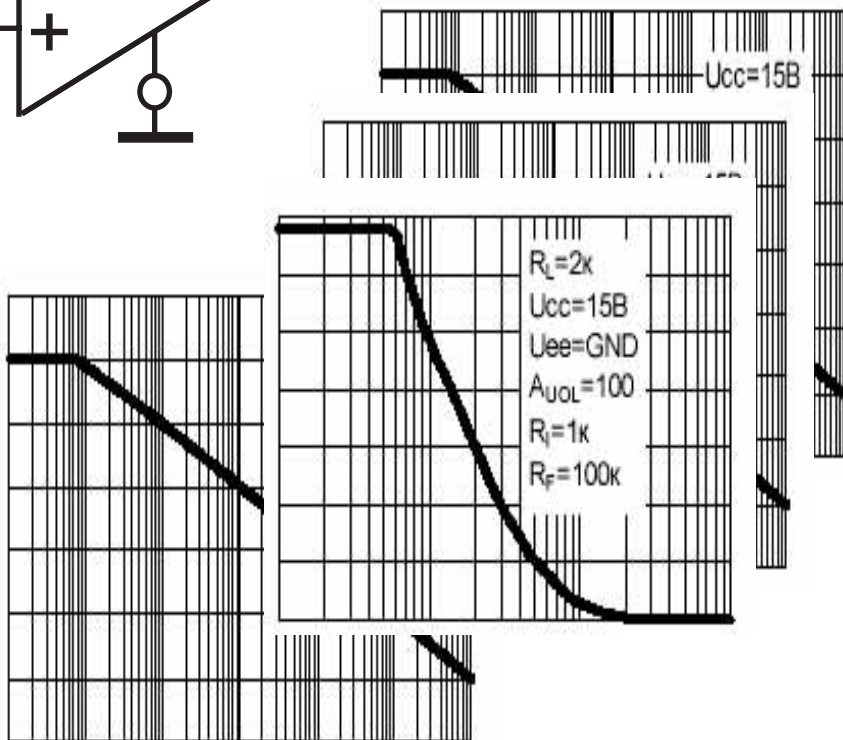
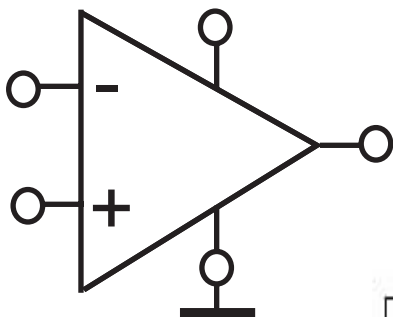


А.Р. Мамий, В.Б. Тлячев

ОПЕРАЦИОННЫЕ

УСИЛИТЕЛИ



А.Р.Мамий, В.Б.Тлячев

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Майкоп • 2005

ББК 32.85
М 18
УДК 621.375

Мамий А.Р., Тлячев В.Б.

М 18 Операционные усилители. – Майкоп: АГУ, 2005. – 192 с.

ISBN 5-85108-142-2

В этой небольшой книге авторы собрали и изложили материал, разбросанный по различным литературным источникам. Компактное изложение не требует определенной математической или иной подготовки от читателя.

Приведены основные сведения об операционных усилителях (ОУ), рассмотрены конкретные электронные схемы ОУ, примеры расчетов их характеристик.

Книгу можно использовать как учебное пособие при изучении электроники. Она, возможно, будет полезна преподавателям, студентам, всем тем, кто изучает электронику и схемотехнику. Книга может оказаться полезной и для более широкого круга читателей интересующихся электроникой в рамках самообразования.

ISBN 5-85108-142-2

Предисловие

Эта книга возникла как результат проведения занятий со студентами физического факультета Адыгейского госуниверситета по радиоэлектронике.

В настоящее время основным компонентом большинства радиоэлектронных устройств, средств автоматики являются операционные усилители (ОУ), которые реализованы в виде интегральных микросхем.

Вопросам изучения ОУ посвящено довольно большое число учебной и монографической литературы. Основная перечислена в списке литературы. К сожалению, большая часть стала уже библиографической редкостью. В отличие от справочной литературы и литературы, содержащей описание конкретных ОУ, в данной книге мы ограничились рассмотрением основных типов (видов) ОУ. Таким образом, эту книгу можно рассматривать как первую часть более широкого курса, вторая часть которого должна быть посвящена конкретным схемам ОУ применяемым на практике. Авторы преднамеренно ограничились этим, ибо в настоящее время промышленностью выпускается большое количество ОУ, и их описанию посвящена специальная литература, не носящая порой учебного характера.

Материал книги составлен из переработанных и обновленных материалов книг приведенных в библиографическом списке, который расширен списком интернет-ресурсов по данной теме.

Каждый раздел книги сопровождается изложением теории и иллюстрируется решением типичных задач. Приведенный материал может быть хорошо интегрирован с комплексом лабораторных работ. Порядок расположения материала помогает усвоению основных понятий и выработке навыков решения задач

по расчету реальных схем ОУ. В конце каждой главы имеются примеры.

Авторы считают своим долгом выразить благодарность всем тем, кто причастен к изданию книги, Шахановой А.В. – проректору по научной работе АГУ, рецензентам: кандидату технических наук Тоцигину И.К. и Почетному работнику общего образования Российской Федерации Рыжкову В.И. – страстного радиолобителя.

Январь 2004 г.

Майкоп

ГЛАВА 1 ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

В настоящей главе будут рассмотрены устройства, основные свойства и параметры операционных усилителей, а также важнейшие типы усилительных схем, в которых они используются.

1.1. ОСОБЕННОСТИ И СОСТАВ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Операционный усилитель - это модульный многокаскадный усилитель с дифференциальным входом, по своим характеристикам приближающийся к воображаемому «идеальному усилителю». С таким идеальным усилителем обычно ассоциируются следующие свойства:

- 1) бесконечный коэффициент усиления по напряжению ($A \rightarrow \infty$);
- 2) бесконечное полное входное сопротивление ($Z_{вх} \rightarrow \infty$);
- 3) нулевое полное выходное сопротивление ($Z_{вых} \rightarrow 0$);
- 4) равенство нулю выходного напряжения ($U_{вых} = 0$) при равных напряжениях на входах ($U_1 = U_2$);
- 5) бесконечная ширина полосы пропускания (отсутствие задержки при прохождении сигнала через усилитель).

На практике ни одно из этих свойств не может быть осуществлено полностью, однако к ним можно приблизиться с достаточной для многих приложений точностью. Например, если коэффициент усиления схемы ограничивается при помощи обратной связи значением 10, то коэффициент усиления собственно усилителя (без обратной связи), равный 1000, с практической точки зрения достаточно близок к бесконечности.

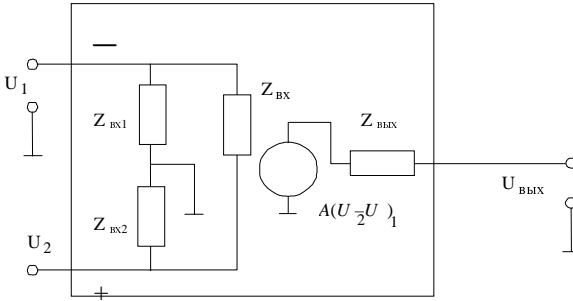


Рис. 1.1. Эквивалентная схема усилителя

Первый каскад операционного усилителя - это дифференциальный усилитель. Дифференциальный усилитель имеет высокий коэффициент усиления по отношению к разности входных сигналов (т. е. $U_2 - U_1$ на рис. 1.1.) и низкий коэффициент усиления по отношению к одинаковым сигналам, поданным на входы одновременно (синфазные сигналы).

Кроме того, дифференциальный усилитель имеет высокое полное сопротивление по отношению к любым поданным на его входы сигналам. Входной каскад операционного усилителя является наиболее ответственным, поскольку именно им определяется величина полного входного сопротивления и в нем минимизируются чувствительность к синфазным сигналам и напряжение сдвига.

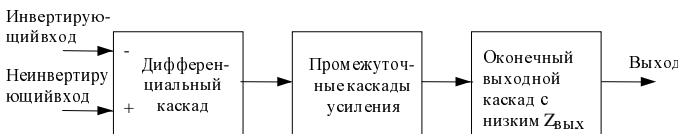


Рис.1.2. Блок-схема операционного усилителя (ОУ)

За входным каскадом, как показано на рис.1.2, следуют один или несколько промежуточных. Они обеспечивают уменьшение напряжения покоя на выходе усилителя до близкой к нулю величины и усиление по напряжению и по току. Последователь-

ное усиление по напряжению необходимо для получения высокого общего коэффициента усиления по напряжению, а усиление по току - для обеспечения тока, достаточного для работы оконечного каскада без того, чтобы нагрузить входной каскад. В промежуточных каскадах могут быть использованы как дифференциальные, так и однополюсные схемы.

Оконечный каскад должен обеспечивать низкое полное выходное сопротивление операционного усилителя и ток, достаточный для питания ожидаемой нагрузки. Кроме того, этот каскад должен иметь достаточно высокое полное входное сопротивление, чтобы не нагружать последний из промежуточных каскадов. В качестве оконечного каскада обычно используется простой или комплементарный эмиттерный повторитель.

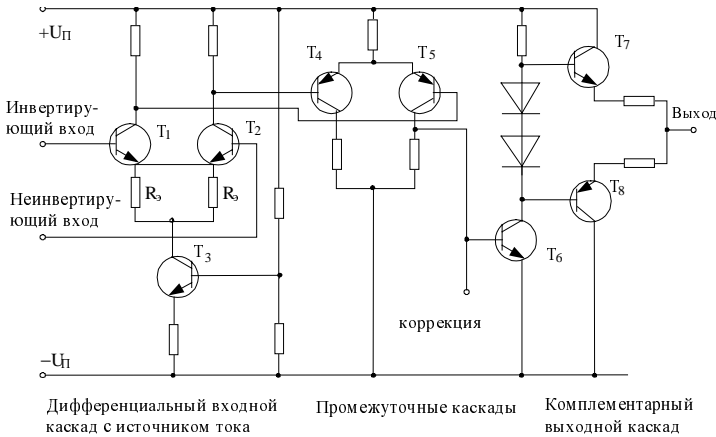


Рис.1.3. Схема операционного усилителя.

На рис. 1.3. показана упрощенная схема операционного усилителя. Прежде всего, следует сделать несколько замечаний относительно его входной цепи. Сопротивления в цепях эмиттеров транзисторов T_1 и T_2 повышают полное входное сопротивление входного каскада. Токи коллекторов во входном каскаде

обычно невелики, так что переходы эмиттер-база входных транзисторов имеют высокое сопротивление переменному току, и схема может действовать при малых входных токах. Прогресс в коэффициенте усиления первого каскада, который при этом получается, затем должен быть восполнен в промежуточных каскадах. Для снижения чувствительности схемы к синфазным сигналам ток эмиттера первого каскада задается с помощью источника постоянного тока. Поскольку источник постоянного тока имеет высокое внутреннее сопротивление r , коэффициент усиления дифференциального усилителя по отношению к синфазным сигналам A_{cc} получается очень низким.

Чтобы уменьшить входной ток, необходимый для возбуждения дифференциального усилителя, и увеличить его входное сопротивление, в качестве транзисторов первого каскада T_1 и T_2 можно использовать пары Дарлингтона или полевые транзисторы. Использование полевых транзисторов (с $p-n$ - переходом или МОП-транзисторов) позволяет получить очень высокое входное сопротивление. Дифференциальные усилители на полевых транзисторах имеют более высокое входное напряжение сдвига $U_{сдв}$, которое сильнее зависит от температуры, чем у усилителей на биполярных транзисторах, однако эти недостатки могут быть сведены к минимуму с помощью различных цепей обратной связи внутри усилителя. Существуют интегральные схемы (ИС) операционных усилителей, в которых для повышения полного входного сопротивления на входе используются полевые транзисторы, а в остальных цепях усилителя - биполярные. Использование в качестве T_1 и T_2 пар Дарлингтона также приводит к повышению $U_{сдв}$, и усилению зависимости его от температуры.

Если коэффициент усиления по напряжению равен 10 ($A_1=10$) для первого каскада, 100 ($A_2=100$) для второго и 20 ($A_3=20$) для третьего каскада, то общий коэффициент усиления A является произведением коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$A = A_1 A_2 A_3 = 10 \cdot 100 \cdot 20 = 20000,$$

т. е. довольно большой величиной.

1.2. ВЫВОДЫ И ПАРАМЕТРЫ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

На рис. 1.4. показаны внешние выводы операционного усилителя:

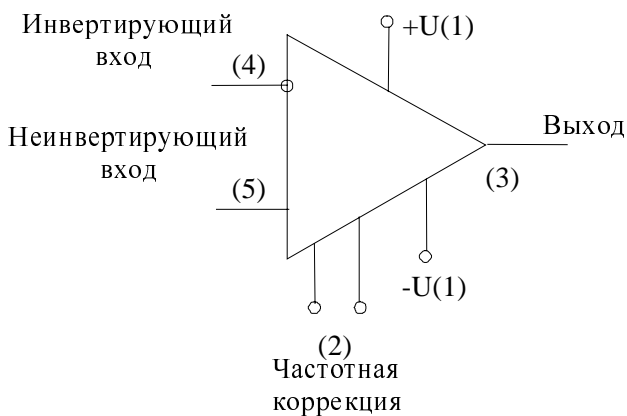
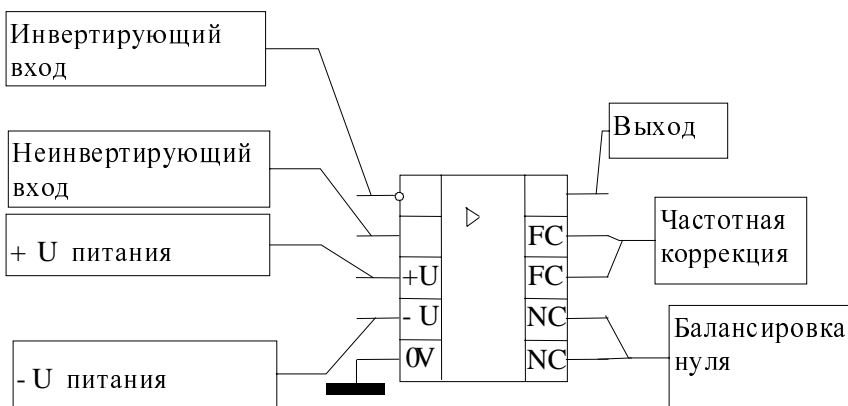


Рис.1.4. Цоколевка операционного усилителя

(1) $+U$, $-U$. Выводы для напряжений питания.

(2) (FC) Частотная коррекция. Эти выводы (иногда их называют выводами стабилизации, задержки или сдвига фазы) используются для предотвращения генерации операционного усилителя, если последний не имеет внутренней коррекции.

(3) Выход. Вывод, с которого снимается усиленное напряжение.

(4) Инвертирующий вход. Если неинвертирующий вход заземлен и сигнал подан на инвертирующий вход, то сигнал на выходе окажется сдвинутым по фазе на 180° относительно сигнала на входе.

(5) Неинвертирующий вход. Если инвертирующий вход заземлен, а сигнал подан на неинвертирующий вход, то сигнал на выходе окажется синфазным с сигналом на входе.

(NC) Выводы для балансировки нуля.

Операционный усилитель имеет следующие основные параметры:

1. **Коэффициент усиления без обратной связи (A)**. Коэффициент усиления усилителя в отсутствие обратной связи обычно равен нескольким тысячам. Называется также полным коэффициентом усиления по напряжению.

2. **Входное напряжение сдвига ($U_{сдв}$)**. Небольшие нежелательные напряжения, возникающие внутри усилителя, служат причиной появления на его выходе некоторого ненулевого напряжения при нулевом напряжении на обоих входах. Является следствием неточного согласования напряжений эмиттер-база транзисторов. Обычно $U_{сдв}$ равно нескольким милливольтам.

3. **Входной ток смещения ($I_{см}$)**. Ток на входах усилителя, необходимый для работы входного каскада операционного усилителя; ток базы, который должен быть обеспечен для входного транзистора.

4. **Входной ток сдвига ($I_{сдв}$)**. Разность токов смещения, необходимых для двух входных транзисторов операционного

усилителя. Появляется вследствие неточного согласования коэффициентов усиления по току (β) входных транзисторов. Если $I_{см1}$ - ток, необходимый для питания базы входного транзистора на инвертирующем входе, а $I_{см2}$ - ток, необходимый для питания базы входного транзистора на неинвертирующем входе, то $I_{сдв} = I_{см1} - I_{см2}$ (рис.1.6). Входной ток сдвига меняется приблизительно также, как входное напряжение, поэтому ток сдвига является переменной величиной. Обычно $I_{сдв}$ лежит в диапазоне от нескольких единиц до нескольких сотен наноампер.

5. Входное сопротивление ($R_{вх}$). Сопротивление усилителя по отношению ко входному сигналу. Входное сопротивление $R_{вх}$ может достигать нескольких сотен мегомов. Следует различать дифференциальное входное сопротивление, т. е. сопротивление между двумя входными выводами, и синфазное входное сопротивление, т. е. сопротивление между объединенными обоими выводами входов и землей. В описаниях микросхем обычно не указывается, какой из этих параметров имеется в виду, и пишется просто $R_{вх}$.

6. Выходное сопротивление ($R_{вых}$). Внутреннее сопротивление усилителя, о котором можно судить по напряжению на его выходе. Обычно $R_{вых}$, не превосходит нескольких сотен омов.

7. Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений. Характеризует способность ослаблять (не усиливать) сигналы, приложенные к обоим входам одновременно.

8. Коэффициент влияния нестабильности источника питания на выходное напряжение. Показывает изменение выходного напряжения при изменении напряжений питания ($+U$ и $-U$ одновременно) на 1 В. Обычно дается в микровольтах на вольт.

9. Входная емкость ($C_{вх}$). Емкость между входными выводами и землей.

10. Ток потребления. Ток покоя (без нагрузки), потребляемый операционным усилителем.

11. Потребляемая мощность. Мощность (без нагрузки), рассеиваемая операционным усилителем.

12. Максимальная скорость нарастания выходного напряжения (V). Максимальная скорость изменения выходного напряжения, данная в вольтах на микросекунду.

13. Переходная характеристика. Сигнал на выходе операционного усилителя при подаче на его вход ступеньки напряжения. Время нарастания и величина выброса выходного напряжения даются для стандартного изменения входного напряжения.

14. Предельно допустимые значения. Сюда относятся такие параметры, как максимальная рассеиваемая мощность, рабочий диапазон температур, максимальное напряжение питания, максимальная разность входных напряжений (между инвертирующим и неинвертирующим входами), максимальное напряжение синфазных входных сигналов и интервал температур хранения. (Превышение этих максимальных значений приводит к повреждению операционного усилителя.)

Ряд изготовителей включает в спецификации своих операционных усилителей графики многих других параметров. Сюда могут относиться зависимости $U_{\text{вых. max}}$ от R_n , от напряжения питания, $U_{\text{сдв}}$ и $I_{\text{см}}$, от температуры. Внимательное изучение спецификаций операционных усилителей есть необходимая предпосылка их успешного использования.

Наиболее существенные параметры, такие, как $U_{\text{сдв}}$, и A , обычно даются при максимальной и минимальной рабочих температурах, а также при комнатной температуре.

1.3. СВОЙСТВА ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ С ИДЕАЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

1.3.1. Режим суммирующей точки

По причинам, которые будут обсуждаться ниже, о двух входах усилителя часто говорят как о точке суммирования. Режим этих входов определяется малыми токами смещения и разностью напряжений между входами, ничтожной по сравнению с напряжениями в любых других точках схемы, когда усилитель используется в схеме с обратной связью. Это обусловлено высоким коэффициентом усиления операционного усилителя при разомкнутой цепи обратной связи. Например, при выходном напряжении 15 В и коэффициенте усиления без обратной связи 10000 напряжение между входными выводами (U_{δ} на рис.1.5.)

равно $U_{\delta} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{A}$, т. е. 15В/10000, или 1,5 мВ.

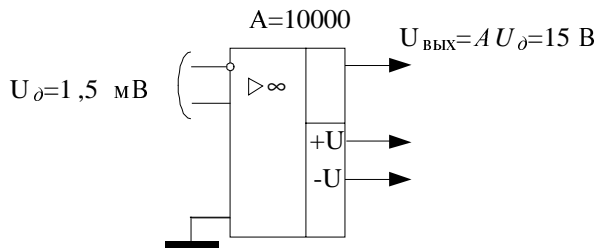


Рис.1.5. Соотношение вход-выход в дифференциальном усилителе

Важно отметить, что выходное напряжение определяется только малым напряжением между входными выводами (и ничем другим). Поскольку коэффициент усиления операционного усилителя без обратной связи весьма велик, это входное напряжение должно быть очень малым.

1.3.2. Повторитель напряжения

В схеме на рис. 1.6. $U_{\text{ВЫХ}}$ подается непосредственно на инвертирующий вход. При этом окажется, что $U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{ВХ}} = U_{\Delta}$. Если вспомнить, что напряжение между входными выводами U_{Δ} – это то напряжение, которое усиливается с коэффициентом усиления усилителя A , то понятно, что при подаче сигнала на неинвертирующий вход напряжение на выходе усилителя изменится так, что окажется $U_{\Delta} = U_{\text{ВЫХ}} / A$, после чего выходное напряжение будет оставаться постоянным, пока не изменится входной сигнал. Поскольку коэффициент усиления операционного усилителя очень высок, U_{Δ} будет очень мало, поэтому $U_{\text{ВЫХ}}$ окажется приблизительно равным $U_{\text{ВХ}}$.

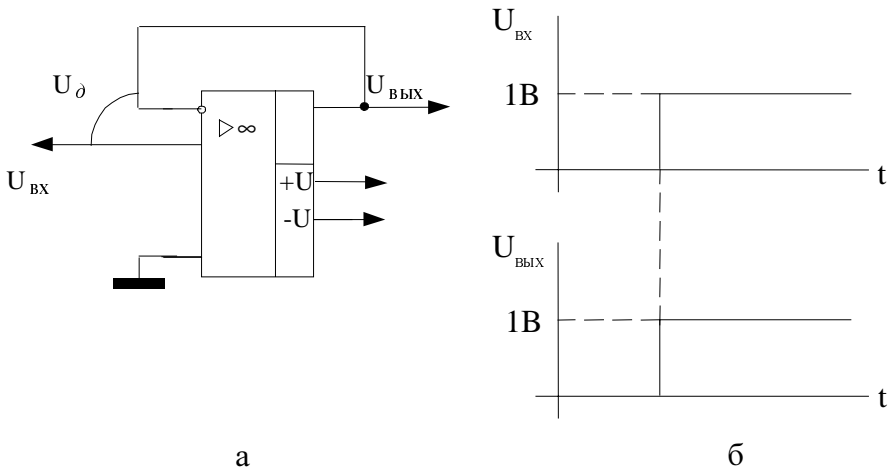


Рис.1.6. Повторитель напряжения

Например, если на повторитель напряжения (рис.1.6.) подать напряжение 1В, напряжение на выходе начнет расти, поскольку напряжение +1В подано на неинвертирующий вход. Напряжение на выходе будет расти до тех пор, пока не окажется, что $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}}$ или $U_{\Delta} \approx 0$. Если коэффициент усиления операционного усилителя $A=10000$, напряжение на выходе перестанет расти,

когда окажется, что $U_{\partial}=1\text{В}/10000=0,1$ мВ. По сравнению с 1В $U_{\partial}=0,1$ мВ пренебрежимо мало и приблизительно равно нулю. Если напряжение на выходе превысит 1В, то изменится полярность U_{∂} , разность $U_{\text{вх}}-U_{\text{вых}}$ станет меньше нуля, так что напряжение на выходе начнет меняться в обратном направлении (понижаться) до 1В.

Из закона Кирхгоффа $U_{\text{вх}}+U_{\partial}=U_{\text{вых}}$ и равенства $U_{\partial}=U_{\text{вых}}/A$ имеем:

$$U_{\text{вх}} + \frac{U_{\text{вых}}}{A} = U_{\text{вых}} .$$

Если A приближается к бесконечно большому значению, то член $U_{\text{вых}}/A$ стремится к нулю, и в результате получаем равенство $U_{\text{вх}}=U_{\text{вых}}$. Так как входной сигнал подан на неинвертирующий вход, сигнал на выходе будет иметь те же фазу и амплитуду, что и входной.

Входное напряжение связано с землей только через входное сопротивление усилителя, которое очень велико, поэтому повторитель напряжения может служить хорошим буферным каскадом.

1.3.3. Неинвертирующий усилитель

Схема на рис. 1.7. позволяет использовать операционный усилитель в качестве неинвертирующего усилителя с высоким полным входным сопротивлением, причем коэффициент усиления всей схемы по напряжению может быть жестко задан с помощью сопротивлений R_1 и $R_{\text{ос}}$.

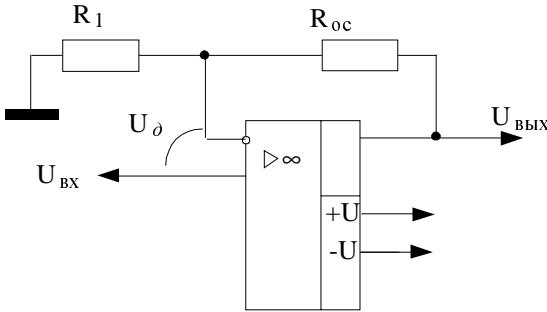


Рис.1.7. Неинвертирующий усилитель

Сопротивления R_1 и R_{oc} образуют делитель напряжения с очень малой нагрузкой, в силу того, что ток, необходимый для управления усилителем, очень мал ($I_{cm} \approx 0$). Поэтому через R_1 и R_{oc} , течет одинаковый ток и напряжение, приложенное к инвертирующему входу, равно:
$$\frac{U_{вых} R_1}{R_1 + R_{oc}}$$

Если, например, $U_{вх} = 1\text{В}$, то усилитель будет реагировать на превышение $U_д$ над $\frac{U_{вых}}{A}$, меняя выходное напряжение до тех пор, пока напряжение на инвертирующем входе не станет равным напряжению на неинвертирующем входе (т. е. $U_д = \frac{U_{вых}}{A} \approx 0$). Если $R_1 = 10\text{ кОм}$ и $R_{oc} = 100\text{ кОм}$, то $U_{вых}$ должно стать равным 11В для того, чтобы $U_д$ стало настолько малым, чтобы точно соответствовать выходному напряжению усилителя. После этого выходное напряжение будет оставаться равным 11В , пока не изменится входной сигнал.

Чтобы получить выражение для коэффициента усиления нашей схемы, примем, что $I_{R_1} = I_{R_{oc}}$ так как $R_{вх} \rightarrow \infty$. Имеем:

$$I_{R_1} = \frac{U_{R_1}}{R_1} \text{ и } I_{R_{oc}} = \frac{U_{R_{oc}}}{R_{oc}}.$$

Напряжение на инвертирующем входе усилителя равно $U_{вх}+U_{\delta}$, поэтому $I_{R_1} = \frac{U_{вх} + U_{\delta}}{R_1}$, $I_{R_{oc}} = \frac{U_{вых} - (U_{вх} + U_{\delta})}{R_{oc}}$.

Следовательно, $\frac{U_{вх} + U_{\delta}}{R_1} = \frac{U_{вых} - (U_{вх} + U_{\delta})}{R_{oc}}$.

Поскольку $U_{вых}=AU_{\delta}$, то если, как мы предположили, $A \rightarrow \infty$ и $U_{\delta} \approx 0$ можно написать:

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

Отсюда найдем коэффициент усиления схемы $U_{вых} / U_{вх}$, который обычно называют коэффициентом усиления с замкнутой обратной связью K_{oc} или коэффициентом усиления замкнутого усилителя. Решая уравнение $U_{вх} R_{oc} = R_1 U_{вых} - R_1 U_{вх}$, получим:

$$U_{вх} (R_{oc} + R_1) = R_1 U_{вых}, \quad \frac{(R_{oc} + R_1)}{R_1} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = K_{oc}.$$

Таким образом, значения сопротивлений R_{oc} и R_1 определяют коэффициент усиления схемы по напряжению. Формула для коэффициента усиления с замкнутой обратной связью неинвертирующего усилителя:

$$K_{oc} = \frac{(R_{oc} + R_1)}{R_1} = \frac{R_{oc}}{R_1} + 1$$

верна в случае, когда $A \gg K_{oc}$. Этим выражением для коэффициента усиления ($K_{oc} = \frac{R_{oc}}{R_1} + 1$) удобнее пользоваться при решении задач.

В предыдущем примере, где $R_1=10$ кОм и $R_{oc}=100$ кОм,

$$K_{oc} = \frac{100\text{кОм} + 10\text{кОм}}{10\text{кОм}} = 11.$$

Использование сопротивлений R_I и R_{oc} для того, чтобы подать часть выходного напряжения на вход, как это сделано в рассмотренном неинвертирующем усилителе, называют введением обратной связи. Это весьма важное понятие. Заметим, что сопротивление $R_I + R_{oc}$ следует выбирать таким, чтобы общий ток нагрузки с учетом этого сопротивления не превышал максимального выходного тока усилителя.

Пример. Для $R_I = 10\text{кОм}$ и $K_{oc} = 20$ получаем $R_{oc} = (20 - 1) \cdot 10\text{кОм} = 190\text{кОм}$. Если бы были заданы R_{oc} и K_{oc} то пришлось бы разрешать выражение K_{oc} относительно R_I .

$$K_{oc} = \frac{R_{oc}}{R_I} + 1, \quad K_{oc} - 1 = \frac{R_{oc}}{R_I}; \quad R_I = \frac{R_{oc}}{K_{oc} - 1}.$$

$$\text{Если } K_{oc} = 20 \text{ и } R_{oc} = 200 \text{ кОм, то } R_I = \frac{200\text{кОм}}{19} = 10,5\text{кОм}.$$

Максимально допустимое значение суммы $R_I + R_{oc}$ определяется током смещения. Разумный способ вычислить максимум $R_I + R_{oc}$ состоит в том, чтобы положить $I_{R_{oc}} = 20I_{см}$ при

$U_{вых} = +\frac{U}{2}$, где U – напряжение источника питания. Тогда

$$(R_I + R_f)_{\max} = \frac{+U/2}{20I_{см}}. (R_I + R_f) - \text{сопротивление эквивалентное}$$

сопротивлению участка между $U_{вых}$ и общим проводом, зависящее от ОУ. Например, для операционного усилителя К140УД7 $I_{см(\max)} = 500\text{нА}$.

Поэтому при $+U = |-U| = 15\text{В}$ получим:

$$(R_I + R_f)_{\max} = \frac{7,5\text{В}}{10\text{мкА}} = 750\text{кОм}.$$

В большинстве случаев следует стремиться использовать более низкие значения суммы $R_I + R_{oc}$ чтобы свести к минимуму шумы. Минимальное значение суммы $R_I + R_{oc}$ ограничивается выходным током операционного усилителя. Для схемы К140УД7 это составляет около 2 кОм. Однако столь низкие значения используются редко, поскольку в этом случае выходного тока уже не хватает для полезной нагрузки. Обычно значения суммы $R_I + R_{oc}$ лежат между 50 кОм и 1 МОм.

1.3.4. Инвертирующий усилитель

Теперь найдем выражение для коэффициента усиления инвертирующего усилителя. Как следует из самого названия, входной и выходной сигналы инвертирующего усилителя сдвинуты по фазе на 180° . Здесь, как и в случае неинвертирующего усилителя, благодаря высокому коэффициенту усиления усилителя без обратной связи для изменения выходного напряжения усилителя во всем рабочем диапазоне достаточно весьма малых значений U_δ . (Обычно $U_{\text{вых(max)}}$ немного меньше напряжения питания.) Если на схему подать положительное $U_{\text{вх}}$, то U_δ станет положительным и выходной потенциал начнет снижаться (поскольку входное напряжение подано на инвертирующий вход усилителя).

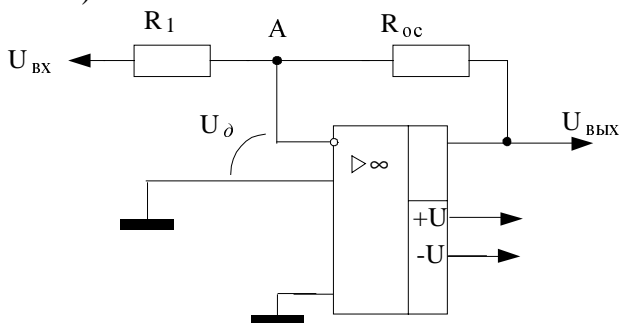


Рис.1.8. Инвертирующий усилитель

Выходное напряжение будет меняться в отрицательном направлении до тех пор, пока напряжение на инвертирующем

входе (точка А на рис. 1.8.) не станет почти нулевым:

$$U_{\delta} = \frac{U_{\text{вых}}}{A} \approx 0. \text{ Таким образом, } R_I \text{ и } R_{oc} \text{ действуют как делитель}$$

напряжения между $U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вх}}$, и отношение $\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$ равно таково-

му для $\frac{R_{oc}}{R_1}$. Точку А часто называют потенциально заземлен-

ной, потому что ее потенциал почти равен потенциалу земли, так как U_{δ} , как правило, весьма мало.

Чтобы получить выражение для коэффициента усиления с обратной связью, еще раз напомним, что $I_{R_1} = I_{R_{oc}}$, а $R_{\text{вх}}$ усилителя

$$\text{весьма велико. Поскольку } I_{R_1} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\delta}}{R_1} \text{ и } I_{R_{oc}} = \frac{-(U_{\text{вых}} - U_{\delta})}{R_{oc}}$$

$$\text{можно написать, что } \frac{U_{\text{вх}} - U_{\delta}}{R_1} = \frac{-(U_{\text{вых}} - U_{\delta})}{R_{oc}}.$$

Знак минус перед правой частью этого равенства означает, что выход инвертирован. Полагая $U_{\delta} = 0$ (так как $A \rightarrow \infty$), полу-

$$\text{чим: } \frac{U_{\text{вх}}}{R_1} = \frac{-U_{\text{вых}}}{R_{oc}}.$$

Коэффициент усиления с обратной связью равен:

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

Пример. Для схемы на рис. 1.8.:

а) Вычислить K_{oc} , если $R_I = 20 \text{ кОм}$ и $R_{oc} = 400 \text{ кОм}$:

$$K_{oc} = -\frac{R_{oc}}{R_1} = -\frac{400 \text{ кОм}}{20 \text{ кОм}} = -20. \text{ Следует помнить, что знак минус}$$

здесь указывает только на то, что усилитель является инвертором.

б) Вычислить R_{oc} , если $R_I = 10 \text{ кОм}$ и $K_{oc} = 15$: $K_{oc} = \frac{R_{oc}}{R_1}$, по-

$$\text{этому } R_{oc} = -K_{oc} R_1 = 15 \cdot 10 \text{ кОм} = 150 \text{ кОм}.$$

в) Вычислить R_I , если $R_{oc}=1\text{МОм}$ и $K_{oc}=-50$.

$$R_I = -\frac{R_{oc}}{K_{oc}} = \frac{1\text{МОм}}{-50} = 20\text{кОм}.$$

Входное сопротивление схемы инвертирующего усилителя равно R_I , в силу того что благодаря обратной связи в точке А на рис. 1.8. сохраняется приблизительно нулевой потенциал. Сопротивление R_I должно быть выбрано так, чтобы не нагружать источник напряжения $U_{вх}$, и, естественно, R_{oc} должно быть достаточно большим, чтобы чрезмерно не нагружать операционный усилитель.

1.3.5. Усилитель с дифференциальным входом

Перед тем как начать рассматривать схему этого усилителя (рис.1.9.), напомним, что разность напряжений между инвертирующим и неинвертирующим входами очень мала (обычно

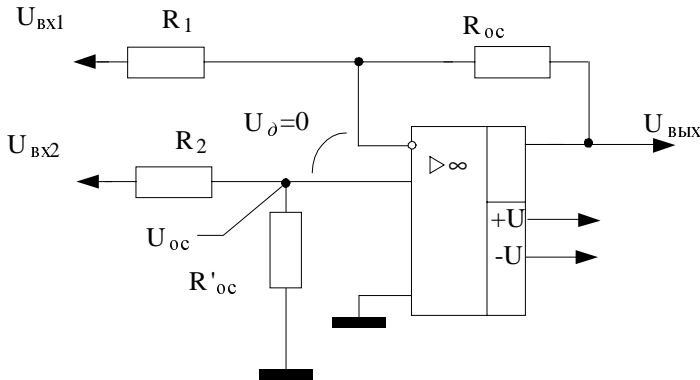


Рис.1.9. Дифференциальный усилитель

меньше 1 мВ), так как очень мало отношение $\frac{U_{вых}}{A}$. Поэтому в данном разделе мы будем считать, что инвертирующий и неинвертирующий входы находятся под одинаковым напряжением, равным U_{oc} .

Заметим, что если U_2 на рис. 1.9. равно нулю, то усилитель будет действовать по отношению к U_1 , как инвертирующий усилитель. Так происходит потому, что входной ток на неинвертирующем входе усилителя равен нулю; следовательно, через R_2 или R_{oc} не протекает ток и U_{oc} равно нулю (рис. 1.10.).

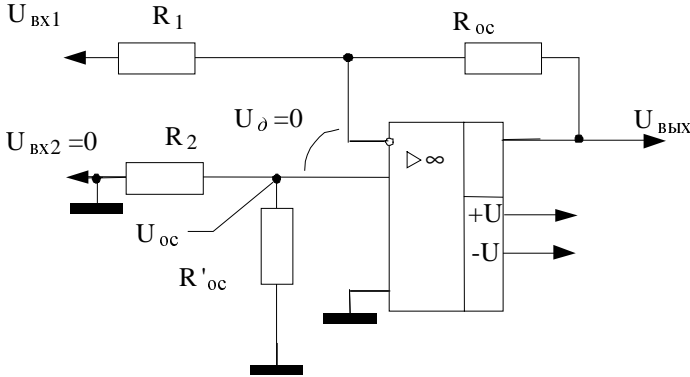


Рис.1.10. Дифференциальный усилитель при $U_{ВХ2} = 0$

Теперь, если задать U_1 равным нулю и подать входной сигнал, как это показано на рис. 1.11., то усилитель будет действовать как неинвертирующий усилитель, у которого входное напряжение U_{oc} подается на неинвертирующий вход с делителя напряжения (R_2 и R_{oc}).

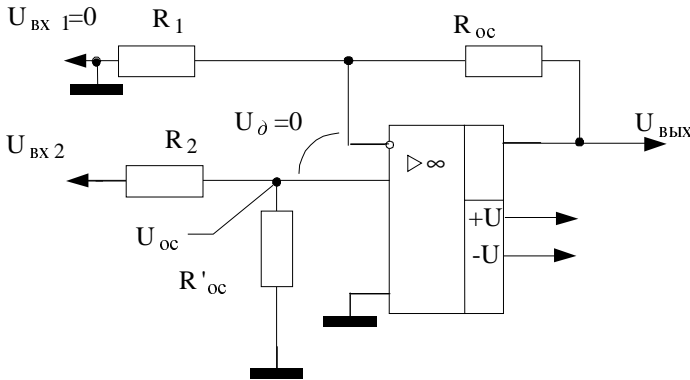


Рис.1.11. Дифференциальный усилитель при $U_{ВХ1} = 0$

Если оба напряжения U_1 и U_2 подаются на соответствующие входы одновременно, то сигнал на инвертирующем входе вызовет такое изменение выходного напряжения, что напряжение в точке соединения сопротивлений R_1 и R_{oc} станет равным U_{oc} где U_{oc} равно $U_2 \frac{R'_{oc}}{R_2 + R'_{oc}}$, а не нулю, как было бы в случае обычного инвертирующего усилителя.

Выведем теперь уравнение для выходного напряжения. Вследствие того что усилитель имеет очень высокое входное сопротивление, имеем:

$$I_{R_1} = I_{R_{oc}}; I_{R_2} = I_{R'_{oc}}, I_{R_1} = \frac{U_1 - U_{oc}}{R_1} = I_{R_{oc}} = \frac{U_{oc} - U_{вых}}{R_{oc}}$$

Приравнявая здесь второй и четвертый члены и решая полученное уравнение относительно $U_{вых}$ имеем:

$$\frac{U_1 - U_{oc}}{R_1} = \frac{U_{oc} - U_{вых}}{R_{oc}}, \quad R_{oc} U_1 - R_{oc} U_{oc} = R_1 U_{oc} - R_1 U_{вых},$$

$$R_1 U_{вых} = R_1 U_{oc} + R_{oc} U_{oc} - R_{oc} U_1, \quad R_1 U_{вых} = U_{oc} (R_1 + R_{oc}) - R_{oc} U_1,$$

$$U_{вых} = U_{oc} \frac{R_1 + R_{oc}}{R_1} - \frac{R_{oc}}{R_1} U_1$$

Полученное выражение для $U_{вых}$ представляет собой, как и следовало ожидать в связи с предыдущими рассуждениями, сумму выражения для $U_{вых}$ неинвертирующего усилителя, в котором в качестве входного сигнала использовано U_{oc} и выражения для $U_{вых}$ инвертирующего усилителя. Поскольку U_{oc} - это напряжение в точке соединения сопротивлений R_2 и R_{oc} , составляющих делитель напряжения, и к R_2 приложено напряжение U_2 , можно написать:

$$U_{oc} = U_2 \frac{R'_{oc}}{R_2 + R'_{oc}}$$

Подставляя это выражение в выражение для $U_{вых}$ получим:

$$U_{вых} = U_2 \frac{R'_{oc}}{R_2 + R'_{oc}} \cdot \frac{R_1 + R_{oc}}{R_1} - \frac{R_{oc}}{R_1} U_1,$$

что представляет собой общую формулу для $U_{\text{вых}}$. Если положить $R_1=R_2$ и $R_{oc} = R'_{oc}$, (ситуация, которая часто встречается), получим:

$$U_{\text{вых}} = U_2 \frac{R_{oc}}{R_1 + R_{oc}} \cdot \frac{R_1 + R_{oc}}{R_1} - \frac{R_{oc}}{R_1} U_1, \text{ или}$$

$$U_{\text{вых}} = U_2 \frac{R_{oc}}{R_1} - \frac{R_{oc}}{R_1} U_1, \text{ так что } U_{\text{вых}} = \frac{R_{oc}}{R_1} (U_2 - U_1)$$

В этой ситуации ($R_1=R_2$ и $R_{oc} = R'_{oc}$) полярность выходного напряжения определяется большим из напряжений U_1 и U_2 . Что касается выбора величин сопротивлений в этой схеме, то здесь остаются в силе все рассуждения, относившиеся к выбору сопротивлений для инвертирующего и неинвертирующего усилителей.

Пример. Пусть для схемы на рис.1.9. $U_1=0,1\text{В}$, $U_2 = -0,2\text{В}$, $R_{oc} = R'_{oc} = 100\text{кОм}$, $R_1=R_2=20\text{кОм}$. Найти $U_{\text{вых}}$.

Решение:

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_{oc}}{R_1} (U_2 - U_1) = \frac{100\text{кОм}}{20\text{кОм}} (-0,2\text{В} - 0,1\text{В}) = 5(-0,3\text{В}) = -1,5\text{В}.$$

1.4. ВЛИЯНИЕ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА ПАРАМЕТРЫ УСИЛИТЕЛЯ

1.4.1. Влияние отрицательной обратной связи на коэффициент усиления

Отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления (рис.1.12.).

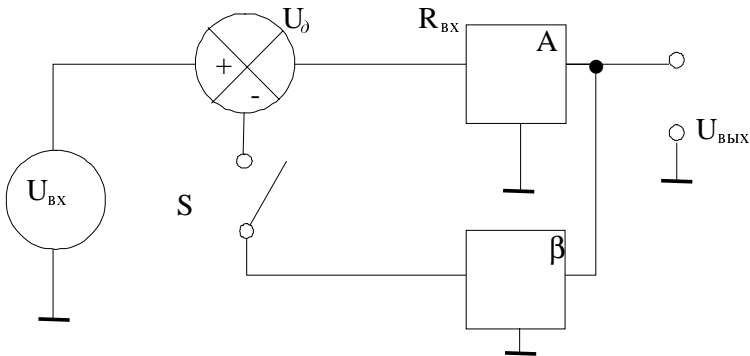


Рис.1.12. Функциональная схема включения обратной связи

Построим эквивалентную схему. На схеме блок A является усилителем с коэффициентом усиления без обратной связи, равным A , а блок β - цепью обратной связи. Величина β является коэффициентом обратной связи и показывает, какая часть выходного сигнала попадает обратно на вход. Символ \otimes обозначает точку суммирования, к которой прикладываются сигнал отрицательной обратной связи и входной сигнал $U_{вх}$.

При разомкнутом положении переключателя выходное напряжение будет определяться равенством $U_{вых} = AU_{вх}$.

После замыкания переключателя входной сигнал усилителя, $U_д$ станет равным $U_{вх} - \beta U_{вых}$. Знак минус появляется вследствие того, что обратная связь является отрицательной (выход и вход

находятся в противофазе). Теперь напишем $U_{\text{вых}} = AU_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}} = A(U_{\text{вх}} - \beta U_{\text{вых}})$.

Разрешая это уравнение, получим:

$$U_{\text{вых}} = AU_{\text{вх}} - A\beta U_{\text{вых}}, \quad U_{\text{вых}}(1 + \beta A) = AU_{\text{вх}}$$

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{A}{1 + \beta A} = K_{oc},$$

где K_{oc} - коэффициент усиления по напряжению при наличии отрицательной обратной связи.

Полученное выражение является основным для определения коэффициента усиления по напряжению при наличии обратной связи. Если разделить числитель и знаменатель на $A\beta$, то получим другую, часто используемую форму выражения K_{oc} :

$$K_{oc} = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{\frac{1}{\beta}}{1 + \frac{1}{\beta A}}$$

Обычно, если операционный усилитель используется просто как усилитель, то $A\beta \gg 1$, поэтому $K_{oc} = \frac{1}{\beta}$.

Эта величина называется петлевым коэффициентом усиления и должна быть положительной, если схема является усилителем. Поскольку обратная связь отрицательна и сигнал обратной связи вычитается из входного сигнала, коэффициент обратной связи должен быть положительным.

1.4.2. Влияние отрицательной обратной связи на выходное сопротивление

Отрицательная обратная связь уменьшает эффективное выходное сопротивление усилителя. Если предположить, что I_{oc} ток пренебрежимо мал, то для любых данных значений величин R_I и R_{oc} мы будем иметь выходное напряжение:

$$U_{вых} = -U_{вх} \frac{R_{oc}}{R_I} = -U_{\delta} A$$

Если замкнуть S и подключить нагрузку R_n , то выходной ток усилителя I_n протекающий по сопротивлению нагрузки, вызовет падение напряжения на внутреннем выходном сопротивлении усилителя, что приведет к уменьшению напряжения на выходном выводе усилителя, которое станет равным:

$$U_{вых} = -U_{вх} \frac{R_{oc}}{R_I} - R_{вых} I_n = -U_{\delta} A - R_{вых} I_n.$$

Это изменение выходного напряжения воздействует на инвертирующий вход усилителя через делитель R_I и R_{oc} таким образом, что U_{δ} , увеличивается по абсолютной величине. Увеличение U_{δ} , вызывает увеличение напряжения на выходе усилителя до того значения, которое было перед включением нагрузки. Поскольку выходное напряжение при включении нагрузки уменьшается меньше, чем было предсказано, то в этом случае говорят, что отрицательная обратная связь уменьшает эффективное выходное сопротивление усилителя.

Для того чтобы определить величину этого уменьшения, воспользуемся схемой (рис. 1.13).

Напомним, что ток, протекающий по цепи обратной связи, мал по сравнению с $I_{вых}$. Предположим, что $U_{вх} \ll A\beta U_{вых}$. Прежде всего можно выразить выходной ток через падение напряжения на $R_{вых}$:

$$I_{вых} = \frac{U_{R_{вых}}}{R_{вых}} = \frac{U_{вых} - AU_{\delta}}{R_{вых}}.$$

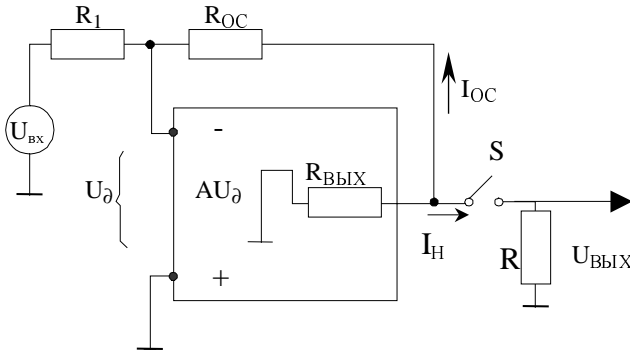


Рис.1.13. Схема для расчета влияния отрицательной обратной связи на $R_{ВЫХ}$

Но $U_{\delta} = -\beta U_{\text{ВЫХ}}$ (так как $U_{\text{вх}} \ll A\beta U_{\text{ВЫХ}}$), а потому:

$$I_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} - (-A\beta U_{\delta})}{R_{\text{ВЫХ}}} = U_{\text{ВЫХ}} \frac{1 + A\beta}{R_{\text{ВЫХ}}}$$

Решая теперь это уравнение относительно $\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВЫХ}}}$ получим

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВЫХ}}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + A\beta}. \text{ Так как } \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВЫХ}}} \text{ есть выходное сопротивление схе-}$$

мы, его можно назвать $R_{\text{ВЫХ.OC}}$ (рис.1.14) (выходным сопротивлением при наличии обратной связи):

$$R_{\text{ВЫХ.OC}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + A\beta}.$$

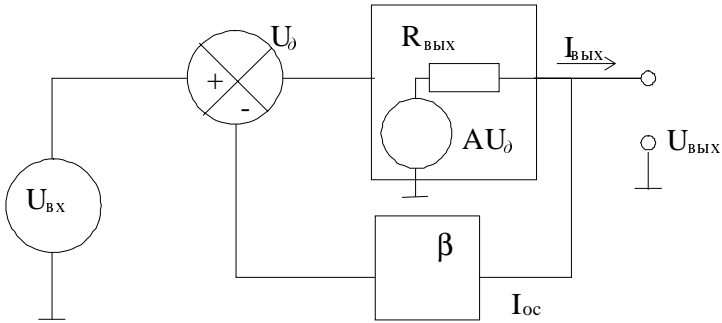


Рис.1.14. Функциональная схема включения обратной связи, иллюстрирующая ее влияние на $R_{\text{ВЫХ}}$

Пример. Если $A=10000$, $\beta=0,01$ и паспортная величина $R_{\text{ВЫХ}}=3$ кОм, то эффективное выходное сопротивление при наличии обратной связи будет:

$$R_{\text{ВЫХ.OC}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + A\beta} = \frac{3\text{кОм}}{1 + 10^4 \cdot 10^{-2}} \approx 30 \text{ Ом}.$$

1.4.3. Влияние отрицательной обратной связи на входное сопротивление

Отрицательная обратная связь в схеме операционного усилителя приводит к увеличению эффективного входного сопротивления. Подадим на вход усилителя сигнал, как показано на рис.1.15, при положении переключателя, показанном на схеме. Если предположить, что источник постоянного тока имеет бесконечно малое полное сопротивление, то входное сопротивление будет определяться выражением $R_{\text{вх}} \approx 2(h_{21э} + 1)(r_D + r_э)$ где r_D - сопротивление перехода эмиттер-база для малого сигнала переменного тока. Входной ток сигнала будет равен $I_{\text{вх}} = \frac{U_1}{R_{\text{вх}}}$.

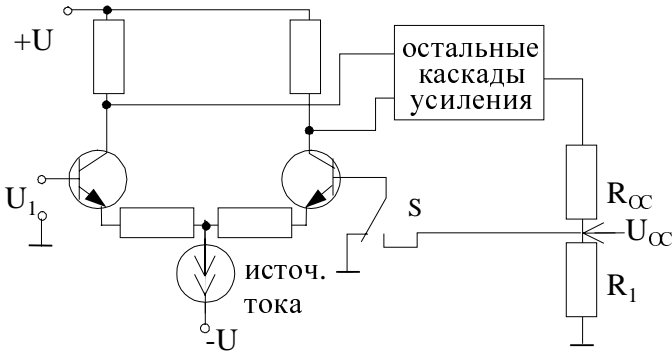


Рис.1.15. Схема неинвертирующего усилителя, иллюстрирующая влияние обратной связи на входное сопротивление

Теперь изменим положение переключателя S так, чтобы были включены сопротивления обратной связи R_{oc} и R_1 . Напряжение на выходе усилителя теперь будет расти до тех пор, пока напряжение U_{oc} в общей точке сопротивлений R_1 и R_{oc} не станет почти равным входному напряжению U_1 . Это означает, что входной ток будет уменьшаться до тех пор, пока напряжения на входных выводах (+) и (-) не станут примерно равными, что в свою очередь соответствует увеличению эффективного входного сопротивления.

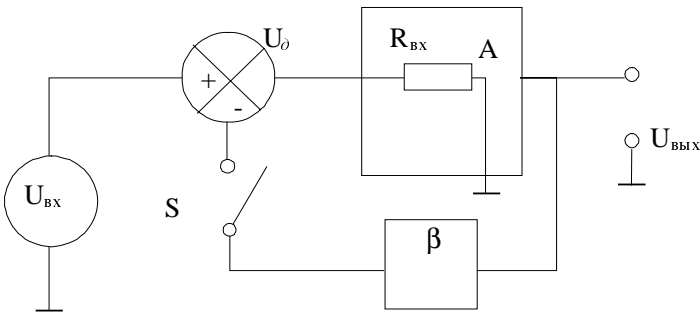


Рис.1.16. Влияние отрицательной обратной связи на входное сопротивление

Для того чтобы определить, насколько увеличится полное входное сопротивление, обратимся к рис. 1.16.

При разомкнутом положении переключателя S обратная связь отсутствует, и, $R_{вх}$ в точности равно $\frac{U_{вх}}{I_{вх}}$, поскольку

$U_{вх}=U_{\delta}$. Когда переключатель S замкнут, подключается сигнал обратной связи ($-\beta U_{вых}$) и выполняется равенство $U_{\delta}=U_{вх}-U_{oc}$.

Так как $U_{oc} = -\beta U_{вых}$, то $U_{\delta} = U_{вх}(1 + \beta A)$ и $\frac{U_{\delta}}{I_{вх}} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}}(1 + \beta A) = R_{вх}(1 + \beta A)$.

Входное сопротивление с обратной связью $R_{вх.ос}$ определяется как $\frac{U_{\delta}}{I_{вх}}$, а входное сопротивление усилителя равно $\frac{U_{вх}}{I_{вх}}$; поэтому $R_{вх.ос} = R_{вх}(1 + \beta A)$.

Примечание. Полученное выражение относится только к полному входному сопротивлению между выводами операционного усилителя, а не к синфазному сопротивлению между каждым из входных выводов и землей. Это выражение пригодно для дифференциального входного сопротивления неинвертирующего усилителя, но не для входного сопротивления инвертирующего усилителя.

В случае инвертирующего усилителя R_{oc} окажется меньше по отношению ко входному сигналу, поскольку $U_{вых}$ вызывает ток, протекающий через сопротивление R_{oc} и больший, чем может вызвать одно U_{δ} . Следовательно, к инвертирующему входу инвертирующего усилителя оказывается подключено малое со-

противление $R_{oc(эфф)} = \frac{R_{oc}}{1 + A}$, и входное сопротивление инвертирующего усилителя в целом равно параллельному соединению $R_1 + \frac{R_{oc}}{1 + A}$ и $R_{вх(ов)}$, $R_{вх(инв)} = \left[R_1 + \frac{R_{oc}}{1 + A} \right] \parallel R_{вх(ов)}$.

Можно считать, что $R_{вх(шт)} \approx R_1$.

Символ \parallel в дальнейшем будет означать параллельное соединение двух сопротивлений, т.е. $R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$.

1.5. ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С РЕАЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

1.5.1. Реальный неинвертирующий усилитель

Используя общее выражение для коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью, определим, как на величину этого коэффициента влияют коэффициент обратной связи и коэффициент усиления разомкнутого усилителя. Это необходимо для того, чтобы знать, насколько идеальное значение коэффициента усиления с обратной связью отличается от реального.

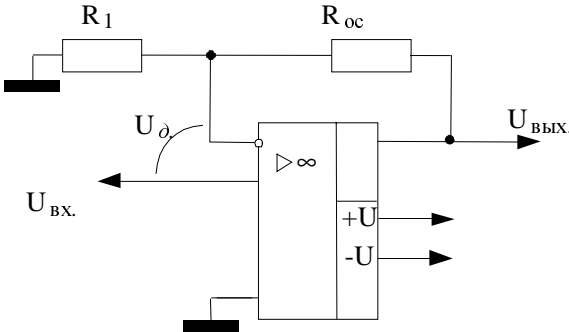


Рис.1.17. Реальный неинвертирующий усилитель

Обращаясь к рис.1.17., заметим, что $U_{вых} = AU_{д}$, причем $U_{д} = U_{вх} - U_{ос}$, (т.е. должно быть больше $U_{ос}$ для получения неинвертированного выходного напряжения).

Напишем:
$$U_{вых} = A(U_{вх} - U_{ос}) = AU_{вх} - AU_{ос},$$

но
$$U_{oc} = U_{вых} \left[\frac{R_1}{R_1 + R_{oc}} \right]$$

следовательно,
$$U_{вых} = AU_{вх} - \frac{AR_1 U_{вых}}{R_1 + R_{oc}}.$$

Отсюда получим:

$$AU_{вх} = U_{вых} \left[1 + \frac{AR_1}{R_1 + R_{oc}} \right], \quad \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{A}{1 + \frac{AR_1}{R_1 + R_{oc}}}$$

Учитывая выражение коэффициента усиления $K_{oc} = \frac{A}{1 + A\beta}$, увидим, что должно быть:

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_{oc}}$$

Напомним, что $\frac{1}{\beta}$ является коэффициентом усиления идеального усилителя с обратной связью:

$$K_{oc} = \frac{R_1 + R_{oc}}{R_1} = \frac{1}{\beta}$$

Произведение $A\beta$ (коэффициента усиления усилителя без обратной связи A и коэффициента обратной связи β) называется петлевым усилением.

Пример. Если усиление усилителя без обратной связи равно 1200, коэффициент усиления усилителя с замкнутой обратной связью должен быть равен 101; в идеальном случае значения сопротивлений R_1 и R_{oc} выбираются соответственно 10кОм и 1МОм. Однако в этом случае фактический коэффициент усиления усилителя с обратной связью будет равен:

$$K_{oc} = \frac{1200}{1 + 1200 \cdot \left(\frac{1}{101}\right)} = \frac{1200}{12,9} = 93,$$

т.е. ошибка составит 7,9 %.

Если эта ошибка слишком велика, следует использовать усилитель с большим значением коэффициента усиления без обратной связи.

Заметим, что с уменьшением K_{oc} уменьшается и ошибка, обусловленная ограниченным коэффициентом усиления усилителя без обратной связи. Например, для получения $K_{oc}=11$ выбираем $R_1=10\text{кОм}$, $R_{oc}=100\text{кОм}$.

При $A=1200$, имеем:

$$K_{oc} = \frac{1200}{1 + 1200 \cdot \left(\frac{1}{11}\right)} = 10,9,$$

т. е. ошибка составит 0,91 %.

1.5.2. Реальный инвертирующий усилитель

Выведем уравнение для инвертирующего усилителя с ограниченным коэффициентом усиления точно так же, как это было сделано для коэффициента усиления идеального усилителя с обратной связью, но не будем принимать допущений о стремлении коэффициента усиления разомкнутого усилителя к бесконечности. Такое выражение все еще остается приближенным, поскольку предполагается что $I_{cm}=0$ (рис.1.18).

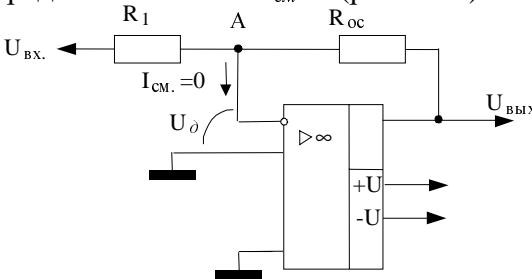


Рис.1.18. Реальный инвертирующий усилитель

С учетом этого предположения заметим, что $I_{R_1} = -I_{R_{oc}}$, следовательно, $\frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{д}}}{R_1} = -\frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{д}}}{R_{oc}}$.

Так как $U_{\text{вых}} = -AU_{\text{д}}$, то $U_{\text{д}} = -\frac{U_{\text{вых}}}{A}$. Подставляя это значение в выражение для $U_{\text{д}}$, получим: $\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} + \frac{U_{\text{вых}}}{AR_1} + \frac{U_{\text{вых}}}{R_{oc}} + \frac{U_{\text{вых}}}{AR_{oc}} = 0$, откуда

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} = -U_{\text{вых}} \left(\frac{1}{AR_1} + \frac{1}{R_{oc}} + \frac{1}{AR_{oc}} \right).$$

Умножая обе части последнего уравнения на A , R_1 и R_{oc} , получим:

$$U_{\text{вх}} AR_{oc} = -U_{\text{вых}} (R_{oc} + AR_1 + R_1).$$

Следовательно, $K_{oc} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{AR_{oc}}{R_{oc} + AR_1 + R_1}$.

Для того чтобы получить выражение, подобное основному выражению для коэффициента усиления с обратной связью

$K_{oc} = \frac{A}{1 + A\beta}$, где $\beta = \frac{1}{K_{oc}}$ (идеальное значение), разделим

числитель и знаменатель полученного выражения для K_{oc} на $R_1 + R_{oc}$ и умножим второй член знаменателя на равную единице

величину $\frac{R_{oc}}{R_{oc}}$:

$$K_{oc} = -\frac{AR_{oc}/(R_1 + R_{oc})}{1 + \frac{AR_1}{R_1 + R_{oc}} \frac{R_{oc}}{R_{oc}}} = -\frac{\frac{AR_{oc}}{R_1 + R_{oc}}}{1 + \frac{AR_1}{R_1 + R_{oc}} \frac{R_{oc}}{R_{oc}}}$$

Введем эффективный коэффициент усиления инвертора $A_{\text{эфф}} = \frac{AR_{oc}}{R_1 + R_{oc}}$. Тогда выражение для коэффициента усиления инвертора с обратной связью примет вид:

$$K_{oc} = -\frac{A_{\text{эфф}}}{1 + A_{\text{эфф}}\beta},$$

где $\beta = \frac{R_1}{R_{oc}}$, $A_{\text{эфф}} = A \frac{R_{oc}}{R_1 + R_{oc}}$

и A есть коэффициент усиления усилителя без обратной связи.

Заметим, что $\frac{R_{oc}}{R_1 + R_{oc}}$ является коэффициентом передачи делителя напряжения $U_{\text{вх}}$, который образован сопротивлениями цепи обратной связи инвертора R_{oc} и R_1 . Как видно из рис.1.18., если $U_{\text{вых}}=0$, то входное напряжение в точке суммирования $U_{\text{д}}$ равно $\frac{U_{\text{вх}}R_{oc}}{R_1 + R_{oc}}$.

Эффект деления наблюдается тогда, когда $U_{\text{вых}} \neq 0$, и вызывает уменьшение $U_{\text{д}}$ пропорциональное коэффициенту деления делителя $\frac{R_{oc}}{R_1 + R_{oc}}$. Это позволяет выписать в упрощенном виде формулу фактического коэффициента усиления усилителя с обратной связью, используя вместо A произведение A на коэффициент передачи делителя цепи обратной связи:

$$A_{\text{эфф}} = A \frac{R_{oc}}{R_1 + R_{oc}},$$

где A - коэффициент усиления усилителя без обратной связи.

Пример. Инвертор, изображенный на рис. 1.18. имеет $R_{oc}=1\text{Мом}$, $R_1=20\text{кОм}$, $A=50000$. Найти его фактический коэффициент усиления при наличии обратной связи.

Решение:

$$\beta = \frac{R_1}{R_{oc}} = \frac{20 \text{кОм}}{1 \text{МОм}} = 0,02;$$

$$A_{\text{эфф}} = A \frac{R_{oc}}{R_1 + R_{oc}} = 50000 \cdot \frac{1 \text{МОм}}{20 \text{кОм} + 1 \text{МОм}} = 49019;$$

$$K_{oc} = -\frac{A_{\text{эфф}}}{1 + A_{\text{эфф}} \beta} = 49,95.$$

Заметим, что это очень близко к $\frac{R_{oc}}{R_1} = 50$ благодаря тому,

что $A_{\text{эфф}} \gg K_{oc}$.

Выражение для фактического коэффициента усиления усилителя с обратной связью может быть использовано для определения минимального значения A , необходимого для получения коэффициента усиления усилителя с обратной связью с заданной ошибкой, как это показано в следующем примере.

Пример. Инвертор должен быть использован как усилитель с $|K_{oc}| = 100 \pm 1\%$, $R_1 = 10 \text{кОм}$ и $R_{oc} = 1 \text{МОм}$. Рассчитать минимальное значение A усилителя, необходимое для получения заданной ошибки.

Решение:

Воспользуемся полученным выше уравнением для K_{oc} , подставив $K_{oc} = K_{oc(\text{мин.})}$, и разрешив его относительно A .

$$K_{oc} = -\frac{A_{\text{эфф}}}{1 + A_{\text{эфф}} \cdot \beta} = -\frac{\frac{A \cdot R_{oc}}{R_1 + R_{oc}}}{1 + A \cdot \left(\frac{R_{oc}}{R_1 + R_{oc}} \right) \cdot \beta}$$

Подставляя полученные выше величины в это уравнение, получим:

$$- 99 = - A \cdot 0,99 / (1 + A \cdot 0,99 \cdot 0,01).$$

Откуда $A = 9900$.

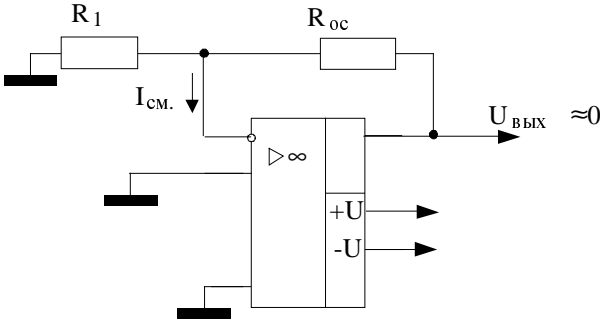


Рис.1.19. Образование напряжения сдвига, вызванное током смещения в инвертирующем усилителе

Следовательно, для получения желаемой точности, необходимо взять усилитель с минимальным значением коэффициента усиления без обратной связи, равным 9900. Практически надо стараться брать операционные усилители с возможно большим A . Разброс параметров сопротивлений и другие источники ошибок, гораздо труднее устранить, и поэтому следует минимизировать этот источник погрешности.

1.6. ВНЕШНЯЯ КОМПЕНСАЦИЯ СДВИГА

Некоторые гибридные усилители и усилители, выполненные на дискретных компонентах, имеют встроенные регулировочные элементы для устранения сдвига. В усилителях, которые не имеют внутренних средств для установки нуля $U_{сдв}$ приходится добавлять внешнюю резисторную цепь для компенсации напряжения сдвига.

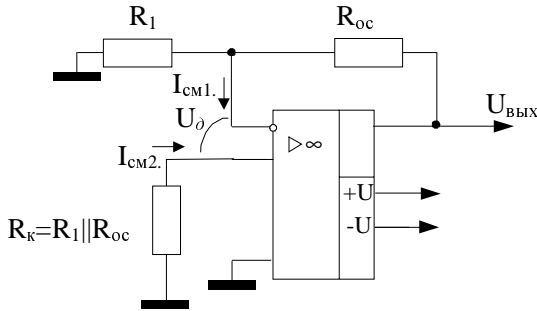


Рис.1.20. Компенсация сдвига выхода, вызываемого током смещения

Выясним влияние входного тока смещения $I_{см}$ на напряжение сдвига на выходе. Хотя $I_{см}$ и невелик, но он все же существует, и, обратившись к рис.1.20. можно видеть, что даже если $U_{сдв}$ равно нулю, $I_{см}$, протекая через параллельное соединение сопротивлений R_1 и R_{oc} вызовет появление на выходе напряжения $U_{сдв.вых}(I_{см.})$, равного $I_{см} (R_1 || R_{oc})$.

Поскольку ток смещения неинвертирующего входа $I_{см2}$ (рис. 1.20.) приблизительно равен току смещения, протекающему через инвертирующий вход $I_{см1}$, то, подключив в цепь неинвертирующего входа сопротивление R_k равное $R_1 || R_{oc}$ получим напряжение, возникающее на R_k , приблизительно равное напряжению смещения по инвертирующему входу от $I_{см1} (R_1 || R_{oc})$.

Для компенсации $U_{сдв}$, вызванного небалансом $U_{бэ}$ следует установить делитель напряжения, с помощью которого можно было бы компенсировать даже $U_{сдв.макс}$, не изменяя коэффициент передачи цепи обратной связи. Обычно пытаются компенсировать напряжение сдвига от всех источников сразу. Схема установки нуля напряжения сдвига (потенциометр $R_{п}$,) показана на рис. 1.21.

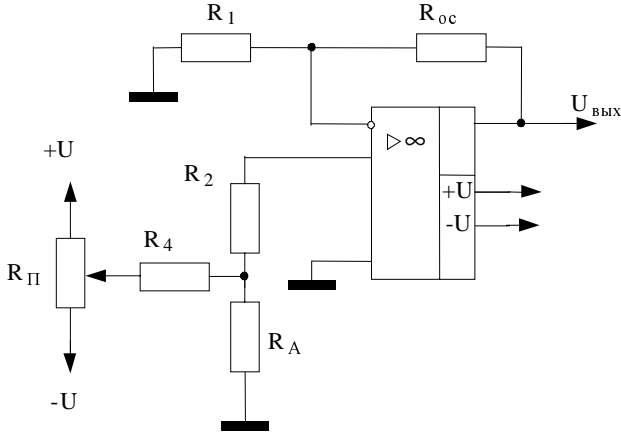


Рис. 1.21. Схема внешней установки нуля инвертирующего усилителя

Заметим, что $R_A + R_2 = R_k$ это условие компенсации напряжения сдвига выхода, вызванного токами смещения. Сопротивление R_4 выбирается так, чтобы параллельное соединение R_A и R_4 было примерно равно R_k , это означает, что R_A выбирается малым, а R_4 большим. Так как $R_4 \gg R_A$, то диапазон регулировки напряжения сдвига приблизительно равен $\pm U \cdot R_A / R_4$. Потенциометр $R_{П}$ R_4 , должен иметь достаточно большое сопротивление, чтобы не нагружать источник питания, но вместе с тем ток через потенциометр должен быть по крайней мере в 20 - 40 раз больше $I_{см}$. Аналогично ток через R_4 должен быть больше $I_{см}$, так как R_A и R_4 образуют делитель напряжения.

Пример. Предположим, что на рис.1.21. $R_1 = 20$ кОм и $R_{O.C.} = 200$ кОм. Следует установить $R_k = 18,2$ кОм. Если $U = 15$ В, $I_{см} = 0,8$ мкА и $U_{сдв.макс} = 20$ мВ, выберем $R_4 \approx \pm U / 20 I_{см} = 15$ В / 16 мкА = 800 кОм. На практике можно взять величину R_4 меньшую, чем расчетная (если это допустимо), чтобы получить возможно меньшее значение R_A , поэтому выберем $R_4 = 400$ кОм. После этого определим R_A :

$$\frac{R_A}{R_4} = \frac{U_{сдв.макс}}{|U|}, \quad \text{откуда } R_A = \left(\frac{U_{сдв.макс}}{|U|} \right) \cdot R_4$$
$$R_A = 400 \text{ кОм} - (20 \text{ мВ}/15 \text{ В}) = 540 \text{ Ом}.$$

Теперь получим:

$$R_2 = R_x - R_A = 18,2 \text{ кОм} - 540 \text{ Ом} = 17,66 \text{ кОм}.$$

Компенсация $U_{сдв.}$ в неинвертирующем усилителе делается аналогично; однако делитель напряжения устанавливается в цепи обратной связи, так что очень важно, чтобы R_4 было много больше R_A (рис. 1.22.).

Заметим, что $R_I = R_A + R_B$ и эта сумма используется в выражении для определения коэффициента усиления усилителя с обратной связью. Сопротивления R_I и R_4 выбираются точно так же, как и для инвертирующего усилителя.

В дифференциальном усилителе цепь установки нуля строится аналогичным образом, но делитель напряжения составляет часть R'_{oc} как показано на рис. 1.23.

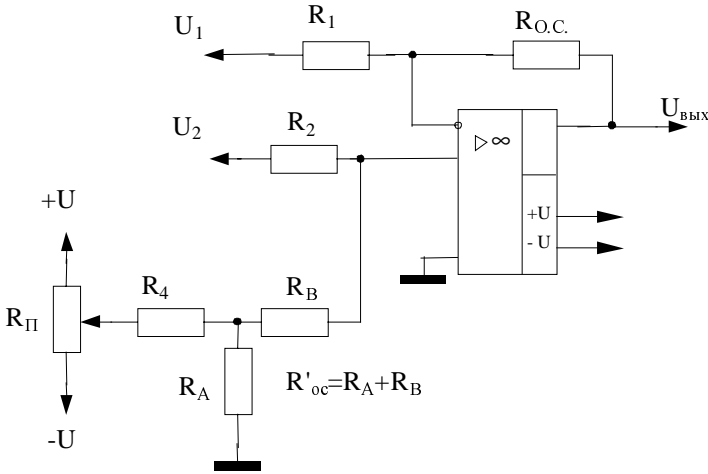


Рис.1.23. Схема внешней установки нуля дифференциального усилителя

В этой цепи $R'_{окс} = R_B + R_A$ и эта сумма должна подставляться в выражение для выходного напряжения. Заметим, что R_4 должно быть много больше сопротивлений $R_2 + R_B$ и R_A . При этом компоненты выбираются так же, как и в рассмотренных выше случаях. Резистор компенсации R_K не вводится специально в этой схеме, поскольку обычно $(R'_{окс} \parallel R_2) \approx (R_{окс} \parallel R_1)$ из соображений масштабирования, и сдвиг, вызванный током смещения, оказывается скомпенсированным.

1.7. ТОК СДВИГА И ЕГО ИЗМЕРЕНИЕ

Для измерения тока сдвига собирается схема, приведенная на рис. 1.24. Заметим, что при замкнутом положении переключателей S1 и S2 схема напоминает повторитель с заземленным входом.

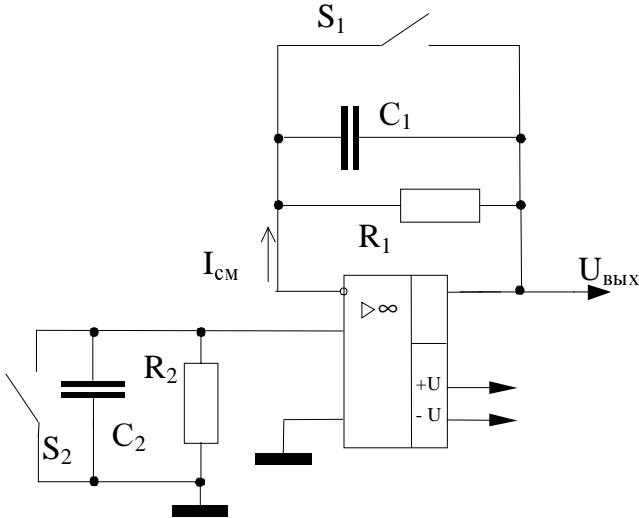


Рис.1.24. Схема измерения $I_{см}$ и $I_{сдв}$

Если есть внутренняя регулировка напряжения смещения, то при замкнутом положении переключателей S_1 и S_2 напряжение $U_{сдв}$ необходимо свести к нулю с возможно большей точностью.

Конденсаторы используются для устранения частотной (динамической) неустойчивости или генерации.

Если $U_{сдв}$ не может быть скомпенсировано, его значение необходимо запомнить. Так как при замкнутом положении переключателей S_1 и S_2 схема является повторителем, напряжение на ее выходе $U_{вых}$ будет в точности соответствовать $U_{сдв}$. Заметим, что если переключатель S_1 находится в разомкнутом положении, а переключатель S_2 - в замкнутом, то на сопротивлении R_1 появляется падение напряжения, вызванное током $I_{см}$ (R_1 и R_2 берутся большими, поскольку $I_{см}$ малы; таким путем получаем величину напряжения, удобную для измерения.) Так как схема является повторителем, то $U_{вых} = I_{см} \cdot R_1$, если $U_{сдв} \ll U_{вых}$.

Следовательно, $I_{см} = \frac{U_{вых}}{R_1}$, если $U_{вых} \gg U_{сдв}$.

Если $U_{сдв}$ нельзя пренебречь по сравнению с $U_{вых}$ при разомкнутом положении переключателя S1, то

$$I_{сМ1} = \frac{U_{вых} - U_{сдв}}{R_1}.$$

Пример. Если $U_{сдв} = 10$ мВ и $U_{вых} = -15$ мВ, где $R_1 = 10$ мОм, то $I_{сМ1} = (-15 \text{ мВ} - 10 \text{ мВ})/10 \text{ мОм} = -25 \text{ мВ}/10 \text{ мОм} = -2,5$ нА. Если $R_1 = 10$ мОм, $U_{сдв} = 5$ мВ и $U_{вых} = -10$ мВ, то $I_{сМ1} = [-10 \text{ мВ} - (-5 \text{ мВ})]/10 \text{ мОм} = -5 \text{ мВ}/10 \text{ мОм} = -0,5$ нА.

Теперь, если замкнуть S1 и разомкнуть S2, получим:

$$K_{OC} = \frac{R_{OC}}{R_1} + 1$$

Если одновременно разомкнуть S1 и S2 то, поскольку $R_1 = R_2$, получим:

$$U_{вых} = I_{сМ1} \cdot R - I_{сМ2} \cdot R = R \cdot (I_{сМ1} - I_{сМ2})$$

Но $I_{сМ1} - I_{сМ2}$ есть входной ток сдвига $I_{сдв}$, поэтому, если $U_{сдв} \ll U_{вых}$, то

$$K_{oc} = \frac{R_{oc}}{R_1} + 1$$

при разомкнутом положении переключателей S1 и S2. Если $U_{сдв}$ немного меньше, чем $U_{вых}$, то

$$I_{сдв} = \frac{U_{вых} - U_{сдв}}{R},$$

где $U_{сдв}$ измеряется при замкнутых S1 и S2. В табл. 1.1. представлены наши результаты.

Таблица 1.1.

**Формулы для расчета токов смещения и сдвига
по данным измерений**

Разомкнутые ключи	Определяемый ток (формула)
S1	$I_{см1} = \frac{U_{вых} - U_{сдв}}{R_1}$
S2	$I_{см2} = \frac{U_{вых} - U_{сдв}}{R_2}$
S1 и S2	$I_{сдв} = \frac{U_{вых} - U_{сдв}}{R}$

1.8. КОЭФФИЦИЕНТ ОСЛАБЛЕНИЯ СИНФАЗНЫХ СИГНАЛОВ (КОСС) И ЕГО ИЗМЕРЕНИЕ

Прежде чем рассматривать коэффициент ослабления синфазного сигнала, надо определить коэффициент усиления синфазного сигнала. В идеальном случае, если два напряжения одинаковой величины приложены к входам операционного усилителя, то величина его выходного сигнала будет равна нулю (рис. 1.25.). В реальных усилителях, однако, редко выполняется это условие, т. е. при $U_1 = U_2$ всегда есть выходной сигнал, хотя и небольшой величины.

Коэффициент усиления синфазного сигнала равен $U_{вых.} / U_{вх.}$ при условии, что $U_1 = U_2 = U_{вх.}$ Обычно коэффициент усиления синфазного сигнала $A_{сс}$ много меньше единицы; $A_{сс} = 0,01$ - типичная величина коэффициента усиления синфазного сигнала операционного усилителя.

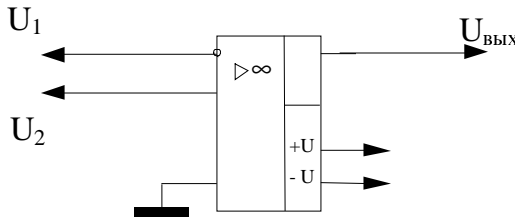


Рис.1.25. Определение КОСС

Способом выражения чувствительности усилителя к синфазному сигналу является коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС), который определяется следующим образом:

$$КОСС = \frac{A}{A_{cc}} = \frac{\text{дифференциальный коэффициент усиления}}{\text{коэффициент усиления синфазного сигнала}}$$

Дифференциальный коэффициент усиления усилителя без обратной связи равен коэффициенту усиления усилителя с разомкнутой цепью обратной связи.

Величины от 1000 до 10000 являются типичными для КОСС, причем большие величины являются более предпочтительными. Часто КОСС выражают в децибелах: $КОСС \text{ (дБ)} = 20 \lg(A/A_{cc})$, $КОСС(\text{дБ}) = 20 \lg(КОСС)$.

Оценим ошибку, связанную с конечной величиной КОСС. Обращаясь к рис. 1.26., заметим, что:

$$U_{\text{вых}} = -A \cdot U_{\delta} + A_{cc} \cdot U_2, \text{ так как } U_1 \approx U_2.$$

Заметим также, что:

$$U_{\delta} = U_1 - U_2 = U_{\text{вых}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_{oc}} - U_2.$$

Подставляя значение U_{δ} , в первое из этих выражений:

$$U_{\text{вых}} = -A \cdot U_{\text{вых}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_{oc}} + A \cdot U_2 + A_{cc} \cdot U_2$$

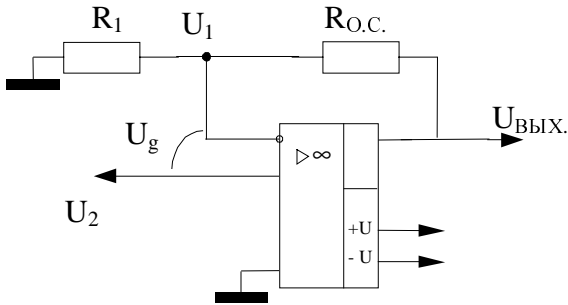


Рис.1.26. Расчет синфазной погрешности в неинвертирующем усилителе

Ре

шая это уравнение относительно $U_{\text{вых}}$, найдем:

$$U_{\text{вых}} = U_2 \cdot \frac{A + A_{cc}}{1 + A \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_{oc}}}$$

Из последнего уравнения определяем:

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_2} = K_{oc} = \frac{A + A_{cc}}{1 + A \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_{oc}}}$$

Заметим, что для неинвертирующего усилителя:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_{oc}} = \beta,$$

поэтому:

$$K_{oc} = \frac{A + A_{cc}}{1 + A \cdot \beta} = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} + \frac{A_{cc}}{1 + A \cdot \beta}$$

Так, как $K_{OCC} = A/A_{cc}$, то A_{cc} можно выразить как $A_{cc} = A/K_{OCC}$. Подставляя теперь это выражение для A_{cc} во второй член полученного выше выражения, получим:

$$K_{oc} = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} = \frac{A/K_{OCC}}{1 + A \cdot \beta},$$

где K_{OCC} выражен в относительных единицах, а не в децибелах.

Пример. Предположим, что требуется получить у неинвертирующего усилителя $K_{oc} = 11$, где $R_1 = 10$ кОм, $R_{oc} = 100$ кОм, $A = 1000$ и $K_{OCC} = 10000$. Каков будет фактический коэффициент усиления?

$$K_{oc} = \frac{A}{1 + A \cdot \beta} = \frac{A/K_{OCC}}{1 + A \cdot \beta}$$

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_{oc}} = \frac{1}{11} = 0,091$$

В результате получим:

$$\begin{aligned} K_{oc} &= 1 \cdot 10^3 / (1 + 9,1 \cdot 10^{-2} \cdot 10^3) + (10^3 / 10^4) / (1 + 9,1 \cdot 10^{-2} \cdot 10^3) = \\ &= 10^3 / 92 + 10^{-1} / 92 = 10,89 + 1,089 \cdot 10^{-3} = 10,891 \end{aligned}$$

В этом случае K_{OCC} был достаточно велик, поэтому ошибка, вызванная конечным значением коэффициента усиления усилителя без обратной связи, была больше, чем ошибка, вызванная ненулевым коэффициентом усиления синфазного сигнала.

Пример. Для понимания важности большого значения K_{OCC} обратимся к рис.1.27. На этом рисунке показан диффе-

ренциальный входной усилитель, усиливающий сигнал разбаланса моста. Рассчитаем синфазную погрешность $U_{\text{вых}}$ дифференциального усилителя при $U_2 - U_1 = 1 \text{ мВ}$ и $U_{\text{cc}} = 5 \text{ В}$. Пусть $A = 10\,000$ и $K_{\text{ОСС}} = 20\,000$, что составляет $K_{\text{ОСС}} = 86 \text{ дБ}$.

Напряжение $U_{\text{вых}}$, возникающее под действием дифференциального сигнала, равно:

$$U_{\text{вых. диф}} = (U_2 - U_1) \cdot \frac{R_{\text{oc}}}{R_1} = 1 \text{ мВ} \cdot 100 = 0,1 \text{ В}$$

Напряжение $U_{\text{вых}}$ возникающее за счет усиления синфазного сигнала, равно:

$$U_{\text{вых. cc}} = U_{\text{cc}} \cdot \frac{A/K_{\text{ОСС}}}{1 + A \cdot \beta} = 5 \text{ В} \cdot \frac{10000}{20000} \cdot \frac{1}{1 + 10000 \cdot 0,01} = 5 \text{ В} \cdot 0,00495 = 0,0247 \text{ В}$$

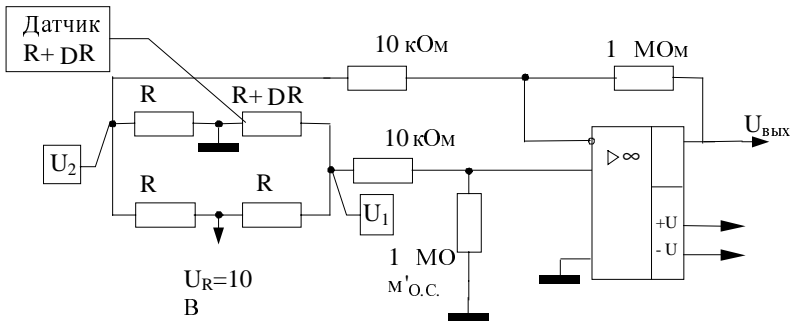


Рис.1.27. Схема усилителя сигналов мостовой схемы

Погрешность на выходе за счет усиления синфазного сигнала для данных значений входных сигналов составит 24,7 %. Для уменьшения величины ошибки необходимо использовать усилитель с большим значением $K_{\text{ОСС}}$. Заметим, однако, что выходное напряжение, вызванное синфазным сигналом, невелико, хотя входное синфазное напряжение значительно больше, чем дифференциальное входное напряжение.

Обычно, ошибка, вызванная усилением синфазного сигнала, мала. Заметим, что если коэффициент усиления усилителя без обратной связи выбран достаточно большим, то КОСС достаточно велик, даже если коэффициент усиления синфазного сигнала и не слишком мал. В хорошем усилителе КОСС должен быть по крайней мере в 10 раз больше, чем коэффициент усиления усилителя без обратной связи. Исключением из этого правила являются усилители, предназначенные для использования в инвертирующем режиме.

В инвертирующем усилителе практически отсутствует ошибка за счет синфазного сигнала, так как оба входа усилителя находятся практически под нулевым потенциалом (неинвертирующий вход заземлен). Действительно выходное напряжение, обусловленное A_{cc} , есть $A_{cc} \cdot U_2$, а U_2 , вызванное усилением синфазного сигнала, равно нулю.

Методика измерения КОСС сводится к подключению на оба входа некоторого напряжения и измерению вызванного им выходного напряжения.

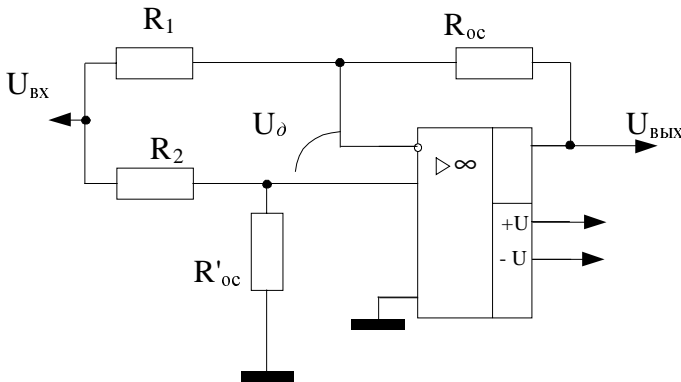


Рис.1.28. Схема измерения КОСС

Используется схема с дифференциальным сбалансированным входом, приведенная на рис. 1.28. Коэффициент усиления схемы для измерения КОСС должен быть большим, поскольку коэффициент усиления синфазного сигнала мал. Ввиду того что к

обоим входам усилителя приложено одно и то же напряжение, выходное напряжение окажется небольшим и будет определяться значением коэффициента усиления синфазного сигнала усилителя. Так как здесь нет дифференциального входного напряжения, то коэффициент усиления усилителя, изображенного на схеме рис. 1.28, будет иметь вид:

$$K_{oc} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{A/KOCC}{1 + A \cdot \beta}, \text{ где } \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_{oc}}$$

Подставляя в первое выражение значение β , получим:

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{A/KOCC}{1 + A \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_{oc}}}$$

а так как $A \cdot \beta \gg 1$, то можно написать:

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} \approx \frac{A/KOCC}{A \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_{oc}}} = \frac{1/KOCC}{\frac{R_1}{R_1 + R_{oc}}}$$

Разрешая это равенство относительно КОСС, получим:

$$KOCC \approx \frac{U_{вх}}{U_{вых}} \cdot \frac{R_1 + R_{oc}}{R_1}$$

Пример. Если в схеме, приведенной на рис.1.28, полный размах входного и выходного напряжений (от пика к пику) $U_{вых.пик} = 10\text{В}$ и $U_{вх.пик} = 1,02\text{В}$, то КОСС и КОСС(дБ) составляют:

$$KOCC \approx \frac{U_{вх}}{U_{вых}} \cdot \frac{R_1 + R_{oc}}{R_1} =$$

$$= 10\text{В} / 1,02\text{В}) \cdot [(100 \text{ кОм} + 100 \text{ Ом}) / 100 \text{ Ом}] = 9814.$$

$$\text{КОСС(дБ)} = 20 \cdot \lg \text{КОСС} = 20 \cdot \lg 9814 = 79,8 \text{ дБ}.$$

1.9. ШУМЫ

Никакое рассмотрение ОУ не может считаться полным, если в нем не упоминаются шумы. Шум в широком смысле слова определяется как сигнал переменного тока, генерируемый случайным движением электрических зарядов. Можно достигнуть лучшего понимания шума, если рассмотреть различные типы шума, которые беспокоят пользователей ОУ. В усилительных устройствах могут возникать три типа шумов: шумы Джонсона (называется также тепловым шумом), шумы Шоттки (обычно называется дробовым шумом) и фликкер-шумы (или $1/f$).

1.9.1. ШУМ ДЖОНСОНА (ТЕПЛОВОЙ ШУМ)

Тепловой шум вызван случайными движениями зарядов под влиянием тепловой энергии, получаемой из окружающей их среды. Частота шума изменяется случайно, а амплитуда пропорциональна корню квадратному из температуры. Широкий спектр частот, содержащийся в шуме, вызван случайным движением зарядов, причем, чем выше температура, тем больше амплитуда случайных движений. Все материалы (проводники, полупроводники), имеющие свободные заряды, генерируют тепловой шум. Среднеквадратичное значение напряжения теплового шума на концах разомкнутого (омического сопротивления) резистора будет равно:

$$\bar{E}_{ш}^2 = 4kTR\Delta f$$

где $\bar{E}_{ш}^2$ - среднеквадратичное значение напряжения шума; k - постоянная Больцмана ($1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К), T - температура Кельвинах ($C + 273$); Δf - диапазон используемых частот (например, полоса пропускания усилителя). Заметим, что напряжение шума зависит не от частоты, а от полосы пропускания и оно

пропорционально величине сопротивления. Это значит, что низкий уровень полного сопротивления и узкая полоса пропускания снижают шумовой эффект. Иными словами, если в схеме можно применять резистор в обратной связи сопротивлением 100 кОм и 1 МОм, то следует выбрать резистор 100 кОм. Кроме того, если требования к шумам высоки, то следует использовать схемы с минимально возможной шириной полосы пропускания. Так как все компоненты усилителя, несущие заряды, генерируют эти шумы и усилитель усиливает все шумы на входе то общий шум на выходе может быть значительным.

Пример. Вычислите эффективное значение напряжения шума, генерируемого проволочным резистором сопротивлением 100 кОм в случае, когда он должен быть подсоединен к устройству, имеющему полосу пропускания 10 Гц и работающему при комнатной температуре.

Решение. Корень квадратный из среднеквадратичного значения дает эффективное значение шума:

$$E_{ш,эфф.} = \sqrt{4kTR\Delta f} = \sqrt{4(1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 298 \cdot 100 \cdot 10)} = 4.058$$

Если резистор должен быть подключен между входом и землей ОУ, его шумы будут усиливаться вместе с любым сигналом. Пиковое значение напряжение шума будет примерно в пять раз превышать эффективное значение.

1.9.2. ШУМЫ ШОТТКИ

Шум Шоттки, или дробовой шум, появляется вследствие того, что носителями тока являются электроны. Шум Шоттки ассоциируется с полупроводниковыми материалами (которые включают многие композитные резисторы) и вакуумными лампами. Для того чтобы выяснить как специфическая природа тока вызывает шум Шоттки, рассмотрим установившийся и постоянный ток. Несмотря на то, что средний ток установился,

число электронов, проходящих через отдельную точку в единицу времени, меняется случайно. Эти изменения вызывают шумовой ток, который накладывается на установившийся ток, измеряемый в этой точке.

Среднеквадратичное значение этого шумового тока в полупроводнике будет

$$\bar{i}_{ш.}^2 = 2qI_{п.т.}\Delta f$$

где $\bar{i}_{ш.}^2$ - среднеквадратичное значение шумового тока; q - заряд электрона ($1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл); Δf - полоса пропускания устройства; $I_{п.т.}$ - среднее значение постоянного тока рассматриваемого устройства или цепи (схемы).

Следует обратить внимание на то, что шум Шоттки, как и тепловой шум, частотно независим. С уменьшением величины постоянного тока в полупроводнике также уменьшаются шумы Шоттки.

Пример. Ток смещения на биполярном входе ОУ составляет 200 нА. Рассчитайте входной шумовой ток и общее напряжение шума на входе, если сопротивление, указанное в предыдущем примере, представляет собой сопротивление источника входного сигнала ОУ. $\Delta f = 10$ кГц.

Решение:

Шумовой ток находится из выражения:

$$\bar{i}_{ш.} = \sqrt{2qI_{п.т.}\Delta f}$$

и равен:

$$\sqrt{2(1,6 \cdot 10^{-19}) \cdot 2000 \cdot 10} = 2,53 \cdot 10^{-11} \text{ А} = 25,3 \text{ пА (эфф.)}$$

Общее эквивалентное напряжение шума с учетом обоих шумов, рассмотренных в двух последних примерах, запишется в виде:

$$\bar{E}_{ш.о.} = \sqrt{\bar{E}_{ш.}^2 + 2\bar{i}_{ш.}^2 \cdot R_{ист.}^2}$$

Здесь $\bar{E}_{ш.о.}$ - суммарный входной шум; $\bar{E}_{ш.}^2$ - среднеквадратичное значение входного теплового шума; $\bar{i}_{ш.}^2$ - среднеквадратичное значение шумового тока Шоттки; $R_{ист.}$ - сопротивление источника сигнала на входе усилителя, т. е. сопротивление между входом и землей.

Подставляя полученные выше значения, получим:

$$\bar{E}_{ш.о.} = \sqrt{1.64 \cdot 10^{-11} + 2 \cdot 25,3 \cdot 100^2} = 5,4 \text{ мкВ. (эф)}$$

Как и в случае тепловых шумов, использование в схеме возможных меньших значений сопротивлений резисторов уменьшает остроту задачи борьбы с шумами. Первый каскад многокаскадного усилителя вносит наибольший вклад в шумы, так как для каждого последующего каскада значение входного сигнала возрастает. Для усилительных систем с низким уровнем шумов очень важно, чтобы первый каскад был очень мало зашумлен. Полоса пропускания шума Δf устройства или усилителя шире, чем разность между верхней и нижней 3 дБ - точками ($f_{ср.в.} - f_{ср.н.}$). Если наклон частотной характеристики усилителя составляет 6 дБ/октава, то верхняя $f_{ср.ш.в.}$ и нижняя $f_{ср.ш.н.}$ частоты среза шума будут $f_{ср.ш.в.} = 1.57 \cdot f_{ср.в.}$; $f_{ср.ш.н.} = f_{ср.в.} / 1.57$

Это происходит вследствие того, что шумовая мощность генерируется в полосе между сопрягающими частотами.

1.9.3. ФЛИККЕР-ШУМ, ИЛИ (1/f)-ШУМ

Полагают, что причиной фликкер-шума в полупроводниках являются изменения скоростей электронов (или дырок), обу-

словленные дефектами полупроводникового материала. Фликкер-шум характерен для полупроводниковых материалов (которые используются для изготовления многих типов резисторов). Он отсутствует в проволочных и изготовленных из металлических сплавов резисторах. Фликкер-шум называют также $1/f$ шумом, потому что он увеличивается с уменьшением частоты. Хотя фликкер-шум меняется при переходе от устройства к устройству, однако обычно он мало изменяется для устройств одного типа. Фликкер-шум может быть измерен для заданного полупроводника.

Единственный путь избежать фликкер-шума заключается в использовании устройств, где он очень мал или которые работают на достаточно высоких частотах, при которых фликкер-шум незначителен.

1.9.4. ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ

Отношение сигнал/шум представляет собой отношение рабочего сигнала к существующему шуму.

Если $Ш$ - шум, а S - сигнал, то $S_{вх.}/Ш_{вх.}$ - отношение сигнал/шум на входе, $S_{вых.}/Ш_{вых.}$ - отношение сигнал/шум на выходе.

1.9.5. КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА И ШУМ-ФАКТОР

Шум-фактор определяют так:

$$K_{ш.} (\text{дБ}) = 10 \cdot \lg \left[\frac{(S_{вх.}/Ш_{вх.})_{\text{моц.}}}{(S_{вых.}/Ш_{вых.})_{\text{моц.}}} \right].$$

Если $(S_{вх.}/Ш_{вх.})_{\text{моц.}}/(S_{вых.}/Ш_{вых.})$, то фактор шума будет равен нулю (коэффициент шума равен 1).

Коэффициент шума показывает, как много шумов вносит данное устройство или усилитель. Всегда желательно иметь низкий коэффициент шума. Однако достижение наименьшего

коэффициента шума может не обеспечить наибольшего значения отношения сигнала к шуму на выходе.

Пример. К инвертирующему усилителю подается сигнал от источника напряжения с внутренним полным сопротивлением $R_{ист.} = 5$ кОм. Коэффициент усиления ОУ с обратной связью равен 20, и сопротивление его нагрузки параллельно с $R_{ос.}$ составляет 9,09 кОм. Полоса пропускания усилителя 1 МГц. Эквивалентный входной шум ОУ составляет по каталогу 24 мкВ (эфф). Общие шумы источника сигнала составляют $E_{ш.ист.} = 11,3$ мкВ (эфф.), а напряжение входного сигнала $U_{вх.} = 200$ мкВ (эфф.). Вычислите шум-фактор для этого усилителя.

Решение:

Вначале вычислим отношение мощностей сигнал/шум на входе:

$$\frac{S_{вх.}}{Ш_{вх.}} = \frac{U_{вх.}^2 / R_{вн.ист.}}{E_{ш.ист.}^2 / R_{вн.ист.}} = \frac{(200 \text{ мкВ})^2 / 5 \text{ кОм}}{(11,3 \text{ мкВ})^2 / 5 \text{ кОм}} = 313,26$$

Теперь подсчитаем отношение сигнал/шум на выходе. Имеем:

$$U_{вых.} = 0,2 \text{ мВ} \cdot K_{ос.} = 4 \text{ мВ}$$

В соответствии с принятой схемой приведения шума ко входу для инвертирующего усилителя справедливо:

$$K_{ос.ш.} = K_{ос.} \cdot [(R_1 + R_2) / R_{ос.}]$$

Если $R_{ос.} = 100$ кОм и $R_1 = 5$ кОм, то

$$K_{ос.ш.} = 20 (105 \text{ кОм} / 100 \text{ кОм}) = 21.$$

Таким образом,

$$E_{ш.вых.} = K_{ос.ш.} \cdot E_{ш.вх.о.},$$

но

$$E_{ш.вх.о.} = \sqrt{E_{ш.вх.}^2 + E_{ш.ист.}^2} = \sqrt{(24 \text{ мкВ})^2 + (11,3 \text{ мкВ})^2} = 26,5 \text{ мкВ}$$

$$E_{ш.вых.} = 21 \cdot (26,5 \text{ мкВ}) = 557,1 \text{ мкВ}$$

Отношение мощностей сигнал/шум на выходе составит:

$$\frac{S_{вых.}}{Ш_{вых.}} = \frac{U_{вых.}^2 / (R_n \parallel R_{oc.})}{E_{ш.вых.}^2 / (R_n \parallel R_{oc.})} = \frac{1.76 \text{ нВт}}{34.1 \text{ нВт}} = 51.6$$

Шум-фактор равен:

$$K_{ш.} (\text{дБ}) = 10 \cdot \lg \left[(S_{вх.} / Ш_{вх.}) / (S_{вых.} / Ш_{вых.}) \right] = 10 \cdot \lg \frac{331.26}{51.6} = 6.08 \text{ дБ}$$

1.10. НАВОДКИ

Так как наводки представляют собой источник нежелательных сигналов, то они могут быть причислены к шумам. Защита от наводок может быть достигнута за счет надлежащего заземления, тщательного расположения монтажа и экранирования. Задача надлежащего экранирования может оказаться достаточно сложной, но может быть сведена к трем простым принципам (которым отнюдь не просто следовать):

- 1) проводник экрана должен быть присоединен к нулю опорного напряжения сигнала (земле сигнала) только один раз,
- 2) экран и земля сигнала должны быть заземлены у источника питания в одной и той же физической точке;
- 3) все проводники, несущие сигнал, должны быть помещены в экран. Надлежащий монтаж должен исключать чрезмерную сгущенность, длинные пути прохождения сигнала с экраном или без него, не необходимые перекрещивания проводов. Другими словами, следуйте хорошему конструкторскому опыту.

При экранировании радиопомех заземление лучше подбирать экспериментально.

1.11. ЗАЗЕМЛЕНИЕ

Непродуманное заземление, как правило, приводит к восприятию схемой нежелательных сигналов. Сформулировать принцип надлежащего заземления нетрудно, но иногда следовать этому принципу тяжело. Этот принцип можно сформулировать так: заземление, по которому течет ток нагрузки к источнику

питания, должно осуществляться отдельным проводом, а не объединяться с проводом земли сигнала. Смысл такого заземления заключается в том, что часто ток нагрузки во много раз больше тока сигнала. Ток нагрузки, протекая даже через провод достаточно большого сечения, может вызвать падение напряжения на линии заземления. Это вызовет изменение напряжения на линиях опорного напряжения каждого ОУ, присоединенного к этой линии заземления. В экстремальных случаях это изменение потенциала может составить несколько милливольт и может служить источником значительной погрешности.

1.12. ВЫВОДЫ

1. Шум представляет собой нежелательный сигнал. Большинство шумов - широкополосные. Это означает, что они содержат широкий спектр частот. Шумы вызываются случайными движениями зарядов в полупроводниках и резисторах или наводками. Независимо от характера источника шумы маскируют малые входные сигналы и вызывают неопределенность выходного сигнала. Поэтому следует стремиться минимизировать их влияние в рассматриваемой схеме.

2. Три главных источника шумов в схемах составляют: шум Джонсона (также называется тепловым шумом), фликкер-шум и шум Шоттки. Они минимизируются за счет применения малошумящих компонент, по возможности низких значений сопротивлений в схеме, низких токов и уменьшения полосы пропускания там, где это допустимо.

3. Наводки – главный источник внешних шумов. Их можно минимизировать за счет тщательного экранирования.

4. Если схемы тщательно не заземлены, то можно наблюдать в них связь выходного сигнала со входным. Шины заземления, через которые проходят большие токи, должны прокладываться проводами, отдельными от тех, которые использованы для земли сигнала.

ГЛАВА 2

СУММИРУЮЩИЕ СХЕМЫ

К суммирующим схемам относятся сумматоры и схемы вычитания. Их можно использовать для решения алгебраических уравнений, а также для формирования пропорционального управления в системах регулирования.

2.1. ИНВЕРТИРУЮЩИЙ СУММАТОР

Инвертирующий сумматор формирует алгебраическую сумму двух напряжений и меняет ее знак на обратный. В схеме входные сопротивления имеют ту же величину, что и сопротивление обратной связи.

Если R_{oc} ОУ достаточно велико и ток смещения пренебрежимо мал по сравнению с током обратной связи (именно так обычно и бывает), то по закону Кирхгофа:

$$I_1 + I_2 = I_{oc}$$

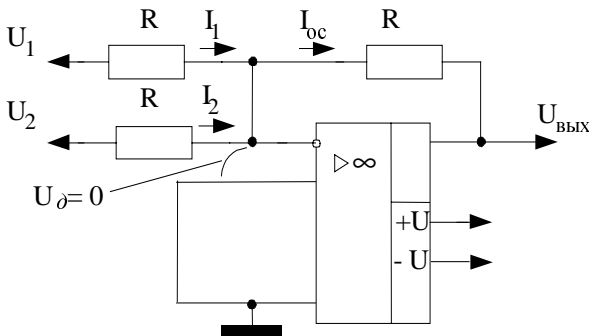


Рис.2.1. Инвертирующий сумматор

Если теперь коэффициент усиления без обратной связи тоже достаточно велик, так что $U_{\delta} = 0$ (для операционных усилителей,

которые используются в суммирующих схемах, это обычно имеет место), то $I_1 = \frac{U_1}{R}$, $I_2 = \frac{U_2}{R}$, $I_{oc} = -\frac{U_{вых}}{R}$.

Теперь можно переписать соотношение $I_1 + I_2 = I_{oc}$ в виде $\frac{U_1}{R} + \frac{U_2}{R} = -\frac{U_{вых}}{R}$. Умножая обе части равенства на R , получаем $U_1 + U_2 = -U_{вых}$, поэтому $U_{вых} = -(U_1 + U_2)$.

Для n входов получим:

$$U_{вых} = -(U_1 + U_2 + \dots + U_n).$$

Пример.

а) Найти $U_{вых}$, если $U_1=3В$ и $U_2=-4В$

б) Найти $U_{вых}$, если $U_1=3В$ и $U_2=2В$

Решение:

а) $U_{вых} = -(U_1 + U_2) = -(3В - 4В) = 1В$

б) $U_{вых} = -(U_1 + U_2) = -(3В + 2В) = -5В$

Все описанные в этом разделе суммирующие схемы могут работать как при постоянных, так и при переменных напряжениях. Если суммируются переменные напряжения, то значения величин приходится вычислять в виде $U = U_a \sin \omega t$; в частном случае, когда все входные переменные напряжения синфазны, можно использовать пиковые или, если это удобнее, эффективные значения напряжений.

2.2. СХЕМА СУММИРОВАНИЯ С МАСШТАБНЫМИ КОЭФФИЦИЕНТАМИ

Если отдельным входным напряжениям надо придать различные веса, то используется схема суммирования с масштабными коэффициентами. С помощью такой схемы можно, например, сложить $U_1 + 3U_2 + 4U_3$. Если ток смещения усилителя пренебрежимо мал, то, согласно закону Кирхгофа:

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_{oc}$$

Предположим, что коэффициент усиления без обратной связи достаточно велик, так что $U_{\partial}=0$, получим $I_1 = \frac{U_1}{R_1}$, $I_2 = \frac{U_2}{R_2}$, $I_3 = \frac{U_3}{R_3}$ и $I_{oc} = -\frac{U_{вых}}{R_{oc}}$, откуда $\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3} = -\frac{U_{вых}}{R_{oc}}$. Решая это уравнение относительно $U_{вых}$ получаем:

$$U_{вых} = -\left[\frac{U_1 R_{oc}}{R_1} + \frac{U_2 R_{oc}}{R_2} + \frac{U_3 R_{oc}}{R_3} \right]$$

Пример. Найти $U_{вых}$, если на рис. 2.2 $R_1=20\text{кОм}$, $R_2=50\text{кОм}$, $R_3=25\text{кОм}$ и $R_{oc}=100\text{кОм}$ и, если $U_1=1\text{В}$, $U_2=2\text{В}$ и $U_3= -3\text{В}$.

$$U_{вых} = -\left[\frac{U_1 R_{oc}}{R_1} + \frac{U_2 R_{oc}}{R_2} + \frac{U_3 R_{oc}}{R_3} \right] = \left[1\text{В} \cdot \frac{100\text{кОм}}{20\text{кОм}} + 2\text{В} \cdot \frac{100\text{кОм}}{50\text{кОм}} - 3\text{В} \cdot \frac{100\text{кОм}}{25\text{кОм}} \right] = -(1 \cdot 5 + 2 \cdot 2 - 3 \cdot 4) = 3\text{В}$$

Пример. Найти R_1 , R_2 и R_3 , такие, чтобы в схеме на рис.2.2. $U_{вых} = -(6U_1 + 3U_2 + 4U_3)$, $R_{oc}=200\text{кОм}$.

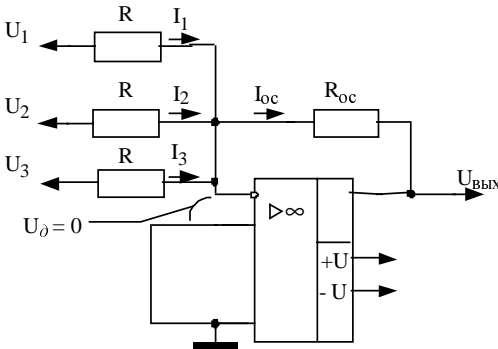


Рис.2.2. Схема суммирования с масштабными коэффициентами

Решение. Рассмотрим коэффициенты усиления отдельно для каждого входа. Эти коэффициенты усиления должны быть со-

ответственно равны: 6 для входа U_1 , 3 для входа U_2 и 4 для входа U_3 . Разрешая относительно R_1 уравнение $6U_1 = U_1 \frac{R_{oc}}{R_1}$, получим:

$$R_1 = \frac{R_{oc}}{6} = \frac{200\text{кОм}}{6} = 33,3\text{кОм}.$$

Аналогично получим $R_2 = \frac{200\text{кОм}}{3} = 66,6\text{кОм}$ и

$R_3 = \frac{200\text{кОм}}{4} = 50\text{кОм}$. Если обобщить на случай схемы с n

входами, получится соотношение:

$$U_{\text{вых}} = - \left[\frac{U_1 R_{oc}}{R_1} + \frac{U_2 R_{oc}}{R_2} + \frac{U_3 R_{oc}}{R_3} + \dots + \frac{U_n R_{oc}}{R_n} \right].$$

Схема усреднения. Если в схеме на рис. 2.2 положить $R_1 = R_2 = R_3 = \dots = R_n$ и $R_{oc} = \frac{R_1}{n}$ где n - число входов схемы, получим:

$$U_{\text{вых}} = - \frac{U_1 + U_2 + U_3 + \dots + U_n}{n}$$

Пример. Построить схему на рис. 2.2 таким образом, чтобы она осуществляла усреднение трех входных сигналов.

Решение: Положим $R_1 = R_2 = R_3 = 200\text{кОм}$ и $R_{oc} = \frac{R_1}{n}$, т. е.

$\frac{200\text{кОм}}{3} = 66,6\text{кОм}$. Отметим, что в схеме усреднения

$R_{oc} = R_1 \parallel R_2 \parallel \dots \parallel R_n$, что позволяет осуществить усреднение с весами. Под усреднением с весами подразумевается, например, такая операция:

$$U_0 = - \left[\frac{U_1 + 2U_2 + U_3 + \dots + U_n}{\text{количество входов}} \right]$$

Схема усреднения - это частный случай инвертирующего сумматора.

Замечание. Сопротивление в цепи обратной связи выбирается таким образом, чтобы ток обратной связи был много больше тока смещения операционного усилителя и в то же время не превышал значений, которые усилитель мог бы легко обеспечить вместе с необходимым током нагрузки. Для большинства операционных усилителей диапазон возможных значений сопротивления обратной связи достаточно широк.

2.3. СХЕМА СЛОЖЕНИЯ-ВЫЧИТАНИЯ

Схема сложения-вычитания показана на рис. 2.3.

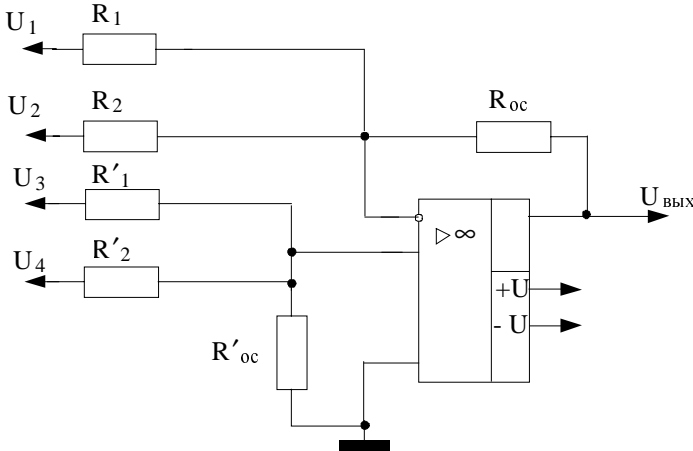


Рис.2.3. Схема сложения-вычитания

$$U_{\text{вых}} = U_3 \left(\frac{R'_{oc}}{R'_1} \right) + U_4 \left(\frac{R'_{oc}}{R'_2} \right) - U_1 \left(\frac{R_{oc}}{R_1} \right) - U_2 \left(\frac{R_{oc}}{R_2} \right), \text{ если}$$

$$\frac{R_{oc}}{R_1} + \frac{R_{oc}}{R_2} = \frac{R'_{oc}}{R_1} + \frac{R'_{oc}}{R_2}$$

Общее выражение для выходного напряжения схемы сложения-вычитания очень громоздкое, поэтому мы рассмотрим только условия, выполнение которых необходимо для правильной работы этой схемы.

Эти условия сводятся, в сущности, к тому, чтобы сумма коэффициентов усиления инвертирующей части схемы была равна сумме коэффициентов усиления ее неинвертирующей части.

Другими словами, инвертирующий и неинвертирующий коэффициенты усиления должны быть сбалансированы. Символически это можно обозначить следующим образом:

$$\frac{R_{oc}}{R_1} + \frac{R_{oc}}{R_2} + \dots + \frac{R_{oc}}{R_m} = \frac{R'_{oc}}{R_1} + \frac{R'_{oc}}{R'_1} + \frac{R'_{oc}}{R'_2} + \dots + \frac{R'_{oc}}{R'_n}$$

где m - число инвертирующих входов, а n - число неинвертирующих; отсюда имеем:

$$U_{\text{вых}} = -\left(U_1 \frac{R_{oc}}{R_1} + U_2 \frac{R_{oc}}{R_2} + \dots + U_m \frac{R_{oc}}{R_m}\right) + \left[U_{m+1} \frac{R'_{oc}}{R'_1} + U_{m+2} \frac{R'_{oc}}{R'_2} + \dots + U_{m+n} \frac{R'_{oc}}{R'_n}\right]$$

Пример. Пусть в схеме на рис.2.3. $U_1=U_2=1\text{В}$, $U_3=U_4=2\text{В}$, $R_{oc}=200\text{кОм}$, $R'_{oc}=100\text{кОм}$, $R_1=100\text{кОм}$, $R_2=25\text{кОм}$, $R_3=25\text{кОм}$ и $R_4=16,67\text{кОм}$.

(а) Выполняется ли условие баланса?

(б) Чему равно $U_{\text{вых}}$?

Решение:

(а) Проверим баланс: $\frac{R_{oc}}{R_1} + \frac{R_{oc}}{R_2} = \frac{R'_{oc}}{R'_1} + \frac{R'_{oc}}{R'_2}$;

$$\frac{200\text{кОм}}{100\text{кОм}} + \frac{200\text{кОм}}{25\text{кОм}} = \frac{100\text{кОм}}{25\text{кОм}} + \frac{100\text{кОм}}{16,67\text{кОм}};$$

$$2+8=10; 4+6=10$$

Таким образом, баланс имеет место.

(б)

$$U_{\text{вых}} = U_3 \frac{R'_{oc}}{R'_1} + U_4 \frac{R'_{oc}}{R'_2} - U_1 \frac{R_{oc}}{R_1} - U_2 \frac{R_{oc}}{R_2}$$

$$U_{\text{вых}} = 2 \cdot \frac{100\text{кОм}}{25\text{кОм}} + 2 \cdot \frac{100\text{кОм}}{16,67\text{кОм}} - 1 \cdot \frac{200\text{кОм}}{100\text{кОм}} - 1 \cdot \frac{200\text{кОм}}{25\text{кОм}} = 2 \cdot 4 + 2 \cdot 6 - 1 \cdot 2 - 1 \cdot 8 = 10\text{В}$$

поэтому $U_{\text{вых}}=10\text{В}$.

Пример. В схеме на рис.2.3. $R_1 = R_2 = R'_1 = R'_2 = R_{oc} = R'_{oc}$.
Написать выражение для $U_{\text{вых}}$.

Решение:

$$U_{\text{вых}} = U_3 \frac{R'_{oc}}{R'_1} + U_4 \frac{R'_{oc}}{R'_2} - U_1 \frac{R_{oc}}{R_1} - U_2 \frac{R_{oc}}{R_2}$$

Поскольку здесь все сопротивления одинаковы, обозначим их одной буквой R и получим $U_{\text{вых}} = (U_3 + U_4) - (U_1 + U_2)$. Условие баланса предлагаем проверить читателю.

В предыдущем примере мы имели дело с готовой схемой, баланс которой уже был обеспечен. Возникает вопрос, как обеспечить баланс в схеме, которую мы конструируем заново? Оказывается, схему можно сделать балансной, добавив к ней дополнительный вход, на который подается нулевой сигнал. Этот вход добавляется к той половине усилителя, суммарный коэффициент усиления которой меньше. Применение такого способа показано в следующем примере.

Пример. Построить схему сложения-вычитания так, чтобы напряжение на ее выходе было равно:

$$U_{\text{вых}} = -4U_1 - 2U_2 + 10U_3 + U_4.$$

Решение: Целесообразно положить $R_{oc} = R'_{oc}$, поэтому выберем $R_{oc} = R'_{oc} = 100\text{кОм}$. Для нахождения R_1, R_2, R'_1 и R'_2 можно использовать соотношение в форме, приведенной на рис. 2.3, так как данная схема имеет всего четыре входа.

Коэффициент при U_1 равен $\frac{R_{oc}}{R_1} = 4$, поэтому

$$R_1 = \frac{R_{oc}}{4} = \frac{100\text{кОм}}{4} = 25\text{кОм}.$$

Аналогично,

$$\frac{R_{oc}}{R_2} = 2; R_2 = \frac{100\text{кОм}}{2} = 50\text{кОм}; R'_1 = \frac{R'_{oc}}{10} = 10\text{кОм};$$

$$R'_2 = \frac{R'_{oc}}{1} = 100\text{кОм}.$$

Проверяя наличие баланса видим, что $\frac{R_{oc}}{R_1} + \frac{R_{oc}}{R_2} = 4 + 2 = 6$ и

$\frac{R'_{oc}}{R'_1} + \frac{R'_{oc}}{R'_2} = 10 + 1 = 11$, т. е. сумма неинвертирующих коэффици-

ентов усиления на пять больше суммы инвертирующих коэффициентов.

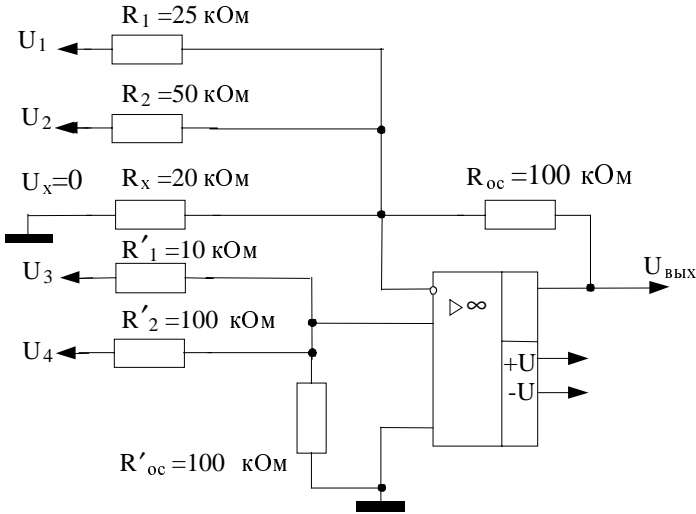


Рис.2.4. Сбалансированная схема сложения-вычитания

Если изменить схему таким образом, чтобы напряжение на ее выходе стало равным

$$U_{\text{вых}} = -(4U_1 + 2U_2 + 5U_x) + (10U_3 + U_4)$$

и задать $U_x=0$, то полученное выходное напряжение окажется равным желаемому. Нам остается подключить к инвертирующему входу, как показано на рис. 2.4, такое сопротивление R_x ,

чтобы отношение $\frac{R_{oc}}{R_x}$, было равно 5, и тогда баланс схемы будет обеспечен. Величина R_x равна $\frac{R'_{oc}}{5} = 20\text{кОм}$.

В полученной схеме:

В полученной схеме:

$$\frac{R_{oc}}{R_1} + \frac{R_{oc}}{R_2} + \frac{R_{oc}}{R_x} = \frac{R'_{oc}}{R'_1} + \frac{R'_{oc}}{R'_2}, \text{ или}$$

$$4+2+5=11=10+1=11,$$

так что схема будет действовать нормально. Если бы суммарный коэффициент усиления неинвертирующей половины усилителя оказался меньшим, то следовало бы подключить сопротивление R'_x между неинвертирующим входом и землей; величина этого сопротивления, обеспечивающая баланс схемы, определяется аналогичным образом.

2.4. НЕИНВЕРТИРУЮЩИЙ СУММАТОР

Для простого суммирования при котором ($U_{вых}=U_1+U_2+\dots+U_n$), построим схему сложения-вычитания. Предположим, что нам надо получить $U_{вых}=U_1+U_2$.

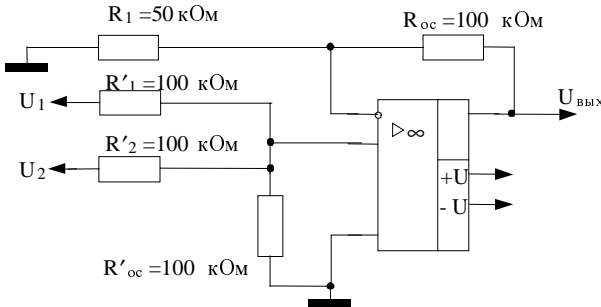


Рис.2.5. Неинвертирующий сумматор с двумя входами

Зададим $R'_{oc} = R'_1 = R'_2$ и $R_1 = \frac{R_{oc}}{n}$, где n - число входов (в данном случае два). Такая схема показана на рис. 2.5.

Мы можем также осуществить суммирование с коэффициентами, например, $U_{вых}=2U_1+U_2$. Обязательно только соблюдение

условия $\frac{R_{oc}}{R_1} = \frac{R'_{oc}}{R'_1} + \frac{R'_{oc}}{R'_2} + \dots + \frac{R'_{oc}}{R'_n}$ для n входов.

2.5. РЕШЕНИЕ СИСТЕМЫ УРАВНЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ СУММИРУЮЩИХ СХЕМ

Рассмотрим пример решения системы:

а) $2X + 3Y = 40$;

б) $2X + Y = 5$.

Решение: Выберем соотношение, в котором могут быть представлены все возможные ответы при тех значениях коэффициентов, которые мы собираемся использовать. Если, например, выходное напряжение операционного усилителя может меняться в пределах $\pm 15\text{В}$, а X и Y никогда не превышают 150, то мы можем выбрать масштаб $0,1\text{В}=1$. При этом числу $X=15$ будет соответствовать напряжение 1,5В на выходе X . В этом примере будет использован масштаб $0,1\text{В}=1$. Для определения пределов, в которых могут меняться переменные, решим систему уравнений алгебраически. Эта возможность не делает схему для решения систем уравнений ненужной, так как последняя обычно используется в схемах управления, где необходимо формировать непрерывное решение. Если пределы изменения переменных превысят допустимые пределы выходного напряжения, то следует изменить масштаб таким образом, чтобы ответ всегда попадал в эти пределы.

Теперь мы решим одно из уравнений относительно X , а другое относительно Y . Решая (а) относительно X , получим $X = \frac{40 - 3Y}{2} = 20 - 1,5Y$. Решая (б) относительно Y , находим, что $Y = -2X + 5$. Теперь построим первую схему сложения-вычитания, выходной сигнал которой равен X , так что

$$X = 20 \frac{R'_{oc}}{R'_1} - \frac{R_{oc}}{R_1} Y.$$

Положительные числа будем подавать на неинвертирующий вход, а отрицательные - на инвертирующий. Двадцать - положительное число, поэтому мы подадим его с коэффициентом

усиления, равным единице на неинвертирующую половину. Для того чтобы этот коэффициент усиления был равен единице, нам надо положить $R'_{oc} = R'_1$. Положим также для удобства $R_{oc} = R'_{oc}$. Так как $1,5Y = \frac{R_{oc}}{R_1} Y$, имеем $R_1 = \frac{R_{oc}}{1,5}$.

Положим $R'_{oc} = R_{oc} = 100\text{кОм}$; тогда получим:

$$R_{oc} = R'_{oc} = R'_1 = 100\text{кОм} \text{ и } R_1 = \frac{100\text{кОм}}{1,5} = 66,7\text{кОм}.$$

Теперь включим первый усилитель в соответствии со схемой на рис. 2.6.

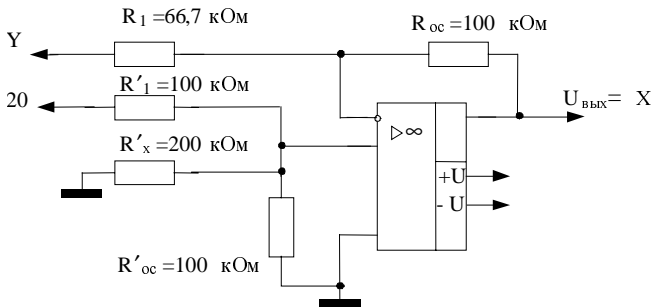


Рис.2.6. Схема для вычисления $X=20-1,5 Y$

Отметим, что к неинвертирующему входу схемы подключено дополнительное сопротивление R'_x такое, что $\frac{R'_{oc}}{R'_x} = 0,5$; в результате оба коэффициента усиления (инвертирующий и неинвертирующий) оказываются равными 1,5.

Построим еще один усилитель для нахождения Y .

Поскольку $Y = -2X + 5$, то должно выполняться равенство:

$$Y = -\frac{R_{oc}}{R_1} X + 5 \frac{R'_{oc}}{R'_1},$$

поэтому $\frac{R_{oc}}{R_1} = 2$ и $\frac{R'_{oc}}{R'_1} = 1$.

Если положить $R_{oc} = R'_{oc} = 100\text{кОм}$,
 то $R_1 = \frac{100\text{кОм}}{2} = 50\text{кОм}$ и $R'_1 = \frac{100\text{кОм}}{1} = 100\text{кОм}$.

Инвертирующий коэффициент усиления такой схемы равен 2, а неинвертирующий равен 1. Для получения баланса надо добавить к неинвертирующей половине схемы нулевой вход с коэффициентом усиления, равным единице, так что $\frac{R'_{oc}}{R'_x} = 1$.

Легко заметить, что $R'_x = 100\text{кОм}$. Теперь можем построить схему формирования Y , которая показана на рис. 2.7.

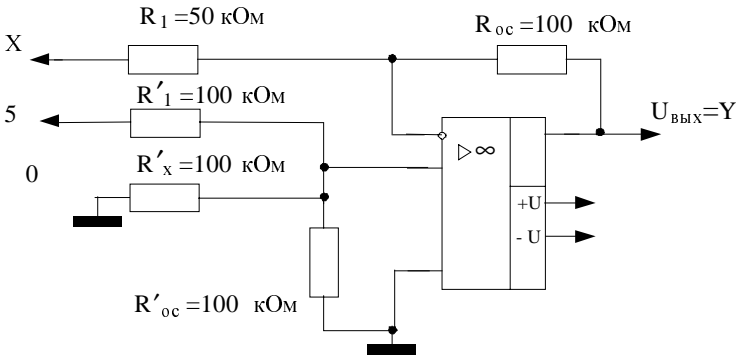


Рис.2.7. Схема для вычисления $Y = -2X + 5$

Теперь для решения исходной системы уравнения остается только соединить выход усилителя, формирующего X , с X -входом усилителя, формирующего Y , а выход последнего соединить с Y -входом усилителя, формирующего X . Ответы можно прочесть на соответствующих выходах. Полная схема для решения системы уравнений показана на рис. 2.8.

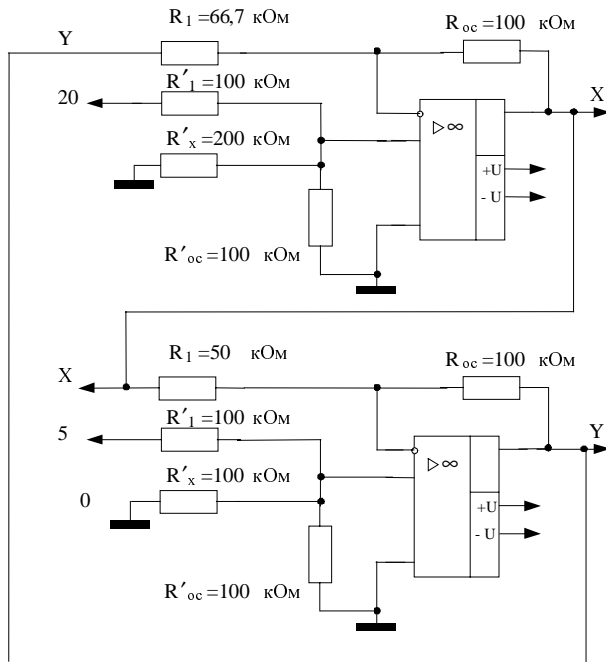


Рис.2.8. Схема для решения системы уравнений $2X + 3Y=40$ и $2X+Y=5$

Укажем, что для решения системы трех уравнений с тремя неизвестными потребовались бы три схемы сложения-вычитания с тремя входами каждая.

Системы уравнений можно решать, используя только инверторы и инвертирующие сумматоры. В этом случае необходимое количество усилителей часто оказывается большим, чем в случае использования схем сложения-вычитания, но зато уничтожается синфазная ошибка и снимается проблема обеспечения баланса. Этот способ ясен из рис. 2.9, где приведена схема для решения системы уравнений для вышеуказанного примера. Следует отметить, что некоторые из входов имеют полярность, противоположную их знаку в уравнениях. Это нужно для обеспечения правильной полярности на входе инвертирующего

сумматора. Например, для получения на выходе инвертирующего сумматора величины X придется подавать на его вход $-X$, а для получения числа 5 надо подать на вход -5 .

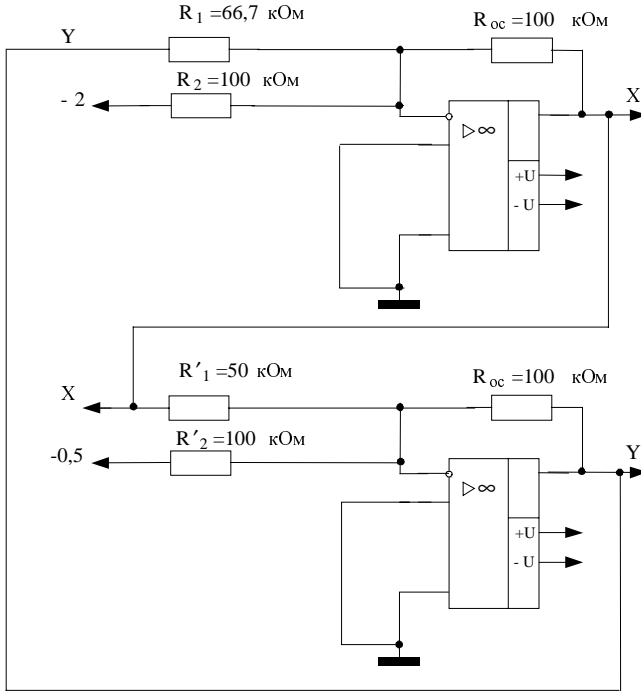


Рис.2.9. Схема для решения системы уравнений $2X + 3Y = 40$ и $2X + Y = 5$ использующая только инвертирующие усилители

2.6. ПРОПОРЦИОНАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ

Принцип действия системы пропорционального регулирования проиллюстрируем на примере системы регулирования скорости электродвигателя постоянного тока.

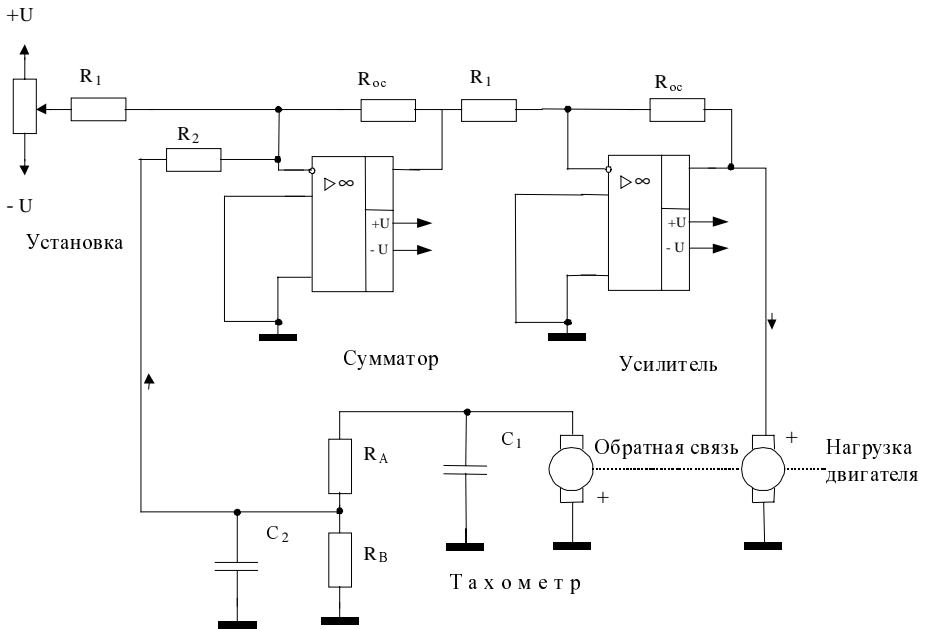


Рис.2.10. Пример системы пропорционального регулирования

Эта система включает следующие основные элементы:

1. **Напряжение обратной связи** указывает, в каком направлении и с какой скоростью мотор должен вращаться. Амплитуда управляющего напряжения задает, как быстро мотор должен вращаться, а полярность управляющего напряжения указывает направление его вращения.

2. **Суммирующая схема** сравнивает напряжение обратной связи с отслеживаемым напряжением и формирует выходное напряжение, пропорциональное разности напряжения обратной

связи и отслеживаемого напряжения. Это напряжение (разность) называется напряжением ошибки.

3. **Усилитель тока**, который часто называют еще сервоусилителем, обеспечивает напряжение питания двигателя при достаточном для его действия токе. В нашей системе двигатель должен иметь возможность изменять направление вращения, поэтому усилитель тока должен задавать как положительные так и отрицательные напряжения питания двигателя.

4. **Двигатель**. Использован реверсивный двигатель постоянного тока с постоянным магнитом.

5. **Сигнал, пропорциональный действительной скорости двигателя**. Вырабатывается тахометрическим датчиком. Вал тахометрического датчика соединен непосредственно или через какую-либо передачу с валом основного двигателя, так что последний вращает тахометрический датчик.

Напряжение на выходе тахометрического датчика пропорционально скорости вращения его якоря, который соединен с валом основного двигателя. Полярность выходного напряжения тахометрического датчика изменяется при изменении направления его вращения. Подключать тахометрический датчик следует таким образом, чтобы полярность его выходного напряжения была противоположна полярности управляющего сигнала. Конденсаторы C_1 и C_2 служат для фильтрации щеточного шума датчика, а с помощью сопротивлений можно, если это окажется необходимым, уменьшить амплитуду его выходного напряжения. Выходное напряжение тахометрического генератора подается на другой вход сумматора.

Схема действует следующим образом:

1. Устанавливается величина напряжения обратной связи, обеспечивающая желаемую скорость вращения двигателя в желательном направлении.

2. Если напряжение обратной связи отличается от отслеженного напряжения, то возникает напряжение ошибки, которое подается на вход сумматора. Сумматор усиливает напряжение

ошибки (величина усиления задается отношениями $\frac{R_{oc}}{R_1}$ и $\frac{R_{oc}}{R_2}$),

и оно подается на вход усилителя тока.

3. Усилитель тока усиливает это напряжение и обеспечивает нужную полярность напряжения и ток, необходимые для того, чтобы двигатель начал вращаться в нужном направлении.

4. Двигатель вращает тахометрический датчик, на выходе которого возникает отслеженное напряжение, противоположное по фазе (т. е. знаку) напряжению обратной связи. Величина отслеженного напряжения пропорциональна скорости вращения двигателя.

5. Отслеженное напряжение через сопротивление R_2 подается обратно на вход сумматора и компенсирует некоторую часть напряжения обратной связи, поскольку эти два напряжения противоположны по знаку. Когда разность отслеженного и управляющего напряжений, т.е. напряжение ошибки, достигнет некоторого не большого значения, система придет в равновесие и двигатель станет вращаться с желательной скоростью. Не следует пытаться строить систему так, чтобы напряжение тахогенератора полностью компенсировало отслеженное напряжение; в этом случае напряжение ошибки станет равным нулю и двигатель должен будет остановиться. Однако на самом деле двигатель не остановится, а начнет вращаться попеременно в противоположных направлениях, что нежелательно. Поэтому отношения сопротивлений в сумматоре и выходное напряжение тахометра должны быть заданы таким образом, чтобы при суммировании отслеженного напряжения и напряжения установки они компенсировали друг друга ровно настолько, насколько это необходимо для обеспечения плавной работы всей системы.

Пропорциональный закон регулирования позволяет управлять скоростью вращения двигателя таким образом, чтобы она оставалась постоянной при изменении механической нагрузки на двигатель. Предположим, например, что двигатель вращался с постоянной скоростью и нагрузка на него вдруг возросла.

Увеличение нагрузки приводит к тому, что скорость вращения начинает падать, а это в свою очередь приводит к уменьшению напряжения на выходе тахометрического датчика. Это означает, что отслеженное напряжение (т. е. напряжение на выходе тахометра) упадет, в то время как напряжение обратной связи останется постоянным; поэтому напряжение ошибки увеличивается. Возросшее напряжение ошибки усиливается и подается на двигатель, в результате чего скорость его вращения увеличивается до тех пор, пока не будет достигнуто новое положение равновесия, при котором скорость вращения двигателя окажется почти такой же, какой она была до увеличения нагрузки. Если нагрузка на двигатель уменьшается, то весь процесс будет обратным и воспрепятствует возрастанию скорости вращения двигателя.

Этот пример иллюстрирует только один из очень многих способов применения суммирующих схем для осуществления пропорционального управления скоростью. Аналогичные схемы используются для дистанционного управления положением клапанов, антенн и многих других устройств.

В промышленности повсеместно используется пропорциональное регулирование для управления технологическими процессами. И во всех системах пропорционального регулирования основными узлами являются суммирующие схемы, используемые для сравнения установки и отслеженного сигнала и формирования пропорционального их разности напряжения ошибки.

2.7. СМЕСИТЕЛЬ СИГНАЛОВ

Описанные в этой главе сумматоры можно использовать в качестве линейных смесителей сигналов (микшеров). Одно из возможных приложений таких смесителей - смешение звуковых сигналов.

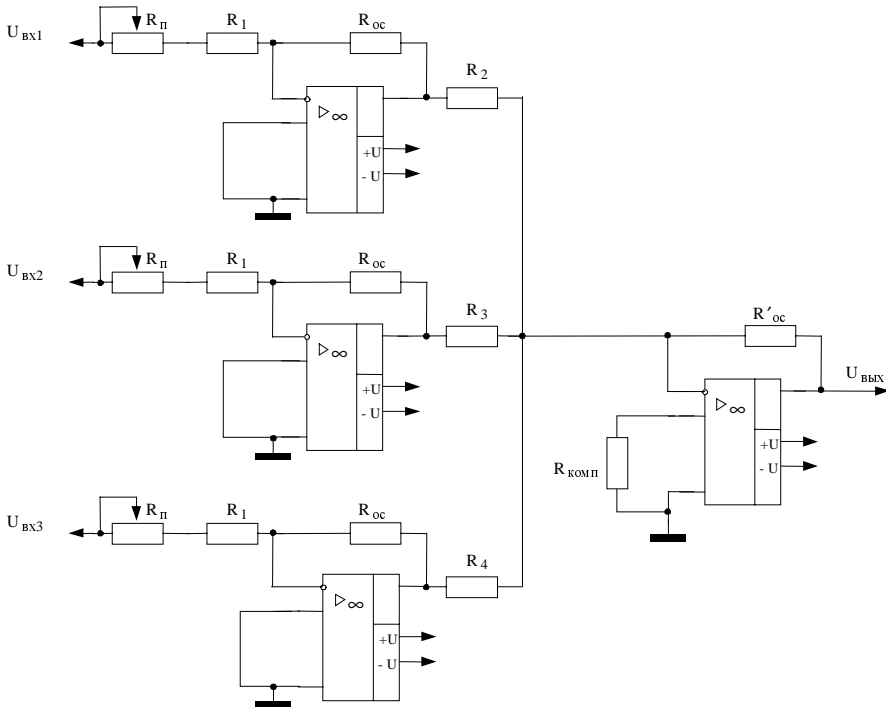


Рис.2.11. Смеситель сигналов

Например, звуковые сигналы от нескольких музыкальных инструментов, принятые на разные микрофоны, можно - смешать с голосом, скомбинировать и подать на один мощный усилитель с помощью схемы, аналогичной приведенной на рис.2.11. Каждый вход этой системы имеет независимую регулировку усиления.

Пример. Рассчитать компоненты схемы на рис.2.11 таким образом, чтобы можно было менять коэффициент усиления в каждом канале в пределах от 1 до 50 и чтобы минимальный общий коэффициент усиления был равен 10 при минимальном коэффициенте усиления на всех входах.

Суммарный коэффициент усиления, равный 10, можно получить, задав коэффициент усиления инвертирующего сумматора равным 10. Если $R'_{oc} = 500\text{кОм}$, то

$$R_2 = R_3 = R_4 = \frac{R'_{oc}}{10} = \frac{500\text{кОм}}{10} = 50\text{кОм}.$$

Задать коэффициент усиления в каждом канале равным 1 можно, положив $R_I + R_{II} = R_{oc}$.

Если $R_{oc} = 500\text{кОм}$, то $R_I + R_{II} = 500\text{кОм}$,

$$R_1 = \frac{R_{oc}}{K_{\max}} = \frac{500\text{кОм}}{50} = 10\text{кОм},$$

откуда $R_{II} = R_{oc} - R_I = 500\text{кОм} - 10\text{кОм} = 490\text{кОм}$.

Поскольку существуют стандартные потенциометры на 600кОм, но не на 490 кОм, придется остановиться на минимальном коэффициенте усиления в каждом канале, равном

$$\frac{R_{oc}}{R_{II} + R_1} = \frac{500\text{кОм}}{510\text{кОм}} = 0,98 \text{ (а не 1)}. \text{ Сопротивление } R_{\text{комп}} \text{ обеспе}$$

чивает компенсацию сдвига напряжения на выходе сумматора из-за наличия токов смещения. Выбираем его равным:

$$R_{\text{КОМП}} = \frac{1}{\frac{1}{R'_{oc}} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}} = R'_{oc} \| R_2 \| R_3 \| R_4 = 500\text{кОм} \left\| \frac{50\text{кОм}}{3} \right\| = 16,1\text{кОм}$$

2.8. ВЫВОДЫ

1. Инвертирующий сумматор суммирует входные напряжения и инвертирует результат.

2. Инвертирующая схема суммирования с масштабными коэффициентами – это вариант инвертирующего сумматора, в котором каждому входу придан собственный вес.

3. Схема усреднения – это еще один вариант инвертирующего сумматора. Выходное напряжение этой схемы равно среднему арифметическому напряжений на ее входах.

4. Схема сложения-вычитания может одновременно складывать и вычитать, т.е. производить алгебраическое суммирование сигналов, но сумма ее инвертирующих коэффициентов усиления должна быть равна сумме неинвертирующих коэффициентов. При необходимости, чтобы соблюсти баланс, к схеме добавляют одно сопротивление так, чтобы сделать сумму инвертирующих коэффициентов усиления равной сумме неинвертирующих.

5. Неинвертирующий сумматор – это вариант схемы сложения-вычитания, в котором использованы только неинвертирующие входы.

6. Суммирующие схемы можно использовать при решении алгебраических уравнений и для построения пропорциональных регуляторов.

ГЛАВА 3

ИНТЕГРАТОРЫ И ДИФФЕРЕНЦИАТОРЫ

Интегратор и дифференциатор – это две схемы из числа наиболее важных аналоговых вычислительных схем. Интегратор используется в схемах управления во всех тех случаях, когда надо решать дифференциальное уравнение или надо вычислить интеграл напряжения. Дифференциатор используется тогда, когда надо получить выходной сигнал, пропорциональный скорости изменения входного.

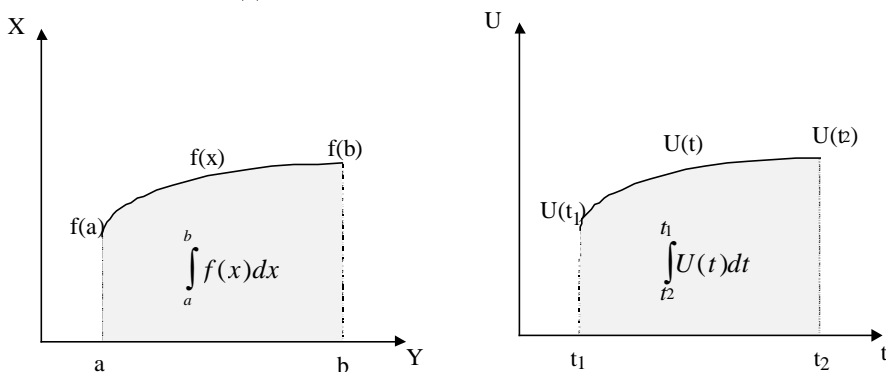


Рис 3.1. Представления интеграла

3.1. ИНТЕГРАТОР

Интегрирование можно представлять себе как определение площади под кривой. Поскольку интегратор на операционном усилителе производит действия над напряжениями в течение некоторого периода времени, результат его работы можно интерпретировать как сумму напряжений за некоторое время. Схема интегратора на операционном усилителе приведена на рис. 3.2.

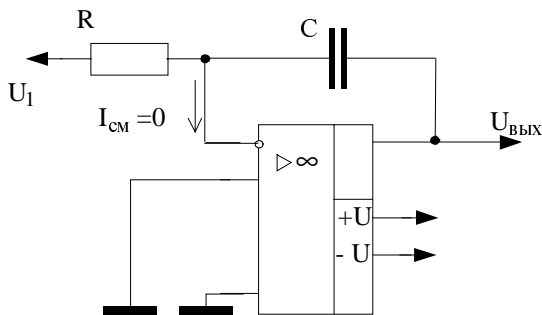


Рис.3.2. Интегратор на операционном усилителе.

Емкость C определяется как $C = \frac{Q}{U}$, где Q – электрический заряд, U – напряжение. Отсюда следует, что $Q = CU$, и изменение заряда за единицу времени, т.е. ток через конденсатор, равно

$$I_C = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dU}{dt}$$

Если операционный усилитель близок к идеальному с $I_{см} \approx 0$ и $A \rightarrow \infty$, что $U_{\delta} \approx 0$, то $I_R = I_C$.

Из соотношения $I_C = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dU}{dt}$ получаем:

$$I_C = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dU_C}{dt} = I_R$$

Ввиду того, что $U_{\delta} \approx 0$ и $U_C = -U_{\text{вых}}$, можно написать:

$$I_C = -C \frac{dU_{\text{вых}}}{dt} = \frac{U_1}{R} = I_R$$

Разрешая это выражение относительно $dU_{\text{вых}}$ находим:

$$dU_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} U_1 dt,$$

а интегрируя его, получаем:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int U_1 dt$$

Пределами интегрирования в этом уравнении являются моменты времени t_1 и t_2 , т.е. начало и конец интервала времени наблюдения сигнала.

Рассмотрим теперь интегралы от некоторых часто встречающихся сигналов.

Пример.

а) Как будет выглядеть сигнал на выходе интегратора, если на его вход подать ступенчатый сигнал, форма которого пока-

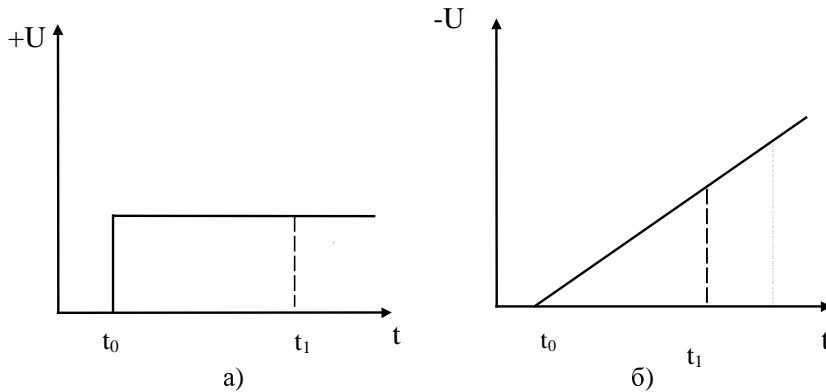


Рис 3.3. Реакция интегратора на ступенчатый сигнал.

а) входной сигнал, б) выходной сигнал

зана на рис.3.3.а

б) Если $R_1=1\text{МОм}$, $C= 0,1\text{мкФ}$ и $U_{ax}=1\text{В}$, то чему будет равно $U_{вых}$ через 3 мс после момента t_0 ?

Решение:

а) Записывая входной ступенчатый сигнал как функцию времени, получим $U_1=U$ при $t \geq t_0$, $U_1=0$ при $t < t_0$. Используя первое из этих условий, интегрируем и получаем:

$$U_{вых} = -\frac{1}{RC} \int U dt = -\frac{1}{RC} Ut$$

Таким образом, изменение выходного напряжения во времени представляет собой наклонную прямую с полярностью, противоположной полярности входного сигнала.

б) Вычислим значение $U_{\text{вых}}$ интегрированием в пределах от $t_0=0$ до $t_1=3\text{мс}$:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC}Ut \Big|_{t=0}^{t=3\text{мс}} = -\frac{1}{1 \cdot 10^6 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}} \cdot 1 \Big|_{t=0}^{t=3\text{мс}} = \\ = -10 \cdot 1 \cdot 3 \cdot 10^{-3} - (-10) \cdot 1 \cdot 0 = -30\text{мВ}$$

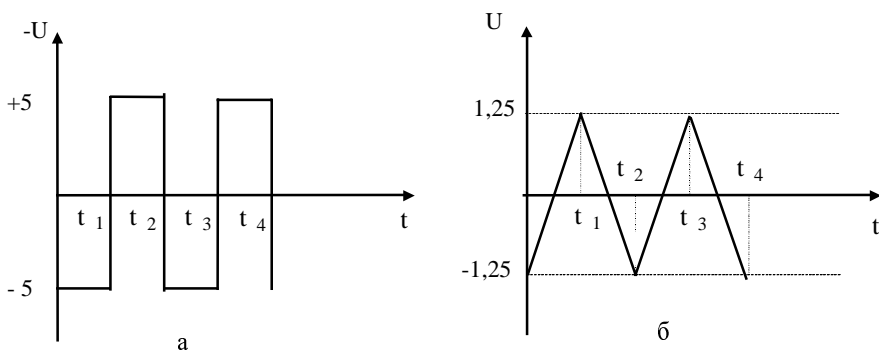


Рис 3.4. Реакция интегратора на прямоугольные колебания.

а - входной сигнал б -выходной сигнал.

Пример. В интеграторе $R=10\text{кОм}$ и $C=0,1\text{мкФ}$; $U_{\text{вх}}$ – это прямоугольная волна с частотой 1кГц и амплитудой 5В (размах 10В). Каким будет выходное напряжение?

Решение:

Поскольку сигнал периодический, для описания выходного напряжения достаточно рассмотреть один полный период. Прежде всего запишем входное напряжение как функцию вре-

мени (рис. 3.4,а). Имеем $U_{\text{вх}}=5\text{В}$ при $t_1 < t \leq t_2$, $U_{\text{вх}}= - 5\text{В}$ при $t_2 < t \leq t_3$.

Эту функцию можно интегрировать на каждом из ее полупериодов. Для описания выходного сигнала достаточно выяснить его форму и значения напряжений на концах каждого полупериода.

Подставляя постоянное напряжение U в выражение $U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int U_1 dt$, получаем после интегрирования:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int U dt = -\frac{U}{RC} t,$$

т.е. наклонную прямую на каждом полупериоде.

Накопленное напряжение в конце первого полупериода, т.е. на интервале между t_1 и t_2 , равно:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{U}{RC} t \Big|_{t=0}^{t=0,5\text{мс}} = -\frac{5 \cdot 0,5}{10\text{кОм} \cdot 0,1\text{мкФ}} = -2,5\text{В}$$

Накопленное напряжение за второй полупериод между t_2 и t_3 равно:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= -\frac{-5\text{В}}{RC} t \Big|_{t=0,5\text{мс}}^{t=1\text{мс}} = -\frac{-5 \cdot 0,5}{RC} (t_3 - t_2) = \\ &= -\frac{-5 \cdot 0,5}{10\text{кОм} \cdot 0,1\text{мкФ}} = 2,5\text{В} \end{aligned}$$

Полученный выходной сигнал показан на рис. 3.4,б). Размах этого сигнала от пика к пику равен 2,5В. При любом сигнале на входе изменение сигнала на выходе должно начинаться от того значения, которое выходной сигнал имел к моменту прихода входного сигнала (так, когда $U_{\text{вх}}$ становится равным - 5В, выходной сигнал начинает возрастать от значения - 1,25В). Если бы размах прямоугольной волны в примере 3.2 был равен, на-

пример, 5 или 2,5В, то размах выходного сигнала оказался бы равным 1,25 или 0,625В соответственно.

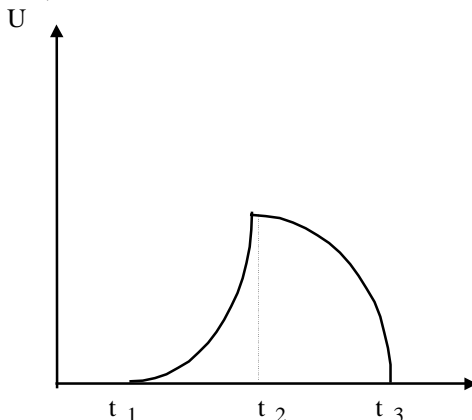


Рис 3.5. Реакция интегратора на треугольный сигнал.

Пример. На вход интегратора подано пилообразное напряжение, показанное на рис. 3.4, б. Какова будет форма выходного сигнала?

Решение:

Выражая $U_{\text{вх}}$ как функцию времени на интервале от t_1 до t_2 , получаем:

$$U_{\text{вх}} = -kt \quad t_1 \leq t \leq t_2, \text{ где } k - \text{коэффициент наклона.}$$

Используя теперь выражение:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int U_1 dt,$$

получаем:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} -kt \cdot dt = \frac{k}{2RC} t^2 \Big|_{t_1}^{t_2}$$

Отсюда видно, что напряжение на выходе – это квадратичная функция времени (парабола), показанная на рис. 3.5.

3.2. РЕАЛЬНЫЙ ИНТЕГРАТОР

До сих пор операционный усилитель в интеграторе считался идеальным. В действительности реальный операционный усилитель имеет некоторое напряжение сдвига и некоторый ток смещения. Напряжение сдвига интегрируется как ступенчатая функция, что дает дополнительный линейно-нарастающий (или спадающий) выходной сигнал, причем полярность этого сигнала определяется полярностью $U_{сдв}$, а наклон – величиной $U_{сдв}$. Ток смещения течет через конденсатор обратной связи, что также приводит к появлению наклонного выходного сигнала. В результате действия этих двух эффектов конденсатор обратной связи через некоторое время неизбежно заряжается до максимально возможного выходного напряжения усилителя. Такое постепенное накопление заряда на конденсаторе обратной связи накладывает ограничение на интервал времени, в течение которого может быть осуществлено интегрирование с достаточной точностью. Кроме того, $U_{сдв}$ добавляется к напряжению на конденсаторе. В итоге выражение для $U_{вых}$ в $U_{вых} = -\frac{1}{RC} \int U_1 dt$

принимает вид:

$$U_{вых} = -\frac{1}{RC} \int U_1 dt + \frac{1}{RC} \int U_{сдв} dt + \frac{1}{C} \int I_{см} dt + U_{сдв}$$

Последние три члена в правой части равенства соответствуют указанным выше ошибкам, а первый член описывает полезный выходной сигнал. Знаки погрешностей могут быть любыми по отношению друг к другу и к полезному сигналу.

Ошибка напряжения сдвига можно уменьшить следующими приемами:

- 1) использовать операционный усилитель с низким $U_{сдв}$;
- 2) периодически сбрасывать интегратор (т. е. разряжать конденсатор до некоторого заранее выбранного значения);

3) шунтировать C сопротивлением R_p , как показано на рис.3.6.

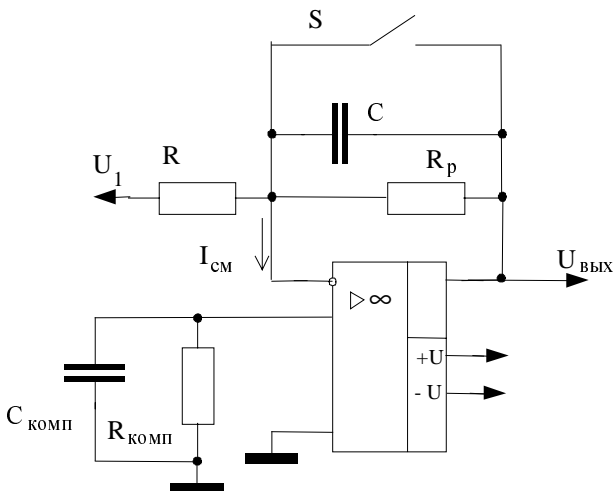


Рис.3.6. Коррекция ошибки интегратора в случае медленно меняющегося сигнала.

Все три слагаемых ошибки интегратора уменьшаются при использовании этих приемов.

Шунтирование конденсатора обратной связи сопротивлением R_p позволяет на низких частотах, где конденсатор фактически действует как разомкнутая цепь, ограничить напряжение ошибки величиной $\frac{R_p}{R} U_{\text{одв}}$ вместо $A U_{\text{одв}}$. К несчастью, такое

шунтирование одновременно ограничивает снизу область частот, в которой происходит интегрирование.

Слагаемое ошибки в правой части равенства

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int U_1 dt + \frac{1}{RC} \int U_{\text{одв}} dt + \frac{1}{C} \int I_{\text{см}} dt + U_{\text{одв}},$$

связанное с током смещения, можно уменьшить за счет использования операционного усилителя со входом на полевых транзисторах или путем подключения между неинвертирующим входом и землей

сопротивления $R_{комп}$, равного параллельному соединению R и R_p если в схеме уже использовано сопротивление R_p .

Иногда сопротивление $R_{комп}$ шунтируют конденсатором $C_{комп}$, таким, что $R_{вх.ус.} C_{вх.ус.} \approx R_{комп} C_{комп}$, что одновременно обеспечивает частотную компенсацию (симметрирование входов).

Использование усилителя, стабилизированного прерыванием, также помогает снизить ошибки, возникающие за счет $U_{сдв}$, $I_{см}$ и $I_{сдв}$.

Конденсаторы, используемые в интеграторах с большими временами интегрирования, должны иметь очень высокое собственное параллельное активное сопротивление (т.е. очень малые утечки). Хорошую стабильность на больших временах обеспечивают тефлоновые или полистироловые конденсаторы. При более коротких периодах интегрирования и на достаточно высоких частотах (около 1кГц и выше) интегрируемых сигналов хорошие майларовые конденсаторы часто дают вполне удовлетворительные результаты.

3.3. ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ИНТЕГРАТОРА

Частотная характеристика интегратора на полностью скорректированном по фазе операционном усилителе показана на рис. 3.7.

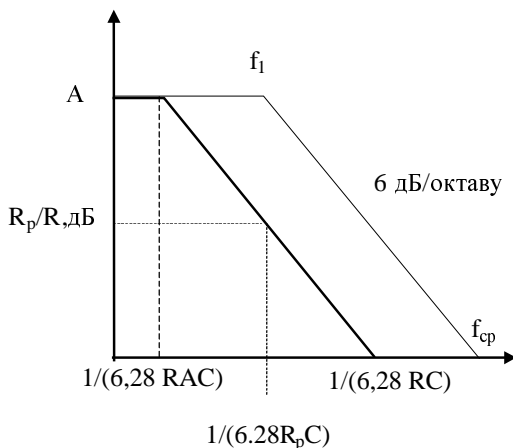


Рис 3.7. Частотная характеристика интегратора.

Мы видим, что для интегратора без резистора обратной связи (рис. 3.2) полоса частот, в которой происходит интегрирование, расположена между нижней сопрягающей частотой интегратора и частотой среза интегратора. Первая граничная частота интегратора равна $\frac{1}{2\pi ARC}$, где A – коэффициент усиления ОУ без обратной связи. Для очень хороших операционных усилителей погрешность интегрирования оказывается равной примерно 5% на частоте, втрое большей нижней сопрягающей частоты, и остается на уровне ниже 1% на всех частотах, превышающих нижнюю сопрягающую частоту более чем в 10 раз. Частота среза интегратора равна $\frac{1}{2\pi RC}$.

Добавление к схеме сопротивления R_p для улучшения стабильности на низких частотах приводит, как видно из рис. 3.7, к увеличению нижней сопрягающей (граничной) частоты. Нижняя граничная частота скорректированного интегратора составляет $f_x = \frac{1}{2\pi R \frac{R_p}{R} C} = \frac{1}{2\pi R_p C}$.

Таким образом, полоса частот, в которой возможно интегрирование, в этом случае уже и лежит между $\frac{1}{2\pi R_p C}$ и частотой $\frac{1}{2\pi RC}$.

Пример. Интегратор будет использоваться на частотах около 20 кГц. Точность интегрирования должна быть не хуже 2%, а желательная характеристика интегратора имеет вид $U_{\text{вых}} = -5000 \int U_{\text{вх}} dt$. Найти R , C и R_p .

Решение:

Выберем разумное значение C так, чтобы конденсатор имел легко доступный номинал, и вычислим R . Пусть $C=0,1\text{мкФ}$.

Имеем $U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int U_{\text{вх}} dt$, поэтому $-5000 = -\frac{1}{RC}$, откуда,

$$R = \frac{1}{5000C} = \frac{1}{5000 \cdot 0,1\text{мкФ}} = 2\text{кОм}.$$

Желательная точность интегратора равна 2%, если рабочая частота интегратора превышает его нижнюю сопрягающую (граничную) частоту более чем в 10 раз, то точность интегратора даже превысит это значение. Поэтому зададим нижнюю граничную частоту интегратора равной 2кГц и вычислим необходимое для этого значение R_p .

$$R_p = \frac{1}{2\pi f_1 C}$$

Выберем R_p при котором коэффициент усиления на низких частотах имеет достаточно большое значение, и проверим, какой получается первая граничная частота интегратора, чтобы убедиться, лежит ли она ниже 2кГц. Положим $\frac{R_p}{R} = 2000$ (тогда $R_p=4\text{МОм}$) и посмотрим, чему равна f_1 .

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_p C} = 0,39\text{кГц} < 2\text{кГц}.$$

Итак, если положить $R=2\text{кОм}$, $C=0,1\text{мкФ}$ и $R_p=4\text{МОм}$, интегратор будет иметь достаточную точность на частоте 20кГц.

Заметим, что частотная характеристика стабилизированного по сдвигу интегратора (R_p включено, рис. 3.6) представляет собой частотную характеристику фильтра низких частот со спадом 6дБ/октава и с коэффициентом усиления, большим единицы. Поэтому схема может быть использована во всех тех случаях, когда нужен подобный активный фильтр.

Пример. Нам надо использовать интегратор в качестве фильтра низких частот, у которого $f_1=3\text{кГц}$ и $K=20$.

Решение:

Положим $R_1=10\text{кОм}$ и $R_p=20R_1=20 \cdot 10\text{кОм}=200\text{кОм}$. Тогда

$$C = \frac{1}{2\pi f_1 R_p} = \frac{1}{2\pi \cdot (200\text{кОм}) \cdot (3\text{кГц})} = 265\text{пФ}.$$

Поэтому в схему надо поставить $R_1=10\text{кОм}$, $R_p=200\text{кОм}$ и $C=265\text{пФ}$.

3.4. СХЕМЫ ОГРАНИЧЕНИЯ

Под ограничением понимается ограничение напряжения на выходе операционного усилителя на некотором уровне, меньшем, чем максимально возможное выходное напряжение усилителя. Ограничение должно соблюдаться и в тех случаях, когда напряжение на входе усилителя превышает максимально допустимое значение. Идеальная схема ограничения не должна оказывать никакого влияния на выходное напряжение до тех пор, пока последнее не достигнет заданного уровня ограничения, после чего схема ограничения должна остановить дальнейшее повышение выходного напряжения. Ограничение используется для того, чтобы предотвратить насыщение операционного усилителя, т. е. состояние, в котором напряжение на выходе достигает максимального значения, которое данный усилитель может обеспечить. Это состояние нежелательно, так как после насыщения (т.е. после прекращения подачи на вход чрезмерного входного напряжения) усилитель возвращается в исходное состояние гораздо медленнее, чем если бы он удерживался от насыщения при помощи схемы ограничения. Например, возвращение в исходное состояние усилителя со стабилизацией прерыванием после насыщения может потребовать нескольких секунд.

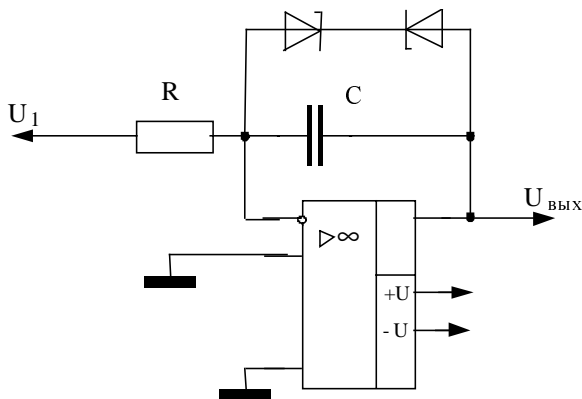


Рис.3.8. Схема ограничения на стабилитронах

Один из типов схем ограничения показан на рис. 3.8. Два соединенных встречно стабилитрона на рис. 3.9. образуют простейшую схему ограничения напряжения; выходное напряжение такой схемы ограничено величиной:

$$U_{\text{вых. max}} \approx U_{\text{стаб}} + 0,7\text{В} = U_{\text{огр}}$$

Если $U_{\text{вых}}$ превосходит напряжение ограничения, стабилитрон начинает проводить ток. Поскольку стабилитрон в проводящем состоянии имеет очень низкое полное сопротивление, коэффициент усиления усилителя по отношению к любому дальнейшему увеличению входного напряжения оказывается также очень малым. Если же $U_{\text{вых}}$ не превышает напряжения ограничения, то коэффициент усиления усилителя определяется полным сопротивлением элемента обратной связи (в данном случае C), так как полное сопротивление стабилитрона в непроводящем состоянии весьма велико.

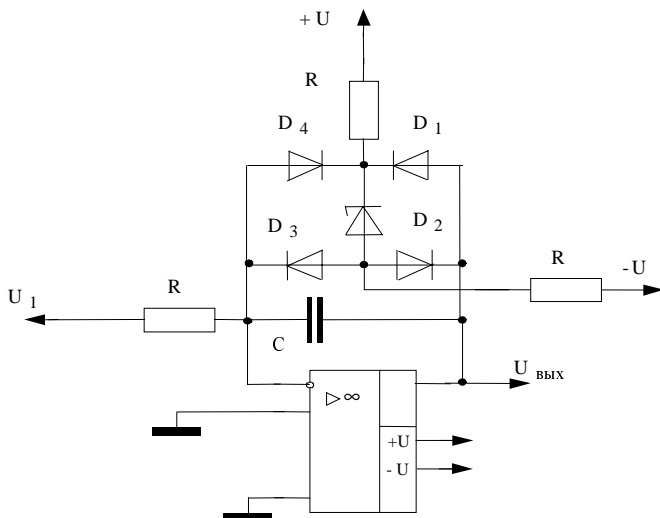


Рис.3.9. Мостовая схема ограничения на диодах и стабилитронах

Утечка в показанной на рис. 3.8. схеме ограничения на стабилитронах может оказаться слишком большой для прецизионных схем. В показанной на рис. 3.9. диодной схеме ограничения используются маломощные диоды с малыми токами утечки. Диоды включены встречно, и ток через них не идет до тех пор, пока не будет превышено напряжение ограничения, равное сумме напряжения стабилитрона и падений напряжения на двух диодах в прямом направлении. Если это напряжение превышает, диоды начинают проводить ток, подключая к схеме стабилитрон и снижая коэффициент усиления. Если $U_{вых}$ превышает положительный уровень ограничения, то проводят ток диоды D_1 , и D_3 , если же $U_{вых}$ переходит отрицательную границу, то ток идет через D_2 и D_4 . Величина сопротивлений R выбирается по следующей формуле:

$$R = \frac{+U - (U_{\text{стаб}}/2)}{I_{\text{стаб}}}.$$

Ток стабилитрона $I_{\text{стаб}}$ должен быть меньше, чем выходной ток операционного усилителя.

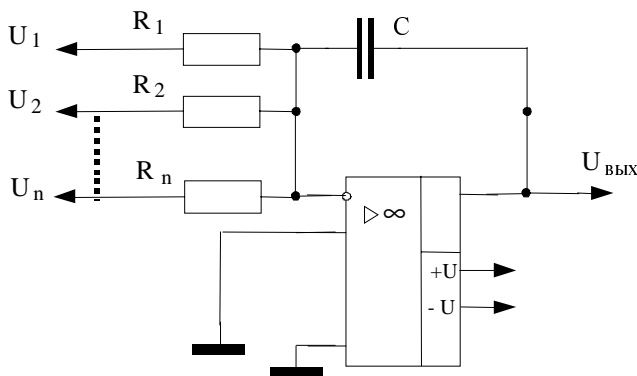


Рис.3.10. Суммирующий интегратор.

3.5. СУММИРУЮЩИЙ ИНТЕГРАТОР

Количество входов интегратора не обязательно равно одному. Схема суммирующего интегратора с n входами показана на рис. 3.10.

Из рисунка видно, что $I_c = I_{R_1} + I_{R_2} + \dots + I_{R_n}$, так что:

$$-C \frac{dU_{\text{вых}}}{dt} = \frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \dots + \frac{U_n}{R_n}.$$

При $R_1=R_2=\dots=R_n$, имеем $dU_{\text{вых}} = -\frac{U_1+U_2+\dots+U_n}{CR_1} dt$.

Проинтегрировав это равенство, получим:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{CR_1} \int_{t_1}^{t_2} (U_1 + U_2 + \dots + U_n) dt.$$

3.6. ИНТЕГРАТОР-УСИЛИТЕЛЬ

Если последовательно с конденсатором обратной связи включить сопротивление (рис. 3.11), то выходное напряжение окажется линейной функцией входного напряжения и интеграла по времени от входного напряжения. Такая схема фактически объединяет интегратор и усилитель. Напряжение на ее выходе имеет вид:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{R_{\text{oc}}}{R} U_1 \int U_1 dt$$

Как и предыдущая схема, интегратор-усилитель может иметь более одного входа.

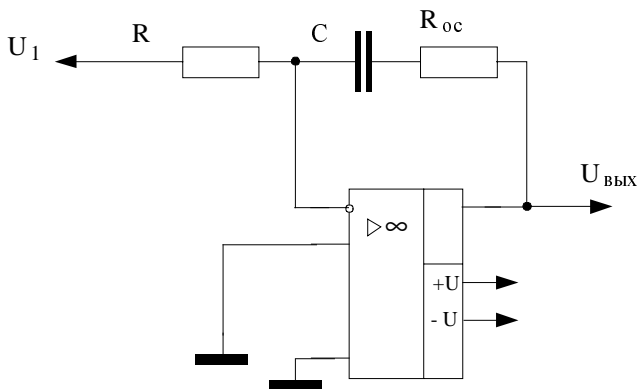


Рис.3.11. Интегратор - усилитель.

3.7. РАЗНОСТНЫЙ ИНТЕГРАТОР

Разностный интегратор формирует интеграл по времени от разности двух сигналов.

Его схема показана на рис. 3.12, а выходное напряжение имеет вид:

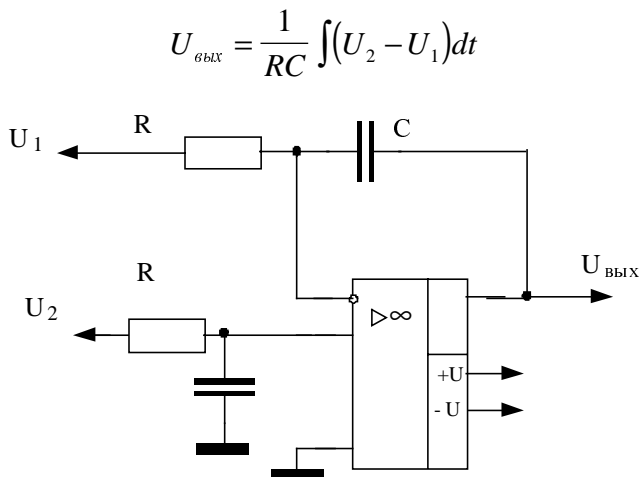


Рис.3.12. Разностный интегратор.

3.8. ТРЕХРЕЖИМНЫЙ ИНТЕГРАТОР

Любой интегратор, предназначенный для интегрирования в течение длительных периодов времени, необходимо периодически сбрасывать в некоторое заданное начальное состояние (например, в нулевое). Кроме того, желательно иметь возможность останавливать на некоторое время изменение выходного напряжения (режим фиксации); это дает возможность последовательно считывать несколько значений выходного напряжения и гарантирует неизменность выходного напряжения в течение времени, необходимого для такого считывания.

Трехрежимный интегратор, схема которого показана на рис. 3.13, обеспечивает возможность производить интегрирование, фиксировать выходной сигнал и периодически сбрасывать интегратор в исходное состояние. В рабочем режиме сигнал на выходе схемы рис. 3.13 имеет вид:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int U_1 dt + U_{\text{н.с.}}$$

где $U_{н.с.}$ – значение, которое выходное напряжение интегратора принимает в режиме сброса. Это напряжение сброса равно:

$$U_{н.с.} = -\frac{R_B}{R_A} U_B$$

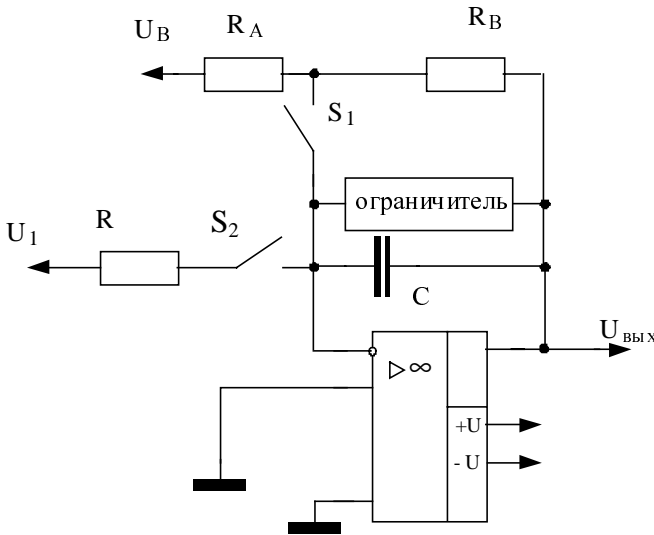


Рис.3.13. Трехрежимный интегратор.

Состояния ключей		Режим
S_1	S_2	
Разомкнут	Замкнут	Работа $U_{вых} = -\frac{1}{RC} \int U_1 dt + U_{н.с.}$ $U_{н.с.} = -\frac{R_B}{R_A} U_B$
Разомкнут	Разомкнут	Выдержка $U_{xp} = U_{вых}$ если S_2 разомкнут (хранение)
Замкнут	Разомкнут	Сброс $U_{вых} = -U_B \frac{R_B}{R_A} = U_{н.с.}$ после $7R_B C$

Напряжение сброса равно нулю, если $U_B=0$. Максимальное время, в течение которого интегратор может непрерывно работать, находится следующим образом. Так как $C = \frac{It}{U}$, а $t = \frac{CU}{I}$, имеем:

$$t_{\text{раб. макс}} = \frac{CU_{\text{ош}}}{I_{\text{см}}},$$

где $I_{\text{см}}$ – ток смещения операционного усилителя, $U_{\text{ош}}$ – максимально допустимое напряжение ошибки.

В режиме выдержки (хранения) входное сопротивление отсоединяется от интегратора, как показано на рис. 3.12. При этом напряжение на конденсаторе остается практически постоянным, так как входное сопротивление операционного усилителя весьма велико. Однако это напряжение не будет удерживаться на конденсаторе бесконечно долго, потому что ни входное сопротивление усилителя, ни собственное сопротивление конденсатора не бесконечны. Если последнее очень велико, то напряжение на конденсаторе будет экспоненциально падать с постоянной времени $\tau = ACR_{\text{вх.у.}}$, которая бывает обычно весьма большой.

В режиме сброс конденсатор вынужден зарядиться или разрядиться до напряжения, определяемого цепью обратной связи R_A и R_B . Напряжение на конденсаторе получает значение:

$$U_{\text{н.с.}} = -\frac{R_B}{R_A} U_B.$$

Желательно, чтобы сброс происходил достаточно быстро, поэтому R_A и R_B выбираются настолько малыми, насколько позволяет усилитель. При этом время, необходимое для сброса интегратора, примерно равно $7R_B C$. Сопротивление R_B не следует выбирать настолько низким, чтобы ток разряда конденсатора мог повредить переключатели или контакты реле, используемые для выбора режима работы.

3.9. ДВОЙНОЕ ИНТЕГРИРОВАНИЕ

Используя Т-образный фильтр низких частот в качестве входной цепи интегратора и Т-образный фильтр верхних частот в цепи обратной связи, можно производить двойное интегрирование. Соответствующая схема показана на рис. 3.14.

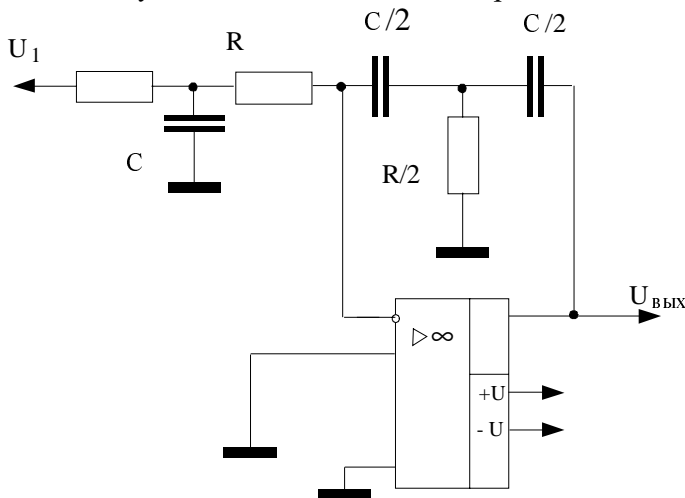


Рис.3.14. Двойной интегратор.

Выходное напряжение на выходе двойного интегратора имеет вид $U_{\text{вых}} = -\left(\frac{2}{RC}\right)^2 \iint U_1 dt$.

Эту схему можно использовать для решения дифференциальных уравнений вида $\frac{d^2 x}{dt^2} + ax = f(t)$.

Если выход двойного интегратора соединить с его входом, то получится генератор с фазосдвигающей цепью, имеющий частоту самовозбуждения $f = \frac{1}{2\pi R \frac{C}{2}}$.

Пример. Двойной интегратор предназначен для использования в качестве генератора на частоте 1кГц; выбрано $C=0,01\text{мкФ}$. Вычислить R .

Решение:

Из выражения $f = \frac{1}{2\pi R \frac{C}{2}}$ следует, что $R = \frac{1}{2\pi f \frac{C}{2}} =$

$$\frac{1}{6,28 \cdot 1\text{кГц} \cdot 0,005\text{мкФ}} = 3,18\text{кОм} . \text{ Необходимые компоненты}$$

для построения схемы $C=0,01\text{мкФ}$, $\frac{C}{2} = 0,005\text{мкФ}$, $R=3,18\text{кОм}$,

$$\frac{R}{2} = 1,59\text{кОм} .$$

3.10. ДИФФЕРЕНЦИАТОР

Дифференциатор, показанный на рис. 3.15, создает выходное напряжение, пропорциональное скорости изменения входного. При дифференцировании усилитель должен пропускать только переменную составляющую входного напряжения и коэффициент усиления дифференцирующей схемы должен возрастать при увеличении скорости изменения входного сигнала.

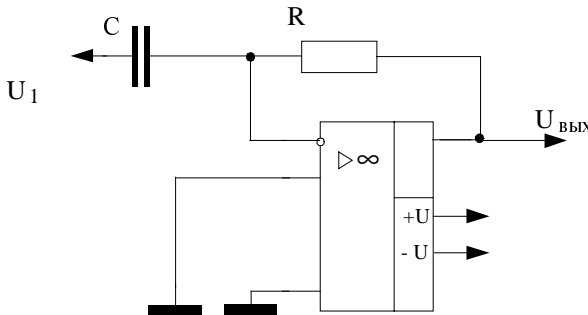


Рис.3.15. Дифференциатор на операционном усилителе.

Выполнить эти требования позволяет использование в качестве входного элемента операционного усилителя конденсатора C . Чтобы получить выражение для выходного напряжения, вспомним, что ток через конденсатор определяется по формуле:

$$I_C = +C \frac{dU}{dt}. \text{ Напряжение на конденсаторе, естественно, равно}$$

входному напряжению U_1 . Если предположить, что операционный усилитель идеален, то ток через сопротивление обратной связи можно считать равным току через конденсатор, т.е. $I_R = -I_C$. Но $U_{\text{вых}} = RI_R = -I_C R$, поэтому:

$$U_{\text{вых}} = -RC \frac{dU_1}{dt}.$$

Уменьшение реактивного сопротивления X_C с увеличением частоты приводит к тому, что схема дифференциатора имеет высокий коэффициент усиления по отношению к высокочастотным составляющим на входе, даже если их частоты лежат выше полосы частот полезного сигнала. Поэтому наряду с высокочастотными составляющими спектра полезного входного сигнала схема усиливает собственные шумы сопротивлений и полупроводниковых элементов. Кроме того, эта схема имеет тенденцию к потере устойчивости в той области частот, где частотная характеристика дифференциатора имеет максимальный подъем. При этих условиях вполне возможно самовозбуждение.

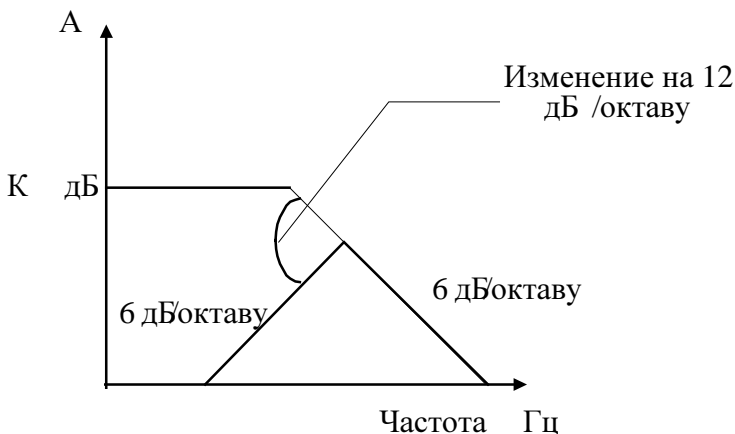


Рис 3.16. Частотная характеристика не скорректированного дифференциатора

3.11. СТАБИЛИЗАЦИЯ ДИФФЕРЕНЦИАТОРА

Чтобы избежать самовозбуждения дифференциатора, принимаются меры по его динамической стабилизации.

Конденсатор C_k выбирается таким образом, чтобы участок характеристики со спадом 6 дБ/октава начинался на частоте более высокой, чем максимальная частота полезного дифференцируемого сигнала f_2 ; при этом уменьшается доля высокочастотных шумов в выходном сигнале. Этот участок характеристики начинается на частоте:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi RC_k}.$$

Сопротивление R_k ограничивает коэффициент усиления на высоких частотах, обеспечивает динамическую устойчивость и снижает входной емкостной ток схемы, отбираемый от источ-

ника сигнала. Добавление к схеме сопротивления R_k приводит к появлению на частотной характеристике горизонтального участка и к прекращению дифференцирования на частотах, превышающих частоту:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_k C}.$$

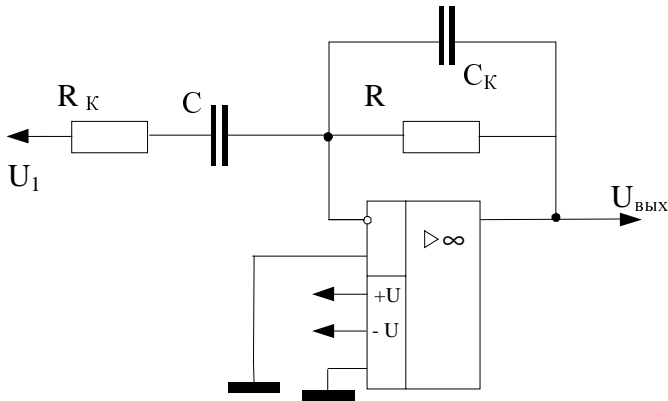


Рис.3.17. Скорректированный дифференциатор

Из рис. 3.17 видно, что в полосе частот от $f_2 = \frac{1}{2\pi RC_k}$ и до f_{cp} схема представляет собой интегратор. В полосе частот от f до $f_1 = \frac{1}{2\pi R_k C}$ схема является устойчивым дифференциатором.

Частоту $f_1 = \frac{1}{2\pi R_k C}$ следует задавать возможно более низкой при заданных полосе частот полезного сигнала и точности дифференцирования. Зависимость погрешности от частоты $f_1 = \frac{1}{2\pi R_k C}$ дана в табл. 3.1.

Таблица 3.1.

Зависимость погрешности дифференциатора от частоты f_1 .

F	$0,01f_1$	$0,1f_1$	$0,33f_1$	f_1
Ошибка, %	Пренебрежимо мала	1	5	50

R_k и C_k , часто выбирают так, чтобы $R_k C = RC_k$ и $f_1 = f_2$.

Как и в случае интегратора, наилучшие результаты получаются при использовании в дифференциаторе тефлоновых или полистироловых конденсаторов (на более высоких частотах пригодны также майларовые конденсаторы) и малошумящих сопротивлений на металлической пленке. В случаях когда имеет значение время возвращения схемы в исходное состояние (после перегрузок), могут оказаться полезными схемы ограничения.

3.12. СКОРРЕКТИРОВАННЫЙ ДИФФЕРЕНЦИАТОР КАК ЧАСТОТНЫЙ ФИЛЬТР

Следует отметить, что частотная характеристика (рис. 3.18) скорректированного дифференциатора является характеристикой активного полосового фильтра с крутизной склонов 6 дБ/октава. Поэтому схему скорректированного дифференциатора можно использовать в качестве полосового фильтра с полосой пропускания между $f_1 = \frac{1}{2\pi R_k C}$ и $f_2 = \frac{1}{2\pi RC_k}$, если полосой пропускания считать интервал частот, в котором коэффициент усиления постоянен. В этом диапазоне частот коэффициент усиления оказывается приблизительно равным $\frac{R}{R_k}$.

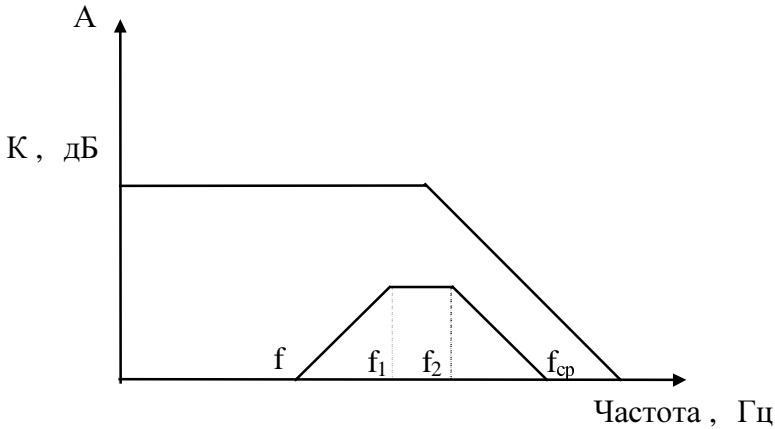


Рис 3.18. Частотная характеристика скорректированного дифференциатора.

Пример. Дифференциатор предназначен для использования в качестве полосового фильтра с $f_1=1\text{кГц}$, $f_2=5\text{кГц}$ и $K=30$. Найдите R , C , C_k , и R_k .

Решение:

Так как $K = \frac{R}{R_k}$ сначала следует выбрать R или R_k . Положим

$$R=30\text{кОм}, \text{ тогда } R_k = \frac{R}{K} = \frac{30\text{кОм}}{30} = 1\text{кОм}.$$

Из соотношения $f_1 = \frac{1}{2\pi R_k C}$ находим:

$$C = \frac{1}{2\pi R_k f_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 1\text{кОм} \cdot 1\text{кГц}} = 0,159\text{мкФ},$$

аналогично,

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R C_k} \text{ и } C_k = \frac{1}{2\pi R f_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 30\text{кОм} \cdot 5\text{кГц}} = 0,0011\text{мкФ}$$

Итак, $R=30\text{кОм}$, $R_k=1\text{кОм}$, $C=0,159\text{мкФ}$ и $C_k=0,0011\text{мкФ}$.

3.13. ДЕЙСТВИЕ ДИФФЕРЕНЦИАТОРА НА НЕКОТОРЫЕ ТИПЫ СИГНАЛОВ

Рассмотрим вид выходных сигналов дифференциатора при подаче на его вход некоторых стандартных сигналов.

Пример. В дифференциаторе на рис. 3.16 $R=0,1\text{МОм}$, $C=0,1\text{мкФ}$, а R_k и C_k выбраны таким образом, чтобы стабилизировать схему. На вход подается синусоидальное напряжение амплитудой 3В и частотой 60Гц, т.е. $U = (3\text{В}) \sin(2\pi \cdot 60 \cdot t)$. Каковы величина и форма выходного напряжения?

Решение:

$$U_{\text{вых}} = -RC \frac{dU_{\text{вх}}}{dt} = -RC \frac{d(3\text{В} \sin(2\pi \cdot 60 \cdot t))}{dt},$$

поэтому:

$$U_{\text{вых}} = -RC \cdot 3 \cdot [2\pi(60)] \cos(2\pi \cdot 60 \cdot t).$$

Таким образом, напряжение на выходе изменяется по закону косинуса, чего и следовало ожидать, так как $d \sin U = \cos U \cdot dU$. Величина выходного напряжения равна:

$$U_{\text{вых}} = -0,01 \cdot 3\text{В} \cdot 120\pi \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t) = -11,31\text{В} \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t).$$

Пример. В дифференциаторе на рис. 3.16 $R=10\text{кОм}$, $C=0,1\text{мкФ}$, а R_k и C_k обеспечивают динамическую стабилизацию. На вход дифференциатора подается треугольная волна, показанная на рис. 3.19, а. Каким будет выходной сигнал?

Решение:

Рассмотрим входное напряжение как функцию времени. Так как этот сигнал является симметричной периодической волной, достаточно построить выходное напряжение для одного полупериода. Выходное напряжение для следующего полупериода будет иметь ту же форму, но с противоположной полярностью. Так как входное напряжение линейно растет до значения 2В в

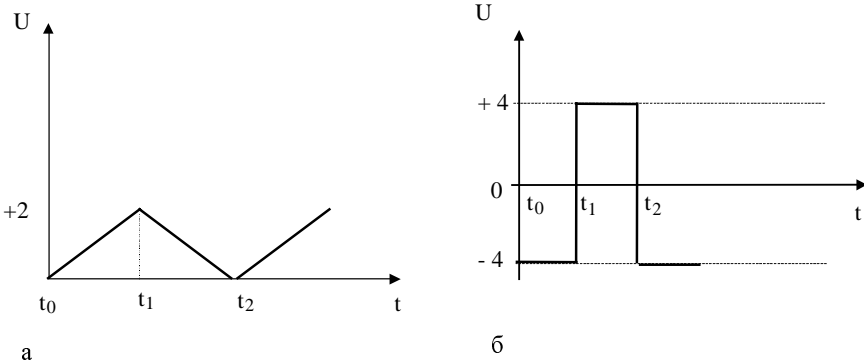


Рис 3.19. Реакция дифференциатора на треугольный сигнал.

а - входной сигнал б -выходной сигнал.

течение 0,5мс, можно написать $U_{\text{вых}} = \frac{2\text{В}}{0,5\text{мс}} t = (4 \cdot 10^3 \text{ В/с}) \cdot t$,

где t – время в секундах. Поскольку дифференциатор реагирует только на изменения напряжения, можно пренебречь постоянной составляющей входного сигнала. Тогда выходное напряжение равно:

$$U_{\text{вых}} = -RC \frac{d(4 \cdot 10^3)t}{dt} = -RC(4 \cdot 10^3 \text{ В/с}) =$$

$$= -10\text{кОм} \cdot 0,1\text{мкФ} \cdot 4 \cdot 10^3 \text{ В/с} = -0,001\text{с} \cdot 4 \cdot 10^3 \text{ В/с} = -4\text{В}$$

Таким образом, выходной сигнал – это прямоугольная волна амплитудой 4В (или размахом 8В), частота которой равна частоте входного сигнала; выходной сигнал показан на рис. 3.19, б. Из этого примера можно сделать общий вывод, что любому линейно изменяющемуся сигналу на входе дифференциатора соответствует постоянный выходной сигнал, величина которого пропорциональна крутизне входного сигнала; этот выходной сигнал остается постоянным в течение всего времени, пока входной сигнал сохраняет постоянный наклон.

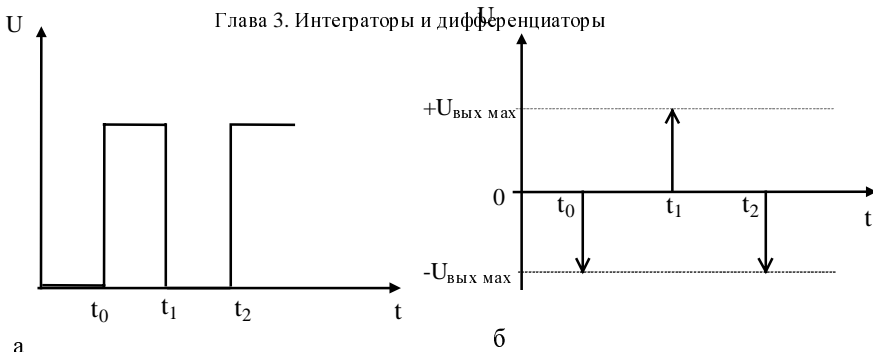


Рис 3.20. Выходной сигнал дифференциатора при прямоугольной волне на входе; а - входной сигнал; б - выходной сигнал.

Пример. На вход дифференциатора из предыдущего примера подается прямоугольная волна с амплитудой 5В и частотой следования 5кГц, причем время нарастания $t_n = 1$ мкс и время спада амплитуды $t_c = 1$ мкс. Изобразить выходной сигнал.

Решение:

Входной сигнал, изображенный на рис. 3.20, а, следует разбить на части и дифференцировать отдельно. Участки входного сигнала, на которых его значение постоянно и равно 5 или 0В, не дают никакого напряжения на выходе дифференциатора, так как производная постоянной величины равна нулю. Участки нарастания и спада импульсов можно аппроксимировать наклонными прямыми. Поскольку $t_n = t_c$ выходное напряжение во время нарастания равно выходному напряжению во время спада и противоположно ему по знаку; легко видеть, что ненулевое выходное напряжение вообще появляется только во время спада или нарастания импульсов.

Для нахождения $U_{\text{вых}}$ во время нарастания или спада надо сначала выразить эти участки входного сигнала как функции времени. Имеем $t_n = -t_c = \frac{5\text{В}}{1\text{мкс}} t = (5 \cdot 10^6 \text{ В/с}) t$. Теперь, получаем:

$$U_{\text{вых}} = -RC \frac{dU_{\text{вх}}}{dt} = -RC(5 \cdot 10^6 \text{ В/с}) = 0,001 \cdot (-5 \cdot 10^6 \text{ В/с}) = -5 \cdot 10^3 \text{ В}$$

во время нарастания, и $U_{\text{вых}} = +5 \cdot 10^3 \text{ В}$ во время спада. Выходной сигнал реального ОУ будет состоять из двух импульсов противоположной полярности длительностью 1 мкс, амплитуда которых равна максимально возможному выходному напряжению операционного усилителя или напряжению ограничения, если в схеме используется схема ограничения.

Если используемый в дифференциаторе операционный усилитель имеет скорость нарастания, слишком низкую для того, чтобы он успевал реагировать на изменение входного сигнала с той же скоростью, с какой этот сигнал меняется, то при очень малой длительности входного сигнала напряжение на выходе дифференциатора может и не достигать максимально возможного значения. Если, например, наша прямоугольная волна имела бы время нарастания 1 нс, то скорее всего не было бы вообще никакого изменения выходного напряжения.

3.14. СУММИРУЮЩИЙ ДИФФЕРЕНЦИАТОР

Подобно другим решающим схемам, которые рассматривались выше, дифференциатор может иметь более одного входа.

Обращаясь к рис. 3.21, можно видеть, что $-I_R = I_{C_1} + I_{C_2} + \dots + I_{C_n}$, если n – число входов дифференциатора.

Так как: $U_{\text{вых}} = I_R R$ и $I_C = C \frac{dU_C}{dt}$, выходное напряжение можно представить в виде:

$$-U_{\text{вых}} = R \left(C_1 \frac{dU_1}{dt} + C_2 \frac{dU_2}{dt} + \dots + C_n \frac{dU_n}{dt} \right)$$

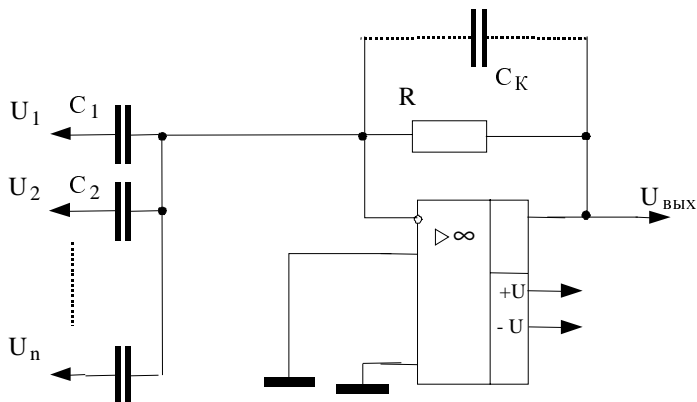


Рис.3.21. Суммирующий дифференциатор

Естественно, в этой схеме следует ввести динамическую стабилизацию.

3.15. ДИФФЕРЕНЦИАТОР-УСИЛИТЕЛЬ

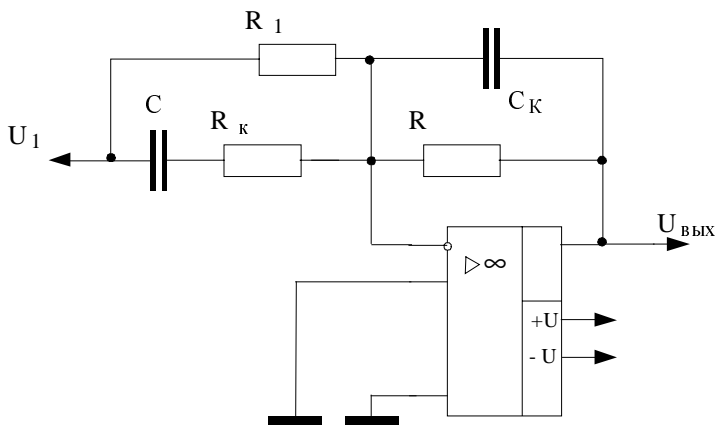


Рис.3.22. Дифференциатор - усилитель.

Дифференциатор-усилитель сочетает в одной решающей схеме способность реагировать как на величину, так и на скорость изменения входного сигнала. Эта схема, по существу,

представляет собой комбинацию усилителя и дифференциатора. Как и дифференциатор, она может иметь более одного входа. Выходной сигнал дифференциатора-усилителя имеет вид:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{R}{R_1} U_1 - RC \frac{dU_1}{dt}$$

Схема дифференциатора-усилителя показана на рис. 3.22.

3.16. РАЗНОСТНЫЙ ДИФФЕРЕНЦИАТОР

Как и интегратор, дифференциатор можно использовать в варианте с дифференциальным входом. Соответствующая схема показана на рис. 3.23. Ее выходной сигнал имеет вид:

$$U_{\text{вых}} = RC \frac{d(U_2 - U_1)}{dt}.$$

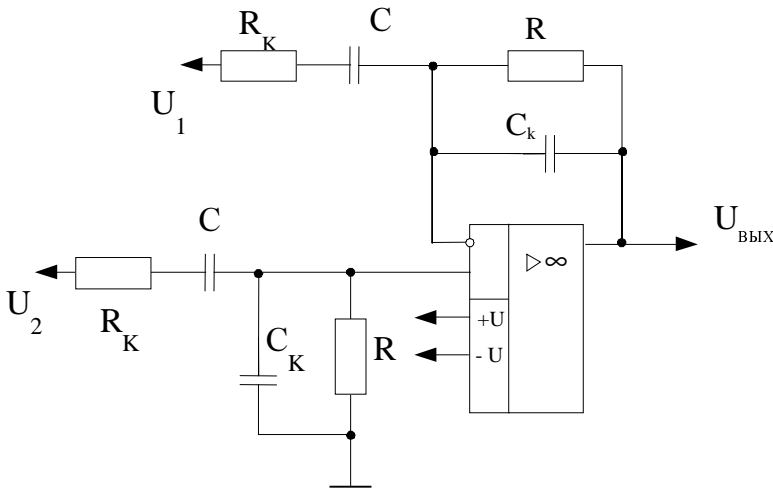


Рис 3.23. Разностный дифференциатор

Для минимизации ошибки следует при конструировании такой схемы позаботиться о хорошем согласовании ее компонент.

3.17. РЕШЕНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ

Одно из применений схем дифференциаторов и интеграторов заключается в их использовании для решения дифференциальных уравнений, в которые входят скорости изменения переменных величин. Пусть например, надо найти ток в RCL -цепи на рис. 3.24. Чтобы это сделать, выразим состояние схемы через производные переменной по времени.

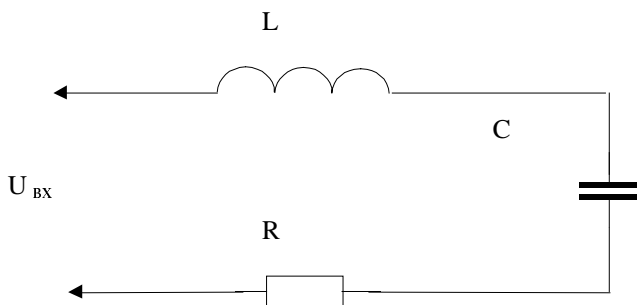


Рис.3.24. Нахождение величины тока в RLC-цепи

Применим закон Кирхгофа о сумме падений напряжения к данной цепи:

$$U_{\text{вх}} = U_L + U_R + U_C.$$

Падение напряжения на сопротивлении равно просто IR , что можно записать:

$$U_R = R \frac{dQ}{dt}.$$

Мгновенное значение падения напряжения на индуктивности имеет вид:

$$U_L = -L \frac{dI}{dt} = -L \frac{d^2Q}{dt^2}.$$

Согласно определению емкости, $C = \frac{Q}{U_C}$ и падение напряжения на конденсаторе равно:

$$U_C = \frac{Q}{C}.$$

Подставим предыдущие выражения в равенство $U_{ex} = U_L + U_R + U_C$ и получим уравнение:

$$U_{ex} = -L \frac{d^2 Q}{dt^2} + R \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{C}.$$

Правая часть этого уравнения содержит производные убывающего порядка от одной и той же переменной величины. Это уравнение можно преобразовать таким образом, чтобы получилось уравнение относительно Q :

$$Q = LC \frac{d^2 Q}{dt^2} - RC \frac{dQ}{dt} + CU_{ex}.$$

Теперь построим сумматор для нахождения Q и подадим на каждый из его входов одно из слагаемых правой части уравнения. Прежде всего подставим в последнее уравнение величины элементов схемы рис. 3.24 и получим:

$$\begin{aligned} Q &= 0,55 \text{Гн} \cdot 0,5 \text{мкФ} \cdot \frac{d^2 Q}{dt^2} - 100 \text{Ом} \cdot 0,5 \text{мкФ} \cdot \frac{dQ}{dt} + 0,5 \text{мкФ} \cdot U_{ex} = \\ &= \left[0,25 \frac{d^2 Q}{dt^2} - 5 \frac{dQ}{dt} + 0,5 U_{ex} \right] \cdot 10^{-6} \text{Кл} \end{aligned}$$

Для упрощения масштаба будем формировать ответ в микрокулонах (мкКл). Этот ответ продифференцируем и полученные значения тока в микроамперах подадим на один из входов сумматора. В нашей решающей схеме используем отдельные инвертирующие сумматоры, что даст возможность обойти проблему обеспечения баланса схемы сложения-вычитания. Напомним, что для получения на выходе инвертирующего сумматора сигнала определенного знака на его вход следует подавать

сигнал противоположного знака; например, для получения $U_{\text{вых}} = -X + Y$ на входы надо подать $+X$ и $-Y$.

Схема для решения дифференциального уравнения, описывающего цепь на рис. 3.24, показана на рис. 3.25.

Как и при решении систем линейных алгебраических уравнений, масштабы в этой схеме должны быть выбраны таким образом, чтобы ответ мог “уместиться” в шкале напряжений ОУ. При помощи показанной на рис. 3.25 схемы можно исследовать зависимости тока от времени в цепи на рис. 3.24 для различных видов входного сигнала.

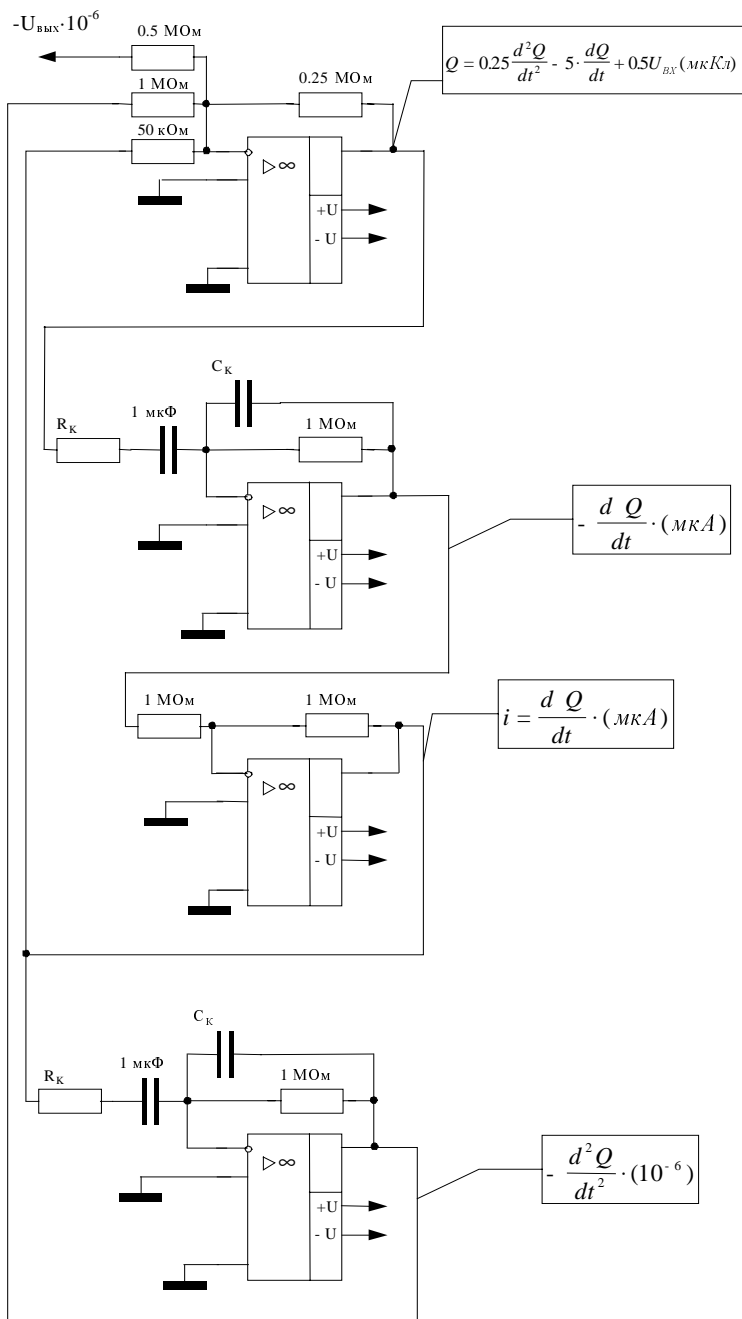


Рис.3.25. Схема решения дифференциального уравнения

Уравнение, описывающее цепь на рис. 3.24, можно также записать и через интегралы от одной переменной величины и решить при помощи схемы на интеграторах. Такая схема будет вообще говоря, более устойчивой, чем показанная на рис. 3.2 схема на дифференциаторах. Решение через интегралы выглядит следующим образом:

Из выражений $U_C = \frac{Q}{C}$ и $I_C = \frac{dQ}{dt}$ следует равенство $dQ = Idt$.

Интегрируя, получим $Q = \int Idt$; теперь можно написать:

$$U_{\text{вх}} = U_R + U_L + U_C = IR - L \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} \int Idt.$$

Интегрируя по времени обе части этого равенства, получим:

$$\int U_{\text{вх}} dt = R \int Idt - LI + \frac{1}{C} \iint Idt.$$

Здесь учтено, что интеграл от $\frac{dI}{dt}$ равен просто I . Решая это уравнение относительно I , найдем:

$$LI = R \int Idt + \frac{1}{C} \iint Idt - \int U_{\text{вх}} dt$$

$$I = \frac{R}{L} \int Idt + \frac{1}{LC} \iint Idt - \frac{1}{L} \int U_{\text{вх}} dt$$

Подставляя сюда величины элементов цепи, получим:

$$I = \frac{10 \text{ Ом}}{5 \text{ Гн}} \int Idt + \frac{1}{0,5 \text{ мкФ} \cdot 0,5 \text{ Гн}} \iint Idt - \frac{1}{0,5 \text{ Гн}} \int U_{\text{вх}} dt =$$

$$20 \int Idt + 4 \cdot 10^6 \iint Idt - 2 \int U_{\text{вх}} dt$$

Схема на интеграторах для решения этого уравнения показана на рис. 3.26. Отметим, что для реализации в схеме множителя 10 во втором члене правой части уравнения этот множитель

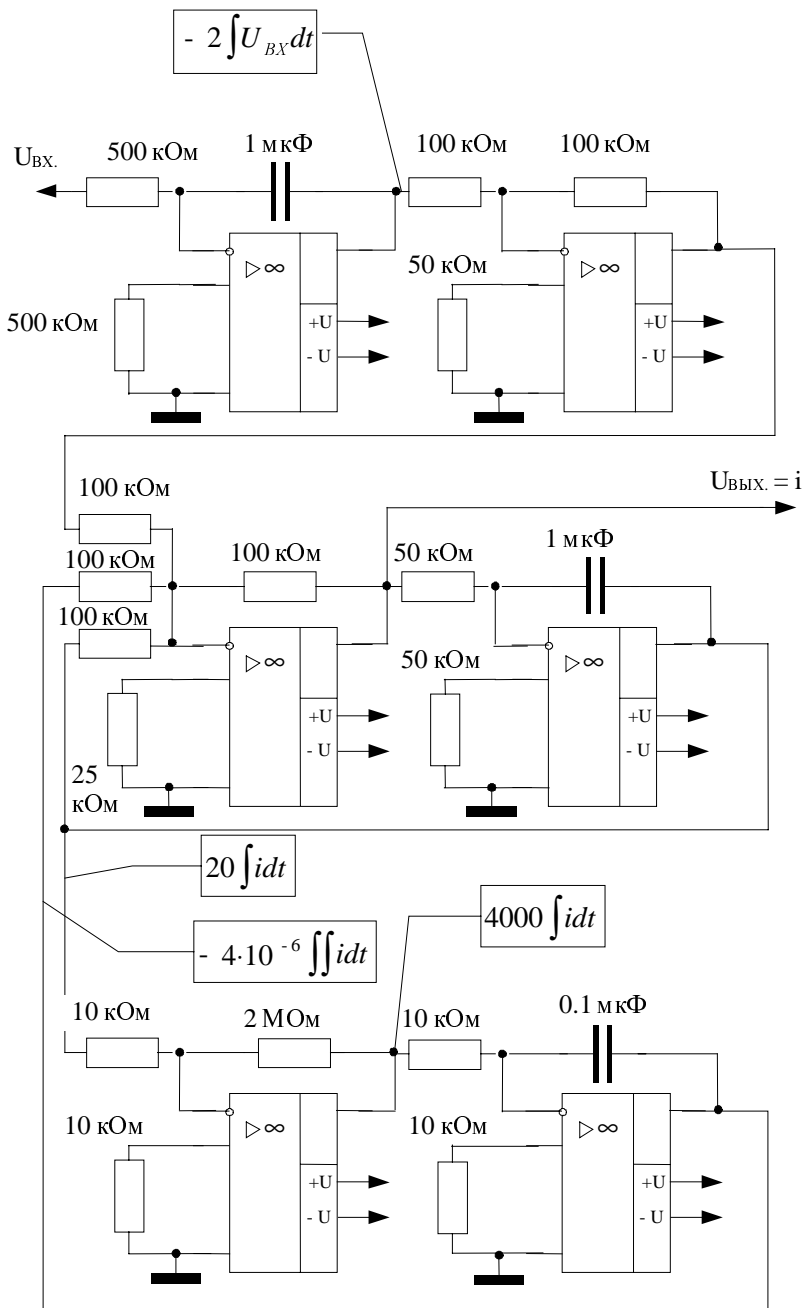


Рис.3.26. Схема решения дифференциального уравнения

ввиду его большой величины пришлось разбить на сомножители и реализовать их отдельно на усилителе с коэффициентом усиления 200 и интеграторе с коэффициентом усиления 1000.

Если напряжение $U_{вх}$ переменное, то в интеграторах следует использовать корректирующие сопротивления R_p . Если $U_{вх}$ – ступенчатая функция, то напряжение на конденсаторах интеграторов следует периодически сбрасывать, как это делается, например, в трехрежимном интеграторе. Если в интеграторах использованы операционные усилители со входом на полевых транзисторах, то максимальное время, по истечении которого сброс становится необходимым, увеличивается.

3.18. ВЫВОДЫ

1. Напряжение на выходе интегратора пропорционально среднему по времени от его входного напряжения. Частотная характеристика интегратора должна иметь спад – 6дБ/октава в диапазоне частот, в котором схема используется как интегратор.

2. Выходное напряжение интегратора удовлетворяет уравнению:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} U_{\text{вх}} dt.$$

3. Если интегратор используется для интегрирования переменных напряжений, то для уменьшения его чувствительности к дрейфу напряжения сдвига M к заряду конденсатора током смещения следует параллельно C включать корректирующее сопротивление R_p . Для получения хорошей точности нижняя граничная частота должна быть задана на уровне не более 1/10 наименьшей частоты интегрируемого сигнала; при наличии R_p эта граничная частота равна $f = \frac{1}{2\pi R_p C}$.

4. Если интегратор используется для интегрирования медленно меняющихся сигналов, то конденсатор интегратора следует периодически разряжать (сбрасывать, чтобы напряжение на нем, вызванное протеканием через конденсатор тока смещения, не могло привести к появлению чрезмерной ошибки.

5. Если R и R_p выбраны так, чтобы обеспечить желательный коэффициент усиления по напряжению, а C выбрана так, чтобы задать желательную первую граничную частоту, то интегратор можно использовать как RC -фильтр низкой частоты с усилением.

6. Выходное напряжение дифференциатора пропорционально скорости изменения входного напряжения. Выражение для выходного напряжения дифференциатора имеет вид:

$$U_{\text{вых}} = -RC \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}$$

7. Коэффициент усиления дифференциатора должен расти с наклоном бДБ/октава в диапазоне частот, в котором схема используется как дифференциатор. Такая частотная характеристика обеспечивается применением конденсатора на входе.

8. Во избежание появления нежелательных высокочастотных шумов на выходе дифференциатора его следует корректировать. Для осуществления коррекции параллельно R включается конденсатор C_k . Для получения хорошей точности C_k надо выбирать таким образом, чтобы частота $\frac{1}{2\pi RC_k}$ приблизительно в десять раз превышала наибольшую частоту дифференцируемого сигнала.

9. Так как дифференциатор имеет емкостной вход, следует во избежание перегрузки источника напряжения $U_{\text{вх}}$ включать последовательно с C сопротивление R_k . Это сопротивление выбирается так, чтобы выполнялось равенство $\frac{1}{2\pi R_k C} = \frac{1}{2\pi RC_k}$.

10. Дифференциатор можно использовать как полосовой фильтр пропускания, если отношение $\frac{R}{R_k}$ выбрать равным коэффициенту усиления в полосе пропускания, C выбрать так, чтобы нижняя частота фильтра на уровне 3дБ была равна $\frac{1}{2\pi R_k C}$, а C_k – так, чтобы $\frac{1}{2\pi RC_k}$ было равно верхней частоте фильтра на уровне 3дБ.

ГЛАВА 4

ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

Логарифмические и антилогарифмические схемы используются для выполнения аналогового умножения и деления, сжатия (компрессии) сигнала и отыскания значений логарифмов и показательных функций.

4.1. СХЕМА ЛОГАРИФМИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Для получения логарифмической характеристики усилителя необходимо устройство с логарифмической характеристикой включить в цепь обратной связи. Устройством, обладающим такой характеристикой, является полупроводниковый p - n -переход. Известно, что ток через полупроводниковый диод равен:

$$I_D = I_0 \left(e^{\frac{qU_D}{kT}} - 1 \right),$$

где I_0 – ток утечки при небольшом обратном смещении (тепловой ток, возникающий вследствие тепловой генерации пар электрон-дырка); q – заряд электрона ($1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл); U_D – напряжение на диоде; k – постоянная Больцмана ($1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К); T – абсолютная температура в кельвинах.

Аналогично можно записать выражение для коллекторного тока транзистора с общей базой:

$$I_K \approx I_{ЭО} e^{\frac{qU_{БЭ}}{kT}},$$

где $U_{БЭ}$ – напряжение эмиттер-база; $I_{ЭО}$ – ток перехода эмиттер-база при небольшом обратном смещении и закороченных выводах коллектора и базы.

Выражения, определяющие ток диода и коллекторный ток транзистора, совершенно одинаковы, поэтому все, что приме-

нимо к первой из этих величин, может быть применено и ко второй. Как диод, так и транзистор можно использовать для получения логарифмической зависимости. Для получения логарифмической характеристики усилителя необходимо включить диод так, как показано на рис. 4.1.

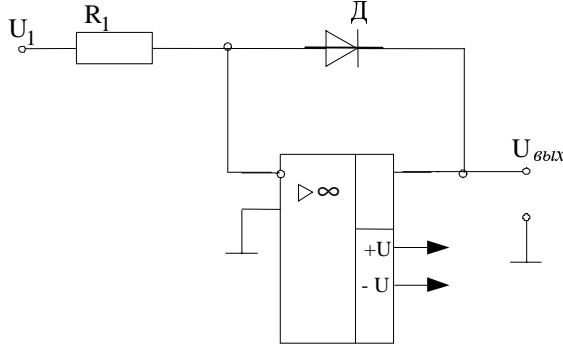


Рис 4.1. Логарифмический усилитель

Чтобы показать, каким образом диод в цепи обратной связи формирует логарифмическую характеристику, решим уравнение

относительно U_D , учитывая, что

U_D равно $U_{вых}$. Из уравнения $I_D = I_0 e^{\frac{qU_D}{kT}}$ получим:

$$\ln I_D = \ln I_0 + \frac{qU_D}{kT}, \quad \ln I_D - \ln I_0 = \frac{qU_D}{kT}.$$

Следовательно $U_{вых} = U_D = \frac{kT}{q} \cdot (\ln I_D - \ln I_0)$, так что:

$$I_D = I_{R_1} = \frac{U_1}{R_1}, \quad U_{вых} = \frac{kT}{q} \cdot \left(\ln \frac{U_1}{R_1} - \ln I_0 \right).$$

Напряжение $\frac{kT}{q}$ составляет около 26мВ при 25°C. Поучительно рассмотреть форму выходного сигнала. Построив зави-

симось I_D от $U_{вых}$ в линейном масштабе, получим логарифмическую характеристику диода на плоскости $U-I$ (рис. 4.2, а). Если построить зависимость $U_{вых}$ от I (на полулогарифмической бумаге) (рис. 4.2, б), то получим прямую линию с наклоном около 26мВ. Заметим, что $U_{вых}$ достигает максимума вблизи 0,6В. Если необходимо иметь большее значение выходного напряжения, то его надо усилить. Логарифмический усилитель в зависимости от типа диода будет иметь логарифмическую характеристику при изменении входного тока в пределах трех деkad. Как правило, характеристика малосигнального диода существенно отклоняется от логарифмической при токе около 1мА.

$\ln I_0$ – постоянная величина, создающая очень малую ошибку, обычно известную для используемого диода, если она вообще поддается оценке.

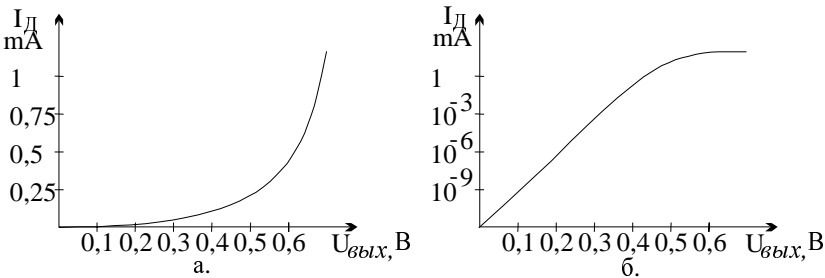


Рис 4.2. Логарифмические характеристики элементов

Логарифмический усилитель имеет выходное напряжение только одной полярности, которая определяется направлением включения диода. Например, схема изображенная на рис. 4.1, имеет отрицательное выходное напряжение при положительном входном напряжении. Если диод перевернуть, то выходное напряжение станет положительным, зависящим по логарифмическому закону от отрицательного входного напряжения.

Для получения большего диапазона входного напряжения можно использовать в качестве логарифмического элемента в цепи обратной связи транзистор, включенный по схеме с общей

базой, как показано на рис. 4.3. Учитывая, что $I_K = -I_{R_1}$ и решая уравнение $I_K \approx I_{ЭО} e^{\frac{qU_{БЭ}}{kT}}$ относительно $U_{БЭ}$, получим:

$$U_{\text{вых}} = U_{БЭ} = \frac{kT}{q} \cdot \left(\ln \frac{U_1}{R_1} - \ln I_{ЭО} \right).$$

Выходное напряжение схемы, приведенной на рис. 4.3, будет отрицательным при положительном входном напряжении. При использовании *p-n-p* транзистора можно получить положительное выходное напряжение при отрицательном входном.

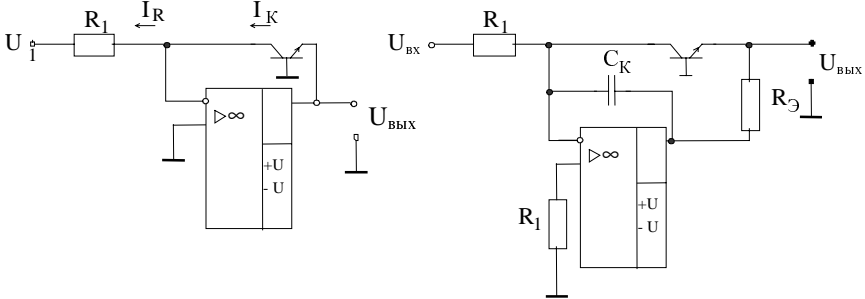


Рис 4.3. Логарифмический усилитель с транзистором в качестве нелинейного элемента

Логарифмические схемы, приводимые в данном разделе, хотя и являются работоспособными, не содержат устройств температурной компенсации или коррекции для устранения влияния $\ln I_0$. Для точной работы устройства в широком диапазоне изменения температур необходима температурная компенсация, что приводит к усложнению схемы. Обычно для получения широкого рабочего диапазона логарифмического усилителя необходимо применение операционного усилителя, обладающего малыми значениями напряжения сдвига и тока смещения.

Пример. Возьмем логарифмический усилитель такого типа, как показано на рис. 4.3, а, и рассчитаем $U_{\text{вых}}$ при входном напряжении, равном +2В.

Решение.

Необходимо выбрать R_1 так, чтобы напряжение $U_{БЭ}$ транзистора (кривая $U_{БЭ}$ в зависимости от $I_{Э}$) оставалось на логарифмическом участке характеристики при максимальном входном напряжении, которое может быть подано. Предположим, что этому соответствуют значения токов $I_{Э}=I_K=0,1\text{мА}$. Тогда

$$I_K = I_{R_1} \text{ и } I_{R_1} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1}, R_1 = \frac{U_{\text{вх.max}}}{I_{Э}}.$$

Если положить, что $U_{\text{вх.max}}=10\text{В}$, то $R_1 = \frac{10\text{В}}{0,1\text{мА}} = 100\text{кОм}$.

Предположим далее, что измеренное значение $I_{Э0}=40\text{нА}$. Величина $\frac{kT}{q}$ при комнатной температуре равна 26мВ .

Найдем $U_{\text{вых}}$, если $U_{\text{вх}}=+2\text{В}$.

$$U_{\text{вых}} = \frac{kT}{q} \cdot \left(\ln \frac{U_1}{R_1} - \ln I_{Э0} \right) = 0,026\text{В} \cdot (\ln 2 \cdot 10^{-5} - \ln 4 \cdot 10^{-8}) =$$

$$0,026\text{В} \cdot \left(\ln \frac{2 \cdot 10^{-5}}{4 \cdot 10^{-8}} \right) =$$

$$= 0,026\text{В} \cdot \ln(5 \cdot 10^2) = 0,026\text{В} \cdot (\ln 5 + 2 \cdot 2,303) = 0,026\text{В} \cdot (1,61 + 4,606) = 0,1616\text{В}$$

Процедура расчета и ответ в примере не зависят от того, диод или транзистор используются для получения логарифмической характеристики. Важно только, чтобы $I_0=I_{Э0}$ если используется диод.

Логарифмический усилитель, схема которого приведена на рис. 4.3, а, может быть усовершенствован добавлением двух компонентов, как показано на рис. 4.3, б. Сопротивление R_1 , подсоединенное к неинвертирующему входу, способствует компенсации тока смещения. Сопротивление $R_{Э}$ обеспечивает достаточно большое сопротивление нагрузки операционного усилителя в тех случаях, когда величина $r_{Э}$ – дифференциально-

го сопротивления эмиттера по переменному току ($\frac{26\text{мВ}}{I_{\text{Э}}}$) – оказывается слишком малой. Эта ситуация возникает даже при средних эмиттерных токах. (При эмиттерном токе, равном 1мА, $r_{\text{Э}}=26\text{Ом}$, а при эмиттерном токе, равном 0,1мА, $r_{\text{Э}}=260\text{Ом}$).

$R_{\text{Э}}$ выбирается так, чтобы обеспечить и необходимый ток нагрузки, и максимальный эмиттерный ток:

$$R_{\text{Э}} = \frac{U_{\text{вых.оп.}}}{I_{\text{Э, макс}} + I_{\text{н}}}$$

Если максимальное выходное напряжение $U_{\text{вых. макс}}$ операционного усилителя в примере равно 14В, а ток нагрузки $I_{\text{н}}=1\text{мА}$, то $R_{\text{Э}}=12,7\text{кОм}$. Для повышения устойчивости схемы подключают, если это необходимо, конденсатор $C_{\text{к}}$. Обычно $C_{\text{к}} \approx 100\text{пФ}$. Для построения схем логарифмических усилителей предпочтительны операционные усилители со входом на полевых транзисторах, поскольку они имеют меньшие токи смещения.

4.2. УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫЕ ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

Одна из схем, обеспечивающая получение высокоточного логарифмического преобразования, приведена на рис. 4.4. При построении схемы используется тот факт, что:

$$U_{\text{БЭ}} = \frac{kT}{q} (\ln I_{\text{К}} - \ln I_0),$$

где I_0 – ток насыщения перехода эмиттер-база $I_{\text{ЭО}}$. Разность напряжений эмиттер-база дифференциальной пары транзисторов T_1 и T_2 равно:

$$U_{\text{БЭ1}} - U_{\text{БЭ2}} = \frac{kT}{q} (\ln I_{\text{К1}} - \ln I_0) - \frac{kT}{q} (\ln I_{\text{К2}} - \ln I_0) = \frac{kT}{q} (\ln I_{\text{К1}}) - \frac{kT}{q} (\ln I_{\text{К2}}) = \frac{kT}{q} \left(\ln \frac{I_{\text{К1}}}{I_{\text{К2}}} \right)$$

Так как $U_{БЭ1} - U_{БЭ2}$ равно напряжению U_X и $I_{K1} = \frac{U_1}{R_1}$, то можно видеть, что:

$$U_X = \frac{kT}{q} \ln \frac{U_1}{R_1 I_{K2}} = \frac{kT}{q} (\ln U_1 - \ln R_1 I_{K2}).$$

Ток I_{K2} равен выходному току источника постоянного тока на T_3 (I_{K3}). В идеальном случае I_{K2} устанавливают так, чтобы соблюдалось численное равенство $R_1 I_{K2} = 1$, а сдвиг усилителя 2 устанавливается равным $\frac{kT}{q} \left(\ln \frac{1}{R I_{K2}} \right)$. Если коэффициент уси-

ления усилителя 2 выбрать численно равным $\frac{kT}{q}$, то выходное

напряжение схемы, приведенной на рис. 4.4, будет равно $U_{вых} = -\ln U_1$. Термистор, включенный в цепь обратной связи операционного усилителя 2, предназначен для компенсации температурных изменений напряжения $\frac{kT}{q}$. Без термистора у схемы

будет значительная температурная нестабильность. Эта схема обеспечивает точное преобразование при изменении входного сигнала в диапазоне пяти декад.

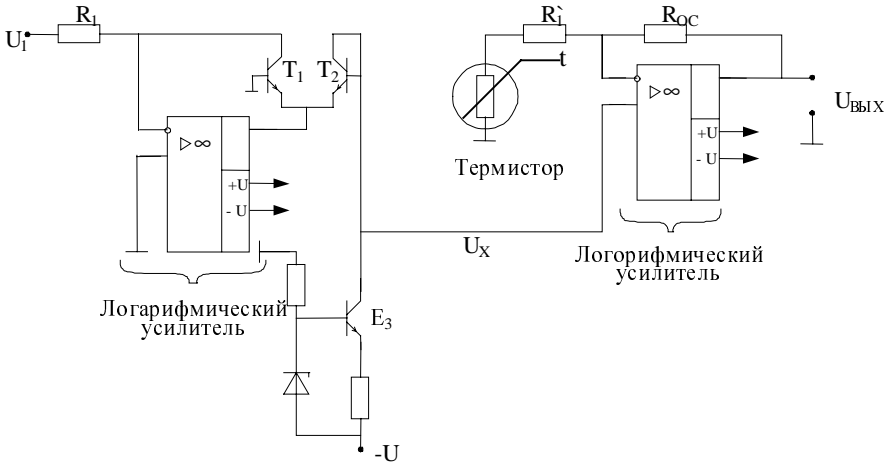


Рис 4.4. Высококачественный логарифмический усилитель (преобразователь)

Транзисторы T_1 и T_2 могут быть заменены подобранными парными диодами. При этом источник постоянного тока должен иметь выходной ток, равный обратному току диода.

4.3. АНТИЛОГАРИФМИЧЕСКИЙ УСИЛИТЕЛЬ

Для нахождения по значениям логарифмов соответствующих им исходных величин (т. е. для получения значений антилогарифма) требуется найти значение экспоненциальной функции от логарифма, так как $e^{\ln X} = X$.

Взяв экспоненту от логарифма, получим антилогарифм. Используя схему логарифмирования в качестве входной цепи усилителя, как показано на рис. 4.5, получим устройство с экспоненциальной характеристикой, т. е. антилогарифмический усилитель.

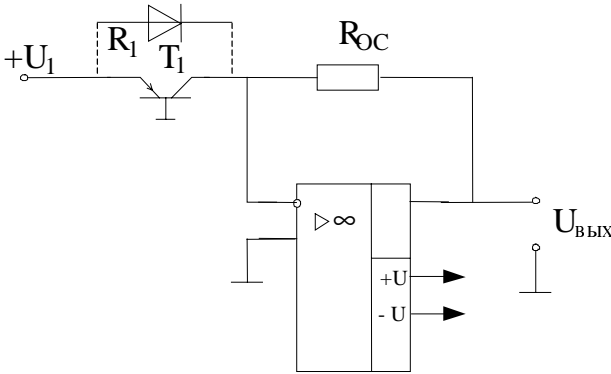


Рис. 4.5. Антилогарифмический преобразователь

Из выражения $I_K \approx I_{ЭО} e^{\frac{qU_{БЭ}}{kT}}$ можно видеть, что $I_K = I_{Эм} e^{\frac{qU_1}{kT}}$.

Так как $U_{вых} = R_{oc} I_{oc} = -R_{oc} I_K$ то, следовательно, получаем:

$$U_{вых} = R_{oc} I_{ЭО} e^{\frac{qU_{БЭ}}{kT}} = -R_{oc} I_{ЭО} e^{\frac{qU_1}{kT}}.$$

Вместо транзистора в качестве входного элемента может использоваться диод. В этом случае $U_{вых} = -R_{oc} I_O \exp\left(\frac{qU_1}{kT}\right)$.

Если входное напряжение должно быть отрицательным, а не положительным, необходимо либо использовать входной транзистор *n-p-n* типа, либо включить диод, если он используется вместо транзистора катодом к U_1 .

Пример. Построить схему антилогарифмического усилителя, как показано на рис. 4.5. Пусть $I_{oc}=0,1\text{мА}$ при $U_{вых}=10\text{В}$. Ток $I_{ЭО}$ транзистора равен 40нА . Найти величину R .

Решение.

Так как напряжение в точке суммирования примерно равно нулю и $I_{R_{oc}} = I_K$, то

$$R = \frac{10\text{В}}{0,1\text{мА}} = 100\text{кОм}.$$

Пример 4.3. Найти $U_{\text{вых}}$ для схемы из предыдущего примера, если $U_{\text{вх}} = 0,1616$ и $\alpha \approx 1$ (коэффициент эмиттерного тока в схеме с ОБ).

Решение.

$$U_{\text{вых}} = -R_{\text{ос}} I_{\text{ЭО}} \exp\left(\frac{U_{\text{вх}} q}{kT}\right) = -100\text{кОм} \cdot 40\text{нА} \cdot \exp\left(\frac{0,1616}{0,026}\right) = 2\text{В}$$

Сравните этот результат с предыдущим примером.

4.4. СХЕМА УМНОЖЕНИЯ

Для построения схемы умножения можно, имея возможность получать значения логарифмов сомножителей, использовать следующее соотношение: $\ln(A \cdot B) = \ln A + \ln B$. Схема умножения строится, как показано на рис. 4.6. Логарифмы величин U_1 и U_2 суммируются для получения величины, равной $\ln U_1 + \ln U_2$. Затем для нахождения величины $U_1 \cdot U_2$ находится антилогарифм от полученной суммы. Схема может иметь больше двух входов, однако для каждого входа требуется свой логарифмический усилитель.

Выходное напряжение каждого логарифмического усилителя равно:

$$U_{\text{вых1}} = \frac{kT}{q} \ln \frac{U_1}{R_1} - \frac{kT}{q} \ln I_{\text{о1}},$$

$$U_{\text{вых2}} = \frac{kT}{q} \ln \frac{U_2}{R_2} - \frac{kT}{q} \ln I_{\text{о2}}.$$

Выходное напряжение сумматора равно:

$$U_{\text{вых}3} = \frac{kT}{q} \left(\ln \frac{U_1}{R_1} + \ln \frac{U_2}{R_2} - \ln I_{O1} - \ln I_{O2} \right).$$

Выходное напряжение всей схемы равно:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}4} &= R_{oc} I_{O3} \exp \left(\ln \frac{U_1}{R_1} + \ln \frac{U_2}{R_2} - \ln I_{O1} - \ln I_{O2} \right) = R_{oc} I_{O3} \exp \left(\ln \frac{U_1 U_2}{R_1 R_2 I_{O1} I_{O2}} \right) = \\ &= \frac{R_{oc} I_{O3}}{R_1 R_2 I_{O1} I_{O2}} U_1 U_2 \end{aligned}$$

Если $R_{oc} I_{O3} = R_1 R_2 I_{O1} I_{O2}$, то $U_{\text{вых}4} = U_1 U_2$.

Величины I_O должны быть соизмеримы, и они очень близки к значениям обратного тока $I_{БЭО}$ при малом обратном напряжении, приложенном к переходу эмиттер-база. Схема может быть собрана с использованием диодов вместо транзисторов как в логарифмическом, так и в антилогарифмическом усилителях. Предполагается, что все усилители, используемые в схеме, полностью скорректированы.

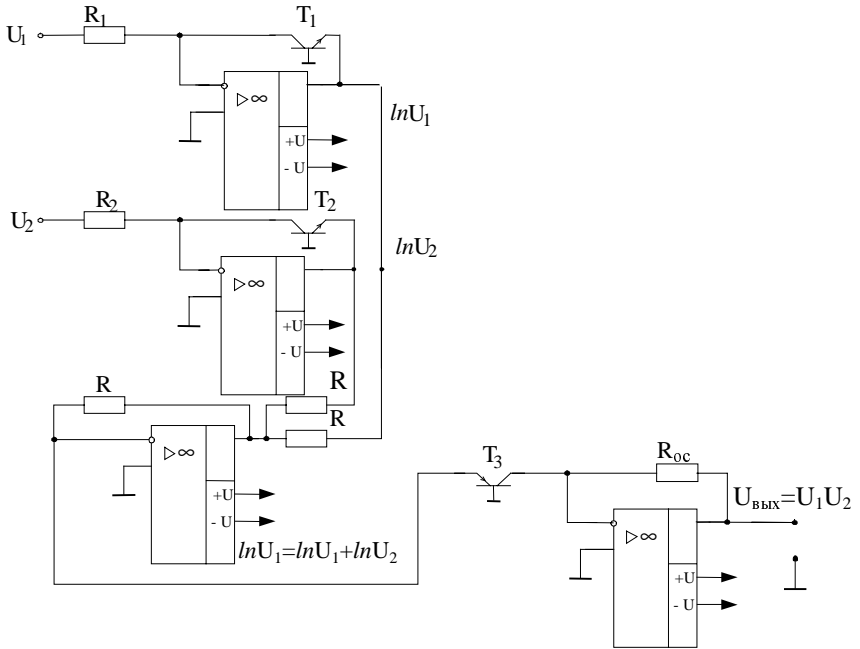


Рис 4.6. Схема умножения аналоговых сигналов

Выпускаются готовые схемы умножения, стабильно работающие в широком диапазоне изменения внешних условий и температур. Эти схемы являются сложными и тщательно выполненными устройствами. Их примерная блок-схема приведена на рис.4.6. Некоторые умножители, называемые двухквadrантными, могут работать только при одной полярности сигналов на одном из входов; другие, называемые четырехквadrантными, работают при любой полярности сигналов на обоих входах.

Умножители используются в схемах модуляторов, демодуляторов, фазовых детекторов, в аналоговых вычислительных устройствах, используемых при управлении технологическими процессами, при генерировании нелинейных колебаний и для линеаризации выходных сигналов преобразователей (датчиков)

в системах сбора данных, причем это лишь некоторые из возможных применений умножителей.

4.5. СХЕМА ДЕЛЕНИЯ

Учитывая, что $\ln \frac{A}{B} = \ln A - \ln B$, можно использовать тот же принцип, что и в устройстве умножения, для построения схемы деления. Единственным отличием от схемы умножения является использование дифференциального усилителя вместо инвертирующего сумматора. Схема блока деления приведена на рис. 4.7.

Сигналы на выходах логарифмических усилителей будут равны:

$$U_{\text{вых1}} = \frac{kT}{q} \left(\ln \frac{U_1}{R_1} - \ln I_{O1} \right),$$

$$U_{\text{вых2}} = \frac{kT}{q} \left(\ln \frac{U_2}{R_2} - \ln I_{O2} \right).$$

Для получения $\frac{U_1}{U_2}$ выходное напряжение логарифмического усилителя 1 подается на неинвертирующий вход, а выход логарифмического усилителя 2 – на инвертирующий вход дифференциального усилителя. Напряжение на выходе последнего будет равно:

$$U_{\text{вых3}} = \frac{kT}{q} \left(\ln \frac{U_1}{R_1} - \ln I_{O1} - \ln \frac{U_2}{R_2} + \ln I_{O2} \right).$$

Приняв, как обычно, $I_{O1} \approx I_{O2}$ и $R_1 = R_2$, получим:

$$U_{\text{вых3}} = \frac{kT}{q} \left(\ln \frac{U_1}{R_1} - \ln \frac{U_2}{R_2} \right) = \frac{kT}{q} \ln \frac{U_1 R_2}{U_2 R_1} = \frac{kT}{q} \ln \frac{U_1}{U_2}.$$

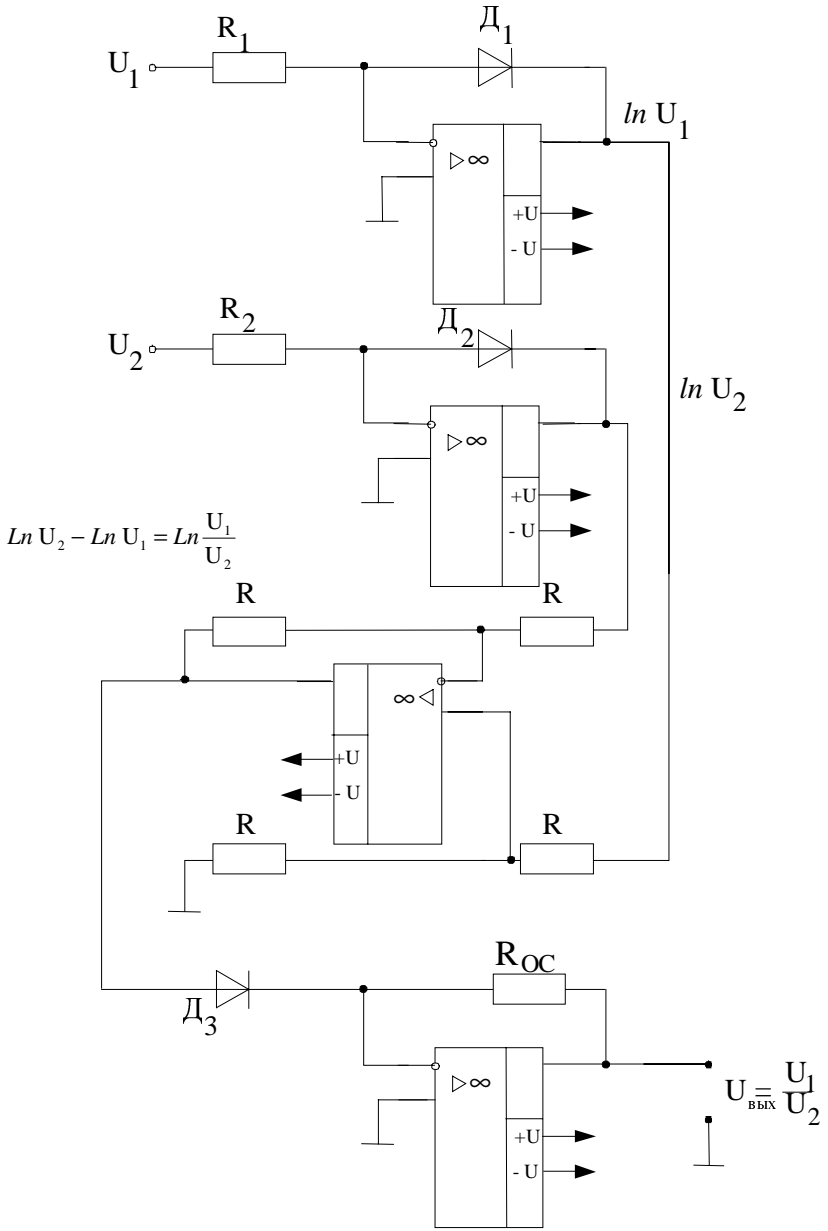


Рис 4.7. Схема деления аналоговых сигналов

На выходе антилогарифмического преобразователя напряжение будет равно:

$$U_{\text{вых } 4} = RI_{O3} \exp \left(\ln \frac{U_1}{U_2} \right) = RI_{O3} \frac{U_1}{U_2}$$

Если величина I_{O3} такова, что произведение $R_{oc}I_{O3}$ может быть принято равным единице, то $U_{\text{вых } 4} = \frac{U_1}{U_2}$.

Высококачественные устройства деления точно так же, как и устройства умножения, имеются в продаже. Область применения этих схем фактически та же, что и для устройств перемножения.

4.6. СХЕМА ПОЛУЧЕНИЯ ЛОГАРИФМА ОТНОШЕНИЯ

Напряжение на выходе дифференциального усилителя в схеме, приведенной на рис. 4.7, является логарифмом отношения входных величин и равно

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_{oc}}{R_1} \frac{kT}{q} \ln \frac{U_1}{U_2},$$

где R_{oc} – сопротивление обратной связи; R_1 – входные сопротивления дифференциального усилителя. Схема, состоящая из двух логарифмических усилителей и дифференциального усилителя, соединенных, как показано на рис. 4.7, известна под названием “схема получения логарифма отношений”.

4.7. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Любая нелинейная зависимость может быть аппроксимирована последовательностью прямолинейных отрезков, имеющих различный наклон. Благодаря этому можно реализовать широкий класс нелинейных функциональных преобразователей с

помощью операционных усилителей. Пример схемы преобразователя, иллюстрирующий только что изложенный принцип, приведен на рис. 4.8 а.

Наклон графика зависимости выходного напряжения от входного определяется зависимостью $S_1 = \frac{U_{\text{вых}}}{U_1} = -\frac{R_{oc}}{R_1}$ при условии, что входное напряжение меньше напряжения отпираания стабилитрона D_1 на рис. 4.8.б. При значениях входного напряжения U_1 , заключенных между U_{cm1} и U_{cm2} , выходное напряжение будет равно:

$$U_{\text{вых}} = -\frac{U_1 R_{oc}}{R_1} - \frac{(U_1 - U_{cm1}) R_{oc}}{R_2}.$$

При этом наклон графика зависимости выходного напряжения от входного станет равным:

$$S_2 = \frac{U_{\text{вых}}}{U_1} = -\left(\frac{R_{oc}}{R_1} - \frac{R_{oc}}{R_2}\right).$$

Аналогично при условии $U_{cm2} \leq U_1 < U_{cm3}$:

$$S_3 = -\left(\frac{R_{oc}}{R_1} + \frac{R_{oc}}{R_2} + \frac{R_{oc}}{R_3}\right),$$

и при $U_1 > U_{cm3}$:

$$S_4 = -\left(\frac{R_{oc}}{R_1} + \frac{R_{oc}}{R_2} + \frac{R_{oc}}{R_3} + \frac{R_{oc}}{R_4}\right).$$

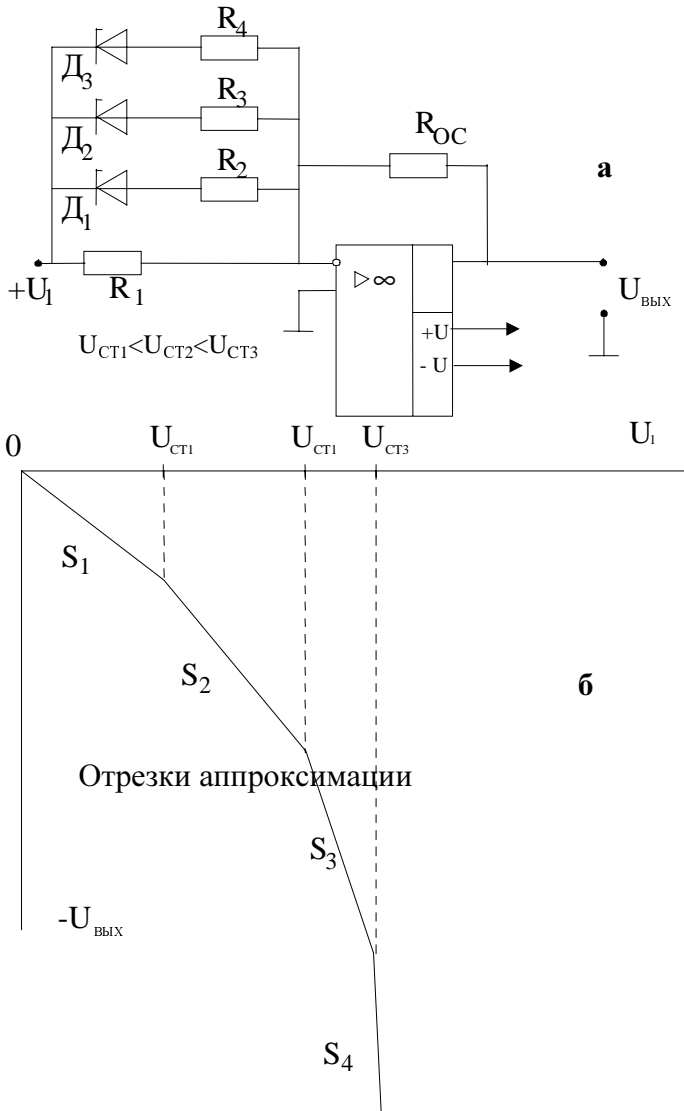


Рис.4.8. Простой функциональный преобразователь

Чем короче длина каждого отрезка, на которые разбит диапазон изменения входного напряжения, тем большая точность

достигается в аппроксимации нелинейной зависимости, но схема становится более сложной. Если изменить полярность включения стабилитронов, то схема будет работать при отрицательных входных напряжениях.

Схема, приведенная на рис. 4.8, на практике обычно не используется, поскольку шум, генерируемый стабилитронами, создает нестабильность напряжений их отпираания, а резкий излом характеристики стабилитронов при напряжениях отпираания создает резкие изломы на зависимости выходного напряжения от входного. Ограниченный ряд напряжений отпираания стабилитронов ограничивает универсальность этой схемы.

Более универсальная схема преобразователя показана на рис. 4.9, а. Использование прямой вольт-амперной характеристики диодов обеспечивает сглаживание изломов кривой зависимости выходного напряжения от входного. Это существенное преимущество данной схемы. Схема может быть построена так, что она будет работать как при отрицательных, так и при положительных входных сигналах. В этом еще одно ее преимущество. Оно возникает вследствие того, что стабилитрон заменяется резистивным делителем напряжения и диодом, который заперт напряжением обратного смещения до тех пор, пока входное напряжение не превысит напряжения, выставленного с помощью делителя напряжения. Заметим, что отрицательное напряжение используется для создания обратного смещения на тех диодах, которые должны быть открыты положительным входным сигналом и наоборот.

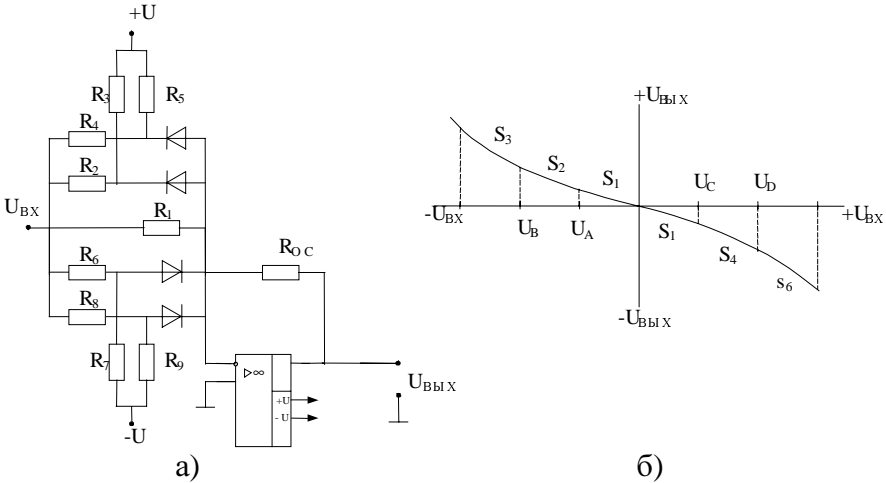


Рис. 4.9. Универсальная схема нелинейного преобразователя
а- схема, б- зависимость входа от выхода.

Цепи, синтезирующие заданную функцию на схемах, изображенных на рис.4.8 и 4.9, включены параллельно R_1 . Если же их включить параллельно R_{oc} , то коэффициент усиления схемы преобразователя будет уменьшаться при увеличении $U_{вх}$, так что наклон кривой, определяющий зависимость выходного напряжения от входного, будет уменьшаться с увеличением $U_{вх}$. Пример показан на рис. 4.10. Если в схеме преобразователя, коэффициент усиления которой уменьшается с увеличением $U_{вх}$ предусмотреть достаточно большое количество отрезков, на которые разбит диапазон изменения входного сигнала, то можно, например, получить с высокой точностью синусоидальное выходное напряжение при треугольном входном напряжении.

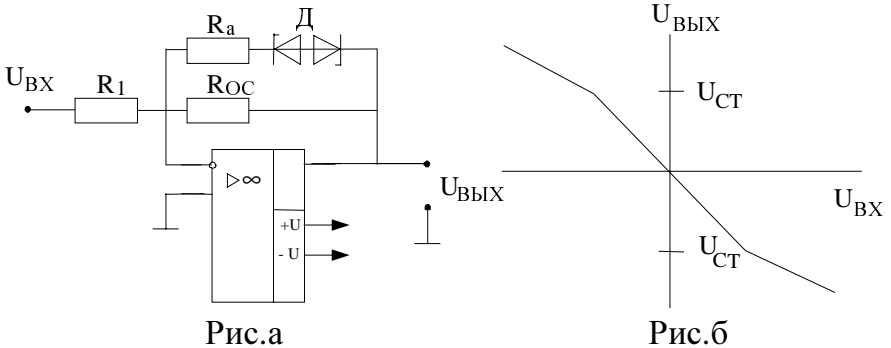


Рис 4.10. Нелинейный преобразователь, обеспечивающий снижение наклона воспроизводимой функции (отрицательную вторую производную).
 а- схема, б- зависимость выхода от входа.

Функциональные преобразователи обеспечивают высокую стабильность воспроизведения функций в широком динамическом диапазоне. Они используются для воспроизведения таких нелинейных функций, как \lg , \ln , антилогарифмы, квадратные корни и степени. Существует много вариантов и типов преобразователей.

4.8. СЖАТИЕ (КОМПРЕССИЯ) СИГНАЛА

Иногда в системе сигнал может иметь столь широкий динамический диапазон, что отрегулировать его должным образом не представляется возможным. Если масштаб сигнала уменьшить линейно, то информация, соответствующая малым уровням напряжений, будет затемняться шумами, и выделить ее будет трудно. Если же масштаб сигнала уменьшается по логарифмическому закону (компрессия), то большие значения напряжения уменьшаются больше, чем малые значения, как показано на рис. 4.11.в.

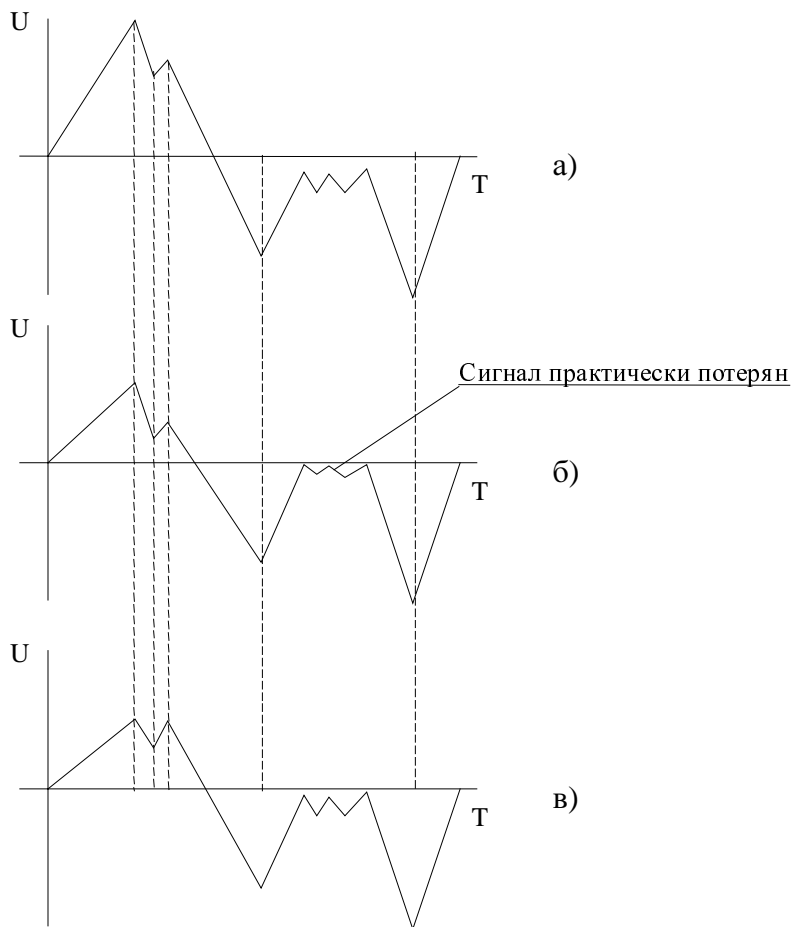


Рис 4.11. Сжатие сигнала (компрессия)
 а - вход, б - линейное уменьшение,
 в - логарифмическая компрессия

Пример схемы сжатия приведен на рис. 4.12. Заметим, что эта схема является двухсторонней: когда один диод открыт, другой закрыт. Эта схема выглядит как двухсторонний логарифмический преобразователь, однако отличается тем, что не имеет разрыва в нуле, свойственного логарифмической функ-

ции. Сопротивление R_{oc} обеспечивает линейную зону около нуля, что обеспечивает конечное усиление сигналов очень малой амплитуды.

Если диоды D_1 и D_2 включить параллельно сопротивлению R_1 , то схема, приведенная на рис. 4.12, будет работать как схема расширителя. Схемы расширения используются для преобразования сжатых сигналов к их первоначальной форме или при необходимости различения близких по амплитуде малых сигналов.

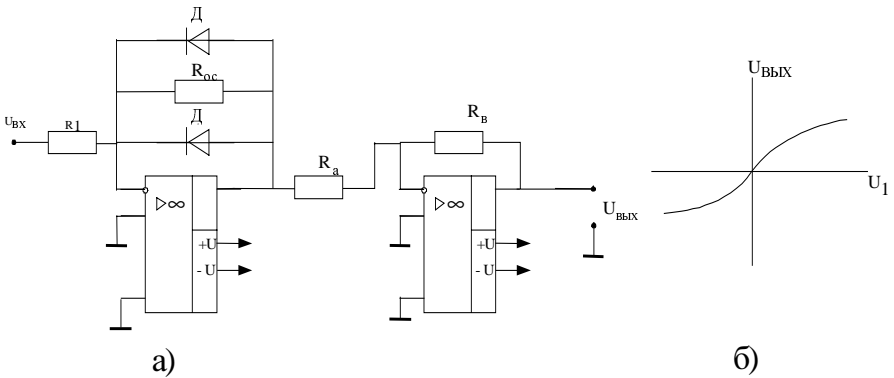


Рис 4.12. Схема компрессора (устройства сжатия сигнала)
 а - схема; б – зависимость выходного напряжения от входного

4.9. ВЫВОДЫ

1. Логарифмический преобразователь строится с использованием в цепи обратной связи элемента с логарифмической характеристикой. Для получения зависимости типа натурального логарифма могут использоваться как полупроводниковый диод, так и переход эмиттер-база транзистора. Выходное напряжение логарифмического усилителя пропорционально логарифму напряжения на его входе.

2. Антилогарифмический усилитель должен иметь экспоненциальную характеристику по отношению к входному напряжению. Логарифмическая характеристика зависимости напряжения от тока во входной цепи усилителя обеспечивает требуемую характеристику всего устройства. Для получения экспоненциальной характеристики в качестве входной цепи можно использовать как диод, так и переход эмиттер-база транзистора.

3. Объединяя схемы логарифмических и антилогарифмических преобразователей и сумматоров, можно строить схемы умножения, деления и определения логарифма отношений.

4. Функциональные преобразователи – это схемы, обеспечивающие воспроизведение различных нелинейных зависимостей, связывающих входные и выходные напряжения. Они строятся с использованием входных либо выходных цепей, обеспечивающих желаемую характеристику. Эти цепи состоят из отдельных элементов, каждый из которых влияет на значения выходного сигнала в определенном диапазоне изменений входного напряжения.

5. Функциональные преобразователи используются для получения нелинейных зависимостей, таких, как логарифмическая, антилогарифмическая, степенная, корень квадратный и др.

6. Сжатие (компрессия) сигнала позволяет проводить его обработку схемой, имеющей динамический диапазон, меньший, чем динамический диапазон сигнала; что без сжатия не представляется возможным. Сжатие сигнала выполняется специализированными логарифмическими преобразователями.

ГЛАВА 5

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

5.1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Любой фильтр, как активный, так и пассивный (т. е. не содержащий усилителей), пропускает со своего входа на выход лишь определенную часть всего спектра частот. Фильтры классифицируются по тому, какова эта пропускаемая часть частотного спектра.

Фильтры низких частот пропускают на выход все частоты, начиная от нулевой (постоянный ток) и до некоторой заданной частоты среза f_{cp} , и ослабляют все частоты, превышающие f_{cp} ; частотная характеристика такого фильтра показана на рис. 5.1,а. Диапазон частот от нуля до f_{cp} называется полосой пропускания, а диапазон частот, превышающих f_{cp} – полосой подавления (или заграждения). Интервал частот между f_{cp} и f_{ν} называется переходным участком, а скорость, с которой на этом участке изменяется величина ослабления, является важной характеристикой фильтра. Частота среза f_{cp} – это та частота, при которой напряжение на выходе фильтра падает до уровня 0,707 от напряжения в полосе пропускания (т. е. падает на 3 дБ); частота f_{ν} – это частота, при которой выходное напряжение на 3 дБ выше, чем выходное напряжение в полосе подавления.

Фильтр верхних частот ослабляет все частоты, начиная от нулевой и до частоты f_{cp} и пропускает все частоты, начиная с f_{cp} и до верхнего частотного предела схемы. Частотная характеристика фильтра верхних частот показана на рис. 5.1, б.

Полосовой фильтр пропускает, как показано на рис. 5.1,в, все частоты в полосе между нижней частотой среза f_1 и верхней частотой среза f_2 . Все частоты ниже f_1 и выше f_2 ослабляются. Диапазоны частот от f_1' до f_1 и от f_2 до f_2' являются переход-

ными участками. Геометрическое среднее частот f_1 и f_2 называют средней центральной частотой (f_0), т. е.: $f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$

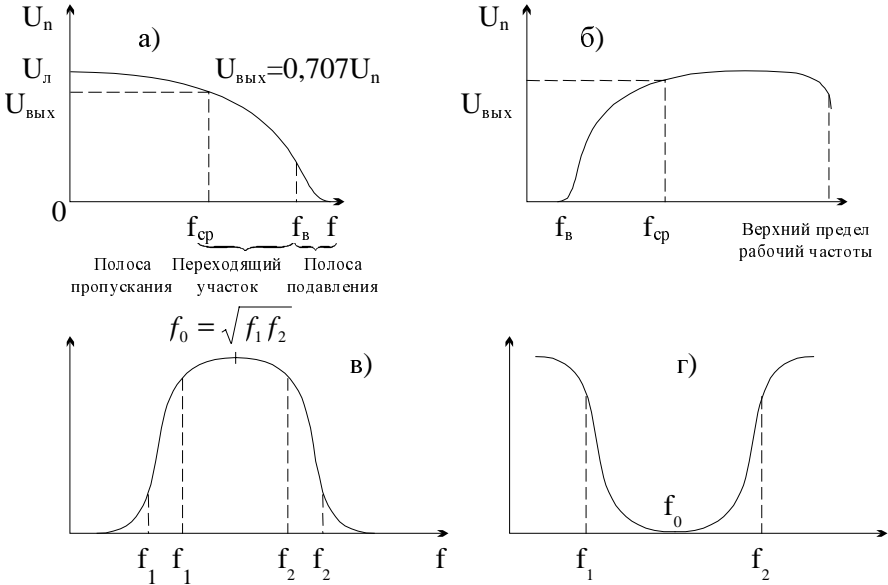


Рис 5.1. Частотные характеристики фильтров

Режекторный полосовой фильтр (заграждения) ослабляет все частоты между f_1 и f_2 и пропускает все остальные частоты. Частотная характеристика такого фильтра показана на рис. 5.1,г. Заграждающий полосовой фильтр с узкой полосой ослабляемых частот называют фильтром-пробкой. Полосовые фильтры заграждения используются для подавления нежелательных частот, например частоты 50 Гц в звуковой аппаратуре.

5.1.1. ПРЕИМУЩЕСТВА АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ

Пассивные фильтры построены из катушек индуктивности, конденсаторов и сопротивлений. Большинство пассивных фильтров для работы в тех диапазонах частот, где они находят применение, нуждаются в больших по размеру, тяжелых и дорогих катушках индуктивности.

Активные фильтры имеют следующие преимущества:

- 1) нет катушек индуктивности;
- 2) относительная дешевизна;
- 3) обеспечивает усиление в полосе пропускания;
- 4) обеспечивает развязку между входом и выходом;
- 5) их легко настраивать;
- 6) можно легко реализовать фильтры очень низких частот;
- 7) малые размеры и масса.

Среди недостатков активных фильтров:

- 1) необходим источник питания;
- 2) рабочий диапазон частот сверху ограничен частотными свойствами ОУ.

5.2. ПОЛЮСА И ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА НА ПЕРЕХОДНОМ УЧАСТКЕ

Упоминание о полюсах сопровождается любое обсуждение активных фильтров. Например, в этой главе будут рассматриваться в основном двухполюсные фильтры. Слово «полюс» взято из той области математики, которая нужна для вывода соотношений, используемых при расчете частотных характеристик активных фильтров. Нам же для практических целей достаточно знать, что полюс указывает на слагаемое наклона характеристики на переходном участке, обусловленное одной (любой) из RC -цепей, используемых для формирования частотной характеристики активного фильтра. Из главы 4 мы знаем, что каждая RC -цепь многокаскадного усилителя вносит в его суммарную

скорость спада свои 6 дБ/октава. То же самое верно и для активных фильтров. Каждый полюс (RC – цепь фильтра) вносит в наклон переходного участка характеристики свои 6 дБ/октава. Например, для двухполюсного фильтра нижних частот наклон в переходной области между f_{cp} и f_s составляет 12 дБ/октава, а наклон характеристики между f_s и f_{cp} составляет для пятиполюсного фильтра верхних частот 30 дБ/октава.

Порядок фильтра – это число его полюсов. Например, фильтр нижних частот второго порядка – это двухполюсный фильтр нижних частот, и его характеристика имеет на переходном участке наклона 12 дБ/октава. Фильтр шестого порядка имеет шесть полюсов, и наклон характеристики на переходном участке равен 36 дБ/октава.

Соединяя последовательно (каскадно) фильтры низких порядков, можно получать фильтры более высоких порядков. Так, три последовательно соединенных фильтра второго порядка образуют один фильтр шестого порядка. Ниже в этой главе мы рассмотрим некоторые вопросы, связанные с построением таких многокаскадных фильтров.

5.3. ТИПЫ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФИЛЬТРОВ

5.3.1. ФИЛЬТР БАТТЕРВОРТА

Частотная характеристика фильтра Баттерворта в пределах полосы пропускания весьма близка к равномерной, и ее называют максимально плоской. Наклон переходного участка характеристики фильтра Баттерворта равен 6 дБ/октава на полюс.

Фильтр Баттерворта имеет нелинейную фазово-частотную характеристику; другими словами, время, которое требуется для прохождения сигнала через фильтр, зависит от частоты нелинейно. Поэтому ступенчатый сигнал или импульс, поданный на вход фильтра Баттерворта, вызывает выброс на его выходе.

Используется фильтр Баттерворта в тех случаях, когда желательно иметь одинаковый коэффициент усиления для всех частот в полосе пропускания.

5.3.2. ФИЛЬТР ЧЕБЫШЕВА

Характеристика фильтра Чебышева имеет волнообразные зубцы в полосе пропускания и равномерна в полосе подавления; количество зубцов характеристики в полосе пропускания такого фильтра тем больше, чем выше его порядок. Амплитуда этих зубцов может быть задана при конструировании фильтра и обычно устанавливается на уровне 0,5, 1, 2 или 3 дБ, причем увеличение допустимой амплитуды зубцов позволяет получить более крутой наклон характеристики фильтра на переходном участке.

На переходном участке наклон характеристики фильтра Чебышева может превышать 6 дБ/октава на один полюс. Фильтр Чебышева оказывается весьма полезным в тех случаях, когда желательно иметь на переходном участке очень высокую скорость изменения ослабления, т.е. очень крутой наклон характеристики; неравномерность характеристики фильтра в полосе пропускания - цена, которую приходится за это платить. Зависимость ослабления (в децибелах) на переходном участке (ОПУ) фильтра от частоты имеет вид:

$$\text{ОПУ} = 20 \lg \varepsilon + 6(n-1) + 20n \lg \frac{\omega}{\omega_{cp}},$$

где n – порядок фильтра, ε – постоянная, принимающая значения между 1 и 0 и характеризующая неравномерность характеристики фильтра в полосе пропускания: неравномерность 0,5 дБ соответствует величине $\varepsilon=0,3493$, а неравномерность 3 дБ – величине $\varepsilon=0,9976$.

Это больше, чем у фильтра Баттерворта, на величину $20 \lg \varepsilon + 6(n-1)$. При данном наклоне переходного участка ха-

характеристики фильтры Чебышева могут иметь меньшее число полюсов и быть более простыми, чем фильтры Баттерворта, и их можно использовать в тех случаях, когда не требуется что бы амплитудно-частотная характеристика фильтра была равномерна в полосе пропускания.

В случае фильтров Чебышева запаздывание по фазе еще более нелинейно, чем для фильтров Баттерворта. Чем выше порядок и чем больше неравномерность (в полосе пропускания) фильтра Чебышева, тем более нелинейна его фазово-частотная характеристика и тем большие выбросы мы получим, подавая на вход такого фильтра ступеньки и импульсы.

5.3.3. ФИЛЬТР БЕССЕЛЯ

О фильтрах Бесселя говорят как о фильтрах с линейной фазой или с линейной задержкой. Это значит, что запаздывание по фазе сигнала на выходе фильтра относительно сигнала на его входе линейно возрастает с частотой. Поэтому фильтры Бесселя почти не дают выброса при подаче на их вход ступенчатых сигналов. Это свойство делает такие фильтры наиболее подходящими для фильтрации прямоугольных колебаний без изменения их формы.

Фильтры Бесселя имеют наклон характеристики на переходном участке менее 6 дБ/октава. Частота среза фильтра Бесселя определяется как частота, на которой запаздывание по фазе равно половине запаздывания, максимально возможного для данного фильтра:

$$Q(f_{cp}) = \frac{Q_{\max}}{2} = \frac{n\pi/2}{2}, \text{ рад.}$$

где Q – запаздывание по фазе, n – порядок фильтра.

При таком определении частота среза фильтра Бесселя не равна его частоте на уровне 3 дБ.

5.3.4. ДРУГИЕ ТИПЫ ФИЛЬТРОВ

Из всех известных типов фильтров в этой главе рассматриваются лишь фильтры Бесселя, Баттерворта и Чебышева. Существуют и другие типы фильтров, в частности обратный фильтр Чебышева, характеристика которого равномерна в полосе пропускания, но имеет зубцы в полосе подавления; эллиптический фильтр с характеристикой, имеющей очень крутой наклон на переходном участке, но неравномерной и в полосе пропускания, и в полосе подавления; параболический фильтр, обладающий очень хорошей импульсной характеристикой. Более подробные сведения об этих фильтрах читатель может найти в книгах, перечисленных в конце главы.

5.3.5. НЕКОТОРЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ФИЛЬТРОВ

Коэффициент затухания α определяет форму характеристики на переходном участке и вид выброса характеристики в полосе пропускания вблизи переходного участка. Таким образом, коэффициент затухания определяет форму частотной характеристики фильтра, т. е. его тип. Так, фильтр Баттерворта второго порядка имеет коэффициент затухания α , равный 1,414, а фильтр Чебышева второго порядка с неравномерностью 3 дБ имеет $\alpha=0,766$.

Одна и та же схема в зависимости от выбора значений ее компонентов может действовать как фильтр Бесселя, фильтр Баттерворта или фильтр Чебышева, и форма частотной характеристики фильтра определяется коэффициентом затухания. На рис. 5.5 показано несколько характеристик фильтров нижних частот при различных значениях коэффициента затухания.

Добротность Q связывает среднюю частоту полосы пропускания и ее ширину на уровне 3 дБ; рис. 5.6 иллюстрирует эту связь. Численно добротность равна:

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{\sqrt{f_1 f_2}}{(f_2 - f_1)}$$

где $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$ – средняя частота, f_1 – нижняя частота среза на уровне 3 дБ, f_2 – верхняя частота среза на уровне 3 дБ.

Для активных фильтров $Q = \frac{1}{\alpha}$.

Коэффициент усиления в полосе пропускания K_n активного фильтра равен отношению выходного напряжения к входному:

$$K_n = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$$

Чувствительностью S одного из параметров фильтра по отношению к другому его параметру называется отношение величины изменения первого параметра к величине изменения второго, если изменение второго параметра вызвало изменение первого. Например, равенство:

$$S_{R_1}^{\omega_0} = -0,5$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$, а R_1 – сопротивление резистора в схеме активного фильтра, показывает, что ω_0 уменьшается на 0,5%, если R_1 увеличивается на 1%.

Часто приходится рассчитывать чувствительность таких параметров полосовых фильтров, как f_{cp} , ω_0 , α и Q . Соответствующие вычисления утомительны и требуют больших затрат времени, но их приходится выполнять, если предполагается использовать фильтр в широком диапазоне внешних температур или если параметры компонентов фильтра имеют большой разброс. Выражения для S имеют разный вид для различных типов фильтров.

5.3.6. КОМПОНЕНТЫ СХЕМ ФИЛЬТРОВ

Для обеспечения высокого качества работы активных фильтров в их схемах следует использовать компоненты, параметры которых имеют малый разброс. Сопротивления и конденсаторы должны иметь малые температурные коэффициенты и малый временной дрейф параметров.

Для схем фильтров второго порядка можно рекомендовать конденсаторы с допуском $\pm 5\%$ и сопротивления с допуском $\pm 2\%$. Для фильтров более высоких порядков лучше взять сопротивления с допуском $\pm 1\%$ и конденсаторы с допуском $\pm 2\%$. Однако использование компонентов даже с таким небольшим разбросом параметров не гарантирует от необходимости некоторой дополнительной подстройки, которая может понадобиться для получения желаемых величин коэффициента затухания и частоты активного фильтра.

В схемах активных фильтров лучше всего использовать металлопленочные сопротивления, так как они имеют низкий уровень собственных шумов, очень хорошую частотную характеристику и весьма низкие температурные коэффициенты сопротивления (ТКС). Так, в продаже имеются металлопленочные сопротивления с температурными коэффициентами $\pm 100 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ и $\pm 50 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$, но существуют и могут быть заказаны и сопротивления с $\text{ТКС} = \pm 10 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$.

В низкочастотных фильтрах очень хороши проволочные сопротивления, так как они имеют низкий уровень шумов, малый температурный дрейф (ТКС около $\pm 10 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$), высокую точность и выпускаются в широком ассортименте номиналов. Заметим, что даже для работы на умеренных частотах следует использовать проволочные сопротивления с безиндукционной намоткой.

Углеродистые тонкопленочные сопротивления также выпускаются в широком ассортименте номиналов и обладают высокой точностью, очень низким уровнем шумов, хорошей частот-

ной характеристикой и прекрасными температурными коэффициентами. Однако ввиду их высокого уровня шумов и плохой температурной стабильности углеродистые объемные сопротивления мало подходят для использования в схемах активных фильтров, поэтому следует избегать их применения и не иначе как в чисто экспериментальных целях.

Из конденсаторов в активных фильтрах лучше всего использовать полистироловые, высококачественные керамические и слюдяные. Все они при данной емкости относительно дороги и велики по габаритам, но зато обладают малыми тангенсами углов диэлектрических потерь и низкими температурными коэффициентами. Слюдяные конденсаторы существуют только до величин порядка 0,01 мкФ, а полистироловые - приблизительно до 10 мкФ. В случаях когда требования к качеству работы фильтра невелики, например при проведении лабораторных работ в школах, можно использовать конденсаторы на металлизированном майларе или поликарбонатные. Использование в активных фильтрах небольших по размеру дисковых керамических конденсаторов следует избегать, так как в зависимости от напряжения, температуры, времени и частоты их емкость может меняться на величину до нескольких процентов.

При проведении лабораторной работы к этой главе можно пользоваться металлопленочными или углеродистыми тонкопленочными сопротивлениями и майларовыми конденсаторами, так как температурная стабильность в данном случае роли не играет.

5.4. НЕКОТОРЫЕ ТИПЫ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ

В этом разделе будут рассмотрены некоторые схемы активных фильтров, а в следующем - расчет их компонентов.

5.4.1. ФИЛЬТР САЛЛЕНА И КЕЯ (УНИН)

УНИН - это управляемый напряжением источник напряжения. В схемах Саллена и Кея операционный усилитель исполь-

зуется как УНИИ. Схемы активных фильтров пропускания нижних и верхних частот Саллена и Кея второго порядка показаны на рис. 5.2.

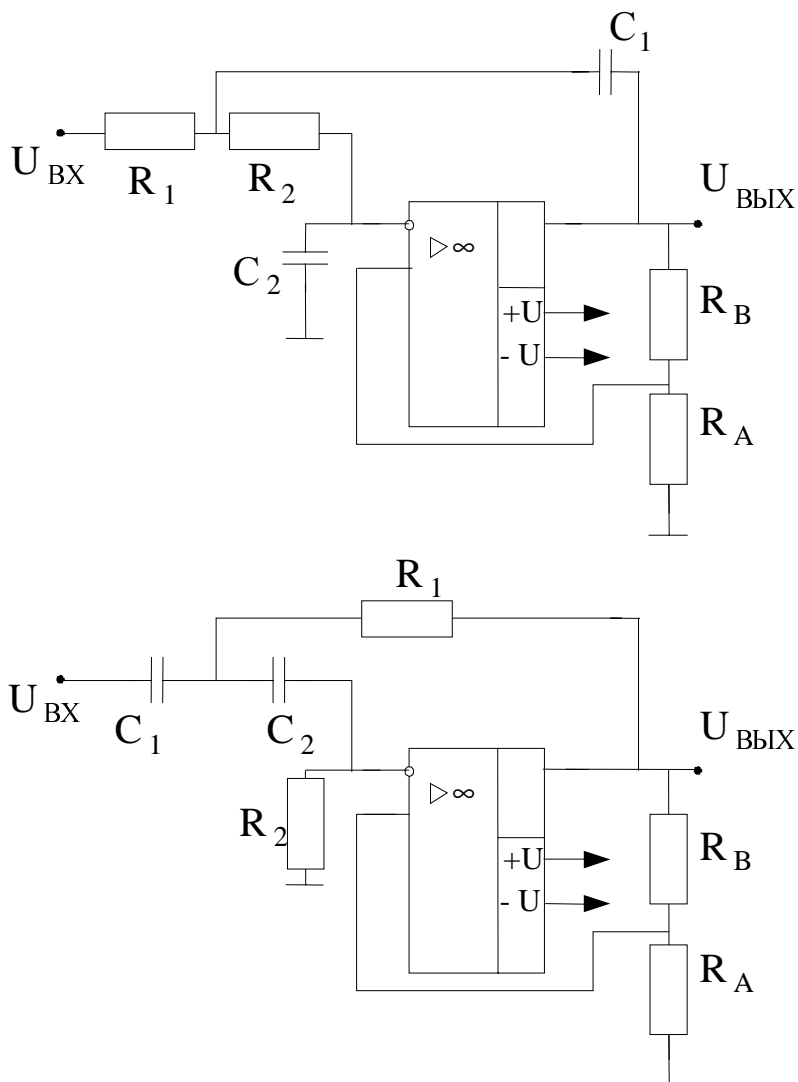


Рис 5.2. Активные фильтры Саллена-Кея

Эти схемы популярны и недороги, и их легко настраивать. В обеих схемах каждая из RC - цепей вносит 6 дБ/октава в наклон характеристики на переходном участке. Эти схемы содержат по две RC - цепи (R_1C_1 и R_2C_2), поэтому соответствующие фильтры имеют второй порядок. В фильтре пропускания нижних частот цепи R_1C_1 и R_2C_2 являются интегрирующими, а в фильтре пропускания верхних частот - дифференцирующими. Сопротивления R_A и R_B определяют коэффициент затухания. Характеристика вблизи края полосы пропускания формируется за счет обратной связи, которая осуществляется через конденсатор C_1 в случае фильтра пропускания нижних частот или через сопротивление R_1 в случае фильтра пропускания верхних частот. Если $R_1=R_2$ и $C_1=C_2$, то величины компонент таких фильтров легко рассчитать.

Коэффициент усиления фильтров Саллена и Кея должен оставаться постоянным при изменениях R_A и R_B , необходимых для установки коэффициента затухания и вместе с ним типа фильтра.

5.4.2. ФИЛЬТР С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Фильтр с параллельной обратной связью – это простой полосовой фильтр, хорошо работающий при низких и умеренных (приблизительно до 10) значениях добротности; его схема показана на рис. 5.3. Обратная связь в этой схеме осуществляется одновременно через включенные параллельно R_3 и C_1 (отсюда и название схемы). Часть характеристики, соответствующая фильтру пропускания нижних частот, формируется с помощью цепи R_1 и C_1 , а часть, соответствующая фильтру пропускания верхних частот – с помощью цепи R_3 и C_2 . Такая обратная связь обеспечивает положение максимума характеристики вблизи частоты f_0 . Сопротивление R_2 можно убрать, но в этом случае изменится процедура вычисления величин компонент схемы.

Сопротивление R_2 служит для увеличения $R_{вх}$ и обеспечивает возможность задавать коэффициент усиления в полосе пропускания. Величины компонентов этой схемы в обоих ее вариантах (с сопротивлением R_2 и без него) будут рассчитаны в следующем разделе. Фильтры с параллельной обратной связью могут быть сконструированы и как фильтры пропускания верхних или нижних частот.

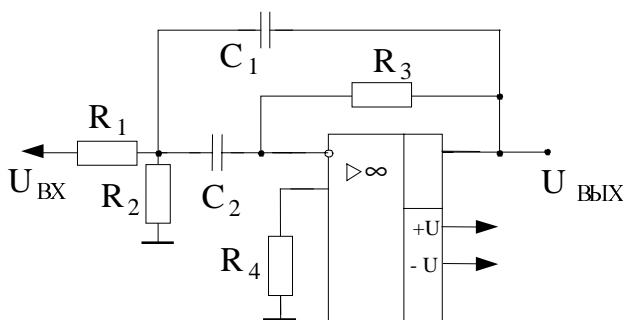


Рис 5.3. Полосовой фильтр с обратной связью

5.4.3. УНИВЕРСАЛЬНЫЙ (МНОГОЦЕЛЕВОЙ) ФИЛЬТР

Показанная на рис. 5.4,а схема универсального активного фильтра называется универсальной с единичным усилением, потому что ее коэффициент усиления в полосе пропускания равен единице. Эта схема может действовать одновременно как фильтр верхних частот, фильтр нижних частот и полосовой фильтр (все - второго порядка). При этом частотная характеристика полосового фильтра зависит от характеристик фильтров верхних и нижних частот. Если, например, эти два фильтра имеют частотные характеристики типа Баттерворта, то порядок полосового фильтра будет равен единице. Поскольку все три характеристики (полосового фильтра и фильтров верхних и нижних частот) формируются при помощи одних и тех же компонентов, характеристики фильтров верхних и нижних частот

должны быть одного типа, т.е. оба типа Баттерворта или оба типа Чебышева с неравномерностью 3 дБ.

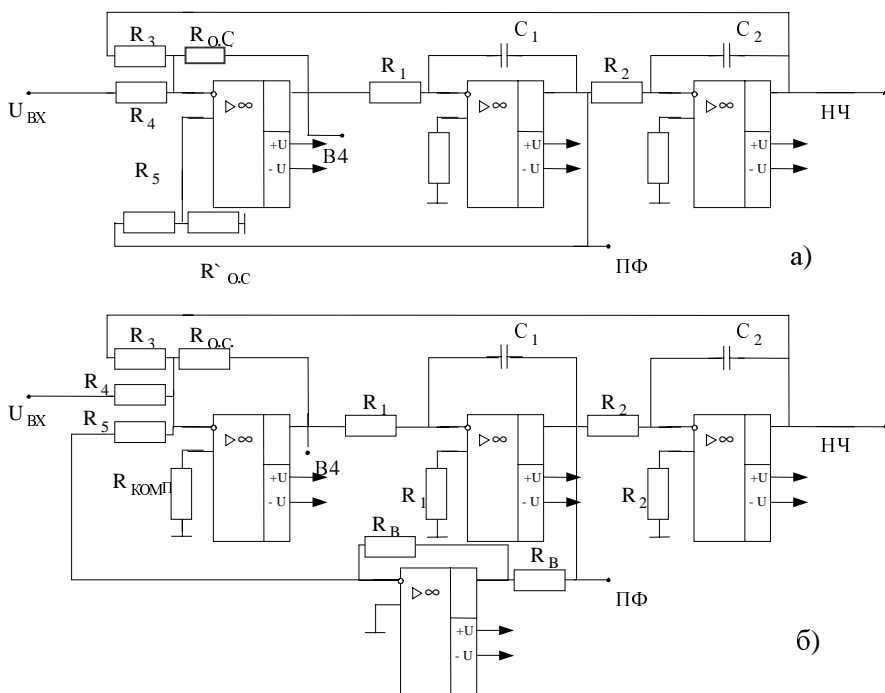


Рис 5.4. Универсальные активные фильтры

Заметим, что характеристику полосового фильтра нельзя оптимизировать одновременно с характеристиками фильтров верхних и нижних частот.

Универсальный фильтр имеет высокую стабильность и низкую чувствительность Q и α , а настройка частоты и настройка добротности такого фильтра мало влияют друг на друга. В качестве полосового фильтра универсальный фильтр может иметь устойчивую добротность, достигающую 100. Схема универсального активного фильтра используется во многих серийно выпускаемых активных фильтрах.

Универсальный фильтр относительно сложен, так как содержит три операционных усилителя в варианте с единичным коэффициентом усиления и четыре операционных усилителя в варианте с независимой настройкой коэффициента усиления и α . Этот последний вариант схемы универсального фильтра показан на рис.5.4 б)

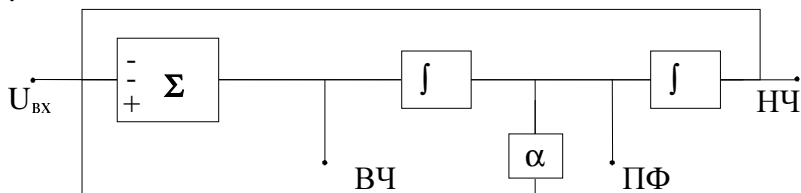


Рис 5.5. Блок-схема фильтра верхних частот

Принцип действия универсального фильтра можно объяснить двумя способами. Первый из них иллюстрируется рис.5.5. Схему универсального фильтра можно рассматривать как построенную на интеграторах схему решения дифференциального уравнения второго порядка, в основном аналогичную схеме из примера 6.17 в гл. 6.

Основной вариант схемы активного фильтра состоит из сумматора и двух интеграторов. Интеграторы обеспечивают формирование частотной характеристики, и их выходные напряжения подаются обратно на сумматор, причем коэффициент усиления в петле обратной связи определяет α . Чтобы лучше понять, как работает этот фильтр, рассмотрим каждую из характеристик отдельно.

Два соединенных последовательно интегратора обеспечивают формирование характеристики фильтра нижних частот второго порядка. Подавая выходное напряжение первого интегратора с настраиваемым коэффициентом передачи в цепи обратной связи обратно на вход сумматора и складывая его со вход-

ным напряжением всей схемы, можно осуществлять регулировку частотной характеристики вблизи частоты среза. Выходом соответствующего фильтра нижних частот является выход второго интегратора.

Характеристика фильтра верхних частот формируется посредством суммирования взятых в противофазе входного сигнала и сигнала с выхода фильтра нижних частот. На частотах от нулевой и до f_{cp} эти два сигнала взаимно уничтожаются, а на частотах выше f_{cp} выходной сигнал фильтра нижних частот исчезает, что дает возможность входному сигналу беспрепятственно проходить через сумматор на выход фильтра верхних частот.

Сигнал на выходе полосового фильтра можно рассматривать как интеграл от суммы выходных сигналов фильтров пропускания верхних и нижних частот. Ослабление сигнала на выходе фильтра верхних частот уменьшается, когда частота сигнала приближается к f_{cp} , а интегрирование обеспечивает ослабление на частотах выше f_{cp} . Так как частота f_{cp} одинакова для обоих интеграторов, сигнал на выходе может быть отличным от нуля только в случае, когда характеристики фильтров верхних и нижних частот перекрываются, как это показано на рис. 5.6. Если величина $\alpha=1/Q$ мала, то $Q=1/\alpha$ велика, и тем самым обеспечивается острый пик на частотной характеристике.

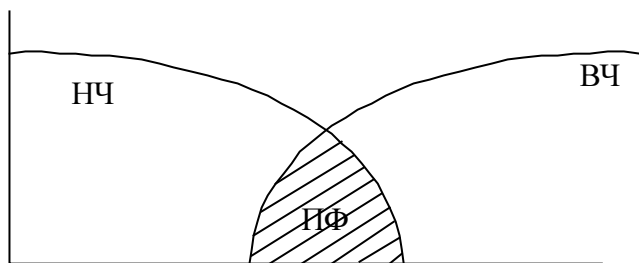


Рис. 5.6. Принцип действия полосового фильтра на базе активного фильтра

В схеме универсального фильтра с единичным усилением на рис.5.4,а частота f_{cp} интеграторов определяет частоту f_{cp} фильтра, а сопротивления R_5 и R'_{oc} задают величину α (или Q) для полосового фильтра. Как правило, в этой схеме $R_1=R_2$ и $C_1=C_2$. В схеме универсального фильтра с коэффициентом усиления, большим единицы (рис.5.4,б), величина α задается сопротивлениями R_A и R_B инвертирующего усилителя. Выходное напряжение инвертирующего усилителя здесь суммируется непосредственно с $U_{вых}$ и с выходным сигналом фильтра нижних частот. Коэффициент усиления в полосе пропускания устанавливается с помощью сопротивлений R_4 и R_{oc} .

Универсальный активный фильтр легко превратить в фильтр-пробку, для чего нужно просто просуммировать имеющие противоположную фазу выходные сигналы фильтров верхних и нижних частот. Эти сигналы взаимно уничтожатся только на тех частотах, где перекрываются характеристики фильтров пропускания верхних и нижних частот. Если фильтр настроен как полосовой фильтр, то характеристика фильтра-пробки будет противоположна, т. е. вместо полосы пропускания у нее будет полоса подавления, и ей будет очень легко управлять. На рис.5.7 показан сумматор, добавление которого к схеме универсального фильтра превращает последний в фильтр-пробку.

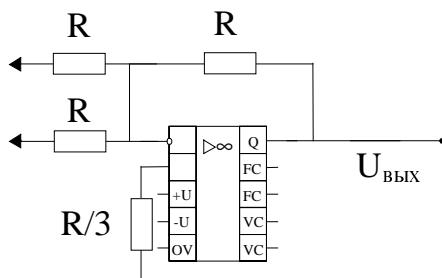


Рис 5.7. Суммирующий усилитель для превращения универсального фильтра в фильтр-пробку

5.4.4. БИКВАДРАТНЫЙ ФИЛЬТР

Биквадратный фильтр - это очень стабильный активный фильтр, позволяющий (в случае полосового фильтра) получать значения Q , превышающие 100. Биквадратные фильтры легко соединять последовательно для получения многокаскадных фильтров. Одним из свойств биквадратного фильтра является неизменность его полосы пропускания при изменении (средней) частоты, так что в настраиваемых биквадратных фильтрах добротность увеличивается с ростом частоты. Схема биквадратного полосового фильтра показана на рис.5.8. Она состоит из суммирующего интегратора, возбуждающего инвертирующий усилитель, который в свою очередь работает на второй интегратор. Если $R_1=R_2$, то коэффициент усиления схемы в полосе пропускания равен R_K/R_1 . Среднюю частоту можно настраивать с помощью сопротивления R_2 . Сопротивление R_K задает добротность схемы.

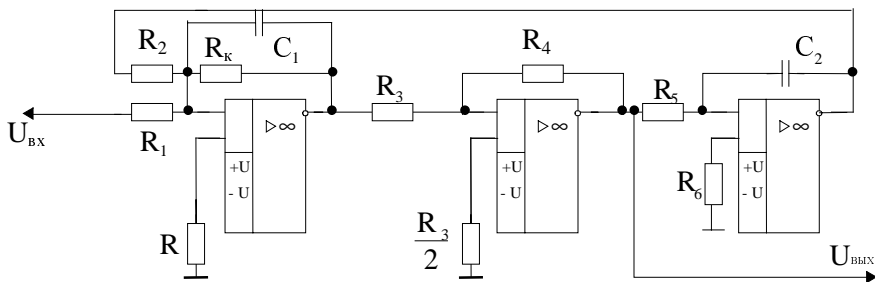


Рис 5.8. Биквадратный полосовой фильтр

Биквадратный фильтр действует следующим образом. Суммирующий интегратор вычитает из входного напряжения выходной сигнал фильтра нижних частот (они сдвинуты по фазе на 180°); на частотах, лежащих ниже переходного участка, эти сигналы взаимно уничтожаются, и выходной сигнал отсутствует. Когда частота достигает переходного участка, уменьшающийся выходной сигнал интегратора больше не может компенсировать входной сигнал, поэтому на выходе биквадратного фильтра появляется ненулевой сигнал. На частотах выше суммарный спад частотной характеристики двух последовательно соединенных интеграторов обеспечивает ослабление выходного сигнала, и таким образом формируется частотная характеристика полосового фильтра.

5.5. ПРОЦЕДУРЫ РАСЧЕТА КОМПОНЕНТОВ И ПРИМЕРЫ

В этом разделе рассмотрен расчет величин компонентов каждой из описанных в разд. 5.4 схем активных фильтров второго порядка. Все процедуры расчета будут сопровождаться примерами.

5.5.1. ФИЛЬТР НИЖНИХ ЧАСТОТ САЛЛЕНА И КЕЯ С РАВНЫМИ КОМПОНЕНТАМИ

В фильтре с равными компонентами $R_1=R_2$ и $C_1=C_2$. Начнем с выбора типа фильтра и величины f_{cp} . Для этого:

1. Найдем из табл. 5.1 отношение $f_{3дб}/f_{cp}$ соответствующее выбранному типу фильтра. Затем найдем:

$$f_{\phi}:f_{cp} = f_{3дб}/(\text{отношение}).$$

2. Выберем величину C и найдем R из соотношения:

$$f_{cp} = \frac{1}{2\pi RC},$$

где $R=R_1=R_2$ и $C=C_1=C_2$. Возможно, этот шаг придется несколько раз повторить, чтобы найти разумное значение R .

3. Найдем из табл. 5.1 величину коэффициента затухания, соответствующую выбранному типу фильтра.

4. Выберем подходящее значение R_A . Часто оказывается удобным положить $R_A = R$. Найдем R_B из соотношения:

$$R_B=(2-\alpha)R_A.$$

Таблица 5.1. Коэффициенты затухания и отношения $f_{3дб}/f_{cp}$ для фильтров второго порядка

Тип фильтра	α	Отношение $f_{3дб}/f_{cp}$
Баттерворта	1,414	1,00
Бесселя	1,732	0,785
Чебышева	1,578	1,390
Неравномерность 0,5 дБ		
Неравномерность 1 дБ	1,059	1,218
Неравномерность 2 дБ	0,886	1,074
Неравномерность 3 дБ	0,766	1,000

Для фильтра нижних частот $f_{cp} = f_{3дб}$ / (отношение). Для фильтра верхних частот $f_{cp} = f_{3дб}$ · (отношение), где $f_{3дб}$ – желаемая частота среза на уровне 3 дБ; f_{cp} – частота, используемая при вычислениях; отношение $f_{3дб} / f_{cp}$ из данной таблицы.

5. Найдем коэффициент усиления в полосе пропускания по формуле:

$$K_{\Pi} = \frac{R_A}{R_B} + 1$$

Пример. Рассчитать компоненты фильтра нижних частот Саллена и Кея второго порядка. Фильтр должен иметь характеристику Баттерворта с $f_{3дб} = 2\text{кГц}$.

Решение:

Из табл. 5.1 находим $f_{3дб} / f_{cp} = 1$, поэтому $f_{3дб} = f_{cp}$. Выберем $C = 0,1\text{мкФ} = C_1 = C_2$. Положим $R_1 = R_2 = R$.

Из соотношения $f_{cp} = \frac{1}{2\pi RC}$ имеем:

$$R = \frac{1}{2\pi f_{cp} C} = \frac{1}{2\pi \cdot (2\text{кГц}) \cdot (0,1\text{мкФ})} = 796\text{Ом}.$$

Это значение несколько меньше значения, желательного при использовании операционного усилителя К1404Д7, поэтому выберем $C = 0,047\text{мкФ}$ и еще раз найдем R :

$$R = \frac{1}{2\pi f_{cp} C} = \frac{1}{2\pi \cdot (2\text{кГц}) \cdot (0,047\text{мкФ})} = 1,69\text{кОм}$$

Используем номинал $1,69\text{кОм} \pm 2\%$. Положим R_A равным 10кОм и найдем R_B .

$$R_B = R_A(2 - \alpha) = 10\text{кОм} \cdot (2 - 1,414) = 5,86\text{кОм}.$$

Используем номинал $5,9\text{кОм} \pm 2\%$. Коэффициент усиления определяется выбранным типом фильтра:

$$K = \frac{R_B}{R_A} + 1 = \frac{5,9\text{кОм}}{10\text{кОм}} + 1 = 1,59$$

Полученные значения компонентов относятся к схеме, показанной на рис. 5.9 а. Эта схема будет действовать как фильтр нижних частот Баттерворта второго порядка.

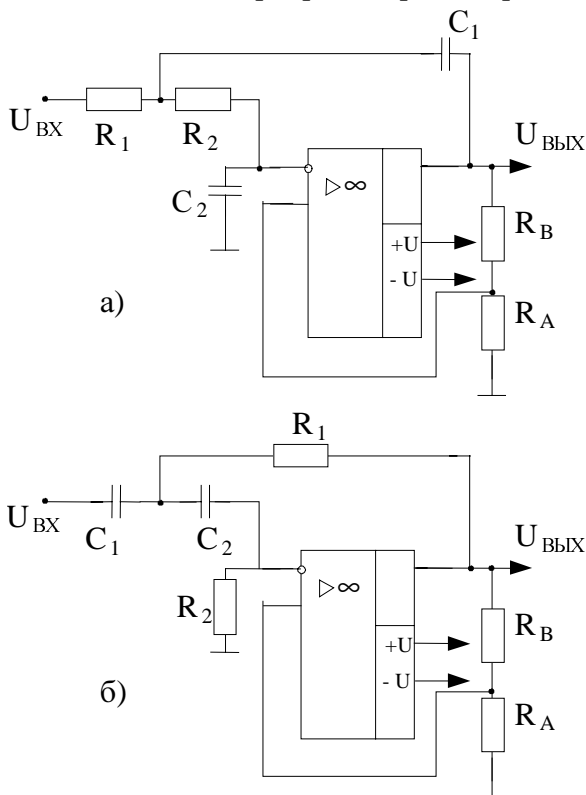


Рис. 5.9. Активные фильтры Саллена-Кея

Замечание. Из-за разброса параметров компонентов для точной установки желаемых значений f_{cp} и α может оказаться необходимой подстройка R_1 , R_2 и R_B .

5.5.2. ФИЛЬТР ВЕРХНИХ ЧАСТОТ САЛЛЕНА И КЕЯ С ГЛАВНЫМИ КОМПОНЕНТАМИ

Для нахождения компонентов схемы на рис. 5.9 б нужно:

1. Выбрать тип фильтра и величину $f_{3дб}$. Для выбранного типа фильтра найти по табл. 5.1 величину отношения $f_{3дб}/f_{cp}$. Если это отношение не равно единице, найти f_{cp} по формуле:

$$f_{cp} = f_{3дб} \cdot (\text{отношение}).$$

2. Положив $C=C_1=C_2$ и $R=R_1=R_2$, выбрать величину C и найти R из соотношения $f_{cp} = \frac{1}{2\pi RC}$.

3. Из табл. 5.1 найти величину α , соответствующую выбранному типу фильтра. Выбрать R_A и найти R_B по формуле $R_B=(2-\alpha)R_A$.

4. По формуле $K_{\Pi} = \frac{R_A}{R_B} + 1$ найти коэффициент усиления в полосе пропускания.

Замечание. Оба фильтра (верхних и нижних частот) Саллена и Кея настраиваются следующим образом:

1. Величина f_{cp} устанавливается совместным изменением C_1 и C_2 или R_1 и R_2 .

2. Величина α устанавливается изменением R_B .

Пример. Рассчитать компоненты. фильтра верхних частот Саллена и Кея второго порядка. Фильтр должен иметь характеристику Чебышева с неравномерностью 1 дБ и частотой среза $f_{3дб} = 3\text{кГц}$.

Решение:

Из табл. 5.1 находим $f_{3дб}/f_{cp} = 1,218$, $\alpha = 1,059$,

$$f_{cp} = f_{3дб} \cdot (1,218) = 3\text{кГц} \cdot (1,218) = 3,654\text{кГц}.$$

Положим $C=C_1=C_2$ и $R=R_1=R_2$. Если выбрать C равным $0,022\text{мкФ}$, то

$$R = \frac{1}{2\pi f_{cp} C} = \frac{1}{2\pi \cdot (3,654\text{кГц}) \cdot (0,022\text{мкФ})} = 1,979\text{кОм}.$$

Используем номинал $1,96\text{кОм} \pm 2\%$. Положим $R_A = 10\text{кОм}$, тогда $R_B = (2 - \alpha)R_A = (2 - 1,059) \cdot 10\text{кОм} = 9,41\text{кОм}$. Используем номинал $9,53\text{кОм} \pm 2\%$.

$$K = \frac{R_B}{R_A} + 1 = \frac{9,53\text{кОм}}{10\text{кОм}} + 1 = 1,953$$

5.5.3. ПОЛОСОВОЙ ФИЛЬТР С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Показанная на рис. 5.10 схема с параллельной обратной связью может содержать или не содержать сопротивление R_2 . Ниже приводятся процедуры вычисления параметров компонентов схем с сопротивлением R_2 и без него. Сопротивление R_2 позволяет устанавливать желаемую величину коэффициента усиления в полосе пропускания.

Процедура расчета для схемы без R_2 :

1. Выбрать f_1 и f_2 и операционный усилитель, имеющий на этих частотах $A > 2Q^2$.

2. Для выбранных f_1 и f_2 найти f_0 и Q по формулам $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$ и $Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1}$. Если окажется, что $Q > 15$, то следует

использовать схему универсального фильтра или биквадратный фильтр. Если же $Q < 15$, то можно действовать дальше.

3. Выбрать $C_1=C_2=C$ и найти:

$$R_1 = \frac{1}{4\pi f_0 Q C}, \quad R_3 = \frac{1}{2\pi f_0 C}$$

4. Рассчитать $K_{П}$ по формуле $K_{П} = 2Q^2$.

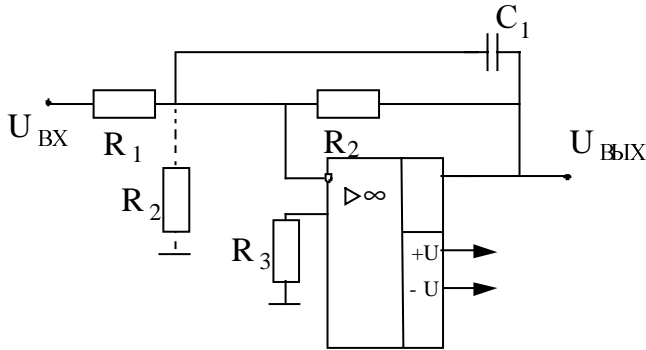


Рис 5.10. Полосовой фильтр с параллельной обратной связью

Процедура расчета для схемы с R_2 :

1. Выбрать f_1 и f_2 . Операционный усилитель должен на этих частотах иметь $A > 2Q^2$, где Q определяется по выбранным значениям f_1 и f_2 в следующем пункте.
2. Рассчитать f_0 и Q по формулам:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \quad \text{и} \quad Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1}.$$

3. Если полученное значение $Q < 15$, выбрать желаемое значение K_{II} коэффициента усиления в полосе пропускания; выбор K_{II} ограничен условием $K_{II} < 2Q^2$.
4. Выбрать $C_1 = C_2 = C$ и вычислить

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_0 C K_{II}},$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi f_0 C (2Q^2 - K_{II})},$$

$$R_3 = \frac{2Q}{2\pi f_0 C}.$$

5. Проверить величину K_{II} по формуле

$$K_{\Pi} = \frac{R_3}{2R_1}.$$

Настройка схемы с параллельной обратной связью производится следующим образом:

- 1) f_0 устанавливается с помощью одновременного изменения C_1 и C_2 или R_1 и R_2 ;
- 2) Q устанавливается с помощью изменения величины отношения R_3/R_1 , причем произведение $R_3 \cdot R_1$ должно оставаться постоянным;
- 3) коэффициент усиления в полосе пропускания устанавливается с помощью изменения R_2 .

Пример. Рассчитать компоненты схемы с параллельной обратной связью без R_2 , реализующей полосовой фильтр. Отсутствие R_2 обеспечивает максимальное значение коэффициента усиления в полосе пропускания. Фильтр должен иметь $f_1 = 4,5 \text{ кГц}$ и $f_2 = 5,5 \text{ кГц}$.

Решение:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{(4,5 \text{ кГц}) \cdot (5,5 \text{ кГц})} = 4,975 \text{ кГц},$$

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = 4,975. \text{ Выберем } C = C_1 = C_2 = 0,001 \text{ мкФ}.$$

$$R_1 = \frac{1}{4\pi f_0 Q C} = \frac{1}{4\pi \cdot 4,975 \text{ кГц} \cdot 4,975 \cdot 0,001 \text{ мкФ}} = 3,215 \text{ кОм}.$$

Используем номинал $3,32 \text{ кОм} \pm 2\%$.

$$R_3 = \frac{2Q}{2\pi f_0 C} = \frac{2 \cdot 4,975}{2\pi \cdot 4,975 \text{ кГц} \cdot 0,001 \text{ мкФ}} = 318 \text{ кОм}.$$

Используем номинал $316 \text{ кОм} \pm 2\%$.

$$K_{\Pi} = 2Q^2 = 2 \cdot (4,975)^2 = 49,5.$$

На частоте 5 кГц практически любой операционный усилитель имеет $A \gg 50$, так что выбор пригодного для данной задачи усилителя не вызывает затруднений.

Пример. Рассчитать компоненты полосового фильтра с параллельной обратной связью, имеющего $f_1 = 760$ Гц, $f_2 = 890$ Гц и $K_{\Pi} = 10$. Поскольку величина K_{Π} задается, надо использовать схему с R_2 .

Решение:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{(760 \text{ Гц}) \cdot (890 \text{ Гц})} = 822,4 \text{ Гц},$$

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{822,4 \text{ Гц}}{890 \text{ Гц} - 760 \text{ Гц}} = 6,326.$$

Выберем $C = C_1 = C_2 = 0,0047 \text{ мкФ}$.

Рассчитаем R_1 , R_2 и R_3 :

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_0 C K_{\Pi}} = \frac{6,326}{2\pi \cdot 822,4 \text{ Гц} \cdot 0,0047 \text{ мкФ} \cdot 10} = 26 \text{ кОм}$$

Используем номинал $26,1 \text{ кОм} \pm 2\%$.

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi f_0 C (2Q^2 - K_{\Pi})} = \frac{6,326}{2\pi \cdot 822,4 \text{ Гц} \cdot 0,0047 \text{ мкФ} \cdot (2 \cdot 6,326^2 - 10)} = 3,84 \text{ кОм}$$

Используем номинал $3,83 \text{ кОм} \pm 2\%$.

$$R_3 = \frac{2Q}{2\pi f_0 C} = \frac{6,326}{2\pi \cdot 822,4 \text{ Гц} \cdot 0,0047 \text{ мкФ}} = 521 \text{ кОм}$$

Используем номинал $511 \text{ кОм} \pm 2\%$.

Проверим величину K_{Π} :

$$K_{\Pi} = \frac{R_3}{2R_1} = \frac{511 \text{ кОм}}{2 \cdot 26,1 \text{ кОм}} = 9,79.$$

Если нас устраивает полученное значение $K_{\Pi} = 9,79$ вместо желаемого $K_{\Pi} = 10$, то расчет можно считать законченным. В противном случае следует немного увеличить R_3 и немного уменьшить R_1 .

5.5.4. УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Ниже приведена процедура расчета компонентов схемы универсального фильтра с единичным усилением, показанной на рис. 5.11.

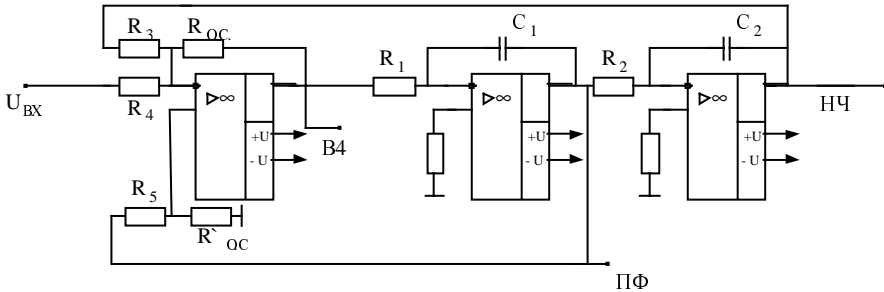


Рис 5.11. Схема универсального активного фильтра второго порядка с единичным коэффициентом

Процедура расчета для универсальных фильтров с единичным усилением. Фильтры верхних и нижних частот:

1. Выбрать величину $f_{3дб}$ и тип фильтра.
2. По табл. 5.1 найти отношение $f_{3дб}/f_{cp}$. Если $f_{3дб}/f_{cp} \neq 1$, вычислить f_{cp} .
3. Положить $R_1=R_2=R_3=R_4=R_{oc}=R'_{oc}=R$.

Выбрать $C=C_1=C_2$ и найти $R = \frac{1}{2\pi f_{cp} C}$.

4. Найти по табл. 5.1 значение α , соответствующее выбранному типу фильтра и найти R_5 по формуле:

$$R_5 = R'_{oc} \left(\frac{3}{\alpha} - 1 \right)$$

Настройка схемы:

- 1) Настройте f_{cp} с помощью одновременного изменения R_1 и R_2 или C_1 и C_2 .

- 2) Настройте α с помощью изменения R'_{oc} .

**Процедура расчета для универсальных фильтров
с единичным усилением
Полосовой фильтр**

1. Выбрать f_1 и f_2 . Для универсального фильтра с единичным усилением $K_{П}=Q$.

2. Найти f_0 и Q . Величина Q может достигать значения 100.

3. Выбрать $C=C_1=C_2$ и рассчитать $R=R_1=R_2=R_3=R_4=R_{oc}=R'_{oc}$

по формуле $R = \frac{1}{2\pi f_{cp} C}$.

4. Найти R_5 по формуле $R_5 = R'_{oc}(3Q - 1)$.

Настройка фильтра:

1) Настройте f_0 с помощью одновременного изменения R_1 и R_2 или C_1 и C_2 .

2) Настройте Q с помощью изменения R'_{oc} .

Пример. Рассчитать компоненты схемы универсального фильтра с единичным усилением, реализующей фильтр нижних частот Чебышева. Порядок фильтра равен двум, $f_{3дб}=12\text{кГц}$, неравномерность характеристики 2дБ. Значение коэффициента усиления в полосе пропускания фиксировано и равно единице.

Решение:

Из табл. 5.1 находим $f_{3дб}/f_{cp} = 1,074$; $\alpha = 0,886$,

поэтому $f_{cp} = \frac{f_{3дб}}{1,074} = \frac{12\text{кГц}}{1,074} = 11,174\text{кГц}$.

Положим $C_1=C_2=C=0,001\text{мкФ}$ и $R=R_1=R_2=R_3=R_4=R_{oc}=R'_{oc}$.

Тогда $R = \frac{1}{2\pi f_{cp} C} = \frac{1}{2\pi \cdot 11,174\text{кГц} \cdot 0,001\text{мкФ}} = 14,2\text{кОм}$.

Используем номинал $14\text{кОм} \pm 2\%$.

$R_5 = R'_{oc} (3/\alpha - 1) = 14\text{кОм} \cdot (3/0,886 - 1) = 33,4\text{кОм}$.

Используем номинал $33,2\text{кОм} \pm 2\%$.

Если в первом каскаде появляется заметный сдвиг, воспользуйтесь балансирующим сопротивлением R_x , подключив его, как показано в схеме сложения - вычитания (гл. 5) разд. 5.3.

Замечание. $Q = 1/\alpha = 1,13$. Добротность полосового фильтра в данном случае оказывается равной 1,13, т. е. ее значение очень мало. Именно поэтому универсальный фильтр следует, как правило, использовать или как фильтр верхних и(или) нижних частот, или как полосовой фильтр, но не как оба фильтра одновременно.

Пример. Рассчитать компоненты схемы универсального фильтра с единичным усилением, реализующей полосовой фильтр. Фильтр должен иметь $f_1=940\text{Гц}$ и $f_2=1\text{кГц}$.

Решение:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{940\text{Гц} \cdot 1\text{кГц}} = 969,5\text{Гц},$$

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{969,5\text{Гц}}{1\text{кГц} - 940\text{Гц}} = 16,15.$$

Положим:

$$C_1=C_2=C=0,033\text{мкФ} \text{ и } R=R_1=R_2=R_3=R_4=R_{oc}=R'_{oc}.$$

$$\text{Тогда } R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\pi \cdot 969,5\text{Гц} \cdot 0,033\text{мкФ}} = 4,97\text{кОм}.$$

Используем номинал $5,1\text{кОм} \pm 2\%$.

$$R_5 = (3Q-1) \cdot R'_{oc} = (3 \cdot 16,15 - 1) \cdot 5,1\text{кОм} = 243\text{кОм}.$$

Используем номинал $237\text{кОм} \pm 2\%$.

Сбалансируйте схему сложения - вычитания, если это окажется необходимым

$$K_{II} = Q = 16,15.$$

Процедура расчета компонентов схемы универсального активного фильтра с изменяемым коэффициентом усиления. Как и в случае универсальных активных фильтров с единичным усилением, процедуры расчета схемы универсального активного фильтра с изменяемым коэффициентом усиления (рис.5.12)

идентичны для фильтров верхних и нижних частот, а для расчета схемы полосового фильтра служит отдельная процедура.

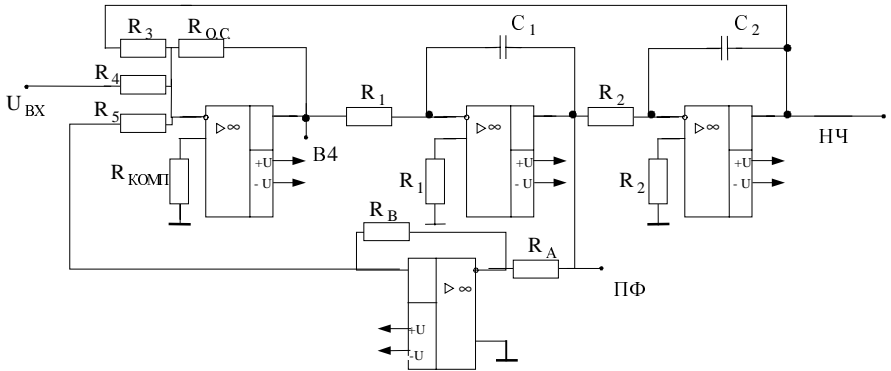


Рис 5.12. Схема универсального активного фильтра второго порядка с изменяемым коэффициентом усиления

Процедуры расчета для универсальных фильтров с изменяемым коэффициентом усиления.

Фильтры верхних и нижних частот:

1. По табл. 5.1 найти $f_{3дб}/f_{cp}$ и α , соответствующие выбранному типу фильтра. Если $f_{3дб}/f_{cp} \neq 1$, найти f_{cp} .

2. Выбрать $C=C_1=C_2$ и $R=R_1=R_2=R_3=R_4=R_5=R_{oc}=R_A$, найти R по формуле $f_{cp} = \frac{1}{2\pi RC}$.

3. По заданному K_{Π} найти R_4 .

Так как $K_{\Pi} = \frac{R_{oc}}{R_4}$, то $R_4 = \frac{R_{oc}}{K_{\Pi}}$.

4. Найти R_B по формуле $R_B = \alpha R_A$

Настройка:

1) Установить α путем изменения R_A или R_B .

2) Установить K_{Π} с помощью изменения R_4 .

3) Установить f_{cp} путем одновременного изменения R_1 и R_2 или C_1 и C_2 .

Процедура расчета для универсальных фильтров с изменяемым коэффициентом усиления.

Полосовой фильтр:

1. Выбрать f_1, f_2 и K_{Π} . Найти f_0 и Q по формулам $f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$,

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \leq 150$$

2. Найти G – коэффициент пропорциональности между K_{Π} и Q .

Так как $K_{\Pi} = GQ$, то $G = \frac{K_{\Pi}}{Q}$.

3. Выбрать $C = C_1 = C_2$.

Положить $R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_{oc} = R_A$ и найти R по формуле

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C}.$$

4. Найти R_4 по формуле $R_4 = \frac{R_{oc}}{G}$.

5. Найти R_B по формуле $R_B = \frac{R_A}{Q}$.

Замечание. Если $R_B < \frac{U_{вых}}{I_{вых. max}}$ данного операционного усилителя, то надо увеличить R_A и повторить вычисление R_B .

Пример. Рассчитать схему универсального фильтра с изменяемым коэффициентом усиления, реализующую фильтр верхних частот Баттерворта. Порядок фильтра равен двум, $f_{cp} = 1,5 \text{ кГц}$, $K_{\Pi} = 5$.

Решение:

По табл. 5.1 находим $f_{3, dB} / f_{cp} = 1$, $\alpha = 1,414$. Положим $C = C_1 = C_2 = 0,0068 \text{ мкФ}$ и $R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_{oc} = R_A$ и найдем R :

$$R = \frac{1}{2\pi f_{cp} C} = \frac{1}{2\pi \cdot 1,5\text{кГц} \cdot 0,0068\text{мкФ}} = 15,6\text{кОм}$$

Используем номинал 15,4 кОм $\pm 2\%$.

Найдем R_B :

$$R_B = \alpha R_A = 1,414 \cdot 15,4\text{кОм} = 21,8\text{кОм}$$

Используем номинал 21,5 кОм $\pm 2\%$.

Найдем R_4 :

$$R_4 = \frac{R_{oc}}{K_{II}} = \frac{15,4\text{кОм}}{5} = 3,08\text{кОм}$$

Используем номинал 3,01 кОм $\pm 2\%$.

Найдем $R_{ком}$:

$$R_{ком} = R_3 \parallel R_{oc} \parallel R_4 \parallel R_5 = 1,934\text{кОм}$$

Используем номинал 1,96 кОм $\pm 2\%$.

Пример. Рассчитать схему универсального фильтра с изменяемым коэффициентом усиления, реализующую полосовой фильтр с $f_1 = 2,2$ кГц, $f_2 = 2,3$ кГц и $K_{II} = 10$.

Решение:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{2,2\text{кГц} \cdot 2,3\text{кГц}} = 2,249\text{кГц},$$

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{2,249\text{кГц}}{2,3\text{кГц} - 2,2\text{кГц}} = 22,5, \quad G = \frac{K_{II}}{Q} = \frac{10}{22,5} = 0,444.$$

Положим $C = C_1 = C_2 = 0,0033$ мкФ и

$R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_{oc} = R_A$ и найдем R :

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\pi \cdot 2,249\text{кГц} \cdot 0,0033\text{мкФ}} = 21,44\text{кОм}$$

Используем номинал 21,5 кОм $\pm 2\%$.

Найдем R_B :

$$R_B = \frac{R_A}{Q} = \frac{21,55\text{кОм}}{22,5} = 956\text{Ом}$$

Используем номинал 953 Ом $\pm 2\%$.

Замечание. Операционный усилитель К1404Д7 может работать на нагрузку 953 Ом, хотя это близко к минимально допустимой величине R_B .

Найдем R_4 :

$$R_4 = \frac{R_{oc}}{G} = \frac{21,5\text{кОм}}{0,444} = 48,4\text{кОм}$$

Используем номинал 48,7 кОм $\pm 2\%$.

Найдем $R_{комп}$:

$$R_{комп} = R_3 \parallel R_{oc} \parallel R_4 \parallel R_5 = 2,9\text{кОм}$$

Используем номинал 2,87 кОм $\pm 2\%$.

5.5.5. БИКВАДРАТНЫЙ ПОЛОСОВОЙ ФИЛЬТР

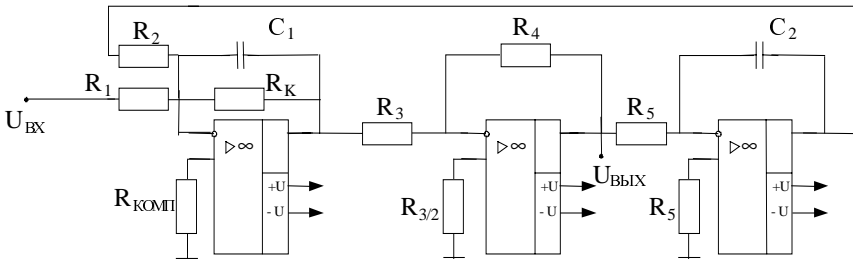


Рис 5.13. Биквадратный полосовой фильтр

Процедура расчета схемы биквадратного полосового фильтра, показанного на рис.5.13, состоит в следующем:

1. Выбрать f_1 , f_2 и $K_{П}$. Вычислить f_0 и Q по формулам

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}, \quad Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1}.$$

2. Вычислить $G = \frac{K_{П}}{Q}$.

3. Вычислить R_1 и R_K по формулам $R_1 = \frac{G}{2\pi f_0 C}$, $R_K = \frac{Q}{2\pi f_0 C}$.

4. Положить $R=R_2=R_3=R_4=R_5$ и вычислить R по формуле

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C}.$$

Настройка:

- 1) Установить f_0 с помощью изменения R_2 .
- 2) Установить Q путем изменения R_K .
- 3) Установить K_{II} с помощью изменения R_1 .

Пример. Рассчитать биквадратный полосовой фильтр, имеющий $f_1=97$ Гц, $f_2=102$ Гц и $K_{II}=10$.

Решение:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{102 \text{ Гц} \cdot 97 \text{ Гц}} = 99,47 \text{ Гц},$$

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{99,47 \text{ Гц}}{5 \text{ Гц}} = 19,9, \quad G = \frac{Q}{K_{II}} = \frac{19,9}{10} = 1,99.$$

Положим $C=C_1=C_2=0,047$ мкФ и $R=R_2=R_3=R_4=R_5$.

Найдем R :

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\pi \cdot 99,47 \text{ Гц} \cdot 0,047 \text{ мкФ}} = 34 \text{ кОм}$$

Используем номинал 34,8 кОм $\pm 2\%$.

Найдем R_1 :

$$R_1 = \frac{G}{2\pi f_0 C} = \frac{1,99}{2\pi \cdot 99,47 \text{ Гц} \cdot 0,047 \text{ мкФ}} = 67,7 \text{ кОм}$$

Используем номинал 68,1 кОм $\pm 2\%$.

Найдем R_K :

$$R_K = \frac{Q}{2\pi f_0 C} = \frac{19,9}{2\pi \cdot 99,47 \text{ Гц} \cdot 0,047 \text{ мкФ}} = 677 \text{ кОм}$$

Используем номинал 681 кОм $\pm 2\%$.

Для обеспечения баланса по токам смещения положим сопротивление на неинвертирующем входе операционного усили-

теля равным $R_3/2=34,8\text{кОм}/2=17,4\text{ кОм}$ и используем номинал $17,4\text{ кОм} \pm 2\%$.

Найдем $R_{\text{комп}}$:

$$R_{\text{комп}} = R_K \parallel R_1 \parallel R_2 = 21,9\text{кОм}$$

Используем номинал $21,5 \pm 2\%$.

5.6. КАСКАДНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ФИЛЬТРОВ

Если нужен фильтр с числом полюсов, большим двух, то его легко можно построить, соединив последовательно несколько фильтров более низкого порядка. В этом разделе объясняется, каким образом следует соединять активные фильтры для получения многокаскадных фильтров более высоких порядков.

5.6.1. КАСКАДНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ БОЛЕЕ ВЫСОКОГО ПОРЯДКА

Соединяя каскадно фильтры первого и второго порядков, можно получить фильтр любого более высокого порядка. Как видно из рис. 5.14, каскадное соединение фильтра второго порядка и фильтра первого порядка дает фильтр третьего порядка, а каскадное соединение двух фильтров второго порядка дает фильтр четвертого порядка.

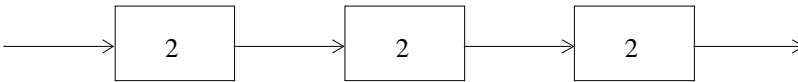


Рис 5.14. Каскадное соединение фильтров

Увеличивая число соединяемых фильтров первого и второго порядков, можно получить фильтр любого нужного нам порядка. Фильтры нечетных порядков обычно строятся из фильтра первого порядка в качестве первого каскада и нескольких

фильтров второго порядка в качестве остальных каскадов. Например, фильтр седьмого порядка строится из одного (первого) каскада первого порядка и трех каскадов второго порядка. Фильтры четных порядков строятся из $n/2$ каскадов второго порядка, где n – желаемый порядок фильтра.

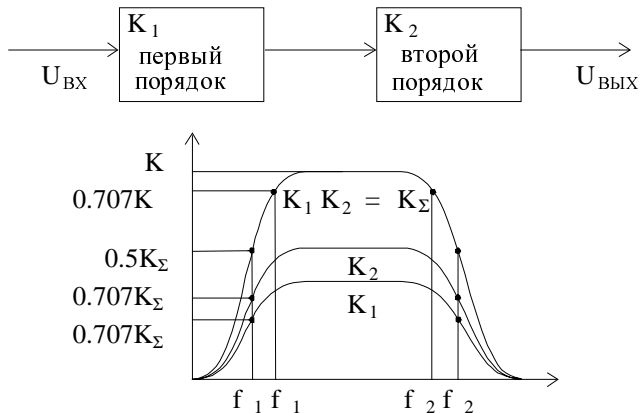


Рис. 5.15. Сужение полосы пропускания

Ввиду того что каскадное соединение приводит к сужению полосы пропускания, отдельные каскады многокаскадных активных фильтров не следует делать идентичными.

Чтобы понять, как происходит сужение полосы пропускания, рассмотрим рис. 5.15.

Если каскадно соединить два фильтра первого порядка с коэффициентами усиления K_1 и K_2 и с одинаковой полосой пропускания, то полоса пропускания полученного двухкаскадного фильтра окажется более узкой, чем полоса пропускания каждого из каскадов. Действительно, на частоте f_1 , $K_1=0,707$ (K_1 в середине полосы) и $K_2=0,707$ (K_2 в середине полосы), поэтому на частоте f_1 , общий коэффициент усиления $K_\Sigma = K_1 \cdot K_2 = 0,5$ (K_Σ в середине полосы), т. е. меньше чем $0,707$ (K_Σ в середине полосы). Аналогично на частоте f_2 $K_\Sigma=0,5$ (K_Σ в середине полосы). Поэтому новое значение f_1' , при котором $K_\Sigma=0,707$ (K_Σ в сере-

дине полосы), лежит выше, чем f_1 , а новое значение f_2' , при котором $K_{\Sigma}=0,707$ (K_{Σ} в середине полосы), лежит ниже f_2 , т. е. новая полоса пропускания оказывается уже старой. Если включить каскадно n идентичных фильтров первого порядка, то верхняя частота среза f_2' и нижняя частота среза f_1' n -каскадного фильтра будут связаны с верхней f_2 и нижней f_1 частотами среза каждого из каскадов соотношениями

$$f_2' = f_2 \sqrt{2^{1/n} - 1} \quad f_1' = f_1 \sqrt{2^{1/n} - 1}$$

Эти соотношения относятся только к каскадам первого порядка, поэтому их нельзя использовать при расчете большинства многокаскадных активных фильтров, содержащих, как правило, каскады второго порядка. Однако эффект сужения полосы пропускания при каскадном соединении фильтров имеет место независимо от порядка каскадов.

Неравномерность характеристики многокаскадного фильтра оказывается выше, чем неравномерность характеристики каждого из каскадов. Например, каскадное соединение двух фильтров второго порядка, имеющих каждый неравномерность характеристики 3 дБ, дает фильтр с неравномерностью 6 дБ, потому что $K_{\Sigma} = K_1 \cdot K_2 = K_1$ (дБ) + K_2 (дБ).

Для получения наилучших результатов при конструировании многокаскадных фильтров необходимо использовать каскады с неодинаковыми значениями α и (если фильтр не является фильтром Баттерворта) f_{cp} . Так, три каскада второго порядка в фильтре шестого порядка могут иметь одну и ту же схему, но величины некоторых из компонентов должны быть различными для разных каскадов.

Значения α и коэффициента f_{cp} , которые следует использовать при конструировании многокаскадных фильтров, имеющих порядок от трех до восьми, даны в табл. 5.2. Использование этой таблицы поясняется несколькими примерами, которые приведены ниже в этом разделе.

В многокаскадных полосовых фильтрах обычно используется четное число каскадов. Если ширина полосы пропускания полосового фильтра больше чем (приблизительно) 50% f_0 , то такой полосовой фильтр проще построить из фильтра верхних и фильтра нижних частот, соединив эти фильтры каскадно. Построенный таким образом полосовой фильтр четвертого порядка будет состоять из двух фильтров верхних частот второго порядка и из двух фильтров нижних частот второго порядка (рис.5.16). Укажем, что в такой схеме фильтр нижних частот задает f_2 , а фильтр верхних частот – f_1 . Интервал частот, в котором полоса пропускания одного из этих фильтров перекрывается с полосой другого, является полосой пропускания всей схемы.

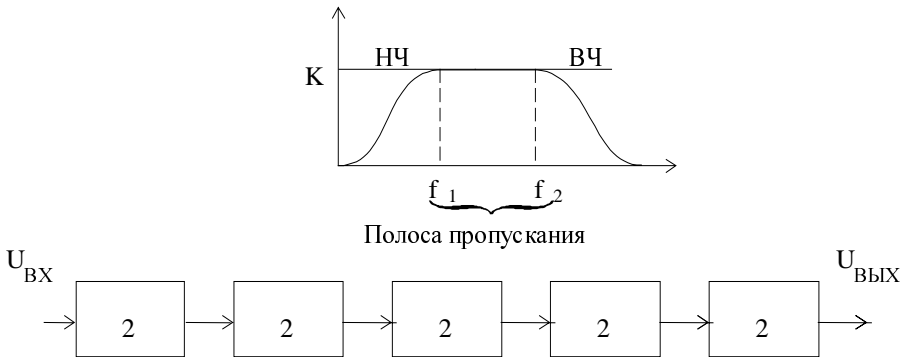


Рис. 5.16. Полосовой фильтр с широкой полосой, построенный из фильтров верхних и нижних частот

5.7. ГИРАТОРЫ

Гиратор – это RC - цепь, включенная в обратную связь усилителя таким образом, чтобы имитировать катушку индуктивности. Иногда гираторы называют синтезируемыми индуктивностями.

Использование схемы гиратора позволяет реализовать большую индуктивность в небольшом по размерам, легком и недорогом корпусе. Такие активные катушки индуктивности могут быть использованы в некоторых классических типах фильтров вместо обычных катушек, что часто упрощает реализацию фильтров. Назначение гиратора состоит в том, чтобы, используя напряжение на конденсаторе, заставить напряжение и ток на входе схемы вести себя подобно напряжению и току в катушке индуктивности.

Основные недостатки гираторов заключаются в том, что, во-первых, только немногие из них могут работать на частотах, превышающих несколько килоггерц, и, во-вторых, схемы гираторов, не требующие заземления одного из выводов, оказываются весьма сложными.

Чтобы понять, как действует гиратор, обратимся к рис. 5.17. Напомним, что индуктивное сопротивление X_L при увеличении частоты возрастает, поэтому при возрастании частоты растет и напряжение на катушке индуктивности. Повторитель напряжения в схеме гиратора воспроизводит напряжение, на сопротивлении R_1 на своем выходе. При увеличении частоты напряжение на конденсаторе C уменьшается вместе с X_C (емкостное сопротивление); следовательно, U_{R1} а вместе с ним и $U_{вых}$ повторителя увеличиваются. Выходное напряжение повторителя через сопротивление R_2 подается обратно на вход, поэтому напряжение на входном выводе схемы растет с увеличением частоты, т.е. ведет себя аналогично напряжению на катушке индуктивности. В этой схеме величину сопротивления R_2 следует выбирать как можно меньшей: чем меньше, тем лучше. Если в петле обратной связи гиратора последовательно с операционным усилителем включить токовый бустер и нагрузить его сопротивлением R_2 , то параметры всей схемы улучшатся.

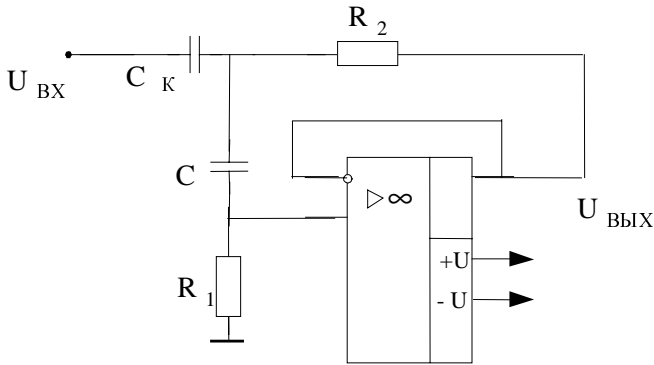


Рис. 5.17. Гиратор

5.7.1. РАСЧЕТ ГИРАТОРА

Выбрать R_2 равным минимальному сопротивлению нагрузки данного операционного усилителя. Выбрать R_1 , удовлетворяющее условиям $R_1 \gg R_2$ (но не больше чем $200R_2$) и $R_1 < 0,1R_{ex}$ операционного усилителя. Задать величину L . Используя соотношение $L = R_1R_2C$ найти C :

$$C = \frac{L}{R_1R_2}.$$

Добротность гиратора можно рассчитать по формуле:

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{R_1/R_2}$$

Пример. Построить используя гиратор, последовательный RLC -контур, имеющий $f_0 = 300$ Гц. Соответствующая схема показана на рис. 5.18.

Решение:

Положим $C_2 = 0,1$ мкФ. Из соотношения $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ найдем L :

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_2} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot (300\text{Гц})^2 \cdot 0,1\text{мкФ}} = 2,8\text{Гн}.$$

Положим добротность катушки индуктивности Q равной 10 и выберем R_2 , для операционного усилителя $R_2 = 1\text{кОм}$.

Из соотношения $Q = \frac{1}{2} \sqrt{R_1/R_2}$ найдем R_1 :

$$R_1 = 2Q^2 R_2 = 2 \cdot 100 \cdot 1\text{кОм} = 200\text{кОм}.$$

Из соотношения $L = R_1 R_2 C$ найдем C :

$$C = \frac{L}{R_1 R_2} = \frac{2,8\text{Гн}}{1\text{кОм} \cdot 200\text{кОм}} = 0,014\text{мкФ}.$$

Если требуется большая точность, можно соединить параллельно два конденсатора, например 0,012 и 0,002 мкФ. Если общая добротность схемы $Q=3$, то $R=X_C / (\text{добротность схемы}) = 2\pi f_0 L / 3 = 5,28\text{кОм} / 3 = 1,76\text{кОм}$. Используем номинал 1,78 кОм $\pm 2\%$. Если R слишком мало по сравнению с R_2 , то заданное значение Q окажется нереализуемым.

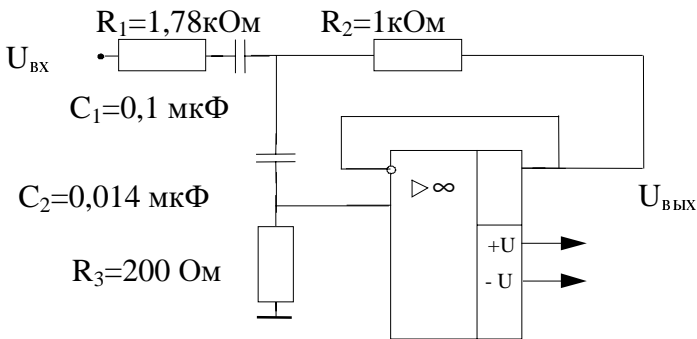


Рис. 5.17. Пример гиратора

5.7.2. ВЫВОДЫ

1. Хотя активные фильтры имеют много преимуществ перед пассивными, они имеют также и недостатки, к которым прежде всего относится ограничение максимальной рабочей частоты. (Есть надежда, что по мере усовершенствования операционных усилителей значение этого ограничения будет уменьшаться.)

2. Процедуры расчета активных фильтров не слишком сложны, даже если соответствующие схемы (например, схемы универсальных фильтров) выглядят сложными. Для полного проектирования активного фильтра необходимо рассчитать чувствительности его параметров; соотношения, нужные для такого расчета, содержатся во многих книгах из числа перечисленных в конце этой главы.

3. Активные фильтры Саллена и Кея и фильтры с параллельной обратной связью – это простые схемы, на которые можно положиться, но по сравнению с более сложными универсальными и биквадратными активными фильтрами они менее стабильны. Соединяя фильтры второго порядка (и фильтры первого порядка, если надо получить фильтр нечетного порядка), можно получать многокаскадные фильтры более высоких порядков. Процедура расчета многокаскадных фильтров скучна, но не сложна. Используя приведенные здесь методики, можно самостоятельно конструировать высококачественные активные фильтры.

Литература

1. Данс Дж.Б. Операционные усилители: Принцип работы и применение. Пер. с англ. – М.: Энергоиздат, 1982. - 80 с. – (Б-ка по автоматике; Вып. 628)
2. Кауфман М., Сидман А. Практическое руководство по расчетам схем в радиоэлектронике. Том 1.
3. Кофлин Р., Дрискол Ф. Операционные усилители и линейные интегральные схемы. – М.: Мир, 1979. – 360 с.
4. Операционные усилители и компараторы. Серия «Интегральные микросхемы». 2-е изд., испр. и доп. Под ред. Перебаскина А.В. – М.: ИД Додэка-XXI, 2001. - 560 с.
5. Пейтон А.Дж., Волш В. Аналоговая электроника на операционных усилителях. – М.: БИНОМ, 1994. - 352 с.
6. Турута Е. Ф Операционные усилители : Справочник. – М.: Патриот, 1989. - 192 с.
7. Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС. Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 572 с.
8. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 3-х томах. Пер. с англ. – 4-е изд. перераб. и доп. – М.: Мир, 1993.
9. Щербаков В.И., Грездов Г.И. Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник. – К.: Техніка, 1983. – 213 с.

Список интернет-ресурсов по операционным усилителям

<http://ash2002.narod.ru/agta/ou/www.gaw.ru/HTML.CGI/components/OP/index.html>

<http://www.gaw.ru/>

<http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/ic/start.htm>

<http://r Sputnik.com.ru/operusil.html>

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие

ГЛАВА 1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

1.1. ОСОБЕННОСТИ И СОСТАВ ОПЕРАЦИОННОГО
УСИЛИТЕЛЯ

1.2. ВЫВОДЫ И ПАРАМЕТРЫ ОПЕРАЦИОННОГО
УСИЛИТЕЛЯ

1.3. СВОЙСТВА ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ С
ИДЕАЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

1.3.1. Режим суммирующей точки

1.3.2. Повторитель напряжения

1.3.3. Неинвертирующий усилитель

1.3.4. Инвертирующий усилитель

1.3.5. Усилитель с дифференциальным входом

1.4. ВЛИЯНИЕ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА
ПАРАМЕТРЫ УСИЛИТЕЛЯ

1.4.1. Влияние отрицательной обратной связи на коэффициент усиления

1.4.2. Влияние отрицательной обратной связи на выходное сопротивление

1.4.3. Влияние отрицательной обратной связи на входное сопротивление

1.5. ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С РЕАЛЬНЫМИ
ПАРАМЕТРАМИ

1.5.1. Реальный неинвертирующий усилитель

1.5.2. Реальный инвертирующий усилитель

1.6. ВНЕШНЯЯ КОМПЕНСАЦИЯ СДВИГА

1.7. ТОК СДВИГА И ЕГО ИЗМЕРЕНИЕ

1.8. КОЭФФИЦИЕНТ ОСЛАБЛЕНИЯ СИНФАЗНЫХ
СИГНАЛОВ (КОСС) И ЕГО ИЗМЕРЕНИЕ

1.9. ШУМЫ

1.9.1. Шум Джонсона (тепловой шум)

- 1.9.2. Шумы Шоттки
- 1.9.3. Фликкер-шум, или $(1/f)$ -шум
- 1.9.4. Отношение сигнал/шум
- 1.9.5. Коэффициент шума и шум-фактор
- 1.10. НАВОДКИ
- 1.11. ЗАЗЕМЛЕНИЕ
- 1.12. ВЫВОДЫ

ГЛАВА 2. СУММИРУЮЩИЕ СХЕМЫ

- 2.1. ИНВЕРТИРУЮЩИЙ СУММАТОР
- 2.2. СХЕМА СУММИРОВАНИЯ С МАСШТАБНЫМИ КОЭФФИЦИЕНТАМИ
- 2.3. СХЕМА СЛОЖЕНИЯ-ВЫЧИТАНИЯ
- 2.4. НЕИНВЕРТИРУЮЩИЙ СУММАТОР
- 2.5. РЕШЕНИЕ СИСТЕМЫ УРАВНЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ СУММИРУЮЩИХ СХЕМ
- 2.6. ПРОПОРЦИОНАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ
- 2.7. СМЕСИТЕЛЬ СИГНАЛОВ
- 2.8. ВЫВОДЫ

ГЛАВА 3. ИНТЕГРАТОРЫ И ДИФФЕРЕНЦИАТОРЫ

- 3.1. ИНТЕГРАТОР
- 3.2. РЕАЛЬНЫЙ ИНТЕГРАТОР
- 3.3. ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ИНТЕГРАТОРА
- 3.4. СХЕМЫ ОГРАНИЧЕНИЯ
- 3.5. СУММИРУЮЩИЙ ИНТЕГРАТОР
- 3.6. ИНТЕГРАТОР-УСИЛИТЕЛЬ
- 3.7. РАЗНОСТНЫЙ ИНТЕГРАТОР
- 3.8. ТРЕХРЕЖИМНЫЙ ИНТЕГРАТОР
- 3.9. ДВОЙНОЕ ИНТЕГРИРОВАНИЕ
- 3.10. ДИФФЕРЕНЦИАТОР
- 3.11. СТАБИЛИЗАЦИЯ ДИФФЕРЕНЦИАТОРА
- 3.12. СКОРРЕКТИРОВАННЫЙ ДИФФЕРЕНЦИАТОР КАК ЧАСТОТНЫЙ ФИЛЬТР

- 3.13. ДЕЙСТВИЕ ДИФФЕРЕНЦИАТОРА НА НЕКОТОРЫЕ ТИПЫ СИГНАЛОВ
- 3.14. СУММИРУЮЩИЙ ДИФФЕРЕНЦИАТОР
- 3.15. ДИФФЕРЕНЦИАТОР-УСИЛИТЕЛЬ
- 3.16. РАЗНОСТНЫЙ ДИФФЕРЕНЦИАТОР
- 3.17. РЕШЕНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО УРАВНЕНИЯ
- 3.18. ВЫВОДЫ

ГЛАВА 4. ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

- 4.1. СХЕМА ЛОГАРИФМИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ
- 4.2. УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫЕ ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ СХЕМЫ
- 4.3. АНТИЛОГАРИФМИЧЕСКИЙ УСИЛИТЕЛЬ
- 4.4. СХЕМА УМНОЖЕНИЯ
- 4.5. СХЕМА ДЕЛЕНИЯ
- 4.6. СХЕМА ПОЛУЧЕНИЯ ЛОГАРИФМА ОТНОШЕНИЯ
- 4.7. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
- 4.8. СЖАТИЕ (КОМПРЕССИЯ) СИГНАЛА
- 4.9. ВЫВОДЫ

ГЛАВА 5. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

- 5.1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ
 - 5.1.1. ПРЕИМУЩЕСТВА АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ
- 5.2. ПОЛЮСА И ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА НА ПЕРЕХОДНОМ УЧАСТКЕ
- 5.3. ТИПЫ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФИЛЬТРОВ
 - 5.3.1. ФИЛЬТР БАТТЕРВОРТА
 - 5.3.2. ФИЛЬТР ЧЕБЫШЕВА
 - 5.3.3. ФИЛЬТР БЕССЕЛЯ
 - 5.3.4. ДРУГИЕ ТИПЫ ФИЛЬТРОВ
 - 5.3.5. НЕКОТОРЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ФИЛЬТРОВ
 - 5.3.6. КОМПОНЕНТЫ СХЕМ ФИЛЬТРОВ
- 5.4. НЕКОТОРЫЕ ТИПЫ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ
 - 5.4.1. ФИЛЬТР САЛЛЕНА И КЕЯ (УНИН)

- 5.4.2. ФИЛЬТР С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
- 5.4.3. УНИВЕРСАЛЬНЫЙ (МНОГОЦЕЛЕВОЙ) ФИЛЬТР
- 5.4.4. БИКВАДРАТНЫЙ ФИЛЬТР
- 5.5. ПРОЦЕДУРЫ РАСЧЕТА КОМПОНЕНТОВ И ПРИМЕРЫ
 - 5.5.1. ФИЛЬТР НИЖНИХ ЧАСТОТ САЛЛЕНА И КЕЯ С РАВНЫМИ КОМПОНЕНТАМИ
 - 5.5.2. ФИЛЬТР ВЕРХНИХ ЧАСТОТ САЛЛЕНА И КЕЯ С ГЛАВНЫМИ КОМПОНЕНТАМИ
 - 5.5.3. ПОЛОСОВОЙ ФИЛЬТР С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ
 - 5.5.4. УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ
 - 5.5.5. БИКВАДРАТНЫЙ ПОЛОСОВОЙ ФИЛЬТР
- 5.6. КАСКАДНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ФИЛЬТРОВ
 - 5.6.1. КАСКАДНОЕ СОЕДИНЕНИЕ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ БОЛЕЕ ВЫСОКОГО ПОРЯДКА
- 5.7. ГИРАТОРЫ
 - 5.7.1. РАСЧЕТ ГИРАТОРА
 - 5.7.2. ВЫВОДЫ