тока ОУ ($I_Н = \beta \cdot I_{ВЫХ}$), где β – коэффициент передачи тока транзистора.

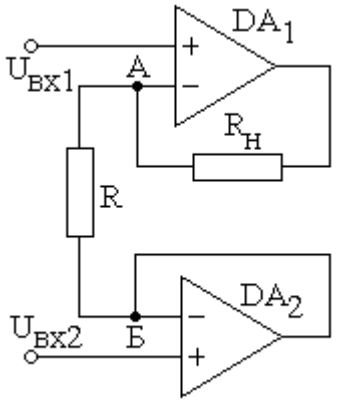

Рис. 2.27. ПНТ с дифференциальным входом

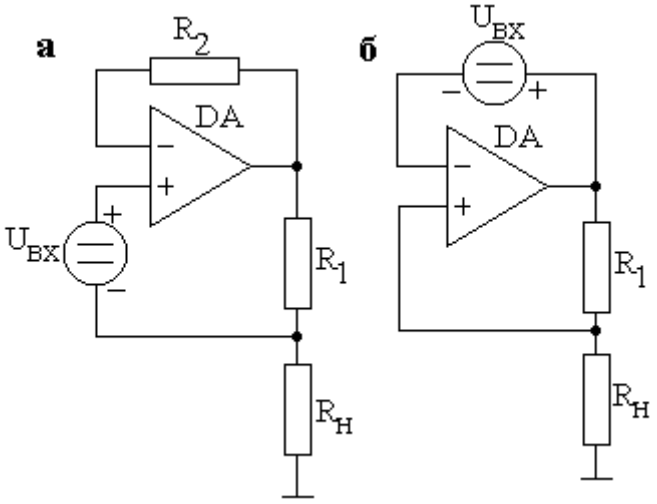

Рис. 2.28. ПНТ с заземленной нагрузкой:
а. – подключение источника сигнала ко входу (+)
б. – включение источника сигнала в цепь обратной связи

Источник тока (рис. 2.27) позволяет вести управление разностью напряжений $U_{ВХ1} - U_{ВХ2}$. Согласно правилу 1, потенциал точки А равен $U_{ВХ1}$, а потенциал точки Б – $U_{ВХ2}$. Таким образом через резистор R протекает ток равный $(U_{ВХ1} - U_{ВХ2})/R$. В соответствии с правилом 2 весь этот ток протекает через нагрузку, поэтому

$$I_Н = \frac{1}{R}(U_{ВХ1} - U_{ВХ2}).$$

В рассмотренных схемах ПНТ нагрузка является плавающей (незаземленной). Однако в ряде случаев требуется, чтобы один полюс нагрузки был заземлен. Две такие схемы для плавающих источников входного сигнала представлены на рис. 2.28. Согласно правилу 1 напряжение на резисторе R_1 равно $U_{ВХ}$. Ток нагрузки равен $U_{ВХ}/R_1$.

ПНТ, рис. 2.29, работает на заземленную нагрузку и с заземленным источником входного сигнала.

Рассмотрим схему рис. 2.29,а. Выходное напряжение делится пополам между верхними по схеме резисторами R. Согласно правилу 1 потенциалы обоих входов ОУ равны $U_{ВЫХ}/2$. Следовательно, напряжение на нагрузке также равно $U_{ВЫХ}/2$. Ток нагрузки равен:

$$I_Н = I_{ВХ} + I_{ОС} = \frac{E_1 - U_Н}{R} + \frac{U_{ВЫХ} - U_Н}{R}.$$

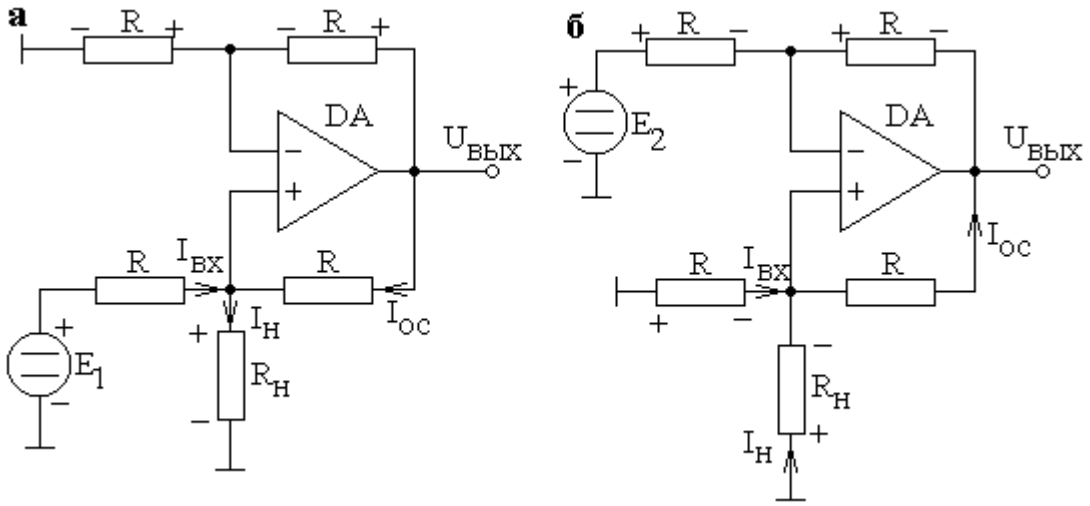

Рис. 2.29. ПНТ с заземленной нагрузкой и источником сигнала:
а. – управляемый со стороны входа (+)
б. – управляемый со стороны входа (–)

Или учитывая, что $U_{ВЫХ}=2U_Н$ окончательно имеем $I_Н = E_1/R$. То есть ток нагрузки прямо пропорционален управляющему напряжению E_1. Все четыре резистора схемы должны быть согласованы (допуск 0,5…1%).

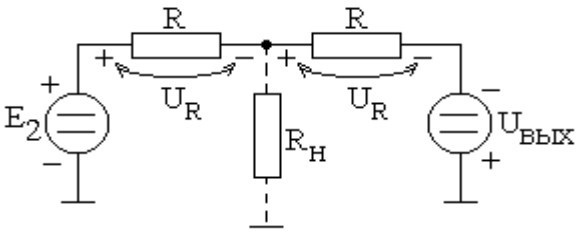

Рис. 2.30. К выводу зависимости для тока нагрузки

Аналогичную зависимость от E_2 имеет ток нагрузки в схеме рис. 2.29,б. Учитывая, что полярность $U_{ВЫХ}$ противоположна E_2 напряжение на каждом из верхних по схеме резисторах равно $U_R = (E_2 + U_{ВЫХ})/2$, рис. 2.30. Согласно правилу 1

$$U_Н = U_R - E_2 = \frac{E_2 + U_{ВЫХ}}{2} - E_2 = \frac{U_{ВЫХ} - E_2}{2}.$$

Следовательно $U_{ВЫХ}=2U_Н+E_2$. Ток нагрузки, рис. 2.29,б, равен:

$$I_Н = I_{ОС} - I_{ВХ}.$$

Ток $I_{ОС} = \frac{U_R}{R} = \frac{(E_2 + U_{ВЫХ})}{2R}$, а ток $I_{ВХ} = \frac{U_Н}{R} = \frac{(U_{ВЫХ} - E_2)}{2R}$. Окончательное выражение для тока нагрузки имеет следующий вид:

$$I_Н = \frac{E_2 + U_{ВЫХ}}{2R} - \frac{U_{ВЫХ} - E_2}{2R} = \frac{E_2}{R}.$$

При подаче двух управляющих напряжений E_1 и E_2 одновременно $I_н = (E_1 - E_2)/R$, т.е. источник тока управляется дифференциальным сигналом.

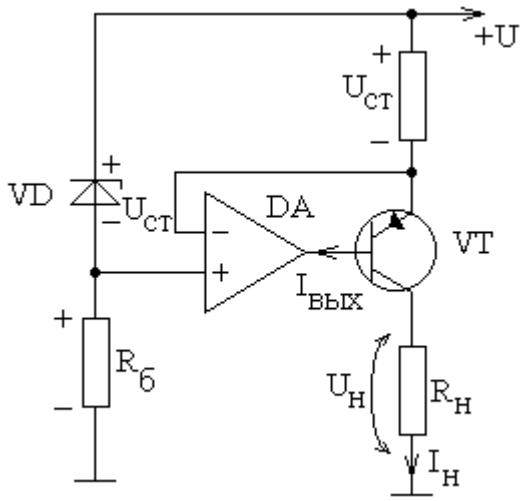

Рис. 2.31. Источник тока с заземленной нагрузкой

Ещё одна схема ПНТ с заземленной нагрузкой и с фиксированным значением выходного тока представлена на рис. 2.31.

Согласно правилу 1 напряжение на резисторе $R_{СТ}$ равно напряжению стабилизации стабилитрона VD $U_{СТ}$. Эмиттерный ток транзистора VT $I_Э = U_{СТ}/R_{СТ}$. Учитывая, что для транзистора VT $I_К \approx I_Э$ ток нагрузки равен $I_н = U_{СТ}/R_{СТ}$. Благодаря применению транзистора ток нагрузки может быть в β раз больше максимального выходного тока ОУ $I_{вых\ max}$, где β - коэффициент передачи тока транзистора. Необходимым условием работы источника тока является выполнение неравенства $U_н < U_П - U_{СТ} - U_{КЭ\ нас}$, где $U_{КЭ\ нас}$ − напряжение между коллектором и эмиттером транзистора VT в режиме насыщения.

Рассмотренная схема не является ПНТ в "чистом виде", поскольку выходной ток $I_н$ задается либо изменением напряжения стабилизации $U_{СТ}$ (сменой стабилитрона), либо изменением сопротивления резистора $R_{СТ}$.

2.5. Применение ОУ в измерительной технике

Вольтметр постоянного тока. Основным требованием к прибору для измерения напряжения (вольтметру) является высокое входное сопротивление. От величины этого сопротивления зависит ошибка измерения напряжения (методическая погрешность). Пусть, например, необходимо измерить напряжение на резисторе R_2 делителя напряжения, рис. 2.32. Оба резистора имеют равные сопротивления 300 кОм. Сопротивление стрелочного вольтметра (выполненного на основе головки магнитоэлектрической системы с током полного отклонения 50 мкА) на пределе измерения 10 В равно 200 кОм.

Очевидно, что напряжение на резисторе R_2 равно 5 В. Вольтметр шунтирует резистор R_2. Сопротивление нижнего плеча делителя становится равным $R_2 || R_{изм}$=120 кОм. Вольтметр показывает напряжение около 2.8 В, то есть методическая погрешность измерения напряжения составляет около 50%.

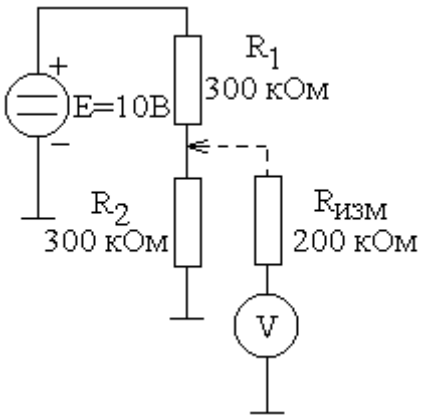

Рис. 2.32. Измерение напряжения на резисторе стрелочным вольтметром с низким входным сопротивлением

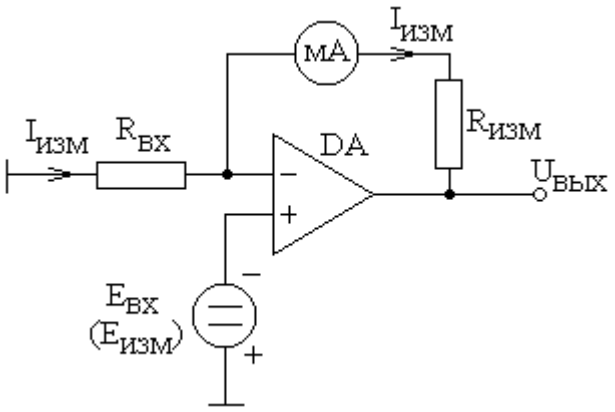

Рис. 2.33. Вольтметр постоянного тока

Значительного увеличения входного сопротивления вольтметра можно добиться, используя ОУ в не инвертирующем включении, рис. 2.33.

Сопротивление ОУ со стороны входа (+) очень велико (десятки мегаом). Согласно правилу 1 $I_{изм} = E_{вх}/R_{вх}$. Этот же ток (правило 2) протекает и через измерительную головку магнитоэлектрической системы с сопротивлением $R_{изм}$. Причем величина $R_{изм}$ не оказывает никакого влияния на $I_{изм}$. Шкалу прибора можно градуировать в вольтах. С помощью резистора $R_{вх}$ можно изменять предел измерений. Следует иметь в виду, что $E_{вх}$ не должно превышать напряжения питания ОУ. В случае необходимости измерения больших напряжений $E_{изм}$ может подаваться через соответствующий высокоомный делитель.

При использовании в схеме рис. 2.33 прибора с нулевой отметкой на середине шкалы полярность измеряемого напряжения может быть любой. При этом стрелка отклоняется вправо или влево в зависимости от знака $E_{вх}$.

Вольтметр переменного тока. Введя в схему, рис. 2.33 мостовой диодный выпрямитель можно производить измерение переменного напряже-

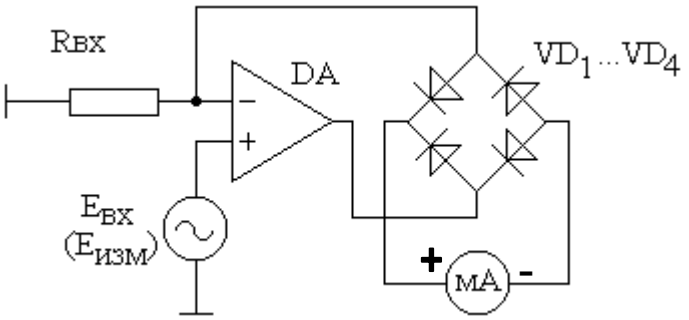

Рис. 2.34. Вольтметр переменного тока

ния, рис. 2.34.

Индикатор, в качестве которого используется головка магнитоэлектрической системы, реагирует на среднее значение выпрямленного тока:

$$I_{ИЗМ} = 0{,}636\frac{E_{ВХ\,m}}{R_{ВХ}} = 0{,}9\frac{E_{ВХ\,ЭФФ}}{R_{ВХ}},$$

где $E_{ВХ\ m}$ – амплитудное значение измеряемого переменного напряжения; $E_{ВХ\ ЭФФ}$ – эффективное (действующее) значение измеряемого напряжения. Эту схему можно также назвать преобразователем переменного напряжения в постоянный ток.

Рассмотрим пример расчета схемы. Пусть необходимо построить вольтметр, измеряющий действующее значение переменного напряжения. Ток полного отклонения стрелки прибора 100 мкА, предел измерения вольтметра 1 В. Расчетное значение сопротивления резистора $R_{ВХ}$ определяется следующим образом:

$$R_{ВХ} = 0{,}9\frac{E_{ВХ\,ЭФФ}}{I_{ИЗМ}} = \frac{(0{,}9\cdot 1\,В)}{100\,мкА} = 9\,кОм.$$

Эта же схема может использоваться и как вольтметр постоянного тока. Для этого необходимо лишь изменить сопротивление резистора $R_{ВХ}$. Например, для предела 1 В $R_{ВХ}$ должен быть равен 10 кОм.

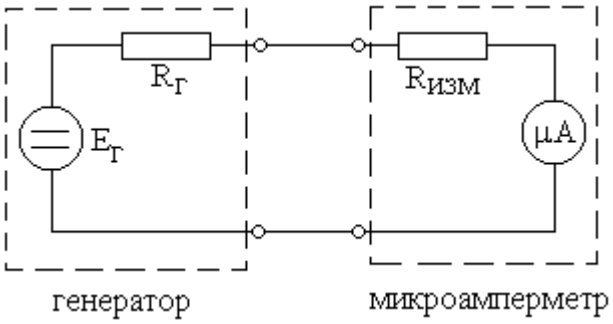

Рис. 2.35. Измерение тока короткого замыкания

Измерение тока короткого замыкания. В ряде случаев необходимо производить измерения токов короткого замыкания различных генераторов сигнала, например, магнитных головок, измерительных преобразователей и др. Схема измерения тока короткого замыкания с помощью микроамперметра постоянного тока приведена на рис. 2.35. Пусть $E_Г$=2,5 В, $R_Г$=50 кОм, $R_{ИЗМ}$=5 кОм. Тогда ток короткого замыкания генератора равен:

$$I_{КЗ} = \frac{2{,}5\,В}{50\,кОм} = 50\,мкА.$$

В действительности же прибор покажет значение тока $I'_{КЗ} = 2{,}5\,В/(50\,кОм + 5\,кОм) = 45\,мкА$. То есть имеет место методическая погрешность измерения $I_{КЗ}$, обусловленная наличием внутреннего сопротивления микроамперметра $R_{ИЗМ}$. Очевидно, что чем меньше $R_{ИЗМ}$, тем с большей точностью измеряется ток короткого замыкания. Для расчета

погрешности измерения можно воспользоваться эквивалентной схемой

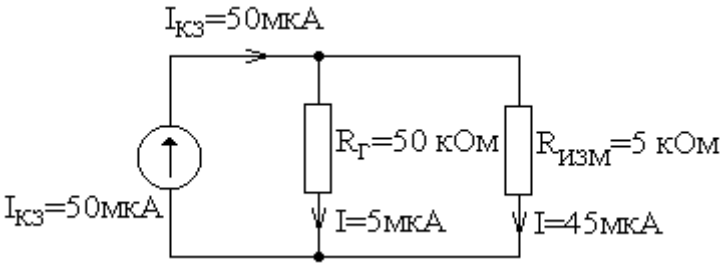

Рис. 2.36. Эквивалентная схема Нортона

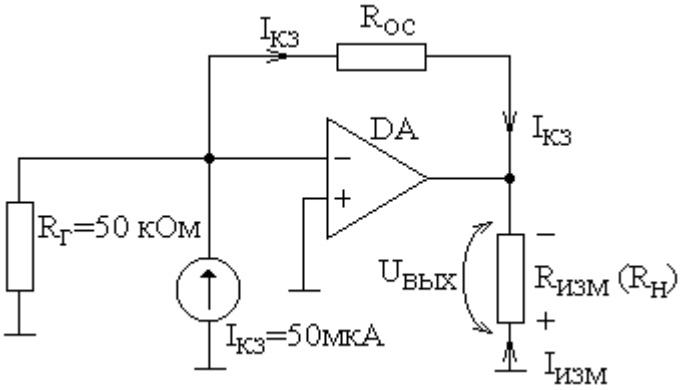

Рис. 2.37. Использование ОУ для измерения тока короткого замыкания

Нортона, рис. 2.36.

Согласно схеме Нортона генератор замыкается на параллельно соединенные резисторы $R_Г$ и $R_{ИЗМ}$. Избежать расщепления тока $I_{КЗ}$ можно используя ОУ, рис. 2.37. Согласно правилу 1 вход (–) потенциально заземлен, поэтому генератор тока замыкается накоротко, что эквивалентно равенству нулю резистора $R_{ИЗМ}$ в схеме, рис. 2.36. Весь ток короткого замыкания генератора протекает через $R_{ОС}$ преобразуясь в выходное напряжение $U_{ВЫХ}$. Сопротивление вольтметра или осциллографа, подключенного к выходу ОУ $R_{ИЗМ}$ не оказывает никакого влияния на измерение $I_{КЗ}$, так как ток $I_{ИЗМ}$ отдает выходная цепь ОУ, а не источник тока короткого замыкания.

Дифференциальный усилитель. Усилители сигналов применяются в различных электронных измерительных устройствах. Дифференциальный усилитель, рис. 2.38, дает возможность измерять и усиливать слабые сигналы. Все применяемые резисторы прецизионные (с допуском не более 1%). Положим, что источник напряжения E_1 замкнут накоротко. Для источника E_2 схема является инвертирующим усилителем с коэффициентом усиления –m, т.е. $U_{ВЫХ} = -E_2 \cdot m$.

Если закорочен источник E_2, то напряжение E_1 делится резисторами R и mR. Напряжение на входе (+):

$$U(+) = \frac{E_1}{R + mR} mR = E_1 \cdot \frac{m}{1+m}.$$

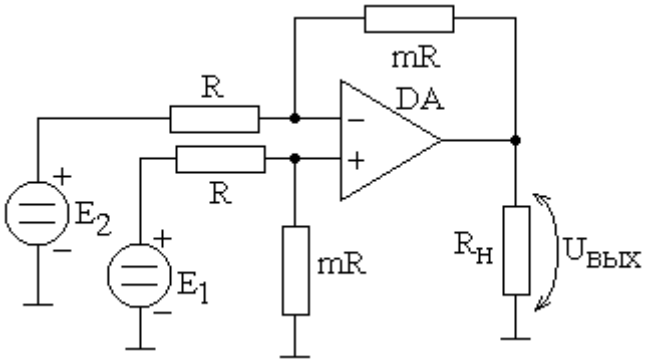

Рис. 2.38. Дифференциальный усилитель

Для напряжения U(+) схема является неинвертирующем усилителем с коэффициентом усиления (1+m).

При наличии обоих источников напряжения ($E_1 \neq 0$, $E_2 \neq 0$) выходное напряжение равно:

$$U_{вых} = mE_1 - mE_2 = m \cdot (E_1 - E_2),$$

где m – дифференциальный коэффициент усиления.

Выходное напряжение дифференциального усилителя пропорционально разности напряжений приложенных к инвертирующему и неинвертирующему входам.

При наличии $E_1 - E_2 = 0$ выходное напряжение равно нулю, то есть для синфазного входного напряжения $U_{вых} = 0$. Схема подачи синфазного выходного сигнала $E_{синф}$ представлена на рис. 2.39.

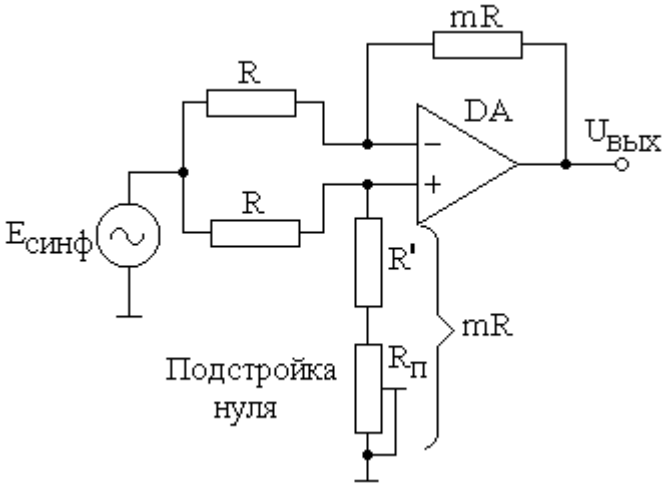

Рис. 2.39. Подача синфазного сигнала на дифференциальный усилитель

В идеале $E_{СИНФ}$ никак не влияет на выходное напряжение усилителя. В действительности же за счёт отличия $K_{СИНФ}$ от нуля $U_{ВЫХ}$ хотя и в очень незначительной степени отслеживает изменения $E_{СИНФ}$. Резистором $R_П$ обеспечивается балансировка схемы (установка нуля выходного напряжения при $E_{СИНФ}$= 0). Благодаря тому, что

$$K_{СИНФ} = \frac{U_{ВЫХ}}{E_{СИНФ}} << K_{ДИФ} = \frac{U_{ВЫХ}}{E_{ДИФ}}$$

усилитель позволяет выделить слабый сигнал на фоне сильной помехи. Для этого необходимо сделать так, чтобы для дифференциального усилителя помеха была синфазным напряжением, а полезный сигнал – дифференциальным.

Схема рис. 2.39 имеет два основных недостатка:

- низкое входное сопротивление
- трудность изменения коэффициента усиления, так как для этого надо одновременно изменять два сопротивления, которые должны быть точно согласованы.

Первый недостаток может быть преодолён изоляцией (развязкой) входов усилителя, рис. 2.40.

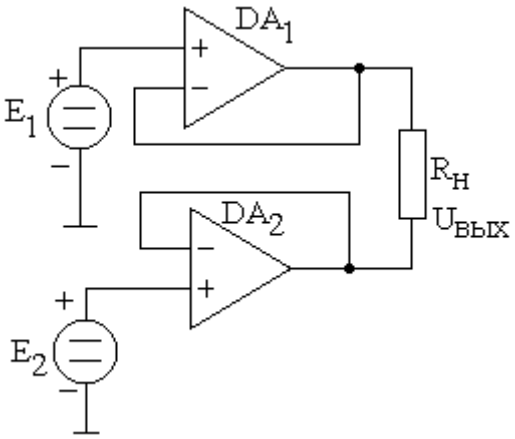

Рис. 2.40. Повышение входного сопротивления дифференциального усилителя

Согласно правилу 1 напряжения на выходе ОУ DA_1 и DA_2 соответственно равны E_1 и E_2. Дифференциальное выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ приложено к нагрузке $R_Н$ ($U_{ВЫХ}=E_1-E_2$). Отличительной особенностью рассмотренной схемы является то, что нагрузка не заземлена ("плавающая").

В схеме, рис. 2.41 регулировка коэффициента усиления осуществляется изменением сопротивления одного резистора кR. Пусть $E_1>E_2$. Согласно правилу 1 потенциал точки А равен E_1, а точки В – E_2. Следовательно на резисторе кR падает напряжение (E_1-E_2) и через него протекает ток $I = \frac{(E_1 - E_2)}{кR}$. Этот же ток протекает через оба резистора R, то есть $U_{ВЫХ} = I(кR + 2R) = \frac{E_1 - E_2}{кR}(кR + 2R)$ или $U_{ВЫХ} = (E_1 - E_2)(1 + \frac{2}{к})$.

Таким образом, изменяя величину только одного резистора кR можно регулировать коэффициент передачи усилителя.

Недостатком схемы является отсутствие заземления одного из полюсов нагрузки (плавающая нагрузка). Для того, чтобы схема могла работать на заземленную нагрузку, необходимо добавить к ней каскад, преобразующий дифференциальное входное напряжение в несимметричное напряжение на выходе. Роль такого каскада может выполнить дифференциальный усилитель, рассмотренный выше.

Измерительный усилитель. Измерительный, или инструментальный, усилитель – это один из наиболее широко применяемых, точных и многофункциональных усилителей. Идеальный инструментальный усилитель обладает следующими характеристиками: постоянный коэффициент усиления, не зависящий от времени, частоты и амплитуды входного сигнала, сопротивления нагрузки, температуры и влажности; бесконечный коэффициент подавления синфазного сигнала; нечувствительность к изменению напряжения питания; нулевые входное и выходное напряжения смещения и дрейфы этих смещений, а также нулевой выходной импеданс при любых амплитудах сигнала, отдаваемого усилителем в нагрузку. Обычно измерительный усилитель является первым каскадом измерительной или преобразовательной схемы, где основным требованием является точность. Зачастую в измерительных системах входной сигнал подается на инструментальный усилитель с мостовой схемы или датчика, преобразующих какую-либо неэлектрическую величину в аналоговый электрический сигнал.

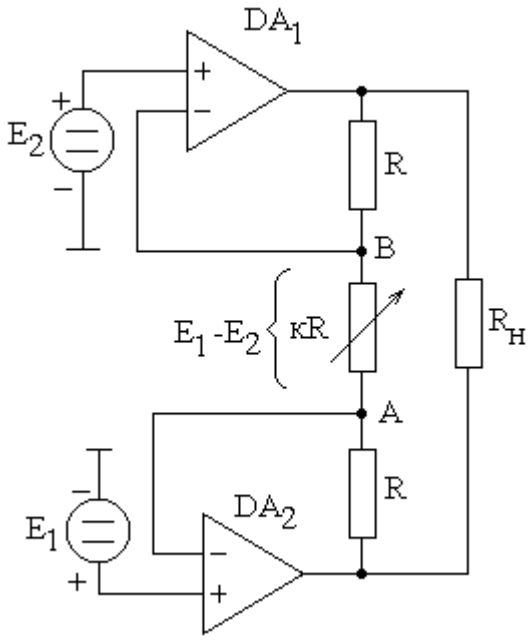

Рис. 2.41. Регулировка коэффициента усиления с помощью одного резистора

Измерительный усилитель с довольно хорошими параметрами можно создать на базе схемы рис. 2.41. включая нагрузку через дифференциальный усилитель, рис. 2.42.

Измерительный усилитель состоит из дифференциального усилителя с буферными каскадами (DA_1 и DA_2) соединенного с дифференциальным усилителем (DA_3). ОУ DA_3 с четырьмя резисторами R образует дифференциальный усилитель с коэффициентом усиления равным единице. Резистором R_P ($R=R'+R_P$) устанавливается нулевое значение выходного напряжения для синфазного сигнала на входе схемы. Резистор кR, как и в схеме, рис. 2.41, задаёт коэффициент усиления по напряжению, величина которого равна:

$$K_U = \frac{U_{вых}}{E_1 - E_2} = 1 + \frac{2}{к}.$$

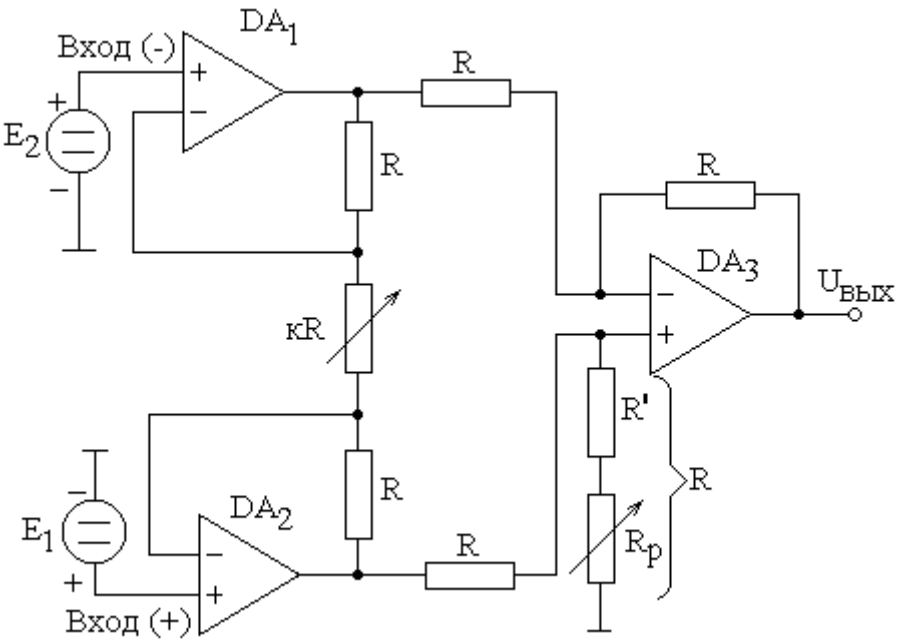

Рис. 2.42. Измерительный усилитель на трех ОУ

Основные свойства схемы рис. 2.42:

- коэффициент усиления дифференциального сигнала (E_1-E_2) задаётся одним резистором кR;
- входное сопротивление схемы по обоим входам очень велико (особенно для ОУ с полевыми транзисторами на входе) и при регулировании коэффициента усиления не изменяется;
- выходное напряжение не зависит от напряжения, общего для E_1 и E_2 (синфазного напряжения), а зависит только от разности этих напряжений.

В ряде случаев возникает необходимость сдвига выходного сигнала инструментального усилителя относительно нулевого уровня выходного напряжения при E_1–E_2=0 . Такая задача может, например, возникнуть при потребности коррекции начального положения пера самописца регистрирующего прибора, подключённого к выходу схемы.

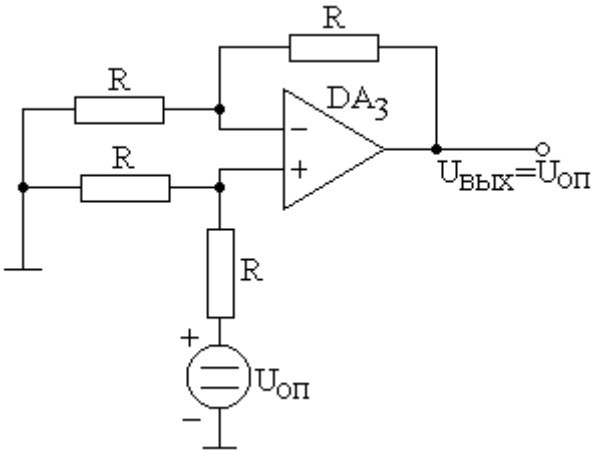

Рис. 2.43. Смещение начального уровня выходного напряжения.

Изменение начального уровня

выходного сигнала производится подключением источника опорного напряжения ($U_{ОП}$) к ОУ DA_3, рис. 2.43.

Согласно схеме включения, опорное напряжение делится пополам между резисторами R и прикладывается ко входу (+) DA_3. Для $U_{ОП}$ схема является неинвертирующим усилителем с коэффициентом передачи напряжения равным двум. Следовательно, выходное напряжение равно опорному ($U_{ВЫХ} = U_{ОП}$).

Сферу применения инструментального усилителя можно расширить, разорвав контур отрицательной обратной связи ОУ DA_3 и выведя из него три зажима: выход (Вых.), измерительный (Изм.) и опорный (Оп.), рис. 2.44. Тогда схема может быть подключена к нагрузке через длинную соединительную линию, сопротивления проводов которой обозначено через $R_{ПР}$. Транзистор VT, включённый между выходом усилителя и нагрузкой является буфером, обеспечивающим необходимый ток нагрузки.

Для того чтобы исключить влияние падения напряжения на соединительных проводах измерительный и опорный зажимы подключают непосредственно к нагрузке. При этом последовательно с резисторами в цепях измерительного и опорного зажимов включены равные сопротивления проводников и эти цепи остаются симметричными. Важным для схемы, рис. 2.44, является то, что обратная связь отрабатывает напряжение нагрузки, а не выхода ОУ DA_3, благодаря чему напряжение на нагрузке точно соответствует входным сигналам усилителя.

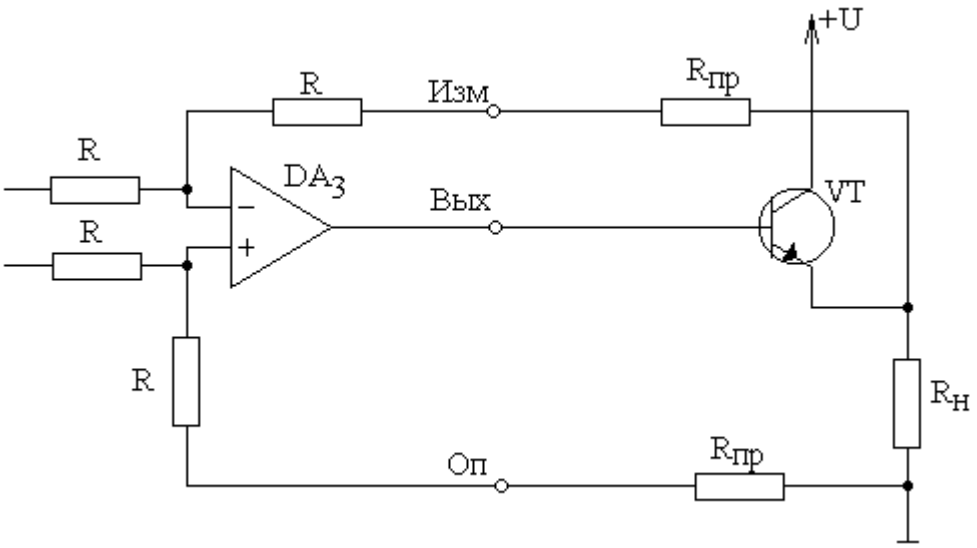

Рис. 2.44. Подключение инструментального усилителя к нагрузке через длинную линию и токовый буфер

Включение инструментального усилителя с тремя выведенными зажимами для измерения напряжения и тока показано на рис. 2.45. Измерив $U_{ВЫХ}$ (нагрузкой усилителя является вольтметр) можно определить напряжение на резисторе R:

$$E_1 - E_2 = \frac{U_{ВЫХ}}{1 + \frac{2}{к}}.$$

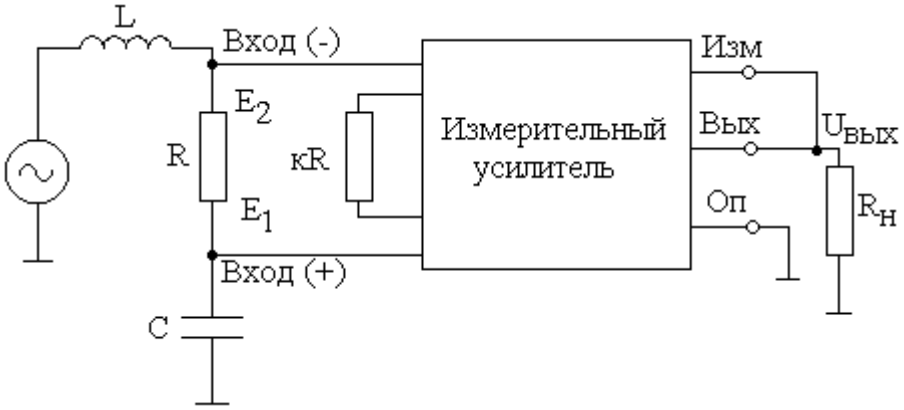

Рис. 2.45. Включение инструментального усилителя для измерения напряжения и тока

При достаточно больших величинах к можно измерять очень малые напряжения, используя вольтметр обычной чувствительности. Если в качестве резистора R использовать образцовый резистор достаточно малого сопротивления можно измерять ток, протекающий в цепи:

$$I = \frac{E_1 - E_2}{R} = \frac{U_{ВЫХ}}{(1 + 2/к)R}.$$

Промышленностью выпускаются однокристальные измерительные усилители с различными функциональными возможностями, в том числе и цифровым управлением, которые наиболее удобны для микропроцессорных систем. Некоторыми, из наиболее употребительных усилителей являются: AD624; AD625; INA101; INA105; AMP-01; AMP-05; PGA200; LH0084C и др. Основные электрические параметры инструментальных усилителей данного класса следующие:

- стандартное напряжение питания ±15 В;
- потребляемый ток 1,5…12 мА;
- входное напряжение смещения (при температуре 25°С) 25…500 мкВ и его дрейф 0,3…10 мкВ/°С;
- входные токи смещения (при температуре 25°С) 0,03…100 нА и ток сдвига 0,01…40 нА;
- напряжение шумов (в полосе частот от 0,1 до 10 Гц) 0,2…6 мкВ;
- входное сопротивление (входная емкость) от единиц мегаом до нескольких гигаом (1…100 пФ);
- диапазон значений коэффициента усиления 0,1…10000 и точность его установки 0,02…0,4 %;

- коэффициент ослабления синфазного сигнала на постоянном токе 80…120 дБ;
- скорость нарастания выходного напряжения от единиц до десятков и сотен В/мкс.

При выборе промышленного измерительного усилителя для решения конкретной технической задачи необходимо, прежде всего, оценить вклад в погрешность преобразования сигнала всех основных параметров микросхемы и вычислить максимальную погрешность во всём температурном диапазоне. Анализ погрешностей интегрального инструментального усилителя рассмотрим на примере AD624, рис. 2.46. Параметры микросхемы, учитываемые при расчёте погрешности представлены в табл. 2.1.

Предполагается что диапазон рабочих температур равен 0°С….+40°С, в котором обычно производители гарантируют параметры своих изделий. Предполагаются также следующие условия: максимальный входной сигнал 10 мВ; максимальное выходное напряжение 1 В и полоса частот сигнала 10 Гц; мост сбалансирован при температуре 20°С.

Таблица 2.1

Параметры промышленного инструментального усилителя AD624

Параметр (источник погрешности)	Типовое значение параметра
1. Погрешность усиления	0,1 %
2. Дрейф усиления	0,001 %./ °С
3. Нелинейность	0,001 %
4. Входное сопротивление	10^9 Ом
5. Входное напряжение смещения	± 25 мкВ
6. Дрейф входного смещения	± 0,25 мкВ/°С
7. Выходное напряжение смещения	± 2 мВ
8. Дрейф выходного смещения	± 10 мкВ/°С
9. Разность входных токов смещения	±10 нА
10. Дрейф разности входных токов смещения.	0,1 нА/°С
11. Коэффициент подавления синфазного сигнала	110 дБ
12. Входное напряжение шума (в полосе частот 0,1…10 Гц)	0,3 мкВ
13. Входной ток шума (в полосе частот 0,1…10 Гц)	0,06 нА

Выходное напряжение усилителя равно нулю (отсутствует смещение). Результаты расчёта погрешностей, вносимых параметрами микросхемы сведены в табл. 2.2 (подробно порядок расчёта погрешностей рассматривается в разделе 3 настоящего пособия). Рассмотрим четыре возможных случая.

Случай 1. Усилитель используется без подстройки коэффициента усиления и смещения. Результирующая погрешность $\delta U_{ВЫХ}$ определяется как сумма всех построчных погрешностей табл. 2.2:

$$\delta U_{ВЫХ}=0{,}1+0{,}02+0{,}001+0{,}00001+0{,}25+0{,}05+0{,}2+0{,}02+0{,}006+0{,}0012+$$
$$+0{,}08+0{,}003+0{,}00004 = 0{,}73\%$$

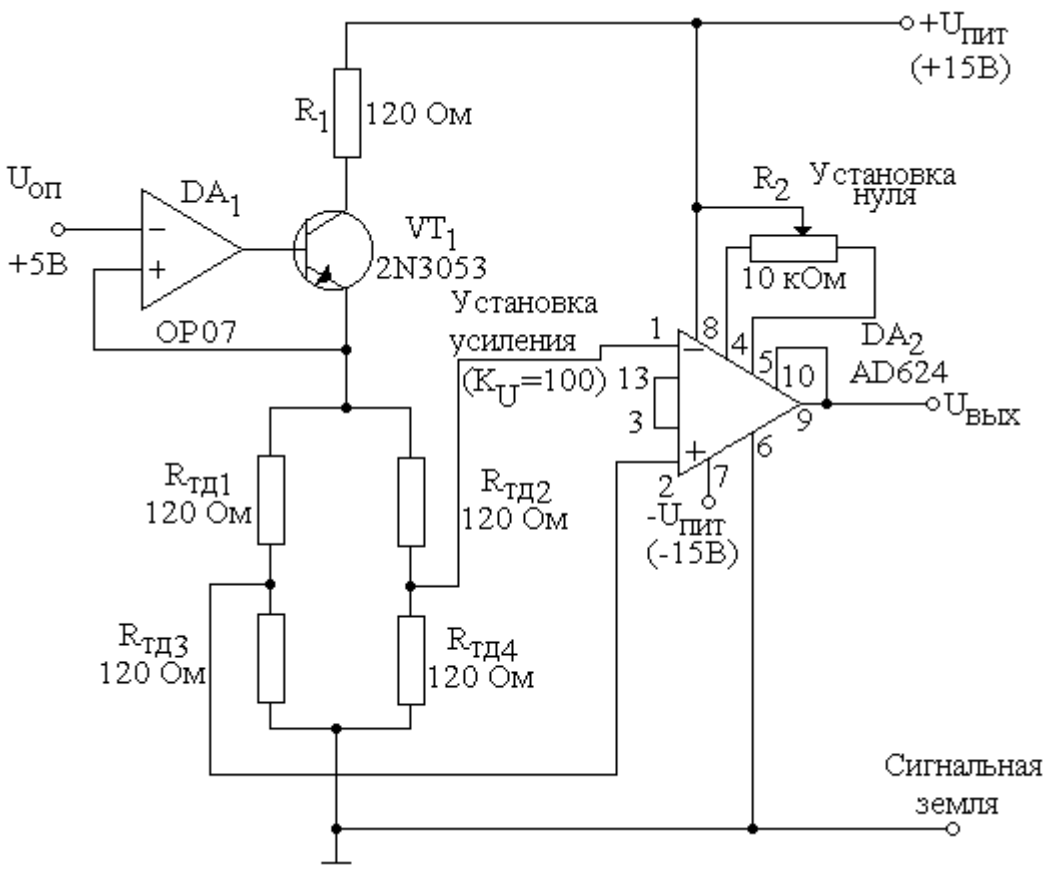

Рис. 2.46. Включение микросхемы AD624 для усиления сигналов мостового тензодатчика ($R_{ТД1}$ …$R_{ТД4}$ – тензорезисторы)

Случай 2. Усилитель используется с подстрочными резисторами для установки коэффициента усиления и балансировки. Температурные дрейфы коэффициента усиления и напряжений смещения не устраняются.

$\delta U_{ВЫХ}$=0,02+0,001+0,05+0,02+0,0012+0,003+0,0000004 =0,095%

Случай 3. Усилитель входит в состав микропроцессорной системы, которая между измерениями калибрует схему непосредственно по входному сигналу, применяя точно известные стандарты. Здесь важна абсолютная точность. В этом случае не надо учитывать температурные уходы, так как они учитываются при калибровке. Калибровка не устраняет только такие погрешности, как нелинейность и шум.

$\delta U_{ВЫХ}$ =0,001 + 0,003 + 0,00004 =0,004%.

Случай 4. Усилитель является частью системы, в которой необходимо измерять только отклонения сигнала за небольшой промежуток времени, например, за несколько секунд. В этом случае основной вклад в погрешность вносит только шум.

$\delta U_{ВЫХ}$ =0,003 + 0,00004 = 0,003%.

Таблица 2.2

Погрешности, вносимые параметрами усилителя AD624

Параметр (номер строки табл. 2.1)	Расчёт погрешностей	Погрешность, %
1	–––––	0,1
2	$0{,}001\frac{\%}{°C}\cdot 20°C$	0,02
3	––––	0,001
4	$\frac{120\,Ом}{10^{9}\,Ом}\cdot 100$	0,00001
5	$\frac{25\cdot 10^{-6}\,В}{10\cdot 10^{-3}\,В}\cdot 100$	0,25
6	$\frac{\left[0{,}25\cdot 10^{-6}\,\frac{В}{°C}\cdot 20°C\cdot 100\right]}{10\cdot 10^{-3}}$	0,05
7	$\frac{2\cdot 10^{-3}\,В}{1В}\cdot 100$	0,2
8	$\frac{\left[10\cdot 10^{-6}\,\frac{В}{°C}\cdot 20°C\cdot 100\right]}{1В}$	0,02
9	$\frac{10\cdot 10^{-9}\,А\cdot 60\,Ом\cdot 100}{10\cdot 10^{-3}\,В}$	0,006
10	$\frac{\left[0{,}1\cdot 10^{-6}\,\frac{А}{°C}\cdot 20°C\cdot 60\,Ом\cdot 100\right]}{10\cdot 10^{-3}\,В}$	0,0012
11	$\frac{\left[10^{-\frac{110}{20}}\cdot 2{,}5\,В\cdot 100\right]}{10\cdot 10^{-3}\,В}$	0,08
12	$\frac{0{,}3\cdot 10^{-6}\,В\cdot 100}{10\cdot 10^{-3}\,В}$	0,003
13	$\frac{0{,}06\cdot 10^{-9}\,А\cdot 60\,Ом\cdot 100}{10\cdot 10^{-3}\,В}$	0,00004

Значение анализа погрешностей состоит в том, что он позволяет разработчику выявить наиболее значимые погрешности и определить необходимость введения автоматической калибровки или настройки.

Мостовой усилитель. Усилитель, рис. 2.47, предназначен для преобразования изменения сопротивления в электрический сигнал. В обратную связь ОУ может быть включён датчик с потенциометрическим выходом, сопротивление которого в отсутствие сигнала равно R, а в процессе преобразования физической величины получает приращение ΔR. Перед измерением схема балансируется резистором R_P (устанавливается нулевое вы-

ходное напряжение). Выходное напряжение определяется опорным напряжением E и приращением сопротивления обратной связи ΔR:

$$U_{вых} = -E\frac{\Delta R}{R_1 + R}.$$

Знак «–» показывает, что при увеличении сопротивления датчика на выходе увеличивается отрицательное напряжение.

Если необходимо заземление датчика, используют схему, рис. 2.48. В этом случае при увеличении сопротивления датчика увеличивается положительное выходное напряжение. Балансировка осуществляется аналогично с помощью резистора R_P. Выходное напряжение связано с ΔR следующим образом

$$U_{вых} = E\frac{\Delta R}{R_1 + \Delta R + R}.$$

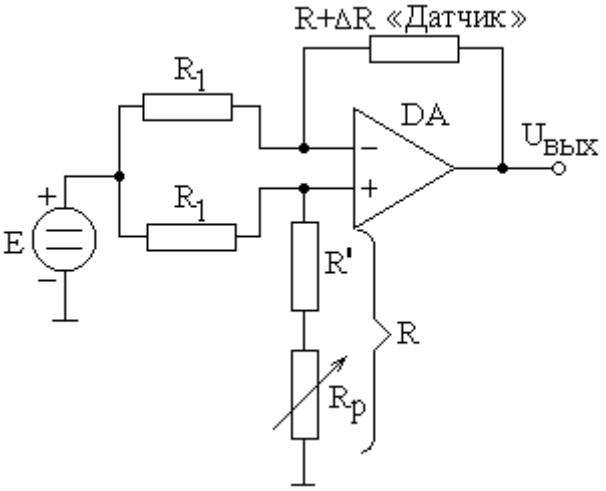

Рис. 2.47. Мостовой усилитель

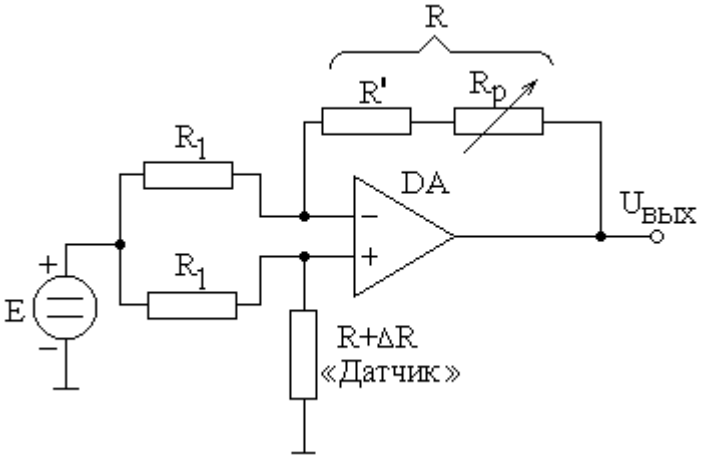

Рис. 2.48. Подключение мостового усилителя к заземлённому датчику

В схеме, рис. 2.48 через датчик может протекать значительно больший ток, чем ток, отдаваемый выходной цепью ОУ. Иногда это требуется для нормальной работы датчика. Необходимый ток может быть обеспечен соответствующим выбором резисторов усилителя, рис. 2.49.

Выбор резисторов схемы производится исходя из необходимого тока датчика I и максимального выходного тока ОУ:

$$I = \frac{E}{2R + \Delta R}, \qquad U_{вых} = \frac{E \cdot \Delta R}{2R + \Delta R}, \qquad K = \frac{I_{вых}}{I}.$$

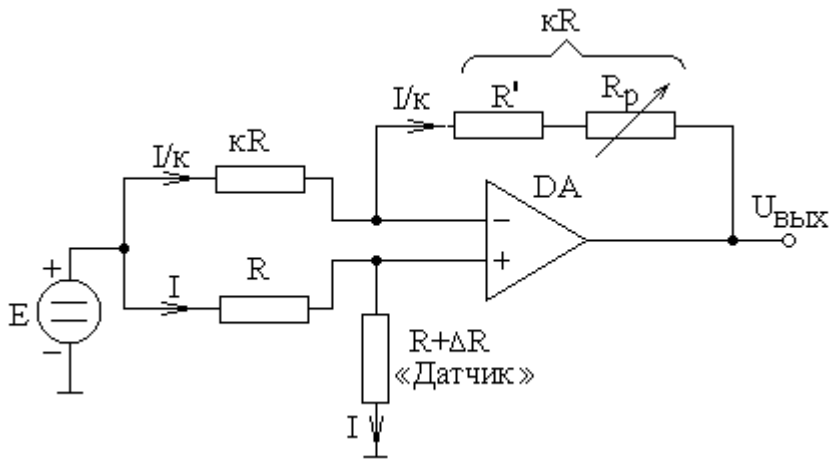

Рис. 2.49. Увеличение тока, протекающего через заземлённый датчик

Если датчик даёт малое относительное изменение сопротивления, целесообразно вместо мостового усилителя использовать резисторную мостовую схему и измерительный усилитель, рис. 2.50. На каждом резисторе R_1 моста падает напряжение E/2, то есть E_1=E/2, напряжение

$$E_2 = \frac{E \cdot R}{(2R + \Delta R)}.$$

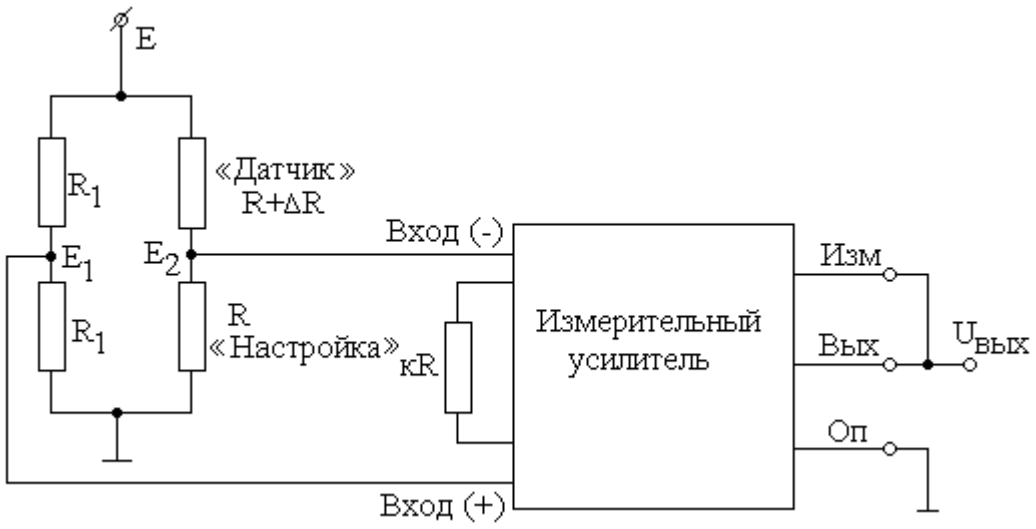

Рис. 2.50. Преобразование малых относительных изменений сопротивления датчика в электрический сигнал

Дифференциальный сигнал мостовой схемы:

$$E_1 - E_2 = \frac{E}{2} \cdot (\frac{\Delta R}{2R + \Delta R}).$$

Учитывая, что в знаменателе дроби 2R››ΔR, последнее можно переписать в виде:

$$E_1 - E_2 = \frac{E}{4} \cdot \frac{\Delta R}{R}.$$

Если коэффициент усиления инструментального усилителя равен 400 ($U_{ВЫХ}$ =400(E_1–E_2) и E=1 В), то напряжение на выходе, выраженное в вольтах, численно изменению сопротивления в процентах:

$$U_{ВЫХ} = 100\,В \cdot \frac{\Delta R}{R}.$$

2.6. Усилитель мощности

Усилители мощности осуществляют усиление сигнала как по напряжению, так и по току. ОУ являются хорошими усилителями напряжения, в то время как их выходные цепи, в типовом случае, способны отдавать ток на уровне единиц или десятков миллиампер.

Используя типовой ОУ можно получить хороший усилитель мощности, включив между выходом инвертирующего или неинвертирующего усилителя напряжения токовый буфер, рис. 2.51.

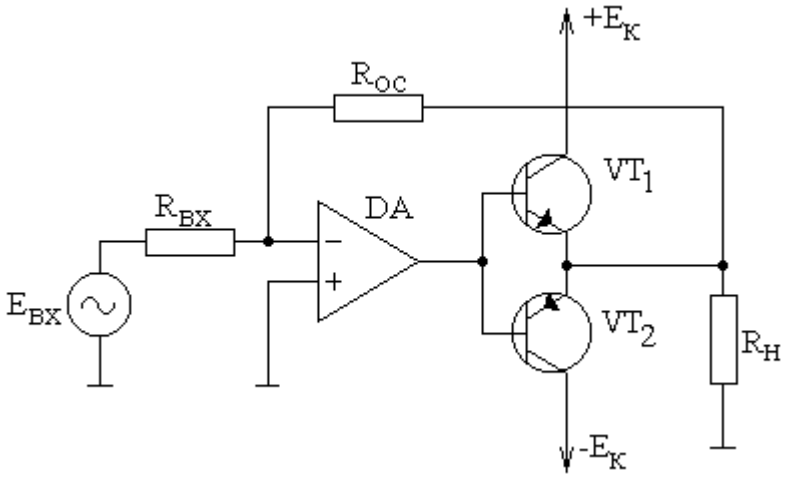

Рис. 2.51. Усилитель мощности

Подключение резистора обратной связи к нагрузке обеспечивает коэффициент усиления по напряжению $K_U = -R_{OC}/R_{BX}$. Необходимый ток нагрузки обеспечивается транзисторами VT_1, VT_2.

При положительной полуволне входного напряжения ток выходной цепи ОУ протекает от E_{BX} к выходу ОУ: $+E_{BX} \rightarrow R_{BX} \rightarrow R_{OC} \rightarrow$ЭБ $VT_2 \rightarrow$ОУ.

Базовый ток VT_2 порождает ток нагрузки: $\perp \rightarrow R_H \rightarrow$ЭК $VT_2 \rightarrow -E_K$ (выходное напряжение отрицательно).

В случае отрицательной полуволны E_{BX} направления токов меняются на противоположные.

$I_{ВЫХ}$: ОУ$\rightarrow$БЭ VT1$\rightarrow R_{OC} \rightarrow R_{BX} \rightarrow -E_{BX}$.

I_H: $+E_K \rightarrow$КЭ VT1$\rightarrow R_H \rightarrow \perp$.

Благодаря выходным транзисторам ток нагрузки может превышать максимальный выходной ток ОУ в β раз.

Реальные усилители мощности строятся по более сложным схемам, обеспечивающим смещение транзисторов при отсутствии входного сигнала и предусматривающих одну или несколько местных обратных связей.

При рассмотрении схем настоящего раздела, за редким исключением, предполагалось, что ОУ является идеальным усилителем напряжения. Реальным ОУ присущ ряд ограничений, которые следует учитывать в зависимости от конкретной схемы, содержащей ОУ, параметров входных и выходных сигналов, условий эксплуатации и других факторов.

3. ОГРАНИЧЕНИЯ, ПРИСУЩИЕ РЕАЛЬНЫМ ОПЕРАЦИОННЫМ УСИЛИТЕЛЯМ

До сих пор ОУ рассматривались с большой степенью идеализации. Так, например, при использовании ОУ как усилителя постоянного тока предполагалось, что выходное напряжение равно произведению входного сигнала на коэффициент усиления ОУ с обратной связью. Однако в действительности к этому выходному напряжению добавляется составляющая ошибки, которая вызывается такими параметрами реального ОУ как:

- входные токи смещения;
- входной ток сдвига;
- входное напряжение сдвига;
- дрейф.

Если идеальное значение выходного напряжения велико по сравнению с составляющей ошибки, можно не принимать во внимание перечисленные параметры. Если составляющая ошибки сравнима с идеальным значением выходного напряжения или превосходит его, необходимо принять меры по минимизации погрешности.

При использовании ОУ в схемах переменного тока ошибка в выходном напряжении по постоянному току исключается благодаря наличию разделительных конденсаторов связи. Однако в этом случае необходимо учитывать другие параметры реального ОУ: полосу пропускания (частотную характеристику) и скорость нарастания выходного напряжения.

В таблице 3.1. показано влияние параметров реального ОУ на точность преобразования сигнала для различных областей применения.

Таблица 3.1

Влияние параметров ОУ на точность преобразования сигнала

Параметр ОУ	Область применения ОУ			
	Усилители пост. тока		Усилители перем. тока	
	$U_{вых}$ мало	$U_{вых}$ велико	$U_{вых}$ мало	$U_{вых}$ велико
Входной ток смещения	СВ	МОВ	НВ	НВ
Ток сдвига	СВ	МОВ	НВ	НВ
Входное напряжение сдвига	СВ	МОВ	НВ	НВ
Дрейф	СВ	НВ	НВ	НВ
Частотная характеристика	НВ	НВ	СВ	СВ
Скорость нарастания	НВ	СВ	НВ	СВ

Сокращения, принятые в таблице:

СВ – сильное влияние.

НВ – не оказывает влияния.

МОВ – может оказывать влияние.

3.1. Входные токи смещения, входной ток сдвига

Операционные усилители строятся на транзисторах, в том числе и их входные дифференциальные каскады. Для нормальной работы этих транзисторов предусмотрено их смещение, то есть через входные зажимы ОУ (инвертирующий и неинвертирующий) протекают небольшие токи смещения транзисторов, рис. 3.1.

При рассмотрении влияния входных токов смещения их обычно представляют в виде источников тока, включенных последовательно с каждым из входных зажимов, рис. 3.2.

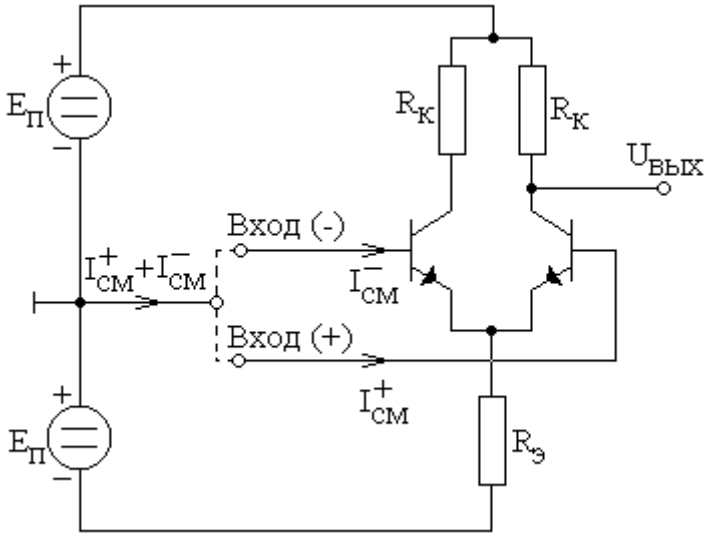

Рис. 3.1. Смещение во входном каскаде ОУ

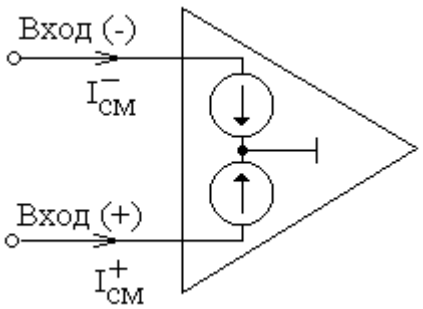

Рис. 3.2. Модель входной цепи для токов смещения

Обычно $I^-_{СМ} \neq I^+_{СМ}$, поэтому в справочниках дается средний входной ток смещения $I_{СМ} = 0{,}5[|I^+_{СМ}| + |I^-_{СМ}|]$. Для биполярных транзисторов $I_{СМ}$ составляет единицы и более микроампер, для полевых транзисторов $I_{СМ}$ от одного пикоампера и меньше.

Входным током сдвига $I_{ВХ.СДВ}$ называют разность между абсолютными значениями входных токов: $I_{ВХ.СДВ} = |I^+_{СМ}| + |I^-_{СМ}|$. Обычно $I_{ВХ.СДВ}$ определяют при $U_{ВЫХ}$=0 и температуре +25°.

Влияние тока смещения входа (–) на выходное напряжение. В схемах, рис. 3.3, $U_{ВЫХ} \neq 0$ при $E_{ВХ}$=0.

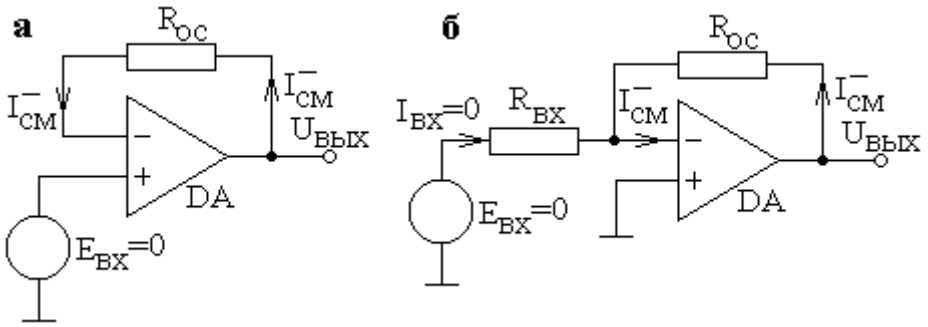

Рис. 3.3. Влияние тока смещения входа (–) на выходное напряжение:
а. – подключение $E_{ВХ}$ к входу (+)
б. – подключение $E_{ВХ}$ к входу (–)

Ток смещения $I^-_{СМ}$, протекая по резистору $R_{ОС}$, создает на нем падение напряжения $I^-_{СМ}R_{ОС}$, которое и является выходным напряжением, рис. 3.3,а. Ток смещения $I^+_{СМ}$ протекает по сопротивлению источника входного сигнала с малым сопротивлением и практически не создает на нем падения напряжения. В схеме рис. 3.3,б. $U_{ВЫХ}$ также равно $I^-_{СМ}R_{ОС}$, так как через резистор $R_{ВХ}$ $I^-_{СМ}$ не протекает (на обоих его выводах нулевой потенциал). Очевидно, что влияние тока смещения на $U_{ВЫХ}$ тем заметнее, чем больше сопротивление резистора обратной связи:

$$U_{ВЫХ} = I^-_{СМ} \cdot R_{ОС}. \qquad (3.1)$$

При необходимости измерения малых токов смещения усилить влияние $I^-_{СМ}$ на выходное напряжение можно использовав дополнительный резистор R', рис. 3.4,а. Ток $I^-_{СМ}$ задает на резисторе R' падение напряжения $I^-_{СМ}R'$, которое в свою очередь устанавливает такое же падение напряжение на резисторе $R_{ВХ}$ (правило 1), рис. 3.4,б.

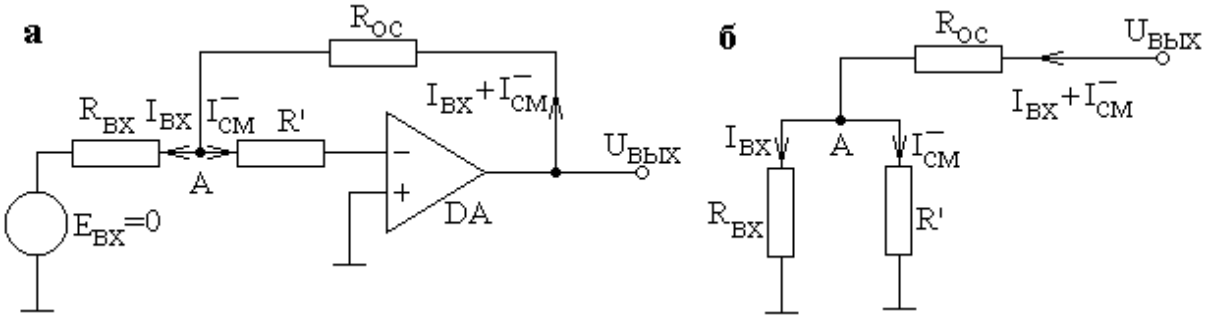

Рис. 3.4. Усиление влияния тока смещения на выходное напряжение:
а. – принципиальная схема
б. – эквивалентная схема формирования выходного напряжения

Обычно R' >$R_{ВХ}$ и $R_{ОС}$>>R'. Величина $I_{ВХ} = \frac{I^-_{СМ} \cdot R'}{R_{ВХ}}$ (потенциал точки А равен $I^-_{СМ}R'$). Выходное напряжение определяется следующим образом:

$$U_{ВЫХ} = (I^-_{СМ} + I_{ВХ}) \cdot R_{ОС} + I^-_{СМ} \cdot R' = (1 + \frac{R'}{R_{ВХ}}) \cdot I^-_{СМ} \cdot R_{ОС} + I^-_{СМ} \cdot R'.$$

Учитывая, что $R_{ОС}$ >>R' и R' >10$R_{ВХ}$ выражение для выходного напряжения можно переписать в следующем виде:

$$U_{ВЫХ} \approx \frac{R'}{R_{ВХ}} \cdot I^-_{СМ} \cdot R_{ОС}.$$

Влияние тока смещения входа (+) на выходное напряжение. В схеме, рис. 3.5, выходное напряжение отлично от нуля при $E_{ВХ}$=0, так как через внутреннее сопротивление генератора сигнала $R_Г$ протекает входной ток смещения $I^+_{СМ}$.

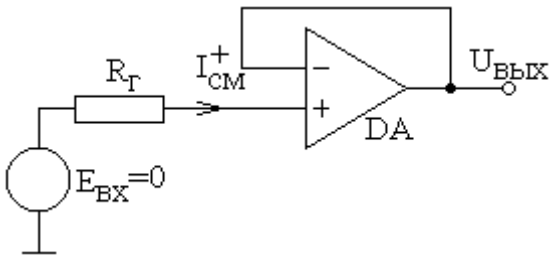

Рис. 3.5. Влияние тока смещения входа (+) на выходное напряжение

В результате этого на внутреннем сопротивлении источника входного сигнала падает напряжение $I^+_{СМ}R_Г$, которое, согласно правилу 1 является также выходным сигналом:

$$U_{ВЫХ} = I^+_{СМ}R_Г.$$

Влияние тока сдвига на выходное напряжение. В случае если $I^-_{СМ} = I^+_{СМ}$, возможна компенсация их влияния на $U_{ВЫХ}$, рис. 3.6. Если $R_{ОС}$=$R_Г$, то на обоих этих резисторах падает одно и тоже напряжение $I^+_{СМ}R_Г = I^-_{СМ}R_{ОС}$, рис. 3.6,а. Так как эти напряжения находятся в противофазе, рис. 3.6,б, выходное напряжение равно нулю.

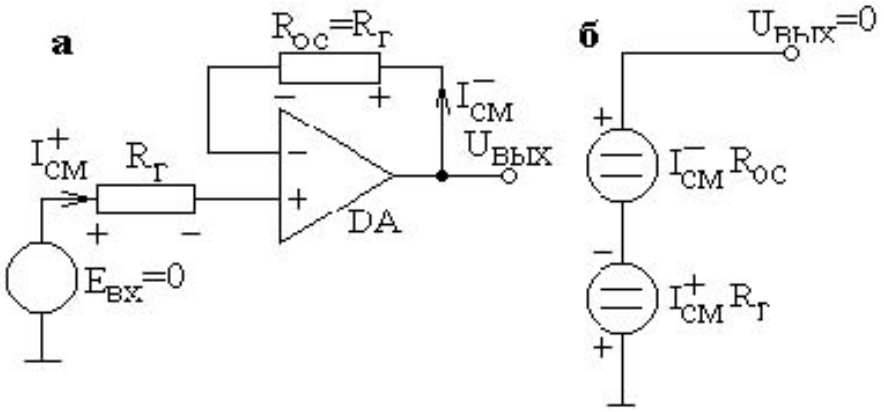

Рис. 3.6. Компенсация влияния токов смещения на выходное напряжение при $I^-_{см} = I^+_{см}$ и Rос = Rг:
а. – повторитель напряжения с компенсационным резистором Rос=Rг
б. – эквивалентная схема формирования выходного напряжения

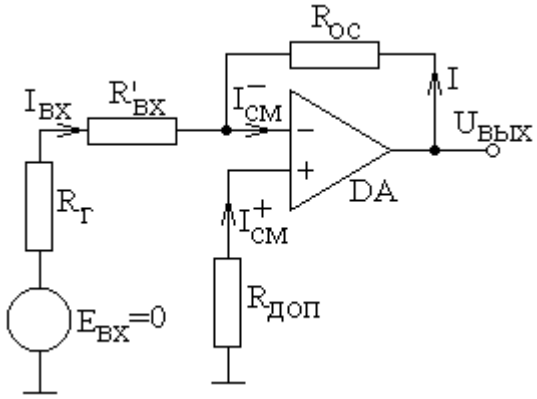

Рис. 3.7. Использование компенсационного резистора в схеме инвертирующего усилителя

У реальных ОУ $I^-_{см} \neq I^+_{см}$ и $U_{вых} = \left(I^-_{см}\right| - \left|I^+_{см}\right|) R_{ос} = R_{ос} I_{вх.сдв}$. То есть компенсация влияния токов смещения является лишь частичной.

Для компенсации влияния токов смещения в схемах инвертирующего или не инвертирующего усилителя включают дополнительный резистор $R_{доп}$, рис. 3.7.

Согласно правилу 1 $I_{вх} = \dfrac{I^+_{см} \cdot R_{доп}}{R_{вх}}$, где $R_{вх}=R'_{вх}+R_г$. Через резистор обратной связи протекает ток

$$I = I^-_{см} - I_{вх} = I^-_{см} - \frac{R_{доп}}{R_{вх}} I^+_{см}.$$

Условием компенсации влияния токов смещения на $U_{вых}$ является равенство:

$$I^+_{см} \cdot R_{доп} = I^-_{см} \cdot R_{ос} - \frac{R_{ос} \cdot R_{доп}}{R_{вх}} \cdot I^+_{см}.$$

Из которого полагая $I^+_{см} = I^-_{см}$ можно получить выражение для расчета компенсационного резистора

$$R_{доп} = \frac{R_{ос} \cdot R_{вх}}{R_{ос} + R_{вх}} = R_{ос} \parallel R_{вх}.$$

Определение сопротивления резистора компенсации. Сопротивление резистора $R_{ДОП}$ должно быть равно результирующему сопротивлению всех параллельных резистивных ветвей подключенных ко входу (–). В расчетные соотношения следует также включать внутренние сопротивления всех источников сигналов. Если ко входу (+) подключено более одного резистора, компенсация токов выполняется в соответствии со следующем принципом: сопротивление постоянному току между входом (+) и землей должно быть равно сопротивлению постоянному току между входом (–) и землей. При этом источники сигналов заменяются на их заземленные внутренние сопротивления, а потенциал выхода ОУ полагается равным потенциалу земли.

3.2. Входное напряжение сдвига

Выходное напряжение реального операционного усилителя (РОУ) при отсутствии сигнала на входе может отличаться от нуля вследствие не скомпенсированного внутреннего разбаланса, рис. 3.8,а.

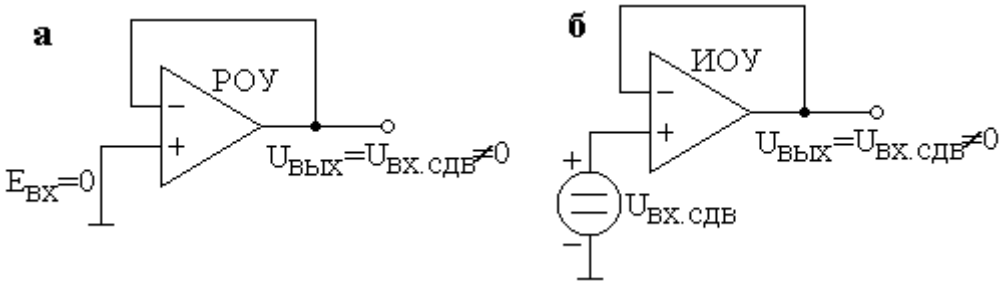

Рис. 3.8. Влияние внутреннего разбаланса ОУ на выходное напряжение:
а. – реальный операционный усилитель
б. – идеальный операционный усилитель

В схеме, рис. 3.8,б. суммарный эффект всех внутренних небалансов учитывается подключением ко входу(+) идеального операционного усилителя (ИОУ) источника постоянного напряжения $U_{ВХ.СДВ.}$

Влияние входного напряжения сдвига на выходное напряжение. Наиболее заметно влияние $U_{ВХ.СДВ.}$ на выходное напряжение при использовании ОУ без обратной связи. В этом случае выходное напряжение усилителя при отсутствии входного сигнала зачастую оказывается равным либо $+U_{НАС}$, либо $-U_{НАС}$, рис. 3.9. В самом деле, $U_{ВЫХ}$= к$E_Д$=к$U_{ВХ.СДВ.}$, где к – коэффициент усиления ОУ без обратной связи (для ОУ широкого применения к $=1\cdot10^3\ldots200\cdot10^3$).

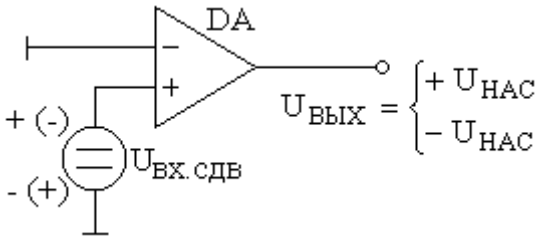

Рис. 3.9. Действие $U_{ВХ.СДВ}$ в ОУ без обратной связи

Измерение $U_{ВХ.СДВ}$ может быть произведено по схеме, рис. 3.10. Для источника напряжения $U_{ВХ.СДВ}$ схема является неинвертирующим усилителем с коэффициентом передачи напряжения $K_{ОС} = 1 + \frac{R_{ОС}}{R_{ВХ}}$. Поэтому :

$$U_{ВЫХ} = U_{ВХ.СДВ}(1 + \frac{R_{ОС}}{R_{ВХ}}) \text{ и } U_{ВХ.СДВ} = \frac{U_{ВЫХ}}{1 + R_{ОС}/R_{ВХ}}.$$

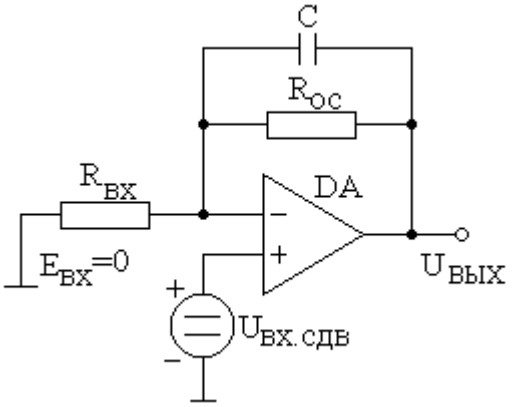

Рис. 3.10. Влияние входного напряжения сдвига на выходное напряжение

Конденсатор С необходим для шунтирования резистора $R_{ОС}$ на высоких частотах с целью максимального уменьшения составляющей переменного напряжения в выходном сигнале.

При выборе резистора обратной связи необходимо иметь в виду следующее: сопротивление $R_{ОС}$ не должно быть большим для уменьшения погрешности измерения $U_{ВХ.СДВ}$, обусловленной влиянием тока смещения $I^{-}_{СМ}$ ($R_{ОС} \approx 10$ кОм).

Входное напряжение сдвига в схеме сумматора. На рис. 3.11. представлена схема инвертирующего сумматора с n входами. Если $R_1=R_2=\ldots=R_n=R_{ОС}=R$, выходное напряжение должно быть отрицательным и равным сумме входных напряжений: $U_{ВЫХ} = -(E_1 + E_2 + \ldots + E_n)$. Однако вследствие действия $U_{ВХ.\,СДВ.}$

$$U_{ВЫХ} = -(E_1 + E_2 + \ldots + E_n) + U_{ВХ.СДВ,}(1 + R_{ОС}\sum_{i=1}^{n}\frac{1}{R_i})$$

и $U_{ВЫХ}$ оказывается искаженным по величине, а, возможно, и сменит знак. Для определения влияния $U_{ВХ,\,СДВ}$ положим $E_1=E_2=\ldots=E_n=0$. Тогда все резисторы R_1, $R_2,\ldots,R_n$ замыкаются на землю и эквивалентное входное сопротивление оказывается равным, рис. 3.11,б:

$$R_{ВХ} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \ldots \parallel R_n = 1 \Big/ \sum_{i=1}^{n}\frac{1}{R_i}.$$

Из последнего выражения следует, что чем больше входов имеет сумматор, тем меньше эквивалентное сопротивление $R_{ВХ}$ и больше составляющая ошибки выходного напряжения, обусловленная входным напряжением сдвига $\Delta U_{ВЫХ} = U_{ВХ.СДВ}(1 + R_{ОС}/R_{ВХ})$.

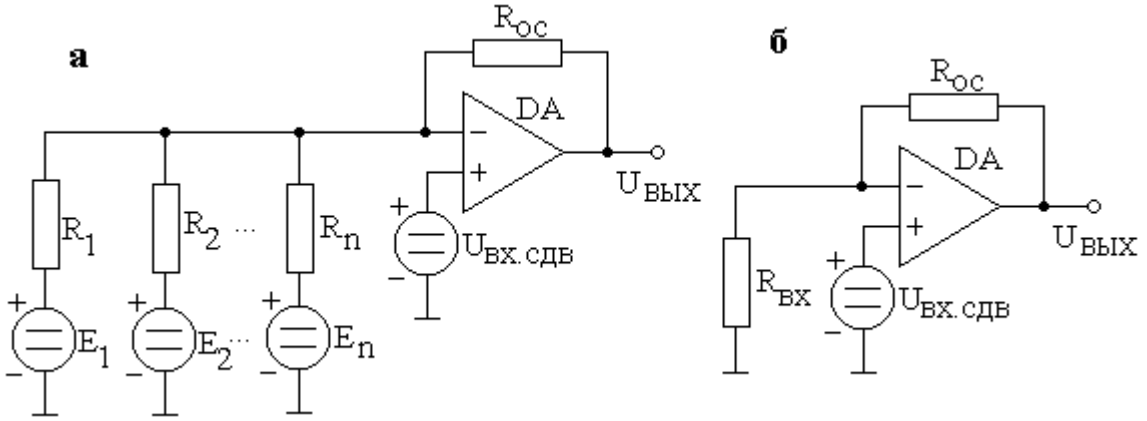

Рис. 3.11. Влияние $U_{ВХ.\ СДВ}$ на выходное напряжение в схеме сумматора:
а. – подключение n источников напряжения к входу (–) сумматора
б. – замена входной цепи эквивалентным сопротивлением $R_{ВХ}$

Одним из способов компенсации влияния $U_{ВХ.\ СДВ.}$ может быть добавление еще одного входа к сумматору и подача на него компенсирующего напряжения $E_{КОМП} = U_{ВХ.СДВ}(+R_{ОС}/R_{ВХ})$. Данный способ компенсации имеет два недостатка:

1. $E_{КОМП}$ мало по величине и его придется получать с помощью резистивного делителя подключенного к источнику питания;
2. Любое сопротивление, добавляемое между входом (–) и землей увеличивает коэффициент усиления по шумам и приводит к изменению величины $U_{ВХ.\ СДВ}$ во времени.

3.3. Устранение влияния токов смещения и напряжения сдвига

Для минимизации ошибки по постоянному току необходимо:

1. Выбрать резистор компенсации токов смещения;
2. Минимизировать влияние входного напряжения сдвига, используя справочные данные или листок-спецификацию изготовителя ОУ;
3. Произвести настройку нуля выходного напряжения.

Последние два этапа часто реализуют одновременно – балансировка напряжения сдвига. Типовые схемы подключения элементов балансировки к некоторым ОУ представлены на рис. 3.12.

Методика настройки нуля выходного напряжения.

1. собирается схема с ОУ в которую включается расчетный резистор для компенсации влияния токов смещения и резисторы для балансировки напряжения сдвига.
2. уменьшаются до нуля сигналы всех генераторов (источников входного сигнала). Если это не представляется возможным, генераторы заменяются резисторами с сопротивлениями, равными их внутренним сопротивлениям. Если последовательно с каждым генератором

включены резисторы $R_{ВХ}$>>$R_Г$, можно просто заземлить все входные резисторы $R_{ВХ}$ ($R_{ВХ}$ должны быть больше $R_Г$ минимум в 100 раз).

3. Подключается нагрузка и питание. Схема выдерживается под напряжением несколько минут, пока не установится тепловой режим.
4. К нагрузке подключается вольтметр постоянного тока или осциллограф чувствительностью несколько мВ.
5. Вращением ротора потенциометра балансировки добиваются нулевого значения выходного напряжения. Таким образом компенсируются составляющие ошибок выходного напряжения обусловленные как входным напряжением, так и входным током сдвига.

После балансировки ротор подстроечного потенциометра не должен вращаться до следующей регулировки схемы, если таковая предусматривается.

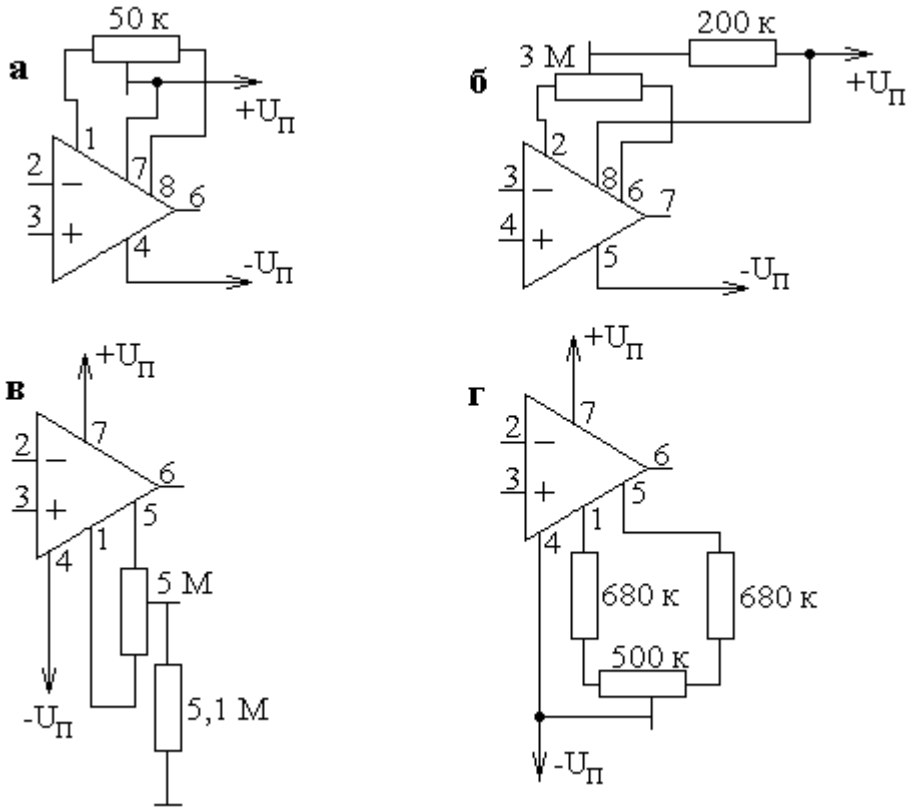

Рис. 3.12. Типовые схемы балансировки ОУ:
а. – К544УД1
б. – К574УД1
в. – μА748
г. – μА537

3.4. Дрейф нуля выходного напряжения

Настройка нуля, рассмотренная выше, сохраняется только при тех условиях, в которых она производилась (температура, напряжение источника питания). Однако даже при сохранении этих условий будет иметь место уход (дрейф) нуля выходного напряжения вследствие старения ОУ. Для операционных усилителей широкого назначения температурные изменения тока сдвига находятся на уровне нА/°С, а входного напряжения сдвига – мкВ/°С.

Дрейф при различных значениях температуры может иметь различную величину и даже знак. Поэтому в справочниках дается либо среднее, либо максимальное значение дрейфа в определенном диапазоне изменения температур. Может также приводиться график температурной зависимости дрейфа.

Рассмотрим в качестве примера ОУ LM301, рис. 3.13. Параметры, характеризующие дрейф следующие: в интервале изменения температуры от +25°С до +75°С входной ток сдвига изменяется не более чем на 0,3 нА/°С, а входное напряжение сдвига не более чем на 30 мкВ/°С. Положим, что балансировка (установка нуля выходного напряжения) производилась при температуре +25°С. Требуется оценить максимальную ошибку вносимую в выходное напряжение дрейфом $U_{ВХ.\ СДВ}$ и $I_{ВХ.\ СДВ}$ при температуре +75°С.

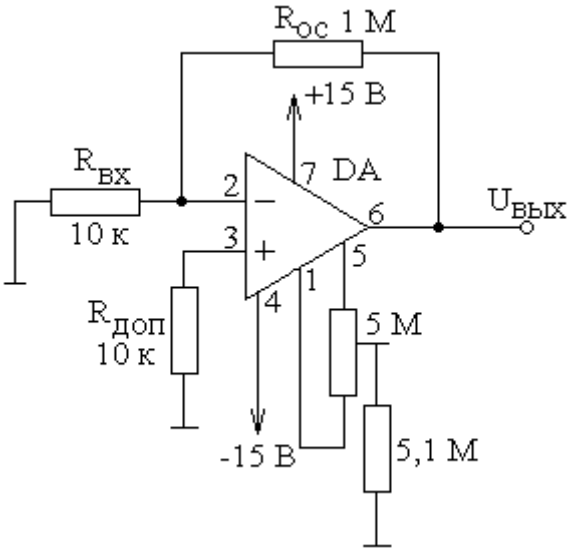

Рис. 3.13. Включение ОУ LM301 по схеме инвертирующего усилителя с элементами балансировки

Изменение входного напряжения сдвига и входного тока сдвига составят соответственно:

$$\Delta U_{ВХ.СДВ} = \pm \frac{30\ мкА}{1°С} \cdot (75°С - 25°С) = \pm 1{,}5\ мВ;$$

$$\Delta I_{ВХ.СДВ} = \pm \frac{0{,}3\ нА}{1°С} \cdot 50°С = \pm 15\ нА;$$

а составляющие ошибок выходного напряжения, обусловленные этими приращениями, будут равны:

$$\Delta U_{ВЫХ}\Big|_{\Delta U_{ВХ.СДВ}} = \Delta U_{ВХ.СДВ.}(1 + \frac{R_{ОС}}{R_{ВХ}}) = \pm 1{,}5\ мВ \cdot 101 \approx \pm 150\ мВ;$$

$$\Delta U_{ВЫХ}\,|_{\Delta Iвх.сдв.} = \Delta I_{ВХ.СДВ.} \cdot R_{ОС} = \pm 15\,нА \cdot 1\,МОм = \pm 15\,мВ.$$

Следовательно, искомая величина ошибки выходного напряжения равна:

$$\Delta U_{ВЫХ} = \Delta U_{ВЫХ}\,|_{\Delta Uвх.сдв} + \Delta U_{ВЫХ}\,|_{\Delta Iвх.сдв.} = 150 + 15 = \pm 165мВ.$$

3.5. Частотная характеристика ОУ

Этот параметр характеризует ОУ как усилитель переменного тока. При этом необходимо различать, какой величины переменные напряжения будут на выходе – малой (с амплитудой ниже 0,5…1,0 В) или большой (с амплитудой свыше 1,0 В). Если на выходе присутствуют только малые сигналы переменного напряжения, то наиболее важными параметрами ОУ являются частотная характеристика и шумы. Если на выходе должны быть сигналы переменного напряжения большой амплитуды, первостепенную важность приобретает такой параметр ОУ, как максимальная скорость нарастания. Подробнее такие параметры, как скорость нарастания и шум рассматриваются в разделах 3.6 и 3.7.

Внутренняя частотная характеристика. Многие ОУ общего и специального назначения имеют внутреннюю (встроенную) коррекцию частотной характеристики, для реализации которой в структуре усилителя организуется местная частотозависимая обратная связь через конденсатор (емкостью около 30 пФ). Благодаря введению корректирующей цепи снижается усиление ОУ на высоких частотах и предотвращается паразитная генерация колебаний в схеме (с ростом частоты увеличивается фазовый сдвиг сигнала в операционном усилителе и на достаточно высокой частоте общий петлевой сдвиг фазы достигает 360°).

Амплитудно-частотная характеристика ОУ. На рис. 3.14 представлена АЧХ, типичная для ОУ с внутренней коррекцией, таких как μA741, μA747.

На низких частотах (менее 1 Гц) К≈200000 ед (106 дБ). Именно эта величина дается в справочниках или листках-спецификациях на ОУ. С ростом частоты К уменьшается. Так уже при f=5 Гц наблюдается падение усиления на 3дБ (точка А). Частота 5 Гц называется частотой среза или сопрягающей частотой. Можно заметить, что между точками С и D, характеристика усиления уменьшается в 10 раз при десятикратном увеличении частоты, то есть общий спад АЧХ составляет 20 дБ на декаду (–20 дБ/дек) или –6дБ на октаву.

Полоса единичного усиления. Точка В на рис. 3.14 обозначает полосу единичного усиления ОУ на малом сигнале (коэффициент усиления по напряжению ОУ без обратной связи равен 1).

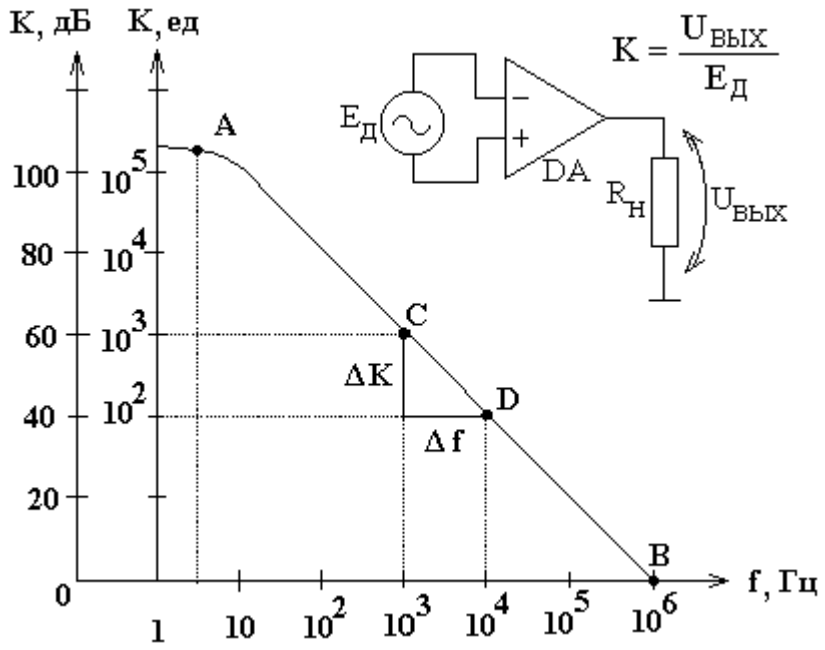

Рис. 3.14. АЧХ ОУ без обратной связи

Иногда вместо АЧХ и полосы единичного усиления в спецификациях на ОУ указывается время нарастания переходного процесса (при единичном усилении) $t_Н$.

Полоса единичного усиления в этом случае определяется следующим образом: $B=0.35/t_Н$. Например, для μA741 $t_Н$=0,35 мкс и $B = \frac{0{,}35}{0{,}35 \cdot 10^{-6}} = 1\,МГц$.

Зная B, можно рассчитать коэффициент усиления по напряжению разомкнутого ОУ на любой частоте: $K_f = B/f_C$, где f_C − частота входного сигнала. Например, для ОУ имеющего полосу единичного усиления 1,5 МГц для частоты сигнала f_C=1 кГц $K_f = \frac{1{,}5\,МГц}{1\,кГц} = 1500.$

Время нарастания. Если подать на вход ОУ включенного по схеме повторителя напряжения прямоугольный импульс напряжения, выходное напряжение устанавливается не мгновенно, рис. 3.15.

Это связано с задержкой распространения сигнала через все транзисторы ОУ. Время нарастания $t_Н$ определяется как время, необходимое для нарастания выходного напряжения с 10 до 90% от своего конечного значения. Для μA741 ($t_Н$=0,35 мкс) включенного по схеме повторителя напряжения $U_{ВЫХ}$ изменяется с 2 до 18 мВ за 0,35 мкс при $E_{ВХ}$=20мВ.

Влияние коэффициента усиления без ОС на величину усиления с ОС. При включении ОУ с ОС как это имеет место, например, в не инвертирующем усилителе (рис. 2.18.) следует различать два коэффициента усиления:

коэффициент усиления разомкнутого ОУ (без ОС) $K = U_{вых}/E_д$;

коэффициент усиления ОУ с ОС $K_{ос} = \frac{U_{вых}}{E_{вх}} = 1 + \frac{R_{ос}}{R}$.

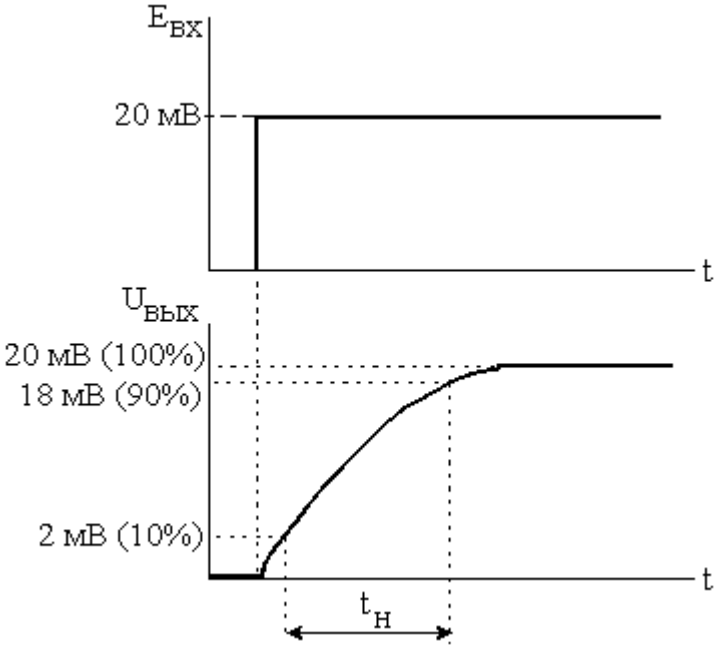

Рис. 3.15. Нарастание выходного напряжения в повторителе напряжения

Если в схеме, рис. 2.18, $R_{ОС}$=1 МОм, R=10 кОм ($К_{ОС}$=101) $E_{ВХ}$=1 мВ, выходное напряжение должно быть равным 101 мВ. Такой вывод основан на предположении, что разность напряжений между входами ОУ $E_Д$ приблизительно равно нулю. Однако, если К имеет не очень большую величину $E_Д$ будет значимо отличаться от нуля. В случае если величина $E_Д$ составляет более 1 % от величины $E_{ВХ}$, напряжение $U_{ВЫХ}$ будет определяться не только значением выражения $(1+R_{ОС}/R)$, но также и величиной К, табл. 3.2.

Таблица 3.2

Влияние коэффициента усиления разомкнутого ОУ на коэффициент усиления ОУ с ОС

К	$E_д$, В	$К_{ОС}$		Ошибка, %
		фактический	идеальный	
10000	0,0099	99,9	101	1
1000	0,091	91,8	101	10

Как следует из таблицы 3.2 при значениях отношения $К/К_{ОС}$ равным единицам или десяткам реальный коэффициент усиления схемы будет отличаться от расчетного приблизительно на 10%. Если отношение $К/К_{ОС}$

равно сотням единиц, отклонение реального коэффициента усиления от расчетного ≈1%.

Диапазон частот для прецизионной схемы с ОУ. Отклонение расчетного значения коэффициента усиления от реального (ошибка) в 1% считается в большинстве случаев приемлемой для прецизионных применений. Определить диапазон частот в котором погрешность $К_{ОС}$ не превышает 1% можно графически (рис. 3.16) следующим образом:

1. на АЧХ ОУ определяют частоту единичного усиления (точка В, линия 1);
2. умножают значение полосы пропускания В на 0,01, то есть на 1% и отмечают на оси частот точку $f_1 = В/100$;
3. из точки f_1 проводят линию параллельную АЧХ ОУ без ОС (линия 2);
4. на оси ординат отмечают идеальное значение коэффициента усиления $К_{ОС}$ и проводят из этой точки прямую до пересечения с линией 2;
5. определяют прецизионный диапазон частот (максимальную частоту при погрешности в 1%).

Для случая представленного на рис. 3.16 прецизионный диапазон частот усилителя с $К_{ос}$ =100 составляет 100 Гц.

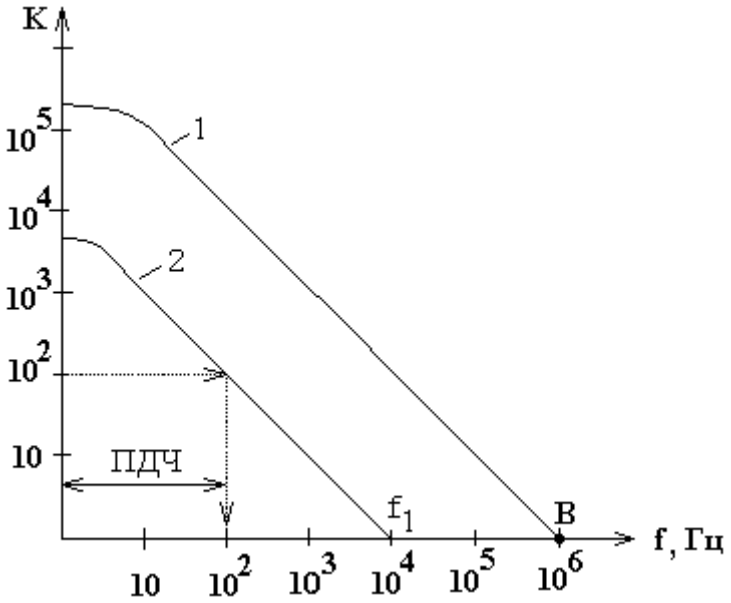

Рис. 3.16. Определение прецизионного диапазона частот (ПДЧ) схемы с ОУ

Аналогичным образом можно определить диапазон частот для усиления с другой точностью, например, в 10 %.

Полоса пропускания на малом сигнале. Диапазон рабочих частот усилителя определяется предельными значениями частот нижней $f_н$ и верхней $f_в$, на которых коэффициент усиления по напряжению уменьшается на 3 дБ по сравнению с его значением на средних частотах, рис. 3.17.

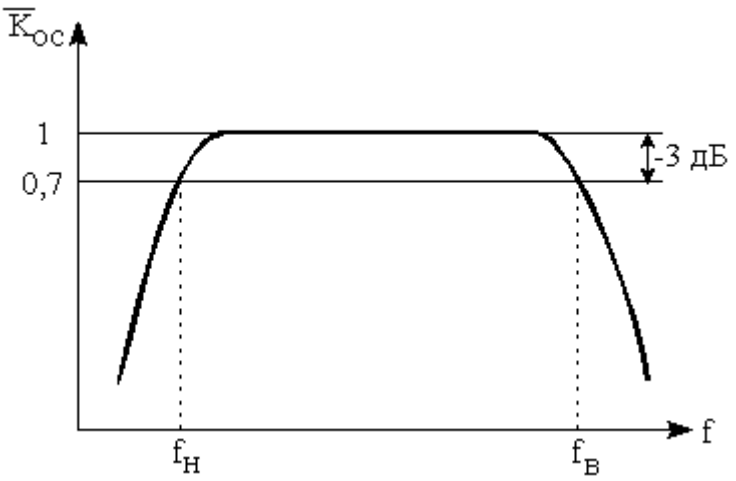

Рис. 3.17. Нормированная АЧХ усилителя

У ОУ, являющихся усилителями постоянного тока $f_н$=0 и полоса пропускания (ПП) на малом сигнале приблизительно равна $f_в$. Для рассмотренного выше μA741 ПП равна приблизительно 5 Гц.

Полоса пропускания на малом сигнале усилителя, охваченного обратной связью определяется как полосой единичного усиления В, так и коэффициентом усиления с ОС $К_{ос}$.

Определить полосу пропускания можно также графически, рис. 3.18.

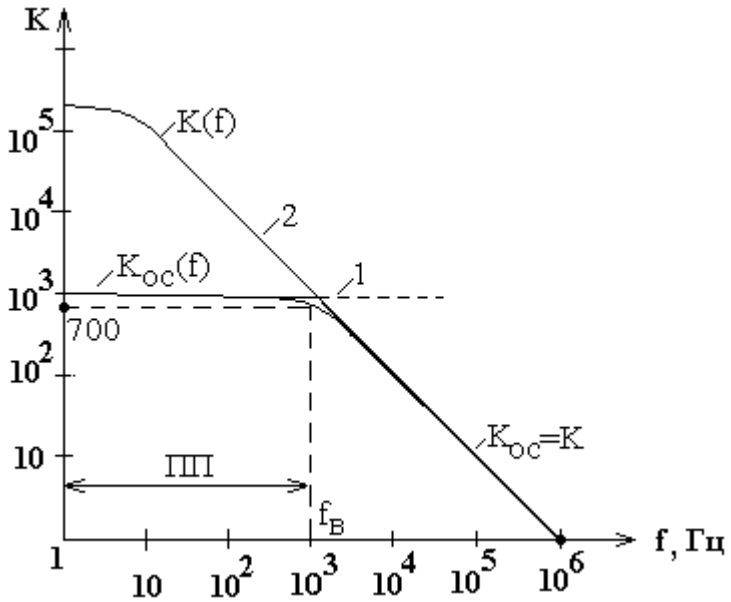

Рис. 3.18. Графическое определение полосы пропускания на малом сигнале

Предположим, что требуемый коэффициент усиления инвертирующего усилителя, рис. 3.19, равен 1000.

Для графического определения малосигнальной полосы пропускания необходимо (рис. 3.18):

1. на оси ординат (К) отложить требуемое значение коэффициента усиления по напряжению с обратной связью $К_{ос}$= 1000;
2. провести из этой точки прямую 1 (идеальную зависимость $K_{OC}(f) = R_{OC}/R_{BX}$) до пересечения с АЧХ разомкнутого операционного усилителя 2;
3. частота (f = 1000 Гц), соответствующая точке пересечения линий 1 и 2, является малосигнальной полосой пропускания ОУ с заданным $К_{ос}$=1000.

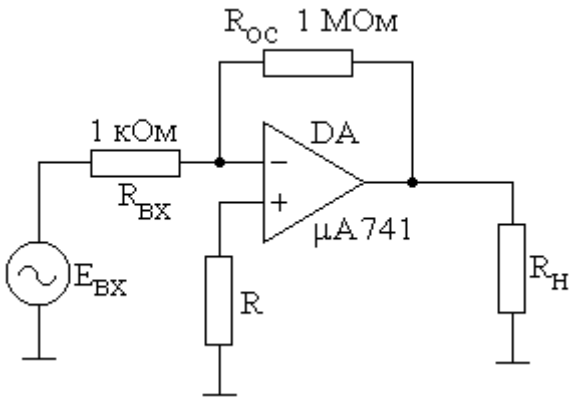

Рис. 3.19. Инвертирующий усилитель

Из графика, рис. 3.18, видно, что коэффициент усиления с обратной связью на частоте $f_в$ равен $К_{ос}$=0.707 ·1000 ≈ 700. На частотах, превышающих $f_В$, $К_{ос}$ определяется только характеристикой ОУ, а не значениями сопротивлений $R_{ос}$ и $R_{вх}$.

Коэффициент усиления на малом сигнале и ПП связаны между собой обратно пропорциональной зависимостью. При увеличении $К_{ос}$, например, в 10 раз, полоса пропускания уменьшается во столько же раз.

Можно заметить, что произведение коэффициента усиления с ОС на ПП на малом сигнале всегда равно полосе единичного усиления В. Поэтому полосу единичного усиления называют также произведением усиления на полосу пропускания, и она служит показателем качества ОУ.

3.6. Скорость нарастания выходного напряжения

Скорость нарастания (СН) выходного напряжения зависит от многих факторов, и, прежде всего, от:

1. коэффициента усиления усилителя;
2. наличия и величины ёмкости корректирующего конденсатора;
3. направления изменения выходного напряжения.

При единичном усилении скорость изменения выходного напряжения минимальна. Поэтому скорость нарастания указывается в спецификации на ОУ для $К_{ос}$=1.

Внутри ОУ или вне его всегда есть, по крайней мере, один конденсатор для предотвращения автоколебаний на высоких частотах, рис. 3.20. Величина тока I, протекающего через

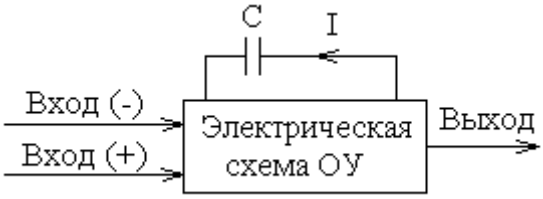

Рис. 3.20. Коррекция АЧХ ОУ

корректирующий конденсатор С определяется как емкостью этого конденсатора, так и электрической схемой ОУ. Отношение максимального тока I к емкости корректирующего конденсатора С является максимальной скоростью нарастания:

$$CH = \frac{\Delta U_{вых}}{t} = \frac{I}{c} = [\frac{B}{c}].$$

Операционный усилитель μA741 способен отдавать в свою корректирующую цепь ток I = 15 мкА при емкости корректирующего конденсатора С=30 пФ. Скорость нарастания данного ОУ СН =15 мкА/30 пФ= 0,5 В/мкс.

Очевидно, что для увеличения скорости нарастания необходимо либо увеличить I, либо уменьшить С. Например, ОУ AD518 имеет СН=8В/мкс при I=400 мкА и С=50 пФ.

Если подать на вход повторителя напряжения гармонический сигнал (рис. 3.21), максимальная скорость изменения которого превышает максимальную скорость нарастания ОУ, выходное напряжение будет искажено, рис. 3.22.

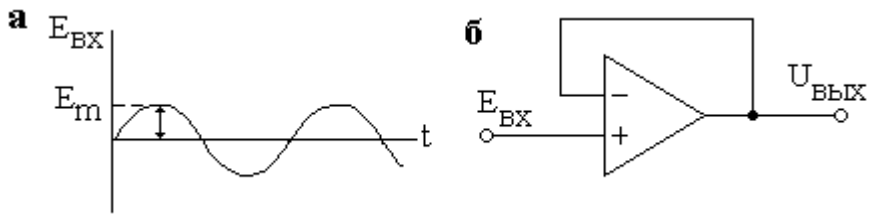

Рис. 3.21. Подача на вход ОУ с единичным коэффициентом усиления гармонического сигнала E_{BX}:
а. – входное напряжение
б. – повторитель напряжения на ОУ

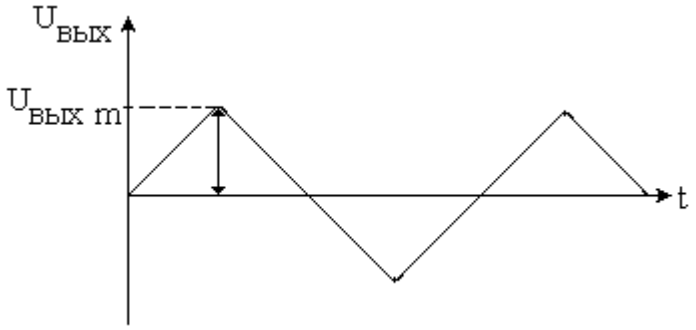

Рис. 3.22. Искажение гармонического сигнала, обусловленное ограниченной СН ОУ

Максимальная скорость изменения входного напряжения $E_{вх}$ равна $2\pi f E_m$. Определить максимальную частоту, при которой выходное напряжение не искажается можно в соответствии со следующим выражением:

$$f_{MAX} = \frac{CH}{6{,}28 \cdot U_{ВЫХ\,m}},$$

где f_{max}– максимальная частота, при которой выходное напряжение не искажено;

СН– скорость нарастания ОУ;

$U_{ВЫХ\ m}$ – амплитудное значение неискаженного выходного напряжения.

Рассмотрим небольшой пример. Скорость нарастания ОУ μA741 равна 0.5 В/мкс.

Пусть необходимо определить на какой максимальной частоте можно получить неискаженное выходное напряжение с амплитудой 10 В и 1 В. Используя вышеприведенное выражение получим:

$$f_{MAX}(10\,В) = \frac{1}{6.28 \cdot 10\,В} \cdot \frac{0{,}5\,В}{1 \cdot 10^{-6}\,с} = 7961\,Гц \approx 8\,кГц$$

$$f_{MAX}(1\,В) = \frac{1}{6.28 \cdot 1\,В} \cdot \frac{0{,}5\,В}{1 \cdot 10^{-6}\,с} \approx 80\,кГц$$

Максимальная частота неискаженного сигнала для полного размаха выходного напряжения ± 13 В (выход на полной мощности) равна:

$$f_{MAX}(13\,В) = \frac{1}{6{,}28 \cdot 13\,В} \cdot \frac{0{,}5\,В}{1 \cdot 10^{-6}\,с} \approx 6\,кГц.$$

Из рассмотренного примера следует, что чем больше амплитуда выходного напряжения, тем меньше максимальная частота неискаженного сигнала. При уменьшении амплитуды выходного напряжения частотный диапазон расширяется.

Кроме скорости нарастания на верхний частотный диапазон накладывает ограничение малосигнальная характеристика ОУ. Наименьшее из этих двух значений определяет фактическую предельную верхнюю частоту. В общем случае СН есть ограничивающий частоту фактор на большом сигнале, а АЧХ ограничивает верхнюю частоту на малом сигнале.

3.7. Шумы ОУ

Шумы − это паразитные электрические сигналы, присутствующие на выходе усилителя. Частота напряжений шумов лежит в диапазоне от сотых и тысячных долей герца до нескольких мегагерц.

Внутренние шумы можно смоделировать источником напряжений шумов $E_ш$, являющимся внешним по отношению к идеальному ОУ, рис. 3.23.

В справочниках и спецификациях на ОУ напряжения шумов указываются в микровольтах (эффективное значение) для различных величин со-

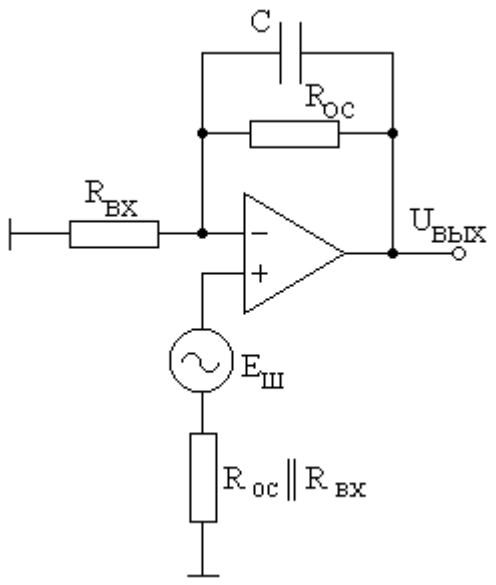

Рис. 3.23. К определению влияния шумов на выходное напряжение

противления источника входного сигнала в определённом диапазоне частот. Например, ОУ μA741 имеет суммарные шумы 2 мкВ в диапазоне частот от 10 Гц до 10 кГц при сопротивлении источника $R_{вх}$=0,1…20 кОм. При $R_{вх}$>20 кОм пряжение шумов возрастает прямо порционально $R_{вх}$. Поэтому для зации шумов на выходе ОУ сопротивление $R_{вх}$ целесообразно выбирать не более 20 кОм.

Напряжение шумов усиливается также, как и напряжение сдвига, то есть:

$$U_{ВЫХ.Ш} = E_{Ш} \cdot (1 + \frac{R_{ОС}}{R_{ВХ}}),$$

где $U_{ВЫХ.\ Ш}$ – напряжение шумов на выходе.

Для уменьшения влияния шумов на выходное напряжение целесообразно:

1. уменьшить величину сопротивления обратной связи $R_{ос}$;
2. включать параллельно $R_{ос}$ конденсатор малой ёмкости (несколько пФ) для шунтирования сопротивления ОС на высоких частотах, рис. 3.23;
3. выбирать сопротивление $R_{вх}$ ≈10 кОм и никогда не шунтировать его ёмкостью;
4. использовать резистор компенсации токов смещения;
5. избегать включения в схему между входом (–) и землёй ёмкость.

Следует иметь в виду, что в любой схеме между входом (–) и землёй имеется паразитная ёмкость соединительных проводов в несколько пФ. Поэтому в любом случае для минимизации шумов рекомендуется шунтировать $R_{ос}$ конденсатором. Добавка шунтирующего конденсатора повышает устойчивость и монотонность переходных процессов в схемах.

3.8. Внешняя частотная коррекция

Операционные усилители с внутренней частотной коррекцией не входят в состояние генерации ни самопроизвольно, ни под действием сигналов. Недостатками таких ОУ являются: ограниченная полоса пропускания на малых сигналах; малая скорость нарастания выходного напряжения; пониженная полоса пропускания на полной мощности. Операционные усилители с внутренней коррекцией хороши в качестве усилителей низкой частоты, но плохо работают на высоких частотах.

Более универсальными являются ОУ без внутреннего конденсатора, но имеющие специальные выводы (от одного до трех) для подключения внешних корректирующих элементов – конденсаторов и, в ряде случаев, резисторов. Изменением номиналов элементов внешней корректирующей цепи разработчик может выбрать наилучшую из возможных комбинаций стабильности и полосы пропускания для конкретного операционного усилителя. Очень распространенным является случай коррекции ОУ одним конденсатором $C_к$, рис. 3.24.

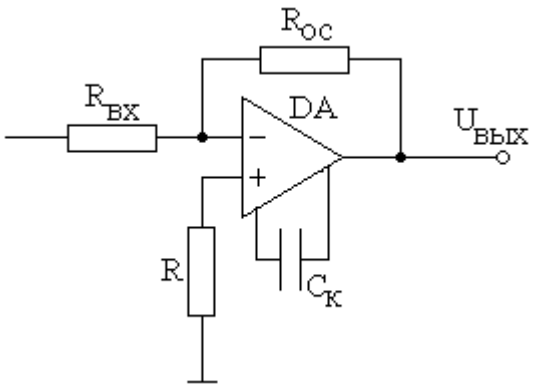

Рис. 3.24. Подключение внешнего корректирующего конденсатора к ОУ

От величины емкости корректирующего конденсатора $C_к$ зависит частотный диапазон усилителя.

На рис. 3.25 показано изменение АЧХ операционного усилителя при изменении емкости корректирующего конденсатора.

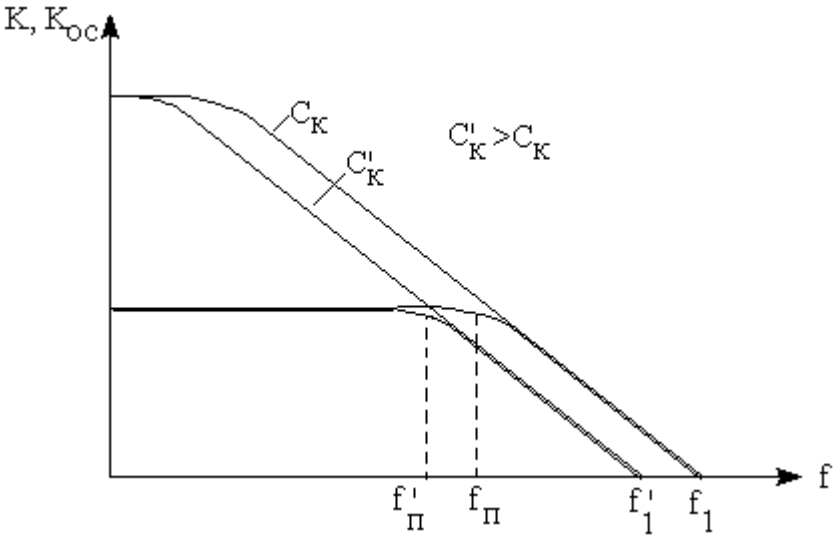

Рис. 3.25. АЧХ операционного усилителя при разных значениях корректирующего конденсатора

При увеличении емкости корректирующего конденсатора уменьшается частота единичного усиления f_1 и полоса пропускания на малом сигнале $0…f_п$. Изменения емкости $C_к$ в 10 раз приводит к десятикратному изменению f_1 и $f_п$.

В справочниках или спецификациях на ОУ приводятся возможные методы и схемы коррекции, а также рекомендации по выбору номиналов элементов корректирующих цепей для различных применений усилителя.

Следует помнить, что частотную коррекцию для ОУ необходимо выбирать в соответствии с конкретным применением. Нежелательно задавать коэффициент усиления на высоких частотах сверх минимально необходимого, в противном случае на выходе будут присутствовать ненужные шумы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение операционных усилителей существенно упрощает схемотехнику аналоговых электронных устройств, таких как усилители сигналов, функциональные преобразователи потенциальных и токовых сигналов, компараторы, фильтры, генераторы сигналов различной формы, измерители тока и напряжения и т.д. Выбор ОУ для конкретных схем производится на основании анализа их параметров и характеристик, приводимых в справочниках или листках-спецификациях. В ряде случаев оказывается необходимым предварительное макетирование или моделирование устройств с помощью специальных пакетов САПР. При этом, как правило, оказывается возможным применение различных ОУ в одном и том же проектируемом устройстве. В связи с этим важное значение приобретает также анализ экономических показателей разрабатываемого устройства.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника: Учеб. пособие для приборостроительных спец. вузов.– 2-е изд, перераб. и доп.–М.: Высш. шк., 1991. – 622 с.
2. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах – 2-е изд. перераб. и доп.– Л.: Энергоатомиздат, 1988.–304 с.
3. Пейтон А. Дж., Волш В. Аналоговая электроника на операционных усилителях – М.: Бином, 1994.–352 с.