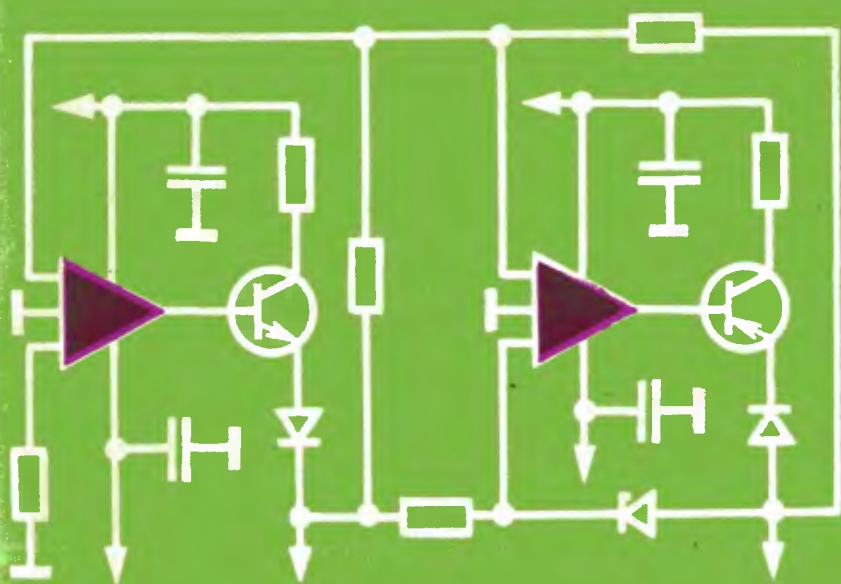


В. Д. ЛИХАЧЕВ

практические схемы на операционных усилителях



В. Д. ЛИХАЧЕВ

**ПРАКТИЧЕСКИЕ
СХЕМЫ НА
ОПЕРАЦИОННЫХ
УСИЛИТЕЛЯХ**

**МОСКВА
ИЗДАТЕЛЬСТВО ДОСААФ СССР
1981**

Рецензент кандидат технических наук В. Т. Поляков

Лихачев В. Д.

Л65 Практические схемы на операционных усилителях.— М.: ДОСААФ, 1981.— 80 с., ил.

30 к.

Книга посвящена практическим вопросам использования операционных усилителей в различных радиолюбительских устройствах. Рассмотрены параметры, характеризующие ОУ и базовые схемы включения ОУ. Приведены практические схемы различных устройств с использованием ОУ.

Для широкого круга радиолюбителей.

Л $\frac{30402-070}{072(02)-81}$ 91—81

2402020000

24.2.2

ВВЕДЕНИЕ

Операционными усилителями (ОУ) называется широкий класс усилителей постоянного тока с большим коэффициентом усиления, предназначенных для работы с глубокой обратной связью. Эта обратная связь настолько велика, что параметры схем на ОУ практически полностью определяются видом и характеристиками элементов, включенных в цепь обратной связи.

Впервые операционные (решающие) усилители были разработаны около 30 лет назад и применялись первоначально для выполнения различных математических операций в аналоговых электронных вычислительных машинах. Они состояли из нескольких каскадов на электронных лампах, были громоздки, ненадежны и дороги. Однако, начиная с 60-х годов, когда появились высококачественные транзисторные, а затем и монолитные интегральные ОУ, область применения этих устройств значительно расширилась.

В настоящее время интегральные ОУ стали самыми универсальными и массовыми аналоговыми элементами. Они широко применяются не только в устройствах аналоговой вычислительной техники, но и в различных преобразователях, генераторах, стабилизаторах напряжений, источниках эталонных напряжений, при построении активных фильтров, модуляторов, демодуляторов, ключей и многих других электронных приборов. Такая многофункциональность и гибкость при использовании лишь нескольких типов стандартных ОУ достигается применением самых разнообразных внешних цепей обратной связи, включающих линейные, нелинейные, пороговые, частотно-зависимые и другие элементы.

Для того чтобы получить необходимые характеристики устройств с использованием ОУ, необходимо не только выбрать тип ОУ с нужными параметрами, знать особенности ОУ в различных схемах включения, но и уметь приближенно анализировать работу проектируемого устройства.

Цель книги — помочь широкому кругу радиолюбителей в овладении навыками практического использования ОУ в разрабатываемых конструкциях.

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

УСТРОЙСТВО ИНТЕГРАЛЬНЫХ ОУ

Интегральный ОУ представляет собой более сложное устройство, чем его аналог на дискретных элементах. Это объясняется стремлением конструкторов получить лучшие характеристики, несмотря на ограничения, свойственные интегральной технологии. Эти ограничения относятся как к разнообразию типов компонентов (резисторы, конденсаторы, транзисторы), поддающихся микроминиатюризации, так и к достижимым пределам их номиналов. В то же время изготовление всех элементов в одном кристалле, несмотря на значительное увеличение сложности схемы, улучшает характеристики интегрального ОУ. Это связано с возможностью получения в едином технологическом процессе как активных, так и пассивных элементов с одинаковыми или согласованными параметрами в широком диапазоне температур.

Типичными схемотехническими приемами, используемыми при интегральной технологии для преодоления упомянутых ограничений, являются: применение активных источников постоянного тока вместо сопротивлений большого номинала, применение усилителей с непосредственной связью, использование емкостей $p-n$ переходов и др.

СТРУКТУРА ИНТЕГРАЛЬНЫХ ОУ

Независимо от сложности принципиальной схемы интегральный ОУ обычно содержит следующие функциональные узлы (рис. 1): входной дифференциальный каскад, усилитель напряжения, схему сдвига постоянного уровня и выходной каскад — усилитель мощности.

Входной каскад, выполняемый обычно по схеме дифференциального усилителя, является наиболее важной частью ОУ, определяющей как входные параметры, так и погрешности усилителя в целом.

Дифференциальный каскад в интегральном исполнении обладает высокой степенью симметрии, что позволяет значительно снизить дрейф нуля и уменьшить чувствительность к синфазным, т. е. действующим одновременно по обоим дифференциальным входам, помехам.

Входной каскад также имеет наибольший коэффициент усиления, чтобы снизить усиление последующих каскадов, уменьшив при этом влияние их разбаланса на параметры ОУ.

Второй и третий каскады интегрального ОУ обычно объединены и предназначены для некоторого усиления сигнала, согласования по уровню с выходным каскадом, а также для развязки входа и выхода усилителя.

Выходной усилитель мощности ОУ служит для согласования выходного сопротивления усилительных кас-

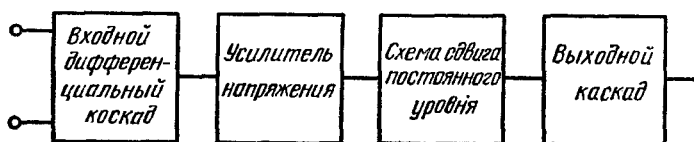


Рис. 1. Структурная схема интегрального операционного усилителя

кадов с низкоомной нагрузкой, т. е. обеспечивает малое выходное сопротивление ОУ. Как правило, он выполняется в виде двухтактного эмиттерного повторителя, работающего в режиме класса АВ или В. Иногда выходные каскады выполняются в виде однотактного эмиттерного повторителя, работающего в режиме класса А. В некоторых ОУ в выходных каскадах предусмотрена схема защиты от перегрузок, ограничивающая максимальный выходной ток ОУ.

Обычно операционные усилители рассчитаны на применение симметричных разнополярных источников питания, что упрощает задачу компенсации смещения нуля на выходе усилителя и предотвращает появление нежелательной постоянной составляющей в нагрузке.

СХЕМНОЕ ПОСТРОЕНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ОУ

Особенности схемотехники современных интегральных ОУ удобно проследить на примере высококачественного отечественного ОУ типа К140УД8. Усилитель (рис. 2) содержит два усилительных каскада (включая дифференциальный усилитель) с динамическими нагрузками и выходной усилитель мощности со схемой защиты от короткого замыкания по выходу.

Входной дифференциальный каскад выполнен по каскодной дифференциальной схеме на полевых транзисторах $V4—V7$. Входные транзисторы $V4, V5$ включены по схеме с общим истоком, а транзисторы $V6, V7$ по схеме

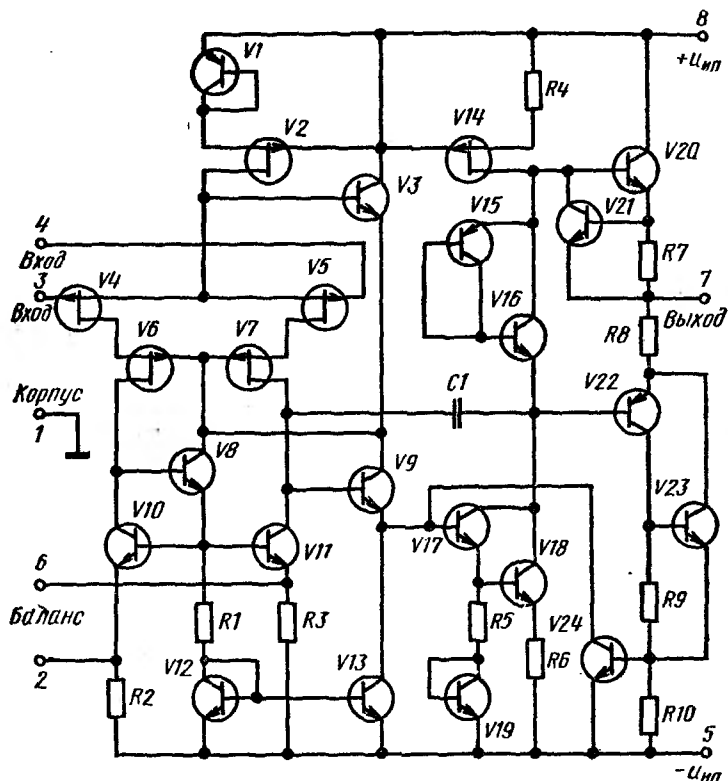


Рис. 2. Электрическая принципиальная схема операционного усилителя К140УД8

с общим затвором. Нагрузкой дифференциального каскада служат динамические сопротивления транзисторной пары $V10, V11$, которая сбалансирована общим смещением по постоянному току. Точная балансировка входного дифференциального каскада осуществляется при помощи внешнего переменного резистора сопротивлением 10 КОм, подключенного к выводам эмиттеров

транзисторов *V10*, *V11* и к выводу отрицательного источника питания (движок переменного резистора).

Транзистор *V8* задает уровень смещения на транзисторы *V10*, *V11*, а также, работая одновременно как эмиттерный повторитель, преобразует напряжение на коллекторе транзистора *V10* в базовое напряжение, управляющее транзистором *V11*. За счет этого дифференциальный выход каскада преобразуется в одиночный выход с коллектора транзистора *V11*, т. е. дифференциальный сигнал со стоков транзисторов *V6*, *V7* переводится в разностный сигнал на коллекторе *V11*. Транзистор *V9* включен по схеме эмиттерного повторителя для устранения влияния входного сопротивления следующего каскада на коэффициент усиления входного дифференциального усилителя.

Транзисторы *V13*, *V12* — источник тока смещения транзисторов *V6*, *V7*. Для стабилизации рабочей точки транзисторов *V6*, *V7* предусмотрена цепь обратной связи, образованная транзисторами *V1*—*V3*. Транзисторы *V1*, *V2* определяют токи, протекающие через транзисторы *V4*, *V5* и транзистор *V3*, который в свою очередь регулирует токи затворов транзисторов *V6*, *V7* путем сложения или вычитания токов транзистора *V3* и источника постоянного тока на транзисторе *V13*. Такая обратная связь улучшает стабильность уровня смещения оконечного каскада и подавление синфазных сигналов.

Второй каскад, выполненный на транзисторах *V17*—*V19*, представляет собой усилитель с общим эмиттером, динамической нагрузкой которого является полевой транзистор *V14*. Рабочие уровни первого и второго каскадов согласуются благодаря использованию однотипных транзисторов в источнике смещения первого каскада (транзистор *V2*) и динамической нагрузки оконечного каскада (транзистор *V14*). Смещение выходного мощного каскада производится при помощи транзисторов *V15*, *V16*, включенных в цепь нагрузки оконечного каскада. Коррекция амплитудно-частотной характеристики операционного усилителя осуществляется конденсатором *C1*, включенным между выходами первых двух каскадов.

Выходной усилитель выполнен по схеме двухтактного эмиттерного повторителя (транзисторы *V20*, *V22*, *V23*). Транзисторы *V21*, *V24* защищают выходную цепь от короткого замыкания (перегрузки) путем ограничения то-

ка выходного каскада. Схема защиты начинает ограничивать ток выходного каскада с того момента, когда падение напряжения от тока нагрузки на резисторе $R7$ ($R10$) превысит напряжение перехода база-эмиттер транзистора $V21$ ($V24$). При этом транзистор $V21$ отбирает ток базы транзистора $V20$ выходного каскада и таким образом ограничивает его, а транзистор $V24$ отбирает ток базы транзистора $V17$ оконечного усилителя, что приводит к уменьшению выходного тока через транзисторы $V22$, $V23$.

Дальнейшее улучшение параметров ОУ идет по пути применения во входных каскадах транзисторов с супер-бета (транзисторы с тонкой базой), имеющих значения коэффициента усиления тока базы β до нескольких тысяч. Применение транзисторов со сверхвысоким усилением тока базы во входных каскадах позволяет получить входные токи, сравнимые со входными токами каскадов, выполненных на полевых транзисторах, но при этом значительно уменьшить присущие им напряжения смещения и дрейфы входного тока.

Для увеличения ширины полосы ОУ используется метод параллельного канала. Смысл этого метода состоит в том, что рабочая полоса частот ОУ расширяется путем усиления вспомогательным усилителем верхних частот в обход первых каскадов ОУ. Таким образом можно получить частоту единичного усиления до 100 МГц со скоростью нарастания до выходного напряжения 1000 В/мкс.

В тех случаях, когда основным требованием являются минимальные входные погрешности ОУ, применяются усилители с преобразованием входного сигнала постоянного тока в переменный. В таких усилителях сигнал передается при помощи амплитудно-модулированной несущей с использованием межкаскадных связей по переменному току. Усилители с модуляцией обеспечивают значительное (примерно в 50 раз) уменьшение входных погрешностей и особенно их дрейфа по сравнению с обычным ОУ.

ПАРАМЕТРЫ ОУ

После знакомства с устройством операционных усилителей рассмотрим ряд электрических параметров, определяющих основные свойства ОУ. Понимание значения

того или иного параметра позволяет выбрать необходимый тип ОУ для каждого конкретного применения и схемотехнически обеспечить его работу в допустимом режиме. Обратимся сначала к «идеальному» ОУ.

«Идеальным» ОУ называется усилитель, обладающий очень высокими или, как принято говорить, идеальными параметрами. Основные характеристики такого ОУ следующие:

- коэффициент усиления бесконечно велик ($A \rightarrow \infty$);
- полоса пропускания бесконечно велика ($\Delta F \rightarrow \infty$);
- входное сопротивление бесконечно велико ($Z_{вх} \rightarrow \infty$);
- выходное сопротивление бесконечно мало ($Z_{вых} \rightarrow 0$);
- выходное напряжение равно нулю при нулевом напряжении на входе.

Хотя столь высокие параметры не могут быть реализованы, развитие техники ОУ идет в направлении приближения характеристик реальных усилителей к идеальным, а качество ОУ определяется степенью этого приближения.

Переходя к реальным значениям параметров, характеризующих современные ОУ, необходимо иметь в виду, что параметры ОУ, охваченных цепями обратных связей, в конкретных схемах включения могут значительно отличаться от собственных параметров ОУ, рассматриваемых ниже.

Коэффициент усиления ОУ определяется отношением изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению напряжения между дифференциальными входами усилителя при разомкнутой цепи обратной связи. В современных ОУ величина коэффициента усиления достигает десятков, а иногда и сотен тысяч.

Коэффициент усиления ОУ без обратной связи зависит от сопротивления нагрузки, температуры окружающей среды, напряжения питания и др. ОУ редко используются с разомкнутой цепью обратной связи, за исключением случаев применения в компараторах напряжений.

Входное сопротивление. В зависимости от способа подачи входного сигнала в ОУ с дифференциальными входами различают дифференциальное входное сопротивление и входное сопротивление для синфазных сигналов (рис. 3). Дифференциальное входное сопротивление, т. е. сопротивление ОУ для входного сигнала, разность

потенциалов которого приложена между дифференциальными входами ОУ, определяется величиной сопротивления между этими входами. Оно имеет величину от нескольких килоом до нескольких мегаом. Входное сопротивление для синфазного сигнала, т. е. сопротивление ОУ для входного напряжения, приложенного одновременно к обоим дифференциальным входам ОУ относи-

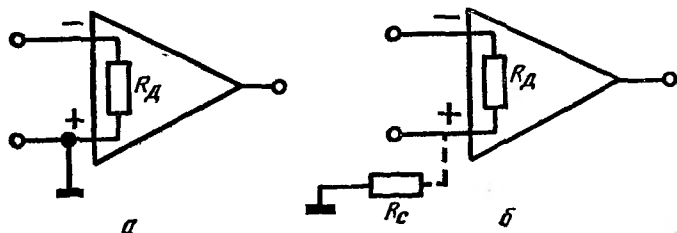


Рис. 3. Входное сопротивление ОУ: а — дифференциальное; б — для синфазных входных сигналов

тельно земли, определяется сопротивлением между замкнутыми накоротко входами ОУ и заземляющей шиной. Входное сопротивление для синфазных сигналов обычно очень велико и составляет десятки мегаом.

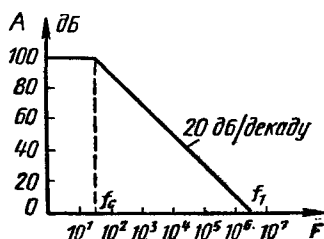
Выходное сопротивление — это сопротивление ОУ, измеренное со стороны подключения нагрузки. Для разных типов ОУ находится в пределах от 50 до 2000 Ом. Величина выходного сопротивления определяет максимальную силу выходного тока независимо от вида нагрузки. Этот параметр особенно важен для ОУ с разомкнутым контуром обратной связи, например для компараторов.

Полоса пропускания определяется видом частотной характеристики ОУ, т. е. зависимостью его усиления от частоты входного сигнала. Типовая идеализированная частотная характеристика ОУ (рис. 4) имеет две характерные точки, лежащие на частотах f_c и f_1 , где f_c — частота среза, соответствующая падению усиления на 3 дБ, т. е. до уровня 0,707; f_1 — частота усиления, на которой коэффициент усиления становится равным единице. Зависимость коэффициента усиления от частоты не полностью характеризует частотные свойства реального усилителя. С повышением частоты уменьшается также предельно достижимая амплитуда выходного сигнала из-за ограничения по току, наступающего в одном из каскадов ОУ.

При этом сохраняется неизменной скорость нарастания выходного напряжения, максимальная величина которой и используется для характеристики этой особенности ОУ. Максимальная скорость нарастания современных ОУ находится в пределах 0,3—50 В/мкс.

Смещение уровня выходного напряжения ОУ. Как отмечалось выше, идеальный ОУ при входном напряжении, равном нулю, должен иметь точно нулевое напряжение на выходе. Однако в реальном усилителе из-за неизбежного рассогласования параметров схемных элементов да-

Рис. 4. Идеализированная логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ОУ



же при отсутствии входного сигнала на выходе ОУ появляется небольшое постоянное напряжение. Величина этого напряжения, а главное, его уход (дрейф) в зависимости от температуры, времени и других факторов, который неотличим от полезного сигнала, является одним из главных ограничений, определяющим точность работы ОУ. Эти погрешности можно оценить с помощью приведенных ниже параметров.

Напряжение смещения нуля определяется величиной напряжения, приложенного между входами усилителя, необходимого для приведения напряжения на выходе ОУ к нулю. Основную долю этого напряжения составляет разность напряжений база-эмиттер входных транзисторов дифференциального каскада. Напряжение смещения зависит от температуры и напряжения источников питания. Типичная паспортная величина напряжения смещения нуля 10—50 мВ. Величина дрейфа 1—50 мкВ/°С.

Входные токи ОУ обусловлены конечной величиной входного сопротивления реального ОУ. Для характеристики входных токов используются два параметра:

начальный входной ток, который определяется входным сопротивлением ОУ; обычно сила входного тока составляет 1—100 мкА;

начальный разностный входной ток, определяемый разностью начальных входных токов каждого из входов усилителя и вызванный разницей коэффициентов усиления по току входных транзисторов дифференциального каскада. Как правило, сила разностного входного тока лежит в пределах 0,1—10 мкА. Входные токи усилителя протекают по внешним цепям каждого из его входов через сопротивление соответствующего источника сигнала. Если эти сопротивления неодинаковы, то разность падений напряжения на них вызывает смещение напряжения на выходе ОУ. Для исключения этой погрешности необходимо при проектировании схем с ОУ стремиться к выравниванию сопротивлений, включенных между входами усилителя и землей, однако не во всех схемах включения ОУ это возможно.

Кроме того, даже в этом случае остается погрешность за счет разностного входного тока.

Так же как и напряжение смещения, входные токи и разностный ток зависят от температуры и других факторов. Для компенсации смещения уровня во многих ОУ предусматривается начальная балансировка с помощью подключения подстроечного резистора. Подстройка производится при заземленных входах ОУ до установки напряжения на выходе, равного нулю.

Коэффициент подавления синфазных сигналов. Одно из важных достоинств ОУ — подавление совпадающих по фазе сигналов. В идеальном случае коэффициенты усиления по обоим входам должны быть одинаковы по величине и противоположны по знаку. И если к обоим входам приложено одинаковое напряжение, выходное напряжение не должно изменяться. Реально коэффициенты усиления по обоим входам не точно равны друг другу и на выходе присутствует выходное напряжение. Отношение изменения выходного напряжения к изменению входных напряжений, совпадающих по фазе, деленное на коэффициент усиления ОУ без обратной связи, называется коэффициентом подавления синфазного сигнала. Его величина лежит в пределах от 80 до 100 дБ.

БАЗОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ОУ

Инвертирующий усилитель, схема которого представлена на рис. 5, преобразует входные сигналы, поступающие на инвертирующий вход ОУ, так, что выходной сигнал имеет фазу, противоположную фазе входного сигнала. Если при рассмотрении этой схемы считать ОУ «идеальным», у которого входной ток равен нулю, а коэффициент усиления A достаточно велик, то можно определить токи в схеме по закону Ома:

$$i_1 = \frac{u_{вх} - u'_{вх}}{R_1},$$

$$i_{ос} = \frac{u'_{вх} - u_{вых}}{R_{ос}}.$$

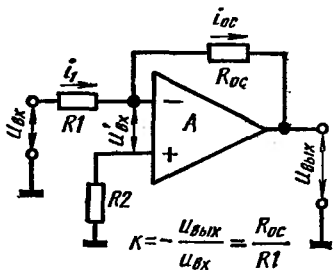


Рис. 5. Инвертирующий усилитель

При этом $i_1 = i_{ос}$, так как эти токи протекают по одной цепи. В то же время из выражения $u_{вых} = -Au'_{вх}$ видно, что $u'_{вх} \rightarrow 0$, так как $A \rightarrow \infty$. С учетом этого в уравнениях для токов можно пренебречь членом $u'_{вх}$. Тогда

$$\frac{u_{вх}}{R_1} = -\frac{u_{вых}}{R_{ос}}$$

или

$$K = -\frac{u_{вых}}{u_{вх}} = -\frac{R_{ос}}{R_1}.$$

Как видно из этого выражения, коэффициент передачи K при инвертирующем включении целиком определяется параметрами элементов цепи обратной связи. Кроме того, напряжение $u'_{вх}$ на инвертирующем входе при достаточно большом коэффициенте усиления A и заземленном неинвертирующем входе пренебрежимо мало, что позволяет рассматривать инвертирующий вход как точку «кажущейся земли». Из этого также следует, что входное сопротивление инвертирующего усилителя равно сопротивлению резистора R_1 , так как его правый вывод подключен к точке с «нулевым» потенциалом.

Хотя коэффициент усиления реального ОУ на постоянном токе и низких частотах весьма велик, все же его величина конечна. С учетом этого коэффициент усиления инвертирующего усилителя имеет вид:

$$K = \frac{A}{1 + A \frac{R_f}{R_{oc}}}.$$

Следует отметить, что на низких частотах, где собственный коэффициент усиления ОУ велик, усиление схемы определяется практически только цепью обратной связи. На высоких же частотах глубина обратной связи падает из-за снижения величины A , которая начинает оказывать заметное влияние на усиление усилителя с замкнутой обратной связью.

Выходное сопротивление инвертирующего усилителя уменьшается при увеличении глубины обратной связи и определяется следующим соотношением:

$$R_{вых} = \frac{R_{вых. ОУ}}{A} \frac{R_{oc}}{R_1}.$$

Это соотношение справедливо при условии $A \gg \frac{R_{oc}}{R_1}$, когда собственный коэффициент усиления ОУ значительно больше отношения $\frac{R_{oc}}{R_1}$, т. е. при условии достаточно глубокой отрицательной обратной связи.

Полоса пропускания ОУ с замкнутой петлей обратной связи определяется значением частоты единичного усиления f_1 и увеличивается при снижении общего коэффициента усиления схемы $\frac{R_{oc}}{R_1}$:

$$f = \frac{f_1}{\frac{R_{oc}}{R_1}}.$$

Выходное напряжение смещения инвертирующего усилителя из-за входных погрешностей на входе ОУ определяется следующим выражением:

$$u_{вых} = u_{см} \frac{R_{oc}}{R_1} + I_{вх1} R_{oc} - I_{вх2} R_2 \frac{R_1 + R_{oc}}{R_1}.$$

Для уменьшения выходного напряжения смещения сопротивление резистора R_2 выбирается равным сопротивлению параллельно соединенных резисторов R_1 и R_{oc} , т. е.

$$R_2 = \frac{R_1 R_{oc}}{R_1 + R_{oc}}.$$

Тогда

$$\begin{aligned} u_{вых} &= u_{см} \frac{R_{oc}}{R_1} + I_{вх1} R_{oc} - I_{вх2} R_{oc} = u_{см} \frac{R_{oc}}{R_1} + \Delta I_{вх} R_{oc} = \\ &= \left(\frac{u_{см}}{R_1} + \Delta I_{вх} \right) R_{oc}. \end{aligned}$$

Как видно из приведенного выражения, выходное напряжение смещения равно алгебраической сумме входного напряжения смещения самого ОУ, умноженного на коэффициент усиления инвертирующего усилителя, и напряжения, создаваемого разностным током на сопротивлении обратной связи. При работе инвертирующего усилителя от низкоомного источника, когда $\frac{u_{см}}{R_1} > \Delta I_{вх}$, входная погрешность определяется напряжением смещения самого ОУ, а в случае высокоомного источника, когда $\frac{u_{см}}{R_1} < \Delta I_{вх}$, — разностью входных токов. Для уменьшения входных погрешностей необходимо, чтобы входной ток сигнала всегда был больше токов входных погрешностей:

$$\frac{u_{вх}}{R_1} \gg \frac{u_{см}}{R_1} + \Delta I_{вх}.$$

Неинвертирующий усилитель, схема которого представлена на рис. 6, в отличие от предыдущей схемы не изменяет фазу входного сигнала и имеет очень большое входное сопротивление.

Входное сопротивление усилителя равно входному дифференциальному сопротивлению ОУ, умноженному на отношение собственного коэффициента усиления операционного усилителя A к усилению по неинвертирующе-

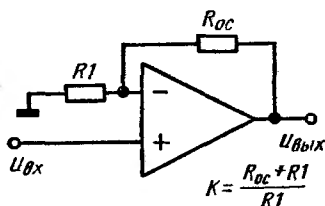


Рис. 6. Неинвертирующий усилитель

му входу с замкнутой петлей обратной связи:

$$R_{вх} = A \frac{R_1}{R_{ос} + R_1} R_{д.}$$

Коэффициент передачи неинвертирующего усилителя определяется следующим выражением:

$$K = \frac{R_1 + R_{ос}}{R_1} = 1 + \frac{R_{ос}}{R_1}$$

и становится равным единице при $R_1 \rightarrow \infty$ или $R_{ос} = 0$. В этом случае схема имеет наибольшее входное сопротивление и является

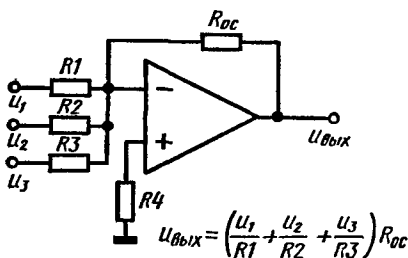


Рис. 7. Суммирующий усилитель

по существу аналогом эмиттерного повторителя.

Выходное сопротивление неинвертирующего усилителя зависит от глубины обратной связи и выходного сопротивления ОУ при разомкнутой обратной связи:

$$R_{вых} = \frac{R_{вых. ОУ} (R_1 + R_{ос})}{AR_1}.$$

Для уменьшения выходных погрешностей за счет входных токов в схеме неинвертирующего усилителя сопротивление параллельно соединенных резисторов R_1 и $R_{ос}$ должно быть равно сопротивлению источника сигнала, а для случая единичного усиления сопротивление резистора $R_{ос}$ должно быть равно сопротивлению источника сигнала. При использовании емкостной связи с источником сигнала вход неинвертирующего усилителя нельзя оставлять незаземленным. В этом случае сопротивления резисторов R_1 и $R_{ос}$ должны выбираться в соответствии с сопротивлением резистора, включенного с неинвертирующего входа на землю.

Суммирующий усилитель, схема которого представлена на рис. 7, является частным случаем инвертирующего усилителя, на выходе которого получается инвертированный сигнал, пропорциональный алгебраической сумме входных сигналов. Усиление каждого входного сигнала равно отношению сопротивления резистора $R_{ос}$ к сопро-

тивлению соответствующего входного резистора. Ширина полосы пропускания определяется так же, как у инвертирующего усилителя, где в качестве входного сопротивления подразумевается сопротивление параллельно соединенных входных резисторов сумматора.

Главным достоинством сумматора является то, что суммирование производится без взаимных помех источников сигнала, так как эти сигналы суммируются в точке с «нулевым» потенциалом. Выходное напряжение сумматора равно

$$u_{\text{вых}} = \left(\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \frac{u_3}{R_3} \right) R_{\text{ос}}.$$

Условия правильного включения ОУ те же самые, что и для инвертирующего усилителя.

Дифференциальный (разностный) усилитель, схема которого показана на рис. 8, усиливает разность двух входных напряжений и является сочетанием инвертирующего и неинвертирующего усилителей. Эта схема позволяет преобразовать дифференциальный незаземленный источник сигнала в источник, выходное напряжение которого изменяется относительно земли (корпуса).

Коэффициент усиления равен

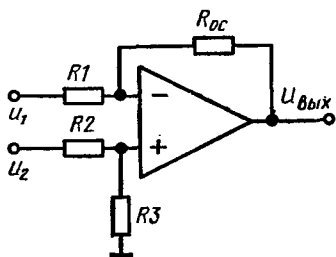
$$K = \frac{R_1 + R_{\text{ос}}}{R_2 + R_3} \cdot \frac{R_3}{R_1} u_2 - \frac{R_{\text{ос}}}{R_1} u_1.$$

Для случая, когда $R_1 = R_2$ и $R_3 = R_{\text{ос}}$, коэффициент усиления равен

$$K = \frac{R_{\text{ос}}}{R_1} (u_2 - u_1).$$

Этот случай соответствует минимальной входной погрешности за счет входных токов.

Ширина полосы пропускания определяется так же, как и для инвертирующего усилителя.



$$U_{\text{вых}} = \frac{R_1 + R_{\text{ос}}}{R_2 + R_3} \cdot \frac{R_3}{R_1} u_2 - \frac{R_{\text{ос}}}{R_1} u_1$$

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{ос}}}{R_1} (u_2 - u_1) \text{ при } R_1 = R_2, R_3 = R_{\text{ос}}$$

Рис. 8. Дифференциальный (разностный) усилитель

Входные сопротивления дифференциального усилителя по двум входам не обязательно одинаковы. Входное сопротивление по инвертирующему входу такое же, как у инвертирующего усилителя, а по неинвертирующему — равно сумме сопротивлений резисторов R_2 и R_3 .

Интегратор. Схема интегратора (рис. 9) совершенно идентична схеме инвертирующего усилителя за исключением того, что вместо резистора обратной связи здесь включен конденсатор. Это устройство предназначено для выполнения математической операции интегрирования. В интеграторе скорость изменения выходного напряжения пропорциональна напряжению на входе и обратно пропорциональна постоянной времени $\tau = R_1 C$:

$$u_{\text{вых}} = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^T u_{\text{вх}} dt.$$

При ступенчатом изменении входного сигнала скорость изменения выходного напряжения будет равна

$$\frac{\Delta u_{\text{вых}}}{\Delta t} = -\frac{u_{\text{вх}}}{R_1 C},$$

т. е. на выходе интегратора будет формироваться линейно-нарастающее (спадающее) напряжение.

Для синусоидального входного сигнала интегратор является фильтром нижних частот, коэффициент усиления которого обратно пропорционален частоте.

Выходное напряжение «идеального» интегратора не изменяется, если напряжение на входе становится равным нулю, т. е. входной ток равняется нулю. Он как бы хранит предыдущее значение. Это свойство интегратора используется в схеме динамического запоминающего устройства. Однако реально выходное напряжение интегратора при нулевом входном напряжении изменяется, достигая в пределе величины максимального выходного напряжения ОУ, за счет того, что конденсатор C перезаряжается входным током ОУ и током смещения, определяемым входным напряжением смещения и входным резистором R_1 . Для установки начальных условий интегрирования обычно применяют ключи, один из которых подключают параллельно конденсатору C , а другой параллельно или последовательно источнику входного сигнала.

Дифференциатор. Менее широко используемая схема дифференциатора (рис. 10) предназначена для выполнения математической операции дифференцирования. Выходное напряжение дифференциатора пропорционально скорости изменения входного напряжения:

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

При синусоидальном входном напряжении дифференциатор работает как фильтр верхних частот, коэффици-

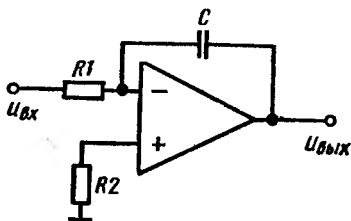


Рис. 9. Интегратор на операционном усилителе

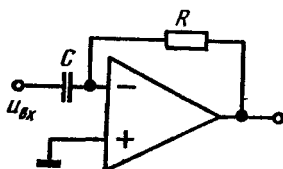


Рис. 10. Дифференциатор на операционном усилителе

ент усиления которого пропорционален частоте входного сигнала.

Недостаток дифференциатора — чувствительность к шумам высокой частоты. Устраняется этот недостаток ограничением усиления на высоких частотах при помощи резистора R_n , включенного последовательно с емкостью C . В этом случае схема будет работать как дифференциатор до частот, меньших частоты, определяемой выражением

$$f = \frac{1}{2\pi R_n C}.$$

ПРИМЕНЕНИЕ ОУ В ЛИНЕЙНЫХ СХЕМАХ

ПРЕДУСИЛИТЕЛЬ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ЗВУКОСНИМАТЕЛЯ

Как известно, при производстве грамзаписи спектр записываемых звуковых частот подвергается специальной коррекции, в результате которой сигналы с частота-

ми, лежащими в пределах от 30 до 500 Гц, ослабляются, а с частотами свыше 2 и до 20 кГц усиливаются относительно уровня записи сигнала с частотой 1 кГц.

При воспроизведении грамзаписи для выравнивания спектра сигналов требуется специальный предусилитель с частотной характеристикой, обеспечивающей процесс обратный частотной коррекции грамзаписи. Амплитудно-частотная характеристика предусилителя сигналов

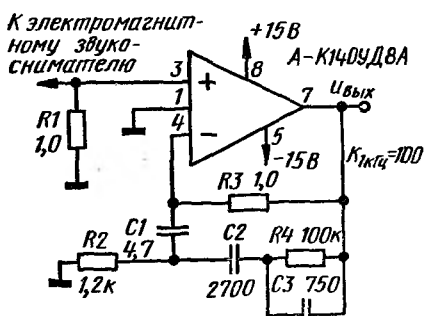


Рис. 11. Предусилитель для электромагнитного звукоснимателя

электромагнитной головки звукоснимателя стандартизована для обеспечения высококачественного звуковоспроизведения.

Кроме частотной коррекции сигнала звукоснимателя предусилитель усиливает сигнал по напряжению от типичной величины 5 мВ до 0,5 В в целях дальнейшего усиления сигнала услителем

низкой частоты. Таким образом, на частоте 1 кГц коэффициент усиления предусилителя должен быть равен 100.

На рис. 11 показана простая схема такого предусилителя сигналов электромагнитных звукоснимателей. Для стереосистем предусилители должны быть установлены в обоих каналах.

Входной резистор R_2 и цепочка обратной связи R_4C_2 обеспечивают на частоте 1 кГц коэффициент усиления, равный 100. Резисторы R_2 и R_3 дают на частоте 50 Гц коэффициент усиления, равный 1000. На частотах ниже 30 Гц усиление снижается с помощью цепочки R_2C_1 . Конденсатор C_3 на частотах свыше 2 кГц шунтирует резистор R_4 , обеспечивая спад усиления до 10 на частоте 20 кГц.

Сопротивление резистора R_1 выбирается равным сопротивлению резистора R_3 для уменьшения выходного напряжения смещения.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ УНЧ С ВЫСОКИМ ВХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

В тех случаях, когда необходимо получить достаточно высокое входное сопротивление предварительного усилителя низкой частоты, на входе операционного усилителя устанавливается дополнительный каскад на полевых транзисторах (рис. 12). Транзисторы $V1$, $V2$ включены по схеме истоковых повторителей. Начальный ток

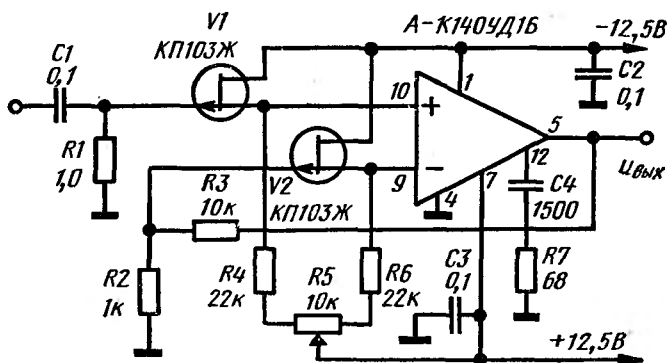


Рис. 12. Предварительный усилитель низкой частоты

стока определяется сопротивлениями резисторов $R4$, $R6$. Резистор $R5$ предназначен для балансировки напряжения смещения усилителя.

Коэффициент усиления предварительного УНЧ, включенного по схеме неинвертирующего усилителя, определяется сопротивлениями резисторов $R2$, $R3$. Элементы $R7$, $C4$ предназначены для коррекции частотной характеристики операционного усилителя, конденсаторы $C2$, $C3$ — для фильтрации пульсаций по источникам питания. Резистор $R1$ определяет величину входного сопротивления на низких частотах, конденсатор $C1$ — разделительный. Постоянная времени цепочка $RIC1$ определяет нижнюю граничную частоту полосы пропускания усилителя. Применение дополнительного каскада на полевых транзисторах позволяет значительно увеличить сопротивление резистора $R1$ за счет того, что значительно уменьшаются входные токи. Это, в свою очередь, значительно уменьшает емкость разделительного конденсатора $C1$, что

позволяет в качестве $C1$ использовать керамический конденсатор, обладающий лучшими характеристиками по сравнению с электролитическим.

При номиналах элементов, указанных на схеме, предварительный УНЧ имеет ширину полосы пропускания от 20 Гц до 20 кГц по уровню 0,5 дБ. Выходное напряжение ОУ 14ОУД1Б ± 7 В, входное сопротивление 1 МОм, коэффициент усиления по напряжению 11.

РЕГУЛЯТОР ТЕМБРА

В результате частотной коррекции в предусилителе выходной сигнал с электромагнитной головки звукоснимателя имеет практически равномерный спектр от 30 Гц

до 20 кГц. Для улучшения качества звучания используются регуляторы тембра, позволяющие получить подъем или спад частотной характеристики на низких или высоких частотах диапазона воспроизведения. Обычно используемые для регулировки тембра частотно-зависимые RC-цепи одновременно значительно ослабляют полезный сигнал. Включение же

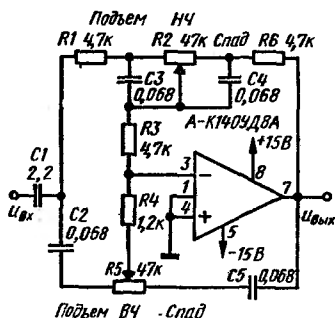


Рис. 13. Регулятор тембра

этих элементов в цепь обратной связи ОУ позволяет регулировать тембр в широких пределах без ослабления сигнала.

На рис. 13 представлена схема регулятора тембра, обеспечивающая подъем или спад частотной характеристики до уровня ± 20 дБ на верхних и нижних частотах звукового диапазона (свыше 2 кГц и ниже 500 Гц). При этом усиление на средней частоте 1 кГц равно единице.

Потенциометр $R2$ является регулятором нижних частот (басов). Он включен таким образом, что при перемещении движка по направлению к резистору $R1$ поднимает частотную характеристику. Перемещение в противоположном направлении приводит к завалу характеристики. В крайнем левом положении движка коэффициент усиления на частоте 10 Гц равен приблизительно 10. В крайнем правом положении движка

коэффициент усиления на этой частоте падает примерно до 0,1.

Конденсаторы $C3$ и $C4$ начинают шунтировать потенциометр $R2$ на частотах от 50 до 500 Гц.

Регулятор верхних частот состоит из потенциометра $R5$ и конденсаторов $C2$, $C5$. В крайнем левом положении движка потенциометра коэффициент усиления на частоте 20 кГц равен примерно 10. В крайнем правом положении движка усиление на той же частоте снижается до 0,1.

В среднем положении движков обоих потенциометров схема регулятора тембра имеет равномерную частотную характеристику. Напряжение выходного сигнала в этом случае равно входному (коэффициент усиления равен 1), поступающему с выхода предусилителя и имеющему амплитуду около 0,5 В.

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Операционный усилитель благодаря своим характеристикам является идеальным активным элементом для построения активных RC -фильтров. Фильтры с использованием в качестве активного элемента операционного усилителя имеют следующие преимущества перед пассивными фильтрами:

воспроизведение частотных характеристик с заданными свойствами;

независимость свойств фильтра от нагрузки;

совмещение усилительных и фильтрующих свойств в пределах полосы пропускания.

Операционный усилитель дает возможность использовать резисторы и конденсаторы небольших номиналов даже при очень низких частотах.

Однако построение активных фильтров требует от ОУ высоких электрометрических характеристик, достаточного запаса устойчивости, повышенного значения частоты среза.

На рис. 14 представлена схема усилителя-фильтра нижних частот с многоконтурной обратной связью, для которого коэффициент усиления K , частоту среза и со-

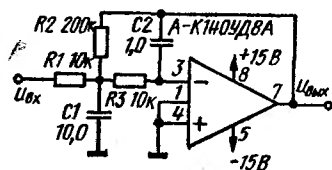


Рис. 14. Фильтр нижних частот

отношение параметров можно оценить по формулам:

$$K_0 = \frac{R_2}{R_1}; \quad f_0 = \sqrt{\frac{1+K_0}{K_0}} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \frac{1}{2\pi C_2 R_1};$$

$$R_3 = R_2 \frac{K_0}{1+K_0}.$$

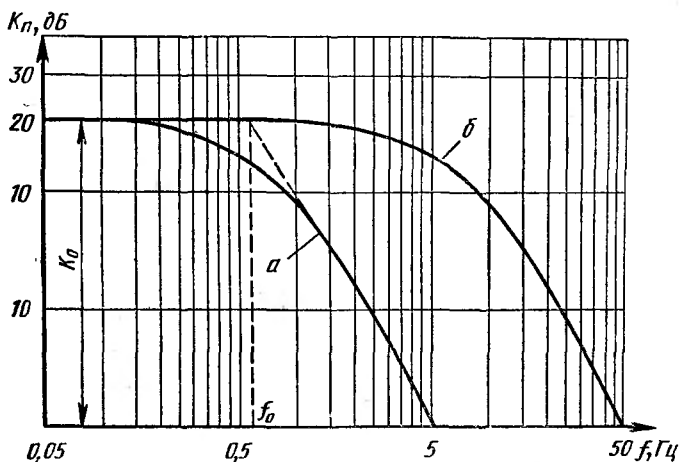


Рис. 15. АЧХ фильтра низких частот

При номиналах элементов, указанных на схеме, верхняя граничная частота f_0 активного фильтра составляет 0,5 Гц, а при $C1=1$ мкФ, $C2=0,1$ мкФ, $f_0=5$ Гц (рис. 15).

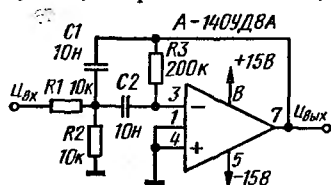


Рис. 16. Избирательный фильтр

На рис. 16 представлена схема селективного (избирательного) усилителя-фильтра, для которого коэффициент усиления K , центральная частота и соотношение параметров определяются выражениями:

$$K = \frac{R_3}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1}}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi C_1 R_1} \frac{1}{\sqrt{K_0}} \sqrt{\frac{1 + R_1/R_2}{1 + C_1/C_2}}.$$

Обязательным условием для избирательного фильтра является выполнение равенства $C2=C1$.

При указанных номиналах элементов центральная частота фильтра $f_0=500$ Гц, а $K=10$ (рис. 17).

Используя в качестве резистора $R2$ сопротивление канала полевого транзистора, можно управлять централь-

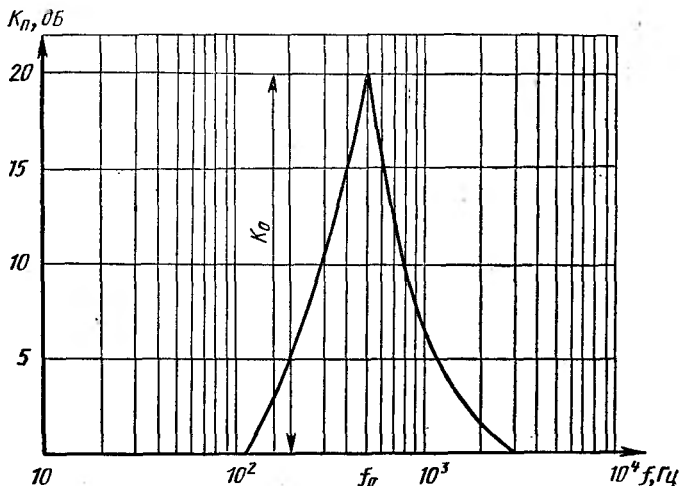


Рис. 17. АЧХ избирательного фильтра

ной частотой f_0 избирательного фильтра, изменяя управляющее напряжение на затворе полевого транзистора.

На рис. 18 представлена схема, в которой центральная частота избирательного фильтра изменяется от 950 Гц при нулевом управляющем напряжении на транзисторе V до 150 Гц при управляющем напряжении $+4$ В. Добротность активного фильтра изменяется от 5 до 3, а коэффициент передачи соответственно от 6 до 18.

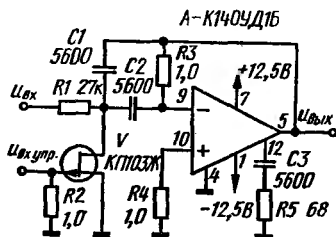


Рис. 18. Перестраиваемый напряжением избирательный RC-фильтр

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Часто в системах измерения, контроля или управления требуется выделить и усилить сигналы, поступающие от датчика, расположенного, как правило, на некотором

расстоянии от основных устройств. Однако в случае мало-мощного источника сигналов применить для этой цели обычный инвертирующий усилитель на ОУ практически не удастся: мешают токи заземления, создающие значительное напряжение помех на длинных проводах, соединяющих удаленный датчик сигнала с усилителем, а также наводки и шумы. Все эти помехи могут в несколь-

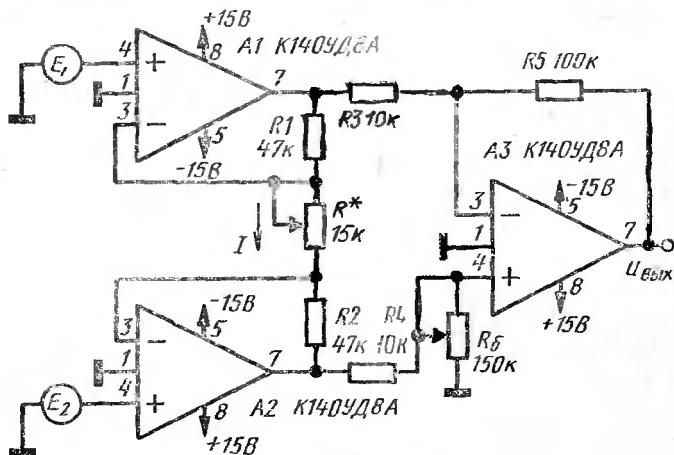


Рис. 19. Измерительный усилитель

ко раз превышать уровень сигналов датчика. Для выделения и усиления полезных сигналов можно использовать ОУ, включенный по описанной выше схеме дифференциального усилителя, позволяющий подавить синфазное напряжение помех.

Основными недостатками дифференциального усилителя являются: низкое входное сопротивление и трудность изменения коэффициента усиления из-за необходимости точного согласования внешних резисторов.

Измерительный усилитель, содержащий несколько ОУ, лишен этих недостатков и является исключительно стабильной и точной схемой с характеристиками, значительно превосходящими характеристики среднего ОУ.

Измерительный усилитель (рис. 19) состоит из буферного дифференциального усилителя на двух ОУ (A1 и A2) и типового дифференциального усилителя (A3), необходимого для преобразования дифференциального

входного напряжения в несимметричное напряжение на заземленной нагрузке.

В буферном дифференциальном каскаде используется комбинация из двух ОУ, включенных по схеме неинвертирующего усилителя напряжения. Это обеспечивает высокое входное сопротивление измерительного усилителя. Дифференциальный вход образован совместно двумя ОУ. Выход также является дифференциальным. Для изменения коэффициента усиления используется единственный резистор R^* . Поскольку дифференциальное входное напряжение каждого ОУ близко к нулю, то напряжение на R^* определяется разностью входных сигналов и равно $E_1 - E_2$. Соответственно ток, протекающий через R^* , а также по обоим резисторам R_1, R_2 , равен

$$I = \frac{E_1 - E_2}{R^*}.$$

Дифференциальное выходное напряжение $E_{\text{вых}}$ определяется общим падением напряжения на этой резистивной цепочке:

$$E_{\text{вых}} = I (R^* + 2R_1) = \frac{E_1 - E_2}{R^*} (R^* + 2R_1) = E_1 - E_2 \left(1 + 2 \frac{R_1}{R^*} \right).$$

Коэффициент усиления схемы, определяемый резистором R^* , равен

$$K = 1 + 2 \frac{R_1}{R^*}.$$

Направление тока I , а следовательно, и знак выходного напряжения зависят от соотношения величин E_1 и E_2 . Направление тока и полярность $E_{\text{вых}}$, показанные на схеме, соответствуют случаю $E_1 > E_2$.

Дифференциальный усилитель на АЗ обычно имеет коэффициент усиления, равный 10, поэтому общее усиление измерительного усилителя определяется выражением, приведенным выше, умноженным на 10.

Резистор R_6 используется для начальной балансировки в целях полного подавления синфазной помехи. Необходимо отметить, что хотя основное подавление синфазной помехи осуществляется в выходном дифференциальном усилителе, первый буферный дифференциальный каскад также ослабляет синфазную помеху в K раз, т. е. независимо от сопротивлений резисторов R_1 и R^* усиление синфазного сигнала схемой всегда равно единице.

При необходимости иметь дифференциальный выход буферный дифференциальный каскад можно использовать самостоятельно.

УМНОЖИТЕЛЬ СОПРОТИВЛЕНИЯ

В ряде схемных включений ОУ на базе инвертирующего усилителя необходимо получить большое входное сопротивление, которое в этом случае полностью определяется сопротивлением резистора, включенного между

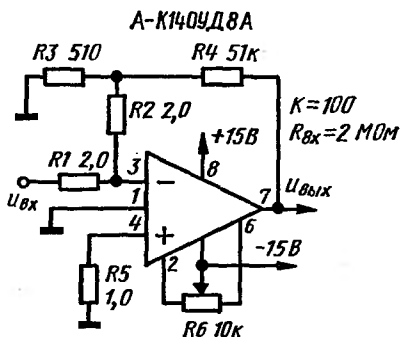


Рис. 20. Инвертирующий усилитель с большим входным сопротивлением

источником сигнала и инвертирующим входом ОУ, имеющим потенциал «кажущейся» земли.

При необходимости получения входных сопротивлений усилителя, равных нескольким мегаомам, и коэффициента усиления около ста сопротивление резистора в цепи обратной связи следует выбирать равным нескольким сотням мегаом. Однако у большинства высоко-

омных резисторов плохая стабильность параметров, значительный разброс номиналов и ограниченная полоса пропускания из-за внутренних паразитных емкостей. Кроме того, затрудняется устранение возбуждения, а сопротивления утечек монтажа становятся сравнимыми с сопротивлением высокоомного резистора обратной связи.

В схеме (рис. 20) эти недостатки устранены за счет введения в цепь обратной связи делителя $R_4 R_3$ с коэффициентом передачи $1/100$. С выхода делителя до инвертирующего входа ОУ цепь обратной связи имеет единичный коэффициент передачи, поэтому общий коэффициент усиления схемы равен 100. Наибольший номинал резисторов соответствует требуемой величине входного сопротивления и для данной схемы равен лишь 2 МОм по сравнению с 200 МОм для обычной схемы.

В этой схеме усилитель имеет вдвое большее эквивалентное напряжение смещения на выходе по сравнению с исходной схемой. Другим недостатком является то, что коэффициент усиления определяется четырьмя резисторами, а не двумя. Поэтому при заданных допусках номиналов резисторов точность установки коэффициента усиления может оказаться ниже.

В общем случае для произвольных номиналов резисторов коэффициент усиления схемы равен

$$K = \frac{R_2(R_3 + R_4)}{R_1 R_3},$$

причем $R_2 \gg R_1$; $R_2 \gg R_3$.

Увеличение ошибки по эквивалентному напряжению смещения на выходе примерно равно

$$n = \frac{R_1 + R_2}{R_2}.$$

В заключение напомним, что для неинвертирующего включения ОУ входное сопротивление схемы равно собственному входному сопротивлению ОУ для синфазного сигнала (которое составляет обычно единицы мегаом), умноженному на отношение собственного коэффициента усиления ОУ к усилению по инвертирующему входу.

УПРАВЛЯЕМЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ УСИЛЕНИЯ

Использование операционных усилителей совместно с полевыми транзисторами позволяет создать простые регуляторы усиления, управляемые напряжением. При этом используется зависимость сопротивления сток-исток полевого транзистора от управляющего напряжения на затворе, которая, в свою очередь, определяет коэффициент передачи операционного усилителя.

Схема простейшего регулятора усиления приведена на рис. 21, а. Входной регулируемый сигнал поступает на делитель, образованный резистором R и сопротивлением канала полевого транзистора R_k , которое управляется напряжением $u_{упр}$. К выходу делителя подключен неинвертирующий вход операционного усилителя, включенного по схеме повторителя. Входное сопротивление усилителя по неинвертирующему входу очень велико (составляет десятки мегаом) и благодаря этому используется весь диапазон изменения сопротивления канала R_k по-

левого транзистора, который лежит в пределах от десятков ом до нескольких мегаом. Тем самым обеспечивается большой диапазон регулировки усиления (более 60 дБ).

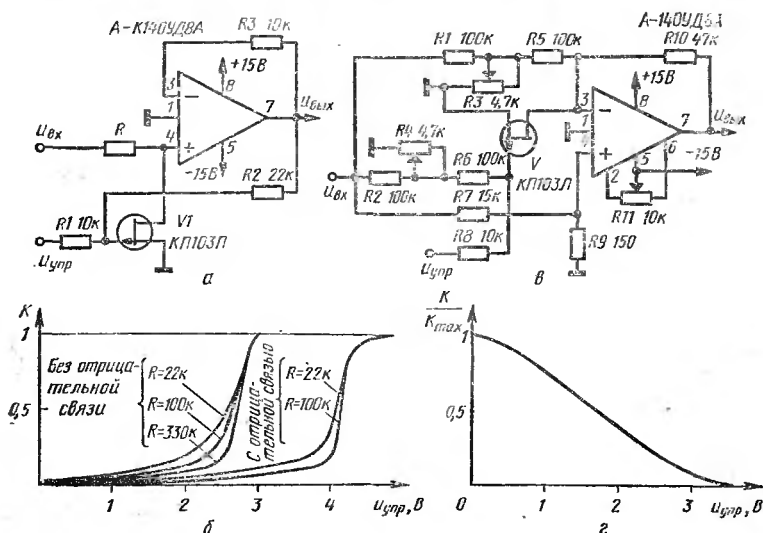


Рис. 21. Управляемые напряжением регуляторы усиления

Коэффициент передачи данной схемы меньше единицы и определяется сопротивлениями R и R_k :

$$K = \frac{R_k}{R + R_k}.$$

У полевых транзисторов с затвором в виде $p-n$ перехода сопротивление канала обратно пропорционально управляющему напряжению. Поэтому при $R_k \ll R$ коэффициент передачи схемы равен $K = \frac{R_k}{R}$ и обратно пропорционален величине управляющего напряжения.

Резистор R_2 образует цепь отрицательной обратной связи по регулируемому сигналу для снижения нелинейных искажений, вносимых полевым транзистором. Эти искажения определяются разными значениями сопротивлений канала полевого транзистора для положительной и отрицательной полуволн входного сигнала. Они малы при значениях сигнала, не превышающих 50—100 мВ.

Применение цепи отрицательной обратной связи (резистор R_2) позволяет расширить диапазон регулируемых напряжений до 300 мВ.

На рис. 21, б приведены зависимости коэффициента передачи регулятора от управляющего напряжения. Как видно, применение отрицательной обратной связи увеличивает диапазон управляющих напряжений, а коэффициент усиления гиперболически зависит от управляющего напряжения.

Недостатком описанного регулятора является нелинейная зависимость коэффициента усиления от управляющего напряжения, отсутствие усиления по напряжению ($K < 1$) и небольшой уровень регулируемых входных сигналов.

От этих недостатков свободен регулируемый неинвертирующий усилитель, схема которого приведена на рис. 21, в. Коэффициент усиления определяется выражением

$$K = \frac{R_9}{R_9 + R_7} \left(\frac{R_{10}}{R_K} + 1 \right) - \frac{R_3}{R_1 + R_3} \frac{R_{10}}{R_5} = \frac{R_9}{R_9 + R_7} \frac{R_{10}}{R_K} + \frac{R_9}{R_9 + R_7} - \frac{R_3}{R_1 + R_3} \frac{R_{10}}{R_5}.$$

Как видно из приведенного выражения, для того чтобы коэффициент передачи стремился к нулю при запертом транзисторе ($R_K \rightarrow \infty$ и первый член выражения $\rightarrow 0$), необходимо выполнять условие

$$\frac{R_9}{R_9 + R_7} = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \frac{R_{10}}{R_5}.$$

Этого условия достигают при помощи настройки переменного резистора R_3 , добиваясь на выходе минимального значения сигнала. Полевой транзистор при этом закрыт управляющим сигналом, а коэффициент передачи регулятора принимает следующий вид:

$$K = \frac{R_9 R_{10}}{(R_9 + R_7) R_K}.$$

Так как сопротивление канала полевого транзистора обратно пропорционально управляющему напряжению на затворе, то коэффициент передачи регулятора будет прямо пропорционален управляющему напряжению:

$$K \equiv u_{упр}.$$

Регулировочная характеристика схемы приведена на рис. 21, г. Благодаря тому что зависимость коэффициента усиления от управляющего напряжения близка к линейной, т. е. $u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} K = u_{\text{вх}} u_{\text{упр}}$, это устройство можно использовать в качестве модуляторов, демодуляторов, двухкватратных перемножителей и т. д. При этом надо учитывать, что точность преобразований будет определяться линейностью характеристики регулирования.

Максимальный входной сигнал не превышает 10 В. Цепочка R2R4R6R8 служит для компенсации нелинейных искажений при малых входных амплитудах сигнала.

УСИЛИТЕЛЬ С ЦИФРОВЫМ ДВОИЧНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Часто при построении измерительных, связанных и других радиосистем возникает необходимость в электронном ступенчатом управлении усиления сигнала. Эту задачу удобно решить, используя усилитель на ОУ

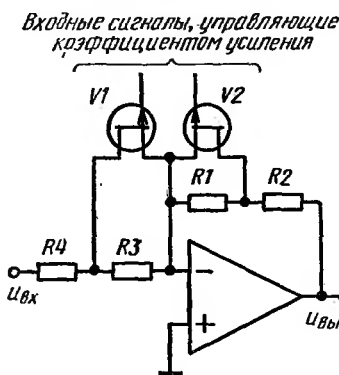


Рис. 22. Схема цифрового управления коэффициентом усиления инвертирующего усилителя

с коммутацией резисторов в цепи обратной связи и на входе. Отношение сопротивлений резисторов определяет величину коэффициента усиления усилителя.

Такую коммутацию легко осуществить электронными ключами на полевых транзисторах, управляемых напряжением, поступающим на их входы.

Используя в качестве сигналов управления цифровой двоичный код, можно реализовать N ступеней усиления,

применяя всего $\log_2 N$ коммутируемых компонентов схемы.

На рис. 22 представлена схема усилителя, обеспечивающего цифровое управление четырьмя значениями коэффициента усиления при двух переключаемых компонентах. Четыре комбинации управляющих (отпирающих и запирающих) сигналов поступают на входы полевых ключей, определяя четыре возможных отношения сопро-

тивлений резисторов обратной связи и входного. Таким образом без использования дешифратора реализуются четыре значения ступеней коэффициента усиления.

Для исключения влияния усиливаемого сигнала на запертое состояние ключей истоки полевых транзисторов подключены непосредственно к инвертирующему входу ОУ и находятся под потенциалом «кажущейся» земли.

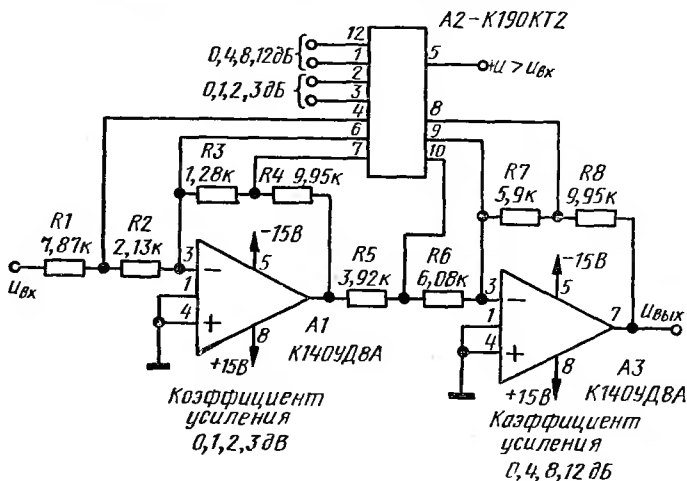


Рис. 23. Усилитель с 16 дискретными ступенями усиления

Четыре значения коэффициента усиления (или ослабления) связаны в этой схеме простым соотношением: если a , b , c и d — коэффициенты усиления или ослабления в децибелах, то сумма максимального и минимального коэффициентов равна сумме двух других независимо от сопротивлений резисторов R_1 , R_2 , R_3 , R_4 .

Указанные коэффициенты определяются из соотношений:

$$a = 20 \lg \frac{R_1 + R_2}{R_4}; \quad b = 20 \lg \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4};$$

$$c = 20 \lg \frac{R_2}{R_4}; \quad d = 20 \lg \frac{R_2}{R_3 + R_4}, \text{ т. е. } a + d = b + c.$$

При использовании резисторов указанных номиналов схема обеспечивает равномерное нарастание коэффициента усиления от 0 до 3 дБ через 1 дБ.

Соединяя последовательно два таких управляемых каскада, можно получить 16 ступеней усиления.

В схеме на рис. 23 величины ступеней усиления каждого каскада выбрана так, что в совокупности обеспечивается изменение коэффициента усиления в пределах от 0 до 15 дБ с шагом 1 дБ.

Сопротивления резисторов определяются непосредственно из уравнений для a , b , c , d при единичном коэффициенте усиления, соответствующем

$$\frac{R_d}{R_1 + R_2} = 1.$$

Сопротивлением открытого канала полевого транзистора при расчете можно пренебречь, так как оно меньше 50 Ом.

При необходимости число каскадов, а следовательно, и ступеней усиления может быть увеличено.

СУММАТОРЫ

Сумматоры на несколько и особенно на большое число каналов удобно выполнять на ОУ по схеме инвертирующего усилителя.

Благодаря тому что потенциал инвертирующего входа при заземленном неинвертирующем близок к потенциалу земли, регулировки усиления по каждому каналу оказываются независимыми и сигнал одного канала не проникает в другой.

На рис. 24, a приведена схема такого сумматора на четыре канала. Для указанных номиналов резисторов максимальный коэффициент передачи по каждому каналу равен единице и может снижаться до нуля. Число каналов может быть произвольно увеличено.

Часто возникает необходимость складывать или вычитать сигналы нескольких источников, причем заранее неизвестно, какое из этих действий требуется и для какого канала. В этом случае можно применить схему рис. 24, b , представляющую собой сумматор-вычитатель. В среднем положении движка потенциометра каждого канала сигнал на выходе равен нулю. Если движок в верхнем положении, на выходе — инвертированный входной сигнал, в нижнем — неинвертированный. Таким образом можно менять знак выходного сигнала по каждому каналу в отдельности.

Устройство работает следующим образом. На выходе ОУ $A1$ образуется инвертированная сумма входных напряжений всех каналов. В ОУ $A2$ эта сумма усиливается с единичным коэффициентом усиления. Кроме того, на ОУ $A2$ подаются входные сигналы с движков потенциометров и усиливаются в два раза. Поэтому в среднем

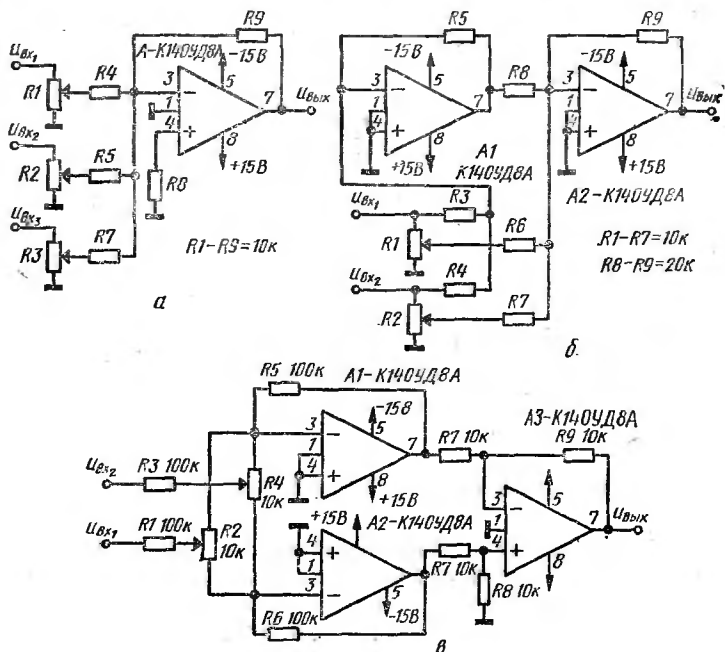


Рис. 24. Сумматоры

положении движков потенциометров (когда входные сигналы ослаблены в два раза) в усилителе $A2$ суммируется выходной сигнал $A1$ (инвертированная сумма входных сигналов) и сумма входных сигналов. В результате происходит их взаимная компенсация и на выходе ОУ $A2$ — нулевое напряжение. При выведении движка потенциометра вверх прямой сигнал канала вдвое превышает уровень инвертированного сигнала с $A1$, и на выходе $A2$ после вычитания образуется инвертированный сигнал, равный по величине входному сигналу канала. При выведении движка потенциометра вниз прямой сигнал, пос-

тупающий на A_2 , равен нулю, и на выходе получается неинвертированный входной сигнал, транслированный через два усилителя (A_2 и A_1) с единичным усилением.

Коэффициент передачи по каждому каналу для указанных номиналов резисторов лежит в пределах от $+1$ до -1 . Число каналов может быть увеличено.

Схема, приведенная на рис. 24, б, имеет повышенное число резисторов на канал, что не всегда удобно.

В схеме на рис. 24, в число резисторов сокращено, но добавлен еще один ОУ. При передвижении движка потенциометра суммируемого канала сигнал переключается с одного усилителя на другой. В крайних положениях сигнал поступает только на A_1 или на A_2 . Выходные сигналы A_1 и A_2 подаются на разные входы дифференциального усилителя A_3 . Коэффициенты передачи по каждому входу также равны от $+1$ до -1 (для указанных номиналов резисторов). На выходе 3 сигналы ОУ A_1 и A_2 вычитаются. В среднем положении движка потенциометра сигналы усилителей A_1 и A_2 равны и взаимно компенсируются на выходе ОУ A_3 . Число каналов может быть произвольно увеличено.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ТОК-НАПРЯЖЕНИЕ

Преобразователи ток-напряжение предназначены для работы с источниками тока. Идеальный источник тока имеет бесконечное выходное сопротивление, а его выходной ток не зависит от сопротивления нагрузки. Примером таких источников могут служить фотоэлементы: фотодиоды, фототранзисторы, фотоумножители. Их выходное сопротивление очень велико (хотя и имеет конечное значение), поэтому чем меньше сопротивление нагрузки, тем в большей степени они работают как источники тока. Использование фотоэлементов в режиме источника тока улучшает линейность световой характеристики, обеспечивает более высокое быстродействие, повышает стабильность параметров во времени и при эксплуатации.

Функцию преобразования ток-напряжение успешно выполняет инвертирующий усилитель, у которого сопротивление входного резистора равно нулю (рис. 25, а). При таком включении входное сопротивление схемы

имеет очень малую величину и определяется выражением

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{ос}}}{1 + A}.$$

Для современных операционных усилителей, имеющих коэффициент усиления A порядка нескольких десятков тысяч, входное сопротивление преобразователя ток-

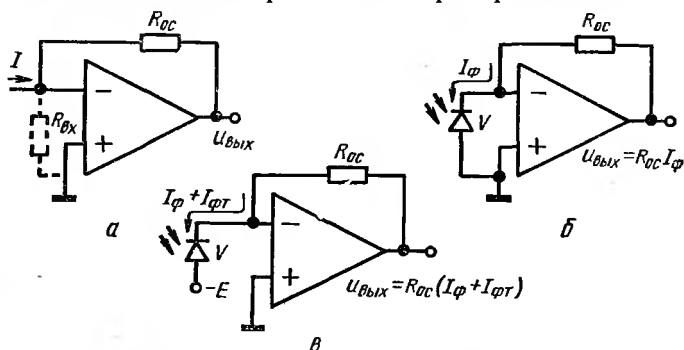


Рис. 25. Схема преобразователя ток-напряжение

напряжение составляет от долей до нескольких ом в зависимости от величины сопротивления резистора обратной связи $R_{\text{ос}}$.

Выходное напряжение преобразователя ток-напряжение пропорционально входному току I (ток источника), умноженному на сопротивление резистора обратной связи $R_{\text{ос}}$:

$$u_{\text{вых}} = IR_{\text{ос}}.$$

Для повышения разрешающей способности преобразователя ток-напряжение необходимо, чтобы сигнальный ток превышал значение входного тока операционного усилителя. Поэтому при измерении малых токов следует применять операционные усилители с наименьшими входными токами (усилители с полевыми транзисторами на входе).

На рис. 25, б показана схема преобразователя ток-напряжение в паре с фотодиодом. При таком включении повышается быстродействие фотодиода, поскольку исключается влияние его собственной емкости за счет того, что он работает на очень низкоомную нагрузку.

Емкость фотодиода не определяет частотную харак-

теристику непосредственно схемы. Эта характеристика определяется сопротивлением резистора обратной связи и проходной емкостью операционного усилителя. Поэтому для получения максимальной ширины частотной характеристики, верхняя граница которой ограничена частотной характеристикой самого ОУ, необходимо уменьшать сопротивление резистора обратной связи.

Нужно учитывать, что емкость фотодиода оказывает существенное воздействие на спектральную плотность шума. На частотах, при которых емкостная составляющая полного сопротивления фотодиода становится меньше полного сопротивления обратной связи, происходит возрастание напряжения. Скорость возрастания зависит от соотношения между уровнем шума на входе операционного усилителя, уровнем шума фотодиода и шумовым сопротивлением резистора обратной связи. Для уменьшения шумового напряжения резистор обратной связи шунтируется емкостью. Уменьшение сопротивления нагрузки для источника тока позволяет также повысить линейность световой характеристики.

Сигнальный ток фотодиода пропорционален освещенности E и интегральной чувствительности фотодиода S :

$$I_{\phi} = ES.$$

Тогда выходное напряжение схемы будет равно

$$u_{\text{вых}} = I_{\phi} R_{\text{ос}} = ESR_{\text{ос}}.$$

Важным преимуществом схемы является то, что при изменении сопротивления резистора обратной связи $R_{\text{ос}}$ от сотен ом до нескольких мегаом можно измерять освещенности, отличающиеся в сотни тысяч раз.

Включение фотодиода в фотогальваническом режиме (без напряжения смещения) на низкоомную нагрузку (рис. 25, б) уменьшает температурный коэффициент интегральной чувствительности.

Еще одно достоинство такого включения — отсутствие темнового тока, что особенно важно в случае гальванической связи с последующими каскадами при измерении непрерывных световых потоков.

При измерении переменных (модулированных) световых потоков и емкостной связи с последующими каскадами используется схема, приведенная на рис. 25, в, в которой фотодиод включен со смещением. В этом

случае снижается емкость и увеличивается интегральная чувствительность фотодиода, но появляется темновой ток фотодиода $I_{\text{фт}}$, который очень сильно зависит от температуры.

Погрешность преобразователя ток-напряжение также определяется параметрами самого операционного

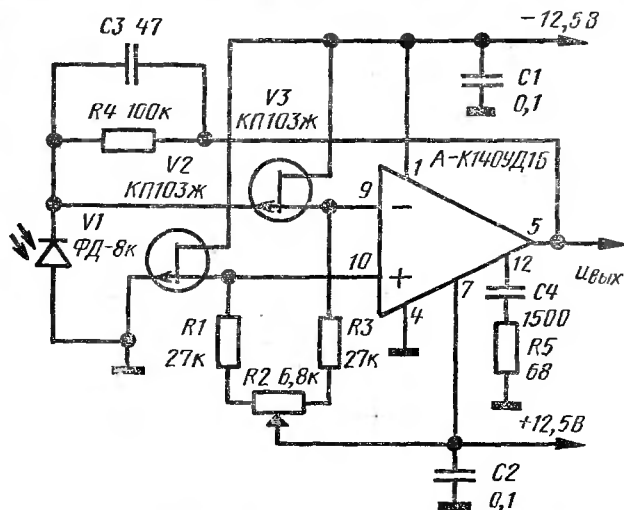


Рис. 26. Преобразователь тока фотодиода в напряжение с входным каскадом на полевых транзисторах

усилителя. Она обусловлена напряжением смещения, входным током и их дрейфами. Коэффициент усиления преобразователя ток-напряжение для напряжения смещения и шумовых напряжений определяется выражением

$$\frac{R_{\text{ос}} + R_{\text{ф}}}{R_{\text{ф}}} \approx 1 \quad (\text{так как } R_{\text{ф}} \gg R_{\text{ос}}),$$

где $R_{\text{ф}}$ — внутреннее сопротивление фотодиода.

Выходное напряжение ОУ за счет его погрешностей будет равно

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{см}} + I_{\text{вх}} R_{\text{ос}}.$$

Если нет операционного усилителя с малыми входными токами, можно использовать схему с дополнительными полевыми транзисторами на входе (рис. 26). Резистор

R_2 служит для балансировки выходного напряжения. Конденсатор C_3 предназначен для уменьшения выходного шумового напряжения.

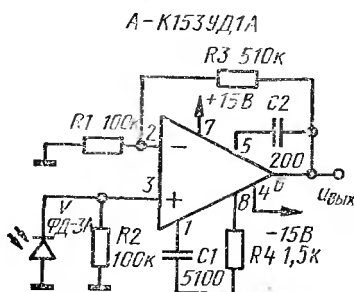


Рис. 27. Фотореле

На рис. 27 представлена схема фотореле, в котором фотодиод включен на неинвертирующий вход. Эта схема пригодна для работы только на низких частотах, так как фотодиод генерирует ток всего в несколько микроампер, а для получения необходимого выходного напряжения, которое определяется выражением

$$u_{\text{вых}} = I_{\phi} R_2 \left(1 + \frac{R_3}{R_1} \right).$$

сопротивление резистора R_2 и коэффициент передачи каскада, равный $1 + \frac{R_3}{R_1}$, должны быть достаточно большими.

При увеличении сопротивления резистора R_2 емкость фотодиода будет значительно ограничивать частотную характеристику каскада, а при увеличении коэффициента усиления значительно увеличивается влияние входных погрешностей операционного усилителя.

ПРИМЕНЕНИЕ ОУ В ИСТОЧНИКАХ ПИТАНИЯ

ИСТОЧНИКИ ОПОРНОГО НАПЯЖЕНИЯ

Операционные усилители находят широкое применение в источниках опорного напряжения, имеющих весьма низкое выходное сопротивление и обеспечивающих значительный выходной ток.

Стабилитрон как источник опорного напряжения сам по себе может обеспечивать довольно стабильное напряжение. При этом необходимо поддерживать постоянным ток, протекающий через стабилитрон, и предотвращать его изменения из-за изменений напряжений источника питания и тока нагрузки.

Сила тока, протекающего через стабилитрон, влияет на температурный коэффициент напряжения стабилизации, поэтому его изменения также приводят к изменению температурного коэффициента напряжения стабилизации, соответственно, к изменению опорного напряжения.

Дифференциальное сопротивление стабилитрона имеет конечное значение, величина которого составляет от нескольких единиц до сотен ом. Именно из-за конечности этого сопротивления стабилитрон не является совершенным источником напряжения, обеспечивающим одно и то же выходное напряжение независимо от тока нагрузки. Внутреннее сопротивление стабилитрона и сопротивление нагрузки всегда образуют делитель напряжения, который уменьшает выходное напряжение.

Применение операционного усилителя позволяет поддерживать постоянным ток стабилитрона независимо от тока нагрузки, значительно уменьшить выходное сопротивление и увеличить ток нагрузки, а также регулировать выходное напряжение опорного источника в широких пределах.

На рис. 28, *а* показана схема однополярного источника опорного напряжения, обеспечивающего выходное напряжение, величина которого выше напряжения стабилизации стабилитрона и может регулироваться в пределах от 10 до 25 В. В этой схеме операционный усилитель работает от одного источника питания +30 В. Отрицательный вывод источника питания заземлен, а на неинвертирующий вход ОУ подано смещение от стабилитрона. На выходе операционного усилителя включен эмиттерный повторитель на транзисторе *V3* для увеличения выходного тока источника опорного сигнала. Сигнал обратной связи, подаваемый на инвертирующий вход ОУ, снимается с делителя (резисторы *R4—R6*). Изменяя глубину обратной связи положением движка потенциометра (резистор *R4*), можно регулировать выходное напряжение. Максимальная величина выходного напряжения ограничена напряжением насыщения транзистора *V3* и диапазоном выходного напряжения ОУ. Минимальная величина выходного напряжения источника опорного напряжения ограничивается допустимым синфазным напряжением на входе ОУ и элементами делителя *R4—R6*. Резистор *R7* защищает выход операционного усилителя от короткого замыкания. Транзистор *V2*

предназначен для защиты транзистора $V3$ при бросках тока, превышающих силу выходного тока источника опорного напряжения. Допустимая сила тока перегрузки устанавливается резистором $R8$. При силе тока нагрузки, превышающей допустимую, на резисторе $R8$ создается падение напряжения, достаточное для открытия транзистора $V2$, который ограничивает базовый ток транзистора $V3$. Для обеспечения нормальной работы источника опорного напряжения транзистор $V3$ должен иметь статический коэффициент усиления тока базы не менее 50—100. Сила выходного тока источника опорного напряжения 100 мА.

В тех случаях, когда необходимо получать биполярные напряжения, симметричные относительно земли, может быть использована схема, показанная на рис. 28, б. В этой схеме оба выхода обеспечивают симметричное относительно земли напряжение, величина которого определяется напряжением стабилизации одного стабилитрона $V3$. Поскольку напряжение на стабилитроне формируется при помощи операционных усилителей, он изолирован от изменений источника питания. Ток стабилизации определяется только напряжением стабилизации стабилитрона $V3$ и сопротивлением резистора $R4$:

$$I_{ст} = \frac{U_{ст}}{R_4}.$$

Выходное напряжение также не зависит от тока нагрузки по обоим выходам двухполярного опорного источника. Операционный усилитель $A2$ и усилитель тока на транзисторе $V4$ обеспечивают ток нагрузки по отрицательному, а ОУ $A1$ и усилитель тока $V1$ по положительному выходам. Отрицательное выходное напряжение равно напряжению стабилизации примененного стабилитрона: $U_{вых}^- = U_{ст}$. В то же время положительное выходное напряжение определяется отношением резисторов $R3$ и $R5$, т. е. может быть усилено или ослаблено относительно напряжения стабилизации стабилитрона $V3$:

$$U_{вых}^+ = U_{ст} \frac{R_3}{R_5}.$$

При равенстве сопротивлений резисторов $R3$ и $R5$ положительное выходное напряжение равно отрицательному выходному напряжению источника двухполярного напряжения. В тех случаях, когда не требуются симметричные

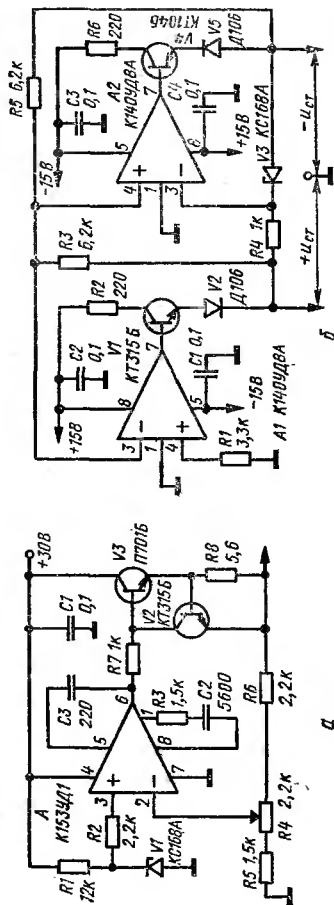


Рис. 28. Источники опорного напряжения: а — однополярный; б — биполярный

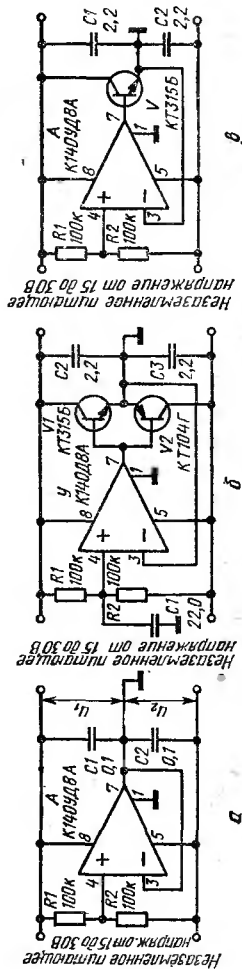


Рис. 29. Делители напряжения на ОУ: а — простейший; б — с усилителем мощности

выходные напряжения, величину выходного напряжения можно регулировать по положительному выходу соотношением сопротивлений резисторов $R3$ и $R5$. Она может быть ниже или выше напряжения стабилизации стабилитрона $V3$.

У транзисторов $V1$, $V4$ допустимый ток коллектора должен быть больше, чем ток нагрузки, на величину силы тока стабилизации стабилитрона $V3$. Резисторы $R2$ и $R6$ предназначены для снижения мощности, рассеиваемой на коллекторах транзисторов. При величине номиналов, приведенных на схеме, источник обеспечивает двухполярное выходное напряжение $\pm 6,8$ В относительно земли с током нагрузки не более 40 мА.

ОУ КАК ДЕЛИТЕЛЬ НАПЯЖЕНИЯ

Когда для питания операционных усилителей требуются два разнополярных напряжения, а в распоряжении имеется лишь один источник питания, можно использовать дополнительный ОУ в качестве делителя питающего напряжения. Такая схема обеспечивает на выходе положительное и отрицательное напряжения, стабилизированные цепью обратной связи.

Простейший вариант активного делителя напряжения, в котором использован операционный усилитель (рис. 29, а), пригоден для построения источников питания с заземленной средней точкой, если не требуется пропускать большой ток через заземляющий провод, т. е. когда разностный ток потребления обоих источников питания не превышает максимально допустимого тока нагрузки операционного усилителя.

Резисторы $R1$ и $R2$ делят входное напряжение на неинвертирующем входе операционного усилителя. Их отношение определяет отношение выходных напряжений u_1 и u_2 :

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{R_1}{R_2}.$$

Это отношение может быть постоянным или регулироваться, если в качестве резисторов $R1$ и $R2$ использовать потенциометры.

В тех случаях, когда необходимо пропускать большой ток через заземляющий провод, используется схема, показанная на рис. 29, б, у которой в цепь обратной связи

операционного усилителя включен усилитель мощности на комплементарных транзисторах $V1$, $V2$. При нарушении баланса между выходными напряжениями, определяемого соотношением резисторов $R1$ и $R2$, уменьшается или увеличивается выходной ток усилителя мощности, в результате чего разность между соотношением напряжений воздействует через обратную связь на выходы и балансирует их.

Максимально допустимый разностный ток потребления по выходным источникам не должен превышать максимально допустимого тока коллектора применяемых транзисторов. Для данной схемы максимальный разностный ток не должен превышать 100 мА, когда потребление больше по отрицательному источнику, и 50 мА, когда потребление больше по положительному источнику. Значения 100 и 50 мА соответствуют максимально допустимым токам коллекторов транзисторов КТ315Б и КТ104Г. Из-за ограничения по допустимой мощности рассеяния на коллекторе транзисторов, которая не должна превышать 150 мВт, постоянный разностный ток не должен превышать 10 мА при максимальном выходном напряжении $\pm 7,5$ В.

Конденсатор $C1$ предназначен для подавления шумов и предотвращения возникновения паразитной генерации, а конденсаторы $C2$, $C3$ сглаживают токовые выбросы при импульсных нагрузках.

Степень стабилизации выходных напряжений активного делителя такая же, как у первичного напряжения. Диапазон входного напряжения схемы определяется типом операционного усилителя, и оно не должно превышать предельно допустимого напряжения питания этого усилителя.

В тех случаях, когда заведомо известно, что потребление по одному из источников больше другого, можно использовать схему с одним дополнительным транзистором (рис. 29, в). Если разностный ток потребления по источникам превышает ток, который может дать данное устройство (10—20 мА), следует использовать параллельное соединение транзисторов или же более мощные транзисторы.

СТАБИЛИЗИРОВАННЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ

Стабилизированный источник питания (рис. 30) вырабатывает два равных выходных напряжения противоположной полярности с малым уровнем пульсаций. Точное равенство положительного и отрицательного выход-

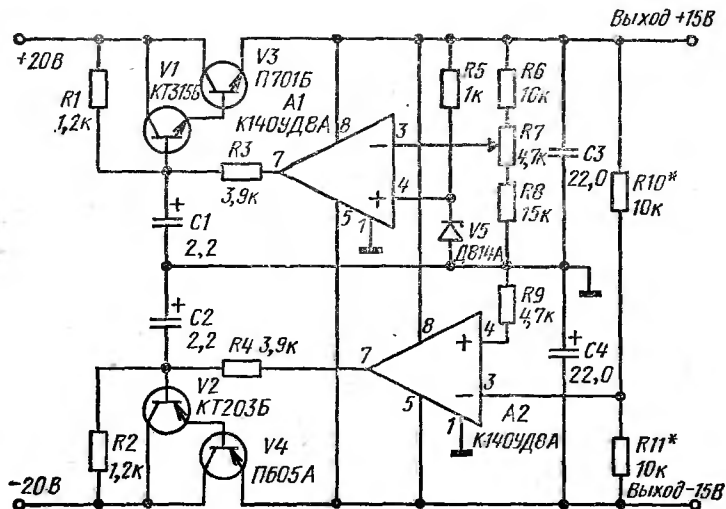


Рис. 30. Стабилизированный источник питания операционных усилителей

ных напряжений обеспечивается общим источником опорного напряжения и цепью следящей обратной связи. Два операционных усилителя, входящие в состав стабилизатора, питаются его же выходными напряжениями. Выходной ток стабилизатора ограничен максимально допустимыми токами коллекторов транзисторов V3, V4.

Верхняя часть схемы представляет собой обычный последовательный стабилизатор, формирующий выходное напряжение +15 В. Источником опорного напряжения, поданного на неинвертирующий вход операционного усилителя A1, является стабилитрон, питающийся выходным стабилизированным напряжением. На инвертирующий вход ОУ A1 через делитель R6—R8 поступает выходное

напряжение стабилизатора. Разностный сигнал ошибки на выходе *A1* управляет составным транзистором *V1, V3* таким образом, чтобы минимизировать величину ошибки.

Резистор *R1* обеспечивает начальное смещение регулирующего составного транзистора *V1, V3*, а конденсатор *C1* предотвращает возникновение паразитной генерации. Для обеспечения заданного выходного тока β составного транзистора *V1, V3* должно быть не менее 400. Защитный резистор *R3* ограничивает выходной ток ОУ в случае короткого замыкания на выходе. Снижение уровня пульсаций выходного напряжения обеспечивается конденсатором *C3*.

В другой части стабилизатора, вырабатывающей выходное напряжение — 15 В, операционный усилитель *A2* работает как инвертирующий усилитель с единичным коэффициентом усиления: резистор *R10* является входным, а резистор *R11* включен в цепь обратной связи. Поскольку на вход такого усилителя поступает стабилизированное напряжение +15 В, то опорное напряжение, формируемое стабилитроном *V5*, используется для обеих частей стабилизатора. Благодаря единственному источнику опорного напряжения обеспечивается хорошее слежение за равенством положительного и отрицательного выходных напряжений стабилизатора. Назначение остальных схемных элементов то же, что и в стабилизаторе положительного напряжения.

Выходные напряжения стабилизатора устанавливают при помощи потенциометра (резистор *R7*).

Точность установки выходного напряжения — 15 В относительно выходного напряжения +15 В определяется соотношением номиналов сопротивлений резисторов *R10, R11* и напряжением смещения операционного усилителя *A2*. Для уменьшения разности между абсолютными значениями выходных напряжений стабилизатора можно подобрать сопротивления резистора *R10* или *R11* или же включить между резисторами *R10, R11* потенциометр, движок которого должен быть соединен с инвертирующим входом операционного усилителя *A2*. Этим же потенциометром при необходимости можно установить нужную асимметрию выходных напряжений. Сохранение равенства выходных напряжений при изменении температуры окружающей среды достигается установкой резисторов *R10, R11* с низким или равным температур-

ными коэффициентами (ТКС), например сопротивления типа ВС.

Для обеспечения нормального теплового режима транзисторов $V3$, $V4$ при максимальных токах нагрузки их необходимо устанавливать на радиаторы.

Стабилизированный источник питания обеспечивает выходные напряжения от ± 12 В до ± 15 В при выходном токе до 500 мА с уровнем пульсаций выходного напряжения не более 10 мВ.

ПРЕЦИЗИОННЫЙ ДВУХПОЛУПЕРИОДНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ

При преобразовании малых синусоидальных сигналов обычные схемы двухполупериодных выпрямителей (на диодных мостах) уже не подходят, так как уровень

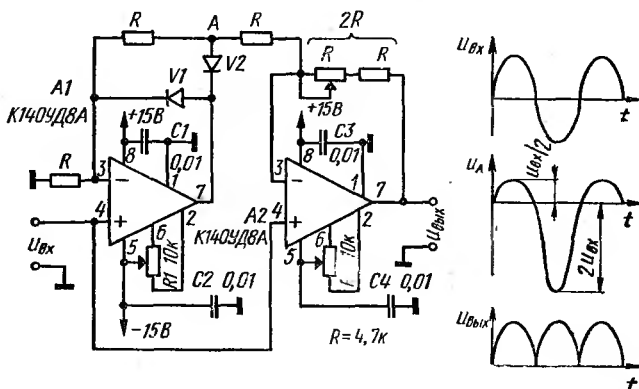


Рис. 31. Прецизионный двухполупериодный выпрямитель

сигнала становится сравним с прямым падением напряжения на открытом переходе диода.

В схеме прецизионного двухполупериодного выпрямителя (рис. 31) применены два операционных усилителя и два диода, включенные в цепь обратной связи операционного усилителя $A1$. Такое включение снижает прямое падение напряжения и влияние нелинейности диодов в число раз, равное коэффициенту усиления в контуре обратной связи. Данное устройство обладает высоким входным сопротивлением, что устраняет необходимость применения буферного усилителя.

Усилитель, выполненный на $A1$, управляет усилителем, выполненным на $A2$, таким образом, чтобы осуществлялся процесс двухполупериодного выпрямления входного сигнала. Он имеет коэффициент усиления, равный 1 при положительных значениях и 2 при отрицательных значениях входного сигнала $u_{вх}$. Усилитель, выполненный на $A2$, инвертирует выходной сигнал первого усилителя, усиливая его с коэффициентом усиления, равным 1 при положительных значениях и 2 при отрицательных значениях входного сигнала. В то же время он усиливает входной сигнал, поступающий на его неинвертирующий вход, в 2 раза при положительных значениях и в 3 раза при отрицательных значениях входного сигнала. В результате этого общий коэффициент усиления схемы оказывается одинаковым как при положительных, так и при отрицательных значениях $u_{вх}$, а выходное положительное напряжение $A2$ равно абсолютному значению входного сигнала.

Рассмотрим, как работают различные участки схемы выпрямителя при разных полярностях входного сигнала. При положительной полярности входного сигнала усилитель $A1$ работает как повторитель напряжения с единичным коэффициентом усиления, и напряжение на его инвертирующем входе равно входному. В это время диод $V1$ открыт, а диод $V2$ находится в закрытом состоянии. Усилитель $A2$ инвертирует и усиливает напряжение, которое присутствует на инвертирующем входе усилителя $A1$ с коэффициентом усиления, равным 1. В то же время он усиливает входной положительный сигнал, который присутствует на его неинвертирующем входе, с коэффициентом усиления, равным 2. На выходе усилителя $A2$ формируется положительное напряжение, равное по амплитуде входному сигналу.

Когда на вход схемы поступает отрицательное входное напряжение, усилитель $A1$ имеет коэффициент усиления, равный 2. Диод $V1$ закрывается, а диод $V2$ переходит в проводящее состояние. Выходное напряжение в точке A становится равным $2 u_{вх}$. Это напряжение инвертируется и усиливается усилителем $A2$ с коэффициентом усиления, равным 2. В то же время усилитель $A2$ усиливает отрицательный входной сигнал, поступающий на его неинвертирующий вход с коэффициентом усиления, равным 3, в результате чего выходное напряжение уси-

лителя A_2 оказывается равным по абсолютной величине амплитуде входного сигнала, но имеет положительную полярность.

Резисторы R_1 и R_2 служат для балансировки операционных усилителей при подключенном источнике входного сигнала, но при отсутствии самого сигнала. Сначала балансируется операционный усилитель A_1 , а затем A_2 . Резисторы R должны быть точно согласованы между собой, так как они определяют коэффициент усиления усилителей A_1 и A_2 . Резистор в цепи обратной связи операционного усилителя A_2 для точного согласования лучше заменить двумя резисторами, один из которых следует взять переменным для точной подстройки коэффициента усиления. В данном случае применен постоянный резистор с сопротивлением 6,8 кОм и переменный резистор с сопротивлением 4,7 кОм.

ПРИМЕНЕНИЕ ОУ В ГЕНЕРАТОРАХ СИГНАЛОВ

ГЕНЕРАТОР СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Синусоидальные колебания — наиболее часто встречающиеся колебания, с которыми приходится иметь дело радиолюбителю. Генераторы синусоидальных колебаний используются в качестве источников сигналов звуковой и радиочастоты. В то же время часто синусоидальные колебания бывают нежелательными явлениями в усилителях с большим коэффициентом усиления.

Возникновение генерации в схемах с обратной связью происходит только в том случае, когда фазовый сдвиг по петле обратной связи на определенной частоте f_r будет равен нулю (360°). При этом коэффициент усиления в петле обратной связи превышает единицу.

При использовании в качестве активного элемента в схеме генератора синусоидальных колебаний инвертирующего усилителя сигнал обратной связи должен быть сдвинут по фазе на угол, равный 180° . Учитывая наличие фазовой задержки, вносимой собственно операционным усилителем, фазовый сдвиг цепи обратной связи, необходимый для возникновения незатухающих колебаний, должен быть меньше 180° .

Использование операционных усилителей в генераторах синусоидальных колебаний позволяет получить

высокую стабильность частоты в диапазоне от долей герц до сотен килогерц.

На рис. 32 показана схема генератора синусоидальных колебаний с квадратурными (сдвинутыми по фазе точно на $\pi/2$) выходами.

Схема содержит два последовательно включенных интегратора, охваченных общей обратной связью. Вы-

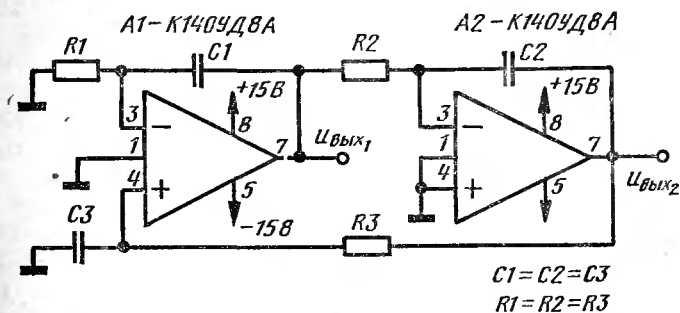


Рис. 32. Квадратурный генератор синусоидальных колебаний

ходной сигнал первого интегратора является синусоидой, а второго — косинусоидой.

Генератор вырабатывает колебания с частотой, определяемой выражением

$$f = \frac{1}{2\pi} (R_1 C_1 R_2 C_2)^{-\frac{1}{2}},$$

при $R_1 C_1 = R_3 C_3$.

Если резисторы $R1$ и $R3$ имеют одинаковые величины сопротивлений в пределах от 56 Ом до 8,2 кОм, а конденсаторы емкости $C1$ и $C3$ одинаковые величины в пределах 6800 до 120 пФ, генератор вырабатывает квадратурные синусоидальные колебания в диапазоне частот от 1 до 50 кГц соответственно. Амплитуда и частота колебаний генератора достаточно стабильны при изменении питающих напряжений от 6 до 15 В при нелинейных искажениях не более 2%. Величина нелинейных искажений синусоидального сигнала приблизительно пропорциональна степени рассогласования между постоянными времени $R1 C1$ и $R3 C3$.

В схеме генератора с мостом Вина (рис. 33) применена схема АРУ. Если глубина положительной обратной

связи превышает глубину отрицательной обратной связи, выходной сигнал нарастает до ограничения, и синусоидальный выходной сигнал генератора будет искажен. Поддержание равенства глубин положительной и отрицательной обратной связи осуществляется схемой АРУ (R_6 , V_1 , C_4 , R_5 , V_2 , C_3). При равенстве $R_1C_1 = R_2C_2$ частота, при которой фазовый сдвиг равен нулю и выполняется условие генерации, определяется выражением:

$$f = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}.$$

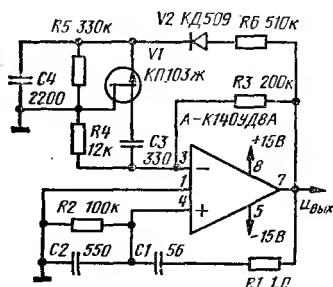


Рис. 33. Генератор синусоидальных колебаний с АРУ

АРУ работает следующим образом. Выходной синусоидальный сигнал выпрямляется детектором, выполненным на V_2 . Выпрямленный сигнал поступает на затвор полевого транзистора V_1 , модулируя сопротивление его канала в соответствии с амплитудой выходного сигнала. Тем самым поддерживается равенство глубин цепи положительной обратной связи (R_1 , R_2 , C_1 ,

C_2) и отрицательной обратной связи, определяемой сопротивлением резистора R_3 и сопротивлением R_0 , которое определяется выражением:

$$R_0 = \frac{R_4 \left(R_{KV1} + \frac{1}{\omega C_3} \right)}{R_4 + R_{KV1} + \frac{1}{\omega C_3}},$$

где R_{KV1} — сопротивление канала полевого транзистора.

Уровень выходного синусоидального напряжения определяется отношением резисторов R_5/R_6 и характеристиками полевого транзистора V_1 . При номиналах, указанных на схеме, частота генерации равна 2 кГц с амплитудой 10 В.

ГЕНЕРАТОР ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ

Схема простого генератора прямоугольных импульсов на одном операционном усилителе представлена на рис. 34. Положительная обратная связь создается подачей части выходного напряжения на неинвертирующий вход операционного усилителя через делитель $R1-R3$.

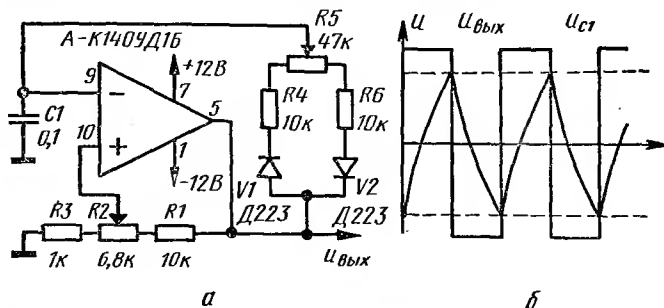


Рис. 34. Генератор прямоугольных импульсов

Элементы $R4-R6$ и $C1$ образуют интегрирующую цепочку и определяют частоту генерации. Сам операционный усилитель выполняет функцию сравнения напряжений положительной и отрицательной обратных связей на его входах.

Допустим, что напряжение на выходе ОУ в предшествующий момент было отрицательным, а напряжение на конденсаторе $C1$ только что достигло значения на неинвертирующем входе равного $u_{вых}^- \frac{R_3 + \Delta R_2}{R_1 + R_2 + R_3}$. Когда нап-

ряжение на конденсаторе $C1$ станет меньше этого значения, операционный усилитель скачком изменит выходное напряжение с отрицательного уровня на положительный. На неинвертирующем входе будет присутствовать напряжение также положительной полярности, равное $u_{вых}^+ \frac{R_3 + \Delta R_2}{R_1 + R_2 + R_3}$. Конденсатор $C1$ начнет перезаряжаться

током, равным $\frac{u_{вых}^+}{R_4 + \Delta R_5}$, с уровня $u_{вых}^- \frac{R_3 + \Delta R_2}{R_1 + R_2 + R_3}$ до уровня $u_{вых}^+ \frac{R_3 + \Delta R_2}{R_1 + R_2 + R_3}$. Когда же напряжение на кон-

денсаторе достигнет уровня напряжения на неинвертирующем входе ОУ, его выходное напряжение вновь изменит знак и цикл повторится.

Длительность прямоугольных импульсов определяется глубиной положительной обратной связи, постоянной времени времязадающей цепочки и уровнями выходных напряжений операционного усилителя и определяется выражениями:

$$t^+ = (R_4 + \Delta R_5) C_1 \ln \frac{u_{\text{ВЫХ}}^- (R_1 + R_2 + R_3) + u_{\text{ВЫХ}}^+ (\Delta R_2 + R_3)}{u_{\text{ВЫХ}}^- (R_1 + R_2 - \Delta R_2)};$$

$$t^- = (R_6 + R_5 - \Delta R_5) C_1 \ln \frac{u_{\text{ВЫХ}}^+ (R_1 + R_2 + R_3) + u_{\text{ВЫХ}}^- (\Delta R_2 + R_3)}{u_{\text{ВЫХ}}^+ (R_1 + R_2 - \Delta R_2)};$$

где t^+ — длительность импульсов положительной полярности;

t^- — длительность импульсов отрицательной полярности.

Частота повторения импульсов в данной схеме регулируется при помощи потенциометра R_2 , который изменяет глубину положительной обратной связи и соответственно уровень сравнения сигналов на входах операционного усилителя.

При помощи потенциометра R_5 регулируется скважность импульсов. Диоды V_1 и V_2 разделяют цепи прохождения токов заряда конденсатора C_1 при положительном и отрицательном выходных напряжениях операционного усилителя.

При указанных номиналах элементов схемы генератор вырабатывает прямоугольные импульсы амплитудой $\pm 7,5$ В (уровень насыщения ОУ) с частотой от 150 до 1500 Гц. При изменении емкости конденсатора C_1 до 0,01 мкФ частота генератора изменяется в пределах от 1500 до 15 000 Гц.

Недостатком схемы является то, что длительность и частота импульсов зависят от уровня насыщения ОУ. Этот недостаток можно устранить, если включить на выход ОУ ограничитель из двух встречно включенных стабилитронов. При этом необходимо ограничить выходной ток ОУ, который не должен превышать максимально допустимого для применяемого типа ОУ. Это ограничение достигается резистором, включенным последовательно с выходом ОУ.

ГЕНЕРАТОР ТРЕУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ

Схема генератора, представленная на рис. 35, позволяет получать треугольные импульсы со стабильной амплитудой и перестраиваемой частотой повторения. Генера-

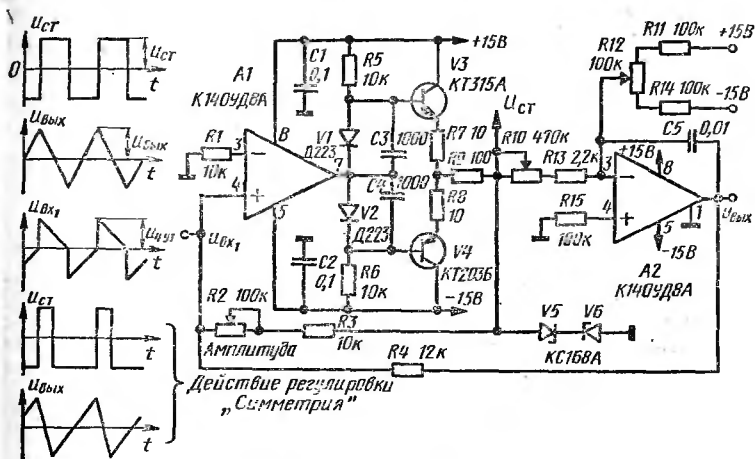


Рис. 35. Генератор треугольных импульсов

тор состоит из интегратора (времязадающий элемент), выполненного на операционном усилителе $A2$, и нуль-компаратора с гистерезисом (элемент сброса), выполненного на ОУ $A1$.

Схема такого нуль-компаратора обеспечивает широкую мертвую зону (гистерезис) за счет глубокой положительной обратной связи, охватывающей ОУ $A2$, цепочкой $R2-R4$. Когда выходной сигнал этого операционного усилителя находится на одном из уровней насыщения (положительном или отрицательном), цепь положительной обратной связи передает на неинвертирующий вход ОУ сигнал, соответствующий уровню ограничения на стабилитронах $V5$, $V6$, деленному на коэффициент передачи цепи положительной обратной связи. Чтобы изменить зафиксированное состояние операционного усилителя, на его неинвертирующий вход необходимо подать напряжение противоположной полярности, превышающее напряжение положительной обратной связи. После этого выходной сигнал усилителя $A1$ скачком перейдет в

противоположное состояние (полярность сигнала положительной обратной связи на неинвертирующем входе ОУ $A1$ также изменится).

Рассмотрим работу генератора подробнее. Если в какой-то момент времени выходное напряжение ОУ $A1$ имеет положительную полярность, входной ток $I_{\text{вх}}^+$ интегратора (операционный усилитель $A2$) определяется уровнем ограничения ограничителя, выполненного на стабилитронах $V5$, $V6$, и сопротивлением резисторов $R10$ и $R13$. На выходе интегратора формируется линейно-спа-

дающее напряжение, уменьшающееся со скоростью $\frac{u_{\text{вых}}^-}{t} = \frac{I_{\text{вх}}^+}{C_5}$.

Это напряжение через цепь $R4$, $R2$, $R3$ поступает на неинвертирующий вход операционного усилителя $A1$. В то время, когда напряжение на неинвертирующем входе нуль-компаратора, определяемое уровнем ограничения ограничителя, уровнем выходного сигнала интегратора и соотношением сопротивлений резисторов $R2$, $R3$ и $R4$, упадет ниже нулевого уровня, выходное напряжение нуль-компаратора станет отрицательным и на вход интегратора поступит также отрицательное напряжение с ограничителя. Входной ток интегратора $I_{\text{вх}}^-$ изменит свое направление и на его выходе будет формироваться

линейно-нарастающее напряжение со скоростью $\frac{u_{\text{вых}}^+}{t} = \frac{I_{\text{вх}}^-}{C_5}$.

до тех пор, пока напряжение на неинвертирующем входе ОУ $A1$ вновь не достигнет нулевого уровня. Далее циклы повторяются.

Амплитуда треугольных импульсов на выходе генератора регулируется резистором $R2$ и определяется напряжением ограничителя $V5$, $V6$ и соотношением сопротивлений резисторов $R2$, $R3$ и $R4$:

$$u_{\text{вых}} = \frac{u_{\text{ст}} R_4}{R_2 + R_3}.$$

Длительность нарастания (спада) выходного треугольного напряжения определяется соотношением сопротивлений резисторов $R2$, $R3$ и $R4$ и постоянной времени интегратора

$$T = \frac{2u_{\text{вых}}}{u_{\text{ст}}} (R_{10} + R_{13}) C_5 = \frac{2R_4}{R_2 + R_3} (R_{10} + R_{13}) C_5.$$

Как видно, амплитуда и длительность выходных треугольных импульсов зависят от одного и того же фактора — соотношения сопротивлений резисторов R_2 , R_3 и R_4 . Но в выражении, определяющем длительность выходных импульсов, присутствует еще одна переменная величина — постоянная времени интегратора. Поэтому сначала устанавливают необходимую амплитуду выходного сигнала $u_{\text{вых}}$, а затем — необходимую длительность треугольных импульсов T .

С помощью регулировки «Симметрия» можно менять соотношение между скоростями (длительностями) линейно-нарастающего и линейно-спадающего напряжений генератора треугольных импульсов.

На выходе нуль-компаратора включен двухтактный эмиттерный повторитель (транзисторы V_3 , V_4) для того, чтобы ОУ $A1$ не перегружался по выходному току. Диоды V_1 , V_2 задают смещение на базы транзисторов V_3 , V_4 соответственно. Включение двухтактного эмиттерного повторителя на выходе ОУ $A1$ позволяет снимать прямоугольные импульсы постоянной амплитуды с ограничителя и увеличивает быстродействие генератора.

Схема генератора треугольных импульсов дает возможность получать выходные импульсы амплитудой 10 В при длительностях импульсов от 60 мкс до 12 мс и амплитудой 0,8 В при длительностях импульсов от 10 мкс до 1 мс.

С помощью регулировки «Симметрия» выходные несимметричные пилообразные импульсы могут иметь более широкий диапазон длительностей, минимальная величина которых ограничивается быстродействием нуль-компаратора с ограничителем.

СХЕМА ЗАДЕРЖКИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ

Схема, представленная на рис. 36, а, обеспечивает плавную регулировку времени задержки последовательности прямоугольных импульсов.

В ней использованы два операционных усилителя, работающие в режиме компаратора. Операционный усилитель $A1$ выполняет роль буферного каскада, формирующего входные импульсы. Делитель напряжения (резисторы $R1$ и $R2$) устанавливает величину входных сигналов

в пределах динамического диапазона усиления синфазного сигнала. Если входной сигнал имеет достаточный динамический диапазон $u_{вх} > 5$ В, можно обойтись без ОУ А1, и в этом случае один операционный усилитель

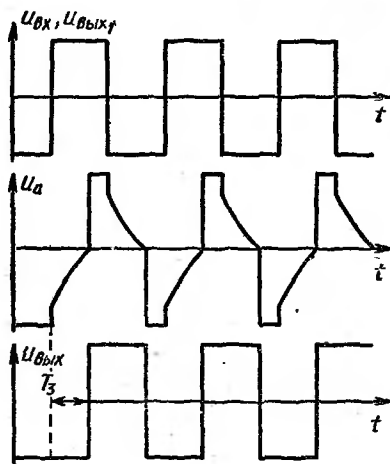
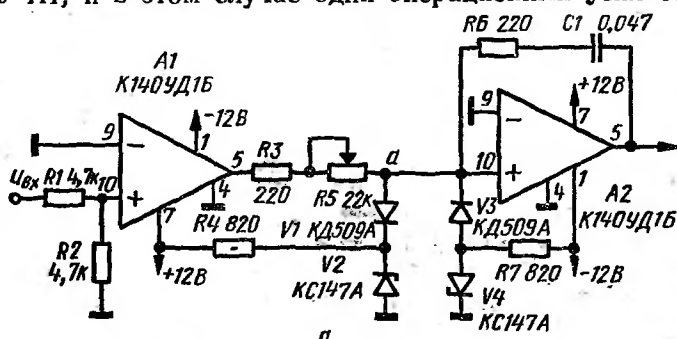


Рис. 36. Схема задержки последовательности прямоугольных импульсов: а — схема плавной регулировки; б — диаграмма напряжений

А2 будет обеспечивать задержку и формирование выходных импульсов.

Выходной сигнал ОУ А2 следует за отрицательными и положительными перепадами выходного напряжения операционного усилителя А1 с задержкой около $0,3 (R_3 + R_5 + R_6) C_1$.

При переключении выходного напряжения операционного усилителя $A1$ с отрицательного уровня на положительный конденсатор $C1$ начинает заряжаться током, сила которого определяется величинами выходных напряжений операционных усилителей $A1$ и $A2$ и сопротивлением цепочки резисторов $R3$, $R5$, $R6$. В этот момент на неинвертирующем входе операционного усилителя $A2$ напряжение скачком изменится на величину, равную $R_5 I_3$, где I_3 — начальный ток заряда конденсатора $C1$. Диод $V3$ в это время закрывается, а диод $V1$ уже был закрыт, так что цепочка $V1$ — $V4$ отключена. По мере того как напряжение на конденсаторе $C1$ начинает увеличиваться с постоянной времени $C_1 (R_3 + R_5 + R_6)$, напряжение на неинвертирующем входе ОУ $A2$ увеличивается по такому же закону (рис. 36, б). В тот момент, когда напряжение на неинвертирующем входе $A2$ достигнет уровня сравнения компаратора (нуля, а точнее напряжения смещения) и станет больше его, выходное напряжение операционного усилителя $A2$ скачком изменит свою полярность. Положительная обратная связь через конденсатор $C1$ и резистор $R6$ способствует быстрой установке усилителя в новое состояние. Напряжение на неинвертирующем входе $A2$ также скачком изменится и будет определяться цепочкой $V1$, $V2$. При переключении с положительного уровня на отрицательный произойдет обратный процесс и полярность выходного сигнала изменится с аналогичной задержкой.

Равенство задержек в рассматриваемой схеме для положительного и отрицательного фронтов сигнала зависит от симметрии выходных напряжений операционных усилителей $A1$ и $A2$, напряжений стабилизации стабилизаторов $V2$, $V4$ и прямых падений диодов $V1$, $V3$.

Время задержки не зависит от длительности входных импульсов и их коэффициента заполнения при условии, что постоянная времени задержки меньше длительности импульса или паузы между импульсами.

При номиналах элементов, указанных на схеме, время задержки регулируется в пределах от 50 до 400 мкс, а при большей емкости конденсатора оно может достигать десятков миллисекунд. Резисторы $R3$ и $R6$ служат в основном для ограничения выбросов тока и не оказывают существенного влияния на время задержки.

СХЕМЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРОВ

Схемы для измерения параметров полевых и биполярных транзисторов на ОУ позволяют осуществить с помощью резисторов независимые регулировки токов и напряжений смещения, измерительных сигналов переменного тока. Независимость регулировок определяется свойствами ОУ: большим коэффициентом усиления, вы-

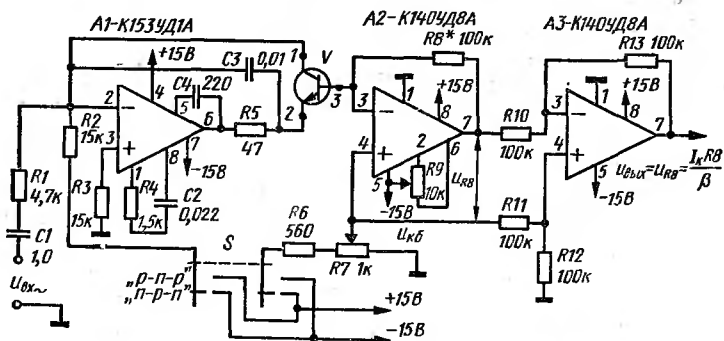


Рис. 37. Схема для измерения коэффициента усиления тока базы

соким входным и низким выходным сопротивлением. Измеряемый параметр транзисторов может быть представлен как функция любого другого выбранного параметра. Ниже приводятся описания трех измерительных схем, которые позволяют измерять коэффициент усиления тока базы биполярных транзисторов, крутизну полевых транзисторов и подбирать биполярные и полевые транзисторы.

Все эти схемы позволяют выводить данные на индикатор вольтметра. В то же время при использовании их с простыми генераторами пилообразного напряжения можно получать на экране осциллографа изображения зависимости измеряемого параметра от выбранной переменной.

Схема для измерения коэффициента усиления тока базы β (рис. 37) может работать как на постоянном, так и на переменном токе, при напряжениях коллектор-база $u_{кб}$ до ± 10 В и силе тока коллектора I_k до 5 мА. Пределы измерения $u_{кб}$ и I_k позволяют измерять

β транзисторов малой мощности. Для измерения этого параметра у транзисторов средней и большей мощности необходимо увеличить выходной ток ОУ А1.

Ток коллектора проверяемого транзистора определяется сопротивлением резисторов $R1$, $R2$ и входными напряжениями $u_{вх=}$ и $u_{вх\sim}$

$$I_{к=} = \frac{u_{вх=}}{R_2}, \quad I_{к\sim} = \frac{u_{вх\sim}}{R_1}.$$

Напряжение $u_{кб}$ на испытуемом транзисторе устанавливается при помощи потенциометра (резистор $R7$) и ОУ А2, так как коллектор испытуемого транзистора соединен с инвертирующим входом ОУ А1, потенциал которого близок к нулю, а база транзистора соединена с инвертирующим входом ОУ А2, потенциал которого определяется положением движка потенциометра $R7$.

Базовый ток испытуемого транзистора, протекая по резистору обратной связи ОУ А2, создает на нем падение напряжения, равное

$$u_{R8} = R_8 \left[\frac{I_{к=}}{\beta_{=}} + \frac{I_{к\sim}}{\beta_{\sim}} \right] = u_{R8=} + u_{R8\sim},$$

где $\beta_{=}$ — статический коэффициент усиления тока базы, $\beta_{\sim}$ — коэффициент усиления тока базы по переменному току.

Тогда можно записать:

$$\beta_{=} = \frac{R_8 \cdot I_{вх=}}{u_{R8}} \quad \text{и} \quad \beta_{\sim} = \frac{R_8 \cdot I_{вх\sim}}{u_{R8}}.$$

Как видно, величина β обратно пропорциональна напряжению u_{R8} . Если ток коллектора I_k имеет нормированное значение, а сопротивление обратной связи известно, шкалу вольтметра можно откалибровать в значениях β . При указанных номиналах резисторов и напряжений $u_{вх} = -15$ В, что соответствует току коллектора $I_k = 1$ мА, напряжение $u_{R8} = 1$ В соответствует $\beta_{=} = 100$, а при напряжении $u_{R8} = 10$ В $\beta_{=} = 10$.

Измерение $\beta_{=}$ при малых токах коллектора I_k испытуемого транзистора ограничивается входным током ОУ А2, поэтому для уменьшения погрешности, связанной с этим, необходимо использовать ОУ с малыми входными токами. Сила тока базы испытуемого транзистора долж-

на быть как минимум на порядок больше входного тока ОУ А2.

Частотный диапазон измерения $\beta_{\sim}$ определяется шириной полосы пропускания операционного усилителя А1 и паразитной емкостью, шунтирующей высокоомный резистор R8.

Как видно из рис. 37, падение напряжения на резисторе R8 измеряется с помощью незаземленного вольтметра, что в некоторых случаях создает неудобства. На выход схемы подключен дифференциальный усилитель А3 с единичным коэффициентом усиления (инвертирующий вход — к выходу ОУ А2, а неинвертирующий вход — к движку потенциометра R7), поэтому его выходное напряжение будет равно напряжению на резисторе R8, которое уже можно измерять заземленным вольтметром.

Резистор R5 служит для ограничения максимального выходного тока ОУ А1, а резистор R9 предназначен для балансировки ОУ А2, когда в схеме отсутствует испытуемый транзистор и $u_{вх}=0$. Элементы R4, C2—C4 — цепи коррекции ОУ А1, обеспечивающие его устойчивую работу.

СХЕМА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ КРУТИЗНЫ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Крутизну характеристики полевого транзистора S можно измерять, пользуясь методом, аналогичным методу измерения коэффициента усиления тока базы биполярных транзисторов. Это измерение производится в фиксированной рабочей точке, при определенных напряжении сток-исток и токе стока (рис. 38).

Постоянная составляющая тока стока $I_{с=}$ определяется сопротивлением резистора R6 и напряжением источника питания, а переменная — резистором R1 и напряжением, поступающим от генератора переменного сигнала, и соответственно равны:

$$I_{с=} = \frac{E_{п}}{R_6}, \quad I_{с\sim} = \frac{u_{вх}}{R_1}.$$

Напряжение смещения на испытуемом полевом транзисторе задается непосредственно установкой напряжения на затворе с помощью потенциометра R8. Так как сток транзистора, соединенный с инвертирующим входом ОУ А1, находится под нулевым потенциалом, напряже-

ние затвор-сток u_{30} задается напряжением на затворе.

Для определения крутизны характеристики измеряется напряжение затвор-исток $u_{3и}$, определяемое током стока, протекающим через испытуемый транзистор. Отношение этого напряжения к току стока дает статиче-

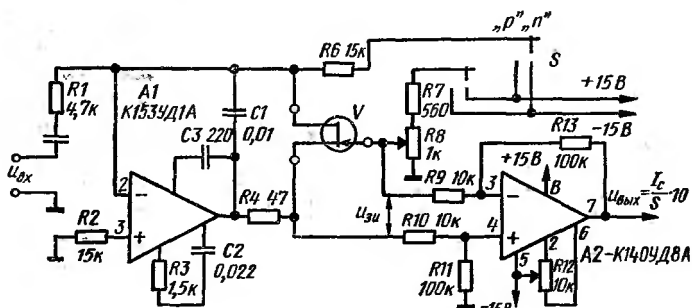


Рис. 38. Схема для измерения крутизны полевых транзисторов

ское или динамическое значение крутизны характеристики S полевого транзистора:

$$S_{\sim} = \frac{I_c}{u_{3и\sim}} \quad \text{и} \quad S_{\sim} = \frac{I_c}{u_{3и\sim}}.$$

Для удобства измерения крутизны характеристики полевого транзистора подключен дифференциальный усилитель А2 с коэффициентом усиления 10. Его выходное напряжение обратно пропорционально крутизне характеристики испытуемого полевого транзистора:

$$u_{\text{вых}} = \frac{I_c}{S} \cdot 10.$$

Так же, как и в предыдущей схеме, калибровка шкалы вольтметра производится при нормированных значениях тока стока. Так, при токе стока $I_c = 1$ мА выходное напряжение 1 В соответствует крутизне, равной 10 мА/В, а выходное напряжение 10 В соответствует крутизне, равной 1 мА/В.

СХЕМА ДЛЯ ПОДБОРА ПАР ТРАНЗИСТОРОВ

Подбор согласованных пар биполярных или полевых транзисторов имеет большое значение при конструировании дифференциальных усилителей. Подбор пар произ-

водится либо по напряжению эмиттер-база $u_{эб}$, либо по напряжению затвор-исток $u_{зи}$.

В схеме (рис. 39) для подбора пар транзисторов обеспечивается независимость баланса токов испытуемых транзисторов от различия их напряжений эмиттер-база. Токи и напряжения смещения каждого транзистора устанавливаются одинаковыми. Эта же схема пригодна и для

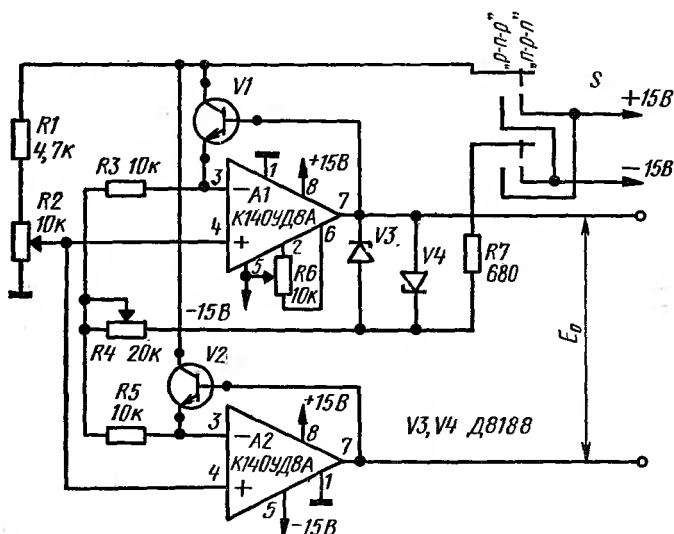


Рис. 39. Схема для подбора пар транзисторов

подбора пар полевых транзисторов по величине $u_{зи}$. Напряжения коллектор-эмиттер обоих транзисторов устанавливаются с помощью потенциометра, резистора R_2 , который задает напряжение на неинвертирующих входах обоих усилителей и, следовательно, на эмиттерах обоих испытуемых транзисторов. Благодаря тому что эмиттеры транзисторов находятся под одним и тем же потенциалом, измеряя потенциалы баз, можно определить величину $\Delta u_{эб} = E_0$.

Для того чтобы выходное напряжение E_0 представляло собой разброс напряжений транзисторов, их эмиттерные токи должны быть одинаковы. Эмиттерные токи испытуемых транзисторов определяются резисторами R_3 — R_5 и напряжением стабилизации стабилитронов V_3 ,

У4. Так как стабилитроны создают опорное напряжение относительно выхода одного из усилителей, а не относительно земли, изменение напряжения коллектор-эмиттер транзисторов не приводит к изменению напряжения на токозадающих резисторах. Так как падение напряжения на резисторах R_3 , R_4 и R_5 равно $u_{ст} - u_{эб}$, то эмиттерные токи при $R_3 = R_5$ равны

$$I_э = \frac{u_{ст} - u_{эб}}{R_2 + 2R_3}.$$

Основные погрешности измерения — погрешности, связанные с различием напряжений смещения ОУ $A1$, $A2$, разбросом номиналов резисторов R_2 и R_4 и разницей температур испытуемых транзисторов. Поэтому необходимо скомпенсировать напряжение смещения при помощи резистора R_6 .

Сопротивления резисторов R_3 и R_5 должны быть подобраны таким образом, чтобы перемена транзисторов местами приводила только к изменению знака выходного напряжения, а не к изменению его абсолютной величины.

Для выравнивания температур испытуемых транзисторов следует использовать близко расположенные испытательные колодки, а также избегать воздушных потоков или теплового излучения вблизи испытуемых транзисторов.

Если к любой из описанных схем подключить генератор пилообразного напряжения и осциллограф, можно получить изображение зависимостей измеряемого параметра от заданного параметра. Так, например, можно получить изображение зависимостей β и S от токов I_k и $I_с$ соответственно. Аналогично можно представить зависимость разности напряжений $u_{эб}$ при подборе транзисторов от тока I_k .

ТИПОВЫЕ СХЕМЫ БАЛАНСИРОВКИ И ИЗМЕРЕНИЕ ВХОДНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ОУ

Как указывалось, практически все схемы на ОУ требуют предварительной балансировки для компенсации смещения уровня выходного напряжения и уменьшения дрейфа нуля. Ниже рассмотрены основные схемы пост-

роения цепей балансировки применительно к различным вариантам включения ОУ.

Наиболее просто входной ток можно скомпенсировать так, как это показано на рис. 40. Для инвертирующего усилителя напряжение смещения от входного тока инвертирующего входа компенсируется падением напряжения, создаваемым входным током на переменном сопротивлении резистора $R2$. При каждом новом значении эквива-

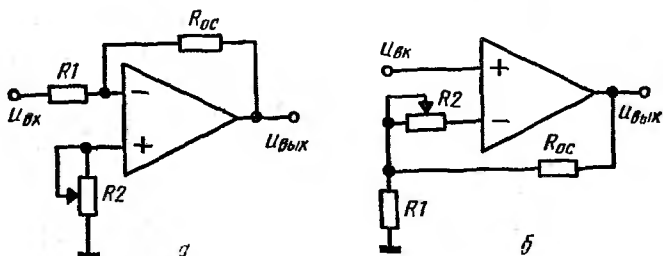


Рис. 40. Схемы компенсации входного тока: а — для инвертирующего усилителя; б — для неинвертирующего усилителя

лентного сопротивления резисторов $R1$ и R_{oc} схема требует подстройки.

В случае неинвертирующего усилителя напряжение смещения, возникающее от входного тока на сопротивлении источника входного сигнала, компенсируется падением напряжения от протекания входного тока инвертирующего входа через переменное сопротивление резистора $R2$. Для успешной компенсации сопротивление резистора $R2$ должно примерно в три раза превышать сопротивление источника входного сигнала.

Универсальные схемы балансировки ОУ по входам позволяют устранять смещение нуля для различных схем включения ОУ.

На рис. 41 показаны схемы балансировки инвертирующих усилителей. Схема на рис. 41, а служит для балансировки усилителей с небольшим внутренним сопротивлением источника сигнала. В этом случае она не вносит существенной погрешности в коэффициент передачи инвертирующего усилителя. В ней $R4 > R5$, а ток, протекающий через резистор $R4$, определяемый потенци-

алом на движке потенциометра $R2$ и сопротивлением резистора $R4$, достаточен для создания на сопротивлении обратной связи R_{oc} падения напряжения, компенсирующего входные погрешности ОУ.

Сопротивление резистора $R6$ должно быть равно сопротивлению параллельно соединенных резисторов $R5$ и

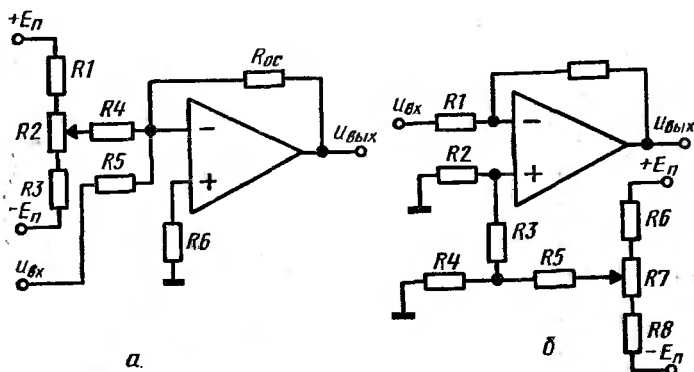


Рис. 41. Схемы балансировки инвертирующих усилителей: а — с небольшим внутренним сопротивлением источника сигнала; б — с большим сопротивлением источника сигнала

R_{oc} для уменьшения дрейфа напряжения смещения за счет дрейфа входных токов.

Для примера произведем расчет цепи балансировки при $R5 = 10$ кОм, $R_{oc} = 100$ кОм, $u_{см} = \pm 30$ мВ. При таких номиналах резисторов коэффициент усиления схемы равен 10 и соответственно выходное напряжение смещения $u_{вых. см} = u_{см} \cdot 10 = 0,3$ В.

Ток, необходимый для балансировки схемы, будет равен:

$$I_6 = \frac{u_{вых. см}}{R_{oc}} = \frac{0,3}{100 \cdot 10^3} = 3 \cdot 10^{-6} \text{ А} = 3 \text{ мкА}.$$

Примем $R4 = 100$ Ом, $R5 = 100 \cdot 10 \cdot 10^3 = 1$ МОм и определим необходимый максимальный потенциал на движке резистора $R2$:

$$u_{R2} = I_6 R4 = 3 \cdot 10^{-6} \cdot 10^6 = \pm 3 \text{ В}.$$

Примем ток делителя равным $I_d = 100$ $I_6 = 100 \cdot 3 \times 10^{-6} = 0,3 \cdot 10^{-3}$. Тогда сопротивление всего делителя равно:

$$R_d = \frac{|E_p^+| + |E_p^-|}{I_d} = \frac{15 + 15}{0,3 \cdot 10^{-3}} = 100 \text{ кОм.}$$

Сопротивление резистора R_2 определится из соотношения:

$$R_2 = \frac{2u_{R2}}{I_d} = \frac{2 \cdot 3}{0,3 \cdot 10^{-3}} = 20 \text{ кОм.}$$

Примем $R_2 = 22$ кОм. Тогда сопротивление резисторов R_1 и R_3 будет равно:

$$R_1 = R_3 = \frac{100 - 22}{2} = 39 \text{ кОм.}$$

Как видно из приведенного расчета, ток, необходимый для балансировки при выходном сопротивлении источника сигнала, равном 10 кОм, сравним со входным током ОУ, выполненном на биполярных транзисторах, поэтому при больших сопротивлениях источников сигнала необходимо применять схему, показанную на рис. 41, б.

В этой схеме инвертирующий усилитель балансируется по неинвертирующему входу. Сопротивление резистора R_4 должно быть значительно меньше сопротивления резистора R_3 , а падение напряжения на сопротивлении резистора R_4 при отсутствии одного из напряжений, питающих делитель R_6 — R_8 , не должно превышать удвоенного допустимого синфазного напряжения применяемого ОУ. Сопротивление параллельно соединенных резисторов R_2 и R_3 должно быть равным сопротивлению параллельно соединенных резисторов R_1 и $R_{ос}$ для уменьшения дрейфа смещения за счет дрейфа входных токов.

Неинвертирующий усилитель можно балансировать одним из способов, показанных на рис. 42.

Схема на рис. 42, а предназначена для неинвертирующих усилителей, имеющих коэффициент усиления больше единицы. В этой схеме резистор R_5 должен быть значительно меньше резистора R_6 , чтобы не влиять на коэффициент усиления усилителя.

Для балансировки повторителей напряжения применяется схема, изображенная на рис. 42, б. Здесь сопротивление резистора R_4 должно быть значительно

больше сопротивления резистора R_{oc} . Ток балансировки определяется сопротивлением резистора R_4 и падением напряжения на сопротивлении потенциометра R_2 .

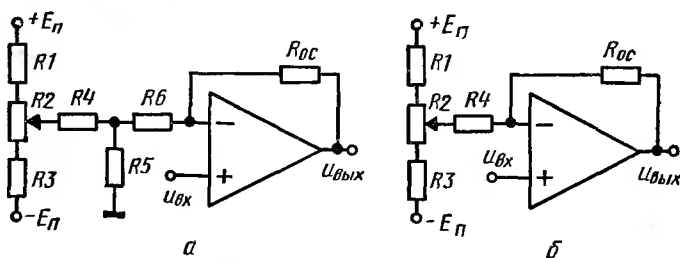


Рис. 42. Схемы балансировки неинвертирующих усилителей: *а* — для усилителей с коэффициентом усиления больше единицы; *б* — для повторителей напряжения

В заключение необходимо подчеркнуть, что схемы балансировки ОУ по входам вносят погрешности в коэффициенты передач усилителей и правильный выбор необходимой схемы позволяет уменьшить эти погрешности.

ИЗМЕРЕНИЕ ВХОДНЫХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ОУ

При использовании операционных усилителей в практических схемах основными параметрами, влияющими на точность работы, являются входные погрешности ОУ: напряжение смещения, входные токи, разность входных токов. Поэтому в ряде случаев требуется знать значения этих параметров для конкретного экземпляра усилителя. На рис. 43 представлена схема, позволяющая определить указанные параметры прямым измерением.

Напряжение смещения измеряется при замкнутых переключателях $S1$ и $S2$. В этом случае схема представляет собой инвертирующий усилитель, коэффициент усиления которого равен 10^3 и определяется резисторами $R1$ и $R4$. Выходное напряжение $u_{вых}$ прямо пропорционально напряжению смещения испытуемого ОУ, которое равно:

$$u_{см} = u_{вых} \cdot 10^{-3}.$$

В тех случаях, когда напряжение смещения испытуемого ОУ превышает значение $u_{вых. макс} \cdot 10^{-3}$, где $u_{вых. макс}$ —

максимальное выходное напряжение операционного усилителя $A1$, необходимо увеличить коэффициент усиления схемы, т. е. увеличить сопротивление резистора $R4$. При сопротивлении резистора $R4$, равном 100 кОм, напряжение смещения испытуемого ОУ будет равно:

$$u_{см} = u_{вых} \cdot 10^{-4}.$$

Входные токи испытуемого ОУ определяются путем измерений $u_{вых}$, проводимых при различных положениях

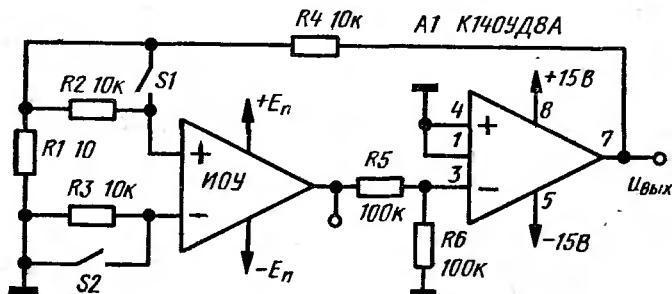


Рис. 43. Схема для измерения напряжения смещения, тока смещения и разности входных токов

переключателей $S1$ и $S2$. Сначала при замкнутых переключателях $S1$ и $S2$ измеряется значение $u_{вых}$. Затем размыкается переключатель $S1$ и вновь измеряется выходное напряжение ОУ $A1$ $u'_{вых}$. Из результатов измерений определяется входной ток испытуемого ОУ по неинвертирующему входу:

$$I_{вх}^{+} = \frac{u'_{вых} - u_{вых}}{10}, \text{ мкА.}$$

Входной ток по инвертирующему входу определяется измерением выходного напряжения ОУ $A1$ $u''_{вых}$ при замкнутом переключателе $S1$ и разомкнутом переключателе $S2$:

$$I_{вх}^{-} = \frac{u''_{вых} - u_{вых}}{10}, \text{ мкА.}$$

Разность входных токов $\Delta I_{вх}$ испытуемого ОУ трудно определить, зная значения входных токов $I_{вх}^{+}$ и $I_{вх}^{-}$:

$$\Delta I_{вх} = |I_{вх}^{+} - I_{вх}^{-}|.$$

УВЕЛИЧЕНИЕ НАГРУЗОЧНОЙ СПОСОБНОСТИ ОУ

Серийно выпускаемые интегральные операционные усилители имеют максимальный выходной ток $I_{\text{вых. макс}}$ не более 2—5 мА. Этот фактор ограничивает применение их в устройствах, работающих на низкоомную нагрузку. Для увеличения нагрузочной способности схем на интегральных ОУ используются выходные буферные усилители тока. Для того чтобы развязать источник сигнала, которым в данном случае является выход ОУ, и нагрузку, буферный усилитель тока должен обладать высоким входным сопротивлением и низким выходным сопротивлением, достаточным усилением по току, чтобы обеспечить необходимую силу тока нагрузки, и широкой полосой пропускания. Этим требованиям наиболее полно отвечают эмиттерные повторители.

Простейший способ увеличения нагрузочной способности схем на интегральных ОУ — использование в качестве буферного усилителя простого эмиттерного повторителя, рис. 44, а. Недостаток — повышенный начальный ток I_0 эмиттерного повторителя при обеспечении выходного сигнала обеих полярностей. В этом случае для уверенной передачи двухполярного выходного сигнала начальный ток I_0 должен быть больше амплитуды тока нагрузки I_n , что значительно снижает КПД эмиттерного повторителя и увеличивает мощность, рассеиваемую на коллекторе транзистора. Поэтому такая схема используется в основном при передаче однополярных сигналов, так как отпадает необходимость большого начального тока I_0 , протекающего через транзистор. Схема, показанная на рис. 44, а, — инвертирующий усилитель отрицательных входных сигналов с максимальным выходным током не более 50 мА. Начальный ток I_0 эмиттерного повторителя задается резистором R_7 и равен:

$$I_0 = \frac{12B}{2,7\text{кОм}} = 4,4 \text{ мА.}$$

В случае передачи двухполярных сигналов с амплитудой тока нагрузки 50 мА начальный ток I_0 должен быть не менее 55 мА, что приводит к большой мощности рассеяния в режиме покоя ($u_{\text{вх}} = 0$) как на транзисторе, так и на резисторе R_7 .

Максимальный выходной ток нагрузки I_n ограничивается максимально допустимым током коллектора

$I_{к. макс}$, коэффициентом усиления тока базы β , допустимой мощностью, рассеиваемой на коллекторе транзистора и максимально допустимым выходным током ОУ

$I_{вых. макс}$:

$$I_H < I_{вых. макс} \cdot \beta < I_{к. макс}$$

Исходя из этого выбирается необходимый тип транзистора при заданном токе нагрузки. Выбирая транзис-

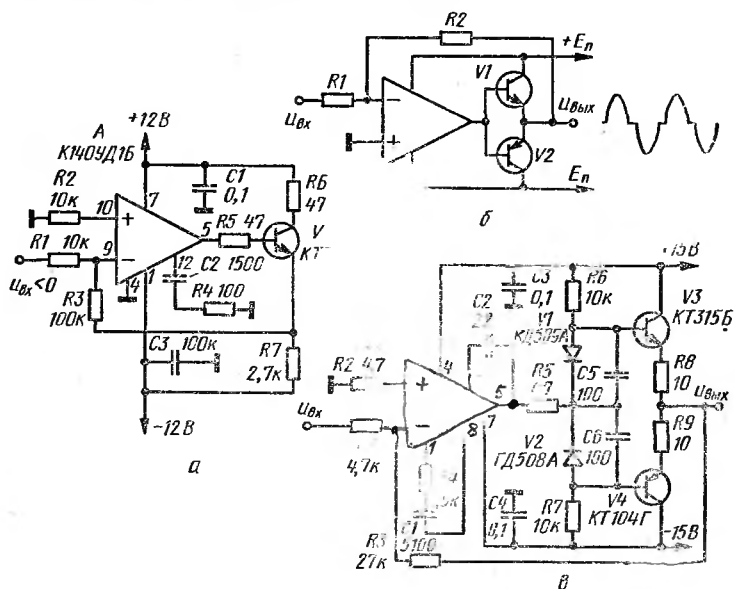


Рис. 44. Увеличение нагрузочной способности ОУ: а — с помощью эмиттерного повторителя; б — с помощью двухтактного эмиттерного повторителя в режиме В; в — в режиме АВ

тор, так же необходимо учитывать его допустимое напряжение коллектор-база, которое в случае передачи однополярных сигналов не должно быть меньше напряжения питания ОУ, а в случае передачи двухполярных сигналов — его удвоенного значения.

Резистор R_6 предназначен для снижения мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора. Его сопротивление выбирается из условия, чтобы при максимальном токе нагрузки напряжение между коллектором и базой

транзистора превышало напряжение насыщения транзистора, но в то же время было бы минимальным.

При передаче только положительных входных сигналов необходимо применять транзистор с $p-n-p$ проводимостью и его коллектор подсоединить через резистор $R6$ к источнику питания -15 В, а резистор $R7$ к источнику питания $+15$ В.

Для передачи двухполярных сигналов наилучшим образом подходят двухтактные эмиттерные повторители, включенные на выход операционного усилителя, рис. 44, б, в. Применение двухтактного эмиттерного повторителя, работающего в режиме В (рис. 44, б), т. е. без начального тока через транзисторы $V1$, $V2$ приводит к увеличению нелинейных искажений, особенно на высоких частотах. Это связано с тем, что в диапазоне выходных сигналов ОУ от $-0,5$ до $+0,5$ В оба транзистора закрыты и внутри этой зоны выходной сигнал равен нулю. При замыкании петли отрицательной обратной связи эта «мертвая» зона уменьшается в A раз (собственный коэффициент усиления ОУ). Так как коэффициент A уменьшается с увеличением частоты входного сигнала, то эта зона будет увеличиваться. Также сказывается и конечная скорость нарастания выходного напряжения ОУ. Поэтому такая схема используется на низких частотах до 5 кГц в тех случаях, когда не предъявляются строгие требования по нелинейным искажениям.

Указанную проблему можно решить и с помощью двухтактного эмиттерного повторителя, работающего в режиме АВ с начальным током I_0 рис. 44, в. Начальный ток I_0 в двухтактном эмиттерном повторителе задается при помощи цепочки $R6$, $V1$, $V2$, $R7$, определяющей смещение на базах транзисторов $V3$, $V4$. Конденсаторы $C5$, $C6$ — форсирующие, способствуют передаче крутых фронтов выходного сигнала ОУ. Эмиттерные резисторы $R8$, $R9$ обеспечивают температурную стабильность эмиттерного повторителя. Обратная связь с выхода двухканального эмиттерного повторителя охватывает оба каскада. Наличие усилителя мощности в цепи обратной связи увеличивает скорость нарастания выходного напряжения операционного усилителя, так как ток отрицательной обратной связи формируется не собственно выходным каскадом ОУ, а усилителем мощности.

Схема, приведенная на рис. 44, в, обеспечивает мак-

симальный ток 30 мА на нагрузку 330 Ом. Применяемые транзисторы должны иметь коэффициент усиления по току базы β не менее 30. Для увеличения выходного тока необходимо использовать транзисторы с большим допустимым током коллектора и большими значениями β .

УСТОЙЧИВОСТЬ ОУ

В операционных усилителях, как и в любых многокаскадных усилителях с обратными связями, существует опасность возникновения паразитной генерации или самовозбуждения. Поэтому полезно более подробно рассмотреть вопрос обеспечения устойчивости при использовании различных типов ОУ.

Поведение ОУ в рабочем диапазоне частот описывается не только уже известной нам амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), но и фазо-частотной характеристикой (ФЧХ), т. е. зависимостью фазового сдвига между входным и выходным сигналами ОУ от частоты. Обе эти характеристики, как правило тесно связаны друг с другом. При уменьшении коэффициента усиления ОУ на высоких частотах, из-за влияния паразитных емкостей, одновременно увеличивается и сдвиг по фазе выходного сигнала относительно входного. Для инвертирующего включения ОУ на низких частотах разность фаз составляет 180° . С увеличением частоты появляется дополнительный фазовый сдвиг выходного сигнала, который на некоторой частоте может возрасти также до 180° . В результате, отрицательная обратная связь, которой охвачен ОУ, превращается в положительную, и, если коэффициент усиления ОУ с обратной связью на этой частоте больше единицы, возникает самовозбуждение. Для обеспечения устойчивой работы в рабочем диапазоне частот необходимо корректировать частотную характеристику ОУ. Для анализа частотной характеристики многокаскадного усилителя на высокой частоте удобно представить его в виде источника сигнала, нагруженного на несколько эквивалентных интегрирующих RC-цепочек (рис. 45). Как правило, их число соответствует числу отдельных каскадов усиления, поэтому вид АЧХ и ФЧХ ОУ в высокочастотной области также определяется числом этих последовательно соединенных каскадов.

Амплитудная характеристика RC -цепи описывается выражением:

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^2}},$$

где K — коэффициент передачи, а фазовой характеристике соответствует выражение:

$$\varphi = \arctg(-f/f_c).$$

Частота $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ называется частотой среза, на этой частоте K снижается на 30% (— 3 дБ), и набег фазы составляет 45°.

Эти характеристики представлены на рис. 45, б, в штриховыми линиями. Строя АЧХ, обычно используют логарифмический масштаб по обеим осям координат, что при каскадном соединении звеньев позволяет перемножение ординат заменить сложением. Для удобства анализа частотные характеристики аппроксимируют отрезками прямых (на рис. 45, б, в показаны сплошными линиями). При этом АЧХ равномерна до частоты среза, где образуется излом. АЧХ за частотой среза достаточно точно описывается выражением:

$$K = \frac{f_c}{f},$$

которое, если его построить в логарифмическом масштабе, образует прямую линию. Ошибка такой аппроксимации максимальная на частоте f_c и равна 3 дБ. При изменении частоты в десять раз (на декаду) во столько же раз (т. е. на 20 дБ) меняется коэффициент передачи K .

Таким образом, скорость спада АЧХ за частотой среза f_c составляет —20 дБ/дек. Если в качестве единицы на частотной оси взята октава (увеличение частоты вдвое), то K также изменяется в два раза (6 дБ) на октаву, т. е. скорость спада составляет минус 6 дБ/окт. Фазовая характеристика (рис. 45, в) аппроксимируется тремя отрезками прямых, причем набег фазы на высоких частотах достигает 90°.

В многокаскадном усилителе каждый каскад имеет свою АЧХ, определяемую параметрами его RC -цепей. Поэтому общая АЧХ имеет несколько изломов, число которых равно количеству каскадов. На рис. 46 приведен пример формирования АЧХ трехкаскадного усили-

теля по характеристикам отдельных каскадов. На рисунке: K_1, K_2, K_3 — коэффициенты усиления каскадов; f_{c1}, f_{c2}, f_{c3} — соответствующие частоты среза. Суммарная АЧХ равномерна до частоты f_{c1} , на участке $f_{c1} - f_{c2}$ она падает со скоростью 20 дБ/дек, между частотами f_{c2} и f_{c3} крутизна возрастает до 40 дБ/дек. Таким обра-

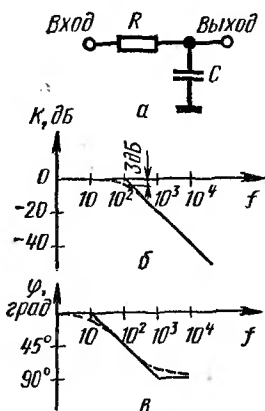


Рис. 45. Амплитудно-частотная б и фазо-частотная в характеристики RC-цепи а

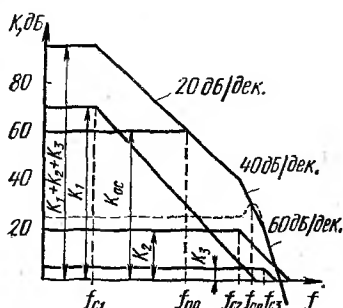


Рис. 46. АЧХ трехкаскадного усилителя

зом, каждый каскад на частотах, превышающих соответствующую частоту, увеличивает крутизну спада на 20 дБ/дек.

Общая фазовая характеристика многокаскадного усилителя образуется суммированием фазовых задержек, вносимых отдельными каскадами, и при добавлении второго и третьего каскада суммарный набег фазы может достигнуть 180° , а затем и 270° , что приведет к неустойчивости усилителя.

На рис. 46 также показана АЧХ многокаскадного ОУ с отрицательной ОС. Введение ОС расширяет полосу пропускания ОУ при снижении усиления до величины K_{oc} . Однако если при снижении усиления и расширении полосы пропускания линия K_{oc} пересечет АЧХ усилителя без ОС на участке со спадом 40 дБ/дек или 60 дБ/дек, то фазовый сдвиг входного и выходного сигналов будет возрастать и может достигнуть величины 180°

Приложение

Сводная таблица параметров операционных усилителей

Тип микросхемы	Напряжение источников питания, $U_{п. в}$	Ток потребления, $I_{пот}$, мА, не более	Сопротивление нагрузки, R_H , кОм, не менее	Выходное напряжение $U_{вых}$, В, не менее	Входное напряжение, $U_{вх}$, В, не более	Снижающее входное напряжение, $U_{вх. сф}$, В, не более	Входное сопротивление $R_{вх}$, МОм, не менее	Коэффициент усиления по напряжению, K_u , тыс. раз, не менее
K140УД1 А	$\pm 6,3 \pm 10\%$	4,2	5	$\pm 2,8$	$\pm 1,2$	± 3	0,004	0,5
Б	$\pm 12,6 \pm 10\%$	8		$\pm 5,7$		± 6		1,35
K140УД2 А	$\pm 12,6 \pm 10\%$	16	1	± 10	± 4	± 6	0,3	35
Б	$\pm 6,3 \pm 10\%$	10		± 3	± 2	± 3		3
K140УД5 А	$\pm 12 \pm 10\%$	12	5	$+6,5 \div -4,5$	± 3	± 6	0,05	0,5
Б							0,003	1
K140УД6	$\pm 15 \pm 10\%$	4	1	± 11	± 15	± 11	1	30
K140УД7	$\pm 15 \pm 10\%$	3,5	2	$\pm 10,5$	± 12	± 12	0,4	30
А								50
K140УД8 Б	$\pm 15 \pm 10\%$	3	2	± 10	± 10	± 10	1000	20
В								20
K140УД9	$\pm 12,6 \pm 10\%$	8	1	± 10	± 4	± 6	0,3	35
K140УД10	$\pm 15 \pm 10\%$	8	—	—	—	$\pm 11,5$	1	50
K140УД11	$\pm 15 \pm 10\%$	10	2	± 12	± 15	$\pm 11,5$	1000	25
K140УД12	$\pm 15 \pm 15 \div -12$	0,02	5	± 10	± 12	± 10	50	0,2
K153УД1 А	$\pm 15 \pm 10\%$	6	2	± 10	± 5	± 8	0,2	15
Б								10
K153УД2	$\pm 15 \pm 10\%$	6	2	± 10	± 15	± 12	0,3	20
K153УД4	± 6	0,8	—	± 4	± 2	± 5	0,2	2
K153УД5	$\pm 15 \pm 10\%$	5	2	± 10	± 5	$\pm 13,5$	1,5	250
А								50
K544УД1 Б	$\pm 15 \pm 10\%$	3,5	2	± 10	± 10	± 10	10^4	20
В								20

Коэффициент ослабления сигналов входных на- пряжений $K_{ос}$, дБ, не менее	Напряжение смещения $U_{см}$, мВ, не более	Входной ток $I_{вх}$ нА, не более	Разность входных токов $\Delta I_{вх}$, нА, не более	Частота единичного уси- ления f_1 , МГц, не менее	Скорость нарастания выходного напряжения $V_{н\text{ вых.}}$, В/мкс, не менее	Температурный дрейф на- пряжения смещ. $\Delta U_{см}/\Delta T^\circ$, мкВ/°С, не более	Температурный дрейф разности токов $\Delta I_{вх}/\Delta T^\circ$, нА/°С, не более	Примечание
60	9	$7 \cdot 10^3$ $11 \cdot 10^3$	$2,3 \cdot 10^3$	5	0,2 0,5	60	30	Внутренняя коррекция, защита от КЗ То же —»— —»— —»—
80	5	700	200	2	0,12	20	3	
50	10	$5 \cdot 10^3$	10^3	14	6	50		
60	5	10^4	$5 \cdot 10^3$	1	2	10		
70	10	100	25	1	2	20	0,1	
70	9	400	200	0,8	10	6	0,4	Внутренняя коррекции, схе- ма защиты от КЗ Режим внутр. стабилизато- ра тока зада- ется извне
	20				2	50		
64	30	0,2	0,1	1	5	100	—	
	50				2	150	—	
80	5	350	100	5	0,4	20	—	
80	4	250	50	15	+50 +20	—	—	Внутренняя коррекция, защита от КЗ Режим внутр. стабилизато- ра тока зада- ется извне
70	10	500	200	5	+50 +20	70	—	
70	6	10	6	0,8	0,1	35	—	
65	7,5	1500 $2 \cdot 10^3$	500 600	1	0,2	30	5	
65	10	$1,5 \cdot 10^3$	500	1	0,5	100	2	
70	5	400	15	1	0,1	50	3	Внутренняя коррекция, защита от КЗ
94	2,5	125	35	1	0,2	100	0,5	
	30	0,15	0,15		2	30		
64	50	1	1	1	2	100	—	
	50	1	1		5	100		

и более. При этом на частотной характеристике в точке пересечения сигнала появляется выброс, который по мере приближения фазового сдвига к 180° будет возрастать пока, наконец, при $\varphi = 180^\circ$ ОУ не самовозбудится. Для устойчивой работы усилителя необходимо, чтобы на частоте $f_{пр}$ АЧХ усилителя с ОУ фазовый сдвиг был меньше 180° на определенную величину, называемую запасом по фазе. Обычно достаточен запас по фазе, равный $40-45^\circ$. В этом случае точка пересечения АЧХ усилителя с ОС приходится на участок характеристики со спадом 40 дБ/дек. Абсолютно устойчивая работа ОУ будет обеспечена при условии пересечения плоской части АЧХ усилителя с ОС участка характеристики со спадом 20 дБ/дек. Здесь запас по фазе составляет 90° . Другой абсолютный критерий устойчивости — пересечение АЧХ линии единичного усиления (0 дБ) возле начала участка с крутизной 40 дБ/дек. Однако в двух последних случаях усилитель обычно имеет слишком низкую граничную частоту.

Для достижения устойчивости ОУ при рабочем значении $K_{ос}$ используются различные корректирующие цепи, которые изменяют частотную характеристику таким образом, что избыточные фазовые сдвиги исключались.

Действия корректирующих цепей сводятся, как правило, к ограничению полосы пропускания ОУ. В настоящее время промышленность выпускает ряд ОУ с внутренней коррекцией. Такие усилители имеют АЧХ с крутизной спада, постоянной во всей полосе и равной 20 дБ/дек, что гарантирует устойчивую работу ОУ. Для таких ОУ произведение усиления на полосу пропускания — величина постоянная. Эта цифра, или значение частоты единичного усиления, обычно приводится в справочных данных. Такие усилители используются, если нет необходимости в широкой полосе пропускания, в противном случае необходимо применять усилитель с внешней коррекцией, позволяющей оптимизировать частотные характеристики при заданном коэффициенте усиления.

На устойчивость работы усилителя с обратной связью влияют также емкость нагрузки и входная паразитная емкость на инвертирующем входе.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
Интегральные операционные усилители	4
Параметры ОУ	8
Базовые схемы включения ОУ	13
Применение ОУ в линейных схемах	19
Применение ОУ в источниках питания	40
Применение ОУ в генераторах сигналов	50
Схемы для измерения параметров транзисторов	60
Типовые схемы балансировки и измерения входных погрешностей ОУ	65
Увеличение нагрузочной способности ОУ	71
Устойчивость ОУ	74
Приложение. Сводная таблица параметров операционных усилителей	77

Василий Дмитриевич Лихачев

Практические схемы на операционных усилителях

Редактор *Л. И. Карнозов*
 Художественный редактор *Т. А. Хитрова*
 Обложка художника *Р. М. Власова*
 Технический редактор *Э. И. Сарвина*
 Корректор *Е. А. Плитанова*

ИБ № 1039

Сдано в набор 26.01.81. Подписано в печать 23.06.81. Г-44726. Формат 84×108¹/₃₂.
 Бумага типографская № 1. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. п. л.
 4,20. Уч.-изд. л. 3,94. Тираж 100 000 экз. № заказа 34. Цена 30 к. Изд. № 2/1982.
 Ордена «Знак Почета» Издательство ДОСААФ СССР. 129110, г. Москва, И-110,
 Олимпийский просп., д. 22.

Киевская книжная фабрика. 252054, Киев, ул. Воровского, 24.