

САРАТОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ИМ. Н.Г. ЧЕРНЫШЕВСКОГО

Ю.В. Соловьёв, С.А. Ишин

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМАХ

Учебно-методическое пособие для студентов,
изучающих основы радиотехники

Издательство Саратовского университета
2001

УДК 621.375 (075.8)
ББК 32.971 я 73
С60

Соловьев Ю.В., Ишин С.А.

С60 Операционные усилители на интегральных схемах: Учеб. - метод. пособие для студентов, изучающих основы радиозлектроники. - Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2001. - 40 с. ил.

ISBN 5-292-02627-1

Пособие представляет собой руководство к лабораторной работе по общим и специальным курсам "Основы радиозлектроники", "Основы схемотехники" и "Элементы ЭВМ". В первой части приводятся краткие теоретические сведения по специфике работы и расчету показателей операционных усилителей и основные их приложения. Вторая часть содержит задания и методические указания по выполнению работы.

Для студентов физического, геологического, географического факультетов и факультета кибернетических наук и информационных технологий.

Рекомендуют к печати:

Кафедра радиотехники и электродинамики
Саратовского государственного университета
Доктор технических наук, профессор В.Н. Коломийцев

УДК 621.375 (075.8)
ББК 32.971 я 73

Работа издана в авторской редакции

© Соловьев Ю.В., Ишин С.А., 2001

ISBN 5-292-02627-1

Предисловие

Данное пособие представляет собой руководство к лабораторной работе по общим курсам "Основы радиозлектроники" для студентов физического, геологического и географического факультетов и факультета кибернетических наук и информационных технологий, а также по специальным курсам "Основы схемотехники" и "Элементы ЭВМ" для студентов физического факультета специальности "Радиофизика и электроника" и "Микроэлектроника".

В работе приводятся краткие теоретические сведения по специфике работы и расчету основных показателей операционных усилителей на интегральных схемах. Рассматриваются основные их приложения при построении элементов аналоговых и цифровых вычислительных машин.

Работа выполняется в соответствии с заданиями и методическими указаниями, приведенными во второй части пособия. Предусмотрено фронтальное выполнение работ на основе единой экспериментальной установки, содержащей стандартный набор элементов, измерительных приборов и универсальную панель (ПУ-ЛАР).

Целью работы является знакомство с основными свойствами и применениями операционных усилителей в качестве элементов ЭВМ.

1. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

1.1. Дифференциальные усилители

Дифференциальный усилитель (ДУ) имеет два входа и обычно два выхода (рис. 1). Он состоит из двух идентичных плеч, в каждом из которых имеются транзистор и резистор (рис. 2).

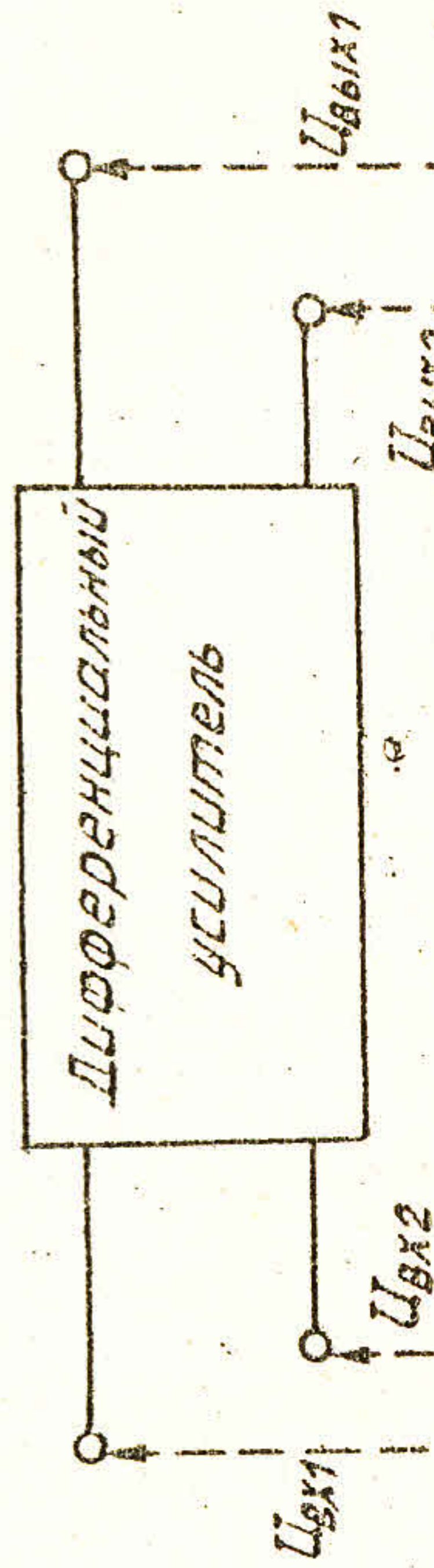


Рис. 1. Условное обозначение дифференциального усилителя

Основное назначение ДУ - получение на выходе усиленного напряжения, пропорционального разности потенциалов на его входах и не зависящего от их абсолютной величины, от изменения питающих напряжений, температуры окружающей среды и других факторов.

Базы транзисторов окружаются входами усилителя, а выходное напряжение снимается с одного из коллекторов транзистора T_1, T_2 при несимметричном включении нагрузки либо снимается с коллекторов обоих транзисторов при симметричном включении нагрузки (см. рис. 2).

В силу разброса параметров транзисторов T_1, T_2 и резисторов R_2, R_4 потенциалы коллекторов могут несколько различаться. Для балансировки этих потенциалов и стабилизации режима ДУ в эмиттерную цепь транзисторов T_1, T_2 включают либо большое активное сопротивление (резистор), либо транзистор T_3 . Резистор или транзистор обеспечивают большое сопротивление в цепи эмиттеров для синфазного сигнала и высокое постоянное сопротивление суммы эмиттерных токов, представляя собой генератор постоянного стабильного тока.

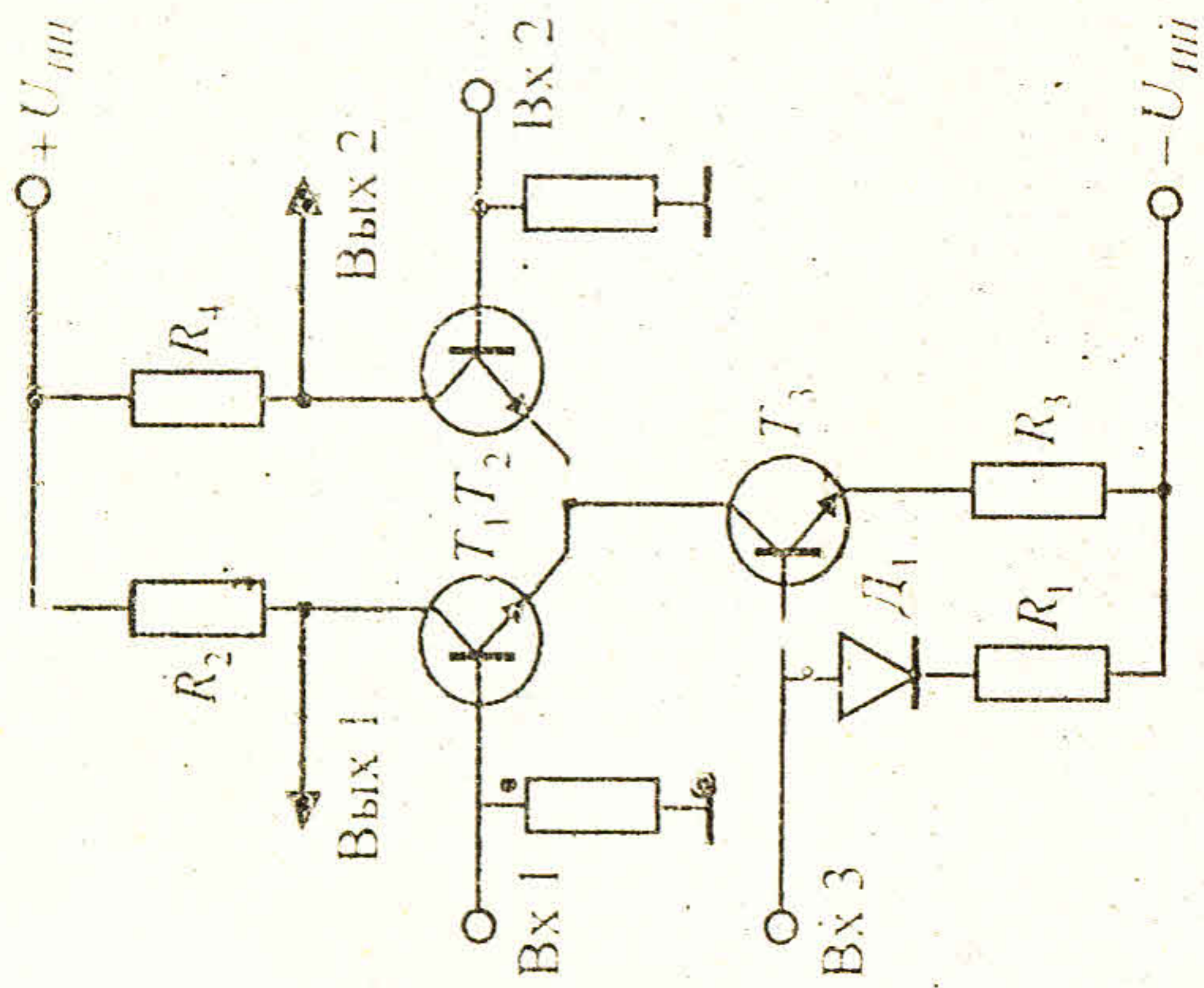


Рис. 2. Принципиальная схема простейшего ДУ

Сумма токов, протекающих через эмиттеры транзисторов T_1, T_2 , не зависит от напряжений на входах усилителя, а определяется режимом генератора стабильного тока (ГСТ), выполненного на транзисторе T_3 . ГСТ позволяет получать на 1-2 порядка большее сопротивление для переменного тока или для приращений постоянного тока, чем схема с резистором в этой цепи, и тем самым повышает симметрию ДУ. Резисторы R_1, R_3 задают режим работы ГСТ - $I_{T1} + I_{T2} = I_0$, где I_0 - ток ГСТ. Диод D_1 служит для температурной стабилизации рабочей точки ГСТ.

При идеальной симметрии обоих плеч ДУ, в отсутствие сигналов на входах, токи и коллекторные потенциалы будут одинаковы, а выходное напряжение U_{12} (между выходными клеммами 1-2) будет равно нулю. В силу симметрии схемы ДУ равенство выходного напряжения нулю сохранится при одинаковом и одновременном изменении токов в обоих плечах. Таким образом, в идеальном ДУ дрейф выходного напряжения отсутствует, несмотря на то, что в каждом из плеч он может быть сравнительно большим.

Подадим на входы 1 и 2 одинаковые напряжения $U_{BX1} = U_{BX2}$. Такие сигналы называют синфазными. При идентичности параметров обоих половин ДУ значения эмиттерных токов будут равны между собой:

$$I_{C1} = I_{C2} = I_0/2,$$

и соответственно токи коллекторов будут равны.

$$I_{K1} = I_{K2} = h_{21}^* \frac{I_0}{2},$$

где h_{21}^* - коэффициент передачи тока транзистора в схеме с общей базой. Таким образом, в идеальном ДУ синфазные сигналы на выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ не влияют.

Аналогично, при изменении напряжения питания усилителя, либо при изменении температуры, потенциалы на входах ДУ изменяются на одну и ту же величину (синфазно), что не вызовет изменения выходного напряжения.

Теперь подадим на входы 1 и 2 ДУ напряжения равной величины, но противоположных знаков такие сигналы называют дифференциальными. Их разность является входным сигналом ДУ:

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}.$$

Вследствие симметрии напряжения $U_{\text{вх}}$ поделится поровну между обоими эмиттерными переходами: на одном из них увеличится на $1/2 U_{\text{вх}}$, а на другом уменьшится на ту же величину. Приращения токов и коллекторных потенциалов плеч ДУ будут одинаковы по величине и различны по знаку.

В результате между выходными клеммами ДУ появится выходное напряжение:

$$U_{\text{вых}} = K_{\text{ву}} (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}),$$

где $K_{\text{ву}}$ - коэффициент усиления ДУ по напряжению.

Это выражение не содержит постоянной составляющей входного напряжения, так как постоянные составляющие входных сигналов $U_{\text{вх1}}$ и $U_{\text{вх2}}$, подавляются как синфазные сигналы. Однако полного подавления постоянного уровня добиться трудно. $U_{\text{вых}}$ в какой-то мере зависит от синфазных входных напряжений из-за разброса, параметров транзисторов и резисторов ДУ. Поэтому выражение для выходного напряжения ДУ принимает вид:

$$U_{\text{вых}} = K_{\text{ву}} (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) + K_{\text{усф}} U_{\text{сф.вх}},$$

где $K_{\text{усф}}$ - коэффициент усиления синфазного входного напряжения;

$U_{\text{сф.вх}}$ - напряжение между каждым из входов ДУ и общим выводом схемы, амплитуды и фазы которых одинаковы.

Коэффициент усиления напряжения - основной параметр ДУ. В зависимости от способа подключения нагрузки усиления плечевой и дифференциальный коэффициенты усиления напряжения различны. При не-

симметричном подключении нагрузки, когда нагрузка подключается к одному из выходов схемы и корпусу, реализуется плечевой коэффициент усиления: априорно:

$$K_{\text{у1}} = \frac{\Delta U_{\text{вых1}}}{U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}}.$$

При симметричном подключении нагрузки (когда нагрузка подключается между выходами) реализуется дифференциальный коэффициент усиления напряжения, равный сумме плечевых коэффициентов усиления напряжения:

$$K_{\text{у1}} = \frac{\Delta U_{\text{вых1}} + \Delta U_{\text{вых2}}}{U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}} = K_{\text{у1}} + K_{\text{у2}}.$$

У ДУ в интегральном исполнении он достигает величины порядка $10^5 - 10^7$.

Одним из параметров ДУ является коэффициент ослабления синфазного входного напряжения:

$$K_{\text{оссф}} = K_{\text{у1}} / K_{\text{усф}}.$$

Чем выше $K_{\text{оссф}}$, тем качественней ДУ по данному параметру. У хороших дифференциальных усилителей $K_{\text{оссф}} = 10^4 - 10^5 (80 - 100) \text{ дБ}$.

При появлении на входах ДУ разности потенциалов, т.е. дифференциального сигнала, ток ГСТ будет перераспределяться между транзисторами T_1 и T_2 в зависимости от величины и фазы входного сигнала $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}$, определяя так называемые передаточные характеристики ДУ, типовые графики которых приведены на рис.

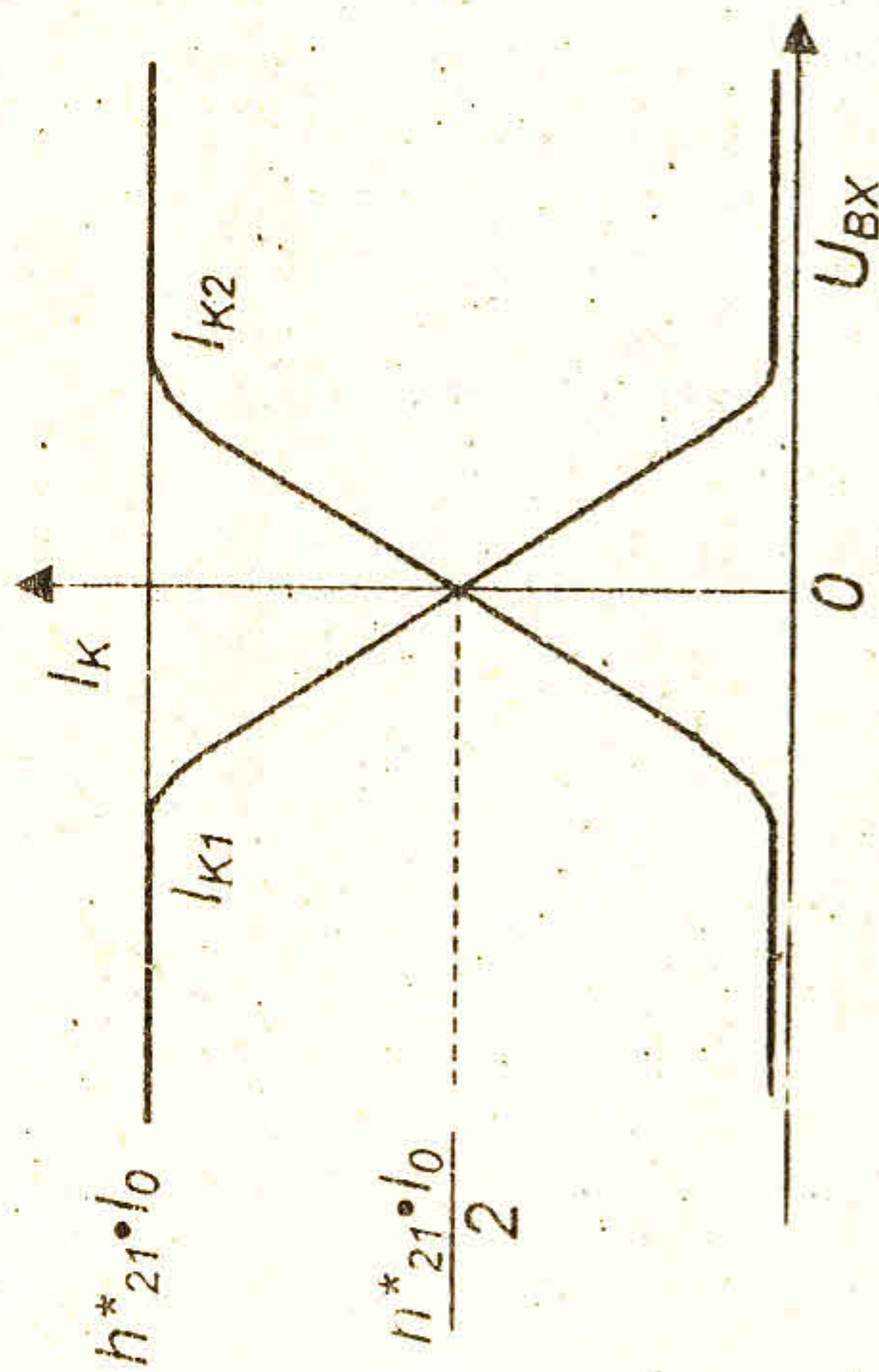


Рис. 3. Передаточные характеристики Д

При $U_{\text{вх}} = 0$ транзисторы T_1 и T_2 в идеальном варианте сбалансированы по току, $I_{K1} = I_{K2} = h_{21}^* I_0 / 2$, а потенциалы коллекторов $U_{\text{о.вых}}$ равны между собой.

Для выравнивания потенциалов коллекторов в реальных схемах на вход ДУ подают балансирующее напряжение смещения $U_{\text{св}}$.

При малых входных сигналах передаточные характеристики приближаются к линейным. Когда входное напряжение превышает некоторое пороговое значение, ДУ переходит в режим насыщения, коллекторный ток одного транзистора достигает нуля, а другого $-I_{21}/I_0$. При дальнейшем увеличении входного напряжения распределение токов транзисторов не изменяется. Наличие участков насыщения на передаточных характеристиках ДУ позволяет использовать его для построения схем ограничителя, триггера Шмитта, мультивибратора. При работе на линейных участках они могут применяться для усиления высокочастотных и импульсных сигналов с малыми искажениями. ДУ используется как основной элемент операционных усилителей, компараторов, стабилизаторов. По дифференциальной схеме выполняют малошумящие каскады и т.п.

Схема ГСТ позволяет регулировать коэффициент усиления ДУ путем изменения тока ГСТ при подаче управляющего напряжения на Вх3. Изменение тока ГСТ приводит к изменению крутизны вольт-амперной характеристики дифференциального каскада. При этом выходные токи ДУ будут зависеть как от входного напряжения, так и от изменения тока ГСТ. Следовательно, ДУ может использоваться для построения схем смесителей, умножителей частоты, модуляции и деструктирования.

Все указанные свойства ДУ, а также возможность каскадирования по постоянному току позволяют использовать его как универсальный базовый элемент для построения сложных аналоговых и цифровых интегральных микросхем.

1.2. Операционные усилители

Общие сведения

Операционный усилитель (ОУ) - усилитель постоянного тока с очень высоким коэффициентом усиления, построенный на базе дифференциальных усилителей. На практике ОУ чаще всего используется с сильной внешней отрицательной обратной связью, которая определяет его результирующие характеристики. В таком случае передаточная характеристика устройства, практически не зависит от параметров ОУ, а определяется параметрами цепей обратной связи. ОУ имеет дифференциальный вход и односторонний выход, обладает высоким входным и низким выходным сопротивлениями.

С помощью ОУ можно выполнять такие математические операции, как суммирование, вычитание, дифференцирование, интегрирование и др.

На ОУ выполняют всевозможные усилители постоянного и переменного тока и напряжения, логарифмические усилители, видеоусилители, усилители - ограничители, повторители напряжений, активные фильтры, модуляторы и демодуляторы, аналоговые умножители и делители, функциональные преобразователи, компараторы, генераторы гармонических и импульсных колебаний, ждущие мультивибраторы, формирователи напряжений и др.

ОУ тем точнее реализует заданную функцию, чем ближе его параметры приближаются к параметрам идеального ОУ.

Идеальный ОУ характеризуется следующими величинами: напряжение смещения - 0 В;

напряжение выхода - 0 В при напряжении входа - 0 В;

температурный дрейф напряжения смещения - 0 В/°С;

входной ток - 0 А;

входное сопротивление - ∞ Ом;

сифазное входное напряжение - в пределах полного диапазона напряжений питания;

дифференциальное напряжение на входе - разность напряжений питания;

коэффициент усиления по напряжению - ∞ ;

коэффициент ослабления сифазного сигнала - ∞ дБ;

полоса единичного усиления - ∞ Гц;

скорость нарастания выходного напряжения - ∞ В/с;

время нарастания выходного напряжения - 0 с;

выходное сопротивление - 0 Ом;

потребляемый входной ток - 0 А.

Структурная схема операционного усилителя (ОУ) приведена на рис. 4.

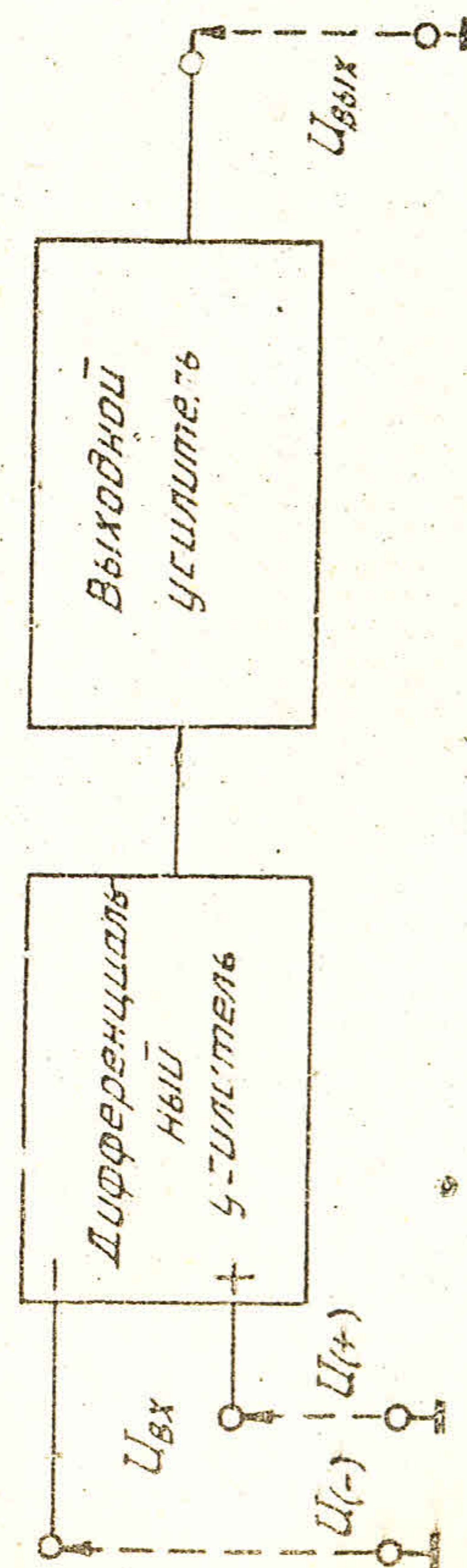


Рис. 4. Структурная схема операционного усилителя

Первый, а иногда и второй каскады ОУ являются дифференциальными усилителями. Выходной усилитель выполняется по схеме эмиттерного повторителя, либо по симметричным схемам, в которых амплитуда выходного напряжения может почти достигать напряжения источников питания.

Входной сигнал не обязательно должен быть дифференциальным, его можно подавать на один из входов ОУ, заземляя второй (рис. 5).

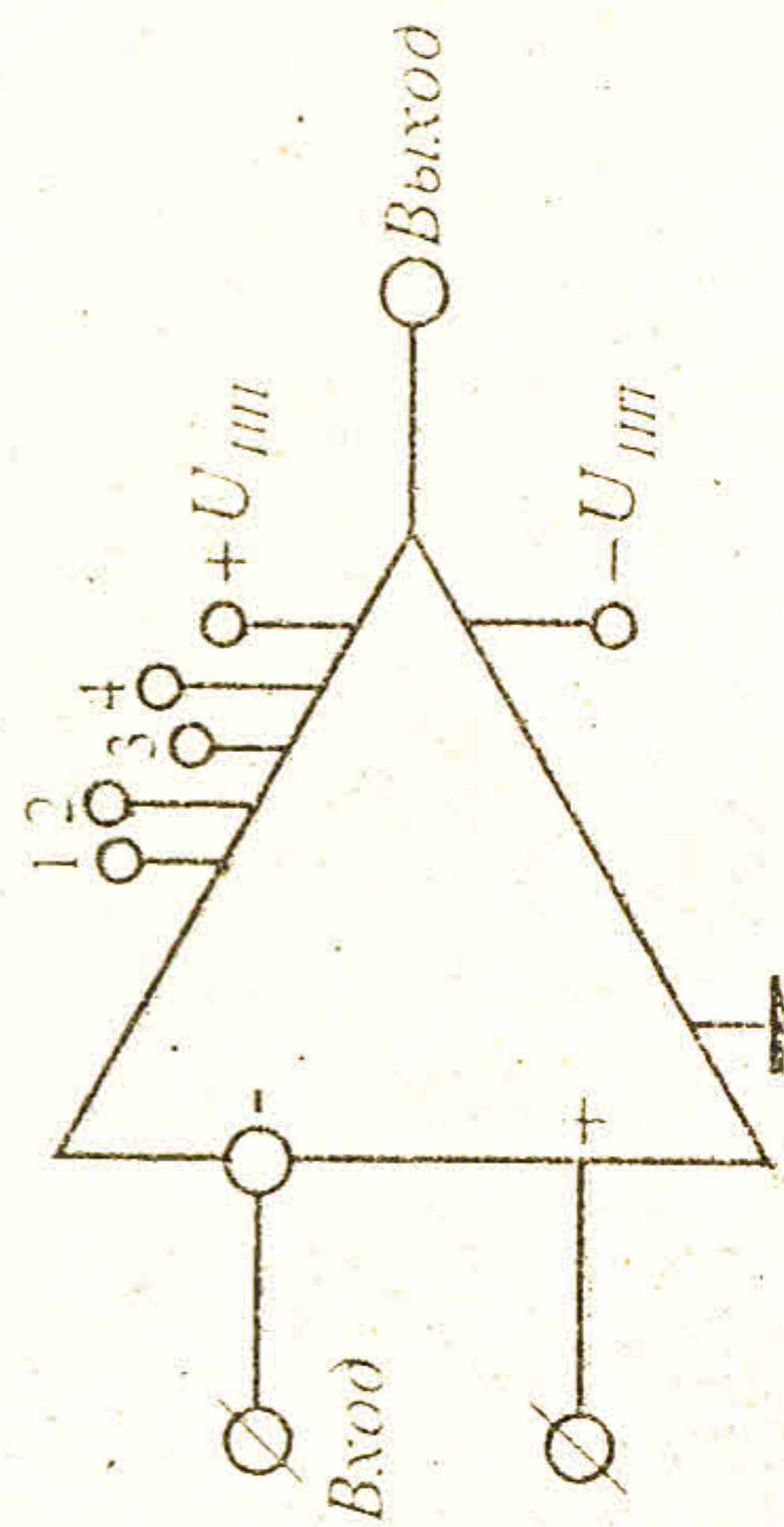


Рис. 5. Условное обозначение операционного усилителя

Входные зажимы усилителя обозначены плюс и минус. Знак плюс означает, что выходное напряжение совпадает по фазе с напряжением, поданным на вход, который называется неинвертирующим. Знак минус означает, что выходное напряжение ОУ противоположно по знаку напряжению, поданному на вход, который называется инвертирующим (иногда инвертирующий вход обозначается кружком). Выходное напряжение положительной и отрицательной полярностей обеспечивается питанием ОУ от разнополярных источников $+U_{пит}$ и $-U_{пит}$. Симметрия относительно нулевого уровня выходного напряжения достигается при равенстве напряжений разнополярных источников питания. Начальные входные и выходные напряжения ОУ относительно земли равны нулю, что позволяет непосредственно соединять ОУ каскадно, без разделительных конденсаторов. Зажимы 1, 2, 3 и 4 предназначены для подключения вспомогательных внешних цепей.

Характеристики и параметры ОУ

На рис. 6 приведены амплитудная, частотная и фазовая характеристики операционного усилителя.

Наконец амплитудной характеристики определяется коэффициентом усиления ОУ:

$$K_{yu} = U_{вых} / U_{вх}$$

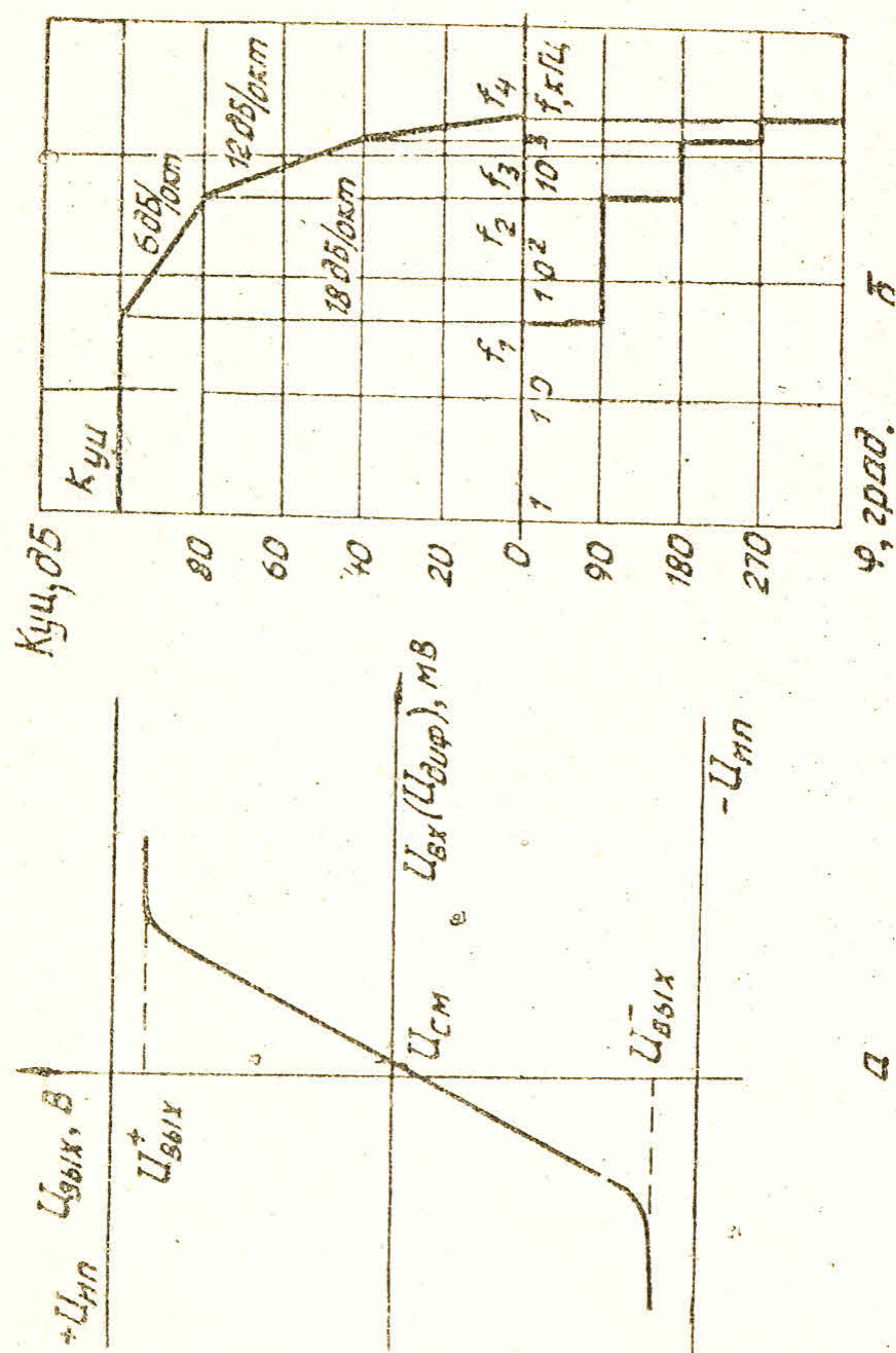


Рис. 6. Характеристики ОУ: а - амплитудная; б - частотная и фазовая

Амплитудная характеристика в силу асимметрии каскадов ОУ может быть сдвинута относительно начала координат на некоторую величину. Для компенсации этого сдвига на вход ОУ подается напряжение смещения, при котором выходное напряжение становится равным нулю.

При некотором входном сигнале напряжение на выходе приближается к напряжению питания, выходные каскады усилителя начинают работать в режиме насыщения, и выходное напряжение ограничивается на уровне $U_{вых}^+, U_{вых}^-$. Уровень ограничения определяется величинами напряжений питания и схемой выходного каскада усилителя.

Частотные и фазовые характеристики любого усилителя с неограниченными связями, в том числе и ОУ, практически равномерны до некоторой частоты $f_{ср}$, называемой частотой среза, где начинается их спад за счет шунтирующего влияния паразитных емкостей. Спад амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) усилителя представляет интерес вплоть до частоты единичного усиления f_T , на которой коэффициент усиления падает до единицы.

Любой многокаскадный усилитель в первом приближении моделируется генератором сигнала $K_0 U_{in}$, нагруженным на ряд эквивалентных "интегрирующих" RC цепочек, как правило, по числу независимых каскадов усиления. Можно показать, что каждая из цепочек обеспечивает примерно линейный (в полупологарифмическом масштабе) спад АЧХ со скоростью 6 дБ на октаву (12 дБ на декаду) и наибольший сдвиг фазы $\sim \pi/2$.

Частотная и фазовая характеристики ОУ складываются из частотных и фазовых характеристик отдельных каскадов. Суммарная частотная характеристика ОУ аппроксимируется диаграммой Боде (рис. 6, б). Количество изломов частотной и фазовой характеристик (на частотах f_1, f_2, f_3) определяется числом каскадов ОУ.

Выходной сигнал ОУ на некоторой частоте может оказаться сдвинутым по фазе на 180° относительно сигнала на инвертирующем входе. При этом суммарный сдвиг фаз в усилителе, замкнутом цепью внешней отрицательной обратной связи (ООС) достигает 360° . Если на этой частоте произведение коэффициента усиления разомкнутого усилителя на коэффициент ослабления цепи ООС равно или больше единицы, то произойдет самовозбуждение усилителя.

Для устранения возбуждения ОУ применяют цепи коррекции его частотной и фазовой характеристик. С их помощью создают отрицательную обратную связь, которая снижает коэффициент усиления ОУ на высоких частотах. При этом фазовый сдвиг на частоте единичного усиления не должен быть больше 180° для инвертирующего входа ОУ, либо 360° для неинвертирующего входа ОУ.

Динамические свойства ОУ характеризуют следующие его параметры:

Время нарастания $t_{нар}$, - время, в течение которого $U_{вых}$ изменяется от 10 до 90% установившегося значения при подаче на вход импульса напряжения с малой амплитудой.

Время установления $t_{уст}$ - время, в течение которого выходное напряжение изменяется от первого достижения уровня 10% до последнего достижения уровня 90% установившегося значения.

Скорость нарастания выходного напряжения - есть отношение размаха выходного напряжения, измеренного от 10 до 90% установившегося значения ко времени, необходимому, чтобы выходное напряжение пересекло эти уровни. Скорость нарастания измеряется при воздействии на вход большого сигнала с максимально допустимой амплитудой, при котором $U_{вых}$ достигает значений $U_{вых}^+, U_{вых}^-$.

Дифференциальное входное сопротивление $R_{вх}$ - для сигнала подаваемого между входами ОУ, измеряется отношением приращения дифференциального входного напряжения к вызываемому им результирующему приращению входного тока при соранении линейного режима ОУ:

$$R_{вх} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta I_{вх}}$$

Входное сопротивление для синфазного сигнала $R_{вх,сф}$ намного больше $R_{вх}$ и равно отношению изменения синфазного напряжения к результирующему изменению входного тока:

$$R_{вх,сф} = \frac{\Delta U_{вх,сф}}{\Delta I_{вх}}$$

Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений $K_{ос,сф}$ - измеряется отношением коэффициента усиления ОУ к коэффициенту усиления синфазных входных напряжений:

$$K_{ос,сф} = \frac{K_{вх}}{K_{вх,сф}}$$

Коэффициент влияния неустойчивости источников питания на напряжение смещения $K_{вх,III}$ характеризует степень разбалансировки усилителя при изменении питающих напряжений на I В и определяется как отношение приращения напряжения смещения к вызывавшему его приращению напряжений питания:

$$K_{вх,III} = \frac{\Delta U_{см}}{\Delta U_{III}}$$

Выходной ток ОУ $I_{вых}$ или ток нагрузки I_H - есть максимально возможный ток на выходе, измеряемый обычно при максимальном выходном напряжении.

Потребляемый ОУ ток $I_{пот}$ от источников питания, измеряется при нулевом значении выходного напряжения, когда ток через нагрузку не течет.

Обычно ток, потребляемый от положительного источника питания, равен току, потребляемому от отрицательного источника питания:

$$I_{пот} = I_{пот1} + I_{пот2} = 2I_{пот1}$$

Все параметры ОУ изменяют свои значения с изменением температуры окружающей среды. Обычно значения параметров ОУ задают для нормальной температуры $+ 25^\circ\text{C}$ и для крайних значений температурного диапазона.

На такие параметры как напряжение смещения, входной ток задается среднетемпературный дрейф, определяемый как отношение изменения параметра от температуры к интервалу температур, вызвавшему это изменение, в мкВ/°C (мкА/°C).

Например:

$$\Delta U_{CM} = \frac{U_{CM} - U'_{CM}}{T_2 - T_1}$$

Для интегральных ОУ $\Delta U_{CM} = \pm (1-20)$ мкВ/°C.

Напряжения смещения - разностное напряжение, которое необходимо подать на входные зажимы ОУ, чтобы привести выходное напряжение к нулю, может иметь как положительную, так и отрицательную полярность и для интегральных ОУ лежит в пределах $\pm (1-15)$ мВ. Для балансировки к ОУ подключается цепь регулировки нуля.

Сопротивление нагрузки ОУ должно быть не менее минимально допустимого значения, при котором выходной ток не превышает предельно допустимого значения для типового включения источников питания и не наступает амплитудное ограничение тока в выходном каскаде.

Выходное сопротивление ОУ $R_{вых}$ должно быть по возможности малым, что позволяет включать нагрузку R_H с малым сопротивлением без заметного уменьшения коэффициента передачи.

Электрические параметры ОУ измеряются при его питании от двух разнополярных источников с равными напряжениями. Однако ОУ может работать от несимметричных источников питания вплоть до одного источника, при этом питающее напряжение должно быть равно сумме двух номинальных питающих напряжений:

$$U_{пп} = +U_{пп} + |-U_{пп}|$$

Обычно применяют источники питания с номинальным напряжением $\pm 6,3$ В, $\pm 12,6$ В, ± 15 В и допустимым разбросом (5-10)%. Источники питания должны быть с высокой стабильностью напряжения и малым выходным сопротивлением, что обеспечивает отсутствие обратной связи между каскадами ОУ через источники питания. Равенство нулю выходных напряжений ОУ достигается при равной величине разнополярных напряжений питания.

Принцип виртуального замыкания входных зажимов ОУ

Анализ схем, содержащих операционный усилитель, может быть значительно упрощен, если воспользоваться представлением об ОУ с идеальными параметрами: входное сопротивление для дифференциального сигнала $R_{вх} = \infty$, внутренний коэффициент

усиления напряжения $K_{уу} = \infty$, $R_{вых} = 0$ коэффициент ослабления сигнала $K_{ухух} = \infty$.

В реальных ОУ повышение $R_{вх}$ достигается применением во входных каскадах ОУ эмиттерных или истоковых повторителей. Отвечением тока во входное сопротивление можно пренебречь, если эквивалентное сопротивление источника сигнала, подключаемого ко входу усилителя, на несколько порядков меньше его входного сопротивления.

При $K_{уу} = \infty$ и $R_{вых} = 0$ на выходной нагрузке ОУ R_H создается выходное напряжение $U_{вых}$ при входном напряжении $U_{вх} = 0$; при этом входной ток, отвечающий в бесконечно большое входное сопротивление, тоже равен нулю ($I_{вх} = 0$).

Приведенные рассуждения поясняют принцип виртуального замыкания входных зажимов ОУ. При виртуальном замыкании, как и при обычном, напряжение между зажимами $+$ и $-$ входа равно нулю, а ток между ними не течет. Таким образом, для тока виртуального замыкания эквивалентно разрыву цепи входа.

Типовая схема включения ОУ

Типичная схема включения ОУ с целью отрицательной обратной связи через активное сопротивление R_{oc} изображена на рис. 7.

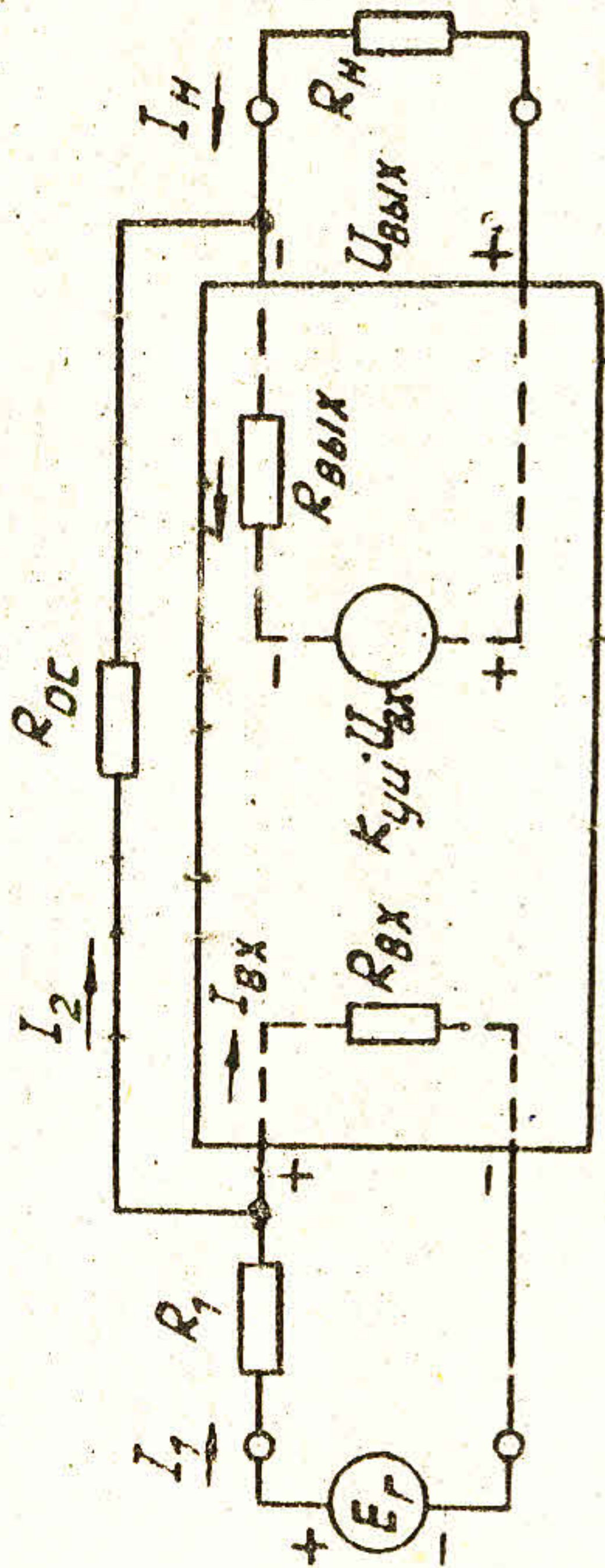


Рис. 7. Общая схема включения ОУ

Сопротивление R_1 включает в себя внутреннее сопротивление R_i источника сигнала E_r .

Идеализируя ОУ, т.е. полагая, что $R_{вх} = \infty$ и $R_{вых} = 0$, можно считать, что $I_{вх} = 0$ и $U_{вых} = -K_{уу} U_{вх}$.

Токи I_1 и I_2 оказываются равными: $I_1 = I_2$. Запишем это равенство в следующем виде:

$$\frac{E_r - U_{вх}}{R_1} = \frac{U_{вх} - U_{вых}}{R_{oc}}$$

Подставим $U_{BX} = -\frac{U_{BMA}}{K_{YU}}$ и поделим обе части равенства на E_r . После преобразований получаем коэффициент усиления схемы ОУ, охваченного отрицательной обратной связью:

$$K = -\frac{R_{OC}}{R_1 \left(1 + \frac{R_{OC} R_1 + 1}{K_{YU}} \right)}$$

Если коэффициент усиления ОУ достаточно велик, то вторым слагаемым в знаменателе можно пренебречь, тогда

$$K = -\frac{R_{OC}}{R_1}$$

Таким образом, при определенных условиях идеализации ОУ, коэффициент усиления схемы зависит только от параметров цепи обратной связи и не зависит от параметров самого ОУ.

По этой причине коэффициент усиления схемы не зависит от температуры, от колебаний напряжения питания и других дестабилизирующих факторов.

Заменяя активные сопротивления R_{OC} и R_1 комплексными, можно получить выражения переходных и частотных характеристик, не зависящие от параметров ОУ.

Уточним условия, при которых действительно выражение для

$$K = -\frac{R_{OC}}{R_1} \text{ Очевидно, должно выполняться неравенство } K_{YU} \gg (R_{OC}/R_1) + 1 = K + 1.$$

Следовательно, внутренний коэффициент усиления ОУ должен намного превышать коэффициент усиления ОУ, охваченного обратной связью. Например, для получения $K = 100$, K_{YU} ОУ должен быть больше $10^3 - 10^4$.

С ростом частоты K_{YU} уменьшается, что приведет к нарушению неравенства. Поэтому, чем выше граничная частота коэффициента K_{YU} , тем в более широком диапазоне частот действительно выражение для K .

Если учесть конечное значение R_{BX} в реальном ОУ, то токи I_1 и I_2 будут различаться на величину $I_{BX} = U_{BX}/R_{BX}$. При этом коэффициент усиления ОУ определяется соотношением

$$K_1 = -\frac{R_{OC}}{R_1 \left(1 + \frac{R_{OC} R_1 + 1}{K_{YU}} + \frac{R_{OC} R_{BX}}{K_{YU}} \right)}$$

Влияние входного сопротивления будет не существенным при условии $R_{BX} \gg R_{YU}$.

Влияние выходного сопротивления R_{BMA} выражается в некотором уменьшении U_{BMA} по сравнению с ЭДС эквивалентного генератора $K_{YU} U_{BX}$ (рис.7), в силу чего в приведенных выражениях следует брать несколько меньшую величину коэффициента усиления K_{YU} , в зависимости от соотношения сопротивлений R_{YU} , R_{BX} и R_{BMA} . Обычно выполняется неравенство $R_{BMA} \ll R_{YU} R_{BX}$ в таком случае поправка на величину K_{YU} невелика и ею можно пренебречь. Чем меньше R_{BMA} , тем выше нагрузочная способность ОУ и тем меньшее сопротивление R_{YU} можно использовать в цепи отрицательной обратной связи.

Инвертирующая схема включения ОУ

Применяя принцип виртуального замыкания к схеме, изображенной на рис.8 а, находим, что $I_1 = E_r / Z_1$, а $U_{BMA} = -I_1 Z_{OC}$. Падение напряжения на сопротивлении Z_1 равно входному, а на сопротивлении Z_{OC} выходному напряжению, так как потенциал точки 1 практически равен нулю (точка искусственного нуля по сигналу).

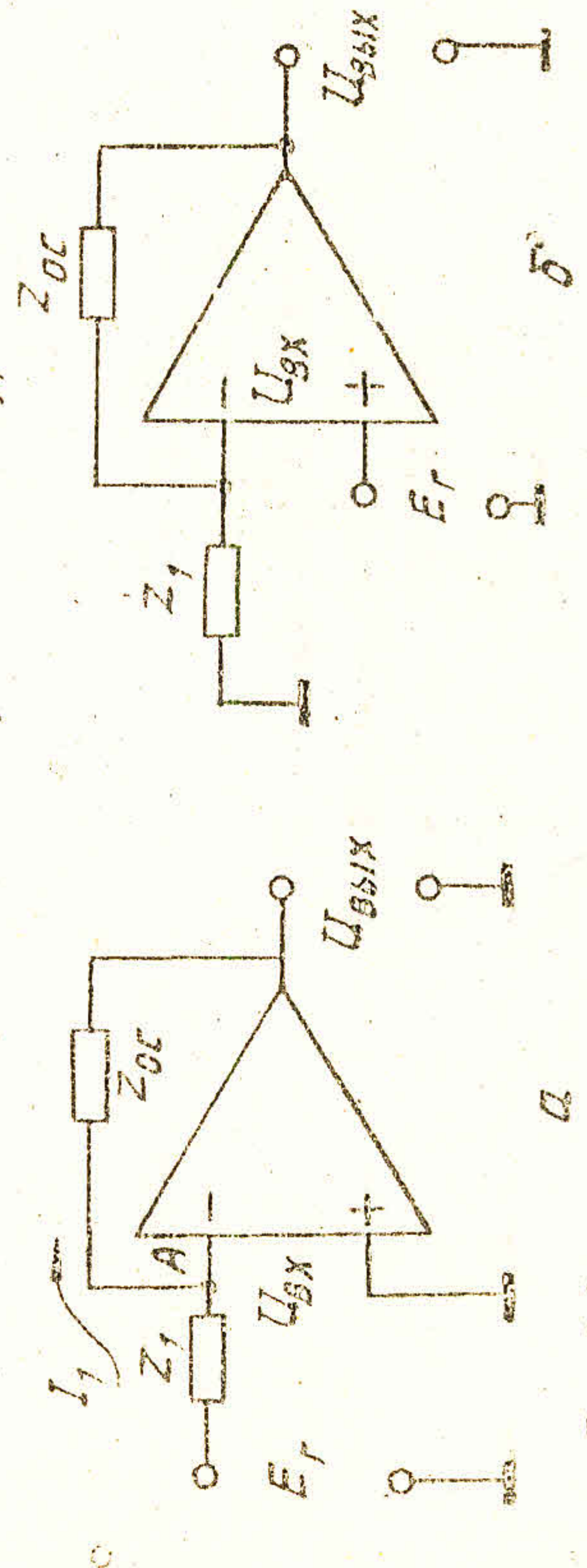


Рис. 8. Схемы включения ОУ: а - инвертирующая; б - неинвертирующая

Коэффициент усиления инвертирующей схемы имеет вид:

$$K = \frac{U_{BMA}}{E_r} = -\frac{Z_{OC}}{Z_1}$$

Полученное выражение справедливо для идеального ОУ.

В реальном ОУ возникает погрешность в определении коэффициента усиления за счет того, что не весь ток I_1 протекает через сопротивление обратной связи.

Относительная погрешность определения коэффициента усиления инвертирующей схемы включения ОУ

$$\frac{\Delta_1 K}{K} = \frac{K_1 - K}{K} \approx \frac{Z_{oc}}{R_{BA} K_{YU}}$$

Вторая погрешность обуславливается тем, что выходное сопротивление усилителя (см. рис. 7) имеет конечную величину. При этом напряжение на выходе и коэффициент усиления ОУ уменьшаются по сравнению с идеальным усилителем на величину падения напряжения на его выходном сопротивлении

$$\frac{\Delta_2 K}{K} = \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}} = \frac{R_{вых}}{R_{вых} + R_{H0}}$$

где $R_{H0} = R_H \cdot R_{oc}$.

Входное и выходное сопротивления инвертирующей схемы ОУ

Применяя принцип виртуального замыкания входа ОУ, можно записать, что входное сопротивление инвертирующей схемы

$$Z'_{вх} = Z_1$$

Выходное сопротивление за счет отрицательной обратной связи по напряжению уменьшается в $(1 + \beta K_{YU})$ раз:

$$Z'_{вых} = R_{вых} / (1 + \beta K_{YU}),$$

где

$$\beta = Z'_1 / (Z'_1 + Z_{oc}); Z'_1 = (Z_1 + R_r) R_{BX}$$

Недосток инвертирующей схемы ОУ в том, что она обладает малым входным сопротивлением (при замкнутой цепи отрицательной обратной связи для ОУ с большим K_{YU}), так как Z_1 , как правило, бывает небольшим. Данный недостаток устраняется в схеме неинвертирующего ОУ.

Неинвертирующая схема включения ОУ

Напряжение отрицательной обратной связи с выхода усилителя подается на инвертирующий вход (рис. 8.6). Это напряжение обратной связи относительно земли:

$$U_{(-)} = \beta U_{вых}, \text{ где } \beta = Z_1 / (Z_1 + Z_{oc}).$$

Напряжение на выходе усилителя

$$U_{вых} = K_{YU} (U_{(+)} - U_{(-)}) = K_{YU} (E_r - \beta U_{вых}),$$

откуда $U_{вых} = K_{YU} E_r / (1 + \beta K_{YU})$.

Коэффициент усиления неинвертирующей схемы включения ОУ

$$K = \frac{U_{вых}}{E_r} = \frac{K_{YU}}{1 + \beta K_{YU}} = \frac{1}{\beta + 1 / \beta K_{YU}} \quad \text{-(точное значение)}$$

При $|\beta K_{YU}| \gg 1$

$$K_1 \approx 1 \quad \beta = (Z_1 + Z_{oc}) \cdot Z_1 \text{ (приближенное значение)}$$

Относительная погрешность определения коэффициента усиления

$$\frac{\Delta K}{K} = \frac{K_1 - K}{K} = \frac{1}{\beta K_{YU}}$$

Входное и выходное сопротивления

неинвертирующей схемы ОУ

В неинвертирующей схеме включения ОУ используется последовательная отрицательная обратная связь по напряжению, при которой входное сопротивление велико:

$$R'_{вх} \approx (1 + \beta K_{YU}) R_{BA}$$

$$\text{где } \beta = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_{oc}}$$

Выходное сопротивление, также как и при инвертирующей схеме включения ОУ, за счет отрицательной обратной связи по напряжению мало.

1.3. Повторитель напряжения

Если в неинвертирующей схеме ОУ $Z_1 \gg Z_{oc}$, то K приближается к единице. В предельном случае, когда $Z_1 \rightarrow \infty$, а $Z_{oc} \rightarrow 0$, схема превращается в повторитель напряжения (рис. 9).

Положив $Z_{oc} = 0$, получим $K \approx 1$. Относительная погрешность в соответствии с её выражением для неинвертирующей схемы

$$\frac{\Delta K}{K} = \frac{1}{K_{YU}}$$

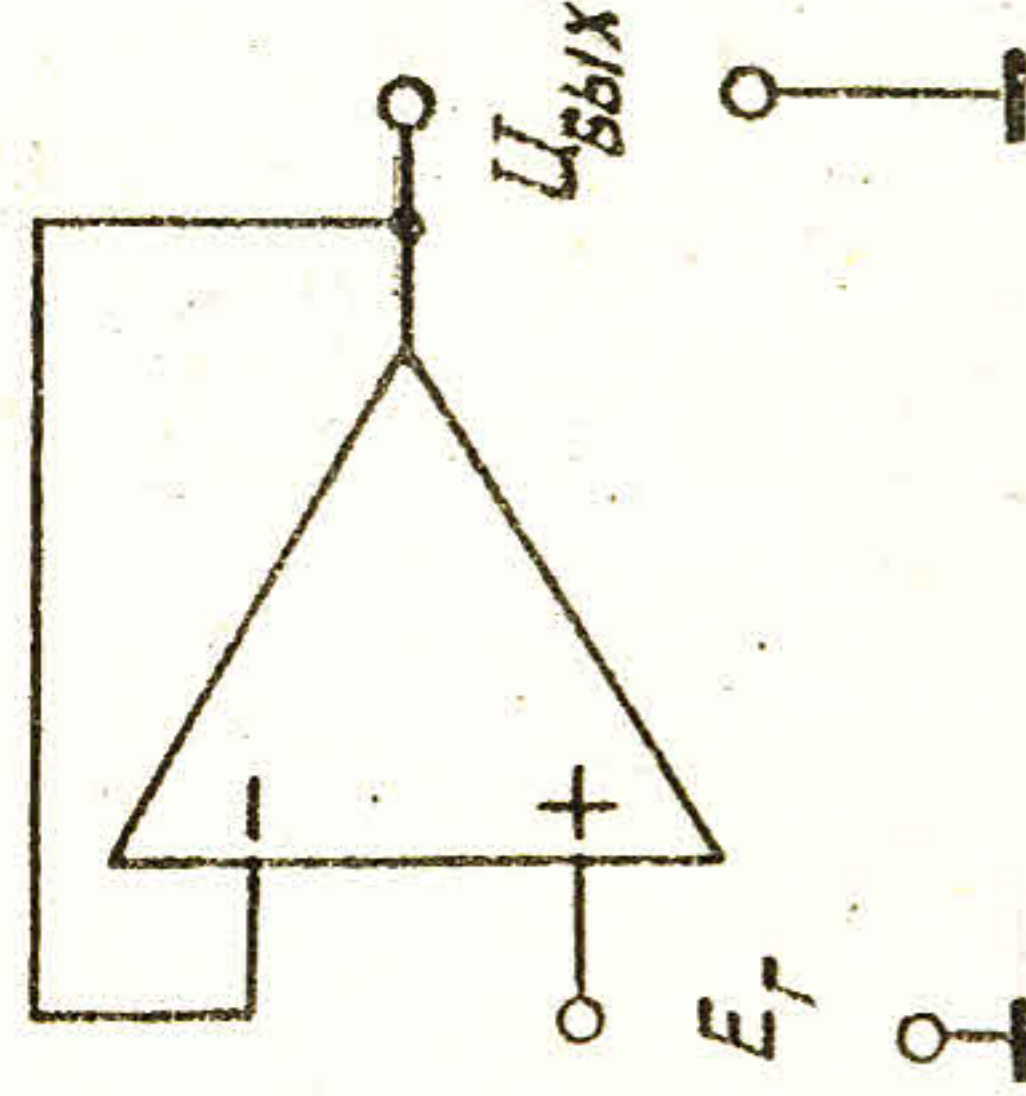


Рис. 9. Повторитель напряжения

Входное сопротивление повторителя напряжения очень высокое:

$$R'_{BX} \approx (1 + K_{VT}) R_{BX}$$

Выходное сопротивление повторителя напряжения определяется параллельным соединением двух сопротивлений:

$$R'_{ВВЛ} = (R_{BX} + R_p) R_{ВВЛ} (1 + \beta' K_{VT}), \text{ где } \beta' = R_{BX} / (R_{BX} + R_p).$$

Так как первое сопротивление много больше второго, то

$$R'_{ВВЛ} \approx R_{ВВЛ} (1 + \beta' K_{VT}).$$

Малое значение выходного сопротивления позволяет включать на выходе повторителя напряжения очень малые сопротивления нагрузки R_H без существенного уменьшения $U_{ВВЛ}$ и коэффициента усиления, однако при этом возможно амплитудное ограничение, вызываемое насыщением выходных транзисторов. Поэтому в паспорте ОУ указывают минимально допустимое сопротивление нагрузки R_H . Обычно $R_{H \text{ мин}} = 200 - 1000 \text{ Ом}$.

1.4. Сумматор

Сложение и вычитание сигналов можно получить, используя инвертирующий операционный усилитель. На инверсный вход через соответствующие резисторы R_1, R_2, \dots, R_n подаются входные сигналы U_1, U_2, \dots, U_n подлежащие сложению (рис. 10) либо вычитанию (рис. 11).

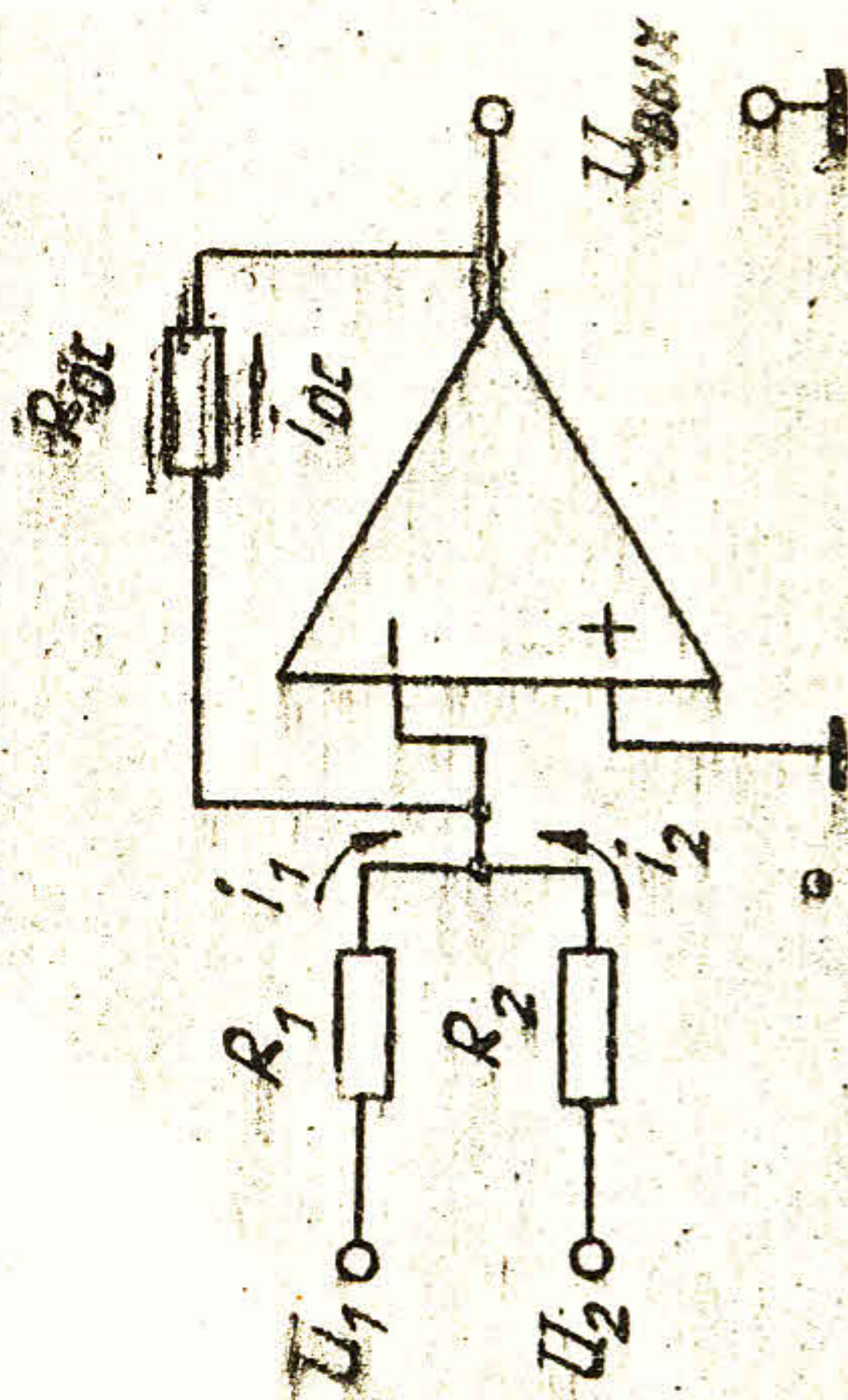


Рис. 10. Схема сложения сигналов

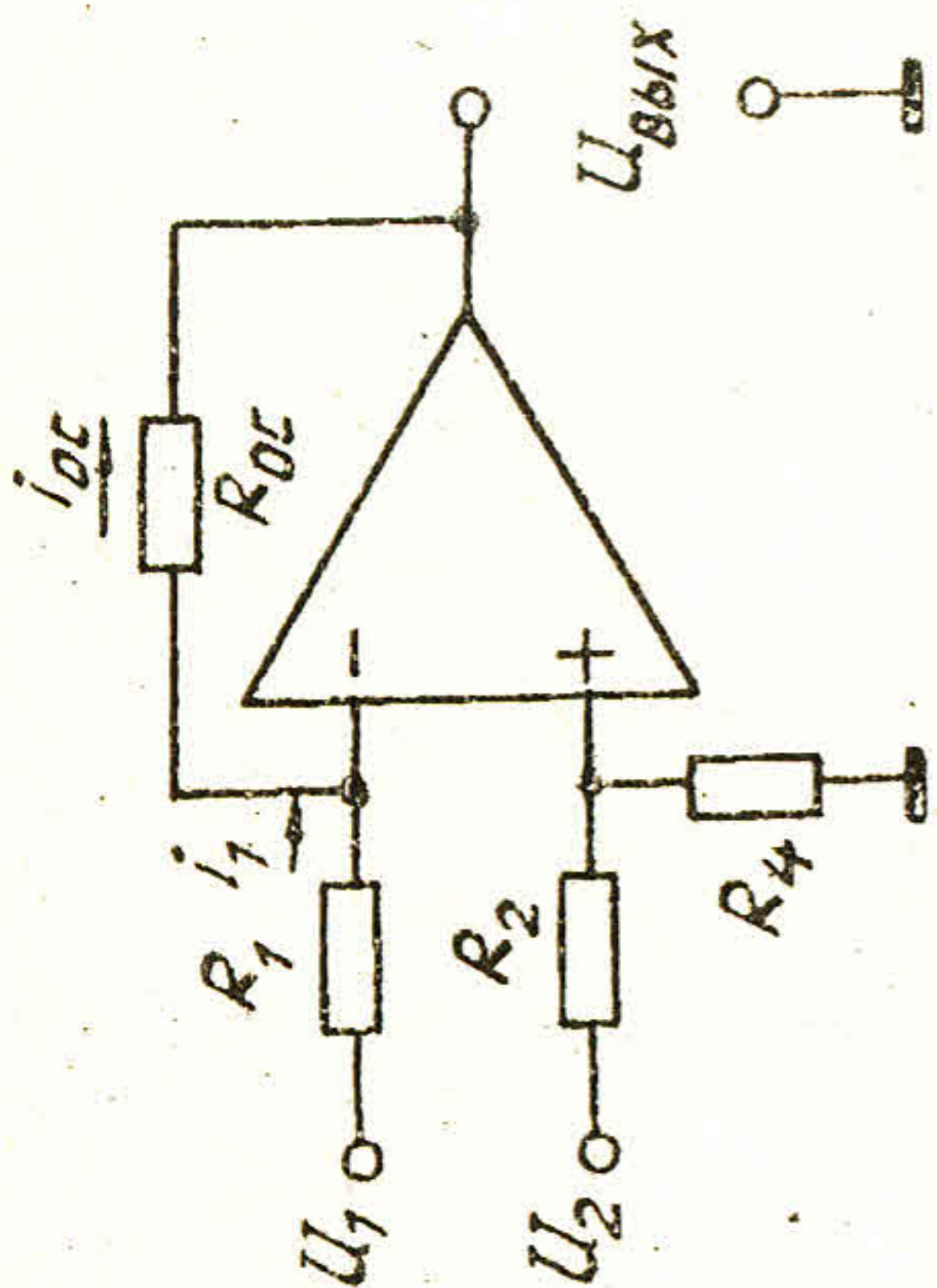


Рис. 11. Схема вычитания сигналов

Коэффициент при каждом слагаемом определяется отношением R_{OC} / R , и схема работает как сумматор. При $R_1 = R_2 = \dots = R_p$

$$U_{ВВЛ} = K(U_1 + U_2 + \dots + U_n).$$

Для вычитания двух сигналов U_1 подают на инверсный вход, а U_2 на прямой (см. рис. 11).

В этой схеме

$$U_+ = U_2 R_4 / (R_2 + R_4). \quad (1)$$

Для идеального ОУ, у которого $U_- = U_+$, а $i_1 = i_{OC}$,

$$i_1 = \frac{U_1 - U_-}{R_1} = \frac{U_1 - U_+}{R_1}. \quad (2)$$

$$U_{ВВЛ} = U_+ - \frac{U_1 - U_+}{R_1} R_{OC}. \quad (3)$$

Подставим (1) в (3), после упрощения получаем:

$$U_{ВВЛ} = \frac{R_4}{R_2 + R_4} \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_1} \right) U_2 - \frac{R_{OC}}{R_1} U_1.$$

При $R_1 = R_2 = R_4 = R_{OC}$

$$U_{ВВЛ} = U_2 - U_1.$$

1.5. Интегратор

Операционный усилитель, охваченный отрицательной обратной связью через реактивный элемент (емкость), может быть использован в качестве интегрирующего звена (рис. 12).

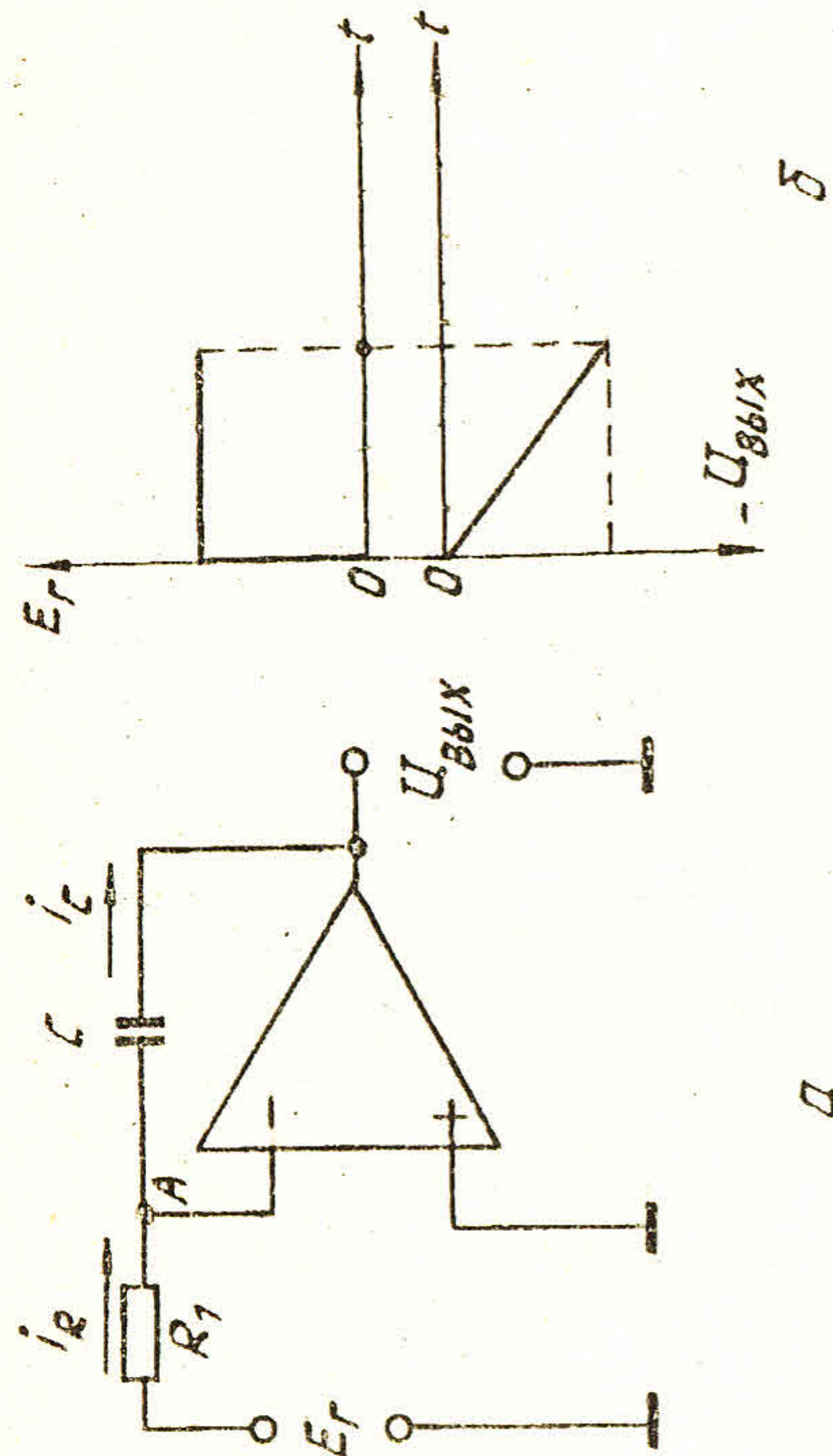


Рис. 12. Интегратор: а - схема;
б - напряжение на входе и выходе интегратора

При действии на входе интегратора сигнала E_r , например, в виде скачка напряжения, начнется переходный процесс заряда конденсатора, во время которого усилитель находится в линейном режиме.

В силу принципа виртуального замыкания можно считать, что потенциал точки А $U_A = 0$, $Z_{BX} = \infty$ и через входные зажимы ток не отводится, тогда через резистор R_1 течет ток i_R , равный току заряда конденсатора: $I_R \approx E_r/R_1 = i_C$. Так как левая обкладка конденсатора при U_A равном нулю, как бы присоединена к "искусственной" земле, то выходное напряжение интегратора примерно равно напряжению на конденсаторе, т.е. $U_{вых} \approx -U_C$.

Известно, что ток через конденсатор и напряжение на нем связаны соотношением $U_C = \frac{1}{C} \int i_C dt$. Подставим в данное выражение

$i_C = \frac{E_r}{R_1}$, получаем $U_{вых} = -\frac{1}{R_1 C} \int E_r dt$, где $R_1 C = \tau$ - постоянная времени интегратора. Минус указывает на инвертирование фазы интегратором. Переходный процесс интегрирования положительного скачка заканчивается, когда выходное напряжение достигнет напряжения питания. В рассмотренной схеме конденсатор C через определенное время зарядится током смещения ОУ и интегратор перестанет работать. Для устранения этого в практическую схему вводят резистор утечки, включаемый параллельно конденсатору, с сопротивлением примерно 10 МОм.

Преимущества интегратора на ОУ

Действующая постоянная времени интегратора с ОУ в $(1 + K_{vU})$ раз больше, чем в простой интегрирующей цепи, а величина выходного напряжения в K_{vU} раз больше напряжения на выходе простой интегрирующей цепи. Поэтому погрешность интегрирования интегратора с ОУ в $(1 + K_{vU})$ раз меньше, чем в простой интегрирующей цепи, и может быть достаточно малой при использовании ОУ с высоким коэффициентом усиления и применении высококачественного конденсатора "С" с малым током утечки в цепи ООС. Начальные скорости интегрирования с ОУ и простой цепочкой одинаковы, однако допустимое время интегрирования с ОУ в $(1 + K_{vU})$ раз больше.

1. 6. Д и ф ф е р е н ц и а т о р

Поданное на вход дифференциатора напряжение сигнала E (рис. 13, а), в силу принципа виртуального замыкания, практически полностью приложено к конденсатору, так как $U_1 = 0$, т.е. $U_C = E$.

Ток, заряжающий конденсатор, $i_C = C \frac{dU_C}{dt} = C \frac{dE}{dt}$.

Ток, протекающий через резистор $R_{вых}$, $i_R = i_C = C \frac{dE}{dt}$, выделяет на $R_{вых}$ напряжение, которое и является выходным:

$$U_{вых} = -i_R R = -RC \frac{dE}{dt}$$

где RC - постоянная времени дифференциатора.

Быстродействие и точность работы дифференциатора будут ограничены спадом частотной характеристики ОУ в области высоких частот. Кроме того, частотную характеристику приходится корректировать для обеспечения устойчивости усилителя при замкнутой цепи обратной связи, поэтому реальная схема имеет вид, показанный на рис. 13, б. Здесь C_1, R_1 - элементы дифференцирующей цепи, C_2, R_2 - элементы интегрирующей цепи.

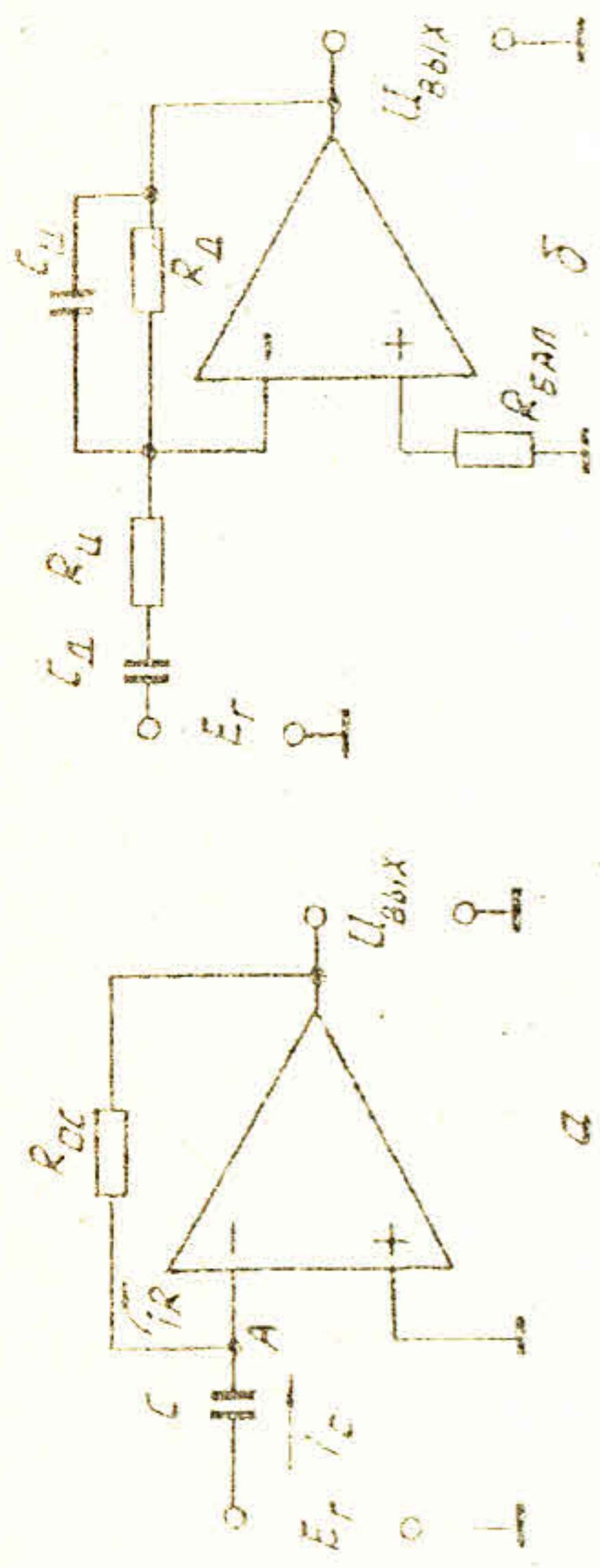


Рис. 13. Дифференциатор: а - без коррекции частотной характеристики;

б - с коррекцией частотной характеристики

При дифференцировании с помощью ОУ напряжение на выходе при том же значении постоянной времени цепи RC устанавливается гораздо быстрее (в $(1 + K_{уд})$ раз), чем в простой дифференцирующей цепи, в силу чего значительно повышается точность дифференцирования.

1. 7. Л о г а р и ф и р у ю щ и е с х е м ы

Для выполнения операций логарифмирования и антилогарифмирования применяют ОУ, в которых в качестве сопротивлений Z_{in} и Z_f используются р-п переходы (рис. 14).

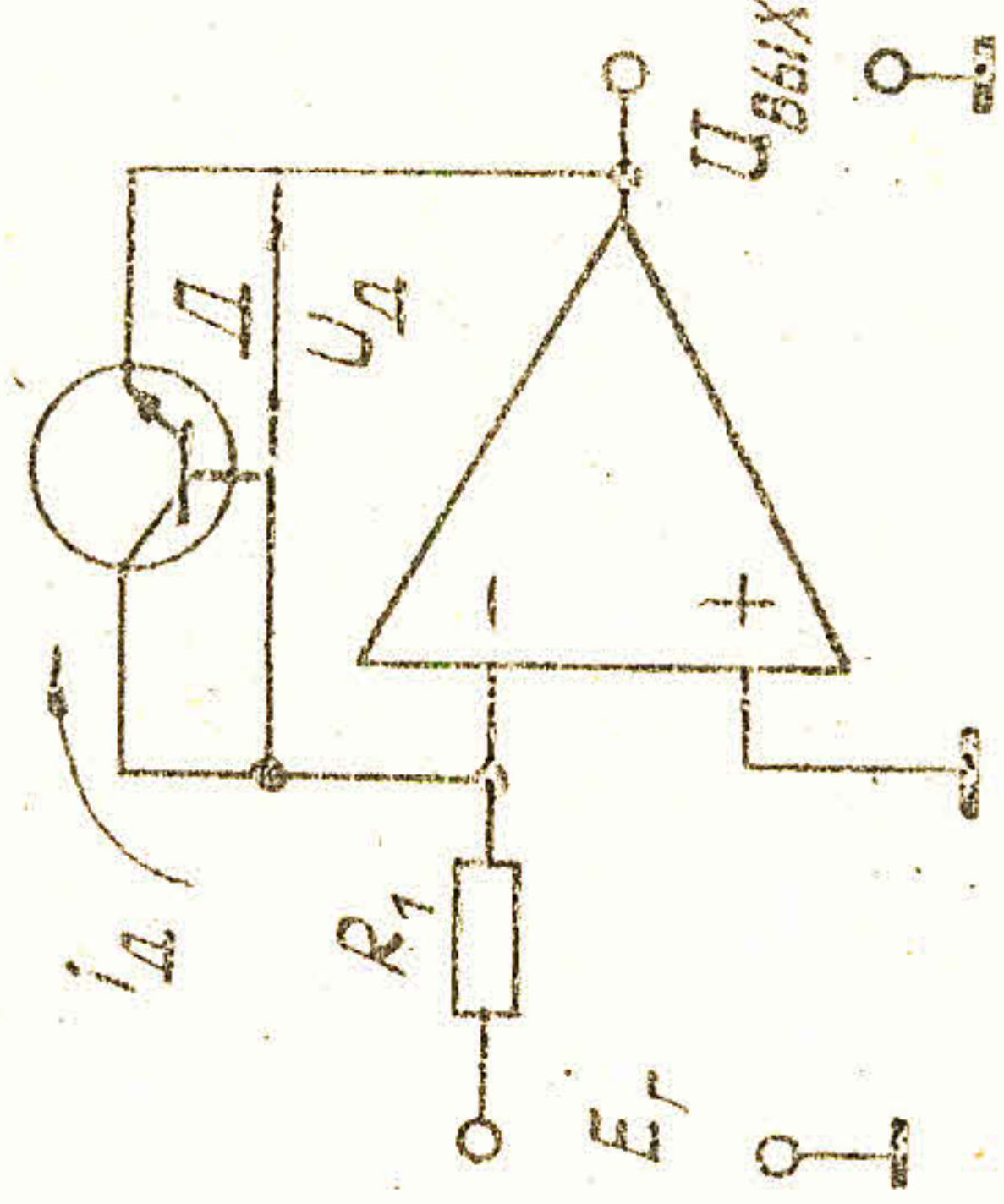


Рис. 14. Схема логарифмирования

Известно, что вольт - амперная характеристика р-п перехода оп-ределяется соотношением

$$i_D \approx i_S e^{U_D / U_T}$$

где i_S - обратный ток насыщения;

U_D - напряжение, приложенное к диоду;

U_T - температурный потенциал.

При комнатной температуре $U_T = 0,025 В$. Данное выражение достаточно точно при $U_T > (3 - 4)U_T$.

Логарифмируя приведенное соотношение для тока диода, получаем:

$$U_D \approx U_T \ln\left(\frac{i_D}{i_S}\right).$$

Ток через резистор R_1 является также и током через диод, $i_1 = i_D = E_r / R_1$. Выходное напряжение при этом

$$U_{вых} = -U_D \approx -U_T \ln\left(\frac{E_r}{R_1 i_S}\right).$$

Сумму логарифмов от нескольких напряжений, равную логарифму произведения этих напряжений, можно получить, суммируя выходные напряжения нескольких логарифмических усилителей.

Обратную операцию - нахождение исходной функции от ее логарифма - можно произвести с помощью антилогарифмирующей схемы (рис. 15), выходное напряжение которой

$$U_{вых} \approx -i_D R_{OC} \approx i_S R_{OC} e^{E_r / U_T}$$

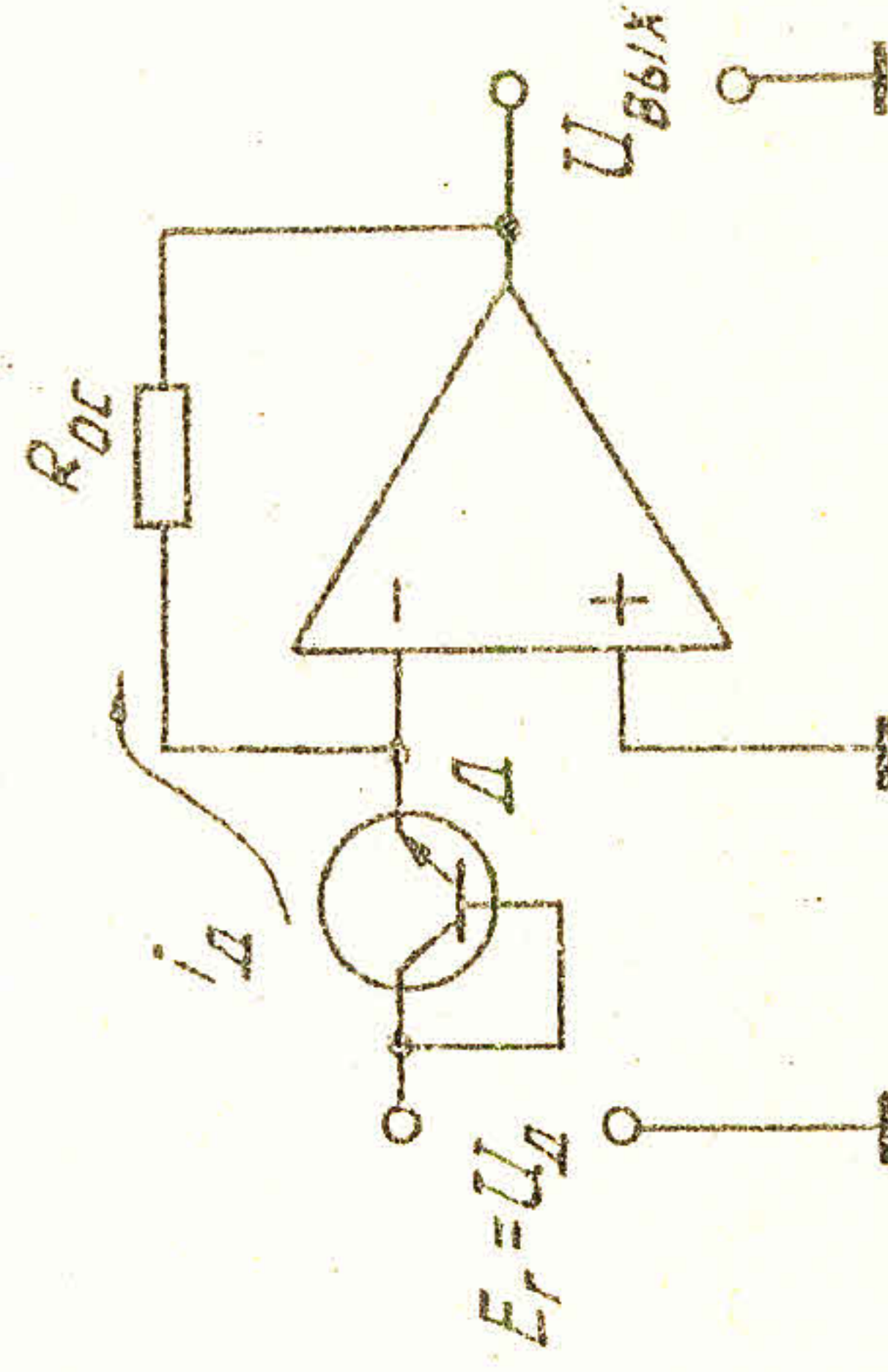


Рис. 15. Схема антилогарифмирования

1. 8. К о м п а р а т о р

Компаратором называется устройство, в котором происходит сравнение двух напряжений - входного и опорного. Известно, что в ОУ, не охваченном ООС, при подаче на оба входа напряжений, отличающихся более чем на 1 мВ, выходное напряжение достигает насыщения.

$$U_{вых} = +E_{нп1} \text{ при } U_{(+)} > U_{(-)} \text{ и } U_{вых} = -E_{нп2} \text{ при } U_{(+)} < U_{(-)}.$$

Такое свойство ОУ используется в компараторах при сравнении напряжений.

Если в ОУ без цепи ООС заземлить инверсный вход, а на прямой вход подать, например, гармоническое напряжение, то при его

прохождении через нуль $U_{\text{вых}}$ будет скачком изменяться от $-E_{\text{нп1}}$ до $E_{\text{нп2}}$ и наоборот (рис. 16).

Переход ОУ из одного состояния в другое и соответствующий перепад выходного напряжения определяются тем, когда и в каком направлении входное напряжение $U_{\text{вх}}$ пересекает опорный уровень, который в данном примере равен нулю. Если на инверсный вход ОУ подать не нулевое, а постоянное фиксированное напряжение, то уровень опорного напряжения изменится и на выходе ОУ скачок произойдет уже при других значениях входного напряжения. Опорное напряжение можно подать и на прямой вход, тогда изменится только полярность выходного напряжения.

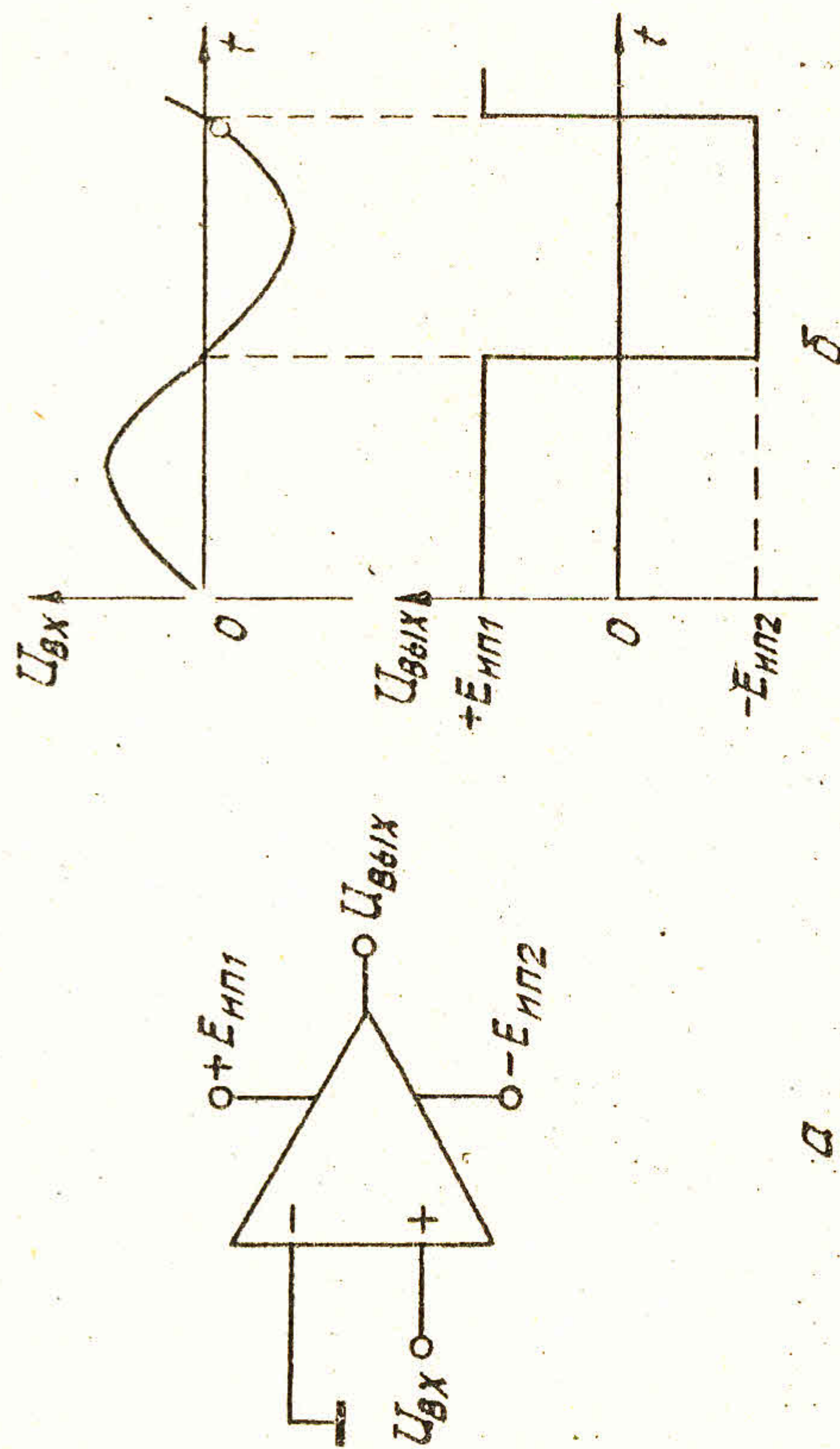


Рис. 16. Компаратор (а) и временные графики его работы (б)

Таким образом, в схеме компаратора ОУ работает в ключевом режиме (насыщения и отсечки). Такой режим позволяет использовать его при построении импульсных устройств (мультивибраторов, одновибраторов ...), а также элементов цифровых вычислительных машин, тактовых импульсов, элементов логики, триггерных ячеек памяти аналогоцифровых преобразователей и т.д.

1.9. Особенности

практического применения ОУ

1. Балансировку реального ОУ, т.е. установку нуля выходного напряжения, производят путем подачи дополнительного постоянного напряжения к тому входу ОУ, на который не подается усиливаемый

сигнал. В инвертирующем ОУ - это прямой вход, в неинвертирующем - инверсный вход. В некоторых ОУ имеются специальные зажимы для подключения цепи регулировки нуля. Если специальных зажимов нет, то напряжение регулировки подается через резистор в цепь заземления соответствующего входного зажима ОУ (рис. 17.а-б).

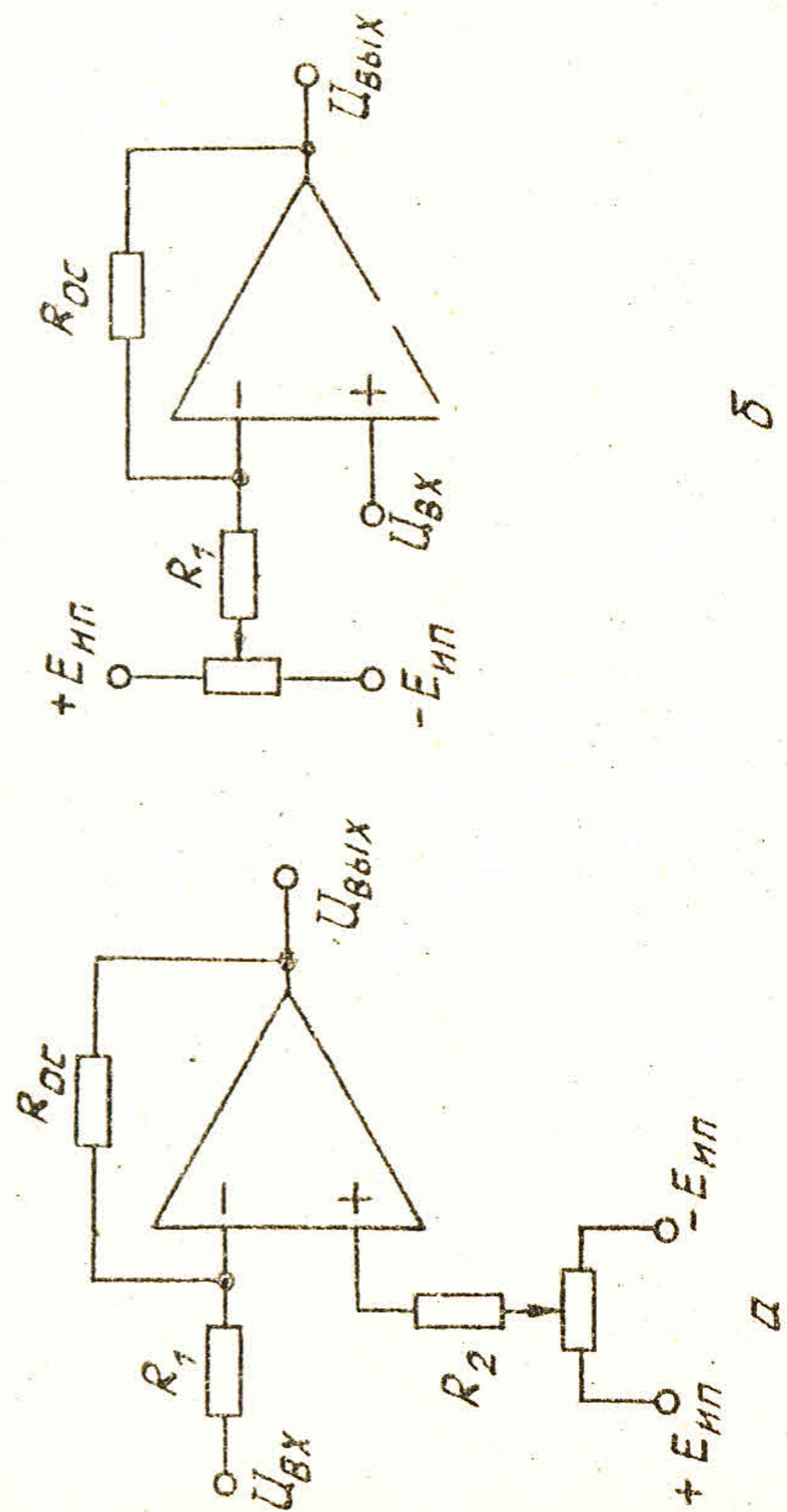


Рис. 17. Балансировка нуля ОУ: а - инвертирующего; б - неинвертирующего

Напряжение балансировки нуля может быть как положительным, так и отрицательным; его величина обычно находится в пределах $\pm (1-10)$ мВ.

2. В реальных ОУ через оба входа текут небольшие постоянные токи - входные токи смещения, определяемые средним значением двух базовых токов транзисторов входного каскада ОУ:

$$I_{\text{см}} = (I_{\text{Б1}} + I_{\text{Б2}}) / 2 \approx I_{\text{Б1}} \approx I_{\text{Б2}}$$

Значение тока смещения приводится в паспорте ОУ и составляет единицы микроампер, а в высококачественных ОУ - единицы наноампер.

Ток $I_{\text{Б2}}$ не создает напряжения на выходе, так как потенциал точки 2 равен нулю (рис. 18, а). Ток $I_{\text{Б1}}$, протекая через резисторы R_1 и $R_{\text{ох}}$, создает падение напряжения $U_{\text{с}} = I_{\text{Б1}} (R_1 \parallel R_{\text{ох}}) \approx I_{\text{Б1}} \cdot R_1$, которое действует как дифференциальное напряжение между входами ОУ и вызывает появление дополнительного напряжения на выходе:

$$U_{\text{нпн}} = K U_{\text{с}} \approx R_{\text{ох}} I_{\text{см}}$$

Входной ток смещения образуется также и за счет неравенства базовых токов, $I_{\text{Б1}} \neq I_{\text{Б2}}$. Влияние входного тока смещения можно свести к минимуму, если последовательно с прямым входом включить

резистор баланса R_2 (рис. 18, б). R_2 выбирается так, чтобы падение напряжения $U_{R2} = U_{(-)}$ было бы равно $U_{(-)}$. Тогда напряжения на обоих входах относительно "земли" будут одинаковы, $U_{ВХ\text{-}инфр} = 0$ и $U_{ВЫХ} = 0$. Компенсация влияния входных токов ОУ обычно достигается выбором: $R_2 \approx R_1$.

3. Температурный дрейф входных токов и влияние нестабильности напряжений питания компенсируют помещением ОУ в термостат и стабилизацией питающих напряжений.

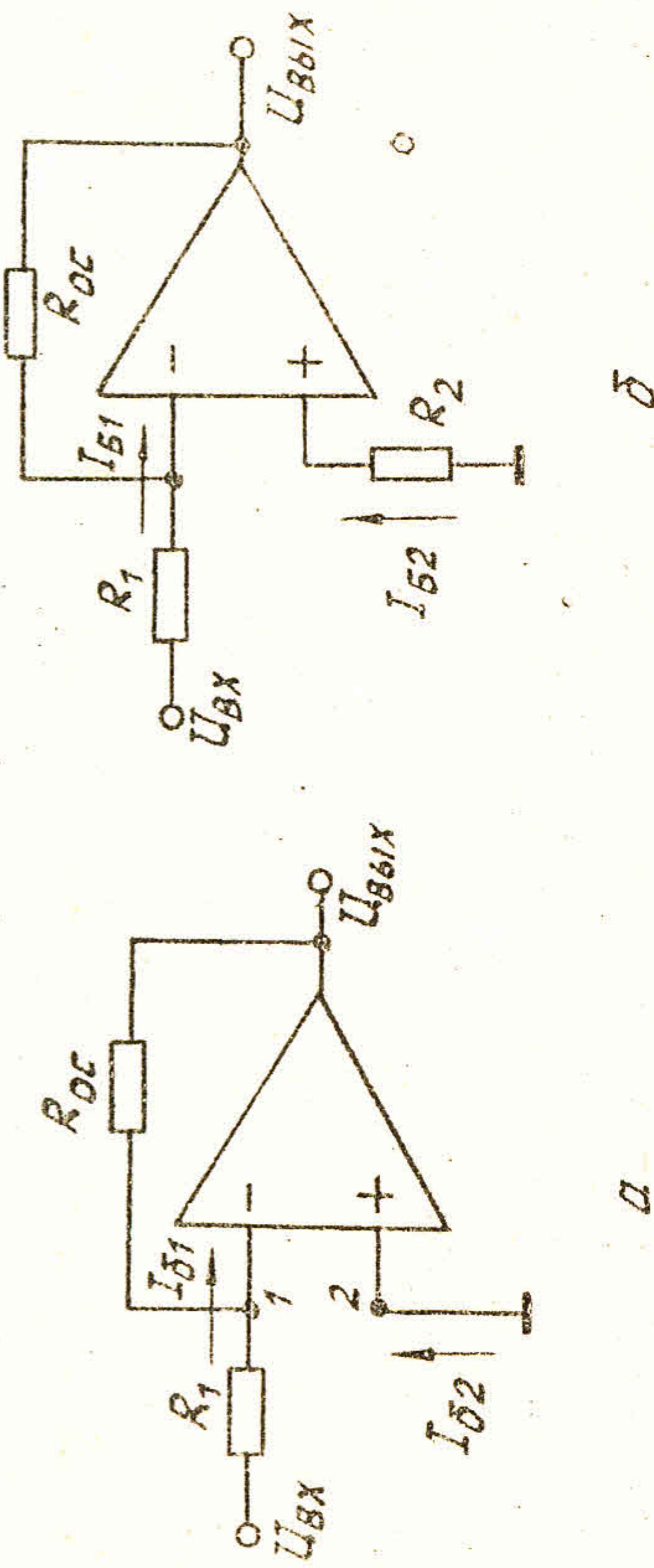


Рис. 18. Влияние токов смещения ОУ: а - без резистора баланса; б - с резистором баланса

4. Операционные усилители, даже охваченные сильной отрицательной обратной связью, могут самовозбуждаться. Генерация возникает на высоких частотах в силу того, что в каскадах усилителя из-за дополнительного сдвига фаз на -180° отрицательная обратная связь превращается в положительную.

Для предотвращения самовозбуждения ОУ, охваченного отрицательной обратной связью, производится коррекция частотной характеристики путем включения интегрирующей цепи в один из каскадов, за счет чего значительно сужается частотная характеристика всего ОУ и ОН приобретает запас устойчивости.

1.10. Операционные усилители переменного тока

Для использования ОУ в качестве усилителя переменного тока последовательно в цепь входа включают разделительный конденсатор C_p (рис. 19).

Конденсатор C_p не пропускает постоянную составляющую входного сигнала. Резистор R_2 обеспечивает прохождение постоянного тока между прямым входом и землей. Без резистора R_2 конденсатор будет заряжаться током смещения ОУ, что приведет к сдвигу выходного напряжения. Схема на рис. 19, а представляет собой неинвертирующий усилитель с коэффициентом передачи (в пределах полосы пропускания) $K = R_{0C} / R_1 + 1$.

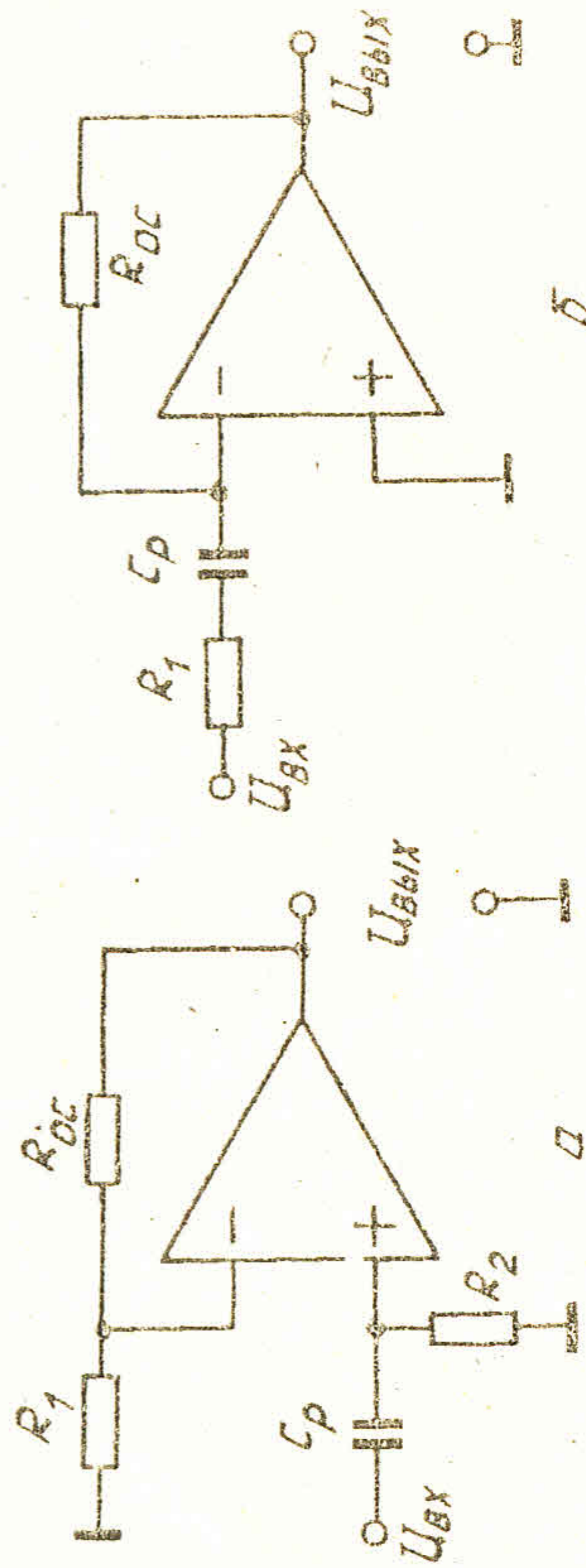


Рис. 19. Операционные усилители переменного тока: а - неинвертирующий; б - инвертирующий

На рис. 19, б показан инвертирующий усилитель переменного напряжения. Если реактивное сопротивление емкости C_p пренебрежимо мало по сравнению с сопротивлением резистора R_1 , то $K = -R_{0C} / R_1$.

2. РАБОЧЕЕ ЗАДАНИЕ И МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

2.1. Установить плату ОУ на универсальной панели (ПУЛАР). Включить питание ПУЛАРа. Проверить вольтметром наличие и величину напряжений питания микросхемы К 140УД1 - Б ($+U_{пит1}$ и $-U_{пит2}$ на клеммах А... и Б... выходного разъема ПУЛАРа), которые должны быть равны 10 В. При необходимости установить нужную величину напряжения питания.

Схема соединения выводов микросхемы с рабочими клеммами универсальной панели приведена на рис. 20.

2.2. Смонтировать и исследовать инвертирующую схему включения ОУ на переменном токе (рис. 21) по данным табл. 1 приложения для чего:

а) подать на вход ОУ гармонический сигнал от генератора звуковых частот;

- б) измерить коэффициент усиления схемы ОУ;
 в) снять осциллограммы входного и выходного напряжения ОУ (осциллограф перевести в режим внешней синхронизации входным напряжением ОУ), убедиться в наличии сдвига фаз на 180° между $\sim U_{ВХ}$ и $\sim U_{ВЫХ}$.

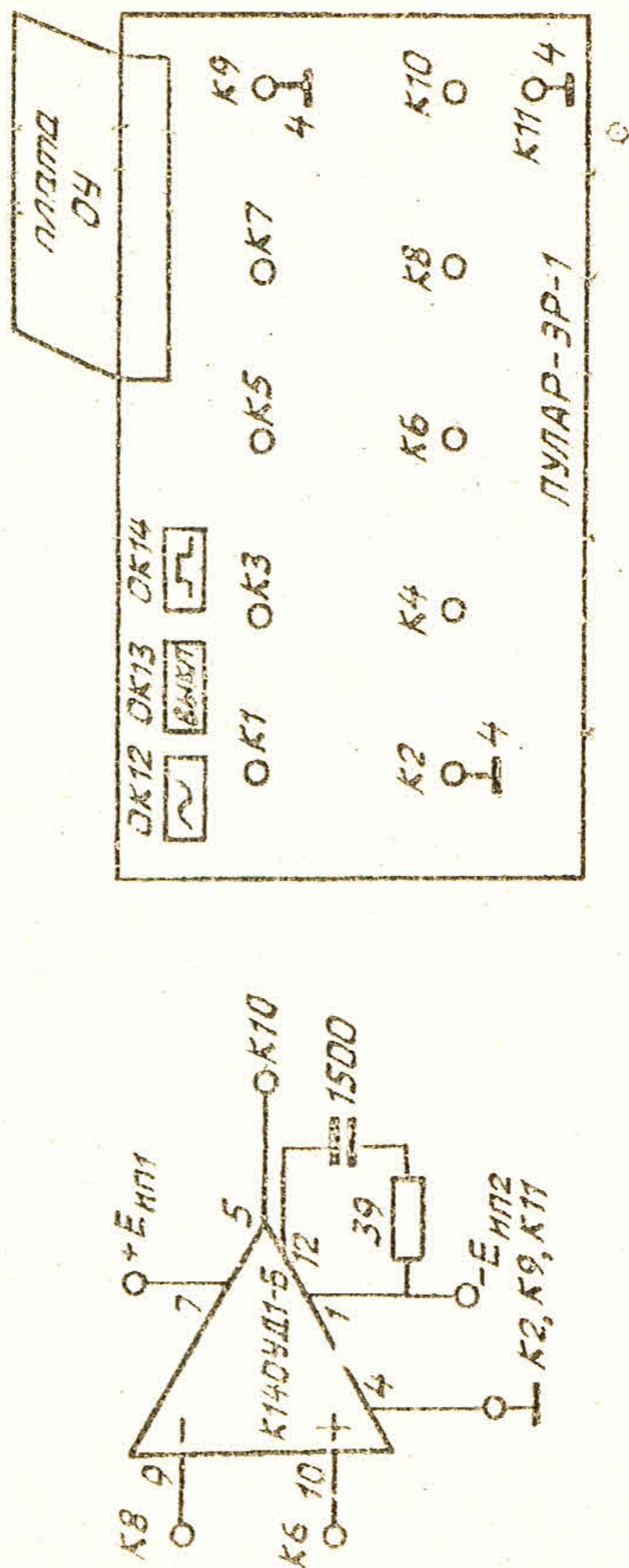


Рис. 20. Схемы соединения выводов ОУ на универсальную панель

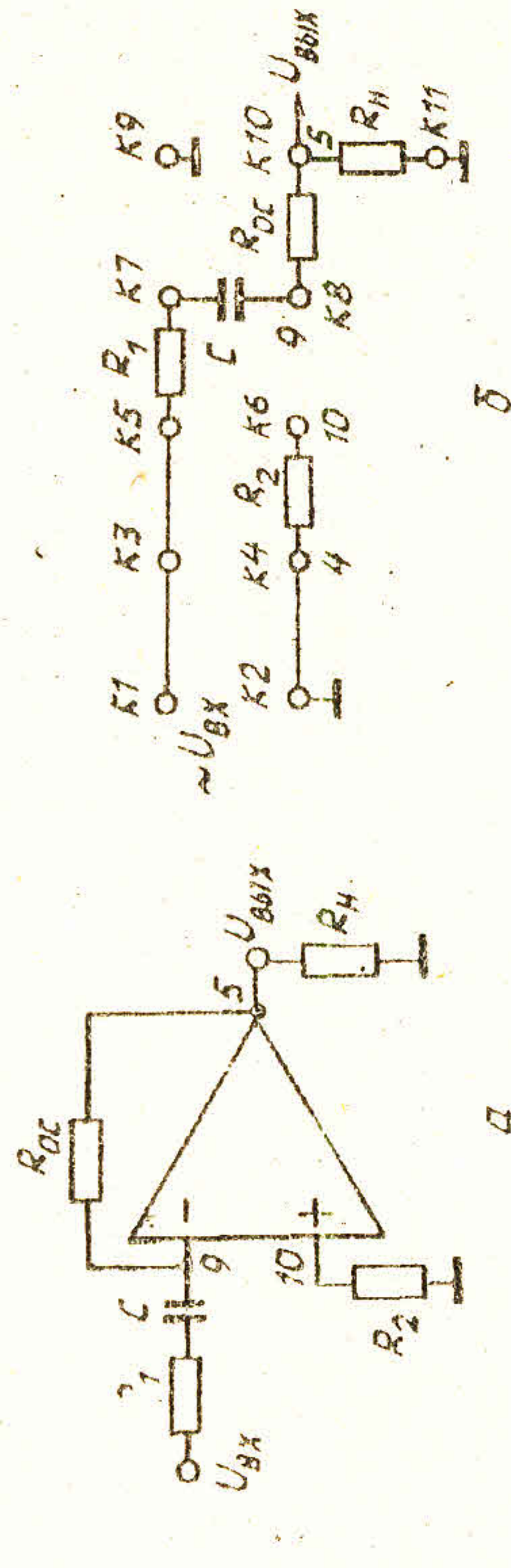


Рис. 21. Инвертирующий усилитель переменного тока:

а - принципиальная схема; б - монтажная схема

- г) вычислить коэффициент усиления ОУ и сопоставить с измеренным значением.

д) снять амплитудную характеристику ОУ ($U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ}(U_{ВХ})$). Определить наибольшую амплитуду неискаженного выходного сигнала.

е) снять частотную характеристику ОУ ($U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ}(F)$) без коррекции и со схемой коррекции частотной характеристики (см. рис. 13, б). Для этого параллельно сопротивлению $R_{ОС}$ подключить конденсатор $C_{II} = 0,05$ мкФ.

- ж) объяснить полученные результаты.

2.3. Смонтировать и исследовать неинвертирующую схему ОУ (рис. 22) при тех же параметрах, что и в п. 2.2:

- а) измерить коэффициент усиления схемы ОУ;
 б) измерить соотношение фаз входного и выходного напряжений ОУ, убедиться в синфазности этих напряжений.
 в) вычислить коэффициент усиления ОУ и сопоставить с измеренным значением.

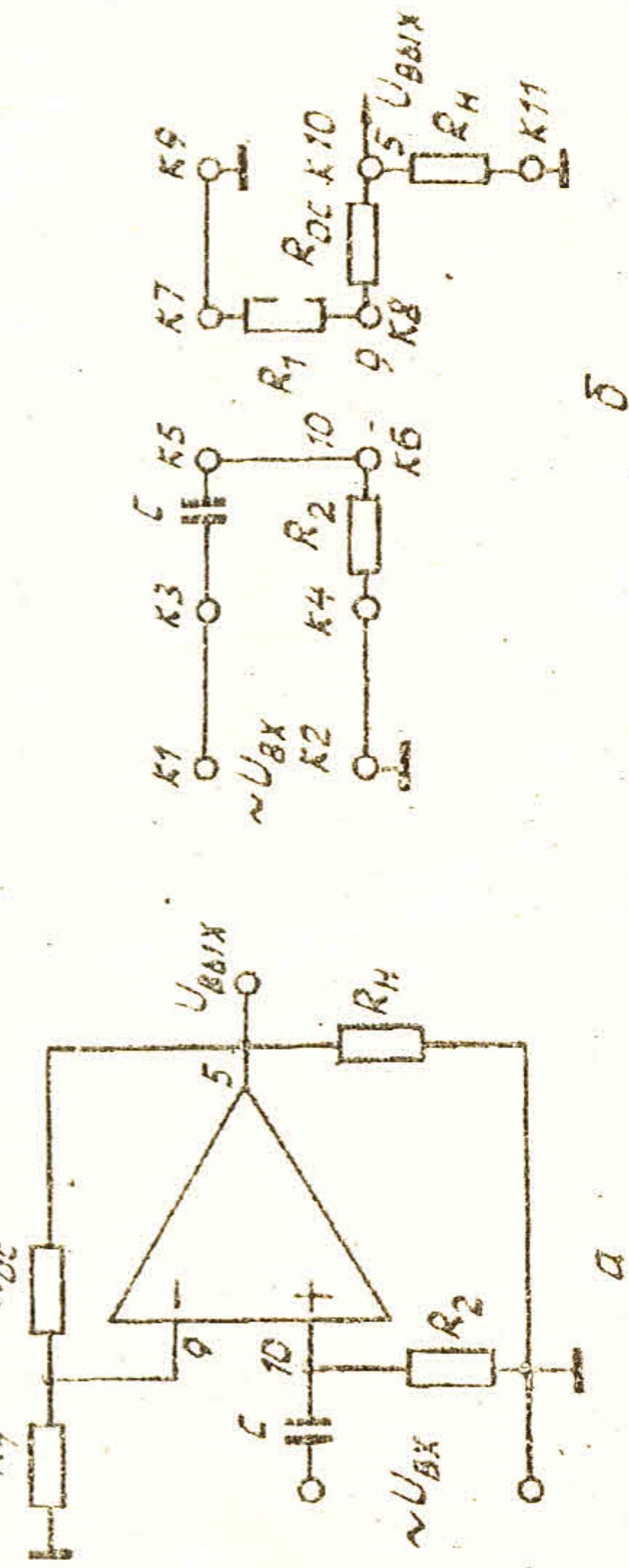


Рис. 22. Неинвертирующий усилитель переменного тока:

а - принципиальная схема; б - монтажная схема

2.4. Исследовать схему повторителя напряжения (рис. 9), для этого:

- а) исключить из схемы неинвертирующего ОУ сопротивление R_1 и заменить сопротивление $R_{ОС}$ коротко замыкающей перемычкой.
 б) измерить коэффициент передачи повторителя.
 в) измерить соотношение фаз на входе и выходе ОУ.
 г) убедиться в высокой нагрузочной способности повторителя (малости выходного сопротивления) для чего измерить его коэффициент передачи при малых $R_H = 200, 500, 1000$ Ом.

- д) объяснить полученные результаты.

2.5. Собрать и исследовать схему интегратора на ОУ (прил. табл.2, рис. 23), для чего:

а) подать на вход ОУ гармоническое напряжение (порядка 1 В), с выхода генератора сигналов в режиме внешней синхронизации осциллографа снять осциллограммы $\sim U_{ВХ}$ и $\sim U_{ВЫХ}$ измерить сдвиг фаз, результат измерений объяснить;

б) подать на вход ОУ через делитель (рис. 23, б) прямоугольное напряжение меандра (с клемм К1 и К2 ПУЛАРа при нажатой клавише $\sim U_{ВЫХ}$ и поданном на клеммы К13 - К14 напряжении генератора сигналов, равном 30 В); снять осциллограммы $U_{ВХ}$ и $U_{ВЫХ}$ сделать выводы.

в) собрать схему интегратора на RC – цепочке. Для этого, включить питание ПУЛАРА, убрать плату ОУ с универсальной панели, заменить сопротивление R_H цепочкой обратной связи R_{OC} , включить короткозамыкающую перемычку между клеммами К8 – К10.

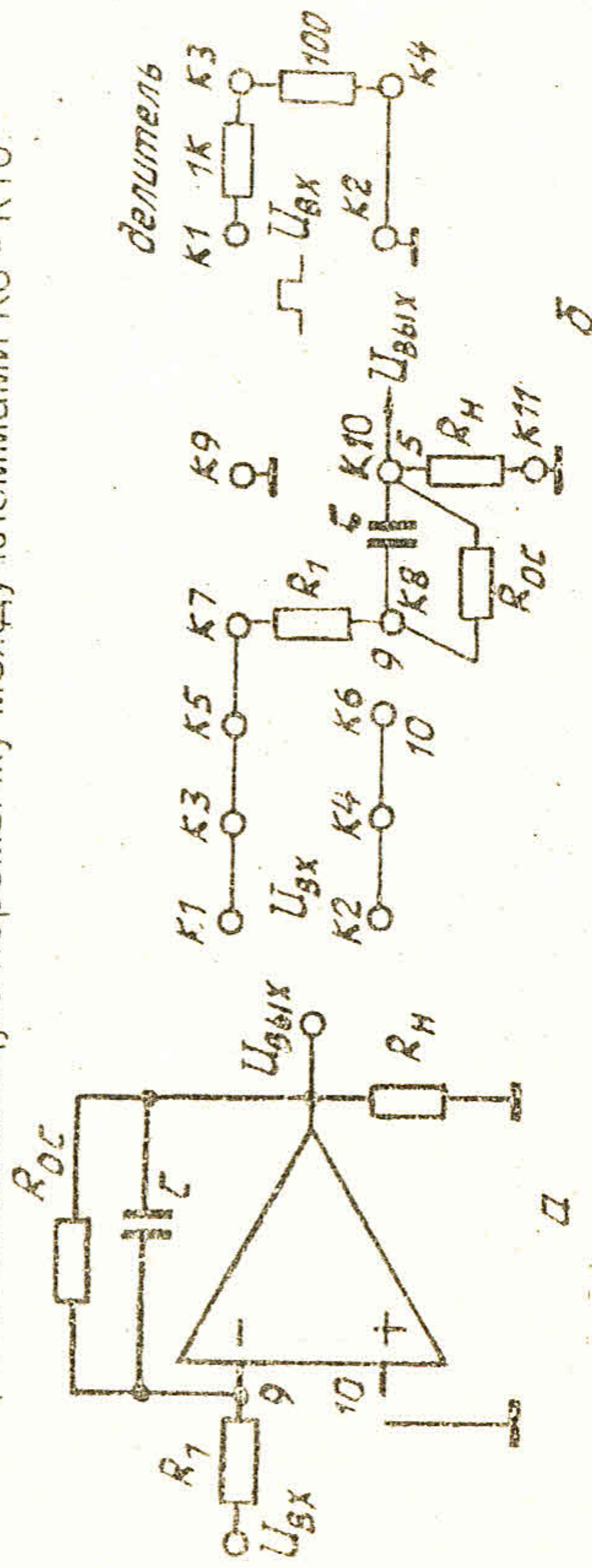


Рис. 23. Интегратор: а – принципиальная схема, б – монтажная схема

г) провести эксперименты по пунктам а), б) данного задания 2.5.
д) сравнить полученные результаты исследования интегрирующей цепочки с работой интегратора на ОУ и объяснить их.

2.6. Собрать и исследовать схему дифференциатора на ОУ (прил., табл.3, рис. 24), для чего:

а) Провести эксперименты по пунктам а), б) предыдущего задания 2.5.

б) подать на вход линейное пилообразное напряжение вида $U_{вх}$, предварительно сформировав его с помощью интегрирующей RC цепочки из гендрра, поступающего на клеммы К1-К2 ПУЛАРА. (рис. 24, б); снять осциллограммы $U_{вх}$ и $U_{вых}$, сделать выводы.

в) Собрать схему дифференциатора на RC цепочке. Для этого: выключить питание ПУЛАРА, убрать плату ОУ с универсальной панели

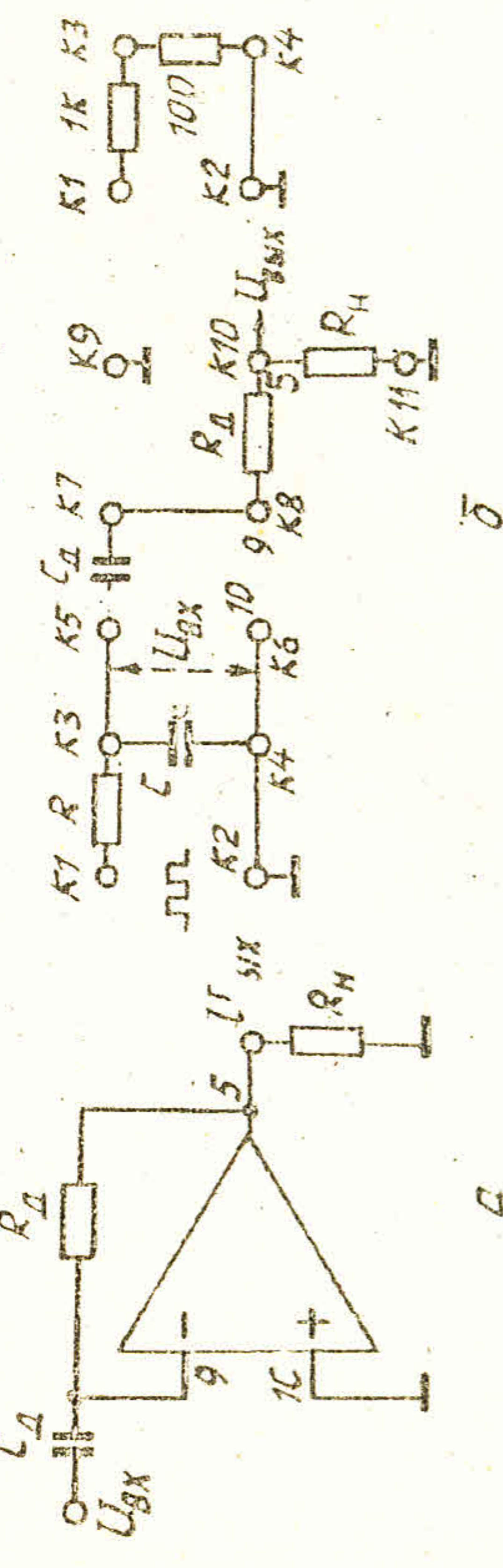


Рис. 24. Дифференциатор: а – принципиальная схема, б – монтажная схема

ли, заменить сопротивление R_H сопротивлением обратной связи R_1 , включить короткозамыкающую перемычку между клеммами К8 – К10.

г) Провести эксперименты по пунктам а), б) данного задания 2.6.

д) Сравнить полученные результаты исследования дифференцирующей цепочки с работой дифференциатора на ОУ и объяснить их.

2.7. Собрать и исследовать схему сумматора (заданные параметры – в прил., табл. 4, схема – на рис.25), для чего:

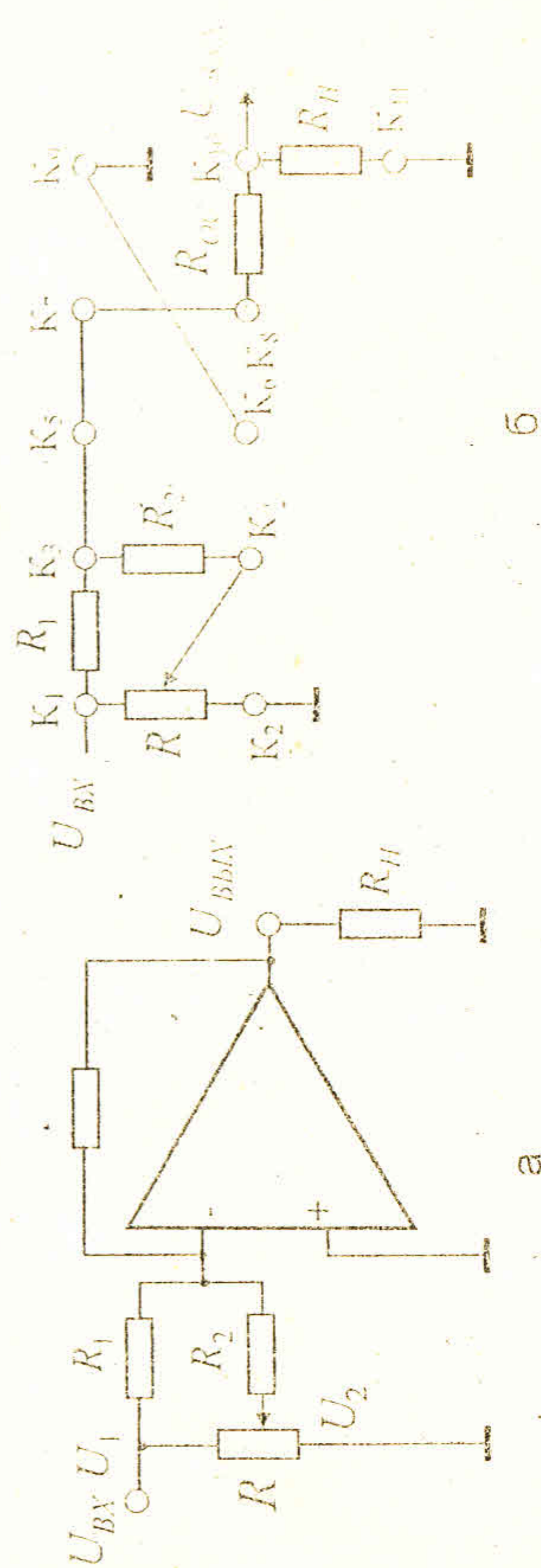


Рис. 25. Сумматор двух сигналов: а – принципиальная схема, б – монтажная схема

а) Рассчитать, измерить и сопоставить результаты суммирования 2^х сигналов при разных значениях U_2 , изменяя его в пределах $0 \leq U_2 \leq U_1$.

б) Собрать и исследовать (по пункту а)) схему вычитания (рис.26).

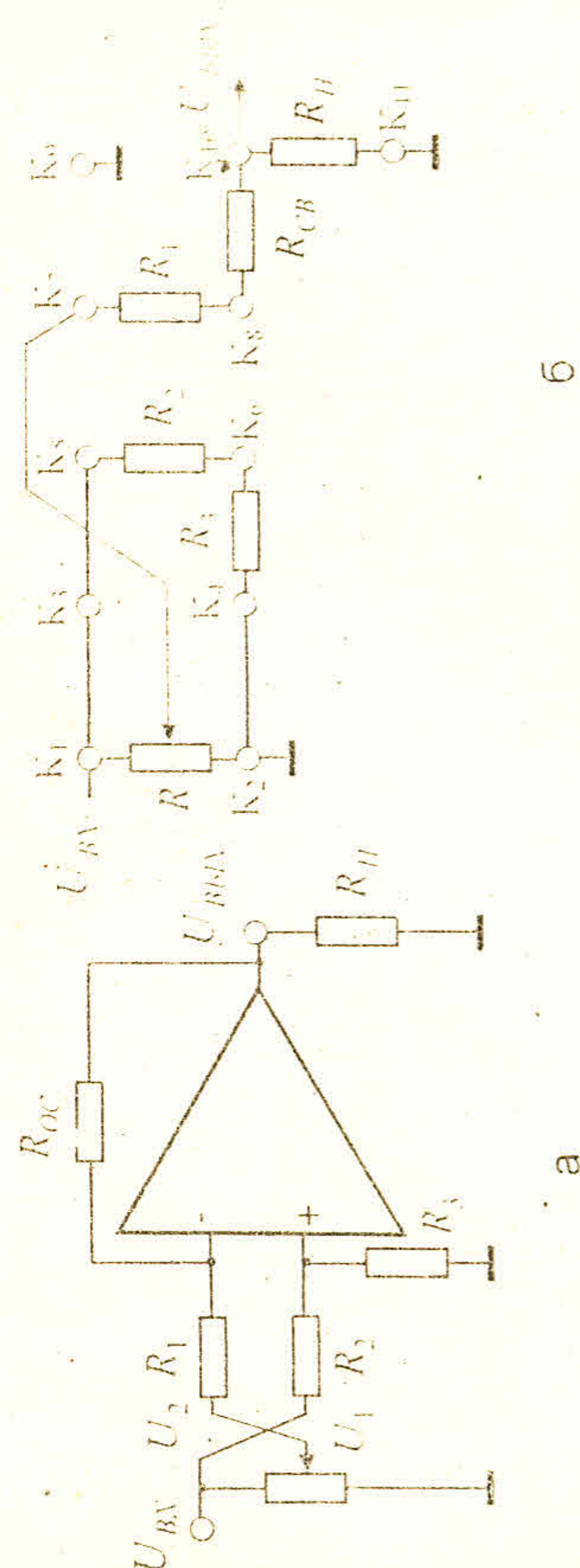


Рис. 26. Схема вычитания

2.8. Исследовать схемы компараторов (рис. 27, 28; прил., табл. 5), для чего:

а) Собрать схему неинвертирующего компаратора с малым уровнем сравнения (рис. 27). Подать на вход сигнал со звукового генератора, снять осциллограммы напряжений на входе и выходе компаратора, определить уровень срабатывания схемы компаратора.

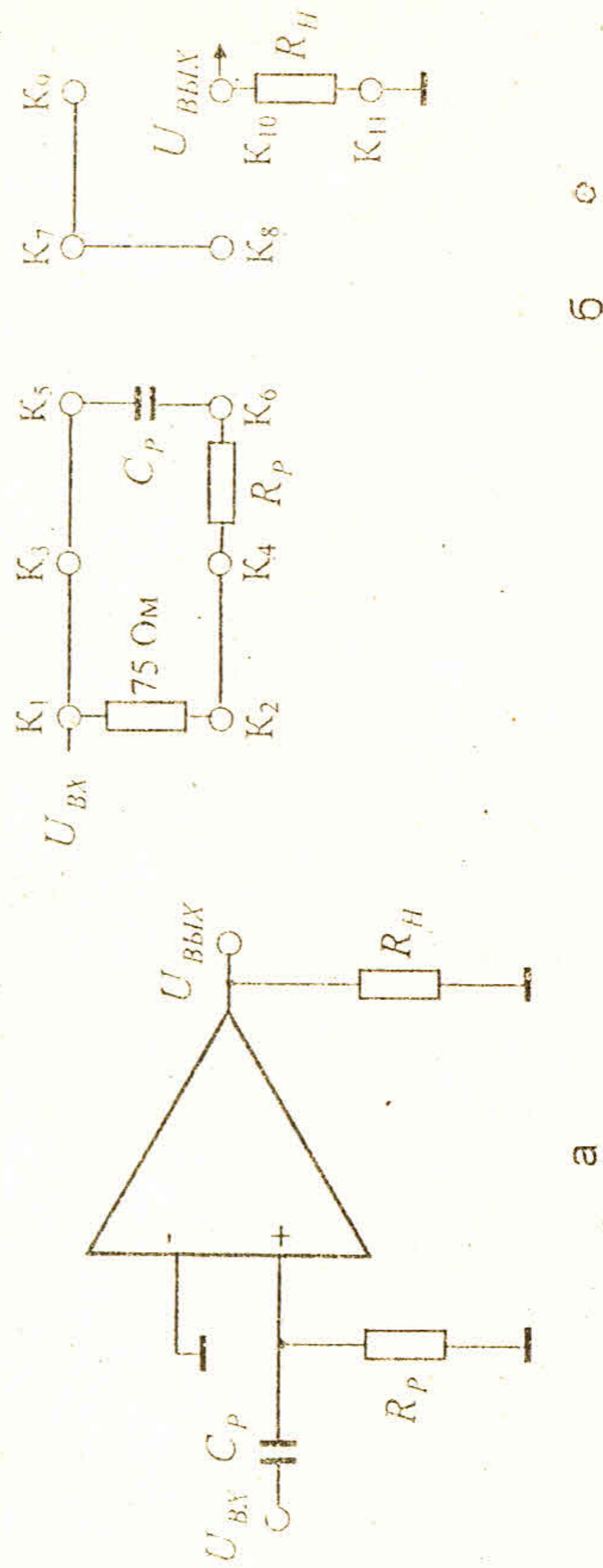


Рис. 27. Неинвертирующий компаратор

б) Исследовать компаратор с меняющимся порогом срабатывания (рис. 28). Привести осциллограммы входных и выходных сигналов при различных уровнях опорного напряжения ± 10 В. (снимается с соответствующих гнезд платы ОУ).

в) Объяснить полученные результаты.

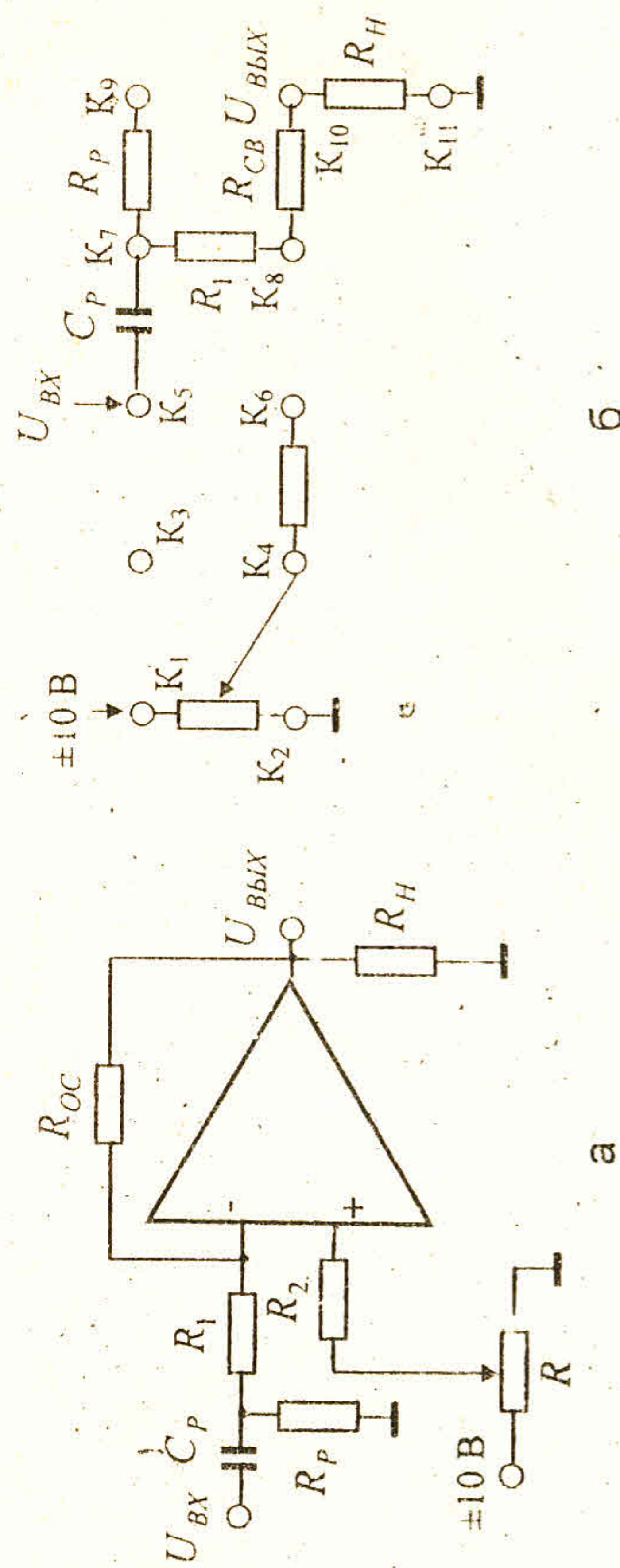


Рис. 28. Компаратор с меняющимся порогом срабатывания:
а - принципиальная схема; б - монтажная схема

Контрольные вопросы

1. Назначение, основные свойства и параметры операционных усилителей. Диаграмма Боде.
2. Коэффициент усиления ОУ и погрешности его определения
3. Принцип виртуального замыкания входных зажимов ОУ.
4. Инвертирующая и неинвертирующая схемы включения ОУ.
5. Эмиттерный повторитель.
6. Основные приложения ОУ в качестве элементов ЭВМ (сумматор, интегратор, дифференциатор, компаратор и др.)

Список литературы

1. Гринфилд Дж. Транзисторные и линейные ИС. М., 1992.
2. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники М., 1998.
3. Прянишников В.А. Электроника: Курс лекций. СПб., 2000.
4. Мулярчик С.Г. Интегральная схемотехника. Минск, 1983.

Таблица 3

Заданные величины дифференциатора

№ задания	R_H , кОм	C_d , пФ	F , Гц	RC – цепь интегрирования меандра		Примечание
				C , кФ	R , кОм	
1	20	6800	200	0,1	100	$R_H = 10$ кОм
2	20	6800	250	0,1	100	
3	20	6800	300	0,1	100	
4	20	6800	400	0,1	100	
5	20	6800	500	0,1	100	
6	20	4700	600	0,1	100	
7	20	4700	700	0,1	51	
8	20	4700	800	0,1	51	
9	20	3300	1000	0,1	51	
10	20	2200	1200	0,1	51	
11	20	2200	1500	0,1	51	
12	20	2200	1750	0,1	51	

Таблица 4

Заданные величины сумматора

№ задания	R_1 , кОм	R_2 , кОм	R_{Σ} , кОм	Примечание
1	15	20	30	В качестве входных использовать переменные напряжения с амплитудами (2-3) В с частотой $f = 1$ кГц $R_H = 10$ кОм $R_3 = 510$ кОм $R = 4,7$ кОм
2	20	15	51	
3	5,1	15	10	
4	7,5	30	15	
5	3	15	5,1	
6	30	5,1	20	
7	51	20	30	
8	100	20	51	
9	2	30	5,1	
10	100	7,5	150	
11	20	15	30	
12	15	30	20	

Таблица 1

Заданные величины для исследования усилителей

№ задания	$\sim U_{BX}$, В	R_1 , кОм	R_2 , кОм	R_3 , кОм	R_H , кОм	C , мкФ	F , кГц	Примечание
1	1,0	20	15+5,1	51	10	0,1	1	R_2 из 2-х резисторов монтируют между клеммами К2 – К4 – К6
2	0,5	10	7,5+2	30	15	0,1	1	
3	0,5	30	20+10	150	15	0,1	1	
4	0,3	5,1	3+2	51	10	0,1	1	
5	0,5	7,5	5,1+3	15	10	0,1	1	
6	0,4	51	30+20	510	15	0,1	1	
7	0,5	3	2+1	15	10	0,1	1	
8	0,3	15	10+5,1	150	10	0,1	1	
9	0,6	1,5	1+0,51	7,5	15	0,1	1	
10	0,3	20	15+5,1	100	10	0,1	1	
11	0,5	10	7,5+2	20	15	0,1	1	
12	0,4	30	20+10	150	10	0,1	1	

Таблица 2

Заданные величины интегратора

№ задания	$\sim U_{BX}$, В	R_1 , кОм	C	F , Гц	Примечание
1	1,0	30	0,05 мкФ	200	$R_H = (10 - 15)$ кОм $R_H = 510$ кОм
2	0,5	30	0,05 мкФ	220	
3	0,5	30	0,05 мкФ	250	
4	0,6	10	0,01 мкФ	2000	$R_{OC} = 100$ кОм
5	0,7	10	0,01 мкФ	3000	
6	0,3	10	0,01 мкФ	4000	
7	1	10	0,01 мкФ	5000	
8	0,3	10	1500 пФ	15000	
9	0,5	10	1500 пФ	20000	
10	0,4	10	1500 пФ	13000	
11	1	10	1000 пФ	20000	
12	1	10	1000 пФ	25000	

Таблица 5

Заданные величины компаратора

№ задания	R_1 , кОм	R_2 , кОм	R_{OC} , кОм	R_P , кОм	F , Гц	Примечание
1	20	15	51	150	2,0	$R_H = (10 \div 15) \text{ кОм}$ $R = 4,7 \text{ кОм}$ C_P - рассчитывается исходя из заданной частоты входного сигнала
2	10	7,5	30	51	3,0	
3	30	20	150	51	1,5	
4	5,1	15	51	100	4,0	
5	7,5	5,1	15	51	2,5	
6	3	2	51	30	5,0	
7	51	30	15	100	2,0	
8	15	10	100	51	3,0	
9	1,5	5,1	7,5	30	4,0	
10	20	15	20	30	4,5	
11	10	15	100	51	2,0	
12	30	20	150	51	2,5	

Оглавление

Предисловие.....	3
1. Краткие теоретические сведения.....	4
1.1. Дифференциальные усилители.....	4
1.2. Операционные усилители.....	8
1.3. Повторитель напряжения.....	19
1.4. Сумматор.....	20
1.5. Интегратор.....	21
1.6. Дифференциатор.....	23
1.7. Логарифмирующие схемы.....	24
1.8. Компаратор.....	25
1.9. Особенности практического применения ОУ.....	26
1.10. Операционные усилители переменного тока.....	28
2. Рабочее задание и методические указания.....	29
Контрольные вопросы.....	35
Список литературы.....	35
Приложение.....	36