

Редакционно-издательский отдел
Санкт-Петербургского государственного
университета информационных технологий,
механики и оптики
197101, Санкт-Петербург, Кронверкский пр., 49



ОГЛАВЛЕНИЕ

1. Общие сведения, основные показатели работы и характеристики операционных усилителей.....	4
1.1 Коэффициент усиления.....	9
1.2. Амплитудная характеристика ОУ. Напряжение смещения.....	11
1.3. Входные токи и разность входных токов.....	14
1.4. Входное сопротивление.....	17
1.5. Выходное сопротивление.....	18
1.6. Амплитудно– и фазочастотные характеристики.....	19
1.7. Максимальная скорость изменения выходного напряжения ОУ.....	30
1.8. Время установления выходного напряжения.....	33
2. Аналоговые преобразователи электрических сигналов на ОУ.....	35
2.1. Инвертирующий усилитель.....	35
2.2. Неинвертирующий усилитель.....	38
2.3. Повторитель напряжения.....	39
2.4. Инвертирующий сумматор.....	41
2.5. Неинвертирующий сумматор.....	42
2.6. Вычитающее устройство (дифференциальный усилитель).....	44
2.7. Инвертирующий интегратор.....	45
2.8. Инвертирующий дифференциатор.....	49
2.9. Компаратор.....	53
2.10. Мультивибратор.....	56
3. Лабораторные работы по исследованию операционных усилителей и электронных устройств, выполненных на их основе.....	61
Лабораторная работа №1. Исследование операционных усилителей.....	61
Лабораторная работа №2. Исследование инвертирующего усилительного каскада на операционном усилителе.....	66
Лабораторная работа №3. Исследование неинвертирующего усилительного каскада на операционном усилителе.....	69
Лабораторная работа №4. Исследование мультивибраторов на основе операционных усилителей.....	73
Перечень сокращений и некоторых параметров ОУ.....	77
Список литературы.....	78

1. Общие сведения, основные показатели работы и характеристики операционных усилителей

Термин «Операционный усилитель» возник в аналоговой вычислительной технике, где на основе усилителей постоянного тока с использованием различных видов обратной связи создавались устройства, предназначенные для выполнения всевозможных математических операций с аналоговыми электрическими сигналами: суммирования их, умножения, логарифмирования, дифференцирования, интегрирования и т.д.

В настоящее время под операционным усилителем (ОУ) понимают универсальную по назначению и интегральную по исполнению микросхему, которая входит в элементную базу современной электронной техники.

Для упрощения анализа работы электронных схем на ОУ, целесообразно ввести понятие *идеального операционного усилителя*, с которым обычно ассоциируются следующие свойства. Он должен обладать:

- 1) бесконечно большим коэффициентом усиления по напряжению для дифференциального сигнала K_{U0} ,
- 2) бесконечно большим полным входным сопротивлением $Z_{ВХ}$,
- 3) бесконечно малым выходным сопротивлением $Z_{ВЫХ}$,
- 4) бесконечно широкой полосой усиления,
- 5) бесконечно большой скоростью нарастания выходного напряжения.

Операционный усилитель имеет два входа (необходимые для получения дифференциального, разностного сигнала), один выход и выводы для подключения источников питания, а в некоторых случаях схем балансировки и коррекции частотной характеристики.

Используются два варианта условного обозначения операционных усилителей, которые показаны на рис.1.1.а) и рис.1.1.б).

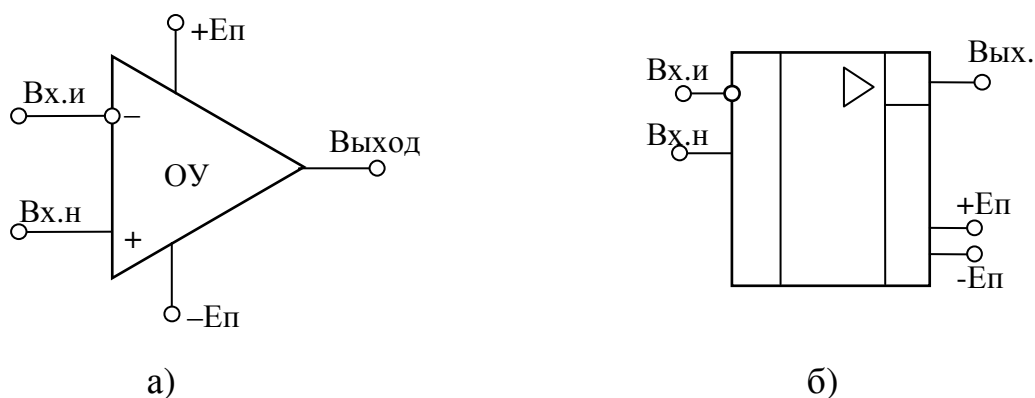


Рис.1.1. Условные обозначения операционных усилителей

Один из входов ОУ называется инвертирующим и обозначается «-», либо кружочком в точке пересечения периферии условного обозначения с внешней электрической линией, второй – неинвертирующий (в первом варианте имеет обозначение «+»).

При работе ОУ в линейном режиме и подаче сигнала на неинвертирующий вход приращение выходного сигнала совпадает по знаку с приращением входного, или по фазе при передаче гармонических сигналов. При подаче сигнала на инвертирующий вход, приращение выходного сигнала имеет обратный знак или противоположную фазу по отношению к входному гармоническому (рис. 1.2).

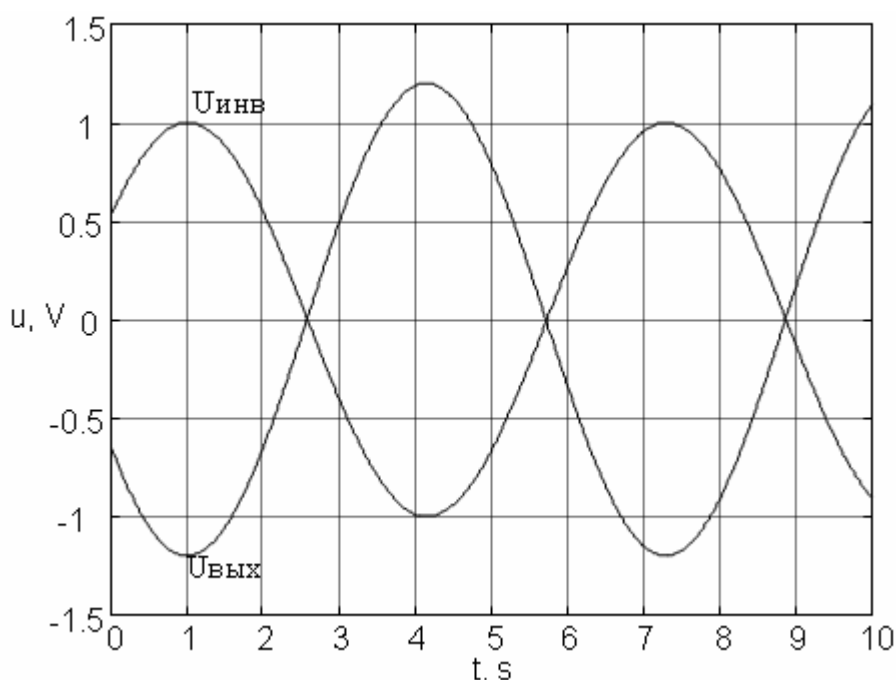


Рис. 1.2. Преобразование операционным усилителем сигнала $U_{инв}$ на инвертирующем входе в выходной сигнал $U_{вых}$.

Разность напряжений, поданных на входы ОУ, называется *дифференциальным* (разностным) *входным сигналом*, а полусумма этих напряжений – *синфазным сигналом*.

Для реализации свойств, предъявляемых к ОУ, они выполняются по определенным функциональным схемам. Большинство интегральных ОУ выполняется по упрощенной блок-схеме, представленной на рис.1.3.

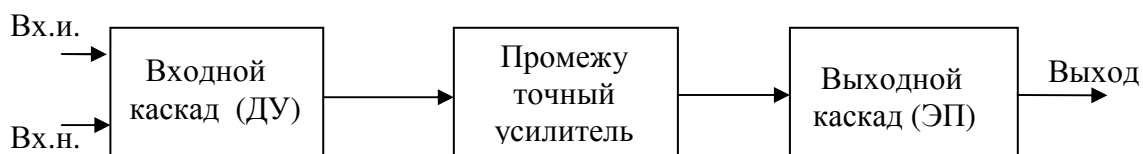


Рис.1.3. Упрощенная блок-схема операционного усилителя

Основу ОУ составляют дифференциальные усилители, предназначенные для усиления дифференциального (разностного) сигнала.

Наличие двух входов и высокого входного сопротивления ОУ определяет особенности построения первого (входного) каскада ОУ (ДУ), который обычно выполняется по схеме симметричного дифференциального усилителя. Дифференциальные усилители имеют большой коэффициент усиления по напряжению для дифференциального сигнала, и очень малый для синфазного сигнала. Такое выполнение входного каскада существенно повышает стабильность работы ОУ из-за снижения влияния ряда дестабилизирующих факторов, в основном зависящих от изменения условий эксплуатации.

Задача входного ДУ и промежуточных каскадов заключается в усилении до необходимой величины входного дифференциального сигнала по напряжению и току. Усиление по напряжению необходимо для получения большого общего коэффициента усиления ОУ, а усиление по току – для получения тока, необходимого для работы выходного каскада ОУ.

Выходной каскад должен обеспечить малое полное выходное сопротивление ОУ и установленную величину выходного тока ОУ. В качестве выходного каскада (ЭП) обычно используется простой эмиттерный повторитель или, выполненный на основе комплементарных транзисторов.

Питание ОУ производится либо от одного источника постоянного напряжения, либо от двух, разнополярных одинаковой величины. Предпочтительным является питание ОУ от двух источников, так как при этом создаются условия для получения постоянных потенциалов входных и выходных выводов ОУ равных нулю, а также упрощается задача согласования как внутренних междукаскадных связей ОУ, так и связей ОУ с источниками входных сигналов и нагрузкой усилителя.

Кроме этого упрощается схемотехника и технология изготовления ОУ, улучшаются основные показатели работы ОУ, в частности, увеличивается входное дифференциальное сопротивление. Последнее заключается в том, что отпадает необходимость в дополнительных резисторных делителях в базовых цепях или цепях затворов входных транзисторов, которые уменьшают входное сопротивление каскада.

В зависимости от количества каскадов, вносящих основной вклад в получение нужного коэффициента усиления по напряжению, ОУ делятся на двухкаскадные и трехкаскадные. В настоящее время предпочтение отдается двухкаскадным ОУ, т.к. они имеют лучшую стабильность параметров, устойчиво работают при изменении напряжения источников питания в широких пределах и являются наиболее экономичными. В таких ОУ сравнительно легко осуществляется регулировка нулевого уровня

выходного напряжения (балансировка), и они имеют простую схему внутренней коррекции.

Электрическая схема операционных усилителей сложна. Для специалистов, применяющих ОУ для построения электронных устройств различного назначения, детально знать их внутреннее функционирование не столь обязательно.

Для ознакомления целесообразно рассмотреть электрическую схему сравнительно простого ОУ.

Так, на рис.1.4 представлена электрическая схема операционного усилителя общего применения $\mu A741$ фирмы Texas Instruments. Её близким отечественным аналогом является ОУ типа 140УД7.

Электрическая схема ОУ $\mu A741$ содержит : 22 транзистора, 11 резисторов, 1 диод и 1 конденсатор.

Входным каскадом ОУ является дифференциальный усилитель (ДУ), плечи которого выполнены по каскодной схеме. В каждом плече последовательно включены две пары транзисторов T_1, T_3 и T_2, T_4 . Каскады на транзисторах T_1 и T_2 выполнены по схеме эмиттерных повторителей (схема с общим коллектором (ОК)), а на транзисторах T_3 и T_4 по схеме с общей базой (ОБ). Каскады на транзисторах T_3 и T_4 являются динамической нагрузкой эмиттерных повторителей, обладающих высоким дифференциальным сопротивлением.

Базы эмиттерных повторителей ДУ (транзисторы T_1 и T_2), являются выводами инвертирующего (Вх.и.) и неинвертирующего (Вх.н.) входов ОУ. Выполнение этих каскадов по схеме эмиттерных повторителей и работа в режиме микротоков обеспечивает необходимое большое входное сопротивление ОУ.

Высокоомной динамической нагрузкой коллекторных цепей ДУ служат каскады на транзисторах T_5 и T_6 , при включении по схеме с ОЭ и отрицательной обратной связью по току. Потенциалы баз транзисторов T_5 и T_6 задаются выходным напряжением эмиттерного повторителя на транзисторе T_7 .

Источник стабильного тока, образованный последовательным соединением трех прямо-смещенных эмиттерных переходов транзисторов T_{15}, T_{11}, T_{12} и резистором R , обеспечивает стабилизацию тока коллектора T_{10} и, следовательно, суммы эмиттерных токов транзисторов ДУ.

Второй усилительный каскад ОУ собран на составном транзисторе T_{13} и T_{14} по схеме с ОЭ и отрицательной обратной связью. Для увеличения коэффициента усиления по напряжению в коллекторную цепь T_{14} включен источник стабильного тока на транзисторах T_{15}, T_9 . Конденсатор C обеспечивает отрицательную обратную связь на высоких частотах, повышает устойчивость ОУ и является элементом внутренней коррекции его АЧХ.

Выходное напряжение второго каскада с коллектора T_{14} поступает на эмиттерный повторитель на транзисторе T_{16} с динамической нагрузкой на транзисторе T_{15} и последовательным соединением транзисторов T_{17} и T_{18} в диодном включении. С коллектора T_{15} усиленный сигнал поступает на базы транзисторов выходного каскада T_{19}, T_{20} .

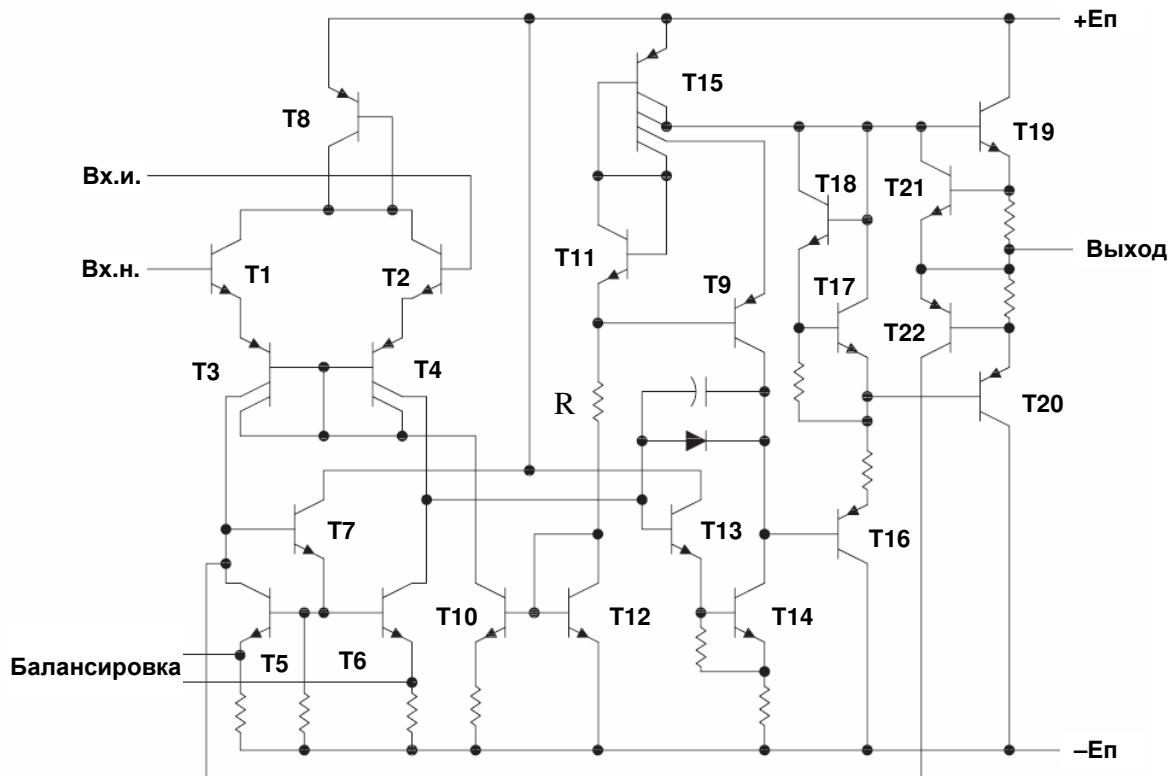


Рис.1.4. Электрическая схема операционного усилителя $\mu A741$

Выходной каскад ОУ выполнен по схеме эмиттерного повторителя на комплементарных транзисторах T_{19} и T_{20} , соответственно, “n-p-n” и “p-n-p” – типа. Транзисторы T_{17} и T_{18} в диодном включении создают постоянное смещение транзисторов выходного каскада ОУ величиной $U_{БЭ} \approx 0,6$ В. Это смещение исключает переходные искажения выходного каскада типа «ступеньки» и обеспечивает его работу в режиме усиления класса АВ.

В выходной каскад введена схема двухстороннего ограничения выходного тока ОУ на транзисторах T_{21} и T_{22} . Эта схема ограничивает ток выходных транзисторов T_{19} и T_{20} до определенной безопасной величины, включая и случай короткого замыкания ОУ по выходу. Пока токи эмиттеров выходных каскадов не превышают установленного значения транзисторы T_{21} и T_{22} – закрыты. При превышении одного из этих токов падение напряжения на эмиттерных резисторах T_{19} и T_{20} приближаются к величине близкой к 0,6 В и один из транзисторов T_{21} или T_{22} открывается. Открывающийся транзистор T_{21} шунтирует базовую цепь T_{19} , уменьшает его ток базы и, следовательно, ток эмиттера. При открытии T_{22} шунтируется каскад на T_5 и за счет возникающей отрицательной обратной связи уменьшается базовый и эмиттерный токи T_{20} .

Для компенсации нулевого уровня выходного напряжения при $U_{ВХ.ДИФ} = 0$ у ОУ предусмотрены выводы для подключения цепей балансировки. Выводы “Балансировка” сделаны от эмиттеров T_5 и T_6 дифференциального усилителя. К ним подключается регулировочный потенциометр, подвижный вывод которого соединен с минусовой клеммой источника питания – $E_{П}$. Перемещением подвижного контакта потенциометра достигается небольшое изменение постоянных токов плеч ДУ, что при определенном его положении обеспечивает выходное напряжение ОУ равное нулю.

В настоящее время разработан ряд двухкаскадных ОУ, которые в зависимости от целевого назначения образуют следующие группы:

ОУ общего применения – для использования в устройствах, в которых к параметрам работы ОУ не предъявляют жестких требований;

Прецизионные ОУ – обладают малым напряжением смещения, дрейфом и шумами;

Быстродействующие ОУ – имеют большую скорость изменения выходного напряжения 50–200 В/мкс;

Микроомощные ОУ – потребляют малые токи (менее 1 мА) и используются в аппаратуре с питанием от маломощных источников.

1.1 Коэффициент усиления

Под коэффициентом усиления ОУ понимают его величину по напряжению для дифференциального (разностного) входного сигнала при линейном режиме работы, отсутствии внешней обратной связи (разомкнутой цепи ОС).

$$K = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta U_{\text{ДИФ}} = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta(U_{\text{ВХ.Н}} - U_{\text{ВХ.И}})$$

Идеальный ОУ должен обладать бесконечно большой величиной коэффициента усиления, т.е. $K \approx \infty$.

Значения коэффициентов усиления современных ОУ лежат в области $K = 10^5 \div 10^8$, что соответствует логарифмическим величинам $K = 100 \div 160$ дБ ($K_{\text{дБ}} = 20 \cdot \lg Ku$).

Такой большой коэффициент усиления позволяет резко улучшить характеристики усилителя при замыкании его цепью обратной связи (ОС), (рис.1.5.).

Напряжение с выхода усилителя $u_{\text{ВЫХ}}$ прикладывается ко входу цепи обратной связи, которая делит его в β раз.

Коэффициент усиления без ОС:

$$K = \frac{u_{\text{вблх}}}{u_{\text{ус}}}$$

Коэффициент усиления с ОС:

$$K_{\text{ОС}} = \frac{u_{\text{вблх}}}{u_{\text{вх}}}$$

$u_{\text{ус}} = u_{\text{вх}} + u_{\text{ОС}}$, $u_{\text{вх}} = u_{\text{ус}} - u_{\text{ОС}}$, $u_{\text{ОС}} = \beta \cdot u_{\text{ВЫХ}}$. Тогда:

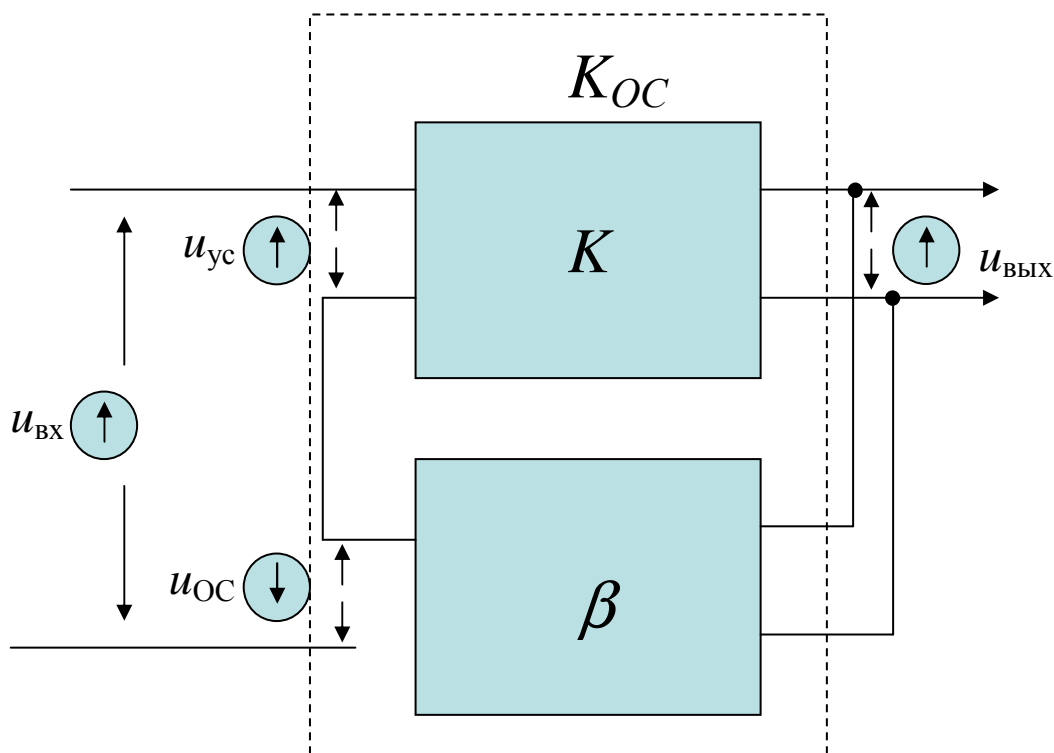


Рис.1.5. Цепь ОС в операционном усилителе

$$K_{OC} = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{u_{вых}}{u_{ус} - u_{ос}} = \frac{u_{вых}}{u_{ус} - \beta u_{вых}}, \text{ или}$$

$$K_{OC} = \frac{K}{1 - \beta K}. \text{ Если } \beta K \gg 1, \text{ то } K_{OC} \approx \frac{1}{\beta}.$$

Тогда, при достаточно больших коэффициентах усиления разомкнутого усилителя K , коэффициент усиления охваченного обратной связью усилителя $K_{ос}$ определяется только параметрами цепи обратной связи. Ниже будет показано, что он фактически задается отношением двух сопротивлений и точность задания $K_{ос}$ определяется точностью подгонки этих сопротивлений.

Получить устройство на ОУ с коэффициентом усиления меньшей величины возможно при введении отрицательной обратной связи (ООС). В этом случае коэффициент усиления определяется выражением

$$K_{и.оос} = K / (1 + K \cdot K_{ос}) \quad (1.1)$$

где: K – коэффициент усиления без обратной связи,

$K_{oc} = U_{oc} / U_{вых}$ – коэффициент обратной связи, равный отношению напряжения обратной связи U_{oc} к выходному напряжению $U_{вых}$. Величина коэффициента ООС находится в области значений $K_{oc} = 0 \div 1$.

Произведение $K \cdot K_{oc} = g$ называют коэффициентом петлевого усиления, а $(1 + K \cdot K_{oc})$ – глубиной обратной связи.

При отсутствии ООС ($K_{oc} = 0$)

$$K_{и.оос} = K \gg 1 \quad (K = 10^3 \div 10^6). \quad (1.2)$$

Если $K_{oc} = 1$ (имеет место стопроцентная ООС), то

$$K_{и.оос} = K / (1 + K) \approx 1. \quad (1.3)$$

При построения устройств на ОУ с ООС, обычно $g = K \cdot K_{oc} \gg 1$, тогда коэффициент усиления устройства

$$K_{и.оос} = 1 / K_{oc}. \quad (1.4)$$

Из выражения (1.4) следует, что коэффициент усиления такого устройства определяется только параметрами цепи обратной связи.

1.2 Амплитудная характеристика ОУ Напряжение смещения

Амплитудная характеристика (АХ) является важнейшей характеристикой ОУ и отражает зависимость $U_{вых} = F(U_{вх})$. На рис.1.4 приведены амплитудные характеристики ОУ с питанием от 2-х разнополярных источников с напряжениями $+E_n$ и $-E_n$.

АХ представлена в виде двух кривых, соответственно относящихся к неинвертирующему (кривая «а») и инвертирующему (кривая «б») входам. Характеристики снимаются при подаче сигнала на один из указанных входов ОУ при соединении другого с точкой нулевого потенциала схемы.

Каждая из кривых состоит из наклонного и горизонтального участков. Наклонному линейному участку соответствует пропорциональная зависимость выходного напряжения от входного. В этой области происходит линейное преобразование входного дифференциального сигнала, т.е. преобразование без искажения его формы на выходе ОУ. Эта область является областью усиления. Наклон этого участка определяет коэффициент усиления ОУ, т.к.

$$tg\alpha = \Delta U_{вых} / \Delta U_{диф} = K_{и} \quad (1.5)$$

Горизонтальные участки АХ соответствуют режимам насыщения транзисторов выходного каскада ОУ. При изменении входного напряжения в этой области выходное напряжение ОУ остается неизменным ($\Delta U_{\text{вых}} = 0$) и равным $U_{\text{вых.макс}}$. При этом коэффициент усиления ОУ также оказывается равным 0.

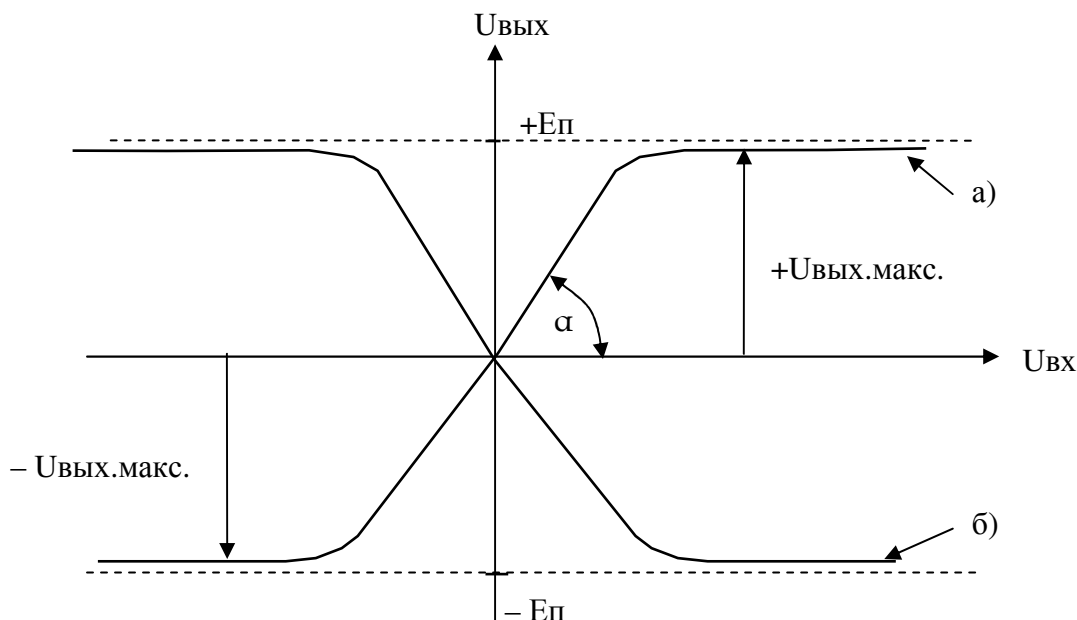


Рис.1.4. Амплитудная характеристика ОУ

Максимальная величина выходного напряжения $U_{\text{вых.макс}}$ (обычно отличается от E_n не более чем на 2 В) является параметром ОУ для номинального значения напряжения источников питания E_n и определяет область линейного преобразования ОУ по выходному сигналу.

$$\Delta U_{\text{вх}} = 2 \cdot (|E_n| - 2) / K_u \approx 2 \cdot |E_n| / K_u. \quad (1.6)$$

Поскольку коэффициент усиления ОУ (особенно на низких частотах до 15 Гц) велик и достигает 10^6 , ширина линейной области весьма незначительна и может быть определена из выражения (1.6).

Так, если напряжение источников питания $E_n = \pm 10$ В, а $K=10^6$, то $\Delta U_{\text{вх}} \approx 20$ мкВ.

При амплитуде входного сигнала менее 10 мкВ усиление будет производиться без искажений. В противном случае ОУ переходит в область насыщения, выходное напряжение оказывается на уровне $U_{\text{вых.макс}}$ и не повторяет форму входного, т.е. возникают нелинейные искажения.

Амплитудные характеристики ОУ должны проходить через начало координат, т.к. только в этом случае постоянные потенциалы входов и выхода ОУ могут быть равными 0. Это требование является необходимым условием при построении ОУ, но из-за возможного нарушения баланса в

схемах дифференциальных усилителей и выходного каскада оно не всегда выполняется. В реальных ОУ при входном напряжении $U_{вх} = 0$ на выходе ОУ присутствует напряжение $U_{вых.о.} \neq 0$. Таким образом, амплитудные характеристики реального ОУ могут быть смещены относительно начала координат.

Напряжение смещения $U_{см}$ – это такое постоянное напряжение, которое нужно подать на один из входов ОУ, для получения на его выходе напряжения равного $U_{вых.о.} = 0$.

Это обеспечивается за счет того, что на один из его входов (инвертирующий или неинвертирующий) подается постоянное напряжение, равное по

величине внутреннему, смещающему АХ при $U_{вх}=0$, с полярностью компенсирующей $U_{вых.о.} \neq 0$.

Напряжение смещения определяется выражением

$$U_{см} = -U_{вых.о.}/K_{и}. \quad (1.7)$$

(Следует иметь ввиду, что коэффициент усиления по инвертирующему входу равен $-K_{и}$).

Для однотипных ОУ статистическое распределение напряжений смещения $U_{см}$ представляет собой симметричное распределение Гаусса с математическим ожиданием, равным 0, и максимальным значением, которое обычно определяется производителем и является параметром ОУ данного типа.

Величина напряжения смещения ОУ, у которых входные каскады выполнены на биполярных транзисторах, находится в диапазоне от 100 мкВ до 10 мВ; при выполнении входных каскадов на полевых транзисторах напряжение смещения оказывается на порядок больше, и достигает 100 мВ.

Полярность и величина напряжения смещения конкретных экземпляров ОУ одного типа может находиться в области от $-U_{см}$ до $U_{см}$.

При отсутствии отрицательной обратной связи ($K=10^5 \div 10^6$) и указанных величинах напряжения смещения $U_{см}$ выходное напряжение будет достигать области насыщения либо в положительную ($+U_{вых.макс.}$), либо в отрицательную ($-U_{вых.макс.}$) стороны (в зависимости от полярности $U_{см}$).

На рис.1.6 представлены амплитудные характеристики по неинвертирующему входу конкретного экземпляра ОУ с напряжением смещения

$U_{см} = -1$ мВ и отрицательной обратной связью.

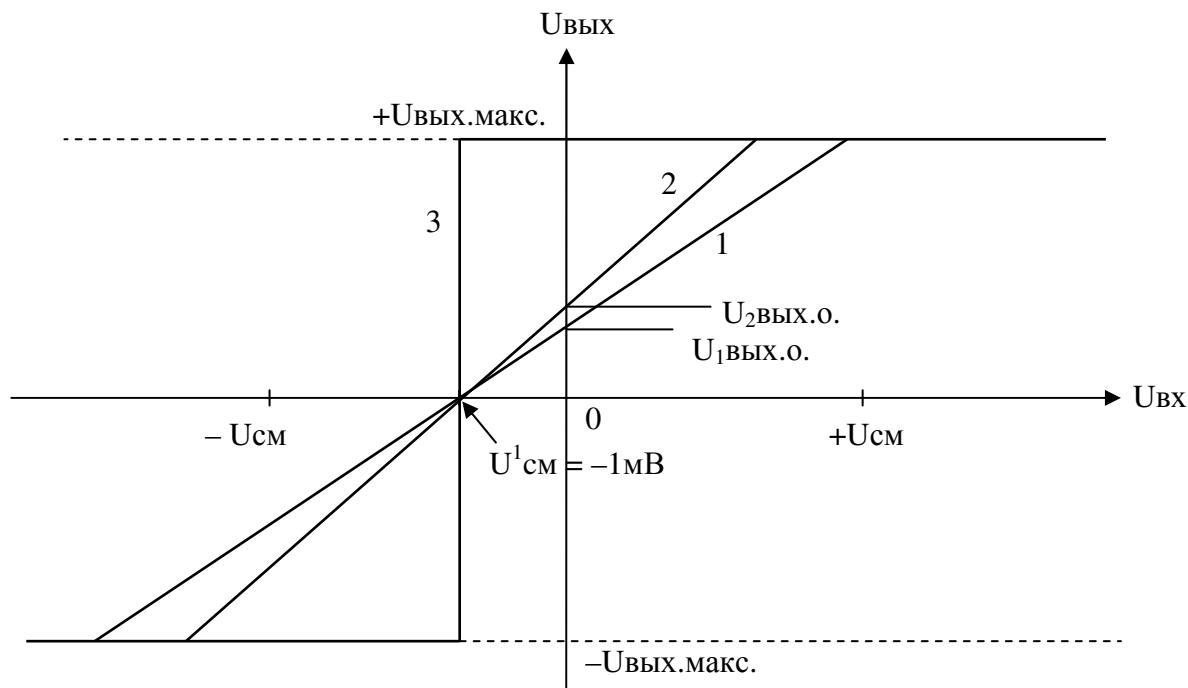


Рис.1.6. Амплитудные характеристики ОУ с ООС

На рисунке (1.6.):

- характеристика 1 снята при коэффициенте усиления $K_{и.оос.1}$,
- характеристика 2 – при $K_{и.оос.2} > K_{и.оос.1}$,
- характеристика 3 – без обратной связи, при $K \gg K_{и.оос.2}$,
- $U_{см}$ – справочное значение напряжения смещения ОУ указанного типа,
- $U^1_{см}$ – напряжение смещения данного экземпляра ОУ.

Все АХ данного экземпляра ОУ должны пересекать ось абсцисс в точке $U^1_{см} = -1$ мВ, а угол наклона их восходящих участков определяется коэффициентами усиления, т.к. $tga = \Delta U_{вых} / \Delta U_{вх}$.

Из рисунка следует, что величина напряжения смещения конкретного экземпляра ОУ может быть определена выражением

$$U^1_{см} = -U_{1вых.о.} / K_{и.оос.1} = -U_{2вых.о.} / K_{и.оос.2}. \quad (1.8)$$

1.3. Входные токи и разность входных токов

В любом ОУ в цепи его входов протекает ток. Этот ток называется входным током или током смещения. Ток в цепи неинвертирующего входа $I_{вх.н.}$ и ток инвертирующего входа $I_{вх.и.}$ не будут абсолютно одинаковыми и, как правило, различаются примерно на 10%. Направление входных токов, в зависимости от типа транзисторов входных каскадов ОУ, может быть любым. Поэтому входным током принято считать среднее арифметическое от величин двух входных токов:

$$I_{вх.} = (I_{вх.н.} + I_{вх.и.}) / 2.$$

Максимальная величина различия входных токов ограничивается и определяется разностью входных токов или током сдвига

$$\Delta I_{вх} = I_{вх.н.} - I_{вх.и.}$$

Алгебраический знак тока сдвига не столь важен, т.к. он с равной вероятностью может быть любым.

Входной ток и разность входных токов являются параметрами ОУ.

В справочных данных для конкретного типа ОУ указывается гарантированный максимальных входной ток (ток смещения) $I_{вх.}$ и разность входных токов (ток сдвига) $\Delta I_{вх.}$

В ОУ с входным каскадом на биполярных транзисторах величина входного тока (тока смещения) находится в диапазоне от нескольких наноампер до десятков микроампер. У ОУ с входным каскадом на полевых транзисторах он имеет величину нескольких пикоампер.

Влияние этих токов на выходное напряжение ОУ особенно сказывается при включении ОУ в схему электронного устройства (в частности при наличии обратной связи), когда имеются сопротивления во внешних цепях входов ОУ. Для оценки влияния этих токов на выходное напряжение ОУ рассмотрим схему на рис.1.7.

Считая напряжение смещения равным нулю, найдем выходное напряжение $U_{вых.о.}$ при $U_{вх} = 0$ за счет влияния входных токов используя метод суперпозиции

Сущность метода заключается в том, что влияние входного тока $I_{вх.н.}$ или $I_{вх.и.}$ на выходное напряжение рассматривается в отдельности при равенстве нулю второй величины, а затем находят $U_{вых.о.}$ как алгебраическую сумму результатов их влияния.

$$U_{вых.о.} = U_{вых.о. (I_{вх.н.})} + U_{вых.о. (I_{вх.и.})} \quad (1.9)$$

В выражении (1.9) $U_{вых.о. (I_{вх.н.})}$ оценивает влияние входного тока $I_{вх.н.}$ на выходное напряжение, а $U_{вых.о. (I_{вх.и.})}$ влияние тока $I_{вх.и.}$. Как было определено ранее входные токи одинаковы и равны $I_{вх.}$

Ток $I_{вх.н.}$, протекая через резистор R_2 , создает на нем падение напряжения $I_{вх.н.} \cdot R_2$, которое будет действовать на неинвертирующем входе ОУ. Это напряжение, умноженное на коэффициент усиления ОУ с ООС $K_{и.оос.н.} = (1 + R_{ос}/R_1)$, выделится на выходе равным

$$U_{вых.о. (I_{вх.н.})} = I_{вх.н.} \cdot R_2 \cdot K_{и.оос.н.} = I_{вх.} \cdot R_2 \cdot (1 + R_{ос}/R_1) \quad (1.10)$$

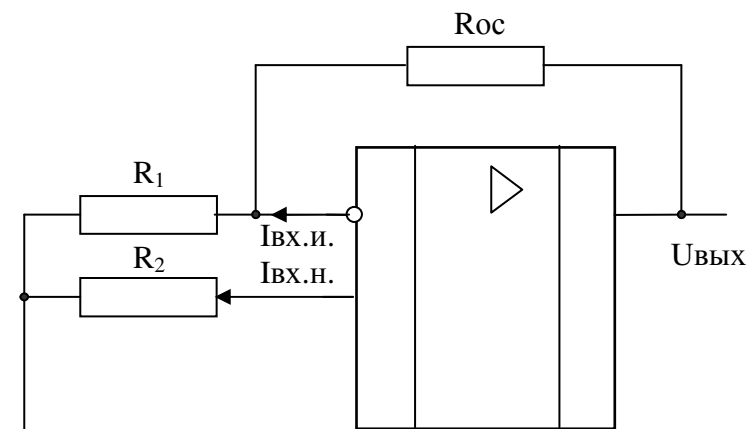


Рис.1.7. Схема ОУ с ООС

Результат воздействия тока инвертирующего входа $I_{вх.и.}$ на выходное напряжение (при $I_{вх.н.} = 0$ и, следовательно, при потенциале неинвертирующего входа равным 0 – условие метода суперпозиции) – можно определить считая, что дифференциальное входное напряжение ОУ равно нулю (т.к. $K = \Delta U_{вых} / \Delta U_{вх.диф.} \rightarrow \infty$). Из этого следует, что напряжение на инвертирующем входе должно быть таким же, как и напряжение на неинвертирующем входе равным 0. Это значит, что ток через R_1 не течет. Значит ток инвертирующего входа $I_{вх.и.}$ протекает только через резистор R_{oc} . Следовательно, выходное напряжение от действия тока $I_{вх.и.}$ будет равно падению напряжения на этом резисторе R_{oc} , и равно

$$U_{вых.о. (I_{вх.и.})} = -I_{вх.и.} \cdot R_{oc} = -I_{вх.и.} \cdot R_{oc} \quad (1.11)$$

(Знак «-» появляется по той причине, что падение напряжения на R_{oc} положительной полярности подается на инвертирующий вход.)

Таким образом, результирующее выходное напряжение от воздействия входных токов в соответствии с выражением (1.9) определяется формулой

$$\begin{aligned} U_{вых.о.} &= U_{вых.о. (I_{вх.н.})} + U_{вых.о. (I_{вх.и.})} = \\ &= I_{вх.н.} \cdot R_2 \cdot (1 + R_{oc}/R_1) - I_{вх.и.} \cdot R_{oc} = I_{вх.н.} [R_2 \cdot (1 + R_{oc}/R_1) - R_{oc}]. \end{aligned} \quad (1.12)$$

Из (1.12) следует, что для исключения влияния входных токов на выходное напряжение, необходимо чтобы

$$R_2 \cdot (1 + R_{oc}/R_1) = R_{oc} \quad (1.13)$$

или

$$R_2 = R_{oc} \cdot R_1 / (R_{oc} + R_1). \quad (1.14)$$

Это значит, что сопротивление цепи неинвертирующего входа R_2 , должно быть равно сопротивлению 2-х параллельно соединенных сопротивлений R_{OC} и R_1 .

Влияние разности входных токов (тока сдвига) $\Delta I_{вх}$ на выходное напряжение можно оценить, используя выражение (1.12) с учетом условия (1.13), записав его в виде

$$U_{вых.о. (\Delta I_{вх.})} = (I_{вх.н.} - I_{вх.и.}) \cdot R_{OC} = \Delta I_{вх.} \cdot R_{OC}. \quad (1.15)$$

Следовательно, для снижения влияния входных токов и их разности, необходимо выполнить следующие условия:

- а) использовать ОУ с малыми величинами входных токов;
- б) выбирать величины внешних сопротивлений входных цепей ОУ с учетом выражения (1.13) при возможном уменьшении величины их сопротивления.

Вопрос компенсации выходного напряжения $U_{вых.о.}$ при $U_{вх.диф.} = 0$, вызванного наличием напряжения смещения, входных токов и их разности, производится с помощью балансировки. Для этой цели ОУ имеют специальные выводы к которым подключаются внешняя цепь балансировки. Цепи балансировки указываются в справочных данных для данного типа ОУ. Обязательным элементом балансировки является регулируемый вручную потенциометр. На скользящий контакт потенциометра подается одно из напряжений источника питания ОУ, а с его выводов напряжения вводятся в цепи входного каскада ОУ. При изменении положения скользящего контакта потенциометра вводится асимметрия в электрический режим входного каскада (DU_1), что в конечном результате меняет величину и полярность выходного напряжения ОУ. При его определенном положении можно скомпенсировать, действующее на выходе напряжение, т.е. добиться равенства его нулю.

Влияние температуры на напряжение смещения $U_{см.}$ и входные токи $I_{вх.}$ является основной причиной появления температурных погрешностей устройств на ОУ. В справочных данных для ОУ приводятся температурные коэффициенты, которые оценивают изменение напряжения смещения в мкВ/град. и входных токов в нА/град. Определение возможных величин $U_{см.}$ и $I_{вх.}$ в заданной области рабочих температур важно для прецизионных устройств, так как их эффективно скомпенсировать сложно.

1.4. Входное сопротивление

Идеальный ОУ должен иметь бесконечно большое входное сопротивление. Это означает, что к входу ОУ можно подключить источник входного сигнала с любым внутренним сопротивлением и это не приведет к потерям сигнала при его передаче от источника сигнала на вход ОУ.

Т.к. входными каскадами ОУ являются дифференциальные усилители, то входное сопротивление ОУ подразделяется на дифференциальное $R_{вх.диф.}$ (для дифференциального сигнала) и синфазное $R_{вх.синф.}$ (для синфазного сигнала).

Под входным сопротивлением для дифференциального сигнала $R_{вх.диф.}$ понимают полное входное сопротивление со стороны любого входа ОУ при соединении другого с точкой нулевого потенциала схемы.

Входное сопротивление для синфазного сигнала $R_{вх.синф.}$ определяется изменением среднего входного тока при приложении к обоим входам ОУ одинакового сигнала. Входное сопротивление синфазному сигналу на несколько порядков превышает дифференциальное.

При выполнении входных каскадов ОУ на биполярных транзисторах большая величина входного сопротивления дифференциальному сигналу создается за счет обеспечения электрического режима транзисторов с микро-токами и введения последовательной отрицательной обратной связи по току. При разомкнутой цепи обратной связи $R_{вх.диф.}$ находится в области значений от десятков кОм до нескольких МОм.

Входное дифференциальное сопротивление ОУ выполненных на полевых МОП-транзисторах достигает величины до нескольких гигаом ($1\text{ГОм} = 10^9 \text{ Ом}$).

Введение последовательной отрицательной обратной связи, в устройствах на ОУ, приводит к увеличению входного дифференциального сопротивления $R_{вх.диф.}$ в $(1+K/K_{и.оос})$ раз, но не может превысить величину синфазного входного сопротивления $R_{вх.синф.}$. Полное входное сопротивление дифференциальному сигналу устройства на ОУ при наличии ООС определяется следующим выражением

$$R_{вх.диф.оос.} = [R_{вх.диф.}(1+K/K_{и.оос})] \parallel R_{вх.синф.} \quad (1.16)$$

1.5. Выходное сопротивление

Операционный усилитель должен обладать очень малым выходным сопротивлением $R_{вых.}$ для наиболее полной передачи усиленного ОУ напряжения на выход при малых сопротивлениях нагрузки. Выходное сопротивление от нескольких единиц до сотен Ом достигается применением в качестве выходных каскадов ОУ эмиттерных повторителей. В ряде случаев этого оказывается недостаточным и возможное уменьшение выходного сопротивления $R_{вых.}$ в устройствах на ОУ обеспечивается введением отрицательной обратной связи по напряжению. При этом величина выходного сопротивления определяется следующим выражением

$$R_{вых.оос.} = R_{вых.}/(1 + K/K_{и.оос.}) \approx R_{вых.}/(K/K_{и.оос.}) \quad (1.17)$$

Так, если у операционного усилителя без обратной связи $R_{вых.}=10$ Ом, коэффициент усиления ОУ $K = 10^5$, а коэффициент усиления при ООС $K_{и.оос.}= 10^2$, то выходное сопротивление устройства на ОУ $R_{вых.оос.}= 10 \cdot 10^{-3}$ Ом = 10 мОм.

1.6. Амплитудно и фазо-частотные характеристики ОУ

Элементная база содержит две разновидности ОУ: с внешней и внутренней коррекцией частотных характеристик (коррекция необходима для повышения устойчивости работы ОУ). Для ОУ с внешней коррекцией в его справочных данных приводятся электрические схемы коррекции и его амплитудно-частотные характеристики (АЧХ). В ОУ с внутренней коррекцией корректирующие элементы вводятся в процессе их производства и АЧХ обычно имеют типичный вид, который рассматривается ниже.

Дифференциальные усилители, составляющие основу операционных усилителей, по частотным свойствам относятся к усилителям медленно меняющихся сигналов, т.е. к усилителям постоянного тока. У этих усилителей отсутствуют разделительные и блокировочные конденсаторы, и, как следствие этого, отсутствует частотная зависимость коэффициента усиления в области низких частот рабочего диапазона. В этой области коэффициент усиления усилителя остается одинаковым (включая и частоты близкие к нулю). Типичная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) таких усилителей представлена на рис.1.8.

В области высоких частот снижение коэффициента усиления определяется частотными свойствами параметров транзистора, а иногда, и паразитными емкостями каскада и емкостью нагрузки. В первом случае существенную роль оказывает шунтирующее действие барьерной емкости коллекторного и диффузионной эмиттерного переходов транзистора.

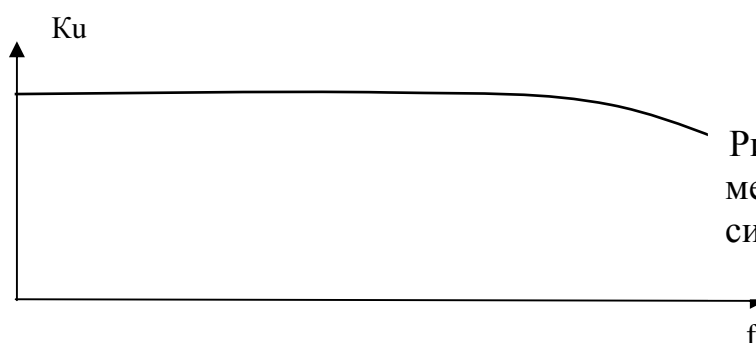


Рис.1.8. АЧХ усилителя медленно меняющихся сигналов

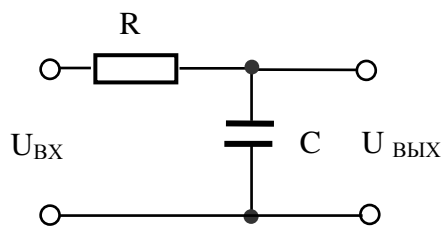


Рис.1.9. Схема интегрирующего аperiodического звена

Комплексный коэффициент передачи аperiodического интегрирующего звена

$$K(j\omega) = K(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega CR} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \cdot e^{j\varphi(\omega)}, \quad (1.18)$$

где: $\omega = 2\pi f$ – круговая частота входного напряжения,
 $\tau = RC$ – постоянная времени цепи.

Первый множитель выражения (1.18) определяет уравнение амплитудно-частотной (АЧХ) звена, а второй – его фазо-частотную (ФЧХ) характеристику

$$\varphi(\omega) = -\text{arctg}(\omega\tau). \quad (1.19)$$

АЧХ звена по своим частотным свойствам соответствует фильтрам нижних частот, которые пропускают низкочастотные колебания и не пропускают высокочастотные. Полоса пропускания таких фильтров определяется спектром частот, ограниченным частотой среза $\omega_{cp} = 2\pi f_{cp}$, на которой модуль коэффициента передачи $K(\omega_{cp})$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раз относительно его значения K_0 на частоте равной 0. Т.к. для фильтра нижних частот (рис1.9.) $K_0 = 1$, то

$$K(\omega_{cp}) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega_{cp}\tau)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}, \quad (1.20)$$

а частота среза $\omega_{cp} = 2\pi f_{cp} = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{CR}$.

На основании выражения (1.18) и (1.19) уравнение АЧХ и ФЧХ звена, соответственно (1.21) и (1.22), можно записать в виде

$$K(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{cp}}\right)^2}}, \quad (1.21)$$

$$\varphi(f) = -\text{arctg}\left(\frac{f}{f_{cp}}\right). \quad (1.22)$$

Логарифмируя выражение (1.21) и умножая на 20, получим уравнение АЧХ звена, в котором коэффициент передачи выражен в децибелах:

$$K(f)_{\text{дБ}} = -20 \lg \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{\text{ср}}}\right)^2}. \quad (1.23)$$

На низких частотах, когда $f \ll f_{\text{ср}}$, т.е. $\frac{f}{f_{\text{ср}}} \ll 1$

$$K(f)_{\text{дБ}} = 0; \quad (1.24)$$

на высоких частотах, при $f \gg f_{\text{ср}}$

$$K(f)_{\text{дБ}} = -20 \lg \left(\frac{f}{f_{\text{ср}}}\right) = 20 \lg f_{\text{ср}} - 20 \lg f. \quad (1.25)$$

Выражение (1.25) представляет уравнение прямой от логарифмической переменной $\lg f$.

На рис.1.10. представлены логарифмические амплитудно-частотная $K_{\text{дБ}}=F(\lg f)$ и фазо-частотная $\varphi=F(\lg f)$ характеристики апериодического интегрирующего звена.

Сплошными линиями показаны характеристики, построенные на основании (1.23) и (1.22), а пунктирными – их приближенные (аппроксимированные) представления в виде отрезков прямых.

Как было отмечено выражением (1.24) начальный участок ЛАЧХ проходит по оси абсцисс, т.к. $K(f)_{\text{дБ}}=0$, а падающий в соответствии с (1.25) убывает со скоростью 20 дБ на декаду (–20дБ при увеличении частоты в 10 раз) или 6 дБ на октаву (– 6 дБ при увеличении частоты в 2 раза).

Отрезки прямых, описываемые уравнениями (1.24) и (1.25), пересекаются на частоте $f_{\text{ср}}$. В этой точке имеет место максимальная погрешность принятой аппроксимации, которая равна – 3дБ.

Фазо-частотная характеристика определяется выражением (1.22) и на рис.1.10,б показана сплошной линией. Фазовый сдвиг на частоте среза равен

– 45°. При уменьшении частоты в пределах одной декады фазовый сдвиг падает почти до нуля, а при увеличении достигает – 90°. Это обстоятельство позволяет аппроксимировать фазо-частотную характеристику звена отрезком прямой с наклоном – 45 градусов на декаду, проходящим через точку с координатами $f_{\text{ср}}$ и – 45°. Аппроксимированная ФЧХ представлена на рис.1.10(б) пунктирной линией. Погрешность, вносимая принятой аппроксимацией приведена в таблице 1.

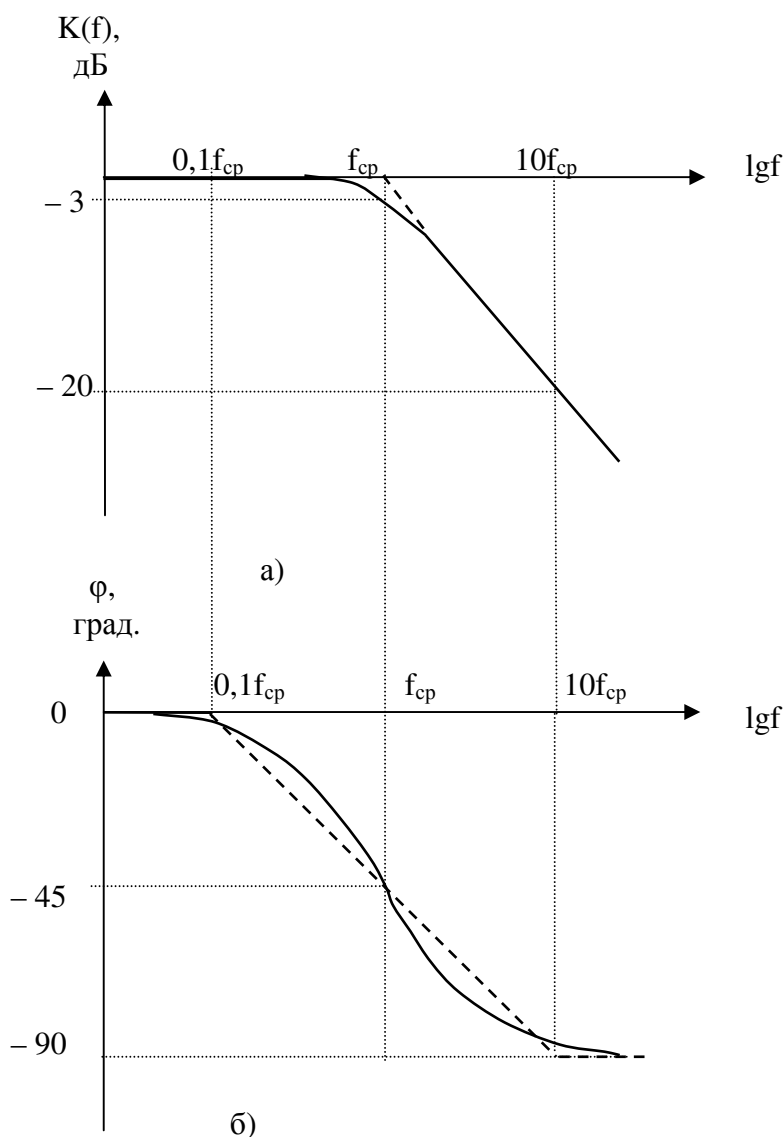


Рис.1.10. Логарифмическая амплитудно-частотная (а) и фазо-частотная характеристики (б) аperiodического интегрирующего звена

Таблица 1.

Частота	$0,1 f_{cp}$	$0,5 f_{cp}$	f_{cp}	$2 f_{cp}$	$10 f_{cp}$
Погрешность (град)	-5,7	+4,0	0	-4,0	+5,7

Амплитудно и фазо-частотные характеристики, аппроксимированные отрезками прямых и используемые в теории усилителей называют асимптотическими или диаграммами Бode.

При наличии электрических цепей содержащих несколько последовательно включенных звеньев построение результирующей ЛАЧХ цепи производится путем графического сложения ЛАЧХ всех его отдельных звеньев.

Очевидно, что в результате суммирования отдельных участков с наклоном -20 дБ/дек появляются участки ЛАЧХ с наклоном -40 дБ/дек, -60 дБ/дек.

Для многокаскадного ОУ комплексный коэффициент усиления в общем виде выражается формулой

$$K_U(jf) = \frac{K_{U0}}{(1 + j \frac{f}{f_{CP1}}) \cdot (1 + j \frac{f}{f_{CP2}}) \cdot \dots \cdot (1 + j \frac{f}{f_{CPn}})} \quad (1.18)$$

где: K_{U0} – коэффициент усиления (передачи) всего усилителя на низких частотах, близких к нулю, без внешней отрицательной обратной связи;

$f_{CP1}, f_{CP2}, \dots, f_{CPn}$ — частоты среза (точки излома частотной характеристики) отдельных каскадов образующих ОУ.

Для большинства ОУ частота первой точки излома частотной характеристики f_{CP1} мала (обычно не превышает 10 Гц) по сравнению со второй, частота которой $f_{CP2} = (1 \div 3)$ МГц и последующими, связанными неравенством $f_{CP1} \ll f_{CP2} \ll \dots \ll f_{CPn}$.

Наибольший интерес представляет диапазон частот, для которого выполняется условие $f_{CP1}^2 \ll f^2 \ll f_{CP2}^2$. Для этой области коэффициент передачи ОУ может быть представлен выражением

$$K_U(jf) \approx \frac{K_{U0}}{(1 + j \frac{f}{f_{CP1}})} \quad (1.19)$$

Выражая модуль и фазовый угол комплексной величины $K_U(jf)$, получим уравнения амплитудно-частотной (АЧХ) и фазо-частотной (ФЧХ) характеристик ОУ

$$K_U(f) = \frac{K_{U0}}{\sqrt{1 + (f / f_{CP1})^2}} \quad (1.20)$$

$$\varphi(f) = \arctg \left[\frac{\text{Im } K_{U1}(jf)}{\text{Re } K_{U1}(jf)} \right] = -\arctg \left(\frac{f}{f_{CP1}} \right) \quad (1.21)$$

Уравнение ЛАЧХ операционного усилителя в этой области частот

$$\begin{aligned} K_U(f)_{\text{дБ}} &= 20 \lg K_U(f) = 20 \lg \left(\frac{K_{U0}}{\sqrt{1 + (f / f_{CP1})^2}} \right) = 20 \lg K_{U0} - 20 \lg \left[\sqrt{1 + (f / f_{CP1})^2} \right] = \\ &= K_{U0(\text{дБ})} - 20 \lg \left[\sqrt{1 + (f / f_{CP1})^2} \right] \end{aligned} \quad (1.22)$$

На малых частотах, при $\frac{f}{f_{CP1}} \ll 1$, включая частоту равную нулю

$$K_U(f)_{\text{дБ}} = K_{U0(\text{дБ})}, \quad (1.23)$$

а на высоких частотах, при $\frac{f}{f_{CP1}} \gg 1$

$$K_U(f)_{дБ} = K_{УО(дБ)} - 20\lg(f/f_{CP1}) \approx K_{УО(дБ)} - 20\lg f. \quad (1.24)$$

Это выражение представляет собой уравнение прямой вида $y = a + bx$ от логарифмической переменной $\lg f$.

Т.о. аппроксимированную ЛАЧХ операционного усилителя можно представить в виде двух прямолинейных участков:

а) начального, для области частот $0 \leq f \leq f_{CP1}$, представленного отрезком параллельным оси абсцисс, в которой коэффициент усиления ОУ равен его максимальному значению $K_{УО(дБ)}$;

б) участка на частотах $f \geq f_{CP1}$, соответствующего отрезку прямой с отрицательным углом наклона со скоростью убывания 20 дБ на декаду (–20 дБ/дек).

Эти отрезки пересекаются на частоте среза f_{CP1} . В этой точке максимальная погрешность аппроксимации ЛАЧХ, составляет $1/\sqrt{2}$, что соответствует –3дБ.

Так как обычно ширина полосы пропускания усилителя определяется спектром частот, в котором коэффициент усиления $K_U(f) \geq K_{УО}/\sqrt{2} = 0,707K_{УО}$, то соответственно частота среза f_{CP1} и определяет ширину полосы пропускания ОУ.

На падающем участке АЧХ коэффициент усиления ОУ уменьшается и на частоте f_1 достигает значения равного единице при представлении коэффициента усиления в относительных величинах или 0 дБ – в логарифмических. Частота f_1 является важнейшим частотным параметром ОУ и называется частотой единичного усиления.

Используя выражения (1.20) или (1.24) для области частот $f/f_{CP1} \gg 1$ получим

$$f_1 = K_{УО} f_{CP1}, \quad (1.25)$$

а приближенное значение комплексного коэффициента усиления ОУ в этой области с учетом (1.19) выражается через частоту единичного усиления формулой

$$K_U(jf) \approx f_1/jf \quad (1.26)$$

Логарифмическая фазо-частотная характеристика (ЛФЧХ) строится на основании выражения (1.21). По оси ординат откладывается угол фазового сдвига в градусах – φ , а по оси абсцисс частота f в логарифмическом масштабе.

На частоте среза f_{CP1} фазовый угол составляет $\varphi_{CP1} = -45^\circ$. При изменении частоты в пределах одной декады в ту или иную сторону от частоты среза фазовый сдвиг соответственно достигает 0° или -90° с погрешностью не превышающей 6° . Т.о. в диапазоне частот от $0,1f_{CP1}$ до $10f_{CP1}$ аппроксимированная ЛФЧХ представляется отрезком прямой с углом наклона -45° , проходящим через точку $f = \lg f_{CP1}$; $\varphi = -45^\circ$.

Графики ЛАЧХ и ЛФЧХ, построенные по выражениям (1.22) и (1.21), приведены соответственно на рис.1.11. а) и б). На этих графиках частота представлена в логарифмическом масштабе, а аппроксимированные характеристики указаны пунктирными линиями.

В том случае, когда вторая и даже третья частоты среза ОУ, соответственно f_{CP2} и f_{CP3} , меньше частоты единичного усиления ОУ f_1 , при построении результирующей ЛАЧХ и ЛФЧХ такого ОУ должны быть учтены все дополнительные изменения, вносимые этими интегрирующими звеньями.

Построение ЛАЧХ и ЛФЧХ многокаскадного ОУ производится путем графического суммирования соответствующих характеристик всех его звеньев.

Из анализа ЛАЧХ апериодического звена и ЛАЧХ ОУ, проведенного выше, следует, что точки излома ЛАЧХ должны соответствовать частотам среза f_{CP1} , f_{CP2} и f_{CP3} .

Следовательно, для рассматриваемого случая, в области частот от f_{CP1} до f_{CP2} (см. рис.1.11,а) снижение коэффициента усиления составит -20 дБ/дек, в области от f_{CP2} до f_{CP3} -40 дБ/дек, а на частотах, превышающих f_{CP3} скорость убывания коэффициента усиления составит -60 дБ/дек.

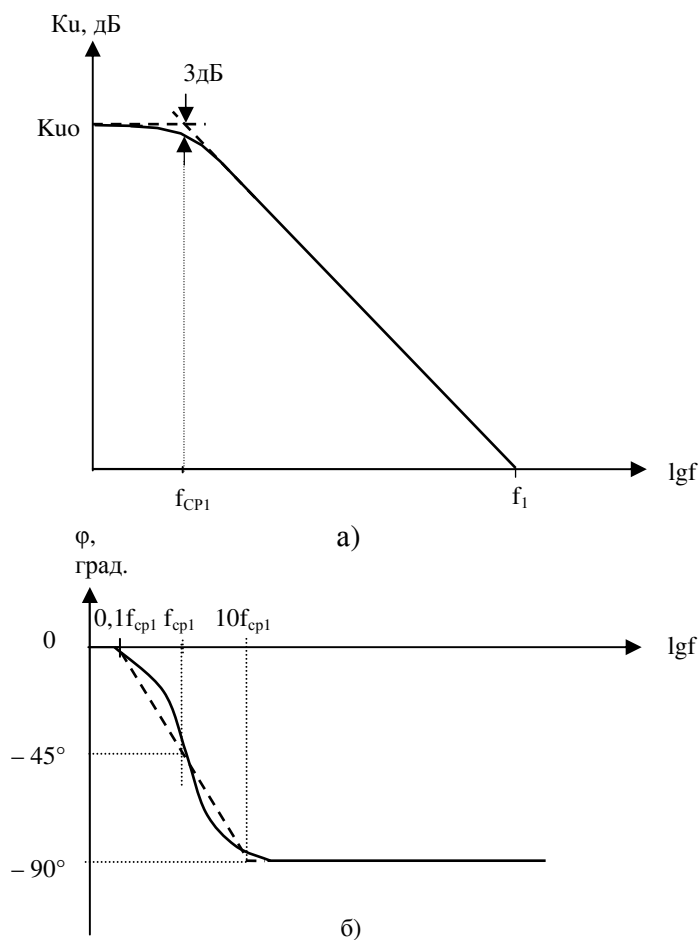


Рис.1.12.
Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика ОУ (а) и логарифмическая фазо-частотная характеристика ОУ (б)

Построение логарифмической фазо-частотной характеристики ОУ производится аналогично путем графического суммирования ЛФЧХ отдельных его звеньев и значительно упрощается, если точки излома (частоты среза) достаточно сильно разнесены, т.е. $f_{cp1}^2 \leq f_{cp2}^2 \leq f_{cp3}^2$.

Так, если на частоте f_{CP1} фазовый сдвиг $\varphi = -45^\circ$ (см. рис.1.10,б), то на частоте $f \geq 10 \cdot f_{CP1}$ равен -90° . Последующее увеличение фазового сдвига ЛФЧХ ОУ происходит в области аппроксимации фазовой характеристики второго интегрирующего звена в области частот от $0,1 \cdot f_{CP2}$ до $10 \cdot f_{CP2}$. Начиная с частоты $0,1 \cdot f_{CP2}$, фазовый угол получает дополнительный сдвиг, который на частоте f_{CP2} достигает $-90^\circ + (-45^\circ) = -135^\circ$, а на частоте $10 \cdot f_{CP2}$ и большей, результирующий фазовый сдвиг достигает $\varphi = -180^\circ$.

Для неинвертирующего усилительного каскада на ОУ с отрицательной обратной связью (рис.1.12.), коэффициент усиления определяется выражением

$$K_{UH}(f) = \frac{1 + R_{oc} / R}{1 + (1 + R_{oc} / R) / K_U(f)} \quad (1.27)$$

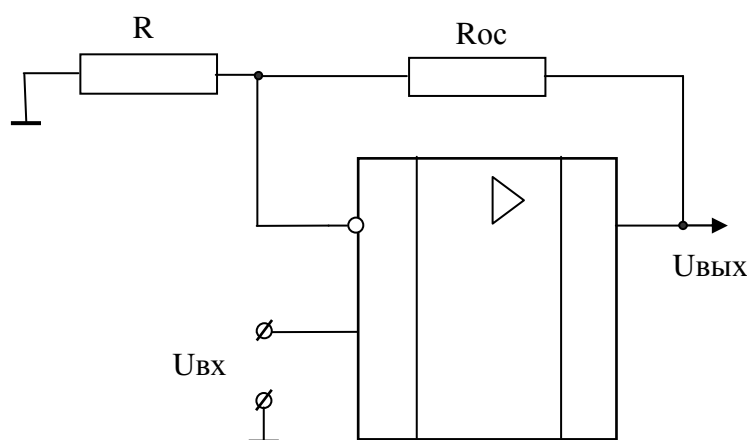


Рис.1.13. Схема неинвертирующего усилительного каскада на ОУ

Если коэффициент усиления ОУ на нулевой частоте $K_U(0)$ достаточно велик, т.е. $\frac{1 + R_{oc} / R}{K_U(0)} \ll 1$, что практически всегда выполнимо, коэффициент усиления неинвертирующего усилителя на частотах близких к нулю можно выразить формулой

$$K_{UH}(0) = 1 + R_{oc} / R. \quad (1.28)$$

Т.о. на основании (1.27) частотная зависимость коэффициента усиления неинвертирующего каскада с обратной связью, можно записать в виде:

$$K_{UH}(f) = \frac{K_{UH}(0)}{1 + \frac{K_{UH}(0)}{K_U(f)}} \quad (1.29)$$

Если в полученное выражение ввести приближенное значение для коэффициента усиления ОУ (см.1.26) получим формулу, отражающую частотную зависимость комплексной величины коэффициента усиления неинвертирующего каскада

$$K_{UH}(jf) = \frac{K_{UH}(0)}{1 + j \frac{f \cdot K_{UH}(0)}{f_1}} \quad (1.30)$$

Анализ выражения (1.30) показывает:

1) на частотах $f \ll \frac{f_1}{K_{UH}(0)}$ модуль коэффициента усиления усилителя $K_{UH}(f) = K_{UH}(0)$, а фазовый сдвиг $\varphi = 0$;

2) на частоте $f = \frac{f_1}{K_{UH}(0)}$ выражение (1.30) принимает вид $K_{UH}(jf) = \frac{K_{UH}(0)}{1 + j1}$, где модуль коэффициента усиления $K_{UH}(f) = \frac{K_{UH}(0)}{\sqrt{2}}$, а фазовый угол составляет $\varphi = -45^\circ$;

3) на частотах $f \gg \frac{f_1}{K_{UH}(0)}$ уравнение (1.30) записывается в виде

$$K_{UH}(jf) = \frac{K_{UH}(0)}{j \frac{f \cdot K_{UH}(0)}{f_1}} = \frac{1}{j \frac{f}{f_1}} = \frac{f_1}{jf}, \quad (1.31)$$

что соответствует формуле (1.26), отражающей частотную зависимость комплексной величины коэффициента усиления ОУ.

Из проведенного анализа уравнения (1.30) можно сделать следующие выводы:

1) логарифмическую амплитудно-частотную характеристику (ЛАЧХ) неинвертирующего каскада на ОУ можно аппроксимировать в виде двух прямолинейных участков: начального, горизонтального с величиной модуля коэффициента усиления равного $K_{UH}(0)_{дБ} = 20 \lg(1 + R_{OC}/R)$, и падающего, соответствующего аналогичному участку ЛАЧХ самого операционного усилителя;

2) частота $f = \frac{f_1}{K_{UH}(0)} = f_{CPH}$, на которой модуль коэффициента усиления уменьшается в $\sqrt{2}$ раз или в логарифмическом представлении на $-3дБ$, называется частотой среза ОУ с отрицательной обратной связью

(ООС) и соответственно является верхней граничной частотой рабочего диапазона частот этого устройства $f_{в.гр.}$;

3) выражение, записанное в п.2), связывает частоту среза ОУ с ООС, равную верхней граничной частоте рабочего диапазона частот неинвертирующего усилительного каскада $f_{в.зр}$, с его коэффициентом усиления $K_{УН}(o)$.

Т.к. частота единичного усиления f_1 является параметром ОУ, т.е. постоянной для ОУ данного типа, выражение можно записать в виде

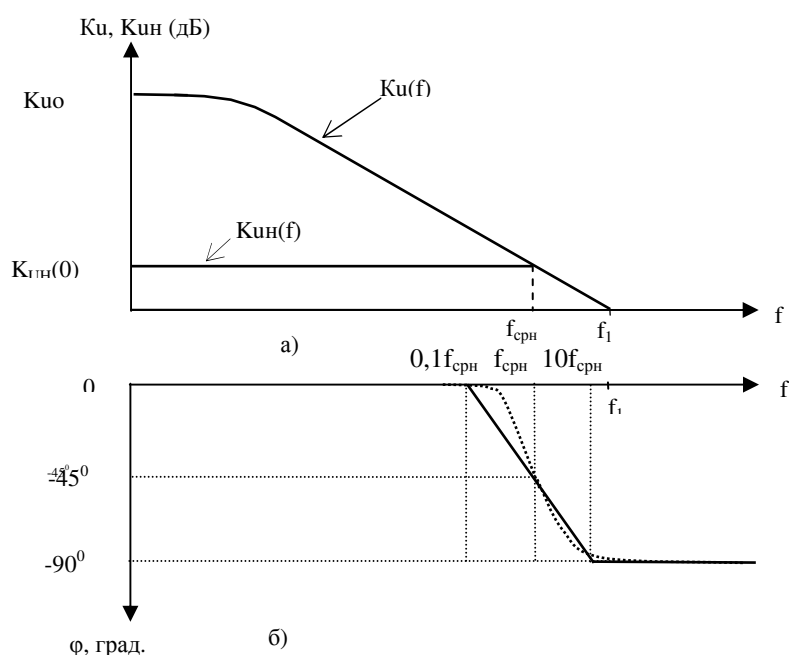
$$f_1 = K'_{УН(o)} \cdot f'_{в.гр.} = K''_{УН(o)} \cdot f''_{в.гр.} = const. \quad (1.32)$$

Полученное позволяет сделать следующее заключение:

увеличение коэффициента усиления каскада в определенное число раз приводит к уменьшению его верхней граничной частоты рабочего диапазона в это же число раз. Иными словами, площадь усиления, определяемая произведением коэффициента усиления усилителя на верхнюю граничную частоту рабочего диапазона частот есть величина постоянная, равная частоте единичного усиления f_1 .

4) аппроксимированную логарифмическую фазо-частотную характеристику усилительного каскада можно представить в виде прямой, проходящей через точку с ординатой $\varphi = -45^\circ$ и абсциссой $f = f_{срн}$ с наклоном -45° на декаду. На граничных частотах области $0,1f_{срн}$ и $10f_{срн}$ угол фазового сдвига соответственно составляет 0° и -90° , при погрешности аппроксимации не превышающей 6° .

На рис.1.14. а) и б) представлены аппроксимированные логарифмические амплитудно- и фазо-частотные характеристики неинвертирующего усилительного каскада на ОУ.



1.7. Максимальная скорость изменения выходного напряжения ОУ

В режиме линейного преобразования, при синусоидальном входном напряжении малой величины и в области сравнительно низких частот, амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики ОУ дают достаточную информацию о выходном сигнале.

Однако, с ростом частоты форма выходного напряжения, первоначально синусоидальная, претерпевает изменение, преобразуясь в трапецеидальную и далее треугольную (пилообразную) с амплитудой, уменьшающейся с ростом частоты входного сигнала.

При входном гармоническом сигнале $u_{вх} = U_{m.вх} \cdot \sin \omega t$, скорость изменения его мгновенного значения $v_{вх} = \frac{d(u_{вх})}{dt} = \omega \cdot U_{m.вх} \cdot \cos \omega t$ меняется от максимальной величины $v_{вх.макс.}$ при $\omega t = 0$ до равной нулю при $\omega t = \pi/2$.

Соответственно, максимальная скорость изменения мгновенного значения равна

$$v_{вх.макс} = \left. \frac{d(u_{вх})}{dt} \right|_{\omega=0} = \omega U_{m.вх} = 2\pi \cdot f \cdot U_{m.вх},$$

а скорость изменения выходного напряжения, при этом должна быть в K_u раз большей и равной

$$v_{вых.макс} = \left. \frac{d(u_{вых})}{dt} \right|_{\omega=0} = K_u \cdot \omega U_{m.вх} = K_u \cdot 2\pi \cdot f \cdot U_{m.вх}, \quad (1.33)$$

где: K_u - коэффициент усиления по напряжению,

f - частота входного сигнала,

$U_{m.вх}$ - амплитуда входного сигнала.

Однако, ввиду ограниченного и определенного значения максимальной скорости изменения выходного напряжения ОУ $v_{вых.макс.}^{OU}$ происходят искажения формы выходного напряжения. В той части периода выходного сигнала, в которой скорость $v_{вых.макс.}$ превышает величину $v_{вых.макс.}^{OU}$, скорость изменения выходного напряжения остается постоянной и равной $v_{вых.макс.}^{OU}$. Соответственно, гармонический характер изменения сигнала в этой области периода, преобразуется в линейный.

Искажения, определяемые конечной скоростью изменения выходного напряжения ОУ в работе устройства, называются динамическими.

Причиной, определяющей максимальную скорость изменения выходного напряжения ОУ, является наличие в его электрической схеме апериодических интегрирующих звеньев, в частности, звена, образованного наличием корректирующей емкости.

При наличии на входе ОУ импульсного сигнала большой величины, выходной ток первого каскада $I_{вых.1}$, установленный источником

стабильного тока, принимает максимальное значение $i_{\text{макс}} = +I_{\text{вых.1}}$ в одном направлении и $-I_{\text{вых.1}}$ в другом. Эти токи и определяют ток переходного процесса корректирующего конденсатора C_k . Таким образом, скорость изменения напряжения на конденсаторе C_k соответствует скорости изменения выходного напряжения второго каскада, т.е. скорости отклика большого сигнала усилителя:

$$v_{\text{вых.макс}}^{\text{ОУ}} = \frac{d(U_{\text{вых}})}{dt} = \pm \frac{I_{\text{вых.1}}}{C_k} \quad (1.34)$$

У ОУ типа $\mu A741, LM101A$ и др., имеющих уровень тока $I_{\text{вых.1}} \approx 15 \text{ мкА}$ и номинал корректирующей емкости $C_k \approx 30 \text{ пФ}$, скорость изменения выходного напряжения ОУ составляет

$$v_{\text{вых.макс}}^{\text{ОУ}} = \frac{d(U_{\text{вых}})}{dt} = \frac{15 \cdot 10^{-6}}{30 \cdot 10^{-12}} = 0,5 \frac{\text{В}}{\text{мкс}}$$

Из уравнения (1.34) следует, что для получения большей скорости изменения выходного напряжения требуется ОУ, с большим максимальным током переходного процесса конденсатора коррекции и меньшей его емкостью.

Так, если у ОУ общего применения $v_{\text{вых.макс}}^{\text{ОУ}} = 0,2 - 2 \frac{\text{В}}{\text{мкс}}$, то у быстродействующих ОУ $v_{\text{вых.макс}}^{\text{ОУ}} = 10 - 400 \frac{\text{В}}{\text{мкс}}$.

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

Как было отмечено выше, максимальная скорость изменения выходного напряжения зависит от частоты сигнала и его амплитуды. Если скорость изменения сигнала превышает максимальную скорость изменения ОУ, то форма выходного будет искажена. В этом случае при гармоническом входном сигнале выходной будет принимать трапецеидальную или треугольную (пилообразную) форму.

Максимальная частота $f_{\text{макс}}$, при которой выходное напряжение с амплитудой $U_{\text{вых.макс}}$ не будет искажено (см. 1.33), определяется скоростью изменения выходного напряжения ОУ в соответствии с выражением

$$f_{\text{макс}} = \frac{v_{\text{вых.макс}}^{\text{ОУ}}}{2\pi \cdot U_{\text{вых.макс}}}, \quad (1.35)$$

где: $f_{\text{макс}}$ – максимальная частота,

$U_{\text{вых.макс}}$ – максимальная величина выходного напряжения ОУ.

1.8. Время установления выходного напряжения

При снятии амплитудно и фазо-частотных характеристик на вход схемы с ОУ подается сигнал синусоидальной формы и производится измерение соответствующих параметров выходного сигнала.

Для определения *временной*, или *переходной* характеристик, на вход ОУ подается большой сигнал в форме скачка напряжения или прямоугольного импульса и устанавливается зависимость его выходного напряжения от времени.

Для ОУ с коэффициентом усиления, зависящим от частоты, в соответствии с уравнением (1.19)

$$K_U(jf) \approx \frac{K_{U0}}{\left(1 + j \frac{f}{f_{CP1}}\right)}$$

и при входном воздействии в форме скачка напряжения, выходное напряжение как функция времени, т.е. переходная характеристика определяется уравнением

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых.макс}} \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)\right], \quad (1.36)$$

а график этой зависимости представлен на рис.1.15.

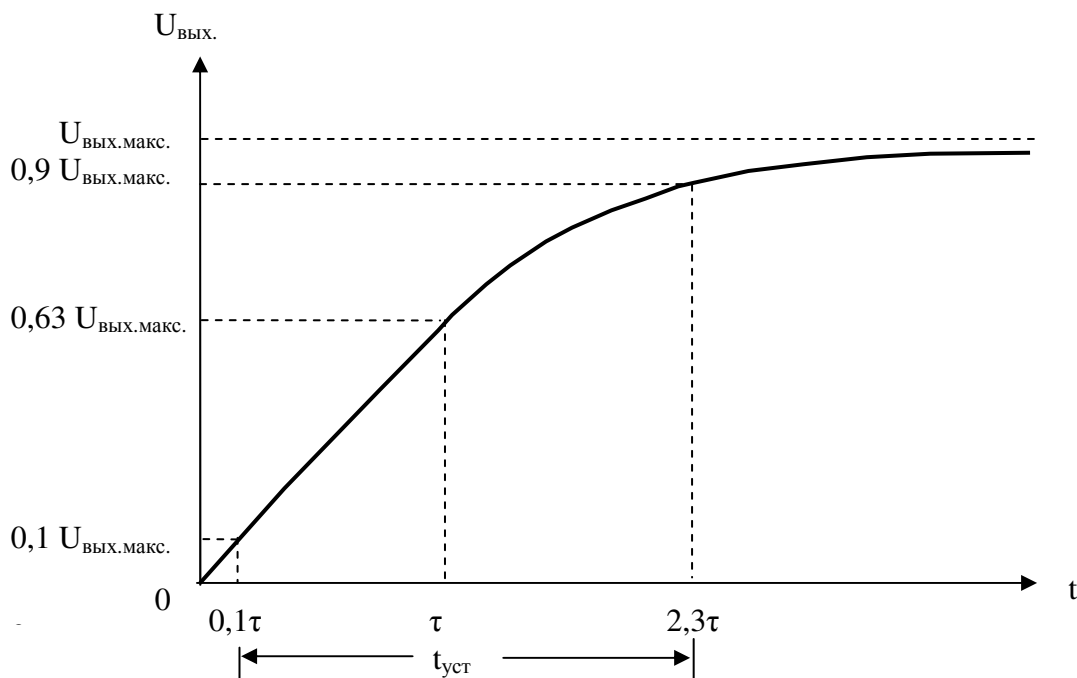


Рис.1.15. Переходная характеристика ОУ

В уравнении (1.36) τ — постоянная времени схемы.

Для оценки работы большинства схем с ОУ во временной области обычно достаточно одного временного параметра переходной характеристики — времени установления выходного напряжения $t_{уст}$. Оно обычно измеряется при большом значении входного напряжения (вызывающего появление выходного $\approx 2U_{ВЫХ.МАКС.}$), максимальной нагрузке и находится как промежуток времени, прошедший с момента достижения уровня 0,1 до уровня 0,9 от установившегося значения выходного напряжения $U_{ВЫХ.МАКС.}$.

Постоянная времени τ связана с временем установления $t_{уст}$ и частотой среза $f_{ср1}$ соотношением

$$\tau = \frac{1}{2\pi \cdot f_{ср1}} \quad (1.37)$$

С учетом (1.36), промежуток времени t_n , за которое выходное напряжение достигнет значения установленного уровня $n \cdot U_{ВЫХ.МАКС.}$, определяется выражением

$$t_n = -\tau \cdot \ln\left(1 - \frac{n \cdot U_{вых.макс}}{U_{вых.макс}}\right). \quad (1.38)$$

Соответственно, выражение для времени установления выходного напряжения $t_{уст}$ можно записать в виде

$$\begin{aligned} t_{уст} &= t_{0,9U_{ВЫХ.МАКС}} - t_{0,1U_{ВЫХ.МАКС}} = -\tau \cdot \ln\left(1 - \frac{0,9U_{вых.макс}}{U_{вых.макс}}\right) + \tau \cdot \ln\left(1 - \frac{0,1U_{вых.макс}}{U_{вых.макс}}\right) = \\ &= \tau \cdot (\ln 0,9 - \ln 0,1) = 2,2 \cdot \tau. \end{aligned} \quad (1.39)$$

Большинство схем с ОУ и обратной связью имеют только одну точку излома АЧХ на частоте среза $f_{ср1}$, которая и определяет их полосу пропускания. Для этих случаев удобно, в соответствии с (1.37), представить выражение для расчета времени установления выходного напряжения в виде

$$t_{уст} = \frac{0,35}{f_{ср1}}. \quad (1.40)$$

Например, если ширина полосы пропускания схемы $f_{ср1} = 10$ кГц, то соответствующее ей время нарастания выходного напряжения будет

$$t_{уст} = \frac{0,35}{10^3} = 35 \cdot 10^{-6} \text{ с} = 35 \text{ мкс}$$

2. Аналоговые преобразователи электрических сигналов на ОУ

2.1. Инвертирующий усилитель

При построении схемы инвертирующего усилительного каскада необходимо выполнить два условия: 1) входной сигнал подается в цепь инвертирующего входа ОУ, 2) вводится отрицательная обратная связь (ООС).

Схема инвертирующего усилительного каскада представлена на рис.2.1.

Обратная связь есть передача выходного сигнала или его части на вход усилителя. Она может быть отрицательной или положительной. Отрицательная обратная связь имеет место (в области сравнительно низких частот рабочего диапазона усилителя, включая близкие к 0) при суммарном фазовом сдвиге φ_{Σ} , вносимым непосредственно самим усилителем φ_{yc} и цепью обратной связи φ_{oc} , равным нечетному числу π , т.е.

$$\varphi_{\Sigma} = \varphi_{yc} + \varphi_{oc} = (2n+1) \cdot \pi, \text{ где } n=0,1,2\dots \quad (2.1)$$

При $\varphi_{\Sigma} = \varphi_{yc} + \varphi_{oc} = 2n\pi$ - обратная связь положительная (ПОС).

Это означает, что при ООС сигнал обратной связи противоположен по фазе входному, вычитается из него и поступает непосредственно на вход ОУ меньшим по величине.

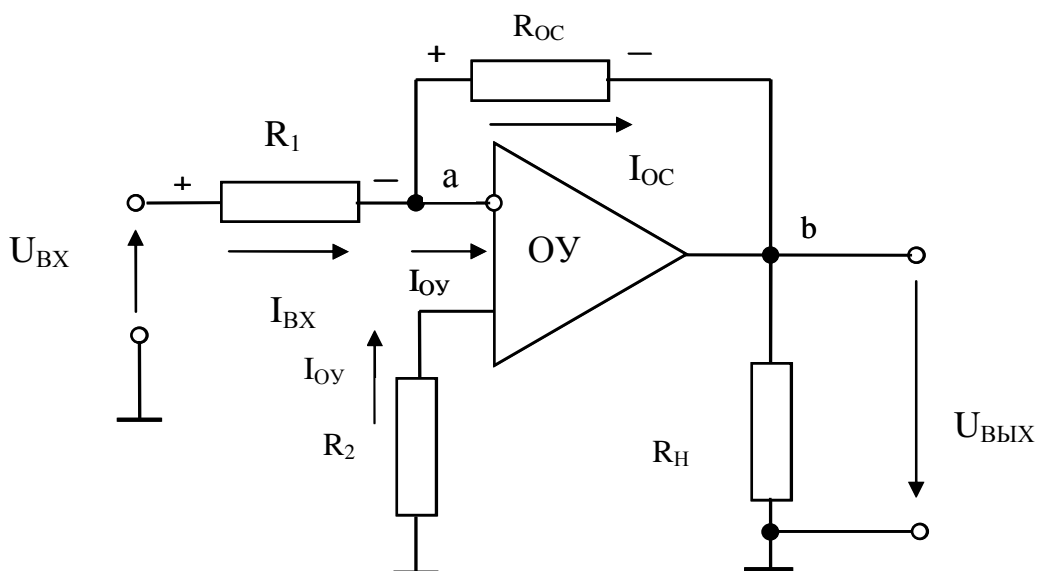


Рис.2.1. Схема инвертирующего усилителя

При ПОС сигнал ОС совпадает по фазе с входным, увеличивает поступающий непосредственно на вход усилителя.

Соответственно, при ООС коэффициент усиления уменьшается, а при ПОС – увеличивается.

Введение ООС снижает коэффициент усиления, но влияет на основные показатели его работы: обеспечивает стабильность коэффициента усиления при смене активных элементов и изменении напряжения источников питания, изменяет входное и выходное сопротивления усилителя, уменьшает нелинейные и фазовые искажения, собственные шумы и др.

В схеме инвертирующего усилителя (рис.2.1.) используется параллельная ООС по напряжению. Цепь обратной связи, образованная резисторами R_{OC} и R_1 , не вносит фазового сдвига, т.е. $\varphi_{oc} = 0$, а введение входного сигнала и сигнала обратной связи в цепь инвертирующего входа, определяет фазовый угол коэффициента усиления ОУ равным $\varphi_{yc} = \pi$ или $\varphi_{yc} = 180^\circ$.

Т.к. в представленной схеме усилителя $\varphi_{\Sigma} = \varphi_{yc} + \varphi_{oc} = \pi$, следовательно, в схеме усилителя имеет место отрицательная обратная связь.

Для исключения влияния на работу усилителя входных токов ОУ, в цепь неинвертирующего входа включают резистор с величиной сопротивления $R_2 = R_1 \cdot R_{oc} / (R_1 + R_{oc})$, см. (1.14).

При большом коэффициенте усиления ОУ дифференциальный сигнал, определяемый разностью потенциалов неинвертирующего и инвертирующего входов, мал и близок к 0. (Если $K = U_{ВЫХ} / U_{ДИФ} = 10^6$ и максимальная величина выходного сигнала $U_{ВЫХ} \approx E_{II} = 10$ В, дифференциальный сигнал составляет $U_{ДИФ} = 10 \cdot 10^{-6} = 10$ мкВ.)

При малых входных токах $I_{OY} \approx 0$, потенциал неинвертирующего входа равен 0. С учетом малой величины дифференциального сигнала инвертирующий вход ОУ и узел “а” находятся так же под нулевым потенциалом схемы и являются “виртуальным нулем”.

В этом случае входной ток I_{BX} , вызванный входным напряжением U_{BX} , определяется сопротивлением R_1 и будет равен

$$I_{BX} = U_{BX} / R_1. \quad (2.2)$$

В соответствии с 1-ым законом Кирхгофа для токового узла “а” $I_{BX} = I_{OC} + I_{OY}$. Но т.к. $I_{OY} \approx 0$, то $I_{BX} = I_{OC}$.

Падение напряжения на сопротивлении R_{OC} будет

$$U_{Roc} = I_{OC} \cdot R_{OC} = I_{BX} \cdot R_{OC}.$$

Так как $U_{Roc} = \varphi_a - \varphi_b$, а $U_{ВЫХ} = \varphi_b - \varphi_a$, где $\varphi_a = 0$ – потенциал точки (узла) “а”, а φ_b – потенциал точки “b”, равный $U_{ВЫХ}$, то

$$U_{ВЫХ} = -U_{Roc} = -I_{BX} \cdot R_{OC}.$$

Полученные величины позволяют установить выражение для коэффициента усиления инвертирующего усилителя

$$K_{UI}^{ООС} = U_{ВЫХ} / U_{BX} = \frac{-I_{BX} \cdot R_{OC}}{I_{BX} \cdot R_1} = -\frac{R_{OC}}{R_1}. \quad (2.3)$$

Из выражения для коэффициента усиления инвертирующего каскада следует:

- 1) знаки приращений входного и выходного напряжений или их фазы противоположны. Это значит, что усилитель является *инвертирующим*;
- 2) коэффициент усиления определяется только параметрами элементов цепи обратной связи.

Входное сопротивление усилителя – сопротивление, которое оказывает его входная цепь источнику входного сигнала. Как было отмечено выше, входной ток схемы I_{BX} определяется величиной сопротивления входного резистора R_1 . Оно и определяет входное сопротивление инвертирующего усилителя

$$R_{BX.И}^{ООС} = \frac{U_{BX}}{I_{BX}} = R_1. \quad (2.4)$$

Из теории обратной связи, известно, что выходное сопротивление усилителя с обратной связью по напряжению определяется соотношением

$$R_{ВЫХ.И}^{ООС} = \frac{R_{ВЫХ.ОУ}}{1 + K_{УО} \cdot K_{ОС}}, \quad (2.5)$$

где: $R_{ВЫХ.И}^{ООС}$ – выходное сопротивление инвертирующего усилителя,
 $R_{ВЫХ.ОУ}$ – выходное сопротивление ОУ (сотни Ом),
 $K_{УО}$ – коэффициент усиления ОУ не охваченного ОС ($10^4 \div 10^6$),
 $K_{ОС}$ – коэффициент обратной связи. При $K_{ОС} \cdot K \gg 1$ $K_{ОС} = 1/K_U^{ООС}$
(см.1.4.) .

Это означает, что при ООС сигнал обратной связи противоположен по фазе входному, вычитается из него и поступает непосредственно на вход ОУ меньшим по величине.

Пример: выходное сопротивление ОУ $R_{ВЫХ.ОУ} = 500$ Ом, коэффициент усиления ОУ $K = 10^6$, коэффициент усиления усилителя $K_U^{ООС} = 100$.
Выходное сопротивление инвертирующего усилителя

$$R_{ВЫХ.И}^{ООС} = \frac{500}{1 + 10^6 / 10^2} = 50 \cdot 10^{-3} = 50 \text{ мОм}.$$

Кроме рассмотренных выше показателей работы инвертирующего усилителя, требуется обеспечить его работу, в установленном исходными данными диапазоне частот с верхней граничной частотой $f_{В.ГР}$. Результат анализа АЧХ для усилителей с ООС (см.1.32) устанавливает связь между величиной коэффициента усиления при ООС, верхней граничной частотой $f_{В.ГР}$ и частотой единичного усиления ОУ f_1 . выражением

$$K_U^{ООС} \cdot f_{В.ГР} = f_1.$$

Это значит, что необходимый рабочий диапазон частот сохраняется при коэффициенте усиления не превышающем

$$K_{U.MAKC.}^{OOC} = \frac{f_1}{f_{B.GP.}}. \quad (2.6)$$

Пример: частота единичного усиления ОУ $f_1 = 1 \text{ МГц}$, верхняя граничная частота рабочего диапазона усилителя $f_{B.GP.} = 10 \text{ КГц}$. Максимальный коэффициент усиления

$$K_{U.MAKC.}^{OOC} = \frac{f_1}{f_{B.GP.}} = 100.$$

2.2. Неинвертирующий усилитель

На рисунке рис.2.2. показана схема неинвертирующего усилителя.

Входной сигнал вводится в цепь неинвертирующего входа. С помощью цепи обратной связи, образованной резисторами R_{OC} и R_1 , сигнал обратной связи подается на инвертирующий вход и тем самым в схеме усилителя создается необходимая ООС.

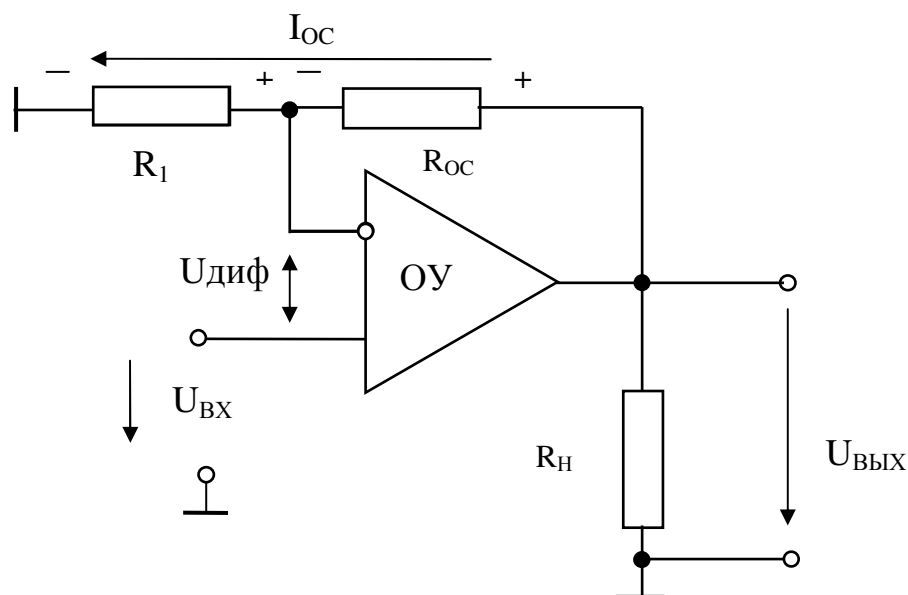


Рис.2.2. Схема неинвертирующего усилителя

При очень большом входном сопротивлении и коэффициенте усиления ОУ $I_{BX} \approx 0$ и $U_{ДИФ} \approx 0$. Это означает, что потенциалы входов ОУ одинаковы, и падение напряжения на резисторе R_1 равняется входному напряжению, значит $U_{BX} = U_{R1} = I_{OC} \cdot R_1$.

Т.к. выходное напряжение усилителя $U_{ВЫХ} = I_{OC} \cdot (R_1 + R_{OC})$, то коэффициент усиления неинвертирующего усилителя получим в виде

$$K_{U.H.}^{OOC} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{BX}} = \frac{I_{OC} \cdot (R_1 + R_{OC})}{I_{OC} \cdot R_1} = \frac{R_1 + R_{OC}}{R_1} = 1 + \frac{R_{OC}}{R_1} \quad (2.7)$$

Из полученного выражения видно, что коэффициент усиления неинвертирующего усилителя отличается от коэффициента усиления инвертирующего на единицу.

Следует обратить внимание на то, что входное и выходное напряжения имеют одинаковую полярность, а следовательно, усилитель – неинвертирующий.

В схеме неинвертирующего усилителя введена последовательная ООС. Следовательно, исходя из общей теории обратной связи, она увеличивает входное сопротивление для дифференциального сигнала:

$$R_{ВХ.ДИФ.}^{ООС} = R_{ВХ.ДИФ.ОУ} (1 + K_{УО} \cdot K_{ОС}). \quad (2.8)$$

Следует иметь в виду, что при больших значениях $R_{ВХ.ДИФ.}$ и $K \cdot K_{ОС}$ входное сопротивление усилителя $R_{ВХ}^{ООС}$ ограничивается входным сопротивлением ОУ для синфазного сигнала $R_{ВХ.СИНФ.}$, которое обычно достаточно велико (десятки - тысячи МОм).

Соответственно входное сопротивление, с учетом отмеченных условий, определяется параллельным сопротивлением дифференциальной и синфазной составляющих:

$$R_{ВХ.Н}^{ООС} = [R_{ВХ.ДИФ.} (1 + K_{УО} \cdot K_{ОС})] \parallel R_{ВХ.СИНФ.} \quad (2.9)$$

Действующая в схеме усилителя ООС по напряжению, как и в случае инвертирующего усилителя, уменьшает его выходное сопротивление

$$R_{ВЫХ.Н}^{ООС} = \frac{R_{ВЫХ.ОУ.}}{1 + K_{УО} \cdot K_{ОС}}. \quad (2.10)$$

Сопоставляя основные показатели работы инвертирующего и неинвертирующего усилителей с учетом их принципиальных различий можно заключить, что неинвертирующий каскад целесообразно использовать при построении усилителей с большим входным сопротивлением.

2.3. Повторитель напряжения

Повторитель напряжения (ПН)– усилитель, выходное напряжение которого по величине и по фазе соответствует входному. Коэффициент усиления повторителя должен быть равным единице и вносимый фазовый сдвиг $\varphi_{ПН} \approx 0$. Повторитель напряжения строится на основе неинвертирующего каскада со 100% (при $K_{ОС}=1$) последовательной ООС по напряжению. Повторители напряжения широко используются в различных электронных устройствах различного назначения. Имея большое входное и малое выходное сопротивление, они используются в качестве промежуточного элемента, для согласования большого выходного сопротивления предшествующего каскада или источника

входного сигнала с малым сопротивлением нагрузки или малым входным сопротивлением последующего.

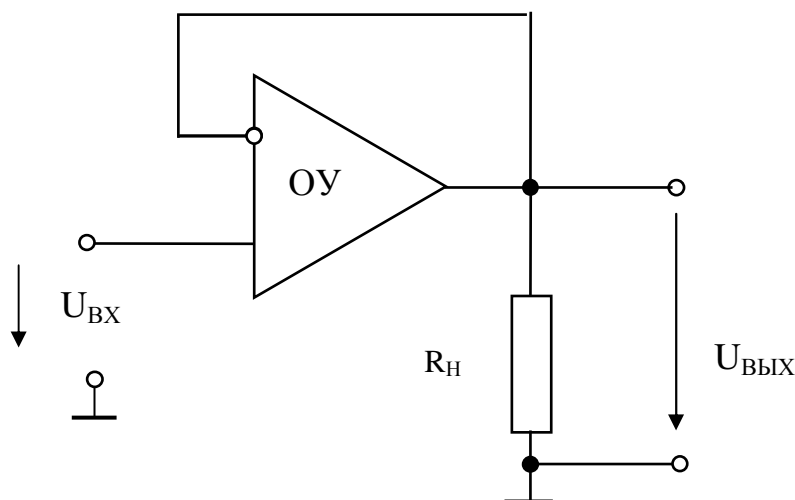


Рис.2.3. Схема повторителя напряжения

Из выражения для коэффициента усиления неинвертирующего усилителя (см.2.7)

$$K_{U.H.}^{OOC} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = 1 + \frac{R_{OC}}{R_1}$$

следует, что его величина равная 1 может быть получена при $R_{OC} \rightarrow 0$ и $R_1 \rightarrow \infty$. Это и отражено в схеме повторителя напряжения рис.2.3.

В повторителе напряжения, как в усилителе со 100% последовательной ООС, наиболее ярко отражаются ее особенности. Так входное сопротивление принимает максимальное значение

$$R_{ВХ.ДИФ.}^{OOC} = R_{ВХ.ДИФ.ОУ} (1 + K_{УО}),$$

а выходное – минимальное

$$R_{ВЫХ.Н.}^{OOC} = \frac{R_{ВЫХ.ОУ.}}{1 + K_{УО}}.$$

Так же повторители используются для междублоковых связей устройств, имеющих большую емкость линий связи.

Основной критерий использования ПН – сохранение коэффициента передачи напряжения близким к 1.

Кроме указанного, ПН является усилителем тока и мощности.

2.4. Инвертирующий сумматор

В электронных устройствах на ОУ широкое применение имеют схемы, предназначенные для выполнения различных математических

операций над входными сигналами (сложение, вычитание, интегрирование и т.п.)

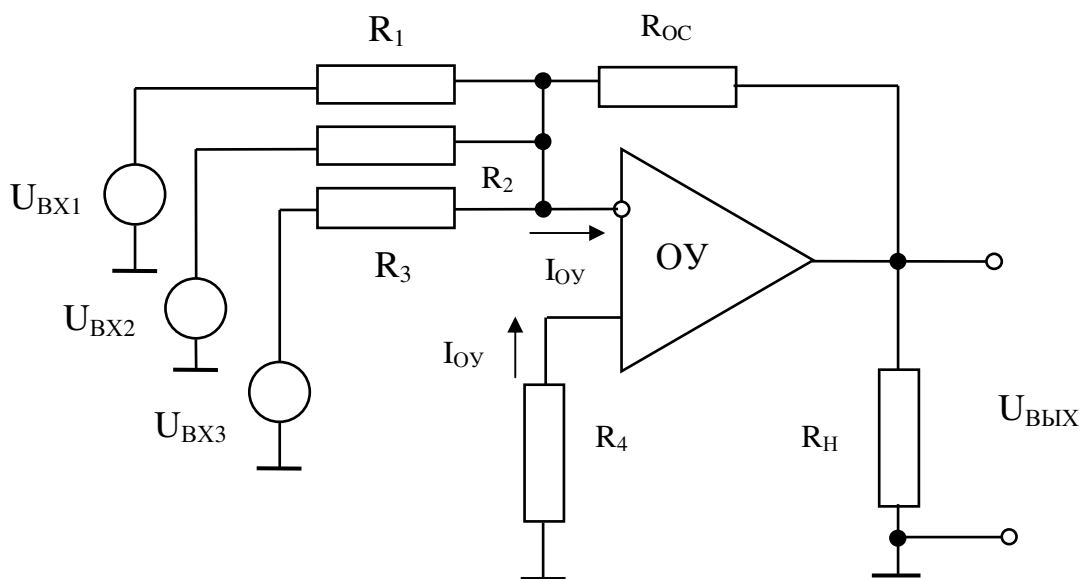


Рис.2.4. Схема инвертирующего сумматора

На рис.2.4 представлена схема инвертирующего сумматора.

Схема выполнена на базе инвертирующего усилителя с числом входных параллельных ветвей, равных количеству сигналов, предназначенных для сложения.

Анализ работы схем преобразователей с большим числом управляющих сигналов поступающих на входы ОУ, целесообразно проводить с использованием принципа суперпозиции (наложения). Принцип заключается в том, что поочередно оценивается влияние на выходное напряжение каждого из входных напряжений при отсутствии сигналов на остальных входах. Результирующее выходное напряжение определяется их суммой.

В цепях входов, сигналы которых принимаются равными 0, их токи также равны 0 (т.к. потенциалы левого и правого выводов соответствующих резисторов одинаковы и равны 0). Следовательно, отсутствует взаимное влияние входных сигналов.

Выходное напряжение инвертирующего сумматора (см.2.3)

$$U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ1} + U_{ВЫХ2} + U_{ВЫХ3} = U_{ВХ1} \cdot \left(-\frac{R_{OC}}{R_1}\right) + U_{ВХ2} \cdot \left(-\frac{R_{OC}}{R_2}\right) + U_{ВХ3} \cdot \left(-\frac{R_{OC}}{R_3}\right)$$

или

$$U_{ВЫХ} = -(U_{ВХ1} \cdot \frac{R_{OC}}{R_1} + U_{ВХ2} \cdot \frac{R_{OC}}{R_2} + U_{ВХ3} \cdot \frac{R_{OC}}{R_3}). \quad (2.11)$$

Полученное выражение показывает, что напряжение на выходе сумматора равно инвертированной сумме входных напряжений, взятых с

весовыми коэффициентами, определяемыми отношениями сопротивления R_{OC} к сопротивлениям соответствующих входных резисторов.

При выборе $R_1=R_2=R_3=R$

$$U_{ВЫХ} = -\frac{R_{OC}}{R}(U_{ВХ1} + U_{ВХ2} + U_{ВХ3}).$$

Если выбрать $R_{OC}=R$, то выходное напряжение будет равно инверсной сумме входных напряжений.

$$U_{ВЫХ} = -(U_{ВХ1} + U_{ВХ2} + U_{ВХ3}). \quad (2.12)$$

Разновидностью суммирующих усилителей является масштабирующий усилитель, в котором выбором величины сопротивлений входных резисторов обеспечивается либо заданный диапазон выходного напряжения, либо заданные соотношения между входными напряжениями. В обоих случаях этим выбором производится масштабирование (взвешивание) входных сигналов.

В цепь неинвертирующего входа включено сопротивление R_4 . Оно не влияет на коэффициент усиления сумматора и вводится, когда это необходимо для уменьшения изменений выходного напряжения из-за временных или температурных колебаний входных токов. Сопротивление R_4 выбирается таким, чтобы эквивалентные сопротивления входов ОУ, были одинаковы, т.е.

$$R_4 = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3, \text{ или } \frac{1}{R_4} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}.$$

2.5. Неинвертирующий сумматор

На рис.2.5, представлена схема неинвертирующего сумматора. Основу схемы представляет неинвертирующий усилитель к неинвертирующему входу, которого через соответствующие резисторы подключаются несколько источников сигналов.

Анализ работы схемы сделаем с использованием принципа суперпозиции (см.п.2.4):

а) Пусть $U_{ВХ1} \neq 0$, а $U_{ВХ2} = U_{ВХ3} = 0$.

Напряжение $U_{ВХ1}$ передается на неинвертирующий вход ОУ уменьшенным за счет делителя, образованного R_2 и параллельным сопротивлением резисторов $R_3 \parallel R_4$ (при $U_{ВХ2} = U_{ВХ3} = 0$ левые выводы соответствующих резисторов подсоединены к общей точке схемы) и равно

$$U_{ВХ.Н} = U_{ВХ1} \cdot \frac{R_3 \parallel R_4}{R_2 + R_3 \parallel R_4},$$

а выходное напряжение, как у неинвертирующего усилителя

$$U_{ВЫХ1} = U_{ВХ.Н1} \cdot K_{У.Н} = U_{ВХ1} \cdot \frac{R_3 \parallel R_4}{R_2 + R_3 \parallel R_4} \cdot \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_1}\right).$$

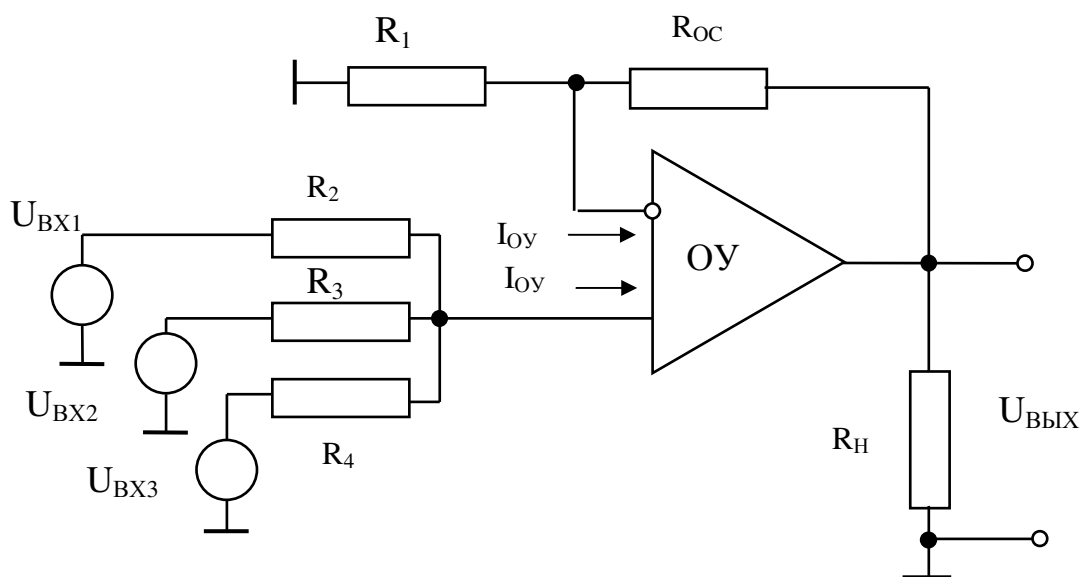


Рис.2.5. Схема неинвертирующего сумматора

б) при $U_{ВХ2} \neq 0$ и $U_{ВХ1} = U_{ВХ3} = 0$ вклад входного напряжения $U_{ВХ2}$ в выходное определяется выражением

$$U_{ВЫХ2} = U_{ВХ.Н2} \cdot K_{У.Н} = U_{ВХ2} \cdot \frac{R_2 \parallel R_4}{R_3 + R_2 \parallel R_4} \cdot \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_1}\right);$$

в) при $U_{ВХ2} \neq 0$ и $U_{ВХ1} = U_{ВХ3} = 0$

$$U_{ВЫХ3} = U_{ВХ.Н3} \cdot K_{У.Н} = U_{ВХ3} \cdot \frac{R_2 \parallel R_3}{R_4 + R_2 \parallel R_3} \cdot \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_1}\right).$$

Результирующее значение выходного напряжения согласно принципу суперпозиции:

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ} &= U_{ВЫХ1} + U_{ВЫХ2} + U_{ВЫХ3} = \\ &= \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_1}\right) \cdot \left(U_{ВХ1} \cdot \frac{R_3 \parallel R_4}{R_2 + R_3 \parallel R_4} + U_{ВХ2} \cdot \frac{R_2 \parallel R_4}{R_3 + R_2 \parallel R_4} + U_{ВХ3} \cdot \frac{R_2 \parallel R_3}{R_4 + R_2 \parallel R_3} \right). \end{aligned}$$

При $R_2 = R_3 = R_4 = R$ выходное напряжение неинвертирующего сумматора

$$U_{ВЫХ} = \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{U_{ВХ1}}{3} + \frac{U_{ВХ2}}{3} + \frac{U_{ВХ3}}{3} \right) = \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{U_{ВХ1} + U_{ВХ2} + U_{ВХ3}}{n} \right) \quad (2.13)$$

где n - число входов сумматора.

Таким образом, выходное напряжение пропорционально сумме входных сигналов. Но коэффициент передачи по напряжению схемы сумматора зависит от числа входов n . Выражение (2.13) показывает, что

выходное напряжение также однозначно определяется средним значением

входных сигналов $(\sum_{i=1}^n U_{BXi})/n$.

2.6. Вычитающее устройство (дифференциальный усилитель)

Вычитающее устройство или дифференциальный усилитель предназначен для усиления разности входных напряжений. Простейшая схема вычитающего устройства на основе ОУ представлена на рис.2.6.

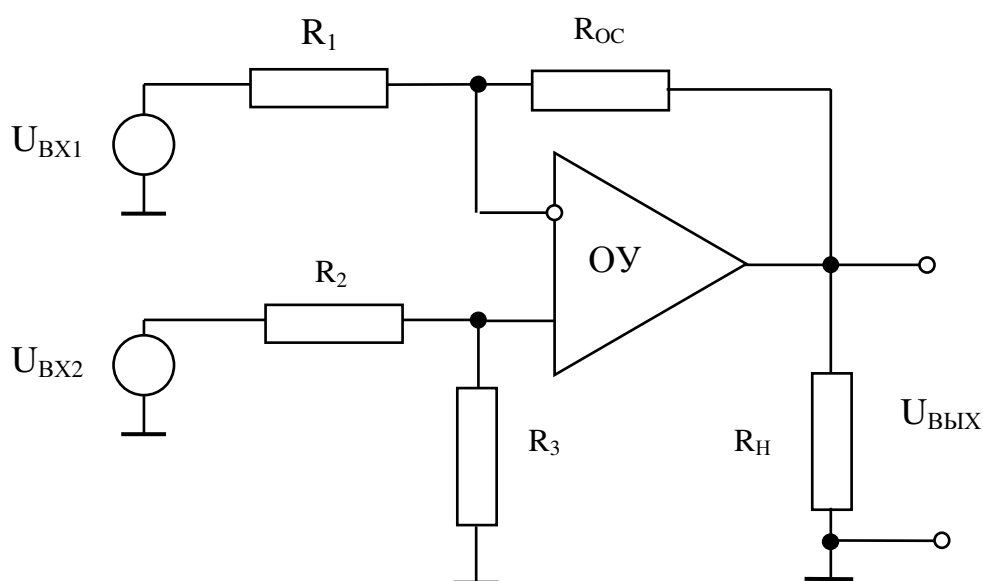


Рис. 2.6. Схема вычитающего устройства

Выходное напряжение вычитающего устройства нетрудно найти, используя принцип суперпозиции. Рассматривая выходные напряжения как сумму двух независимых составляющих, одна из которых обусловлена сигналом U_{BX1} , а другая - сигналом U_{BX2} , получаем

$$U_{ВЫХ} = U_{BX2} \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot \left(1 + \frac{R_{OC}}{R_1}\right) - U_{BX1} \cdot \frac{R_{OC}}{R_1}$$

Нетрудно установить, что если $\frac{R_2}{R_3} = \frac{R_1}{R_{OC}}$, то выходное напряжение будет изменяться пропорционально разности двух управляющих сигналов, поступающих на входы устройства:

$$U_{ВЫХ} = U_{BX2} \cdot \left[\frac{(R_1 + R_{OC}) \cdot R_{OC}}{R_1 \cdot (R_1 + R_{OC})} \right] - U_{BX1} \cdot \frac{R_{OC}}{R_1} = (U_{BX2} - U_{BX1}) \cdot \frac{R_{OC}}{R_1}.$$

2.7. Инвертирующий интегратор

Интегратор – электронное устройство на основе ОУ, предназначенное для преобразования входного сигнала $U_{ВХ}(t)$ в выходной, изменяющийся по закону интеграла от входного, т.е.

$$U_{ВЫХ}(t) = K \cdot \int_0^t U_{ВХ}(t) \cdot dt + U_{ВЫХ}(0)$$

где: $U_{ВЫХ}(0)$ – значение выходного напряжения интегратора в момент $t=0$,
 K – коэффициент пропорциональности.

Интеграторы, выполненные на ОУ, имеют широкое применение т.к. позволяют получить более точное преобразование аналоговых сигналов по сравнению с простейшими RC - цепями.

Схема простейшего инвертирующего интегратора на основе ОУ представлена на рис.2.7. Основу интегратора составляет инвертирующий усилитель, в цепь обратной связи которого включается конденсатор C .

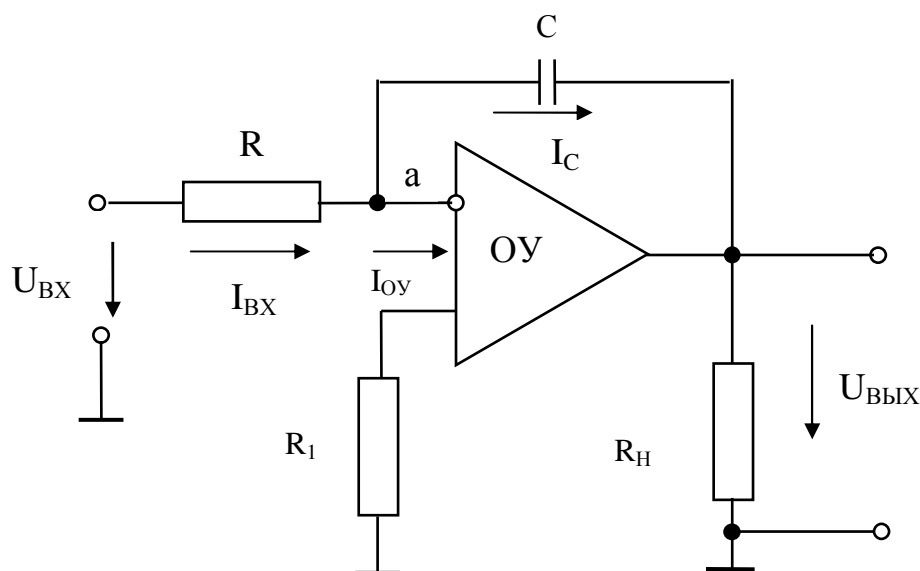


Рис.2.7. Схема инвертирующего интегратора

Из курса электротехники известна связь между током и напряжением конденсатора

$$U_C = \frac{1}{C} \int I_C \cdot dt.$$

Принимая во внимание, что в схеме рис.2.7 входной ток ОУ $I_{ОУ} \approx 0$, узел «а» имеет потенциал равный 0, ток $I_{ВХ} = U_{ВХ}/R = I_C$ и $U_C = -U_{ВЫХ}$.

С учетом отмеченного и начального значения $U_{ВЫХ}(0) = 0$ выходное напряжение интегратора определяется выражением

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_C = -\frac{1}{CR} \int U_{\text{ВХ}} \cdot dt. \quad (2.14)$$

Выражение 2.14 показывает, что схема выполняет математическую операцию интегрирования с результатом обратным по знаку.

При подаче на вход интегратора или пассивной интегрирующей RC-цепи скачка напряжения, выходной сигнал изменяется по экспоненциальному закону

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = -U_{\text{ВХ}} \cdot K \cdot (1 - e^{-t/\tau}),$$

где: K – коэффициент передачи, $\tau = RC$ – постоянная времени интегрирующего звена.

Разложив функцию $e^{-t/\tau}$ в ряд Маклорена, и ограничиваясь членами со степенью не выше второй получим

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = -U_{\text{ВХ}} \cdot K \left(\frac{t}{\tau} - \frac{t^2}{2\tau^2} \right). \quad (2.15)$$

В выражении (2.15) первый член правой части с линейной зависимостью от времени, соответствует идеальному интегрированию, а второй, квадратичный – определяет ошибку интегрирования.

Это позволяет определить относительную погрешность интегрирования

$$\delta = \frac{U_{\text{ВЫХ.ИД.}} - U_{\text{ВЫХ.РЕАЛЬН.}}}{U_{\text{ВЫХ.ИД.}}} = \frac{t}{2\tau}.$$

На рисунке 2.8 приведены временные зависимости $U_{\text{ВХ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$ при скачке напряжения на входе инвертирующего интегратора.

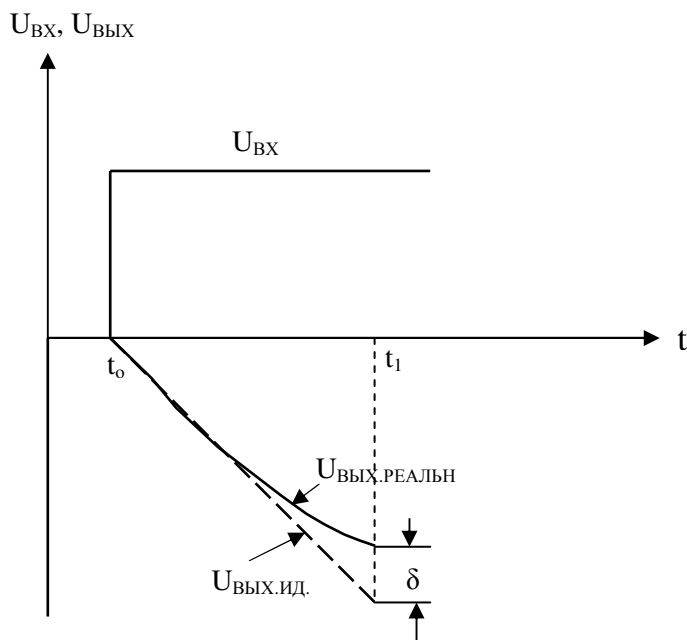


Рис.2.8. Временные зависимости входного и выходного сигналов интегратора

При интегрировании импульса прямоугольной формы с длительностью $t_{и} = t_1 - t_0$ относительная погрешность составляет $\delta = \frac{t_{и}}{2\tau}$.

Для интегрирования прямоугольного импульса с погрешностью не превышающей 1%, необходимо чтобы постоянная времени τ в 50 раз превышала длительность импульса $t_{и}$.

При подаче на вход интегратора ступеньки напряжения или прямоугольного импульса погрешность интегрирования примерно в K_U раз меньше по сравнению с простой RC-цепью при тех же величинах R и C , т.к. эквивалентная постоянная времени интегратора $\tau_{ЭКВ} \approx K_U \cdot R \cdot C$.

К недостаткам аналоговых интеграторов следует отнести дрейф выходного напряжения, вызванный зарядом конденсатора C токами утечки, входными токами и напряжением смещения ОУ. Это приводит к ограничению максимальной длительности интегрирования полезного сигнала, так как с течением времени напряжение ошибки возрастает и в итоге может привести к переходу ОУ в режим насыщения по одной из полярностей.

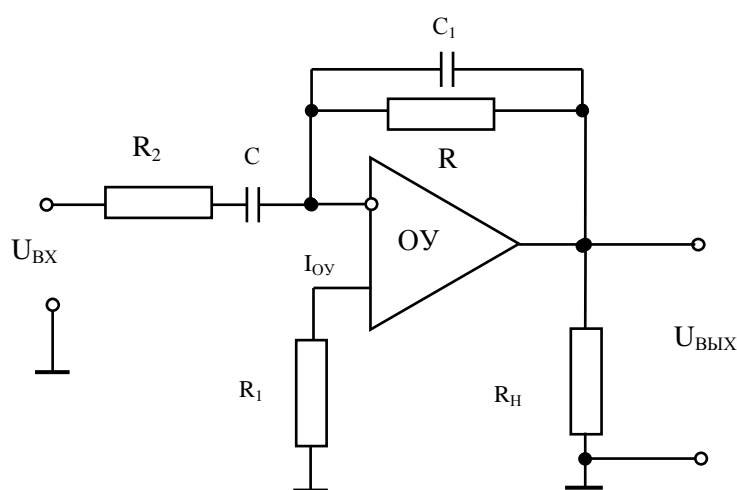


Рис.2.9. Модифицированная схема интегратора

Для устранения влияния входных токов ОУ в цепь неинвертирующего входа включается резистор R_1 с сопротивлением равным R . Погрешности, вызванные напряжением смещения и разностью входных токов, уменьшаются путем шунтирования конденсатора C резистором R с величиной сопротивления в несколько мегом.

Интеграторы широко используются для преобразования формы импульсных сигналов в соответствии с основными математическим преобразованием, в частности, с формированием линейно изменяющихся сигналов, импульсов пилообразной формы, расширения импульсов по длительности и др.

На рис.2.10 приведены временные зависимости напряжений интегратора при периодической последовательности входных прямоугольных импульсов.

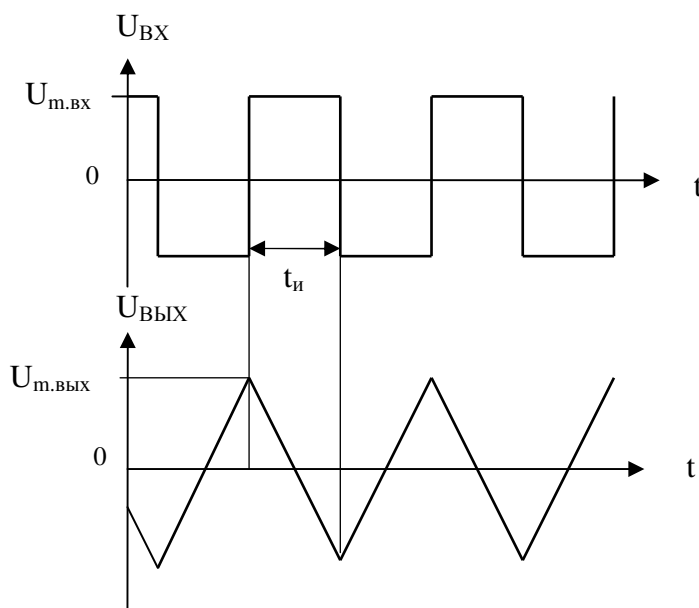


Рис.2.10. Временные зависимости напряжений интегратора.

2.8. Инвертирующий дифференциатор

Дифференциатор – это электронное устройство, выходное напряжение которого представляет собой производную от сигнала на его входе, т.е.

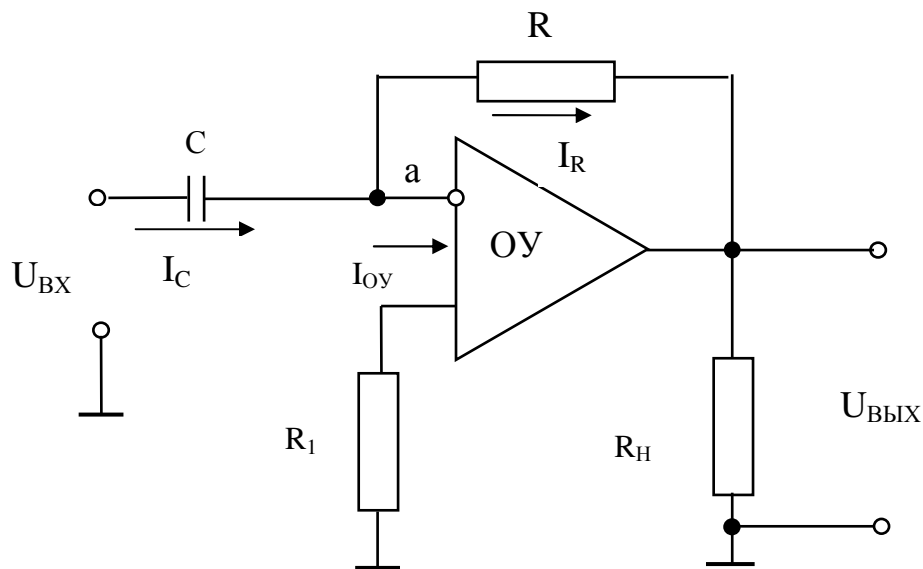
$$U_{ВЫХ}(t) = K \cdot \frac{dU_{ВХ}(t)}{dt}.$$

Схема дифференциатора на основе ОУ (рис.2.11) строится на основе инвертирующего усилителя при включении в цепь обратной связи конденсатора C и резистора R . По сравнению со схемой интегратора в дифференциаторе резистор и конденсатор меняются местами.

При идеальном ОУ ($K_U \rightarrow \infty$, $R_{ВХ} \rightarrow \infty$, $R_{ВЫХ} \rightarrow 0$ и $f_I \rightarrow \infty$) передаточная функция дифференцирующего устройства находится из следующих рассуждений. Если на вход подано напряжение $U_{ВХ}$, то в связи с малым отличием от нуля потенциала узла “а”, оно практически полностью приложено к конденсатору C и вызывает протекание в нем тока I_C .

Так как, $I_C = I_R$ и $U_R = -U_{ВЫХ}$, а так же учитывая связь между током и напряжением конденсатора $I_C = C \frac{dU_C}{dt}$, получим

$$U_{ВЫХ} = -I_R R = -RC \frac{dU_{ВХ}}{dt}.$$



2.11. Схема инвертирующего дифференциатора

Уменьшение реактивного сопротивления X_C с увеличением частоты приводит к увеличению коэффициента усиления дифференциатора по отношению к высокочастотным составляющим на входе, даже если их частота лежит выше полосы полезного сигнала, и дополнительным фазовым сдвигам. Это приводит к неустойчивой работе дифференциатора и, в частности, к его возбуждению. Таким образом, при применении ОУ точное дифференцирование сигнала затруднено.

Для повышения стабильности работы применяют модифицированную (скомпенсированную) схему дифференциатора содержащую дополнительные элементы R_2 и C_1 .

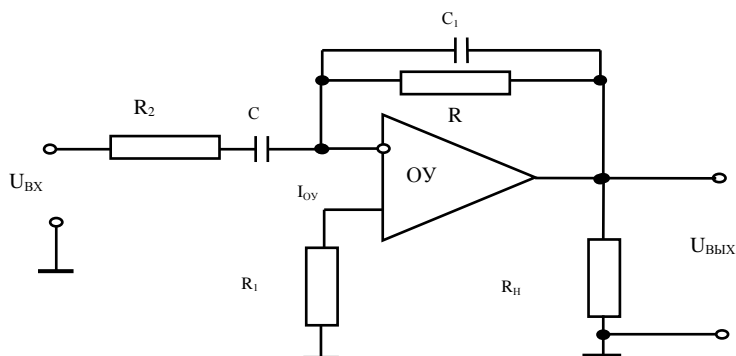


Рис.2.12.
Скорректированная схема
интегрирующего
дифференциатора

ЛАЧХ операционного усилителя и скорректированного дифференциатора приводятся на рис.2.13.

ЛАЧХ дифференциатора имеет три области преобразования: в области частот от 0 до $\omega_1 = \frac{1}{R_2C}$ производится дифференцирование сигналов; в области частот от ω_1 до $\omega_2 = \frac{1}{RC_1}$ схема выполняет функцию усилителя, и на частотах выше ω_2 – является интегратором.

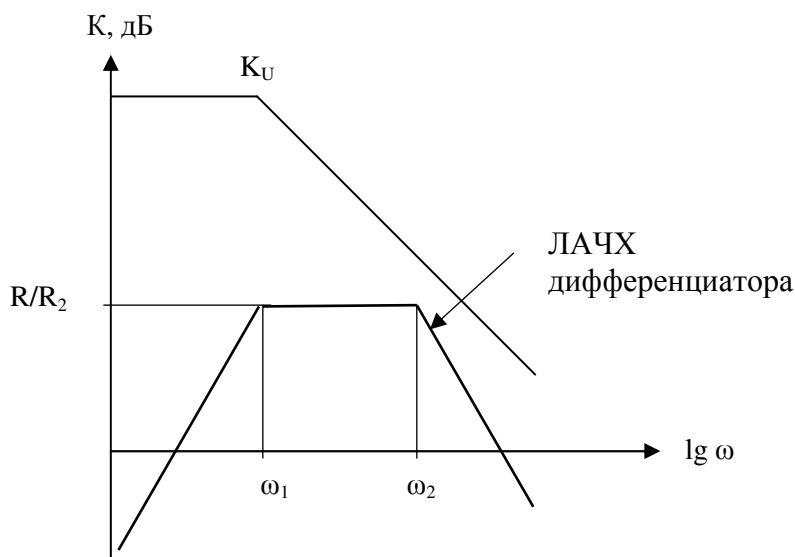


Рис.2.13. ЛАЧХ операционного усилителя и скорректированной схемы дифференциатора

При дифференцировании входного гармонического сигнала $u_{ВХ} = U_{ВХ.М.} \cdot \sin \omega t$ выходное напряжение должно изменяться по закону

$$u_{ВЫХ} = K \cdot \omega \cdot U_{ВХ.М.} \cdot \cos \omega t = U_{ВЫХ.М.} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right).$$

Таким образом, выходное напряжение должно быть сдвинуто по фазе на 90° относительно входного.

Для пассивной RC-дифференцирующей цепи коэффициент передачи

$$\dot{K}_\Pi = \frac{\dot{U}_{ВЫХ}}{\dot{U}_{ВХ}} = \frac{R}{R + 1/j\omega CR} = K_\Pi \cdot e^{j\varphi},$$

где: $K_\Pi = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega CR)^2}}$ — модуль коэффициента передачи цепи,

$\varphi = \arctg(1/\omega CR)$ — фазовый угол коэффициента передачи.

При $\omega CR = (2\pi/T) \cdot CR \ll 1$, т.е. при $\tau \ll T/2\pi$ (здесь T —период изменения гармонического сигнала), фазовый угол $\varphi \rightarrow \pi/2$, а коэффициент передачи $K_{II} \rightarrow 0$.

Имея два этих взаимно противоречивых условия, при выборе соотношения между величинами τ и T приходится ограничиваться компромиссным решением, при котором выходной сигнал и фазовая погрешность не выходит за пределы допустимых значений.

Таким образом, для выполнения дифференцирования с малой погрешностью необходимо, чтобы постоянная времени дифференцирующего звена τ была меньше длительности дифференцируемого процесса, $\tau \ll T$.

Примеры преобразования сигналов с помощью дифференциатора.

а) Преобразование последовательности прямоугольных импульсов.

При идеальном инвертирующем дифференцировании последовательности прямоугольных импульсов выходной сигнал должен быть представлен вертикальными “спицами” напряжения, ограниченными конечным значением напряжения источников питания (предполагается бесконечно большая крутизна перепадов входного напряжения). На рис.2.14 это отмечено штриховыми линиями.

На выходе реального дифференциатора возникают экспоненциальные импульсы напряжения положительной и отрицательной полярности

$$U_{\text{ВЫХ}} = -K \cdot U_{\text{М.ВХ}} \cdot e^{-t/\tau}.$$

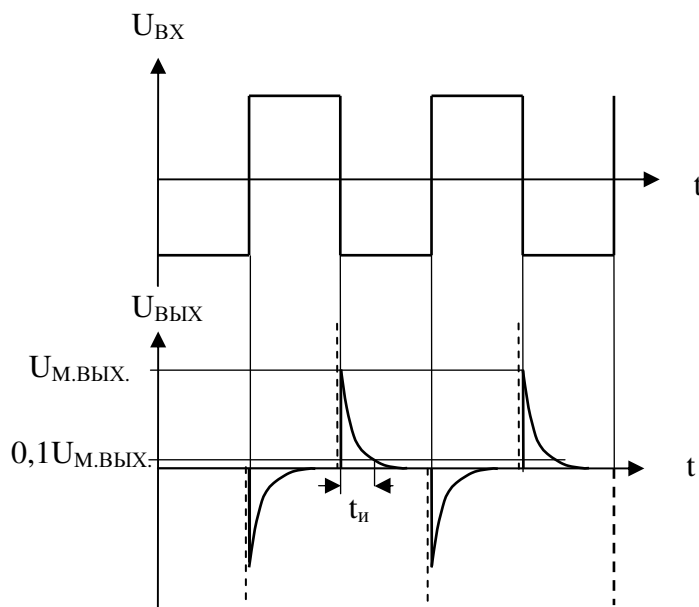


Рис.2.14. Временные зависимости напряжений инвертирующего дифференциатора

Длительность выходных импульсов на уровне $0,1U_{M.ВЫХ.}$ (при $\tau = RC \ll t_{И.ВХ.}$) составляет $t_{И} \approx 2,3 \cdot \tau$.

б) Преобразование последовательности треугольных импульсов.

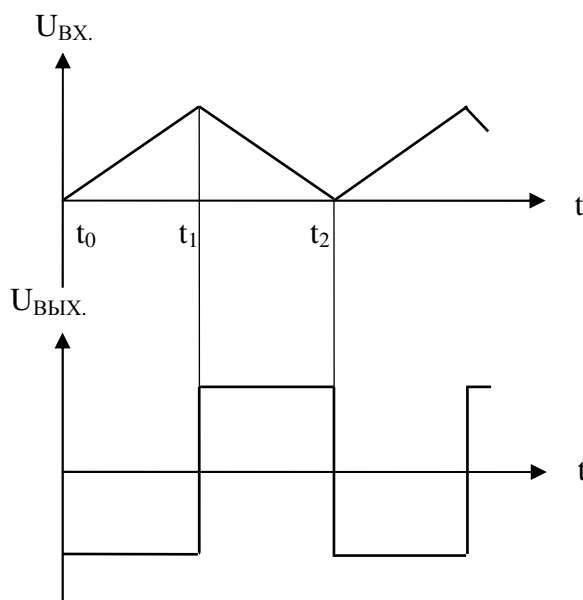


Рис.2.15. Временные зависимости при преобразовании последовательности треугольных импульсов

2.9. Компаратор

Компаратором, или устройством сравнения по величине двух напряжений в аналоговой форме, называется электронное устройство, выходное напряжение которого изменяется скачкообразно и фиксируется на определенном уровне всякий раз, когда разность поданных на его входы напряжений изменяет знак на противоположный.

В качестве компаратора можно использовать операционный усилитель. Уровни выходного напряжения ОУ (при питании от двуполярного источника питания) определяются величинами $U_{ВЫХ.}^+ = U_{ВЫХ.МАКС}$ и $U_{ВЫХ.}^- = -U_{ВЫХ.МАКС.}$, а зона неопределенности $\Delta U_{ВХ.}$, равная разности входных напряжений, которой соответствуют выходные напряжения $U_{ВЫХ.}^+$ и $U_{ВЫХ.}^-$:

$$\Delta U_{ВХ.} = (U_{ВЫХ.}^+ - U_{ВЫХ.}^-) / K_{УО}$$

Зона неопределенности по существу, определяет погрешность сравнения напряжений.

При сравнении напряжений одного знака одно из них подается на инвертирующий вход ОУ, а другое на неинвертирующий. Если нужно

сравнить два напряжения противоположных знаков, то их подают через резисторы на один из входов при подключения другого к общей точке схемы.

Компараторы часто используются в качестве пороговых устройств, предназначенных для выделения сигналов, величина которых больше или меньше некоторого заданного значения. Такие компараторы имеют гистерезисную передаточную характеристику и носят название триггера Шмитта.

Для увеличения помехоустойчивости и уменьшения зоны неопределенности эти устройства охватываются положительной обратной связи.

Схема триггера Шмитта приведена на рис.2.16.

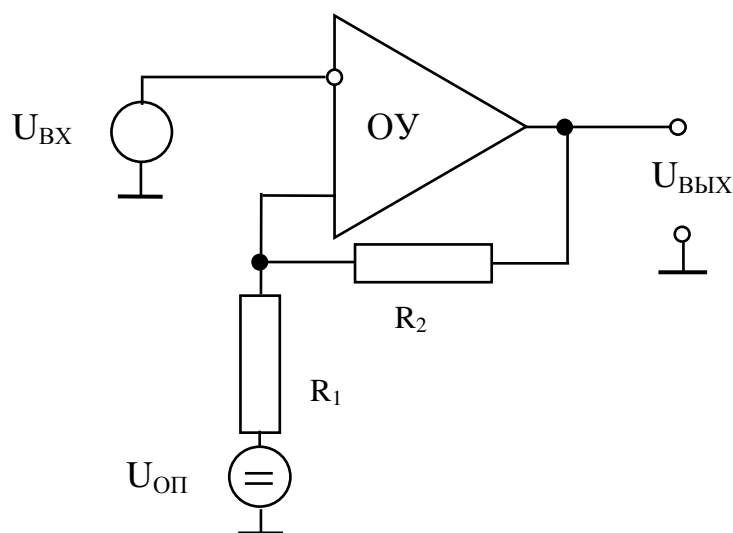


Рис.2.16. Схема компаратора с положительной ОС (триггера Шмитта)

При малой величине входного сигнала по сравнению с потенциалом неинвертирующего входа ОУ $U_{ВХ.Н.}^+$, напряжение на выходе $U_{ВЫХ.}^+ = U_{ВЫХ.МАКС.}^+$. При этом напряжение на неинвертирующем входе будет равным $U_{ВХ.Н.}^+ = U_{ОП.} + \frac{U_{ВЫХ.}^+ - U_{ОП.}}{R_1 + R_2} \cdot R_1 = U_{П.ВЕРХ.}$,

где $U_{П.ВЕРХ.}$ - верхнее пороговое входное напряжение.

Это состояние схемы является локально устойчивым и не меняется, пока $U_{ВХ.}$ не превысит значения $U_{П.ВЕРХ.}$.

Если это произойдет и $U_{ВХ.} > U_{ВХ.Н.}^+ = U_{П.ВЕРХ.}$, то на выходе изменится полярность напряжения на противоположную и величина его станет равной $U_{ВЫХ.}^- = -U_{ВЫХ.МАКС.}^-$. При этом состоянии напряжение на

неинвертирующем входе и, следовательно, нижнее пороговое напряжение станет равным

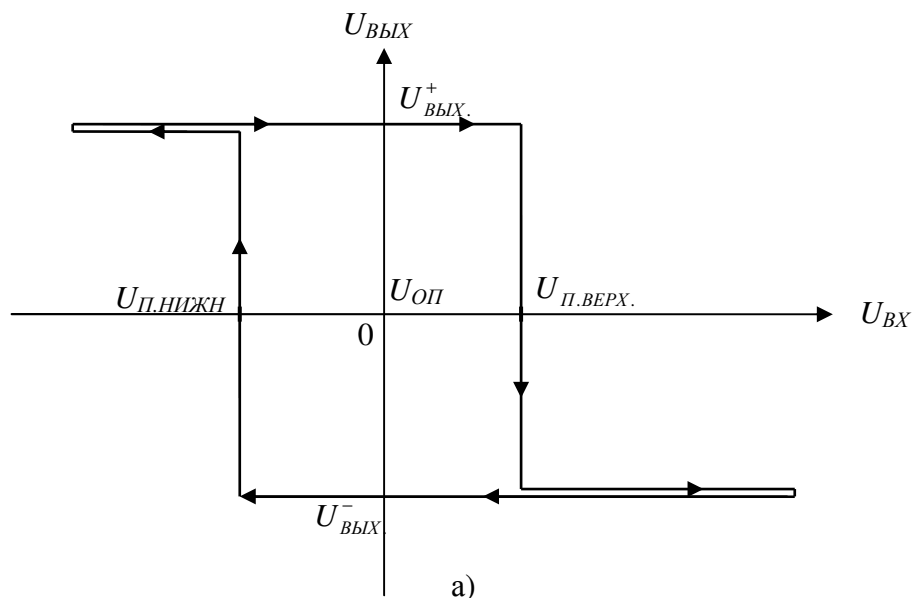
$$U_{ВХ.Н.}^{-} = U_{ОП.} + \frac{U_{ВЫХ.}^{-} - U_{ОП.}}{R_1 + R_2} \cdot R_1 = U_{П.НИЖН.}$$

Компаратор будет находиться в этом состоянии пока $U_{ВХ.}$ не станет меньше $U_{ВХ.Н.}^{-} = U_{П.НИЖН.}$.

Ширина зоны неопределенности (зоны гистерезиса)

$$\Delta U_{ВХ.} = U_{П.ВЕРХ.} - U_{П.НИЖН.} = 2U_{ВЫХ.МАКС.} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Т.о. передаточная характеристика компаратора, выполненного по схеме рис.2.16 имеет вид, представленный на рис.2.17.



Зона неопределенности компаратора задается коэффициентом передачи делителя цепи ПОС. Минимальная величина зоны ограничивается запасом устойчивости состояний компаратора, так как при $\Delta U_{ВХ.}$, составляющей несколько милливольт, пороговое устройство под действием шумов может самопроизвольно переходить из одного состояния в другое.

Так как рассмотренный компаратор может находиться в одном из двух локально устойчивых состояний длительное время, то этим он сходен с триггером и его часто называют триггером Шмитта.

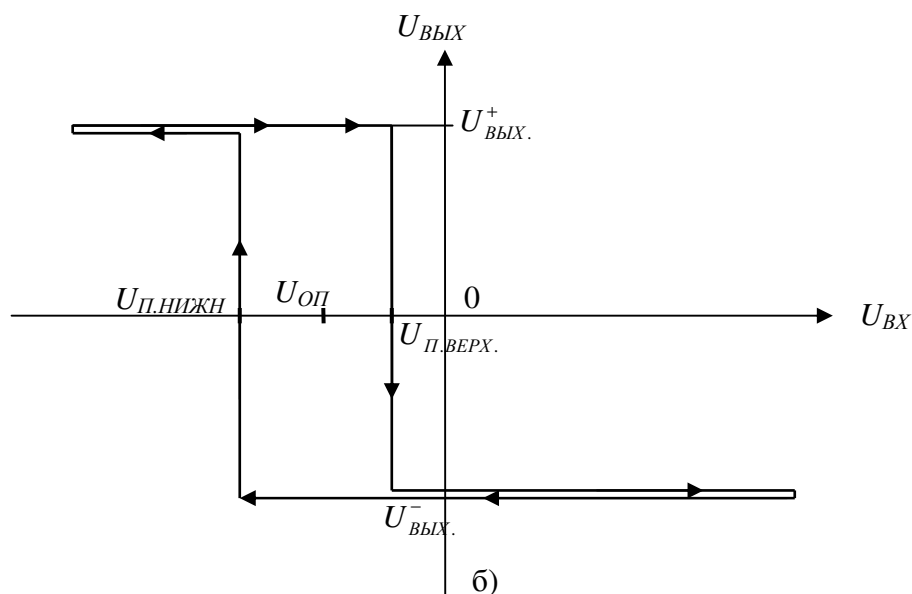


Рис.2.17. Передаточные характеристики компаратора:
а) при $U_{ОП} = 0$, б) при $U_{ОП} < 0$

2.10. Мультивибратор

Мультивибратор в автоколебательном режиме – электронное устройство, генерирующее импульсы напряжения, форма которых приближается к прямоугольной.

Один из вариантов схемы мультивибратора на основе ОУ представлен на рис.2.18.

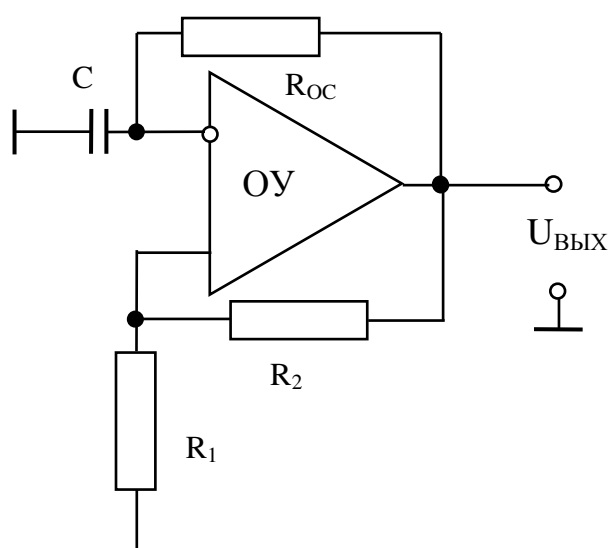


Рис.2.18. Схема мультивибратора на ОУ

Основу этой схемы составляет компаратор с положительной обратной связью и гистерезисной передаточной характеристикой (см.рис.2.16.).

В момент подключения схемы к источникам питания, напряжение на инвертирующем входе ОУ равно нулю, т.к. конденсатор, подключенный к этому входу, не заряжен. На выходе же ОУ может появиться напряжение произвольной полярности, которое через резисторную цепь положительной ОС R_1-R_2 , будет передаваться на неинвертирующий вход. Таким образом, на входах ОУ возникает дифференциальный сигнал с полярностью входного, который усиливается и еще большим (по сравнению с первоначальным) передается на выход. Этот процесс обусловленный ПОС развивается лавинообразно, вызывает быстрый рост выходного напряжения с максимальной скоростью нарастания выходного напряжения ОУ, и заканчивается тем, что оно достигает величины $U_{ВЫХ.МАКС.}$ с полярностью первоначально появившегося на входе ОУ.

Допустим, что на выходе ОУ установилось напряжение положительной полярности. Тогда напряжение на неинвертирующем входе будет также положительным и равным верхнему пороговому напряжению компаратора

$$U_{ВХ.Н.}^+ = \frac{U_{ВЫХ.МАКС.}}{R_1 + R_2} \cdot R_1 = \kappa \cdot U_{ВЫХ.МАКС.} = U_{П.ВЕРХ.} \quad (2.16)$$

Здесь $\kappa = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ - коэффициент передачи цепи ПОС.

С этого момента t_1 устанавливается одно из двух возможных квазиустойчивых состояний мультивибратора и начинается заряд конденсатора С от источника питания $+E_{П.}$, через резистор $R_{ОС.}$ По мере заряда напряжение на С и инвертирующем входе растет и, если бы этот процесс не прерывался, достигло бы величины $U_{ВЫХ.МАКС.}$

Однако напряжение на инвертирующем входе $U_{ВХ.И.}$ возрастает лишь до значения $U_{П.ВЕРХ.}$. Когда напряжение на инвертирующем входе достигнет и несколько превзойдет это значение (момент времени t_2) происходит скачкообразное изменение режима ОУ и напряжение на его выходе станет отрицательным и равным $-U_{ВЫХ.МАКС.}$. При этом напряжение на неинвертирующем входе устанавливается равным нижнему пороговому уровню $U_{ВХ.Н.} = U_{П.НИЖН.} = -\kappa \cdot U_{ВЫХ.МАКС.}$

Конденсатор С начинает разряжаться и далее стремиться перезарядиться под действием отрицательного выходного напряжения $-U_{ВЫХ.МАКС.}$

Этот процесс закончится, когда напряжение на инвертирующем входе достигнет нижнего порогового значения (момент t_3), выходное напряжение скачкообразно установится равным $U_{ВЫХ.МАКС.}$, а напряжение на неинвертирующем входе – верхнему пороговому $U_{П.ВЕРХН.} = \kappa \cdot U_{ВЫХ.МАКС.}$

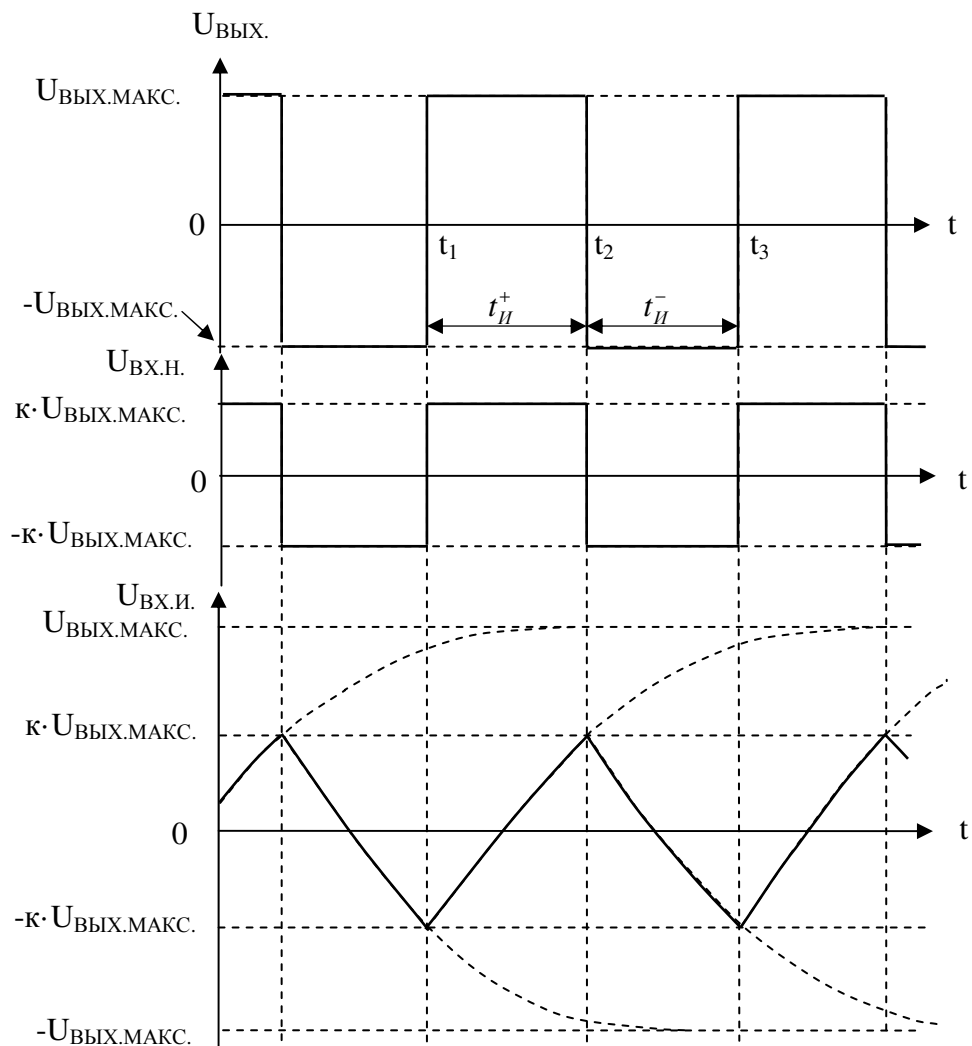


Рис.2.19. Временные диаграммы напряжений в схеме мультивибратора

Далее эти процессы периодически повторяются пока не будет снято напряжение источника питания.

Определение времени нахождения схемы в квазистойчивом состоянии, что определяется переходными процессами протекающими в R–C цепях, под действием напряжения $U_{ВЫХ.МАКС.}$, описывается дифференциальным уравнением, известным из курса ТОЭ

$$\tau \cdot \frac{dU_C}{dt} + U_C = U_{ВЫХ.МАКС.},$$

где: $\tau = R_{OC} \cdot C$ – постоянная времени цепи конденсатора C.

Решение дифференциального уравнения имеет вид

$$U_C(t) = U(\infty) - [U(\infty) - U_C(0)] \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right), \quad (2.17)$$

где: $U_C(\infty)$ – установившееся значение напряжения на конденсаторе за бесконечно большой промежуток времени (без прерывания процесса за счет смены квазиустойчивых состояний схемы);

$U_C(0)$ – начальное значение напряжения, с которого начинается рассматриваемый процесс.

Для определения времени нахождения схемы мультивибратора в квазиустойчивом состоянии $t_2 - t_1 = t_H^+$, т.е. длительности выходного импульса положительной полярности, воспользуемся выражением (2.17).

За время t_H^+ напряжение на конденсаторе под действием выходного напряжения $U_{ВЫХ.МАКС.} = U_C(\infty)$ меняется от $U_C(0) = -\kappa \cdot U_{ВЫХ.МАКС.}$ до $U_C(t_H^+) = \kappa \cdot U_{ВЫХ.МАКС.}$. Тогда на основании (2.17) имеем

$$\kappa \cdot U_{ВЫХ.МАКС.} = U_{ВЫХ.МАКС.} - [U_{ВЫХ.МАКС.} + \kappa \cdot U_{ВЫХ.МАКС.}] \cdot \exp\left(-\frac{t_H^+}{\tau}\right).$$

Логарифмируя полученное выражение и произведя некоторые преобразования, находим длительность нахождения мультивибратора в квазиустойчивом состоянии при $U_{ВЫХ.} = U_{ВЫХ.МАКС.}$, т.е. длительность выходного импульса положительной полярности

$$t_H^+ = \tau \cdot \ln\left(\frac{1+\kappa}{1-\kappa}\right) = R_{OC} \cdot C \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right).$$

Аналогичным образом определяется длительность выходного импульса отрицательной полярности t_H^- при $U_{ВЫХ.} = -U_{ВЫХ.МАКС.}$.

За этот промежуток времени конденсатор C разряжается через резистор R_{OC} , что сопровождается уменьшением на нем напряжения от $U_C(0) =$

$U_{П.ВЕРХН.}$ с последующим перезарядом до величины нижнего порогового значения

$$U_C(t) = U_{П.НИЖН.} = -U_{ВЫХ.МАКС.} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = -U_{ВЫХ.МАКС.} \cdot \kappa.$$

Используя уравнение (2.17) находим длительность выходного импульса отрицательной полярности

$$t_H^- = \tau \cdot \ln\left(\frac{1+\kappa}{1-\kappa}\right) = R_{OC} \cdot C \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right).$$

Из полученного следует, что для данной схемы длительности выходных импульсов t_H^+ и t_H^- одинаковы и их период повторения равен

$$T_{ПОВТ.} = \frac{1}{F_{ПОВТ.}} = 2 \cdot \tau \cdot \ln\left(\frac{1+\kappa}{1-\kappa}\right),$$

при скважности импульсного процесса

$$q = \frac{T_{ПОВТ.}}{t_H^{+,-}} = 2.$$

Такой мультивибратор называется симметричным.

У несимметричных мультивибраторов длительности выходных импульсов различны и скважность импульсного процесса не равна 2. Это

достигается путем введения в схеме отличных по величине постоянных времени времязадающих цепей.

Одним из вариантов схемы несимметричного мультивибратора представлен на рис.2.20.

В этой схеме при формировании выходного импульса отрицательной полярности постоянная времени $\tau^- = R \parallel R_{OC} \cdot C = \frac{R \cdot R_{OC}}{R + R_{OC}} \cdot C$, т.к. диод Д смещен в прямом направлении и имеет малое сопротивление.

При формировании импульса положительной полярности диод Д смещен в обратном направлении, имеет очень большое сопротивление и, следовательно, $\tau^+ = R_{OC} \cdot C > \tau^-$.

При этом: $t_H^- = \tau^- \cdot \ln\left(\frac{1+\kappa}{1-\kappa}\right)$, $t_H^+ = \tau^+ \cdot \ln\left(\frac{1+\kappa}{1-\kappa}\right)$ и скважность импульсного процесса $q = \frac{T_{повт.}}{t_H^+} = \frac{t_H^+ + t_H^-}{t_H^+} < 2$.

Кроме автоколебательного режима мультивибратора широко используется ждущий режим его работы.

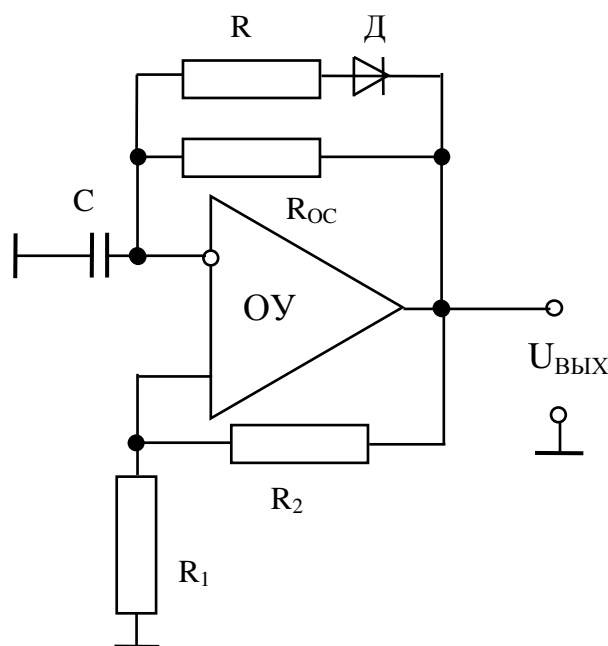


Рис.2.20. Схема ассиметричного мультивибратора

В ждущем режиме мультивибратор имеет только одно квазиустойчивое состояние, а другое локально устойчиво. В локально устойчивом состоянии мультивибратор находится неограниченно долго, и выводится из него только внешним воздействием – кратковременным запускающим импульсом.

При этом неустойчивом состоянии мультивибратор формирует импульс напряжения прямоугольной формы, с параметрами определяемыми величинами элементов схемы, и возвращается в локально устойчивое, ждущее состояние. Ждущий мультивибратор, иногда называют одновибратором.

3. Лабораторные работы по исследованию операционных усилителей и электронных устройств, выполненных на их основе

Учебные лабораторные работы выполняются фронтальным методом в двух вариантах:

1. при использовании специальных лабораторных стендов, содержащих набор пассивных электрических элементов и операционных усилителей, генераторов электрических сигналов, осциллографов и источников питания;

2. на электронно-вычислительных машинах с применением программ Electronics Workbench 4.0 и Multisim 2001.

Лабораторная работа №1

Исследование операционных усилителей

Цель работы: изучение основных показателей работы и характеристик операционных усилителей (ОУ) и методов их измерения.

Порядок выполнения: работа выполняется с использованием ОУ: КР140УД708, К553УД2, 140УД8А, LM741СН.

1. Балансировка ОУ.

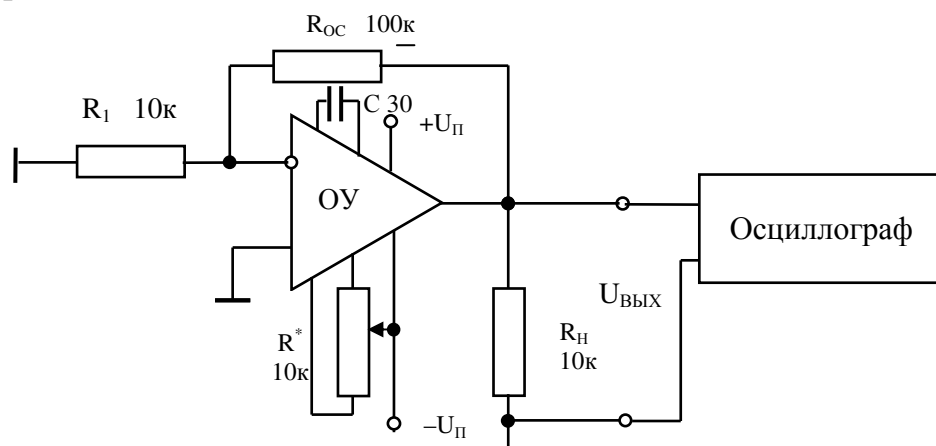


Рис.3.1

1.1 Собрать схему согласно рис.3.1

Конденсатор С устанавливается только для ОУ К553УД2.

1.2. Изменяя положение движка потенциометра балансировки R^* , с помощью осциллографа зафиксировать изменение выходного напряжения схемы.

1.3. Оценить область балансировки, измеряя максимальные отклонения величины выходного напряжения относительно нуля.

Добиться на выходе минимального выходного напряжения или равного нулю.

2. Измерение входных токов (смещения) и разности входных токов (сдвига) ОУ.

2.1. Собрать схему (рис.3.2.) для измерения входного тока инвертирующего входа ОУ $I_{ВХ.И.}$.

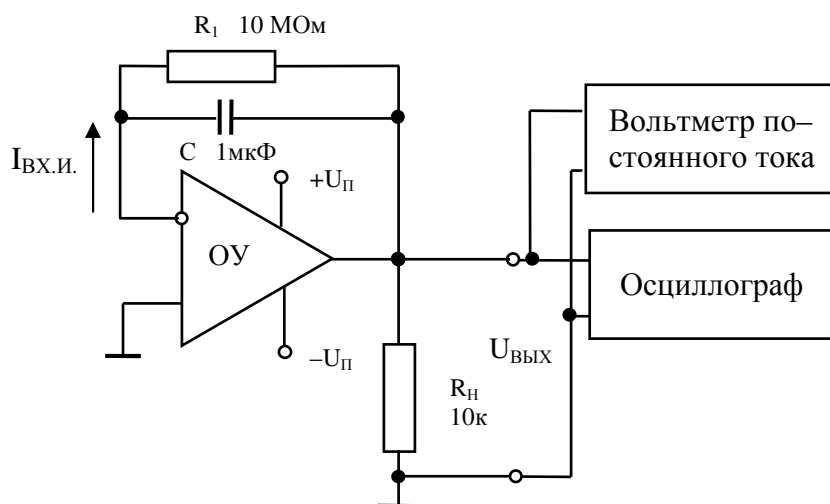


Рис.3.2

К выходу ОУ подключить вольтметр или осциллограф и измерить напряжение на выходе схемы $U_{ВЫХ.1}$. Это напряжение вызвано током инвертирующего входа $I_{ВХ.И.}$, которое создает на резисторе R_1 падение напряжения. Расчет $I_{ВХ.И.}$ производится по формуле

$$I_{ВХ.И.} = \frac{U_{ВЫХ.1}}{R_1}.$$

2.2. Собрать схему рис.3.3 для измерения тока неинвертирующего входа ОУ $I_{ВХ.Н.}$.

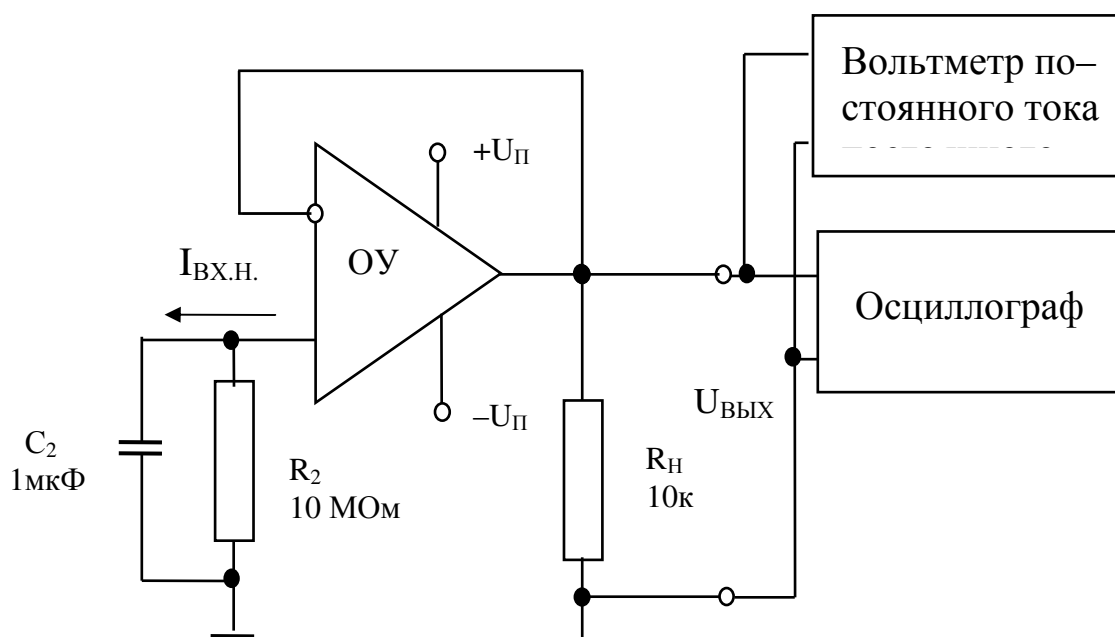


Рис.3.3

С помощью вольтметра или осциллографа измерить напряжение на выходе ОУ $U_{ВЫХ.2.}$, оно появляется за счет падения напряжения на резисторе R_2 , при протекании тока неинвертирующего входа $I_{ВХ.Н.}$. Расчет $I_{ВХ.Н.}$ производится по формуле

$$I_{ВХ.Н.} = \frac{U_{ВЫХ.2.}}{R_2} .$$

2.3. Измерение разности входных токов (тока сдвига) ОУ.

Собрать схему рис.3.4.

С помощью вольтметра или осциллографа, подключенных к выходу схемы, измерить выходное напряжение $U_{ВЫХ.}$, возникающее за счет $I_{ВХ.Н.}$ и $I_{ВХ.И.}$.

$$\Delta I_{ВХ} = \frac{U_{ВЫХ.}}{R} .$$

Рассчитать величину разности входных токов $\Delta I_{ВХ}$, с учетом равенства $R_1 = R_2 = R$.

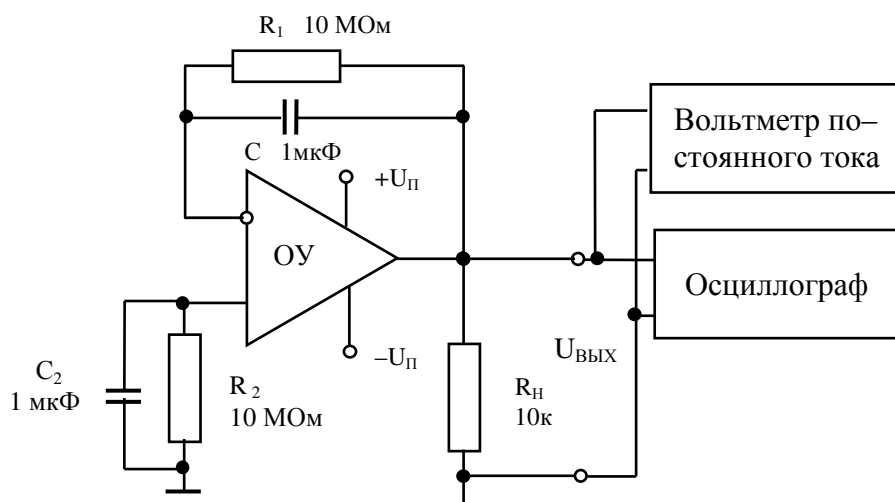


Рис.3.4

3. Коэффициента усиления и АЧХ ОУ без обратной связи.

Собрать схему рис.3.5.

Снять амплитудно-частотную характеристику $K_U = F(f)$ для ОУ КР140УД708.

От генератора подать гармонический сигнал с частотой $f = 10 \div 15$ Гц на инвертирующий вход ОУ такой величины, при которой отсутствуют искажения формы выходного сигнала (форма выходного сигнала контролируется с помощью осциллографа).

Для снятия АЧХ частоту входного сигнала f менять в следующей последовательности: 8 Гц, 16, 32, 64, 128, 250, 500, 1кГц, 2к, 4к, 8к, 16к, 32к, 64к, 128к, 250к, 500к, 1 МГц.

К выходу ОУ подключить вольтметр или осциллограф для измерения выходного напряжения $U_{ВЫХ}$.

Коэффициент усиления ОУ $K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ.ДИФ.}}$.

В схеме рис.3.5 дифференциальное входное напряжение ОУ равно падению напряжения на резисторе R_3 , которое определяется выражением

$$U_{ВХ.ДИФ.} = U_{R3} = U_{ВХ.}^* \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3}.$$

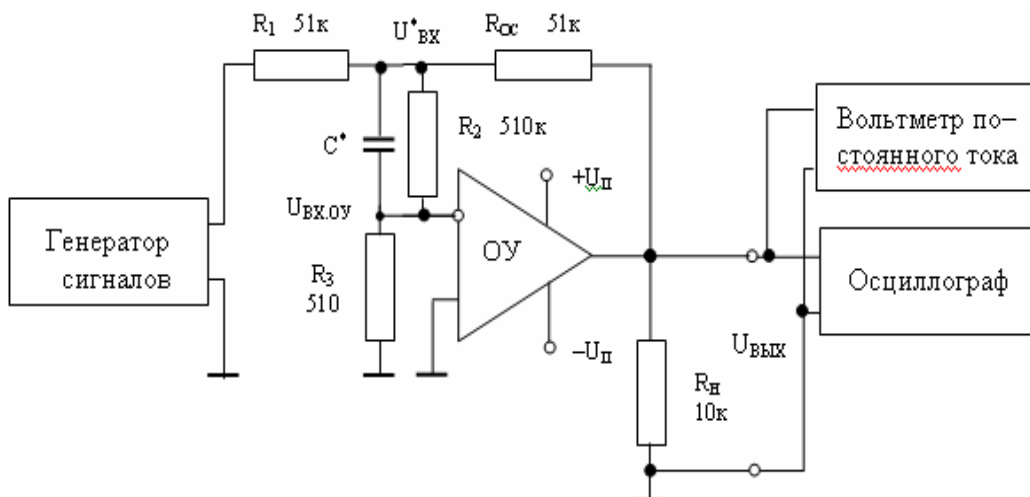


Рис.3.5

Так как сопротивления резисторов R_1 и R_{OC} равны, то величина коэффициента усиления схемы с такой обратной связью равна единице, и выходное напряжение схемы $U_{ВЫХ.}$ равняется входному, т.е. напряжению генератора сигналов $U_{ГЕНЕР.}$

Следовательно, коэффициент усиления и АЧХ ОУ можно рассчитать по формуле

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ.}}{U_{ВХ.ДИФ.}} = \frac{U_{ВЫХ.}}{U_{R3}} = \frac{U_{ВЫХ.}}{U_{ВХ.}^*} \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_2}$$

измерив, выходное напряжение $U_{ВЫХ.} = U_{ГЕНЕР.}$ и напряжение $U_{ВХ.}^*$ в точке цепи обратной связи схемы на частотах заданной области.

а) Амплитудно–частотную характеристику ОУ построить в двойном логарифмическом масштабе, как $K_{U(\text{дБ})} = F(\lg f)$.

Примечание: двойной логарифмический масштаб обеспечивается: а) заданием по оси ординат логарифмической величины $K_{U(\text{дБ})}$; б) по оси абсцисс откладываются значения десятичного логарифма частоты, но указывается частота.

б) По АЧХ схемы определить коэффициент усиления ОУ при отсутствии обратной связи K_{UO} (в области частот $f = 0 \div 16$ Гц) и частоту единичного усиления f_1 .

Для измерения коэффициента усиления без ООС ОУ К553УД2, ввести корректирующую цепочку, подключив к выводам FC конденсатор С. Величина емкости корректирующего конденсатора устанавливается из ряда значений: 3пФ, 6пФ, 30пФ, 60пФ.

Снять АЧХ скорректированного усилителя. Частоту входного сигнала f изменять в области значений, указанных в пункте 3.

Лабораторная работа №2

Исследование инвертирующего усилительного каскада на операционном усилителе

Цель работы: Изучение основных параметров и характеристик инвертирующего усилительного каскада на операционном усилителе (ОУ).

Порядок выполнения: работа выполняется на электронно-вычислительных машинах с использованием программы Multisim 2001.

2.1. Открыть файл c11_006.msm со схемой, показанной на рис.3.6.

В представленном на схеме условном обозначении ОУ типа LM741CH имеются следующие выводы:

3 - неинвертирующий вход ОУ,

2 - инвертирующий вход (обозначается « - » или кружочком в точке пересечения электрической линии связи с периферией обозначения ОУ),

6 – выход ОУ,

V_{S+} и V_{S-} - выводы для подключения источников питания; BAL1, BAL2 – для подключения цепей балансировки.

2.2. Снять амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) усилителя $K_u = F(f)$, при: $R_{oc}=100$ кОм и двух значениях сопротивления входного резистора $R_I = 1$ кОм и 10 кОм.

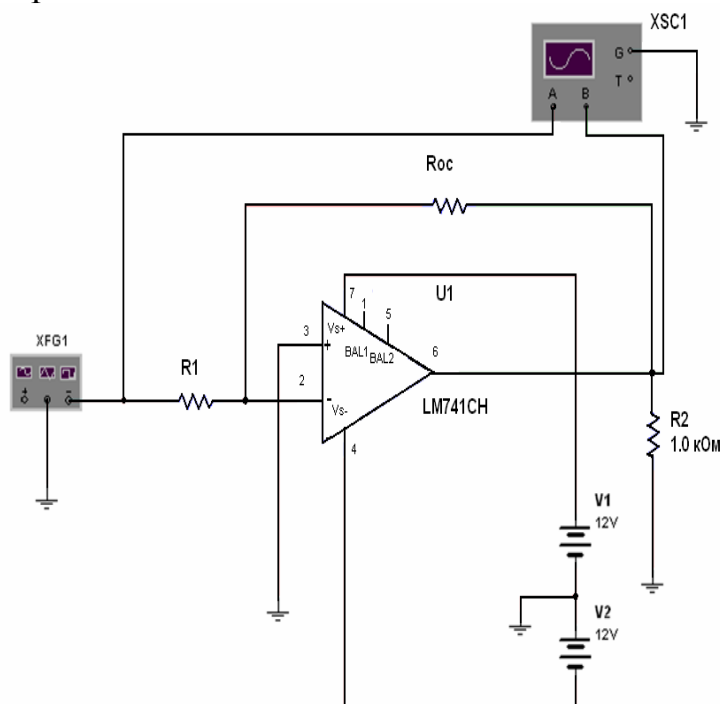


Рис.3.6

Примечание 1: 1) при снятии АЧХ каналы осциллографа А и В должны работать в режиме закрытых (по постоянным составляющим) входов. Это создается при нажатом положении кнопок «АС» в поле управления каналами А и В;

2) обозначить разным цветом временные зависимости входного и выходного напряжений на экране осциллографа, для чего: курсор установить на электрическую линию, соединяющую вход А осциллографа со схемой усилителя, → правой клавишей мыши вызвать “color” → на палитре выбрать цвет → ОК.

Эти действия проделать для электрической линии входа В.

Зафиксировать цвета входного и выходного напряжений.

Перед снятием АЧХ для каждого значения R_L , предварительно определить и записать амплитуду входного гармонического сигнала $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ на частоте $f = 1$ кГц, при которой выходной сигнал сохраняет форму входного, т.е. отсутствуют нелинейные искажения.

По измеренным напряжениям вычислить: коэффициент усиления каскада в относительных величинах $K_U = U_{ВЫХ}/U_{ВХ}$. и в децибелах

$$K_U (\text{дБ}) = 20 \cdot \lg \frac{U_{ВЫХ.}}{U_{ВХ.}}$$

Результаты измерений и расчетов занести в таблицу :

f, кГц	0,25	0,5	1	2	4	8	16	32	64	128	256	512
$U_{ВЫХ1}$, мВ												
K_{u1}												
K_{u1} , дБ												
$U_{ВЫХ2}$, мВ												
K_{u2}												
K_{u2} , дБ												

Зарисовать согласованные временные зависимости входного и выходного напряжений на частоте $f = 1$ кГц.

Построить АЧХ $K_u(\text{дБ}) = F(f)$ в двойном логарифмическом масштабе и на одном графике.

Определить полосу пропускания усилителя (определяемую верхней граничной частотой рабочего диапазона $f_{в.гр.}$) на уровне -3дБ относительно максимального значения коэффициента усиления.

Примечание 2: двойной логарифмический масштаб обеспечивается: а) заданием по оси ординат логарифмической величины $K_u(\text{дБ})$; б) по оси абсцисс откладываются значения десятичного логарифма частоты, но указывается частота.

2.3. Снять амплитудную характеристику инвертирующего усилителя

$$U_{\text{ВЫХ}} = F(U_{\text{ВХ}}),$$

при: $R_{oc} = 100$ кОм, двух значениях сопротивления резисторов $R_l = 5.1$ кОм и 10 кОм и частоте входного сигнала $f = 1$ кГц.

Результаты измерений занести в таблицу:

$U_{\text{ВХ}}, \text{ В}$	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6
$U_{\text{ВЫХ1}}, \text{ В}$									
$U_{\text{ВЫХ2}}, \text{ В}$									

На основании полученных данных построить график зависимости

$$U_{\text{вых}} = F(U_{\text{вх}}).$$

Определить и обосновать при каких значениях $U_{\text{вх}}$ начинаются искажения выходного напряжения.

2.4. Снять зависимость коэффициента усиления от сопротивления обратной связи $K_u = F(R_{oc})$.

Измерения производить при: $f = 1$ кГц, $U_{\text{вх}} = 200$ мВ, $R_l = 10$ кОм

$R_{oc}, \text{ кОм}$	7,5	10	75	150	220	300	360	430	510	560	620	750
$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ В}$												
K_u												

Построить график зависимости $K_u = F(R_{oc})$.

2.5. Снять зависимость коэффициента усиления от сопротивления резистора R_l , т.е. $K_u = F(R_l)$.

Измерения производить при $f = 1$ кГц, $U_{\text{вх}} = 200$ мВ, $R_{oc} = 100$ кОм

$R_l, \text{ кОм}$	0,24	0,51	1	1,2	1,5	1,8	2	2,2	3	5,1	7,5	10
$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ В}$												
K_u												

Построить график зависимости $K_u = F(R_l)$.

2.6. Измерить входное сопротивление инвертирующего каскада $R_{\text{вх.каскад}}$, при: $R_l = 10$ кОм, $R_{oc} = 100$ кОм и частоте входного сигнала $f = 1$ кГц.

Для этого между источником входного сигнала и точкой подключения канала А осциллографа включить дополнительный резистор $R_{доб} = 2$ кОм и измерить на нем величину падения напряжения $U_{R.доб} = U_{ист} - U_{вх}$.

Входное сопротивление инвертирующего каскада рассчитывается по формуле

$$R_{вх.каскад} = \frac{R_{доб}}{\frac{U_{ист}}{U_{вх}} - 1}$$

2.7. Сделать выводы по проделанной работе.

Лабораторная работа №3

Исследование неинвертирующего усилительного каскада на операционном усилителе

Цель работы: Изучение основных параметров и характеристик неинвертирующего усилительного каскада на операционном усилителе (ОУ).

Порядок выполнения: работа выполняется на электронно-вычислительных машинах с использованием программы Multisim 2001.

3.1. Открыть файл c11_005.msm со схемой, показанной на рис.3.7.

В представленном на схеме условном обозначении ОУ типа LM741CN имеются следующие выводы:

3 – неинвертирующий вход ОУ,

2 – инвертирующий вход,

6 – выход ОУ,

Vs+ и Vs- – выводы для подключения источников питания,

ВАЛ1, ВАЛ2 – для подключения цепей балансировки.

3.2. Снять амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) усилителя $K_u = F(f)$, при: $R_{oc} = 100$ кОм и двух значениях сопротивления входного резистора $R_I = 1$ кОм и 10 кОм.

Выполнить указания, установленные примечанием 1 работы №2.

Перед снятием АЧХ для каждого значения R_I , предварительно определить и записать амплитуду входного гармонического сигнала $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ на частоте $f = 1$ кГц, при которой выходной сигнал сохраняет форму входного, т.е. отсутствуют нелинейные искажения.

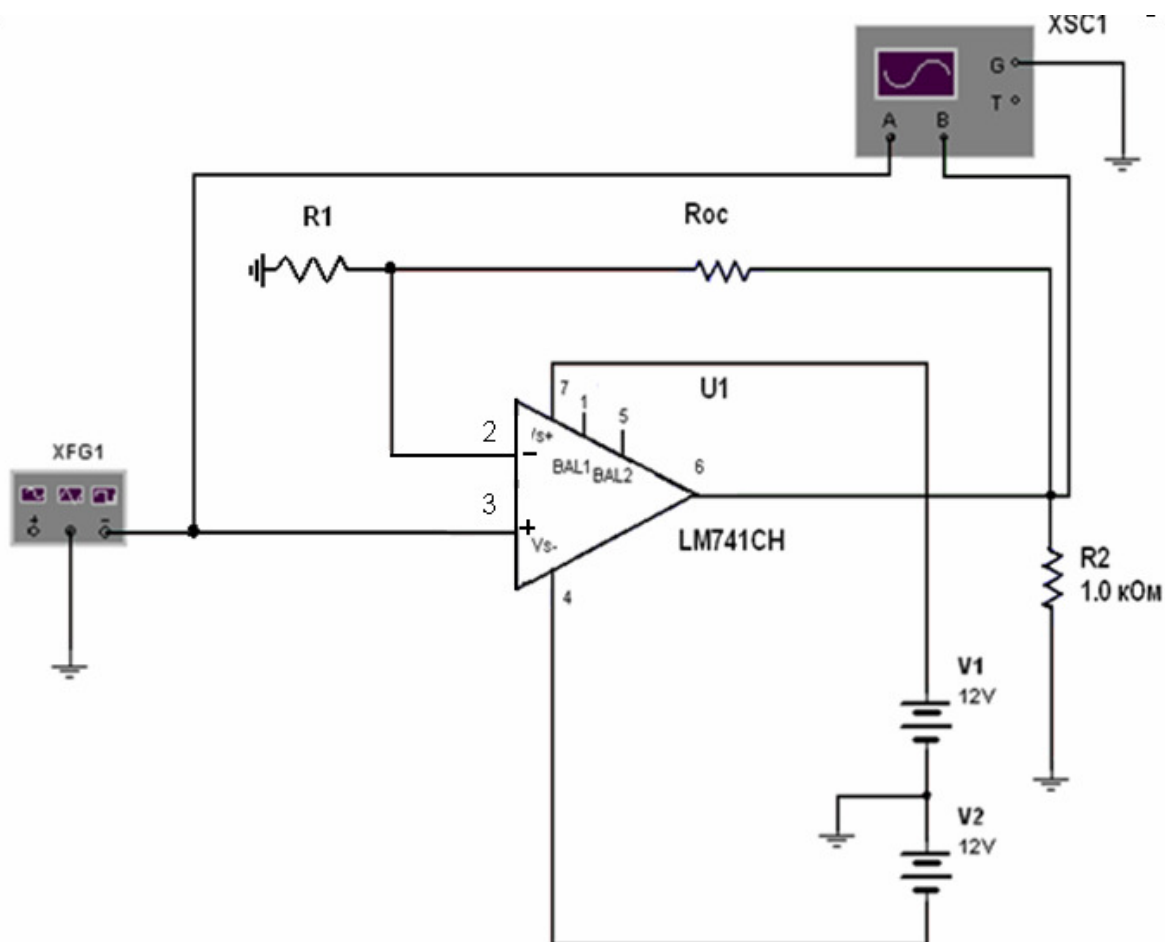


Рис.3.7

По измеренным напряжениям вычислить: коэффициент усиления каскада в относительных величинах $K_U = U_{ВЫХ.}/U_{ВХ.}$ и в децибелах

$$K_U (\text{дБ}) = 20 \cdot \lg \frac{U_{ВЫХ.}}{U_{ВХ.}}$$

Результаты измерений и расчетов занести в таблицу :

f, кГц	0,25	0,5	1	2	4	8	16	32	64	128	256	512
$U_{ВЫХ1}, \text{мВ}$												
K_{u1}												
$K_{u1}, \text{дБ}$												
$U_{ВЫХ2}, \text{мВ}$												
K_{u2}												
$K_{u2}, \text{дБ}$												

Построить АЧХ $K_u[\text{дБ}] = F(f)$ в двойном логарифмическом масштабе и на одном графике (см. примечание 2 к лабораторной работе №2).

Определить полосу пропускания усилителя (определяемую верхней граничной частотой рабочего диапазона $f_{в.гр.}$) на уровне -3дБ относительно максимального значения коэффициента усиления.

3.3. Снять фазо-частотную характеристику неинвертирующего усилительного каскада при: $R_1 = 1 \text{ кОм}$, $R_{OC} = 100 \text{ кОм}$, $R_2 = 1 \text{ кОм}$ на частотах установленных в п.2.

Фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями определяется выражением

$$\varphi^\circ = \frac{360^\circ}{T} \cdot \Delta T$$

где: φ° – фазовый сдвиг в градусах, T – период входного или выходного напряжения, ΔT – время сдвига выходного напряжения относительно входного.

Примечание: ФЧХ рекомендуется снимать начиная с какой-то частоты, находящейся в области средних частот (5 ÷ 40 кГц), изменяя ее сначала в одну сторону от первоначально выбранной, потом в другую, *при мгновенных значениях входного и выходного напряжений равных 0 и производных с одинаковым знаком.*

Красный измерительный курсор (1) установить в точку временной зависимости $U_{вых}(t) = 0$, а синий (2), сохраняя выбранный знак производной, в ближайшую точку $U_{вх}(t) = 0$ левее курсора (1), т.е. при $t_2 < t_1$. С информационного табло 3 осциллографа снять величину $\Delta T = t_2 - t_1$ обращая внимание на знак измеряемой величины и единицы измерения.

Заполнить таблицу:

Ф, кГц	0,1	0,2	0,5	1	5	10	40	100	500	1000
Т, мс										
ΔT , мс										
φ , град										

По данным таблицы построить график фазо-частотной характеристики (ФЧХ) $\varphi^\circ = F(f)$.

Частоту, по оси абсцисс, отложить в логарифмическом масштабе.

3.4. Снять амплитудную характеристику инвертирующего усилителя

$$U_{ВЫХ} = F(U_{ВХ}),$$

при: $R_{oc} = 100 \text{ кОм}$, двух значениях сопротивления резисторов $R_1 = 5.1 \text{ кОм}$ и 10 кОм и частоте входного сигнала $f = 1 \text{ кГц}$.

Результаты измерений занести в таблицу:

$U_{ВХ}, В$	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6
$U_{ВЫХ1}, В$									
$U_{ВЫХ2}, В$									

На основании полученных данных построить график зависимости $U_{вых} = F(U_{вх})$.

Определить и обосновать при каких значениях $U_{вх}$ начинаются искажения выходного напряжения.

3.5. Измерить максимальную скорость изменения выходного напряжения.

От генератора сигналов на вход схемы подать последовательность прямоугольных импульсов с амплитудой $U_{ВХ} = 2 В$, частотой повторения $F_{ПОВТ.} = 1 кГц$ при скважности $q = 2$ (колебания типа “меандр”).

Измерения провести с помощью осциллографа при: $R_{ОС} = 100 кОм$, $R_1 = 5,1 кОм$ и $R_2 = 1 кОм$.

Определить максимальную скорость изменения для двух случаев: нарастания и спада выходного напряжения.

Лабораторная работа №4

Исследование мультивибраторов на основе операционных усилителей

Цель работы: изучение принципов построения мультивибраторов в автоколебательном режиме, исследование влияния элементов схемы на основные параметры выходных импульсов мультивибратора..

Порядок выполнения: работа выполняется на электронно-вычислительных машинах с использованием программы Multisim 2001.

4.1.1. Открыть файл c11_118.msm. со схемой мультивибратора, работающего в автоколебательном режиме при скважности импульсного процесса $q = \frac{T_{ПОВТ.}}{t_{И}^{+,-}} = 2$, показанной на рис.3.8.

4.1.2. При $R_1 = 20 кОм$ и $R_2 = 50 кОм$ произвести исследование длительности выходных импульсов $t_{И}^{+,-}$, периода их повторения $T_{ПОВТ.}$ и амплитуды $U_{М.ВЫХ.}$ от величины емкости конденсатора C .

Для чего снять зависимости $t_{И}^{+,-}$, $T_{ПОВТ.}$, $U_{М.ВЫХ.} = f(C)$ для двух значений сопротивления цепи обратной связи $R_{ОС} = 10 кОм$ и $100 кОм$.

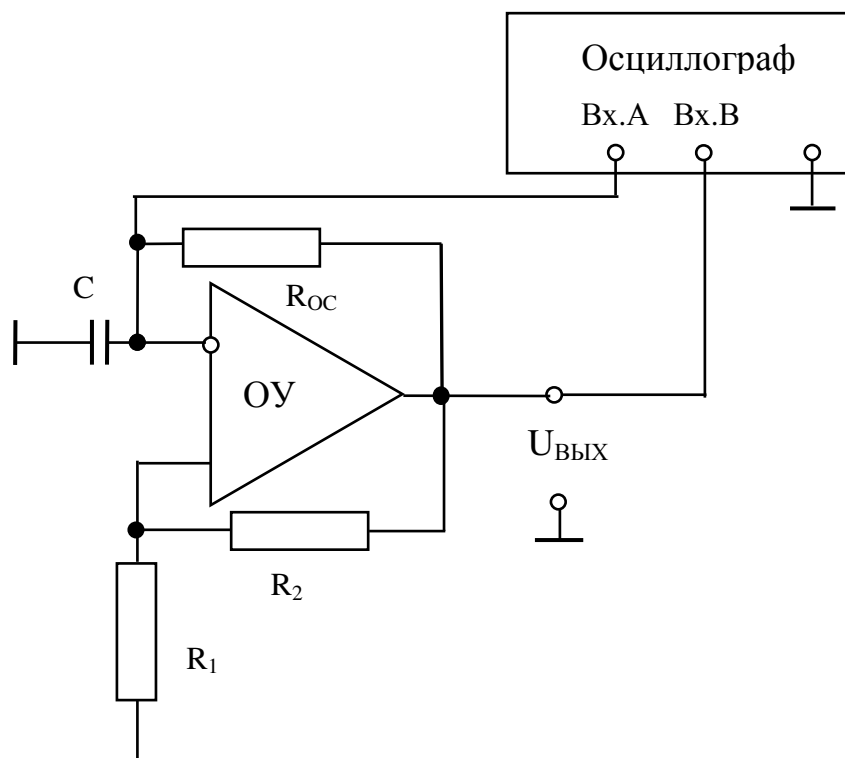


Рис.3.8

Результаты измерений занести в таблицу 1

Таблица 1

R_{OC} , кОм	C , мкФ	0,01	0,05	0,06	0,1	0,11	0,15
10	$t_{И}$, с						
	$T_{ПОВТ.}$ с						
	$U_{М.ВЫХ.}$, В						
100	$t_{И}$, с						
	$T_{ПОВТ.}$ с						
	$U_{М.ВЫХ.}$ В						

Построить графики снятых зависимостей.

Зарисовать согласованные временные зависимости выходного напряжения $U_{ВЫХ.}$ и напряжения на времязадающем конденсаторе C (инвертирующем входе ОУ) $U_{ВХ.И.}$ для одного сопротивления цепи обратной связи R_{OC} и двух (крайних) значений величины емкости C , используемых в п.1.1.

Для всех случаев с помощью осциллографа измерить и указать на рисунках временные параметры: длительность выходного импульса $t_{И}$,

период повторения $T_{ПОВТ.}$, а также амплитуду импульсов и величины нижнего и верхнего пороговых напряжений $U_{П.ВЕРХ.}$ и $U_{П.НИЖН.}$.

Рассчитать пороговое напряжение входов ОУ и сопоставить с соответствующими величинами, измеренными с помощью осциллографа.

4.1.3. Исследовать влияние коэффициента положительной обратной связи $K_{ОС}$ мультивибратора на амплитуду и период повторения выходных импульсов.

Снять зависимость $U_{М.ВЫХ.}, T_{ПОВТ} = f(K_{ОС})$ при $R_{ОС}=100$ кОм и $C=0.05$ мкФ.

Коэффициент положительной обратной связи $K_{ОС} = R_1 / (R_1 + R_2)$ задавать величинами резисторов цепи ПОС R_1 и R_2 , указанными в таблице 2.

Таблица 2

R_1, R_2 (кОм)	$K_{ОС}$	$U_{М.ВЫХ.}$ (В)	$T_{ПОВТ.}$
50, 40			
40, 40			
20, 40			
10, 40			

Построить зависимости $U_{М.ВЫХ.}, T_{ПОВТ} = f(K_{ОС})$.

4.2.1. Открыть файл `s11_119.msm` со схемой несимметричного мультивибратора, работающего в режиме автоколебаний при скважности

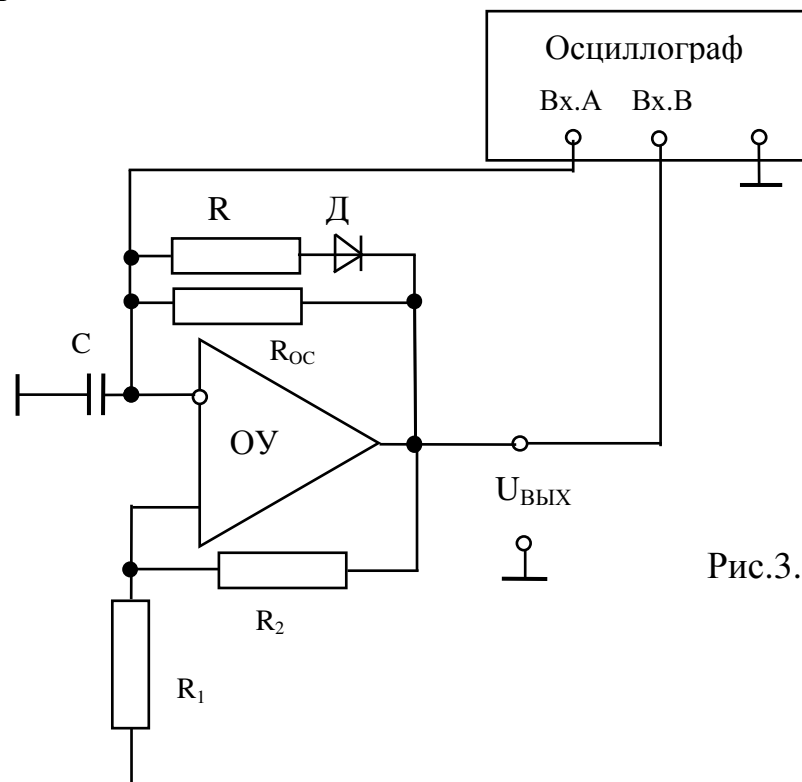


Рис.3.9

импульсного процесса $q = \frac{T_{\text{повт.}}}{t_{\text{и}}^{+-}} \neq 2$, показанной на рис.3.9.

4.2.2. Исследовать влияние емкости конденсатора C на длительность выходных импульсов положительной полярности $t_{\text{и}}^{+}$, период их повторения $T_{\text{повт.}}$ и амплитуду выходных импульсов $U_{\text{м.вых.}}$.

при: $R=50$ кОм, $R_1=20$ кОм, $R_2=50$ кОм и двух значениях $R_{\text{ос}}=10$ кОм и 100 кОм.

Результаты измерений занести в таблицу 3.

Таблица 3.

$R_{\text{ос}}$, кОм	C , мкФ	0.01	0.05	0.06	0.1	0.15	0.2
10	$t_{\text{и}}^{+}$, с						
	$T_{\text{повт.}}$, с						
	$U_{\text{м.вых.}}$, В						
100	$t_{\text{и}}^{+}$, с						
	$T_{\text{повт.}}$, с						
	$U_{\text{м.вых.}}$, В						

Построить графики снятых зависимостей.

Для одного из заданных значений емкости C рассчитать: длительность выходного импульса $t_{\text{и}}^{+}$, период повторения $T_{\text{повт.}}$, их амплитуду $U_{\text{м.вых.}}$ и пороговые напряжения схемы.

4.2.3. Содержание отчета.

Отчет должен содержать:

- электрические схемы исследуемых устройств,
- экспериментальные и расчетные данные, сведенные в таблицы;
- краткие выводы по основным принципам построения исследованных устройств, их схемам и результатам выполненных исследований.

Перечень сокращений и некоторых параметров ОУ

$A_{ЧХ}$ – амплитудно–частотная характеристика.

K_U – коэффициент усиления по напряжению.

$K_{УО}$ – коэффициент усиления ОУ по напряжению при разомкнутой обратной связи на частотах близких к нулю.

$K_U^{ООС}$ – коэффициент усиления по напряжению при отрицательной обратной связи.

$K_{ОС}$ – коэффициент обратной связи.

ООС – отрицательная обратная связь.

ОУ – операционный усилитель.

ПОС – положительная обратная связь.

$R_{ВХ.ДИФ.ОУ}$ – входное сопротивление ОУ для дифференциального сигнала.

$R_{ВХ.СИНФ.ОУ}$ – входное сопротивление ОУ для синфазного сигнала.

$R_{ВЫХ.ОУ}$ – выходное сопротивление ОУ.

$U_{ВХ.И.}$ – напряжение инвертирующего входа ОУ.

$U_{ВХ.Н.}$ – напряжение неинвертирующего входа ОУ.

$U_{ВЫХ.МАКС.}$ – максимальное выходное напряжение ОУ.

f_1 – частота единичного усиления ОУ.

$f_{СР}$ – частота среза электрического фильтра.

$f_{В.ГР.}$ – верхняя граничная частота рабочего диапазона.

$f_{Н.ГР.}$ – нижняя граничная частота рабочего диапазона.

$\varphi_{УС.}$ – фазовый сдвиг, вносимый ОУ.

$\varphi_{ОС.}$ – фазовый сдвиг, вносимый цепью обратной связи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника и микропроцессорная техника. Учебник для ВУЗов. М.: Высшая школа, 2005.
2. Ткаченко Ф.А. Электронные приборы и устройства. Учебник. Минск: Новое знание. М.: ИНФРАМ, 2011.
3. Лачин В.И., Савелов Н.С. Электроника. Серия: Высшее образование. Феникс, 2010.
4. Шишкин Г.Г., Шишкин А.Г. Электроника, Изд: Дрофа, 2009.
5. Наундорф У. Аналоговая электроника: основы, расчет, моделирование. М.: Техносфера, 2008.
6. Джонс М.Х. Электроника – практический курс. М.: Техносфера, 2006.
7. Базовые лекции по электронике (в 2-х томах) . Том II: Твердотельная Электроника. М.: Техносфера, 2009.



В 2009 году Университет стал победителем многоэтапного конкурса, в результате которого определены 12 ведущих университетов России, которым присвоена категория «Национальный исследовательский университет». Министерством образования и науки Российской Федерации была утверждена программа его развития **на 2009–2018 годы**. В 2011 году Университет получил наименование «Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики»

КАФЕДРА ЭЛЕКТРОНИКИ

Заведующий кафедрой: д.т.н., проф. Г.Н. Лукьянов.

Кафедра Электроники (первоначальное название “Радиотехники”) была основана в 1945 году. Первым руководителем кафедры был С.И. Зилитинкевич известный в стране и за рубежом ученый в области физической электроники и радиотехники, активный работник высшей школы, заслуженный деятель науки и техники РСФСР, доктор технических наук, профессор ЛИТМО с 1938 г., инициатор создания в ЛИТМО инженерно-физического и радиотехнического факультетов (1946г.). С.И. Зилитинкевич заведовал кафедрой с 1945 до 1978 года. Под его научным руководством аспирантами и соискателями выполнено более 50 кандидатских диссертаций, многие его ученики стали докторами наук.

В дальнейшем, с 1978 г. по 1985 г. кафедру возглавил к.т.н., доцент Е.К. Алахов, один из учеников С.И. Зилитинкевича.

С 1985 г. по 2006 г. руководителем кафедры стал д.т.н., профессор В.В. Тогатов, известный специалист в области силовой электроники и приборов для измерения параметров полупроводниковых структур.

Начиная с 2006 г. кафедрой заведует д.т.н., профессор Г.Н. Лукьянов, под руководством и при участии которого кардинально обновилось лабораторное оборудование в рамках инновационной программы развития.

Основные направления кафедры связаны с разработкой приборов для лазерной и медицинской техники, приборов для измерения параметров

полупроводниковых структур, а также встраиваемых цифровых и микропроцессорных устройств.

Под руководством В.В. Тогатова было разработано и изготовлено большое число приборов различного назначения:

- Измеритель параметров ультрабыстрых диодов;
- Универсальное устройство для исследования переходных процессов в силовых полупроводниковых структурах;
- Измеритель времени жизни заряда в слаболегированных областях диодных, тиристорных и транзисторных структур;
- Универсальный разрядный модуль для накачки твердотельных лазеров;
- и ряд других.

На кафедре написаны и размещены на сайте ЦДО следующие материалы для дистанционного обучения (автор Ю.В. Китаев):

- Конспект лекций по дисциплине “Электроника и микропроцессорная техника”;
- свыше 600 вопросов к обучающим и аттестующим тестам;
- 18 дистанционных лабораторных и практических работ

На кафедре имеются следующие компьютеризированные учебные лаборатории:

- АРМС – полупроводниковые приборы;
- Устройства на полупроводниковых приборах;
- Цифровая техника;
- Микропроцессорная техника
- Моделирование электронных устройств.

Геннадий Николаевич Лукьянов
Ирина Ивановна Белякова
Феликс Павлович Балобей

Операционные усилители
Учебно-методическое пособие

В авторской редакции
Редакционно-издательский отдел НИУ ИТМО
Зав. РИО
Лицензия ИД № 00408 от 05.11.99
Подписано к печати
Заказ №
Тираж 300 экз
Отпечатано на ризографе

Н.Ф. Гусарова

