

Абрамов К.Д. Схемотехника устройств на операционных усилителях: учеб. пособие / К.Д. Абрамов, С.К. Абрамов. – Х.: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2008. – 77 с.

Приведены общие сведения об операционных усилителях, характеристиках и параметрах, с помощью которых оценивается их качество. Рассмотрены примеры внутренней схемотехники усилителей с детальным анализом работы их каскадов, схемотехники устройств на базе операционных усилителей, охваченных резистивными, нелинейными и частотно-зависимыми обратными связями при работе операционного усилителя в линейном режиме, т.е. в режиме усиления. Изложены вопросы коррекции характеристик операционных усилителей за счет внешних обслуживающих цепей симметрирования схем включения, балансировки и частотной коррекции.

Для студентов, специализирующихся в области радиоэлектронных систем и комплексов, технологий и средств телекоммуникаций, а также информационных сетей связи.

Ил. 85. Табл. 1. Библиогр.: 12 назв.

Рецензенты: д-р техн. наук, проф. В.А. Батаев,  
канд. физ.-мат. наук, доц. Н.И. Украинец

© Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», 2008 г.

## 1. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

### 1.1. Общие сведения об операционных усилителях

Операционный усилитель (ОУ) – это законченный функциональный узел, выпускаемый в виде полупроводниковой интегральной микросхемы и представляющий собой усилитель постоянного тока, характеризуемый высоким коэффициентом усиления, а также большим входным и малым выходным сопротивлениями.

ОУ обычно охватываются глубокой внешней обратной связью, определяющей их результирующие характеристики, и применяются не только для выполнения математических операций, благодаря чему они получили свое название, но и в радиоэлектронных устройствах различного назначения. Этому способствует их низкая стоимость, близкая к стоимости отдельных транзисторов.

Идеальный ОУ должен обладать следующими свойствами:

- иметь бесконечно большое входное и нулевое выходное сопротивление;

- его собственный коэффициент усиления должен стремиться к бесконечности в бесконечно широкой полосе частот, причем амплитуда выходного сигнала во всей этой полосе должна оставаться постоянной;

- кроме того, он должен иметь коэффициент ослабления синфазной помехи, стремящийся к бесконечности.

Для реализации свойств, близких к этим требованиям, необходимо [1, 2]:

- первый каскад ОУ выполнять по дифференциальной схеме, поскольку только она позволяет эффективно бороться с синфазной помехой;

- в общей эмиттерной цепи дифференциального каскада (ДК) использовать генератор стабильного тока (ГСТ) для достижения коэффициента подавления синфазной помехи на уровне 80...100 дБ;

- увеличивать количество каскадов усиления напряжения (обычно их не больше двух), использовать в коллекторных цепях усилительных каскадов динамическую нагрузку в виде ГСТ, нагружать усилительные каскады эмиттерными повторителями, что позволит получить высокий коэффициент усиления;

- выходной каскад ОУ выполнять на эмиттерных повторителях для обеспечения минимально возможного выходного сопротивления и по двухтактной схеме для расширения динамического диапазона входных сигналов;

- для повышения входного сопротивления использовать в плечевых входах ДК эмиттерные повторители, обеспечивать работу первого усилительного каскада в режиме микротоков.

С учетом приведенных рекомендаций структурную схему операционного усилителя можно представить в виде, изображенном на рис. 1.1 [3, 4].

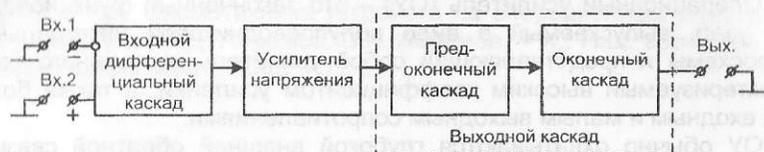


Рис. 1.1

Входным каскадом ОУ является дифференциальный каскад, который для минимизации статических и дрейфовых ошибок и повышения входного сопротивления работает в режиме микротокков.

За входным ДК включается усилитель напряжения. Присутствие или отсутствие в схеме ОУ каскада усиления напряжения определяется усилительными свойствами дифференциального и предоконечного каскадов.

Выходной каскад – это усилитель мощности, с помощью которого окончательно формируется требуемая амплитуда выходного сигнала на внешней низкоомной нагрузке. Этот каскад потребляет большую часть рабочего тока усилителя.

Кроме того, в ОУ обязательно должны быть предусмотрены схемы, осуществляющие такие операции:

- согласование симметричного выхода ДК с несимметричным входом предоконечного каскада;
- сдвиг уровней потенциалов для согласования каскадов по постоянной составляющей.

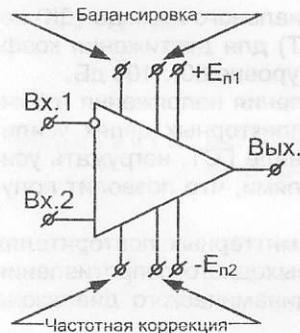


Рис. 1.2

Инвертирующий вход обозначают либо знаком “-”, либо кружком, что в цифровой схемотехнике символизирует операцию отрицания, а неинвертирующий – знаком “+”, либо вообще оставляют без обозначения.

В силу симметрии схемы дифференциального каскада при отсутствии управляющих сигналов ( $U_{ВХ1} = U_{ВХ2} = 0$ ), т.е. в состоянии покоя, постоянное напряжение между инвертирующим и неинвертирующим входами операционного усилителя (между плечевыми входами ДК), как это следует из рис. 1.3, равно нулю.

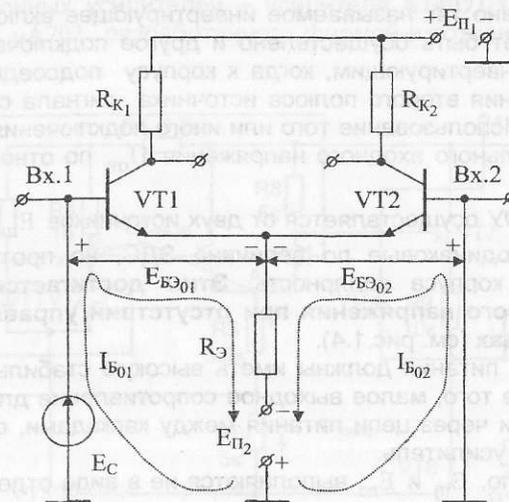


Рис. 1.3

Выводы частотной коррекции, которые еще называют выводами стабилизации, задержки или сдвига фазы, используются для предотвращения самовозбуждения ОУ, если последний не имеет внутренней коррекции.

На рис. 1.4 показано включение усилителя во внешнюю цепь, содержащую два источника питания  $E_{П1}$  и  $E_{П2}$ , резистор нагрузки  $R_H$  и источник дифференциального сигнала с ЭДС  $E_C$  и нулевым внутренним сопротивлением.

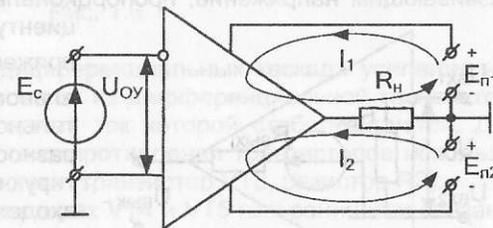


Рис. 1.4

Это последнее замечание относительно равенства нулю внутреннего сопротивления источника сигнала является идеализацией, позволяющей предполагать, что плечевые входы первого каскада ОУ полностью симметричны. Для подтверждения данного вывода на рис. 1.3 осуществлено подключение источника сигнала с нулевым

внутренним сопротивлением ко входу дифференциального каскада по той же схеме, что и на рис. 1.4. Очевидно, что при этом цепи, по которым протекают ток базы транзистора VT1 и ток базы транзистора VT2, полностью идентичны.

Общая точка соединения одного из полюсов источника сигнала и неинвертирующего входа усилителя на рис. 1.4 подсоединена к корпусу. Организовано так называемое инвертирующее включение усилителя. Но может быть осуществлено и другое подключение, которое называют неинвертирующим, когда к корпусу подсоединяют общую точку соединения второго полюса источника сигнала с инвертирующим входом. Использование того или иного подключения меняет знак дифференциального входного напряжения  $U_{OY}$  по отношению к корпусу.

Питание ОУ осуществляется от двух источников  $E_{П1}$  и  $E_{П2}$ , обычно имеющих одинаковые по величине ЭДС, но противоположную относительно корпуса полярность. Этим достигается равенство нулю выходного напряжения при отсутствии управляющих сигналов на входах (см. рис. 1.4).

Источники питания должны иметь высокую стабильность напряжения и, кроме того, малое выходное сопротивление для устранения обратной связи через цепи питания между каскадами, образующими операционный усилитель.

Как правило,  $E_{П1}$  и  $E_{П2}$  выполняются не в виде отдельных источников, а как плечи двухполярного источника питания.

На рис. 1.5 приведена эквивалентная схема ОУ для низких частот [5], на которой входная цепь операционного усилителя представлена сопротивлением  $R_{ВХ}$ , а выходная – эквивалентным генератором, развивающим напряжение, пропорциональное внутреннему коэффициенту усиления ОУ  $K_{OY}$  и напряжению  $U_{OY}$  на дифференциальном входе первого усилительного каскада, которое равно разности напряжений на инвертирующем и неинвертирующем входах. Выходной генератор имеет сопротивление  $R_{ВЫХ}$ .

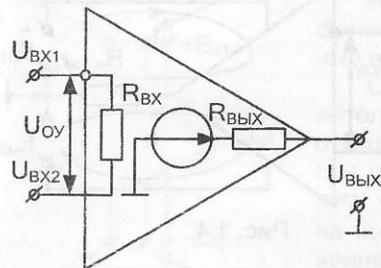


Рис. 1.5

Поскольку при отсутствии управляющих сигналов входы и выходы операционных усилителей находятся под нулевым потенциалом, то такие усилители весьма просто охватываются любыми цепями обратной связи и непосредственно соединяются между собой без разделительных конденсаторов.

## 1.2. Схемотехника операционных усилителей

Схемотехнические особенности построения ОУ рассмотрим на примерах принципиальных схем наиболее известных операционных усилителей.

На рис. 1.6 показана схема одного из самых простых, но надежных операционных усилителей – усилителя K140УД1, являющегося аналогом ОУ  $\mu A702$ , разработанного фирмой-изготовителем Fairchild [3, 6].

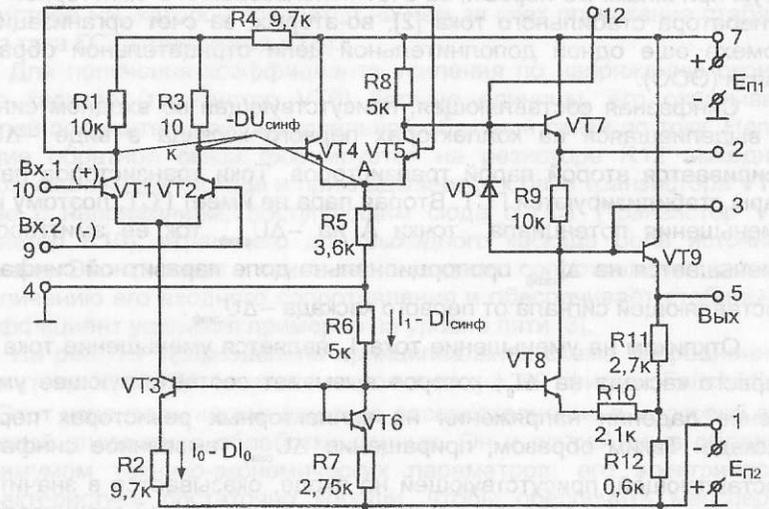


Рис. 1.6

Усилитель имеет два дифференциальных каскада усиления напряжения. Первый каскад состоит из дифференциальной транзисторной пары VT1, VT2, эмиттерный ток которой стабилизируется. Для этого в качестве эмиттерного сопротивления транзисторов используется генератор стабильного тока (транзистор VT3, резистор R2).

Второй каскад на транзисторах VT4 и VT5 гальванически связан с выходами первого; его эмиттерный ток не стабилизируется.

Однотактный выходной каскад усиления мощности выполнен на двух эмиттерных повторителях и работает в режиме "А" [2]. Эмиттерный повторитель на транзисторе VT7 представляет собой предоконечный каскад, а на транзисторе VT9 – окончательный. Для организации сдвига уровней потенциалов в целях согласования этой пары по постоянному напряжению используется потенциометрическая схема [2]. Верхним плечом делителя этой схемы является резистор R9, а в

качестве нижнего плеча используется генератор стабильного тока на транзисторе VT8 и резисторе R10.

Смещением, выделяющимся на включенном диодом транзисторе VT6 и резисторе R7 [1], управляются ГСТ входного каскада (транзистор VT3) и ГСТ сдвига постоянного уровня сигнала, подаваемого на выходной каскад (транзистор VT8).

В схеме ОУ исключается синфазная ошибка, вызванная одинаковыми изменениями напряжений база-эмиттер транзисторов VT1 и VT2, возникающими в результате воздействия синфазной помехи, по двум причинам. Во-первых, за счет использования в эмиттерной цепи генератора стабильного тока [2], во-вторых, за счет организации по помехе еще одной дополнительной цепи отрицательной обратной связи (ООС).

Синфазная составляющая, присутствующая во входном сигнале и выделившаяся на коллекторах первого каскада в виде  $-\Delta U_{\text{синф}}$ , усиливается второй парой транзисторов. Токи транзисторов первой пары стабилизируются ГСТ. Вторая пара не имеет ГСТ, поэтому из-за уменьшения потенциала точки А на  $-\Delta U_{\text{синф}}$  ток ее эмиттеров  $I_1$  уменьшается на  $\Delta I_{\text{синф}}$  пропорционально доле паразитной синфазной составляющей сигнала от первого каскада  $-\Delta U_{\text{синф}}$ .

Откликом на уменьшение тока  $I_1$  является уменьшение тока ГСТ первого каскада на  $\Delta I_0$ , которое вызывает соответствующее уменьшение падения напряжения на коллекторных резисторах первого каскада. Таким образом, приращение  $\Delta U_{\text{синф}}$ , вызванное синфазной составляющей, присутствующей на входе, оказывается в значительной мере скомпенсированным дополнительной петлей отрицательной обратной связи по синфазному сигналу, что увеличивает коэффициент ослабления синфазной помехи.

Усиленный первым ДК полезный сигнал выделяется на его дифференциальном выходе, т.е. между коллекторами транзисторов VT1 и VT2. Непосредственный съем напряжения с любого коллектора относительно корпуса позволит использовать лишь половину полного дифференциального приращения сигнала.

Для того, чтобы привести полный дифференциальный сигнал, наблюдаемый между коллекторами, к одиночному входу (т.е. осуществить согласование симметричного выхода с несимметричным входом), в ОУ второй дифференциальный каскад на транзисторах VT3 и VT4 выполнен несимметричным.

При подсоединении вывода 4 интегральной схемы (ИС) к корпусу каскад на транзисторе VT4 можно рассматривать как эмиттерный повторитель. В таком случае на резисторе  $R_5$  повторится напряжение, снимаемое с коллекторной нагрузки транзистора VT2. Оно является напряжением обратной связи резистивного каскада с общим эмитте-

ром, охваченного последовательной обратной связью по току, собранного на транзисторе VT5. Таким образом, ко входу транзистора VT5 прикладывается сумма двух напряжений, одно из которых поступает с коллекторной нагрузки транзистора VT1, а второе – с резистора  $R_5$ .

В ОУ для организации рабочего режима предоконечного каскада на транзисторе VT7 используется стабилитрон VD1. Напряжение смещения на транзисторе, определяющее положение его рабочей точки на проходной вольт-амперной характеристике (ВАХ), формируется как разность напряжения пробоя стабилитрона и напряжения на резисторе R9, которое создается на нем за счет протекания стабильного тока ГСТ (транзистор VT8).

Для получения коэффициента усиления по напряжению оконечного каскада (транзистор VT9) больше единицы, его охватывают петлей положительной параллельной обратной связи по току. Напряжение обратной связи формируется на резисторе R12 выходным током оконечного каскада и прикладывается к базе транзистора VT9 в фазе с напряжением, поступающим сюда с ГСТ (транзистор VT8, резистор R10), играющего для выходного каскада роль источника сигнала. Это приводит к снижению выходного сопротивления каскада, увеличению его входного сопротивления и обеспечивает стабильный коэффициент усиления примерно на уровне пяти [3].

На рис. 1.7 представлена принципиальная схема операционного усилителя **K153УД1** (аналог микросхемы  $\mu A709$  фирмы Fairchild) [3, 6]. Этот усилитель нашел широкое распространение в массовой аналоговой аппаратуре обработки данных. Он и по сей день обладает оптимумом технико-экономических параметров: его электрические характеристики достаточно хороши, чтобы обеспечить массовость применения в самой разнообразной серийной аппаратуре, а схемотехника не накладывает особых ограничений на технологический цикл, что обеспечивает благоприятный процент выхода годных изделий, обладающих низкой себестоимостью.

Принципиальная схема ОУ состоит из трех каскадов. Входной каскад является дифференциальным с простыми входами и выполнен на транзисторах VT1 и VT2. Он работает в режиме микротоков эмиттеров при относительно небольших номиналах резисторов R1 и R2 в коллекторных цепях, в связи с чем его дифференциальный коэффициент усиления невелик (порядка 10).

Ток первого каскада стабилизируется ГСТ (транзистор VT11, резистор R11).

Чтобы использовать полный дифференциальный коэффициент усиления первого каскада, нагрузка, подсоединяемая к нему, должна быть хорошо сбалансированной. Исходя из этого, схема второго дифференциального каскада выполнена симметричной. Для получения большого коэффициента усиления второго каскада усиления напряжения в каждом плече усилителя используется модифициро-

ванная схема Дарлингтона [1], обеспечивающая большое входное сопротивление, что, в свою очередь, позволяет увеличить коэффициент усиления первого каскада. Левое плечо образовано парой транзисторов VT3, VT5, резистором R3 и транзистором VT15 в диодном включении, правое – парой транзисторов VT4, VT6, резистором R4 и общим для плеч транзистором VT15. Суммарный эмиттерный ток каскада имеет порядок нескольких сотен микроампер, что позволяет получить от каскада коэффициент усиления около 100.

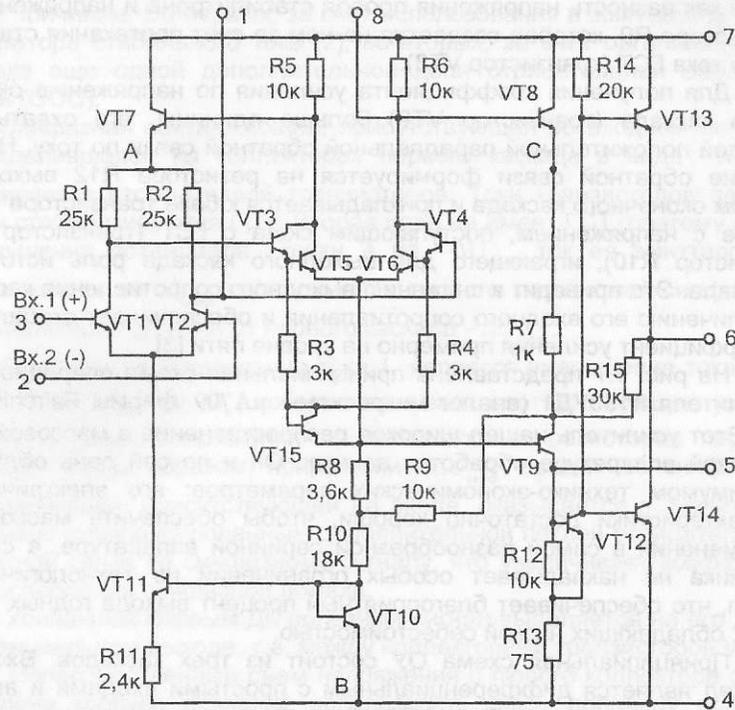


Рис. 1.7

Смещением, выделяющимся на включенном диодом транзисторе VT10, управляется ГСТ входного каскада. По этой же цепи за счет того, что ток второго каскада не стабилизируется, осуществляется отрицательная обратная связь по синфазному сигналу, позволяющая в значительной мере ослабить синфазную помеху. Механизм действия этой петли обратной связи подробно рассмотрен при анализе принципиальной схемы усилителя K140 УД1.

Второй каскад симметрично нагружен на два эмиттерных повторителя, выполненных на транзисторах VT7 и VT8.

На транзисторе VT7 выполнен эмиттерный повторитель, роль сопротивления в эмиттерной цепи которого выполняет весь промежуток схемы между точками А и В. Через повторитель организуется обратная связь. Напряжение, формируемое на резисторе R5, повторяется между точками А и В и за счет подбора резисторов R1, R2 и R11 делится между сопротивлениями этой сложной эмиттерной нагрузки таким образом, чтобы на сопротивлениях R1 и R2 выделялись за счет обратной связи напряжения такой же величины, какие на них образуются при воздействии входного сигнала. Но при этом следует учитывать, что эти напряжения обратной связи на резисторах R1 и R2 синфазные, поэтому на сопротивлении R1 напряжение обратной связи будет полностью скомпенсировано напряжением сигнала, а на резисторе R2 удвоится. Таким образом, результирующее напряжение между коллекторами транзисторов VT1 и VT2, полученное за счет обратной связи, оказывается приложенным к дифференциальному входу второго каскада в фазе с сигнальным и равным ему по величине. Такое схемотехническое решение позволило получить на плечевом выходе правого плеча второго усилительного каскада (на резисторе R6) напряжение, равное полному дифференциальному сигналу, которое было бы сформировано на дифференциальном выходе второго каскада при отсутствии цепи обратной связи. Таким образом, за счет рассмотренной цепи обратной связи удалось осуществить операцию согласования симметричного выхода с несимметричным входом.

С резистора R6 напряжение подается на эмиттерный повторитель на транзисторе VT8. Роль его сопротивления в эмиттерной цепи выполняет часть схемы между точками С и В.

Для достижения идентичности повторителей на транзисторах VT7 и VT8 в целях обеспечения симметрии схемы второго усилительного каскада ОУ в эмиттерную цепь повторителя на транзисторе VT8 включен транзистор VT9. Кроме того, каскад на транзисторе VT9, выполняет еще две функции: сдвиг уровня потенциала по постоянной составляющей и дополнительное усиление по сигналу, для чего он выполнен по схеме с общей базой, а это потребовало применения транзистора р-п-р-структуры. Потенциал базы транзистора фиксируется на том же уровне, что и потенциал эмиттеров VT5 и VT6, сигнал подается на эмиттер.

Выходной каскад ОУ состоит из предоконечного каскада по схеме с общим эмиттером на транзисторе VT12 и оконечного двухтактного каскада на эмиттерных повторителях (транзисторы VT13 и VT14), работающего в режиме "В". С коллекторного сопротивления R14 предоконечного каскада сигнал подается на базы транзисторов VT13 (п-п-структуры) и VT14 (р-п-р-структуры). Транзисторы образуют комплементарную пару, поэтому даже в режиме с разомкнутой петлей отрицательной обратной связи оконечный каскад имеет примерно

симметричные свойства по амплитуде сигнала и выходному сопротивлению. Искажения в виде "ступенек" [2] малозаметны, так как уменьшаются в масштабе параллельной ООС по напряжению, осуществляемой через резистор R15. Коэффициент усиления выходного каскада по напряжению находится примерно на уровне 30.

Последователями операционного усилителя K153УД1 (аналог микросхемы  $\mu A709$ ) стали ОУ следующего поколения K140УД7 (аналог микросхемы  $\mu A741$  фирмы Fairchild) и K153УД2 (аналог микросхем LM101 и LM101A фирмы National Semiconductor) [3].

В этих операционных усилителях были использованы:

- схемотехнические новинки – сложный входной дифференциальный каскад с большим коэффициентом усиления и высоким входным сопротивлением, стабилизатор коэффициента усиления, малое количество резисторов, схемы защиты усилителей от опасных режимов работы;

- новые интегральные полупроводниковые структуры – высокоомные пинч-резисторы, высококачественные боковые р-п-р-транзисторы, применяемые не только в выходном, но и во входном каскадах;

- два усилительных каскада, а не три, как у их предшественника K153УД1 (оба каскада имеют большие коэффициенты усиления, каждый примерно по 200), что значительно упрощает методику коррекции частотной характеристики, поскольку третья постоянная времени исключается.

Принципиальным достижением в операционных усилителях второго поколения является улучшение их энергетики: у них снижено потребление тока почти в два раза по сравнению с микросхемой K153УД1 при сохранении быстродействия и точности работы.

С одной стороны, новая принципиальная схема операционных усилителей, с другой – новые технологические решения, базирующиеся на использовании усовершенствованных полупроводниковых структур, позволили улучшить и внешние характеристики интеграции аппаратуры. Отпала необходимость во внешних элементах компенсации, защиты входа и выхода от опасных режимов работы, что позволило сократить количество навесных элементов в виде резисторов, конденсаторов и диодов.

На рис. 1.8 изображена принципиальная схема одного из самых популярных операционных усилителей K153УД2.

Схема усилителя имеет сложный входной дифференциальный каскад, нагрузками в котором служат генераторы стабильных токов, имеющих эквивалентное выходное сопротивление на уровне сотен килоом, что позволяет повысить коэффициент усиления первого каскада до 200.

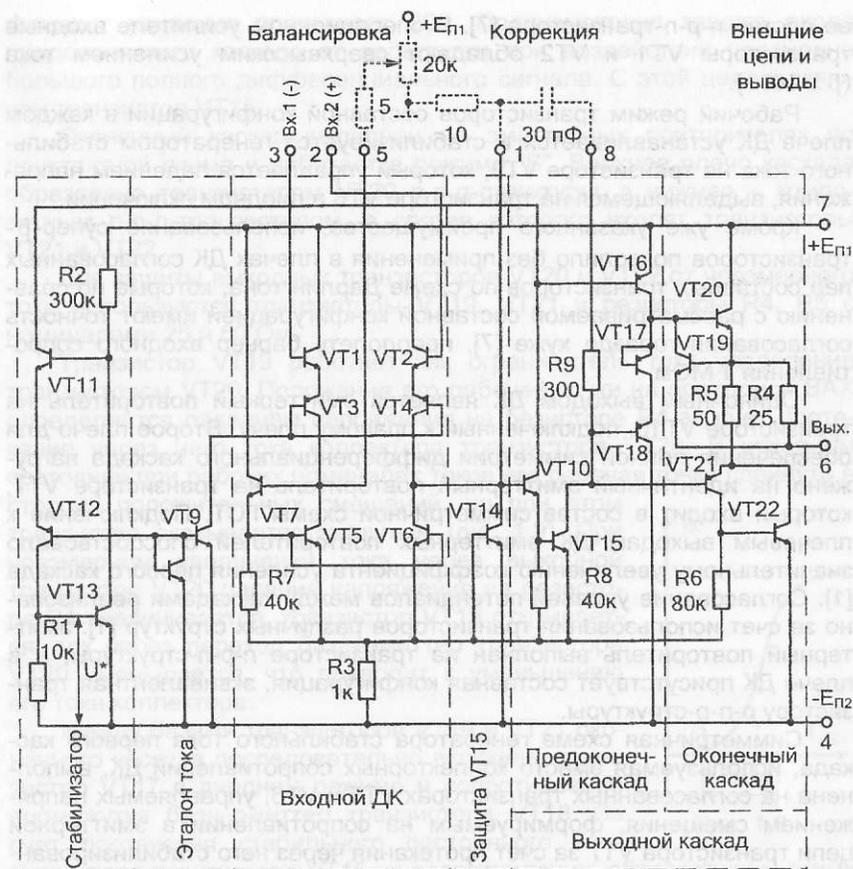


Рис. 1.8

Чтобы использовать вместо коллекторных сопротивлений генераторы стабильного тока, дифференциальная пара транзисторов и транзисторы, образующие схему ГСТ, должны иметь противоположные структуры [1]. В рассматриваемой схеме каждое плечо дифференциального каскада представляет собой составную конфигурацию, образованную п-р-п-транзистором (VT1, VT2) и р-п-р-транзистором (VT3, VT4). Технология полупроводниковых интегральных схем дает возможность изготовления биполярных р-п-р-транзисторов в виде боковых структур с низкими значениями коэффициента усиления  $\beta$  по току. Предложенная же составная конфигурация эквивалентна р-п-р-транзистору, но ее результирующий коэффициент усиления  $\beta_{\text{РЕЗ}}$  прямо пропорционален коэффициенту усиления по току входящего в

ее состав p-p-n-транзистора [7]. В операционном усилителе входные транзисторы VT1 и VT2 обладают сверхвысоким усилением тока ( $\beta \gg 1000$ ).

Рабочий режим транзисторов составной конфигурации в каждом плече ДК устанавливается и стабилизируется генератором стабильного тока на транзисторе VT9, который управляется падением напряжения, выделяющемся на транзисторе VT8 в диодном включении.

Кроме уже указанного преимущества, использование супер- $\beta$ -транзисторов позволило без применения в плечах ДК согласованных пар составных транзисторов по схеме Дарлингтона, которые по сравнению с рассматриваемой составной конфигурацией имеют точность согласования гораздо хуже [7], преодолеть барьер входного сопротивления 1 МОм.

Одиночным выходом ДК является эмиттерный повторитель на транзисторе VT10, подключенный к правому плечу. Второе плечо для обеспечения полной симметрии дифференциального каскада нагружено на идентичный эмиттерный повторитель на транзисторе VT7, который входит в состав симметричной схемы ГСТ. Подключение к плечевым выходам ДК эмиттерных повторителей способствовало значительному увеличению коэффициента усиления первого каскада [1]. Согласование уровней потенциалов между каскадами реализовано за счет использования транзисторов различных структур [1]: эмиттерный повторитель выполнен на транзисторе p-p-n-структуры, а в плече ДК присутствует составная конфигурация, эквивалентная транзистору p-p-n-структуры.

Симметричная схема генератора стабильного тока первого каскада, используемая вместо коллекторных сопротивлений ДК, выполнена на согласованных транзисторах VT5 и VT6, управляемых напряжением смещения, формируемым на сопротивлении в эмиттерной цепи транзистора VT7 за счет протекания через него стабилизированного постоянного тока. Кроме того, на этом же генераторе реализована схема согласования симметричного выхода с несимметричным входом, механизм действия которой подробно описан в работе [2].

Выходной каскад состоит из предоконечного каскада на транзисторе VT15 и окончного на транзисторах VT19 – VT22.

Предоконечный каскад выполнен по схеме с общим эмиттером и является вторым каскадом усиления напряжения операционного усилителя. С эмиттерного повторителя на транзисторе VT10 на него подается полный дифференциальный сигнал с ДК. Роль нагрузки в коллекторной цепи каскада выполняют последовательно включенные транзистор VT16, представляющий собой генератор стабильного тока, и входное сопротивление окончного каскада. Транзистор VT15 согласован со своей нагрузкой эмиттерным повторителем на транзисторе VT18, поэтому эквивалентное сопротивление нагрузки предоконечного каскада составляет несколько десятков килоом и его коэф-

фициент усиления превышает 200. Предусмотрена защита входа предоконечного каскада от перегрузки при воздействии чрезмерно большого полного дифференциального сигнала. С этой целью включен транзистор VT15.

Оконечный каскад выполнен на эмиттерных повторителях по двухтактной схеме и работает в режиме "B". Верхнее плечо каскада образовано транзистором VT20 p-p-n-структуры, а нижнее – композитным p-p-n-транзистором, в состав которого входят транзисторы VT21 и VT22.

Для защиты выходных транзисторов VT20 и VT22 от чрезмерного тока используются транзисторы VT19, VT21 и резисторы R4, R5 с номиналами 25 и 50 Ом.

Транзистор VT19 работает как ограничитель тока управления транзистором VT20. Положение его рабочей точки на проходной ВАХ определяется падением напряжения на резисторе R4 за счет протекания через него тока коллектора транзистора VT20. В исходном состоянии при рабочих номиналах токов его рабочая точка сдвинута в сторону положительных смещений, но при этом транзистор оказывается закрытым (рис. 1.9). При чрезмерном увеличении тока через выходной транзистор VT20 падение напряжения на резисторе R4 увеличивается, транзистор VT19 открывается, ток через переход база-эмиттер транзистора VT20 уменьшается, что приводит к уменьшению его тока коллектора.

Между базами транзисторов VT19 и VT21 окончного каскада последовательно включены транзистор VT17 в диодном режиме и сопротивление промежутка база-эмиттер транзистора VT18. За счет протекания стабильного постоянного тока коллектора транзистора VT15 на сопротивлении, образованном этими элементами, создается стабильное падение напряжения, которое делится между сопротивлением перехода база-эмиттер транзистора VT20 и сопротивлением последовательного соединения, состоящего из резистора R5 и перехода база-эмиттер транзистора VT21. Таким образом, по постоянному току устанавливаются начальные смещения транзисторам окончного каскада, что позволяет избавиться от нелинейных искажений типа «ступенька» и повышает температурную стабильность работы каскада [2].

Особо следует отметить, что через сопротивление R5 протекает и ток коллектора выходного транзистора VT22. При чрезмерном увеличении этого тока увеличивается падение напряжения, создаваемое на сопротивлении резистора R5, что неизбежно приводит к уменьшению напряжения на переходе база-эмиттер транзистора VT21, так как сумма напряжений на сопротивлении резистора R5 и перехода база-эмиттер транзистора VT21 должна оставаться вели-

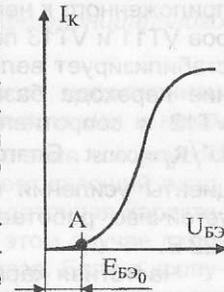


Рис. 1.9

чиной постоянной. Уменьшение напряжения смещения приводит к уменьшению тока коллектора транзистора VT21, уменьшению тока базы транзистора VT22 и, в конечном счете, к уменьшению его коллекторного тока. Таким образом, осуществляется защита выходного транзистора VT22 от разрушения в режиме короткого замыкания выхода.

Через цепь, состоящую из резисторов R3 и R6, осуществляется отрицательная обратная связь, стабилизирующая усиление ОУ.

Транзисторы VT11, VT12 и VT13 образуют стабилизатор базовых токов транзисторов VT8 и VT16 и коллекторных токов транзисторов VT7 и VT10. Для этого стабилизатора сигналом рассогласования является изменение напряжений питания схемы. По цепи, включенной между полюсами двухполярного источника питания, состоящей из последовательного соединения высокоомного специализированного резистора R2 и транзистора VT13 протекает ток, величина которого остается неизменной при изменениях питающих напряжений, поскольку номинал сопротивления резистора R2 зависит от напряжения, приложенного к нему. В результате напряжения смещения транзисторов VT11 и VT13 поддерживаются постоянными, что, в свою очередь, стабилизирует величину тока цепи, включающей в себя сопротивление перехода база-эмиттер транзистора VT16, транзисторы VT11, VT12 и сопротивление прецизионного резистора R1. Ток в ветви  $U^*/R_1 = \text{const}$ . Благодаря этому устройству стабилизируются коэффициенты усиления первого и предоконечного каскадов, поэтому ОУ устойчиво работает в диапазоне питающих напряжений от  $\pm 3$  до  $\pm 22$  В.

Частотная характеристика ОУ корректируется единственным конденсатором компенсации с номиналом 30 пФ. Если этот конденсатор помещается внутри корпуса в виде отдельного "кристаллика" или изготавливается в составе монолитной подложки, то такой ОУ является полностью компенсированным. Кроме резистора балансировки для него не требуется никаких внешних элементов обслуживания.

Описание принципиальных схем других операционных усилителей серий K140, K153, K154, K157, K544, K553, K574 можно найти в работах [2, 6, 8].

### 1.3. Основные характеристики и параметры операционных усилителей

К основным характеристикам операционного усилителя относят передаточную, частотные, переходные, шумовые. Параметры ОУ, характеризующие его качество, весьма многочисленны и вытекают из его характеристик. Остановимся только на основных из них.

#### 1.3.1. Передаточная характеристика

На рис. 1.10 представлены идеализированные передаточные характеристики операционного усилителя, которые соответствуют схемам на рис. 1.3 и 1.4, где симметрия входных цепей плечевых входов достигается использованием источника дифференциального входного сигнала с нулевым внутренним сопротивлением.

Приращения входных и соответственно выходных напряжений ОУ биполярные, т.е. могут симметрично изменяться по соответствующим осям относительно начала координат.

Условием баланса операционного усилителя является равенство нулю  $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$  при отсутствии приращения дифференциального напряжения на входе ( $\Delta U_{\text{ВХ}} = 0$ ).

Следует учитывать, что усилитель управляется напряжением  $U_{\text{ОУ}}$  (см. рис. 1.4), сформированным между инвертирующим и неинвертирующим входами, независимо от точки соединения с корпусом источника сигнала. Если с корпусом соединен инвертирующий вход, то усилитель является неинвертирующим. Его передаточная характеристика показана на рис. 1.10 в виде графика 1. В этом случае входной и выходной сигналы ОУ изменяются в одной фазе. Если с корпусом соединен неинвертирующий вход, то схема включения является инвертирующей, ее входной и выходной сигналы находятся в противофазе (график 2 на рис. 1.10).

Предельная величина  $\Delta U_{\text{ВЫХ,МАКС}}$  приближается к  $E_{\text{П}}$ . Это объясняется тем, что в моменты ограничения сигнала по выходу оконечные транзисторы находятся в насыщении, т.е. имеют сопротивления между коллектором и эмиттером, стремящиеся к нулю. В результате величина ЭДС источника питания  $E_{\text{П}}$ , которая делится между сопротивлением коллектор-эмиттер транзистора и сопротивлением нагрузки, окажется практически полностью приложенной к нагрузке. Реально разность  $E_{\text{П}} - \Delta U_{\text{ВЫХ,МАКС}}$  составляет всего лишь несколько десятых долей вольта [3].

Передаточные характеристики при реальных схемах включений операционных усилителей отличаются от идеализированных. На рис. 1.11 приведены варианты 2 и 3 поведения передаточных характеристик на примере неинвертирующей схемы включения. Когда оба входа соединены с корпусом, т.е.  $\Delta U_{\text{ВХ}} = 0$  на выходе имеется неко-

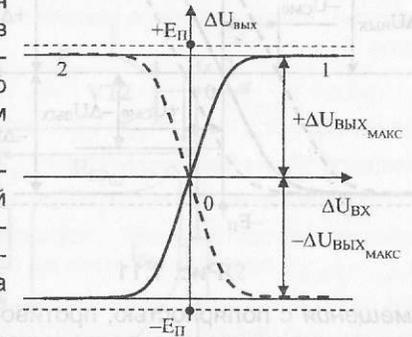


Рис. 1.10

106134 М

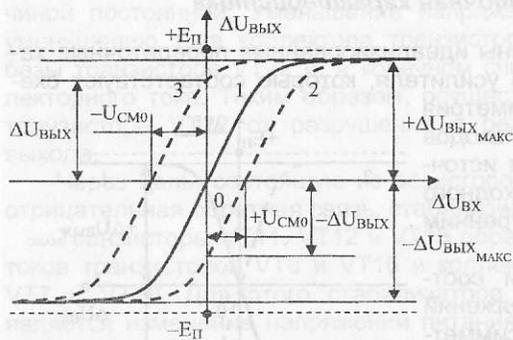


Рис. 1.11

смещения с полярностью, противоположной той, которая была получена в результате пересчета выходного напряжения  $+\Delta U_{\text{ВЫХ}}$  во входное напряжение смещения нуля. На рис. 1.11 это характеристика 1.

Для выяснения причин возникновения дисбаланса учтем следующие обстоятельства, возникающие в процессе формирования схем включения ОУ.

Во-первых, реальные источники сигнала имеют внутреннее сопротивление, отличное от нуля. С учетом данного замечания на рис. 1.12 повторена схема рис. 1.3, из которой видно, что входные цепи плеч дифференциального каскада разбалансированы.

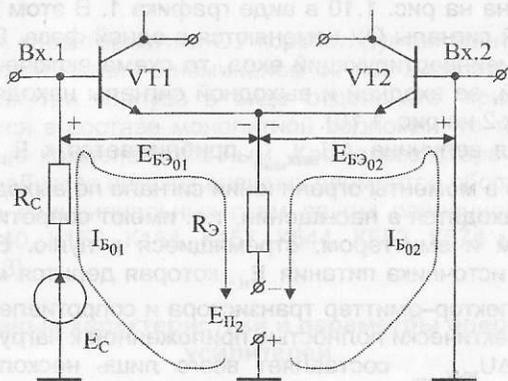


Рис. 1.12

Во-вторых, для восстановления симметрии схемы необходимо во второе плечо ввести симметрирующее сопротивление  $R = R_С$ .

В самом общем случае с учетом цепей внешней обратной связи, которыми охватываются операционные усилители, с учетом внутрен-

торое напряжение  $+\Delta U_{\text{ВЫХ}}$  для характеристики 3 или  $-\Delta U_{\text{ВЫХ}}$  для характеристики 2. Это напряжение пересчитывается во входное напряжение смещения нуля (соответственно  $-U_{\text{СМ0}}$  или  $+U_{\text{СМ0}}$ ) через коэффициент усиления схемы по напряжению.

Сбалансировать передаточную характеристику можно подачей внешнего напряжения

них сопротивлений источников сигнала и цепей, по которым напряжение от них подводится ко входам ОУ, плечевые входы дифференциального каскада оказываются подсоединенными к корпусу через сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ , что изображено на рис. 1.13.

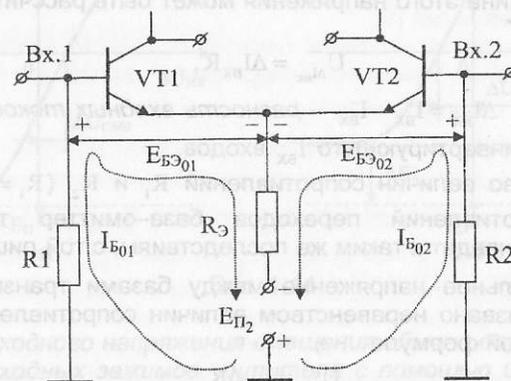


Рис. 1.13

Поскольку к появлению постоянного напряжения на выходе в отсутствие сигнала на входе приводят, в первую очередь, нарушение симметрии входных цепей интегральных транзисторов и, в меньшей степени, разброс номиналов их нагрузок [9], то на основании рис. 1.13 можно указать причины появления дисбаланса в операционных усилителях.

Как известно, в дифференциальных усилителях реализуется схема смещения фиксированным током базы [1, 2], т.е. положение рабочей точки на проходной ВАХ каждого плеча определяется величиной базового тока. В свою очередь, ток зависит от суммарного сопротивления последовательно соединенных резистора в общей эмиттерной цепи  $R_Э$ , внешнего резистора  $R_1$  ( $R_2$ ) и сопротивления перехода база-эмиттер  $r_{\text{БЭ}_\text{ВТ1}}$  ( $r_{\text{БЭ}_\text{ВТ2}}$ ). Очевидно, что для обеспечения симметрии базовых токов плеч дифференциального каскада необходимо обеспечить равенства:

- внутренних сопротивлений переходов база-эмиттер транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ ;
- внешних сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ .

Нарушение любого из этих равенств неизбежно приводит к изменению напряжений база-эмиттер транзисторов, что вызывает на выходе ОУ появление выходного напряжения, хотя на дифференциальный вход сигнал не подан.

Разброс величин сопротивлений переходов база-эмиттер ( $r_{\text{БЭ}_\text{ВТ1}} \neq r_{\text{БЭ}_\text{ВТ2}}$ ) при равенстве сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  приводит:

– непосредственно к разбросу напряжений база–эмиттер;  
 – к формированию дополнительного напряжения между базами транзисторов вызванного расхождением в падениях напряжений на резисторах  $R_1$  и  $R_2$ , которое делится между переходами база–эмиттер. Величина этого напряжения может быть рассчитана по формуле

$$U_{\Delta I_{\text{ВХ}}} = \Delta I_{\text{ВХ}} R,$$

где  $R = R_1 = R_2$ ;  $\Delta I_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВХ}}^+ - I_{\text{ВХ}}^-$  – разность входных токов неинвертирующего  $I_{\text{ВХ}}^+$  и инвертирующего  $I_{\text{ВХ}}^-$  входов.

Неравенство величин сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  ( $R_1 \neq R_2$ ) при равенстве сопротивлений переходов база–эмиттер транзисторов ( $r_{\text{БЭВТ1}} = r_{\text{БЭВТ2}}$ ) приведет к таким же последствиям, с той лишь разницей, что дополнительное напряжение между базами транзисторов, поскольку оно вызвано неравенством величин сопротивлений, рассчитывается по иной формуле

$$U_{\Delta R} = I_{\text{ВХ}} \Delta R,$$

где  $\Delta R = R_1 - R_2$ ;  $I_{\text{ВХ}} = (I_{\text{ВХ}}^+ + I_{\text{ВХ}}^-) / 2$  – средний входной ток.

Разбалансировка операционного усилителя, т.е. смещение его передаточной характеристики кроме указанных причин может происходить из-за температурного дрейфа входных токов, а также, как показывает опыт, из-за асимметрии и нестабильности источников питания.

На рис. 1.14, а, б изображены передаточные характеристики ОУ, у которого напряжения питания (отдельно положительное и отрицательное) уменьшаются на величину  $\Delta E_{\text{П}}$  [3].

В итоге укажем основные параметры ОУ, связанные с его передаточной характеристикой и характеризующие его качество:

1. **Коэффициент усиления**  $K_{\text{ОУ}}$  – это собственный коэффициент усиления ОУ в отсутствие обратной связи, который определяется как отношение приращения значения выходного напряжения к вызвавшему его изменению дифференциального входного напряжения, т.е. тангенсом угла наклона передаточных характеристик операционного усилителя:

$$K_{\text{ОУ}} = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta U_{\text{ВХ}}.$$

Обычно измеряется несколькими тысячами.

2. **Входное напряжение смещения (сдвига, балансировки)**  $U_{\text{СМ}}$  – это внешнее напряжение, которое следует подать на входные зажимы усилителя, чтобы скомпенсировать напряжение, существующее в силу ряда причин на его выходе, при отсутствии напряжения на входах.

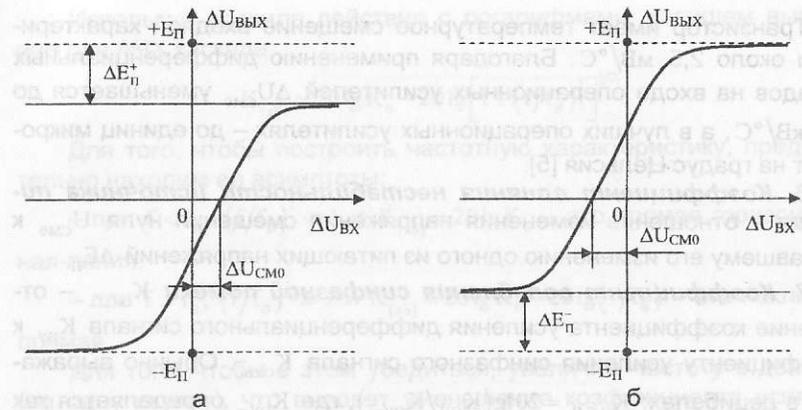


Рис. 1.14

Подача входного напряжения смещения обычно осуществляется на один из входных зажимов усилителя с помощью цепей балансировки. На рис. 1.11 передаточная характеристика 1 соответствует характеристике ОУ, сбалансированного подачей внешнего напряжения смещения.

Величина  $U_{\text{СМ}}$  колеблется в пределах нескольких милливольт.

3. **Средний входной ток**  $I_{\text{ВХ}} = (I_{\text{ВХ}}^+ + I_{\text{ВХ}}^-) / 2$  представляет собой среднее арифметическое значение токов баз транзисторов, образующих плечи входного дифференциального каскада операционного усилителя. Они же являются токами неинвертирующего  $I_{\text{ВХ}}^+$  и инвертирующего  $I_{\text{ВХ}}^-$  входов ОУ.

4. **Разность входных токов**  $\Delta I_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВХ}}^+ - I_{\text{ВХ}}^-$  – абсолютное значение разности токов двух входов. Обычно она не превышает нескольких микроампер, а чаще всего — долей микроампера.

5. **Температурный дрейф.** Параметры операционных усилителей изменяются при изменении температуры окружающей среды. Обычно их задают для нормальной температуры  $+25^\circ\text{C}$ , а также для максимальной и минимальной температур, допустимых для работы интегральной микросхемы.

На каждый из параметров усилителя может быть задан средне-температурный дрейф. Наиболее важным параметром является температурный дрейф напряжения смещения нуля  $\Delta U_{\text{СМ0}}$ , равный изменению входного напряжения смещения нуля  $U_{\text{СМ0}}$  (см. рис. 1.11) при изменении температуры на один градус Цельсия. Величина  $\Delta U_{\text{СМ0}}$  измеряется в милливольт на градус Цельсия.

Транзистор имеет температурное смещение входной характеристики около  $2,5 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$ . Благодаря применению дифференциальных каскадов на входе операционных усилителей  $\Delta U_{\text{см0}}$  уменьшается до  $60 \text{ мкВ}/^\circ\text{С}$ , а в лучших операционных усилителях – до единиц микровольт на градус Цельсия [5].

6. **Коэффициент влияния нестабильности источника питания** – отношение изменения напряжения смещения нуля  $U_{\text{см0}}$  к вызвавшему его изменению одного из питающих напряжений  $\Delta E_{\text{п}}$ .

7. **Коэффициент ослабления синфазной помехи**  $K_{\text{о.с.п.}}$  – отношение коэффициента усиления дифференциального сигнала  $K_{\text{оу}}$  к коэффициенту усиления синфазного сигнала  $K_{\text{оу.сн}}$ . Обычно выражается в децибелах:  $K_{\text{о.с.п.}} = 20 \lg(K_{\text{оу}}/K_{\text{оу.сн}})$ , где  $K_{\text{оу.сн}}$  определяется как отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению синфазного входного сигнала.

### 1.3.2. Частотные характеристики и параметры

К частотным характеристикам ОУ прежде всего относят амплитудно-частотную (АЧХ) и фазочастотную (ФЧХ), которые характеризуют режим работы со слабыми сигналами.

При анализе многокаскадных усилителей, каким является операционный усилитель, охваченных обратной связью, оказывается удобным для построения амплитудно- и фазочастотных характеристик использовать логарифмические и полулогарифмические шкалы. На оси абсцисс наносят деления в логарифмическом масштабе (л.м.), т.е. соответствующие логарифмам частот или их отношениям. По осям ординат откладывают усиление (ослабление) в децибелах и фазовый сдвиг в градусах.

Амплитудно-частотные характеристики, на которых представлена зависимость десятичного логарифма коэффициента усиления от десятичного логарифма частоты, называются *диаграммами Бодэ*.

Как известно, для однокаскадного усилителя без обратной связи (резистивного с общим эмиттером или дифференциального), выражения для АЧХ и ФЧХ можно записать в таком виде [1, 2]:

$$K = K_0 / \sqrt{1 + (f/f_B)^2}; \quad (1.1)$$

$$\varphi_B = -\arctg(f/f_B), \quad (1.2)$$

где  $f_B$  – верхняя граничная частота, определяемая как частота, на которой коэффициент усиления по напряжению в области низких – средних частот  $K_0$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз, что соответствует уменьшению на 3 дБ.

Используя правила действия с логарифмами, запишем выражение для АЧХ каскада

$$K_{(\text{дБ})} = 20 \lg K_0 - 20 \lg [1 + (f/f_B)^2]^{1/2}. \quad (1.3)$$

Для того, чтобы построить частотную характеристику, предварительно находим ее асимптоты:

– при  $f < f_B$ ,  $(f/f_B)^2 \ll 1$  и  $K_{(\text{дБ})} = 20 \lg K_0$  – это прямая горизонтальная линия;

– при  $f > f_B$ ,  $(f/f_B)^2 \gg 1$  и  $K_{(\text{дБ})} = 20 \lg K_0 - 20 \lg(f/f_B)$  – это наклонная прямая.

Для того, чтобы в этом убедиться, увеличим частоту в два раза (на одну октаву), что вызовет уменьшение коэффициента усиления тоже в два раза, т.е. на 6 дБ ( $20 \lg 2 \approx 6$ ). Повторим это действие, опять получим снижение коэффициента усиления на 6 дБ при повышении частоты на одну октаву. Поскольку при логарифмической шкале частот длины всех октав одинаковы, так же как и все перепады усиления на 6 дБ, то уравнение действительно соответствует прямой, проходящей под наклоном  $-6 \text{ дБ/окт}$  или  $-20 \text{ дБ/дек}$ .

Горизонтальная и наклонная прямые пересекаются в точке, в которой имеют силу оба уравнения асимптот, т.е. при  $f = f_B$ . Наклонная асимптота пересекает ось абсцисс там, где  $K = 1$  ( $K_{(\text{дБ})} = 0$ ), т.е. на частоте  $f_{\text{ед}} = K_0 f_B$ , которую называют *частотой единичного усиления*. На рис. 1.15 изображены идеализированная АЧХ, образованная асимптотами, и реальная, показанная пунктиром. Кроме того, на этом же рисунке в его нижней части приведены реальная и идеализированная ФЧХ каскада. Фазовый сдвиг при частоте  $f_B$  равен  $-45^\circ$ . Идеализированная фазочастотная характеристика при логарифмическом масштабе частоты строится с использованием аппроксимации отрезками прямых линий. Фазовый сдвиг изменяется линейно влево на одну декаду и вправо на одну декаду от  $f_B$ , а затем, достигнув нуля слева и  $-90^\circ$  справа, остается постоянным.

Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики многокаскадного усилителя имеют более сложный вид.

Рассмотрим трехкаскадный усилитель, АЧХ его отдельных каскадов приведены на рис. 1.16. Общий коэффициент усиления всего усилителя – это произведение коэффициентов усиления его отдельных каскадов. Использование диаграмм Бодэ значительно упрощает задачу по той причине, что теперь нужно складывать коэффициенты усиления в децибелах, а не перемножать их числовые значения.

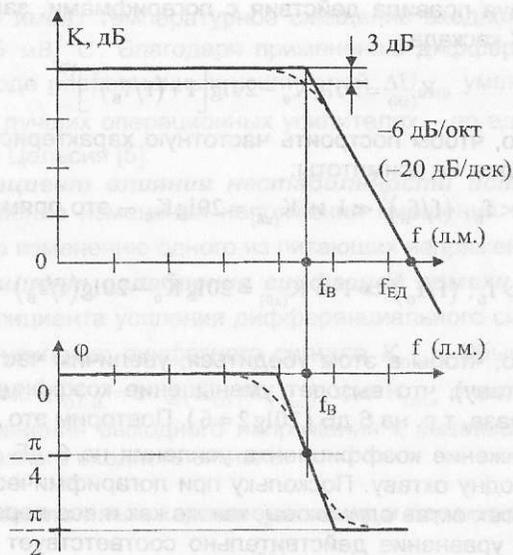


Рис. 1.15

Таким образом, для построения амплитудно-частотной характеристики всего усилителя надо на одном и том же графике начертить частотные характеристики отдельных каскадов и графически их сложить. Обратившись к рис. 1.16, видим, что на частотах ниже  $f_{B1}$  общая частотная характеристика – это просто сумма коэффициентов усиления отдельных каскадов в децибелах. В полосе частот между  $f_{B1}$  и  $f_{B2}$  коэффициент усиления первого каскада падает со скоростью 6дБ/окт, в то время как коэффициенты усиления второго и третьего каскадов остаются постоянными. В связи с этим общий коэффициент усиления в этой полосе частот уменьшается со скоростью 6дБ/окт. В интервале же частот от  $f_{B2}$  до  $f_{B3}$  коэффициенты усиления первого и второго каскадов падают каждый со скоростью 6дБ/окт, следовательно, общий коэффициент усиления будет уже изменяться со скоростью 12дБ/окт. В полосе частот между  $f_{B3}$  и частотой единичного усиления  $f_{ED}$  все три каскада имеют скорость спада по 6дБ/окт. Результирующая скорость спада на этом участке характеристики составляет 18дБ/окт (60дБ/дек).

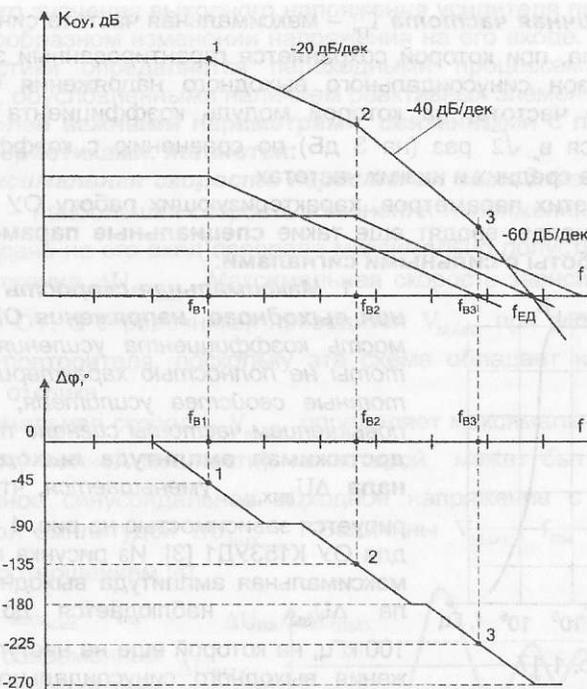


Рис. 1.16

На рис.1.16 в его нижней части построена результирующая идеализированная фазовая характеристика всего трехкаскадного усилителя.

В многокаскадном усилителе каждый каскад увеличивает суммарное запаздывание по фазе, которое может быть рассчитано, если усилитель имеет, как в примере, три каскада, по следующей формуле:

$$\varphi_{\Sigma} = -\arctg(f/f_{B1}) - \arctg(f/f_{B2}) - \arctg(f/f_{B3}). \quad (1.4)$$

Из выражения видно, что максимально возможное запаздывание по фазе составляет  $-180^\circ$  для двух каскадов и  $-270^\circ$  для трех.

Обычно наибольший интерес из всех параметров, которые связаны с амплитудно- и фазочастотными характеристиками операционного усилителя, представляют:

– **частота единичного усиления**  $f_{ED}$  – частота, на которой модуль коэффициента усиления равен единице; значение  $f_{ED}$  у большинства ОУ лежит в диапазоне от сотен килоггерц до десятков мегагерц;

– **частота среза**  $f_{CP}$  – частота единичного усиления при 100%-й отрицательной обратной связи с цепями коррекции частотной характеристики ОУ;

– **граничная частота**  $f_{гр}$  – максимальная частота синусоидального сигнала, при которой сохраняется гарантированный эффективный диапазон синусоидального выходного напряжения ОУ; чаще всего это частота, на которой модуль коэффициента усиления уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз (на 3 дБ) по сравнению с коэффициентом усиления на средних и низких частотах.

Кроме этих параметров, характеризующих работу ОУ в режиме слабых сигналов, вводят еще такие **специальные параметры для режима работы с сильными сигналами**:

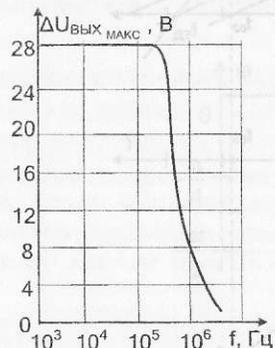


Рис. 1.17

Если далее увеличивать частоту входного сигнала, не меняя его амплитуды, то в одном из каскадов ОУ будет наблюдаться ограничение синусоидального сигнала, поэтому получившиеся квазипрямоугольные импульсы будут интегрироваться внутренними емкостями выходного каскада и на выходе ОУ появятся треугольные импульсы.

**2. Частота полной мощности**  $f_{ПМ}$  – частота, на которой еще не наступают искажения выходного синусоидального напряжения при подаче на вход ОУ максимального входного сигнала  $\Delta U_{ВХ,МАКС}$ . Этому напряжению на выходе соответствует предельно достижимая амплитуда выходного сигнала  $\Delta U_{ВЫХ,МАКС}$ .

### 1.3.3. Переходные характеристики и связанные с ними параметры

Поскольку, как известно [10], между частотной и временной областями существует взаимосвязь, то оказалось более удобным при работе с предельно достижимыми амплитудами выходного сигнала рассматривать процессы не в области больших частот, а в области малых времен, воспользовавшись переходными характеристиками.

Переходная характеристик есть реакция усилителя на скачок напряжения на входе и представляет собой зависимость от времени

**1. Максимальная скорость нарастания выходного напряжения ОУ.** Зависимость коэффициента усиления от частоты не полностью характеризует частотные свойства усилителя, так как с повышением частоты сигнала предельно достижимая амплитуда выходного сигнала  $\Delta U_{ВЫХ,МАКС}$  уменьшается, что иллюстрируется зависимостью на рис. 1.17, снятой для ОУ К153УД1 [3]. Из рисунка видно, что максимальная амплитуда выходного сигнала  $\Delta U_{ВЫХ,МАКС}$  наблюдается до частоты 100 кГц, на которой еще не наступают искажения выходного синусоидального напряжения.

мгновенного значения выходного напряжения усилителя при мгновенном скачкообразном изменении напряжения на его входе. Поведение характеристики определяется переходными процессами в цепях усилителя, обусловленными наличием реактивных элементов.

**Наиболее важными параметрами, связанными с переходными характеристиками, являются:**

**1. Максимальная скорость нарастания выходного напряжения**  $V_{МАКС}$  – наибольшая скорость изменения напряжения на выходе ОУ при подаче на его вход перепада максимально допустимого входного напряжения  $\Delta U_{ВХ,МАКС}$ . Максимальная скорость зависит от схемы включения ОУ. В справочниках приводится  $V_{МАКС}$  при включении ОУ по схеме повторителя, поскольку эта схема обладает наименьшей скоростью отклика.

Максимальная скорость  $V_{МАКС}$  определяет максимальную частоту  $f_{ПМ}$  (частоту полной мощности), на которой может быть получено неискаженное синусоидальное выходное напряжение с предельно достижимой амплитудой  $\Delta U_{ВЫХ,МАКС}$ . Величины  $V_{МАКС}$ ,  $f_{ПМ}$  и  $\Delta U_{ВЫХ,МАКС}$  связаны соотношением [4]

$$V_{МАКС} = \Delta U_{ВЫХ,МАКС} \cdot 2\pi f_{ПМ}$$

Для современных ОУ  $V_{МАКС}$  лежит в пределах 0,1...150 В/мкс.

**2. Время установления выходного напряжения**  $t_y$  – время, в течение которого выходное напряжение устанавливается с заданной погрешностью  $\delta$  относительно установившегося значения с момента воздействия на вход перепада напряжения.

Параметр  $t_y$  характеризует не собственно ОУ, а его поведение в определенной схеме включения (чаще всего в схеме повторителя напряжения). На рис. 1.18 показано установление напряжения на выходе повторителя напряжения при скачкообразном изменении входного напряжения от нуля до  $\Delta U_{ВХ,МАКС}$ , в результате чего на выходе должно установиться напряжение  $\Delta U_{ВЫХ,МАКС}$ . В точке А выходное напряжение входит в полосу допустимой погрешности  $2\delta\Delta U_{ВЫХ,МАКС}$ . Время от начала скачка входного напряжения до точки А и есть время установления  $t_y$ .

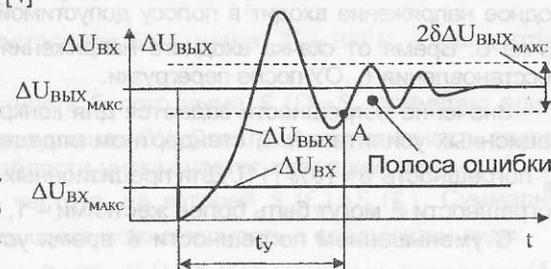


Рис. 1.18

3. **Время восстановления выходного напряжения**  $t_B$  – время с момента снятия входного напряжения до установления выходного напряжения с заданной погрешностью  $\delta$  относительно установившегося значения после пребывания ОУ в режиме насыщения. Опять же этот параметр

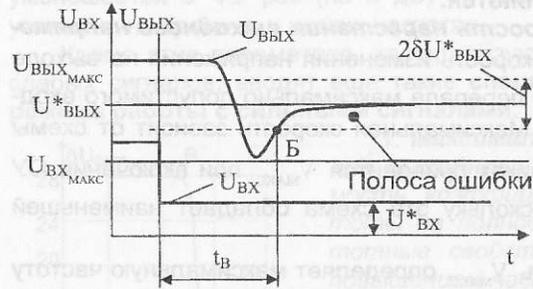


Рис. 1.19

зависит от схемы включения операционного усилителя. На рис. 1.19 показано восстановление напряжения на выходе повторителя после снятия скачком перегрузки входного напряжения от некоторого значения  $U_{ВХ} \geq U_{ВХ_{МАКС}}$  до  $U_{ВХ}^* < U_{ВХ_{МАКС}}$ , которому на выходе соответствует некоторое напряжение  $U_{ВЫХ}^* < U_{ВЫХ_{МАКС}}$ . До снятия перегрузки операционный усилитель находился в режиме ограничения  $U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ_{МАКС}}$ . После снятия перегрузки выходное напряжение входит в полосу допустимой погрешности  $2\delta U_{ВЫХ}^*$  в точке Б. Время от скачка входного напряжения до точки Б есть время восстановления  $t_B$  ОУ после перегрузки.

Значение погрешности задается для конкретных применений операционных усилителей. В стандартном определении параметров  $t_y$  и  $t_B$  погрешность  $\delta = 10\%$  [11]. Для прецизионных устройств требования к погрешности  $\delta$  могут быть более жесткими – 1, 0,1 и 0,01%.

С уменьшением погрешности  $\delta$  время установления  $t_y$  и время восстановления  $t_B$  возрастают.

#### 1.4. Шумовые характеристики

Шумовая эквивалентная схема ОУ с шумовыми источниками напряжения и тока показана на рис. 1.20 [12].

Напряжение шума может быть рассчитано по формуле

$$U_{ш} = \sqrt{U_{ш1}^2 + U_{ш2}^2 + U_{ш3}^2}, \quad (1.5)$$

поскольку включает в себя три некоррелированные составляющие:  $U_{ш1}$  – составляющую, обусловленную тепловым шумом (белый шум),  $U_{ш2}$  – составляющую, обусловленную диффузией неосновных носителей,  $U_{ш3}$  – составляющую, вызванную поверхностными явлениями в полупроводнике (фликкер-шум, или розовый шум).

Значение шумового тока зависит от входного тока  $I_{ВХ}$  и полосы пропускания  $\Delta f$  ОУ:

$$I_{ш} = \sqrt{2qI_{ВХ}\Delta f}, \quad (1.6)$$

где  $q$  – заряд электрона.

В практических расчетах шумовые составляющие  $U_{ш}$  и  $I_{ш}$  с достаточной степенью точности можно считать некоррелированными. Кроме того, шумовые составляющие по отдельным входам ОУ также можно считать некоррелированными и приблизительно одинаковыми. Таким образом, если  $I_{ш1} = I_{ш2}$ ,  $R_1 = R_2 = R$ , то суммарное шумовое напряжение, приведенное ко входу ОУ,

$$U_{ш\Sigma} = \sqrt{U_{ш}^2 + 2I_{ш}^2 R^2 + 2U_{R_{ш}}^2}, \quad (1.7)$$

где  $\bar{U}_{ш}^2 = \int_{f_1}^{f_2} U_{ш}^2 df$ ,  $\bar{I}_{ш}^2 = \int_{f_1}^{f_2} I_{ш}^2 df$ ,  $\bar{U}_{R_{ш}}^2 = \int_{f_1}^{f_2} U_{R_{ш}}^2 df$ ,  $U_{R_{ш}} = \sqrt{4kT^{\circ}\Delta fR}$ ,

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – постоянная Больцмана,  $T^{\circ} \approx 300^{\circ}$  К – стандартная температура.

Спектральная плотность белого шума  $S_B(f) = S_0$  примерно одинакова во всей полосе пропускания ОУ. Спектральная плотность розового шума возрастает в области низких частот пропорционально  $1/f$ , т.е.  $S_P(f) = S_0 f_0 / f$ , где  $f_0$  – частота, на которой  $S_B(f_0) = S_P(f_0)$ . Суммарную спектральную плотность шума можно записать в следующем виде:

$$S_{ш}(f) = S_0(1 + f_0/f). \quad (1.8)$$

На рис. 1.21 показаны спектральные характеристики операционного усилителя К140УД1Б.

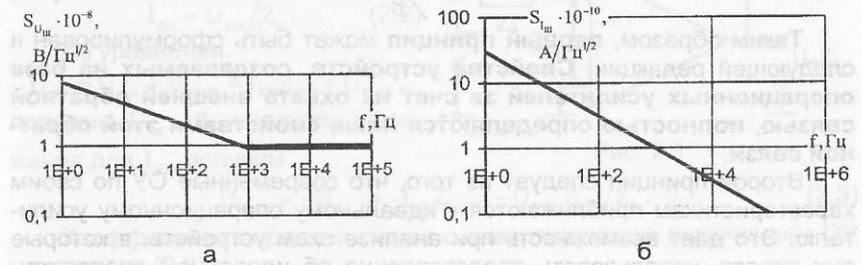


Рис. 1.21

## 2. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Все устройства на основе ОУ можно разделить на две группы:

– **линейные устройства**, в которых операционный усилитель охвачен отрицательной обратной связью и работает в *линейном режиме*, т.е. в режиме усиления;

– **нелинейные устройства**, в составе которых ОУ работает в режиме переключения, т.е. в *нелинейном режиме*.

Ко второй группе относятся генераторы сигналов синусоидальной, прямоугольной, специальной форм, ограничители, выпрямители, пиковые детекторы, компараторы и ряд других устройств.

Ограничимся рассмотрением наиболее популярных *линейных устройств* – так называемых *типовых*, являющихся базой для дальнейшего совершенствования, которые, как уже отмечалось, работают в режиме усиления.

### 2.1. Основные принципы синтеза и анализа устройств на операционных усилителях

Синтез разнообразных устройств на операционных усилителях и правила их анализа базируются на двух основополагающих принципах.

Первый из них вытекает из теории усилительных устройств, охваченных обратной связью [1]. Как известно, для коэффициента усиления каскада с отрицательной обратной связью  $K^*$  справедливо следующее выражение:

$$K^* = K / (1 + \beta K) = K_{oy} / (1 + \beta K_{oy}) = 1 / \left( \frac{1}{K_{oy}} + \beta \right),$$

где  $K$  – коэффициент усиления каскада без обратной связи;

$\beta$  – коэффициент передачи цепи обратной связи.

С учетом того, что  $K_{oy} \gg 1$ , имеем

$$K^* = 1/\beta. \quad (2.1)$$

Таким образом, **первый принцип** может быть сформулирован в следующей редакции. **Свойства устройств, создаваемых на базе операционных усилителей за счет их охвата внешней обратной связью, полностью определяются лишь свойствами этой обратной связи.**

Второй принцип следует из того, что современные ОУ по своим характеристикам приближаются к идеальному операционному усилителю. Это дает возможность при анализе схем устройств, в которые они входят, использовать представление об идеальном операционном усилителе, что значительно упрощает анализ этих схем.

Характерными свойствами идеального операционного усилителя являются:

– конечное напряжение на любой выходной нагрузке, отличной от нуля, при входном напряжении, равном нулю, за счет бесконечно большого внутреннего коэффициента усиления и выходного сопротивления, равного нулю;

– равенство нулю входного тока, отходящего в бесконечно большое входное сопротивление.

Это соответствует принципу виртуального замыкания. При виртуальном замыкании, как и при обычном, напряжение между замкнутыми зажимами равно нулю. Однако в отличие от обычного замыкания ток между виртуально замкнутыми зажимами не течет, т.е. для тока виртуальное замыкание эквивалентно разрыву цепи.

Таким образом, **вторым принципом**, которым руководствуются при разработке и анализе устройств на базе ОУ, является **принцип виртуального замыкания**, позволяющий считать следующее:

– **входы ОУ не потребляют ток от цепи источника сигнала;**

– **между входами ОУ имеет место виртуальный нуль, т.е. напряжение управления  $U_{oy}$  в любой схеме включения равно нулю.**

### 2.2. Схемы включения операционных усилителей

Различают три основные схемы включения операционных усилителей: инвертирующую, неинвертирующую и дифференциальную.

#### 2.2.1. Инвертирующая схема включения

На рис. 2.1 показана инвертирующая схема включения операционного усилителя.

Составим уравнение Кирхгофа для входной цепи:

$$\dot{U}_{вх1} = \dot{U}_{z_0} + \dot{U}_{oy} = \dot{I}_{вх} Z_0 + 0 = \dot{I}_{вх} Z_0.$$

Отсюда находим выражение для входного тока

$$\dot{I}_{вх} = \dot{U}_{вх1} / Z_0. \quad (2.2)$$

Из уравнения

$$\dot{U}_{oy} = \dot{U}_{z_{oc}} + \dot{U}_{вых} = \dot{I}_{вх} Z_{oc} + \dot{U}_{вых},$$

положив  $\dot{U}_{oc} = 0$ , с учетом выражения для  $\dot{I}_{вх}$  получим

$$\dot{U}_{вых} = -\dot{U}_{z_{oc}} = -\dot{I}_{вх} Z_{oc} = -\dot{U}_{вх1} Z_{oc} / Z_0. \quad (2.3)$$

Коэффициент передачи схемы с инвертирующим включением ОУ находим из (2.3):

$$K = \dot{U}_{вых} / \dot{U}_{вх1} = -Z_{oc} / Z_0. \quad (2.4)$$

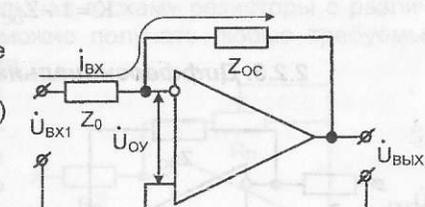


Рис. 2.1

### 2.2.2. Неинвертирующая схема включения

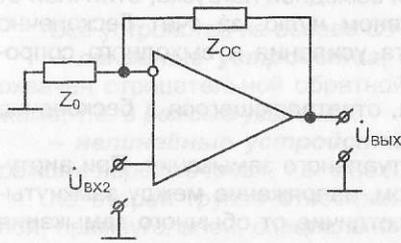


Рис. 2.2

Неинвертирующая схема включения операционного усилителя приведена на рис. 2.2.

Очевидно, что в этой схеме напряжение подается не только на неинвертирующий вход, но и на инвертирующий благодаря действию обратной связи. Выходное напряжение делится между плечами делителя, образованного сопротивлениями  $Z_{OC}$

и  $Z_0$ , и формирует на сопротивлении  $Z_0$  входное напряжение

$$\dot{U}_{ВХ1} = \dot{U}_{ВЫХ} Z_0 / (Z_0 + Z_{OC}).$$

Воспользуемся выражением для коэффициента усиления операционного усилителя неохваченного обратной связью и подставим в него полученное соотношение для  $\dot{U}_{ВХ1}$ :

$$\dot{K}_{OY} = \dot{U}_{ВЫХ} / (\dot{U}_{ВХ1} - \dot{U}_{ВХ2}) = \dot{U}_{ВЫХ} / \left\{ \left[ \dot{U}_{ВЫХ} Z_0 / (Z_0 + Z_{OC}) \right] - \dot{U}_{ВХ2} \right\}.$$

Решим данное уравнение относительно  $\dot{U}_{ВЫХ}$ :

$$\dot{U}_{ВЫХ} = \dot{K}_{OY} \dot{U}_{ВХ2} / \left\{ \left[ \dot{K}_{OY} Z_0 / (Z_0 + Z_{OC}) \right] - 1 \right\}.$$

Теперь можно получить ответ на вопрос, чему равен коэффициент передачи неинвертирующей схемы включения ОУ. Для этого достаточно разделить левую и правую части полученного выражения на  $\dot{U}_{ВХ2}$ :

$$\dot{K} = \dot{K}_{OY} / \left\{ \left[ \dot{K}_{OY} Z_0 / (Z_0 + Z_{OC}) \right] - 1 \right\} = 1 / \left\{ \left[ Z_0 / (Z_0 + Z_{OC}) \right] - 1 / \dot{K}_{OY} \right\}.$$

С учетом того, что  $K_{OY} \gg 1$ , окончательно получим

$$\dot{K} = 1 + Z_{OC} / Z_0. \quad (2.5)$$

### 2.2.3. Дифференциальная схема включения

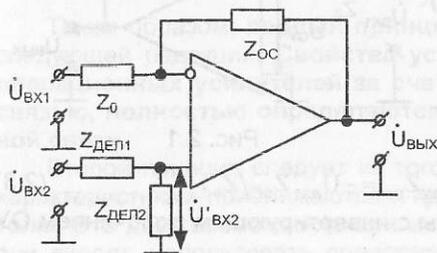


Рис. 2.3

На рис. 2.3 изображена дифференциальная схема включения операционного усилителя.

В схеме и к инвертирующему, и к неинвертирующему входам ОУ от источников сигнала прикладываются напряжения  $\dot{U}_{ВХ1}$  и  $\dot{U}_{ВХ2}$ . При этом  $\dot{U}_{ВХ2}$  подается не полностью, а

через делитель напряжения, образованный сопротивлениями  $Z_{ДЕЛ1}$  и  $Z_{ДЕЛ2}$ , т.е. фактически на неинвертирующий вход подается напряжение

$$\dot{U}'_{ВХ2} = \dot{U}_{ВХ2} Z_{ДЕЛ2} / (Z_{ДЕЛ1} + Z_{ДЕЛ2}).$$

Воспользовавшись принципом суперпозиции, найдем напряжение, формируемое на выходе операционного усилителя, как сумму напряжений, создаваемых каждой схемой включения, с учетом выражений для их коэффициентов передачи:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{ВЫХ} &= \dot{U}'_{ВХ2} (1 + Z_{OC} / Z_0) - \dot{U}_{ВХ1} Z_{OC} / Z_0 = \\ &= \left[ \dot{U}_{ВХ2} Z_{ДЕЛ2} / (Z_{ДЕЛ1} + Z_{ДЕЛ2}) \right] (1 + Z_{OC} / Z_0) - \dot{U}_{ВХ1} Z_{OC} / Z_0. \end{aligned} \quad (2.6)$$

### 2.3. Устройства с резистивными обратными связями

Характерной особенностью этих устройств является то, что любая схема включения операционного усилителя реализуется в них с использованием только активных сопротивлений – резисторов.

#### 2.3.1. Инвертирующий усилитель

Схема на рис. 2.4 повторяет конфигурацию схемы на рис. 2.1, но сопротивления в ее петле отрицательной обратной связи активные.

С учетом этого замечания выражение для коэффициента передачи данной схемы можно записать в следующем виде:

$$K = -R_{OC} / R_0. \quad (2.7)$$

Знак минус в выражении указывает на изменение полярности входного сигнала. Подбирая и включая в схему резисторы с различным соотношением номиналов, можно получать любые требуемые значения коэффициентов усиления.

Положив  $R_{OC} = R_0$ , получим схему инвертирующего повторителя, который повторяет на выходе только величину входного напряжения, а фазу переворачивает на противоположную.

Если резистор  $R_{OC}$  выполнить в виде потенциометра  $R_{П}$  (рис. 2.5), величина сопротивления которого меняется в пределах от  $R_{Пmin}$  до  $R_{Пmax}$ , то получится схема инвертора с регулируемым усилением. Для этой схемы

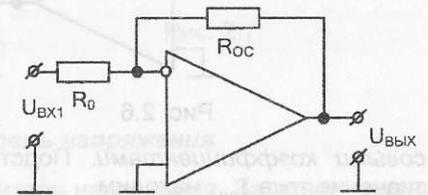


Рис. 2.4

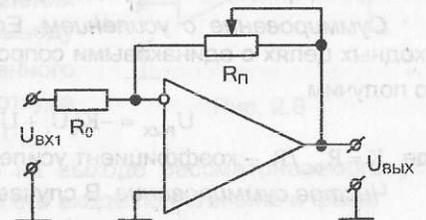


Рис. 2.5

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\rho K U_{\text{ВХ1}}, \quad (2.8)$$

где  $\rho$  – коэффициент изменения номинального сопротивления ( $0 \leq (\rho = R_{\text{П}}/R_{\text{Пmax}}) \leq 1$ ), а  $K = R_{\text{Пmax}}/R_0$ .

### 2.3.2. Инвертирующий сумматор

Во входную цепь вместо одного резистора включено  $n$  резисторов:  $R_1, R_2, \dots, R_N$  (рис. 2.6). На каждый вход подаются соответственно напряжения  $U_1, U_2, \dots, U_N$ . Все токи во входных цепях независимы, т.е.

$$I_1 = U_1/R_1, I_2 = U_2/R_2, \dots, I_N = U_N/R_N.$$

Ток  $I_{\text{ВХ}}$ , протекающий через резистор  $R_{\text{ОС}}$ , равен сумме всех токов ( $I_{\text{ВХ}} = \sum_{j=1}^N I_j$ ) и создает на этом резисторе выходное напряжение

и создает на этом резисторе выходное напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}} = -I_{\text{ВХ}} R_{\text{ОС}}.$$

Подбором номиналов сопротивлений резисторов, входящих в состав сумматора, можно получить различные варианты суммирования.

Суммирование с весовыми коэффициентами.

Подставляя в последнее выражение значение тока  $I_{\text{ВХ}}$ , находим

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\left( \frac{R_{\text{ОС}}}{R_1} U_1 + \frac{R_{\text{ОС}}}{R_2} U_2 + \dots + \frac{R_{\text{ОС}}}{R_N} U_N \right). \quad (2.9)$$

Очевидно, что выходное напряжение является суммой входных напряжений, каждое из которых суммируется со своим весом, т.е. со своим коэффициентом передачи  $R_{\text{ОС}}/R_j$  по соответствующему входу.

Суммирование с усилением. Если подобрать все резисторы во входных цепях с одинаковыми сопротивлениями ( $R_1 = R_2 = \dots = R_N = R$ ), то получим

$$U_{\text{ВЫХ}} = -K(U_1 + U_2 + \dots + U_N), \quad (2.10)$$

где  $K = R_{\text{ОС}}/R$  – коэффициент усиления.

Чистое суммирование. В случае, когда и  $R_{\text{ОС}} = R$ , т.е.  $K = 1$ ,

$$U_{\text{ВЫХ}} = -(U_1 + U_2 + \dots + U_N). \quad (2.11)$$

Вычисление среднего арифметического. Сумматор можно использовать как усредняющее устройство, на выходе которого формируется напряжение, пропорциональное среднему значению всех

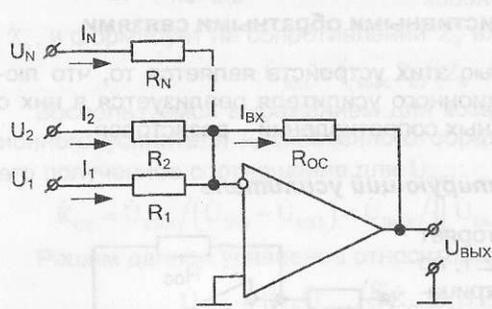


Рис. 2.6

входных напряжений. Для этого входные резисторы подбирают с одинаковыми сопротивлениями, равными некоторому значению  $R$ , а сопротивление резистора в цепи обратной связи из условия  $R_{\text{ОС}} = R/N$ . Тогда выражение для выходного напряжения примет вид

$$U_{\text{ВЫХ}} = -(U_1 + U_2 + \dots + U_N)/N. \quad (2.12)$$

### 2.3.3. Неинвертирующий усилитель

Заменив в схеме на рис. 2.2 комплексные сопротивления на активные, получим схему неинвертирующего усилителя (рис. 2.7), коэффициент усиления которой может быть вычислен по формуле

$$K = 1 + R_{\text{ОС}}/R_0. \quad (2.13)$$

Путем подбора величин сопротивлений добиваются требуемых значений коэффициента усиления. Следует отметить, что в этой схеме в отличие от схемы инвертирующего усилителя коэффициент усиления всегда больше единицы. Напряжение на выходе совпадает по фазе с входным.

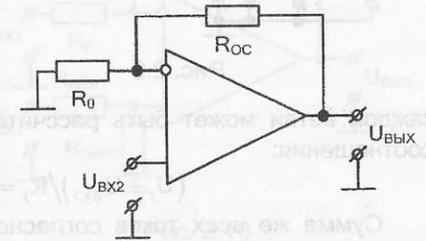


Рис. 2.7

### 2.3.4. Повторитель напряжения

На рис. 2.8 изображен повторитель напряжения. За основу взята неинвертирующая схема включения ОУ, в которой сопротивление  $R_{\text{ОС}} = 0$  (закорочено), а  $R_0$  отсутствует, т.е.  $R_0 \rightarrow \infty$  (разрыв цепи). При таких условиях коэффициент усиления  $K = 1 + R_{\text{ОС}}/R_0 = 1$ . К этому же выводу можно прийти из непосредственного рассмотрения схемы на рис. 2.8, откуда следует в явном виде, что  $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ2}}$ .

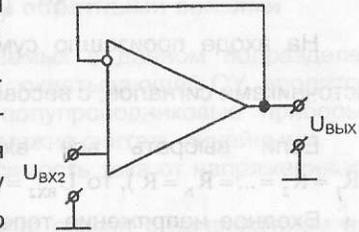


Рис. 2.8

Таким образом, напряжение на выходе рассматриваемого устройства повторяет напряжение на его входе по величине и фазе.

Следует особо отметить, что такой комплексный параметр качества повторителей, по которому осуществляют их сравнение [1], как отношение величины входного сопротивления к величине выходного сопротивления, в схеме повторителя на ОУ чрезвычайно высок.

### 2.3.5. Неинвертирующий сумматор

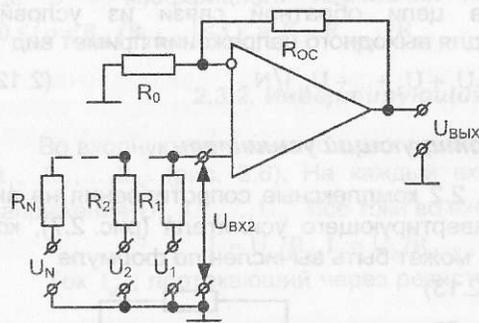


Рис. 2.9

Схема неинвертирующего сумматора изображена на рис. 2.9. В этой схеме суммирование входных напряжений происходит уже на входе, а далее эта сумма усиливается в  $K = 1 + R_{0C}/R_0$  раз. Входные напряжения  $U_1, U_2, \dots, U_N$  подаются через резисторы  $R_1, R_2, \dots, R_N$  на неинвертирующий вход ОУ. Ток

каждой ветви может быть рассчитан с использованием следующего соотношения:

$$(U_j - U_{ВХ2})/R_j = (U_j - U_{ВХ2})G_j.$$

Сумма же всех токов согласно рассмотренному ранее второму принципу синтеза и анализа схем на ОУ должна быть равной нулю. Это дает возможность записать выражение

$$\sum_{j=1}^N (U_j - U_{ВХ2})G_j = 0,$$

решив которое относительно  $U_{ВХ2}$ , получим

$$U_{ВХ2} = \left( \sum_{j=1}^N U_j G_j \right) / \sum_{j=1}^N G_j.$$

На входе произошло суммирование напряжений, создаваемых источниками сигналов, с весовыми коэффициентами  $G_j / \sum_{j=1}^N G_j$ .

Если выбрать все входные сопротивления одинаковыми ( $R_1 = R_2 = \dots = R_N = R$ ), то  $U_{ВХ2} = (U_1 + U_2 + \dots + U_N)/N$ .

Входное напряжение теперь равно среднему значению входных напряжений, а выходное напряжение

$$U_{ВЫХ} = \left( 1 + \frac{R_{0C}}{R_0} \right) (U_1 + U_2 + \dots + U_N)/N. \quad (2.14)$$

Таким образом, произошло *суммирование с усилением*, причем коэффициент усиления задается соотношением  $(R_0 + R_{0C})/NR_0$ .

Кроме того, если же подобрать  $R_0 = R$ , а  $R_{0C} = (N-1)R$ , то произойдет *чистое суммирование*, так как  $U_{ВЫХ} = U_1 + U_2 + \dots + U_N$ .

### 2.3.6. Дифференциальный усилитель (вычитатель)

Типовая схема дифференциального (разностного) усилителя показана на рис. 2.10. Она получена путем замены комплексных сопротивлений в схеме на рис. 2.3 на активные сопротивления. В таком случае выражение для выходного напряжения может быть записано в следующем виде:

$$U_{ВЫХ} = \left[ U_{ВХ2} R_{ДЕЛ2} / (R_{ДЕЛ1} + R_{ДЕЛ2}) \right] (1 + R_{0C}/R_0) - U_{ВХ1} R_{0C}/R_0. \quad (2.15)$$

Подбором величин сопротивлений резисторов обеспечивают два режима работы данной схемы.

При выборе всех сопротивлений одинаковыми и равными некоторому значению  $R$  схема осуществляет *операцию вычитания*; напряжение на ее выходе

$$U_{ВЫХ} = U_{ВХ2} - U_{ВХ1}. \quad (2.16)$$

Если же выбрать сопротивления резисторов  $R_0$  и  $R_{ДЕЛ1}$  равными  $R$ , а сопротивления  $R_{0C}$  и  $R_{ДЕЛ2}$  равными  $KR$ , то напряжение на выходе будет определяться выражением

$$U_{ВЫХ} = K(U_{ВХ2} - U_{ВХ1}), \quad (2.17)$$

т.е. осуществляется *вычитание с усилением* разностного напряжения в  $K$  раз.

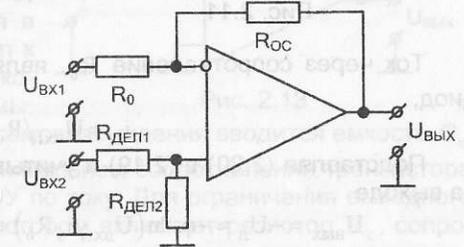


Рис. 2.10

### 2.4. Устройства с нелинейными обратными связями

Особенностью устройств, описываемых в данном подразделе, является то, что в цепь обратной связи, охватывающей ОУ, вводятся нелинейные элементы – различные полупроводниковые приборы, которые при выполнении ряда условий можно считать линейными.

Ключевой при этом является зависимость тока от напряжения их р-п-перехода.

Ток, протекающий через р-п-переход, связан с напряжением на нем следующей зависимостью (в области микротоков):

$$i_d \approx i_s \exp(u_d/\varphi_T), \quad (2.18)$$

где  $i_s$  – обратный ток насыщения,  $\varphi_T$  – тепловой потенциал, который при комнатной температуре ( $\approx 300^\circ\text{K}$ ) равен 25 мВ.

Равенство можно считать достаточно точным, поскольку обычно выполняются соотношения  $u_d > (3..4)\varphi_T$ , т.е.  $\exp(u_d/\varphi_T) \gg 1$ .

### 2.4.1. Логарифмирующие усилители

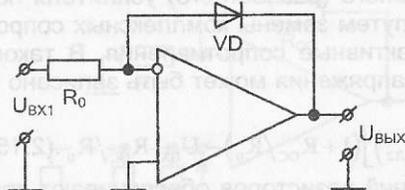


Рис. 2.11

На рис. 2.11 приведена схема логарифмирующего усилителя, выполненного по инвертирующей схеме с использованием полупроводникового диода вместо резистора  $R_{OC}$ .

Логарифмируя равенство (2.18), получаем

$$u_d \approx \varphi_T \ln(i_d/i_s). \quad (2.19)$$

Ток через сопротивление  $R_0$ , являющийся также и током через диод,

$$i_d = U_{BX1}/R_0. \quad (2.20)$$

Подставляя (2.20) в (2.19) и учитывая (2.3), находим напряжение на выходе

$$U_{ВЫХ} = -U_d \approx -\varphi_T \ln(U_{BX1}/i_s R_0) = -\varphi_T \ln U_{BX1} + \varphi_T \ln(i_s R_0). \quad (2.21)$$

Из выражения следует, что логарифмирование выполнено с погрешностью, которая обусловлена током утечки  $i_s$ .

Очевидно, что для обеспечения работы диода в области микротока сопротивление резистора  $R_0$  необходимо выбирать большой величины (при малом входном напряжении). Входной ток неидеального ОУ должен быть, по крайней мере, на порядок меньше минимального тока, протекающего через диод.

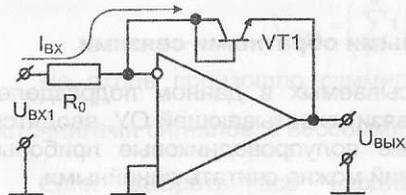


Рис. 2.12

На практике для расширения динамического диапазона работы в логарифмических усилителях используют р-п-переходы (база-эмиттер) транзисторов.

В схеме логарифмирующего усилителя на рис. 2.12 база подсоединена к коллектору транзистора VT1, вследствие чего транзистор работает в режиме диода.

Диапазон работы усилителя достигает девяти декад ( $(10^{-12} - 10^{-3})$  А).

В данном случае уточненное выражение для передаточной функции, полученное с учетом параметров транзистора, аналогично выражению (2.21) и имеет вид [12]

$$U_{ВЫХ} = \varphi_T [\ln(i_k/i_s) - \ln \alpha] + i_k r_b, \quad (2.22)$$

где  $r_b$  – сопротивление базы транзистора (обычно чем больше  $i_s$ , тем больше  $r_b$ );

$$i_k = \alpha i_s [\exp(U_{БЭ}/\varphi_T) - 1] = I_{BX} = U_{BX1}/R_0. \quad (2.23)$$

Выражение (2.23) может быть использовано для расчета сопротивления резистора  $R_0$ , а из (2.22) следует, что при совершении операции логарифмирования с использованием рассматриваемой схемы возникает еще одна погрешность, которая обусловлена сопротивлением базы  $r_b$ .

В процессе работы сопротивление транзистора изменяется в широких пределах, что приводит к значительным изменениям коэффициента усиления схемы.

Поэтому для предотвращения самовозбуждения вводится емкость  $C_K$  (рис. 2.13). Кроме того, при минимальном сопротивлении транзистора может возникнуть перегрузка ОУ по току. Для ограничения выходного тока последовательно с транзистором включают резистор  $R_B$ , сопротивление которого выбирается в диапазоне

$$\frac{U_{OY_{ВЫХ}}^{\max}}{I_{OY_{ВЫХ}}^{\max}} > R_B > \frac{U_{OY_{ВЫХ}}^{\max}}{I_3 + I_H}, \quad (2.24)$$

где  $I_H$  и  $I_3$  – токи в нагрузке и эмиттере соответственно.

Диодно-транзисторная схема на рис. 2.14 может работать с разнополярными входными сигналами.

Передаточная функция с учетом параметров транзистора описывается выражением, аналогичным (2.21) [12]:

$$U_{ВЫХ} = \varphi_T \{ \ln(i_k/i_s) - \ln \alpha [1 + (1/\beta)] \}, \quad (2.25)$$

где  $\alpha$  и  $\beta$  – коэффициенты усиления эмиттерного и базового токов соответственно;

$$i_k = \alpha i_s (1 + 1/\beta) \exp(U_{БЭ}/\varphi_T - 1) = I_{BX} = U_{BX1}/R_0. \quad (2.26)$$

Для расчета номинала входного резистора  $R_0$  можно воспользоваться выражением (2.26).

Диапазон работы схемы зависит от величины  $\beta$ . В связи с уменьшением  $\beta$  при уменьшении тока  $i_k$  диапазон работы по сравнению с предыдущей схемой уменьшается и достигает только семи декад ( $I_{BX} = (10^{-9} - 10^{-3})$  А).

Практические схемы логарифмирующих усилителей из-за необходимости обеспечения их температурной стабильности и уменьше-

ния погрешностей, обусловленных сопротивлением базы транзистора  $r_b$  и током утечки  $i_s$ , усложняются.

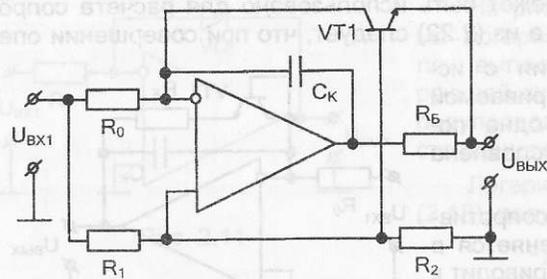


Рис. 2.15

$R_2$  – нижнем плече делителя, образованном резисторами  $R_1$  и  $R_2$ :

$$U'_{ВХ} = U_{ВХ} R_2 / (R_1 + R_2). \quad (2.27)$$

Выходное напряжение и входное напряжение, поступающее на выход с резистора  $R_2$ , противофазны, поскольку использована инвертирующая схема включения. Если выражение (2.27) подставить в (2.21), то в результате получим

$$U_{ВЫХ} = \varphi_T [\ln(i_k/i_s) - \ln \alpha] - [R_2 / (R_1 + R_2) - r_b / R_0] U_{ВХ1}. \quad (2.28)$$

Подбирая резисторы  $R_0$ ,  $R_1$  и  $R_2$ , добиваются выполнения равенства  $R_2 / (R_1 + R_2) = r_b / R_0$ , что позволяет частично скомпенсировать погрешность, вносимую сопротивлением  $r_b$ .

Для компенсации токов утечки логарифмирующие усилители обычно строят с использованием пары идентичных транзисторов (рис. 2.16). Напряжение на выходе схемы равно разности напряжений переходов база–эмиттер транзисторов VT1 и VT2. Чтобы найти эту разность, необходимо прологарифмировать выражения для коллекторных токов транзисторов и решить их относительно напряжений переходов база–эмиттер каждого транзистора:

$$u_{БЭ_{VT1}} = \varphi_T (\ln i_{K1} - \ln i_s), \quad u_{БЭ_{VT2}} = \varphi_T (\ln i_{K2} - \ln i_s).$$

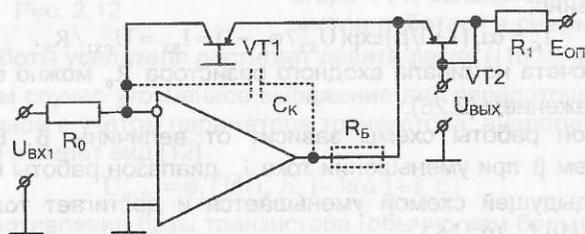


Рис. 2.16

В результате передаточная функция будет иметь вид

$$U_{ВЫХ} = \Delta u_{БЭ} = u_{БЭ1} - u_{БЭ2} = \varphi \ln(i_{K1}/i_{K2}) = \varphi \ln[(U_{ВХ1}/E_{ОН}) (R/R_0)], \quad (2.29)$$

где  $E_{ОН}$  – стабилизированное опорное напряжение.

Кроме указанных на схеме элементов реальная схема должна содержать корректирующий конденсатор  $C_K$  и ограничивающее сопротивление  $R_B$ , изображенные на рис. 2.16 пунктирными линиями.

#### 2.4.2. Антилогарифмирующие усилители

Антилогарифмирующие усилители выполняют операцию, обратную логарифмированию, и формируются путем замены резистора  $R_0$  диодом в инвертирующей схеме включения (рис. 2.17).

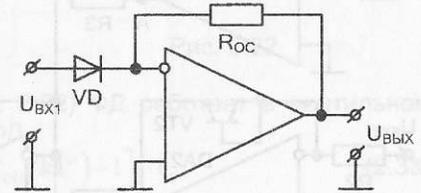


Рис. 2.17

Напряжение на диоде равно входному напряжению. Ток через диод определяется равенством (2.17), откуда напряжение на выходе схемы

$$U_{ВЫХ} = -i_D R_{OC} \approx -i_s R_{OC} \exp(U_{ВХ1}/\varphi_T). \quad (2.30)$$

На рис. 2.18 и 2.19 представлены схемы антилогарифмирующих усилителей, построенных на транзисторах, в которых используется р-п-переход база–эмиттер. Их передаточные характеристики описываются выражением (2.29).

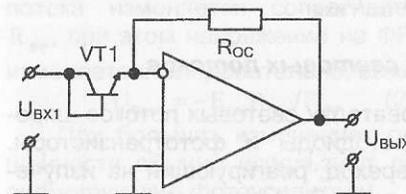


Рис. 2.18

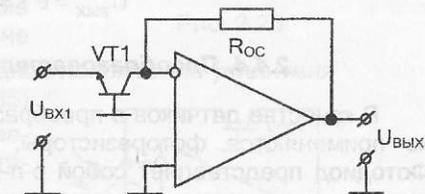


Рис. 2.19

#### 2.4.3. Умножители на основе логарифмирующих усилителей

Применение логарифмирующих и антилогарифмирующих схем позволяет построить простые аналоговые умножители и делители.

Алгоритм работы умножителей сводится к логарифмированию входных сигналов с помощью логарифмирующих усилителей, суммированию результатов логарифмирования. Сумма логарифмов от нескольких напряжений равна логарифму произведения этих напря-

жений. Обратную операцию – нахождение произведения по логарифму – совершают с помощью антилогарифмирующей схемы.

На рис. 2.20 показана схема умножителя, в которой используются два логарифмирующих усилителя, построенных соответственно на DA1 и DA2, сумматор на DA3 и антилогарифмирующий усилитель на DA4.

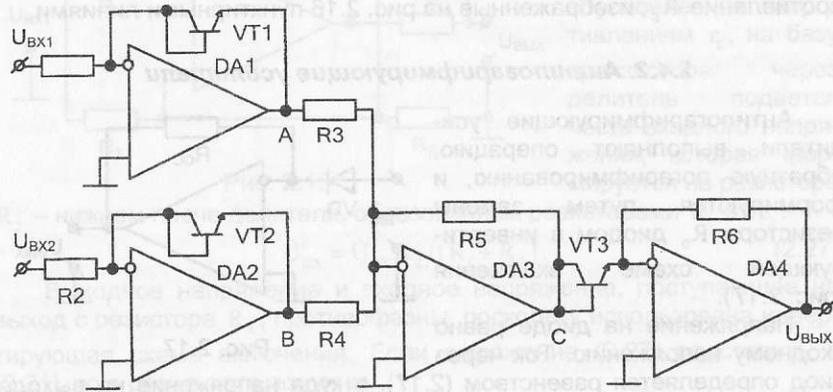


Рис. 2.20

Напряжения в точках А, В, С схемы можно записать в виде

$$U_A = \ln U_{ВХ1}, U_B = \ln U_{ВХ2}, U_C = \ln U_{ВХ1} + \ln U_{ВХ2} = \ln(U_{ВХ1} U_{ВХ2}).$$

Учитывая эти выражения, выходное напряжение можно представить следующим образом:

$$U_{ВЫХ} = e^{U_C} = U_{ВХ1} U_{ВХ2}.$$

#### 2.4.4. Преобразователи световых потоков

В качестве датчиков в преобразователях световых потоков широко применяются фоторезисторы, фотодиоды и фототранзисторы. Фотодиод представляет собой р-п-переход, реагирующий на излучение в определенном диапазоне длин волн. В режиме короткого замыкания (фотогальванический режим) фотодиод (ФД) генерирует ток, значение которого прямо пропорционально освещенности  $E_{ФД}$ :

$$I_{ФД} = K_{ФД} E_{ФД}, \quad (2.31)$$

где  $K_{ФД}$  – коэффициент преобразования ФД.

Отличительной особенностью работы ФД в фотогальваническом режиме является независимость фототока  $I_{ФД}$  от температуры.

На рис. 2.21 изображена схема фотоусилителя, в которой ФД работает в фотогальваническом режиме. Выходное напряжение усилителя в данном случае

$$U_{ВЫХ} = -I_{ФД} R_{ОС} = -K_{ФД} E_{ФД} R_{ОС} = -e_{ФД} K_{ОУ}, \quad (2.32)$$

где  $e_{ФД}$  – фотоЭДС.

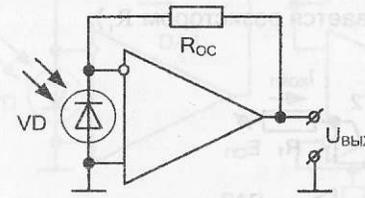


Рис. 2.21

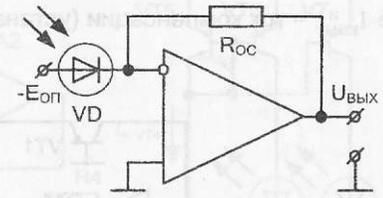


Рис. 2.22

В схеме фотоусилителя (рис. 2.22) ФД работает в вентильном режиме. Ток, протекающий через ФД,

$$I_{ФД} = i_s [\exp(qE_{ОП}/kT^\circ) - 1] - I_\Phi, \quad (2.33)$$

где  $q/kT^\circ \approx 11000/T^\circ$ ;  $i_s$  – темновой ток ФД;  $I_\Phi$  – генерируемый фототок;  $T^\circ$  – температура в градусах Кельвина;  $q$  – заряд электрона;  $k$  – постоянная Больцмана.

Выходное напряжение можно записать в следующем виде:

$$U_{ВЫХ} = -I_{ФД} R_{ОС}. \quad (2.34)$$

Схема фотоусилителя, где в качестве фотодатчика используется фоторезистор (ФР), показана на рис. 2.23. При изменении светового потока изменяется сопротивление  $R_{ФР}$ , при этом напряжение на ФР не изменяется. Следовательно, выходное напряжение усилителя

$$U_{ВЫХ} = -E_{ОП} R_{ОС} / R_{ФР}. \quad (2.35)$$

При больших изменениях освещенности обычно используют логарифмирующие фотоусилители.

Для схемы логарифмирующего фотоусилителя (рис. 2.24), в которой ФД работает в фотогальваническом режиме, можно записать выражение

$$U_{ВЫХ} = -\varphi_T \ln(I_{ФД}/i_s), \quad (2.36)$$

где  $\varphi_T$  – контактная разность потенциалов р-п-перехода.

Для компенсации теплового тока  $i_s$  можно использовать дополнительный идентичный транзистор, схема включения которого изобра-

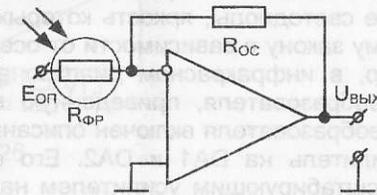


Рис. 2.23

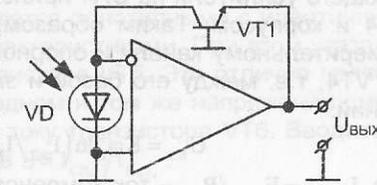


Рис. 2.24

жена на рис. 2.25. Воспользовавшись выражением (2.29), выходное напряжение для данной схемы можно записать в виде

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\varphi_T \ln(I_{\text{ФД}}/I_{\text{КОМ1}}), \quad (2.37)$$

где  $I_{\text{КОМ1}}$  – ток компенсации (устанавливается резистором  $R_1$ ).

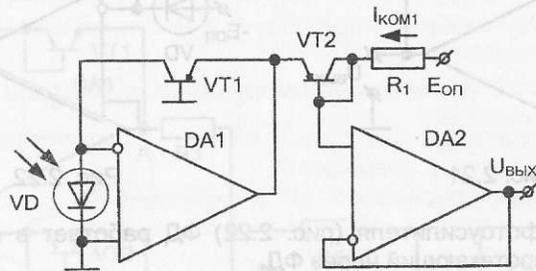


Рис. 2.25

Логарифмирующий фотоусилитель нагружен на повторитель напряжения, выполненный на DA2.

В оптических приборах, где в поле зрения находятся индикаторные светодиоды, яркость которых должна изменяться по определенному закону в зависимости от освещенности ФД, работающих, например, в инфракрасном диапазоне волн, можно использовать схему преобразователя, приведенную на рис. 2.26 [12]. Здесь на входе преобразователя включен описанный выше логарифмирующий фотоусилитель на DA1 и DA2. Его выходное напряжение усиливается масштабирующим усилителем на DA3, коэффициент усиления которого  $K = -R_4/R_2$ .

Выходное напряжение DA3 прикладывается между базой транзистора VT4 и корпусом. Выходное напряжение второго логарифмирующего усилителя на DA4 приложено между эмиттером транзистора VT4 и корпусом. Таким образом, с учетом инверсий по основному измерительному каналу и опорному напряжению на входе транзистора VT4, т.е. между его базой и эмиттером, равно сумме двух напряжений:

$$U_{\text{БЭ}} = K\varphi_T \ln(I_{\text{ФД}}/I_{\text{КОМ1}}) + \varphi_T \ln(I_{\text{КОМ2}}/i_s),$$

где  $I_{\text{КОМ2}} = E_{\text{ОП2}}/R_3$  – ток компенсации, величина которого устанавливается резистором  $R_3$ .

Транзистор VT4 совершает операцию антилогарифмирования, его коллекторный ток

$$\begin{aligned} I_{\text{КВТ4}} &= i_s \exp(U_{\text{БЭ}}/\varphi_T) = i_s \exp[K \ln(I_{\text{ФД}}/I_{\text{КОМ1}}) + \ln(I_{\text{КОМ2}}/i_s)] = \\ &= i_s \exp[K \ln(I_{\text{ФД}}/I_{\text{КОМ1}})] \exp[\ln(I_{\text{КОМ2}}/i_s)] = (I_{\text{ФД}}/I_{\text{КОМ1}})^K I_{\text{КОМ2}}. \end{aligned}$$

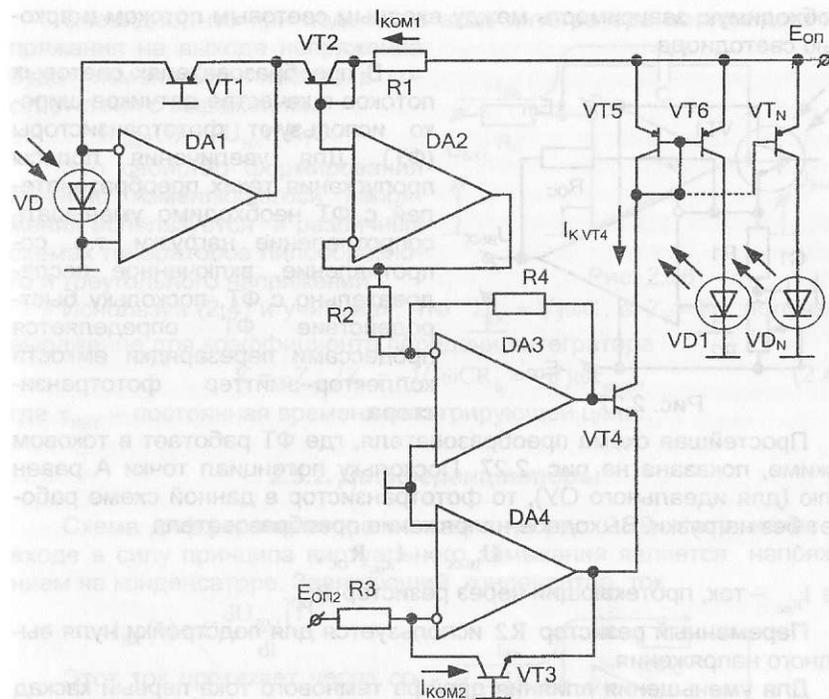


Рис. 2.26

Этот ток, протекая через транзистор VT5, включенный диодом, формирует на его переходе база-эмиттер напряжение смещения  $U_{\text{БЭВТ5}}$ , которое является напряжением смещения для всех последующих транзисторов, определяющих величины токов светодиодов (СД). Транзисторы, начиная с VT6, подбираются однотипными с идентичными проходными вольт-амперными характеристиками. При этом указанные транзисторы отличаются от транзистора VT5. Это отличие проявляется прежде всего в том, что при одном и том же напряжении смещения ток транзистора VT5 не равен току транзистора VT6. Вводится понятие коэффициента различия токов  $S = I_{\text{СДN}}/I_{\text{КВТ4}}$ .

В результате ток, протекающий через каждый из светодиодов, может быть рассчитан по формуле

$$I_{\text{СДN}} = S I_{\text{КОМ2}} (K_{\text{ФД}} E_{\text{ФД}}/I_{\text{КОМ1}})^K. \quad (2.38)$$

Поскольку между силой света светодиода и током, протекающим через него, имеет место линейная зависимость, то, регулируя коэффициент передачи усилителя, построенного на DA3, можно получить

необходимую зависимость между входным световым потоком и яркостью светодиода.

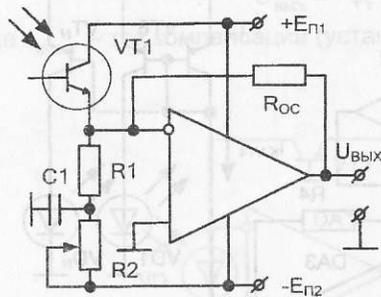


Рис. 2.27

Простейшая схема преобразователя, где ФТ работает в токовом режиме, показана на рис. 2.27. Поскольку потенциал точки А равен нулю (для идеального ОУ), то фототранзистор в данной схеме работает без нагрузки. Выходное напряжение преобразователя

$$U_{\text{ВЫХ}} = -I_{R_{0C}} R_{0C},$$

где  $I_{R_{0C}}$  – ток, протекающий через резистор  $R_{0C}$ .

Переменный резистор R2 используется для подстройки нуля выходного напряжения.

Для уменьшения влияния дрейфа темнового тока первый каскад преобразователя можно выполнить в виде балансного каскада с использованием идентичной пары ФТ.

## 2.5. Устройства с частотно-зависимыми обратными связями

Подключение к ОУ цепи частотно-зависимой (комплексной) обратной связи позволяет создавать устройства, обладающие усилением и частотной избирательностью. Их частотная и фазовая характеристики определяются только видом и параметрами цепи обратной связи. Наибольшее распространение получили устройства с RC-элементами обратной связи.

### 2.5.1. Интеграторы

Схема интегратора показана на рис. 2.28. При приложении ко входу напряжения  $U_{\text{ВХ1}}(t)$  ток через резистор  $R_0$  равен  $U_{\text{ВХ1}}(t)/R_0$ . Этот ток заряжает конденсатор С и создает на нем напряжение, одновременно являющееся в соответствии с (2.3) выходным:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = -\frac{1}{C} \int I_{\text{ВХ}}(t) dt = -\frac{1}{R_0 C} \int U_{\text{ВХ1}}(t) dt. \quad (2.39)$$

Очевидно, что при подаче на вход интегратора постоянного напряжения на выходе напряжение будет изменяться линейно в соответствии с выражением

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = -U_{\text{ВХ}} t / R_1 C.$$

Это свойство формирования линейно изменяющегося напряжения используется в различных схемах генераторов пилообразного и треугольного напряжений.

Используя (2.4) и учитывая, что  $Z_{0C} = 1/j\omega C$ , а  $Z_0 = R_0$ , получаем выражение для коэффициента передачи интегратора

$$K = -Z_{0C}/Z_0 = -1/j\omega CR_0 = -1/j\omega \tau_{\text{ИНТ}}, \quad (2.40)$$

где  $\tau_{\text{ИНТ}}$  – постоянная времени интегрирующей цепи.

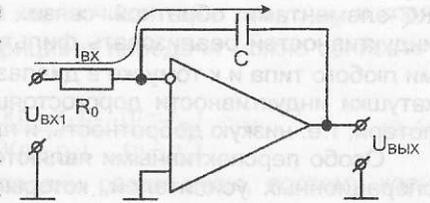


Рис. 2.28

### 2.5.2. Дифференциаторы

Схема дифференциатора показана на рис. 2.29. Напряжение на входе в силу принципа виртуального замыкания является напряжением на конденсаторе. Заряжающий конденсатор ток

$$I_{\text{ВХ}}(t) = C \frac{dU_{\text{ВХ1}}(t)}{dt}.$$

Этот ток протекает через сопротивление  $R_{0C}$ , создавая на нем напряжение, являющееся выходным:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = -CR_{0C} \frac{dU_{\text{ВХ1}}(t)}{dt}. \quad (2.41)$$

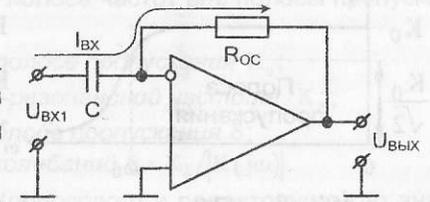


Рис. 2.29

Если учесть, что в схеме  $Z_0 = 1/j\omega C$ , а  $Z_{0C} = R_{0C}$ , то выражение для коэффициента передачи дифференциатора на основании выражения (2.4) будет иметь вид

$$K = -Z_{0C}/Z_0 = -j\omega CR_{0C} = j\omega \tau_{\text{ДИФ}}, \quad (2.42)$$

где  $\tau_{\text{ДИФ}}$  – постоянная времени дифференцирующей цепи.

### 2.5.3. Активные фильтры

Фильтры предназначены для пропускания сигналов в заданной полосе частот и подавления их за пределами этой полосы.

*Пассивные фильтры* содержат только резисторы, катушки индуктивности и конденсаторы.

*Активными фильтрами* называют фильтры, которые кроме пассивных содержат и усилительные (активные) элементы.

Наибольшее распространение получили активные фильтры с RC-элементами обратной связи. Они позволяют без применения индуктивностей реализовать фильтры с частотными характеристиками любого типа и к тому же в диапазоне частот ниже  $10^5$  Гц, в котором катушки индуктивности дорогостоящие, громоздки, имеют большие потери, т.е. низкую добротность, и плохую стабильность.

Особо перспективными являются активные RC-фильтры на базе операционных усилителей, которые в указанном диапазоне частот практически безынерционны, обеспечивают высокую стабильность работы, легко реализуют требования по усилению, дешевые, имеют малые габариты и высокую добротность. Эти преимущества обусловили широкое применение активных фильтров на базе ОУ в различных по назначению радиотехнических, измерительных, телеметрических устройствах, при регистрации биоэлектрических сигналов и т.п.

Активные фильтры подразделяют на четыре типа: фильтры нижних частот (ФНЧ); фильтры верхних частот (ФВЧ); полосовые фильтры (ПФ); заграждающие, или режекторные, фильтры (РФ). Типовые АЧХ фильтров приведены на рис. 2.30. Штриховыми линиями показаны АЧХ идеальных фильтров.

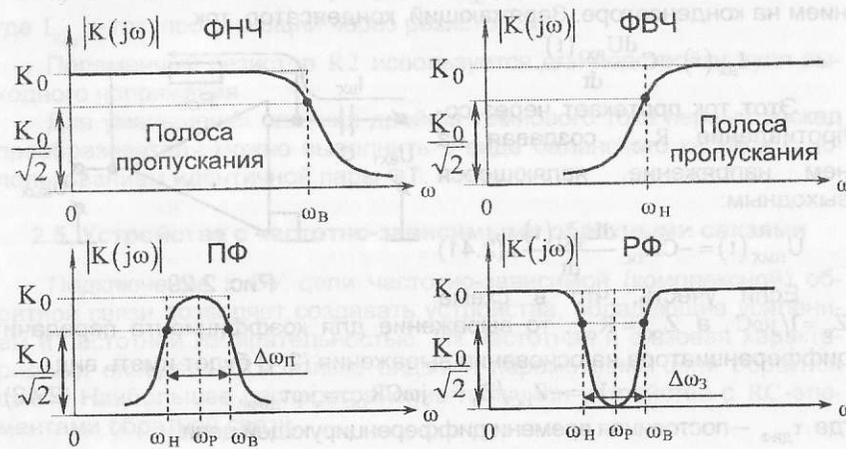


Рис. 2.30

Передачная функция фильтра в общем случае может быть записана в виде [12]

$$K(p) = \frac{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + b_m p^m}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_n p^n}, \quad (2.43)$$

где  $b_0, b_1, \dots, b_m$ ;  $a_0, a_1, \dots, a_n$  – вещественные числа;  $p$  – оператор Лапласа, для синусоидальных сигналов  $p = j\omega$ .

Порядок фильтра определяется наибольшей степенью оператора  $p$  в знаменателе. Если известны корни числителя  $z_1, z_2, \dots, z_m$  и корни знаменателя  $p_1, p_2, \dots, p_n$ , то коэффициент передачи можно записать в виде

$$K(p) = \frac{b_m (p - z_1)(p - z_2) \dots (p - z_m)}{a_n (p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n)}. \quad (2.44)$$

При  $p = z_j$  коэффициент передачи равен нулю, поэтому корни  $z_1, \dots, z_m$  называют нулями. При  $p = p_j$  коэффициент передачи стремится к бесконечности, поэтому корни  $p_1, \dots, p_n$  называют полюсами.

Коэффициент передачи фильтра полностью определяется значениями нулей и полюсов, а также постоянным множителем  $b_m/a_n$ .

**Основными параметрами фильтров являются** (см. рис. 2.30):

- граничные частоты  $\omega_H$  и  $\omega_B$ ;
- резонансная частота  $\omega_0$ ;
- полоса пропускания  $\Delta\omega_P$  – полоса частот, в пределах которой модуль коэффициента передачи  $|K(j\omega)| \geq K_0/\sqrt{2}$  для ФНЧ, ФВЧ, РФ и  $|K(j\omega)| \leq K_p/\sqrt{2}$  для ПФ;
- полоса заграждения  $\Delta\omega_3$  – полоса частот вне полосы пропускания;

- коэффициент передачи в полосе пропускания  $K_0$ ;
- коэффициент передачи на резонансной частоте  $K_p$ ;
- неравномерность АЧХ в полосе пропускания  $\delta$ ;
- коэффициент затухания колебаний  $\xi = K_0/|K(j\omega)|$ .

Для резонансных фильтров (полосового и режекторного) по аналогии с колебательным контуром коэффициент затухания колебаний рассчитывают по формуле  $\xi = \Delta\omega_P/\omega_0$  и вводят дополнительный параметр – качество (добротность) контура  $Q = \omega_0/\Delta\omega_P$ .

В зависимости от вида аппроксимирующего полинома фильтрующей функции различают следующие фильтры [12]:

- *фильтр Бесселя*, позволяющий получить при заданном порядке фильтра максимально линейную фазовую характеристику, переходную характеристику без выбросов (апериодическую), но плохое подавление частот за пределами полосы пропускания;
- *фильтр Баттерворта*, имеющий при заданном порядке фильтра относительно линейную ФЧХ, переходную характеристику с очень малыми выбросами, которая легко корректируется, минимальную неравномерность АЧХ в полосе пропускания; подавление за пределами полосы пропускания слабое;
- *фильтр Чебышева*, имеющий при заданном порядке фильтра заметно нелинейную ФЧХ, переходную характеристику со значитель-

ными выбросами, неравномерную АЧХ в пределах полосы пропускания, но лучший коэффициент прямоугольности, т.е. максимально возможную крутизну амплитудно-частотной характеристики в переходной области.

Фильтр Баттерворта удобен тем, что при увеличении порядка фильтра его амплитудно-частотная характеристика приближается к АЧХ идеального фильтра, т.е. уменьшаются искажения в полосе пропускания и увеличивается крутизна скатов АЧХ вне полосы пропускания.

В связи с этим далее приводятся примеры реализации сравнительно простых схем фильтров Баттерворта, отличающихся друг от друга количеством элементов, стабильностью, возможностью управления АЧХ и т.д. Эти фильтры могут быть выполнены:

- по инвертирующей схеме с одно- или многоконтурной цепью обратной связи;
- инвертирующей схеме с цепью обратной связи на основе двойных Т-образных мостов;
- неинвертирующей схеме на базе повторителя;
- неинвертирующей схеме на базе усилителя напряжения.

### Фильтры нижних частот

**Фильтры НЧ первого порядка** имеют монотонную АЧХ, максимальный наклон которой в области задерживания колебаний равен  $-20$  дБ/дек. Коэффициент передачи ФНЧ

$$K(p) = K_0 \omega_B / (p + \omega_B). \quad (2.45)$$

Для установившихся колебаний синусоидальной формы модуль и аргумент коэффициента передачи определяются выражениями

$$|K(p)| = \left( \frac{K_0^2 \omega_B^2}{\omega^2 + \omega_B^2} \right)^{1/2}; \quad \varphi(\omega) = -\arctg \frac{\omega}{\omega_B}. \quad (2.46)$$

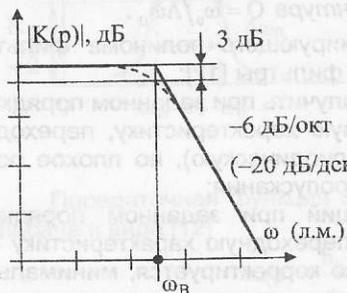


Рис. 2.31

Групповое время запаздывания, представляющее собой время задержки колебаний для группы частот полосы пропускания,

$$\tau(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = \frac{\cos^2 \varphi}{\omega_B}. \quad (2.47)$$

Амплитудно-частотная характеристика ФНЧ первого порядка показана на рис. 2.31.

Фильтр нижних частот по инвертирующей схеме представляет собой интегратор (схему с одноконтурной обратной связью), в котором для подбора частоты среза  $\omega_B$

параллельно конденсатору  $C$  включают резистор обратной связи  $R_{oc}$  (рис. 2.32).

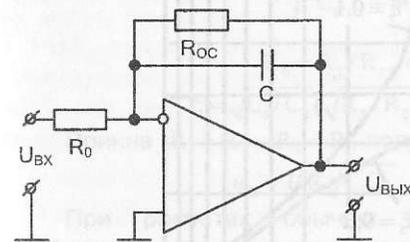


Рис. 2.32

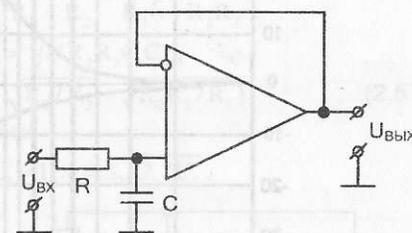


Рис. 2.33

Для данной схемы справедливы соотношения

$$K_0 = -R_{oc} / R_0 \text{ и } \omega_B = 1 / R_{oc} C. \quad (2.48)$$

На частоте  $\omega_B$  имеем  $|K(p)| = K_0 / \sqrt{2}$  и  $\varphi(\omega_B) = 45^\circ$ .

На рис. 2.33 приведена простейшая схема фильтра на базе повторителя напряжения. Здесь фильтрацию осуществляет интегрирующая RC-цепь, коэффициент передачи  $K_0 = 1$ , а  $\omega_B = 1 / RC$ .

Коэффициент усиления ОУ на частоте  $\omega_B$  должен быть не менее 60 дБ, при этом стабильность параметров фильтра будет определяться в основном только стабильностью пассивных элементов.

**ФНЧ второго порядка.** Коэффициент передачи ФНЧ второго порядка можно представить в виде [12]

$$K(p) = \frac{K_0 \omega_B^2}{p^2 + \xi \omega_B p + \omega_B^2}. \quad (2.49)$$

Модуль и аргумент данной функции следующие:

$$|K(p)| = \sqrt{\frac{K_0^2 \omega_B^4}{\omega^4 + \omega^2 \omega_B^2 (\xi^2 - 2) + \omega_B^4}}; \quad (2.50)$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg \left[ \frac{1}{\xi} \left( 2 \frac{\omega}{\omega_B} + \sqrt{4 - \xi^2} \right) \right] - \arctg \left[ \frac{1}{\xi} \left( \frac{2\omega}{\omega_B} - \sqrt{4 - \xi^2} \right) \right]. \quad (2.51)$$

Групповое время запаздывания

$$\tau(\omega) = \frac{2 \sin^2 \varphi}{\xi \omega_B} - \frac{\sin 2\varphi}{2\omega}. \quad (2.52)$$

АЧХ фильтра при  $\xi < \sqrt{2}$  имеет «всплеск» в области частоты  $\omega_B$ , (рис. 2.34). Максимум модуля коэффициента передачи при  $\xi < \sqrt{2}$  находится на частоте  $\omega \xi = \omega_B \sqrt{1 - \frac{1}{2} \xi^2}$ . Максимальный наклон АЧХ

фильтра при  $\xi > \sqrt{2}$  равен  $-40\text{дБ/дек}$ .

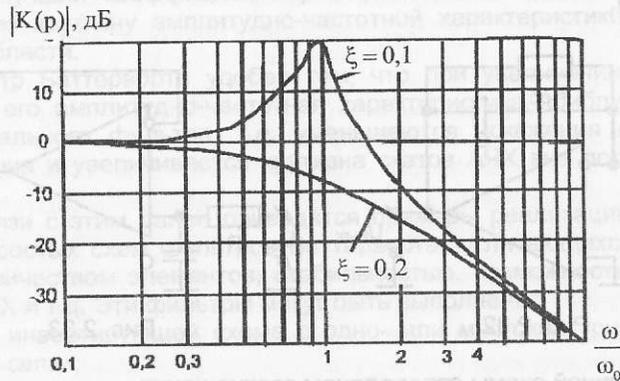


Рис. 2.34

Рассмотрим фильтры второго порядка на одном ОУ. Основными

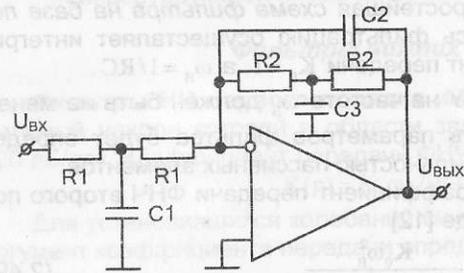


Рис. 2.35

преимуществами таких фильтров являются их простота и экономичность. К недостаткам следует отнести низкую стабильность параметров и сложность осуществления независимой перестройки параметров.

Схема ФНЧ, построенного с использованием Т-образных мостов, показана на рис. 2.35. Для дан-

ной схемы

$$K(p) = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1 + \frac{1}{2} R_2 C_3 p}{1 + \frac{1}{2} R_1 C_1 p} \cdot \frac{1}{1 + 2R_2 C_2 p + R_2^2 C_2 C_3 p^2}. \quad (2.53)$$

Приняв  $C_1 = C_3$  и  $R_1 = R_2 = R$ , получим

$$K_B = 1, \omega_B = 1/R\sqrt{C_1 C_2}, \xi = 2\sqrt{C_2/C_1}, \quad (2.54)$$

откуда

$$C_1 = 2/R\xi\omega_B \text{ и } C_2 = \xi/2R\omega_B. \quad (2.55)$$

Условие максимально гладкой АЧХ:  $\xi = \sqrt{2}$ , или  $C_1 = 2C_2$ .

Схема ФНЧ на основе многоконтурной обратной связи изображена на рис. 2.36.

Для данной схемы

$$K(p) = \frac{1}{R_1 R_3} \cdot \frac{1}{p^2 C_1 C_2 + p C_2 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) + \frac{1}{R_2 R_3}}, \quad (2.56)$$

$$K_0 = R_2/R_1, \omega_B = \sqrt{1/R_2 R_3 C_1 C_2},$$

$$\xi = \sqrt{C_1/C_2} \left( \sqrt{R_3/R_2} + \sqrt{R_2/R_3} + \sqrt{R_2 R_3/R_1} \right). \quad (2.57)$$

Приняв  $R_1 = R_2 = R_3 = R$ , получим

$$\omega_B = 1/R\sqrt{C_1 C_2}, K_0 = 1, \xi = 3\sqrt{C_2/C_1}.$$

При расчетах обычно выбирают сопротивление  $R$  в пределах  $5 \dots 200 \text{ кОм}$ . При меньшем  $R$  могут оказаться слишком большие значения  $C$ . При большем  $R$  начинают сильно сказываться шумы и токи смещения в ОУ. При выбранном  $R$  по известной  $\omega_B$  определяют емкости

$$C_1 = 3/R\xi\omega_B \text{ и } C_2 = \xi/3R\omega_B. \quad (2.58)$$

Схема имеет значительно меньше элементов, чем предыдущая. Схемы ФНЧ, построенные на основе неинвертирующего включения ОУ, показаны на рис. 2.37 и 2.38.

Для схемы на рис. 2.37, выполненной на базе повторителя,

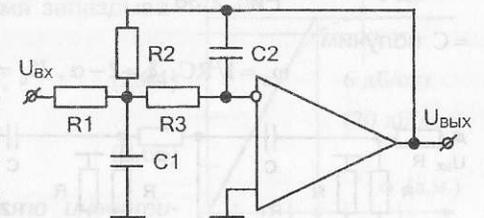


Рис. 2.36

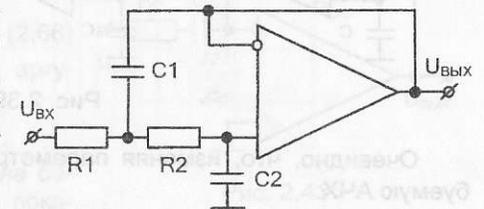


Рис. 2.37

$$K(p) = \frac{K_0/R_1 R_2 C_1 C_2}{p^2 + p[1/R_1 C_1 + 1/R_2 C_1 + (1-K_0)/R_2 C_2] + 1/R_1 R_2 C_1 C_2}. \quad (2.59)$$

Отсюда находим

$$\omega_B = \sqrt{1/R_1 R_2 C_1 C_2},$$

$$\xi = \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} + \frac{R_1 C_2}{R_2 C_1} + \frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} - K_0} \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}}. \quad (2.60)$$

Для  $R_1 = R_2 = R$  основные параметры можно представить в виде

$$K_0 = 1, \omega_B = 1/R\sqrt{C_1 C_2}, \xi = 2\sqrt{C_2/C_1}.$$

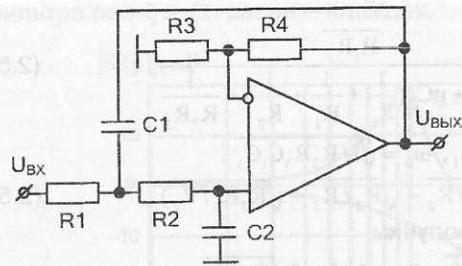


Рис. 2.38

= C получим

$$\omega_B = 1/RC, \xi = 2 - \alpha, K_0 = 1 + \alpha, \alpha = R_4/R_3.$$

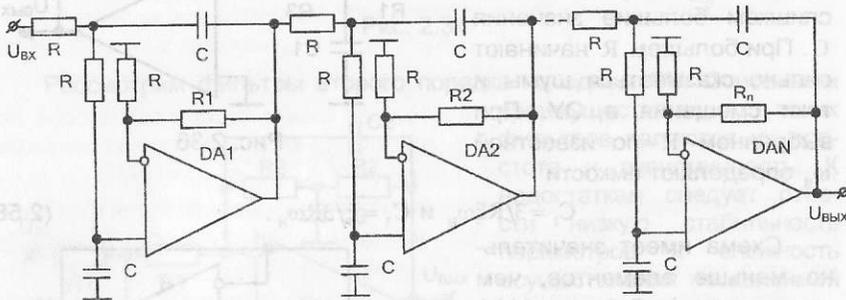


Рис. 2.39

Очевидно, что, изменяя параметр  $\alpha$ , можно формировать требуемую АЧХ.

ФНЧ  $n$ -го четного порядка можно построить путем последовательного включения  $n/2$  фильтров второго порядка (рис. 2.39). Если порядок нечетный, то последовательно с ФНЧ второго порядка включается ФНЧ первого порядка. Настройка фильтра производится в зависимости от требований к АЧХ. Например, для фильтра Баттерворта, имеющего максимально плоскую АЧХ в области пропускания, все элементы ФНЧ настраиваются на одну частоту  $\omega_B$  путем выбора соответствующих номиналов  $R$  и  $C$ . При этом коэффициент затухания каждого элементарного фильтра устанавливается с помощью резистора  $R_1$ . Так же, как и в фильтрах на одном ОУ, в многокаскадных фильтрах коэффициент усиления разомкнутого ОУ на частоте  $\omega_B$  должен быть достаточно большим (не менее 60 дБ).

Выбрав  $R$ , найдем

$$C_1 = 2/R\xi\omega_B, \\ C_2 = \xi/2R\omega_B. \quad (2.61)$$

В отличие от схемы на рис. 2.37 в схеме ФНЧ с регулируемым коэффициентом усиления (см. рис. 2.38) параметры  $K_0$ ,  $\xi$  зависят от коэффициента усиления.

При  $R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 =$

## Фильтры верхних частот

Фильтры ВЧ первого порядка имеют монотонную АЧХ, максимальный наклон которой в области задерживания колебаний равен 20 дБ/дек (рис. 2.40).

Коэффициент передачи ФВЧ

$$K(p) = K_0 p / (p + \omega_H). \quad (2.62)$$

При возбуждении фильтра установившимися колебаниями синусоидальной формы модуль коэффициента передачи ФВЧ

$$|K(p)| = K_0 \omega / \sqrt{\omega^2 + \omega_H^2}. \quad (2.63)$$

Аргумент и групповое время запаздывания следующие:

$$\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{\omega}{\omega_H}; \quad (2.64)$$

$$\tau(\omega) = \frac{\sin^2 \varphi}{\omega_H}. \quad (2.65)$$

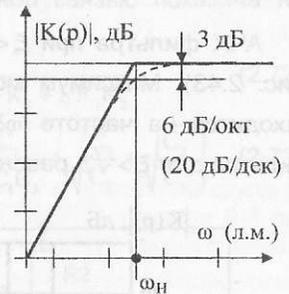


Рис. 2.40

Фильтр верхних частот по инвертирующей схеме представляет собой дифференциатор, но с обязательно включенным последовательно с конденсатором резистором  $R_0$  (рис. 2.41).

Для данной схемы имеем

$$K_0 = -R_{OC}/R_0, \omega_H = 1/R_0 C. \quad (2.66)$$

На частоте  $\omega_H$  модуль и аргумент соответственно будут

$$|K(p)| = K_0 / \sqrt{2}, \varphi(\omega_H) = 45^\circ.$$

Фильтр верхних частот на базе повторителя напряжения показан на рис. 2.42. Здесь фильтрацию осуществляет дифференцирующая RC-цепь на входе повторителя. Передаточная функция фильтра  $K(p) = pRC/(1 + pRC)$ , а нижняя граничная частота  $\omega_H = 1/RC$ .

Стабильность фильтра в основном определяется стабильностью пассивных элементов, если коэффициент усиления ОУ в полосе пропускания больше 60 дБ.

ФВЧ второго порядка. Коэффициент передачи ФВЧ второго порядка

$$K(p) = \frac{K_0 p^2}{p^2 + \xi \omega_H p + \omega_H^2}. \quad (2.67)$$

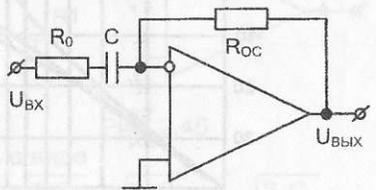


Рис. 2.41

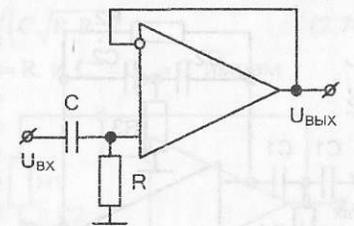


Рис. 2.42

Модуль и аргумент коэффициента передачи будут

$$|K(p)| = K_0 \omega^2 \frac{1}{\sqrt{\omega^4 + \omega^2 \omega_H^2 (\xi^2 - 2) + \omega_H^4}},$$

$$\varphi(\omega) = \pi - \operatorname{arctg} \left[ \frac{1}{\xi} \left( 2 \frac{\omega}{\omega_H} + \sqrt{4 - \xi^2} \right) \right] - \operatorname{arctg} \left[ \frac{1}{\xi} \left( 2 \frac{\omega}{\omega_H} - \sqrt{4 - \xi^2} \right) \right]. \quad (2.68)$$

Групповое время запаздывания

$$\tau(\omega) = \frac{2 \sin^2 \varphi}{\xi \omega_H} - \frac{\sin 2\varphi}{2\omega}. \quad (2.69)$$

АЧХ фильтра при  $\xi < \sqrt{2}$  имеет «всплеск» в области частот  $\omega_H$  (рис. 2.43). Максимум модуля коэффициента передачи при  $\xi < \sqrt{2}$  находится на частоте  $\omega_\xi = \omega_H \sqrt{1 + \xi^2/2}$ . Максимальный наклон АЧХ фильтра для  $\xi > \sqrt{2}$  равен 40 дБ/дек.

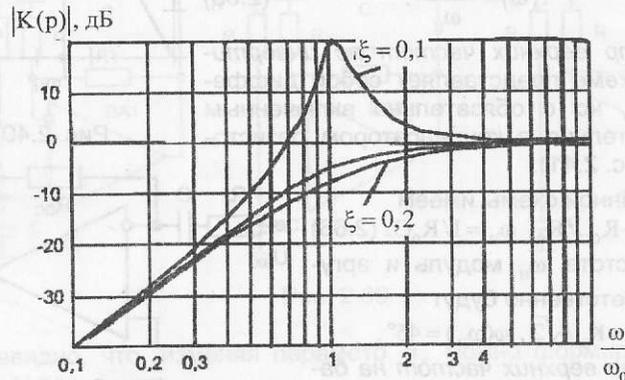


Рис. 2.43

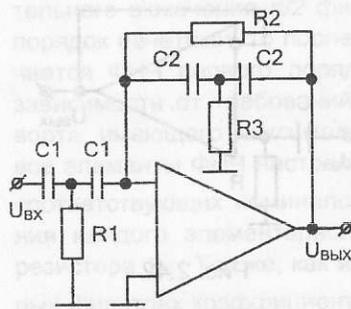


Рис. 2.44

Схемы ФВЧ второго порядка можно построить путем замены в схемах ФНЧ второго порядка соответствующих сопротивлений на емкости и емкостей на сопротивления. Полученные таким образом схемы ФВЧ будут иметь такие же преимущества и недостатки, как и соответствующие ФНЧ.

Схема ФВЧ, построенного с использованием Т-образных мостов, изображена на рис. 2.44. Она характеризуется низкой чувствительностью к

разбросу номиналов составляющих элементов.

Коэффициент передачи данного фильтра можно представить в виде

$$K(p) = \frac{R_1 C_1 \cdot 1 + 2R_3 C_2 p}{R_3 C_2^2 \cdot 1 + 2R_1 C_1 p} \frac{p^2}{p^2 + \frac{2}{R_2 C_2} p + \frac{1}{R_2 R_3 C_2^2}}. \quad (2.70)$$

При  $R_1 = R_3$ ,  $C_1 = C_2$  получим

$$K_0 = 1, \omega_H = 1 / (C \sqrt{R_1 R_2}), \xi = 2 \sqrt{R_1 / R_2}. \quad (2.71)$$

Схема ФВЧ с многоконтурной обратной связью показана на рис. 2.45. Для данной схемы имеем

$$K(p) = \frac{p^2 C_1 C_3}{p^2 C_2 C_3 + p(C_1 + C_2 + C_3) / R_2 + 1 / R_1 R_2}, \quad (2.72)$$

$$K_0 = \frac{C_1}{C_2}, \omega_H = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_2 C_3}}, \xi = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \left( \frac{C_1}{\sqrt{C_1 C_3}} + \sqrt{\frac{C_3}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_3}} \right). \quad (2.73)$$

Приняв  $C_1 = C_2 = C_3 = C$ ,

найдем

$$K_0 = 1, \omega_H = 1 / (C \sqrt{R_1 R_2}),$$

$$\xi = 3 \sqrt{R_1 / R_2}. \quad (2.74)$$

Схемы ФВЧ, построенные на основе неинвертирующего включения ОУ представлены на рис. 2.46 и 2.47. Для схемы на рис. 2.46

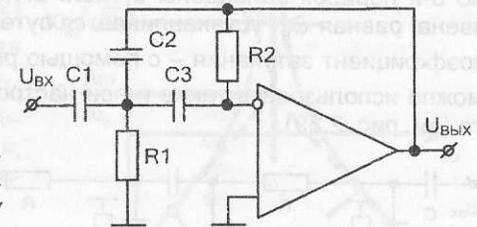


Рис. 2.45

основные параметры можно записать в виде

$$K_0 = 1, \omega_H = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \xi = \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} - K_0 \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}}. \quad (2.75)$$

Приняв  $C_1 = C_2 = C$ , получим

$$\xi = 2 \sqrt{R_1 / R_2}, \omega_H = 1 / (C \sqrt{R_1 R_2}). \quad (2.76)$$

Для схемы на рис. 2.47 при  $R_1 = R_2 = R$  и  $C_1 = C_2 = C$  имеем

$$\omega_H = 1 / RC, \xi = 2 - \alpha,$$

$$K_0 = 1 + \alpha, \alpha = R_4 / R. \quad (2.77)$$

Данная схема широко применяется при построении многозвенных фильтров ФВЧ n-го порядка, так как коэффициент затухания можно регулировать независимо от регулировки полосы пропускания.

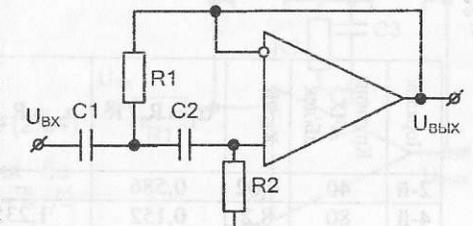


Рис. 2.46

ФВЧ  $n$ -го четного порядка можно построить путем последовательного соединения  $n/2$  ФВЧ второго порядка. Для построения

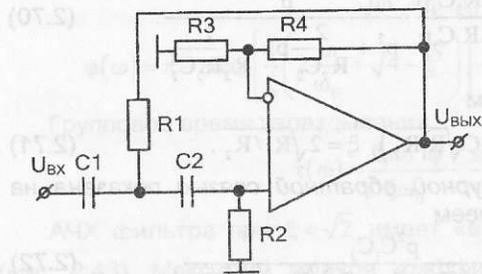


Рис. 2.47

фильтров нечетного порядка дополнительно включают звено первого порядка. Групповое время запаздывания многосвязного фильтра равно геометрической сумме группового времени запаздывания каждого звена, а коэффициент передачи — произведению коэффициентов передачи каждого звена.

В качестве примера на рис. 2.48 показана схема ФВЧ 8-го порядка, представляющая собой фильтр Баттерворта. Расчетные данные для фильтров Баттерворта по 8-й порядок приведены в табл. 2.1. Полоса пропускания каждого звена, равная  $\omega_{\Pi}$ , устанавливается путем выбора элементов  $R$  и  $C$ , а коэффициент затухания — с помощью резистора  $R_1$ . Данную таблицу можно использовать также и при настройке фильтра ФНЧ Баттерворта (см. рис. 2.39).

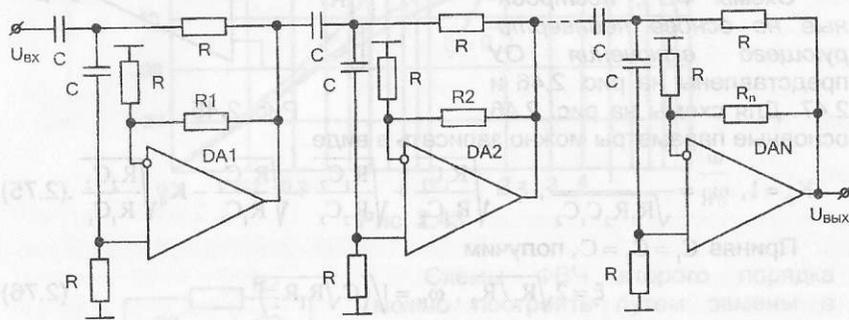


Рис. 2.48

Таблица 2.1

Порядок	Круглая АЧХ, дБ/дек	$K_0$ , дБ	$\alpha_1 = R_1/R$	$\alpha_2 = R_2/R$	$\alpha_3 = R_3/R$	$\alpha_4 = R_4/R$
2-й	40	4,02	0,586	—	—	—
4-й	80	8,2	0,152	1,235	—	—
6-й	120	12,4	0,068	0,586	1,482	—
8-й	160	16,8	0,04	0,336	0,89	1,61

## Полосовые фильтры

Коэффициент передачи полосового фильтра

$$K(p) = \frac{K_p \xi \omega_0 p}{p^2 + \xi \omega_0 p + \omega_0^2} \quad (2.78)$$

Модуль и аргумент коэффициента передачи

$$|K(p)| = \frac{K_p \xi \omega_0 \omega}{\sqrt{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (\xi^2 - 2) + \omega_0^4}} \quad (2.79)$$

$$\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \left[ \frac{1}{\xi} \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \xi^2} \right) \right] - \operatorname{arctg} \left[ \frac{1}{\xi} \left( 2 \frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \xi^2} \right) \right] \quad (2.80)$$

Групповое время запаздывания

$$\tau(\omega) = \frac{2 \cos^2 \varphi}{\xi \omega_0} + \frac{\sin 2\varphi}{2\omega} \quad (2.81) \quad |K(p)|, \text{ дБ}$$

Полоса пропускания

$$\Delta\omega_{\Pi} = \omega_0 \xi = \omega_2 - \omega_1, \quad (2.82)$$

где  $\omega_0 = \sqrt{\omega_2 \omega_1}$  — резонансная частота;  $\omega_2, \omega_1$  — соответственно верхняя и нижняя границы полосы пропускания;  $\xi = 1/Q$  — коэффициент затухания колебаний.

АЧХ полосового резонансного фильтра показана на рис. 2.49.

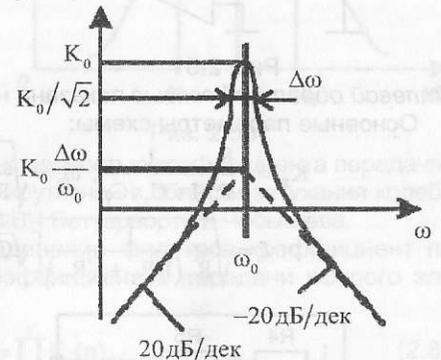


Рис. 2.49

Схема полосового резонансного фильтра с одноконтурной отрицательной обратной связью в виде двойного T-образного моста представлена на рис. 2.50. Ее коэффициент передачи, выраженный через параметры схемы, можно представить как

$$K(p) = -A \frac{R_4}{R_1} \frac{1 + pT_1}{1 + pT_1 A + p^2 T_1 T_2 B}, \quad (2.83)$$

$$\text{где } A = \frac{2R_2}{2R_2 + R_4}, \quad B = \frac{R_4}{2R_2 + R_4},$$

$$T_1 = \frac{1}{2} R_2 C_1 = 2R_3 C_3, \quad T_2 = R_2 C_2. \quad (2.84)$$

При выполнении условия баланса моста  $C_1 = 2C_2, R_3 = R_2/2$  имеем

$$K_0 = -R_4/R_1,$$

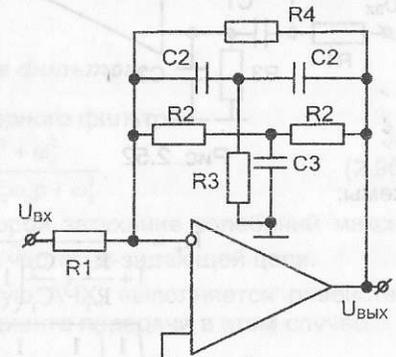


Рис. 2.50

$$\omega_0 = \frac{1}{R_2 C_2} \sqrt{1 + 2R_2/R_4}, \quad \xi = \frac{2R_2}{R_4} \frac{1}{\sqrt{1 + 2R_2/R_4}}. \quad (2.85)$$

Время затухания колебаний от  $U_{MAX}$  до  $0,01 U_{MAX}$

$$t_{0,01} \approx 2\pi 1,47 / \xi \omega_0.$$

Схема фильтра с двойным Т-образным мостом позволяет получить высокую добротность, но она сложна в настройке. Параметры схемы в большой степени зависят от точности выполнения условия баланса моста. Поэтому в схеме должны использоваться прецизионные элементы (например, резистивные микросборки).

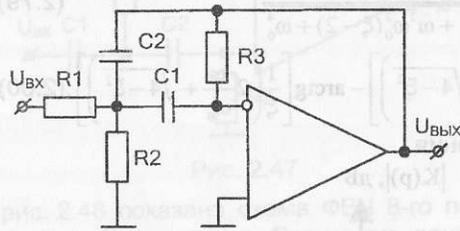


Рис. 2.51

Схема резонансного полосового фильтра с многопетлевой обратной связью показана на рис. 2.51.

Основные параметры схемы:

$$K_p = \frac{R_3}{R_1} \frac{1}{1 + C_2/C_1}; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3 C_1 C_2}} (1/R_1 + 1/R_2);$$

$$\xi = \sqrt{\frac{1}{R_3 (1/R_1 + 1/R_2)}} \left[ \sqrt{C_1/C_2} + \sqrt{C_2/C_1} \right]. \quad (2.86)$$

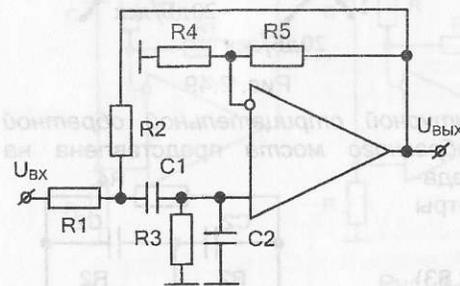


Рис. 2.52

Регулировку добротности в схеме можно осуществлять с помощью резистора  $R_2$ , учитывая, что на практике обычно выбирают  $R_1 \gg R_2$ .

Схема резонансного полосового фильтра, построенная на основе неинвертирующего усилителя, изображена на рис. 2.52.

Основные параметры

$$K_p = \frac{K_{yc}}{1 + \frac{R_1}{R_3} + \frac{C_2}{C_1} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + (1 - K_{yc}) \frac{R_1}{R_2}}; \quad (2.87)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) C_1 C_2}; \quad K_{yc} = 1 + \frac{R_3}{R_4};$$

$$\xi = \sqrt{\frac{R_3}{1/R_1 + 1/R_2}} \left[ \sqrt{\frac{C_1}{C_2} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1 - K_{yc}}{R_2} \right)} + \sqrt{\frac{C_2}{C_1} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \right].$$

В данной схеме полоса пропускания регулируется изменением коэффициента усиления  $K_{yc}$ , при этом резонансная частота не изменяется. Схема широко используется для построения полосовых фильтров  $n$ -го порядка.

Широкополосные полосовые фильтры можно построить путем последовательного соединения  $|K(p)|$ , дБ

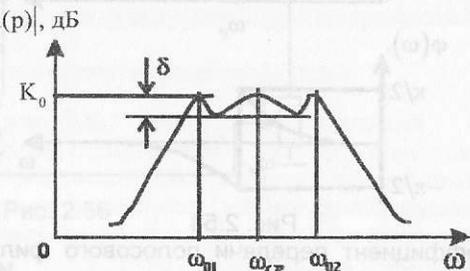


Рис. 2.53

Для получения АЧХ фильтра с требуемой неравномерностью коэффициента передачи в полосе пропускания и требуемой крутизной в области затухания колебаний используют фильтры ФНЧ и ФВЧ Баттерворта и Чебышева.

При последовательном соединении фильтров коэффициент передачи равен произведению коэффициентов передачи каждого элементарного фильтра, т.е.

$$K(p) = \prod_{i=1}^n K_i(p). \quad (2.88)$$

При этом групповое время запаздывания

$$\tau(\omega) = \sum_{i=1}^n \tau_i^2(\omega). \quad (2.89)$$

### Режекторные фильтры

Коэффициент передачи режекторного фильтра

$$K(p) = K_p \frac{p^2 + \omega_p^2}{p^2 + \xi \omega_p p + \omega_0^2}, \quad (2.90)$$

где  $\omega_p$  — частота режекции, на которой затухание колебаний максимальное;  $\omega_0$  — резонансная частота частотно-задающей цепи.

Для РФ, имеющих симметричную АЧХ, выполняется равенство  $\omega_p = \omega_0$ . Модуль и аргумент коэффициента передачи в этом случае

$$|K(p)| = K_p \frac{\omega_p^2 - \omega}{\sqrt{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (\xi^2 - 2) + \omega_0^4}}, \quad \varphi(\omega) = \varphi_0 - \arctg \frac{\xi \omega_0 \omega}{\omega_0^2 - \omega^2}, \quad (2.91)$$

где  $\varphi_0 = 0$ , если  $\omega < \omega_p$ ;  $\varphi_0 = \pi$ , если  $\omega > \omega_p$ .

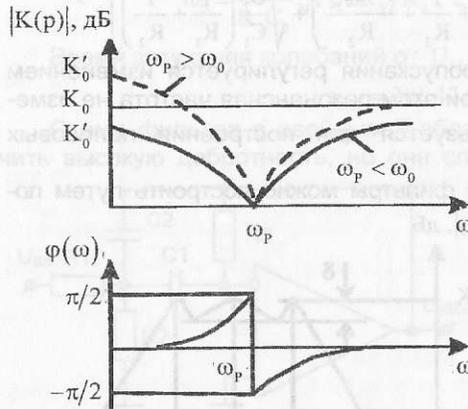


Рис. 2.54

эфициент передачи полосового фильтра на резонансной частоте  $\omega_p$ ;  $K = K'_0 \omega_0^2 / \omega_p^2$  — коэффициент передачи при  $\omega \rightarrow \infty$ ;  $K'_0$  — коэффициент передачи при  $\omega \rightarrow 0$ . На частоте  $\omega_p$  модуль коэффициента передачи ПФ равен нулю, при этом  $K_0 = R_3/R_2$ , а параметры  $\omega_p$ ,  $\xi$  определяются параметрами ПФ.

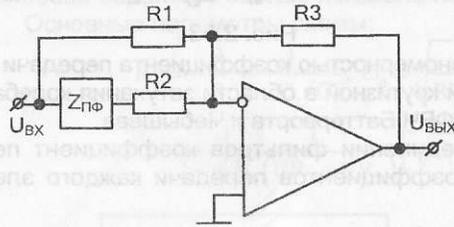


Рис. 2.55

Схема ПФ с Т-образным мостом представлена на рис. 2.56. Ее коэффициент передачи, выраженный через параметры схемы, можно записать в следующем виде:

$$K(p) = \frac{p^2 + p\omega_0 \left( \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{K_1}{R_2 C_1} \right) + K_2 \omega_0^2}{p^2 + p\omega_0 \left[ \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{(1-K_3)}{R_2 C_1} \right] + \omega_0^2}, \quad (2.92)$$

где  $\omega_0 = 1/\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}$  — резонансная частота Т-образного моста;  $K_1 = -R_3/R_4$ ;  $K_3 = K_4(1+R_3/R_4)$ ;  $K_2$ ,  $K_4$  — коэффициенты деления потенциометров  $R_5$ ,  $R_6$  соответственно.

Для симметричного Т-образного моста  $R_1 = R_2$ ,  $C_1 = C_2$ . Учитывая эти соотношения, находим

$$K(p) = \frac{p^2 + (K_1 + 2)p + K_2 \omega_0^2}{p^2 + (3 - K_3)\omega_0 p + \omega_0^2}. \quad (2.93)$$

На частоте  $\omega_p$  модуль коэффициента передачи равен нулю, а фаза скачкообразно изменяется на  $180^\circ$  (рис. 2.54). Широкополосные ПФ строят, как правило, путем каскадного соединения ФНЧ и ФВЧ.

Схему режекторного фильтра можно также реализовать на основе полосового инвертирующего фильтра  $Z_{п.ф}$  и суммирующего усилителя так, как показано на рис. 2.55.

В данной схеме  $R_2 = R_1 K_{опф} K$ , где  $K_{опф}$  — коэффициент передачи полосового фильтра на резонансной частоте  $\omega_p$ ;  $K = K'_0 \omega_0^2 / \omega_p^2$  — коэффициент передачи при  $\omega \rightarrow \infty$ ;  $K'_0$  — коэффициент передачи при  $\omega \rightarrow 0$ . На частоте  $\omega_p$  модуль коэффициента передачи ПФ равен нулю, при этом  $K_0 = R_3/R_2$ , а параметры  $\omega_p$ ,  $\xi$  определяются параметрами ПФ.

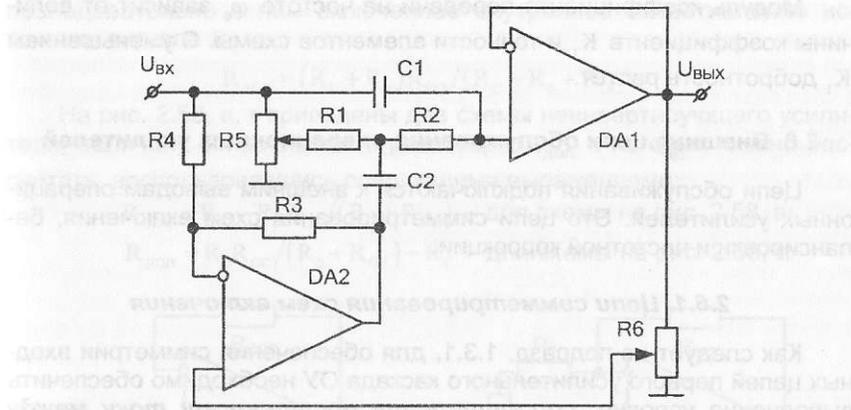


Рис. 2.56

Выбирая  $K_2 = -2$ , получаем

$$K(p) = \frac{p^2 + K_2 \omega_0^2}{p^2 + 3(1 - K_4)\omega_0 p + \omega_0^2}. \quad (2.94)$$

Отсюда  $\omega_p = \sqrt{K_2} \omega_0$ ,  $\xi = 3 - K_3$ ,  $K_0 = 1$ ,  $K'_0 = K_2$ .

К преимуществам показанной схемы можно отнести независимость перестройки параметров  $\omega_p$  и  $\xi$ . Добротность данного ПФ может быть весьма большой, сопротивление  $R_5$  должно быть по крайней мере в 10 раз меньше  $R_1$ .

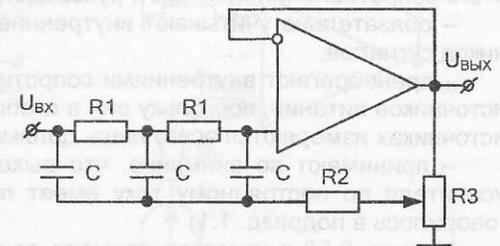


Рис. 2.57

Схема ПФ третьего порядка с использованием неинвертирующего включения изображена на рис. 2.57. Ее коэффициент передачи имеет следующий вид:

$$K(p) = \frac{1 + 3R_2 C p + 4R_1 C^2 R_2 p^2 + R_2 R_1^2 C^3 p^3}{K_1 (1 + 3R_2 C p + 4R_1 R_2 C^2 p^2 + R_2 R_1^2 C^3 p^3) + (1 - K_1) F(p)}, \quad (2.95)$$

где  $F(p) = 1 + 3(R_1 + R_2) C p + R_1^2 C^2 p^2 + 4R_1 R_2 C^2 p^2 + R_2 R_1^2 C^3 p^3$ ;  $K_1$  — коэффициент деления потенциометра  $R_3$ .

Резонансную частоту режекции можно найти путем приравнивания числителя к нулю:

$$\omega_p = \sqrt{3}/R_1 C; \quad R_2 = R_1/12.$$

Модуль коэффициента передачи на частоте  $\omega_0$  зависит от величины коэффициента  $K_1$  и точности элементов схемы. С уменьшением  $K_1$  добротность растет.

## 2.6. Внешние цепи обслуживания операционных усилителей

Цепи обслуживания подключаются к внешним выводам операционных усилителей. Это цепи симметрирования схем включения, балансировки и частотной коррекции.

### 2.6.1. Цепи симметрирования схем включения

Как следует из подразд. 1.3.1, для обеспечения симметрии входных цепей первого усилительного каскада ОУ необходимо обеспечить выполнение условия: **сопротивление постоянному току между неинвертирующим входом и корпусом должно быть равно сопротивлению постоянному току между инвертирующим входом и корпусом.**

Чаще всего данную процедуру для любой схемы включения удается осуществить подключением всего лишь одного дополнительного резистора  $R_{\text{доп}}$ .

При этом расчетные соотношения для определения величины этого сопротивления получают, руководствуясь следующим:

- обязательно учитывают внутренние сопротивления всех источников сигналов;
- пренебрегают внутренними сопротивлениями постоянному току источников питания, поскольку они в стабилизированных электронных источниках измеряются всего лишь долями ома;
- принимают во внимание, что выходной зажим операционного усилителя по постоянному току имеет потенциал корпуса (об этом говорилось в подразд. 1.1).

На рис. 2.58 в качестве примера приведены схемы повторителя напряжения, инвертирующего и неинвертирующего усилителей, которые отличаются от аналогичных схем, приведенных в подразд. 2.3, присутствием дополнительного резистора  $R_{\text{доп}}$ .

Наиболее просто решается задача с определением величины резистора  $R_{\text{доп}}$  в схеме повторителя (рис. 2.58, а), где этот резистор должен иметь сопротивление, равное внутреннему сопротивлению источника сигнала  $R_C$ .

В схеме инвертирующего усилителя (рис. 2.58, б) величину сопротивления дополнительного резистора принимают равной величине результирующего сопротивления параллельного соединения, одна ветвь которого содержит резистор  $R_{\text{ос}}$ , а вторая – резистор  $R_0$  и

последовательно с ним включенное внутреннее сопротивление источника сигнала  $R_C$ :

$$R_{\text{доп}} = (R_C + R_0)R_{\text{ос}} / (R_C + R_0 + R_{\text{ос}}).$$

На рис. 2.58, в, г приведены две схемы неинвертирующего усилителя, величину сопротивления резистора  $R_{\text{доп}}$  в которых можно считать, воспользовавшись следующими выражениями:

$$R_{\text{доп}} = R_C - R_0R_{\text{ос}} / (R_0 + R_{\text{ос}}) \text{ – для схемы на рис. 2.58, в;}$$

$$R_{\text{доп}} = R_0R_{\text{ос}} / (R_0 + R_{\text{ос}}) - R_C \text{ – для схемы на рис. 2.58, г.}$$

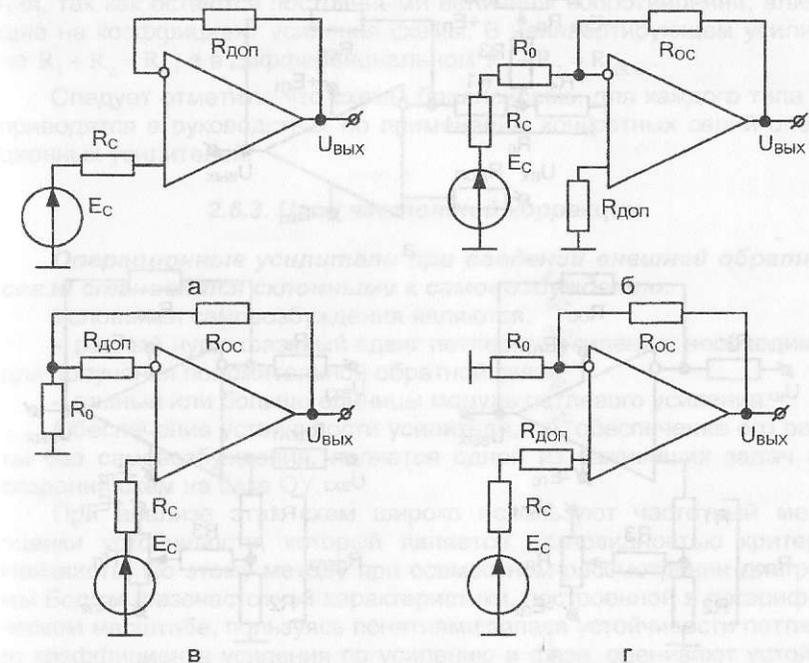


Рис. 2.58

### 2.6.2. Цепи балансировки

**Цепи балансировки предназначены для компенсации напряжения смещения нуля  $U_{\text{смв}}$**  (см. подразд. 1.3.1).

Поставленная перед этими цепями **задача может быть решена либо симметрированием плеч входного дифференциального каскада операционного усилителя, либо подачей внешнего компенсирующего напряжения смещения  $U_{\text{см}}$  на один из входов усилителя.**

Симметрирование плеч дифференциального каскада осуществляется за счет подключения переменного резистора к специально для этого предусмотренным внешним выводам операционного усилителя. Схемы симметрирования плеч ДК и принцип их действия подробно рассмотрены в работе [2].

На рис. 2.59, а, б, в показаны типовые схемы цепей балансировки соответственно для неинвертирующего, инвертирующего и дифференциального усилителей, которые осуществляют подачу внешнего компенсирующего напряжения смещения.

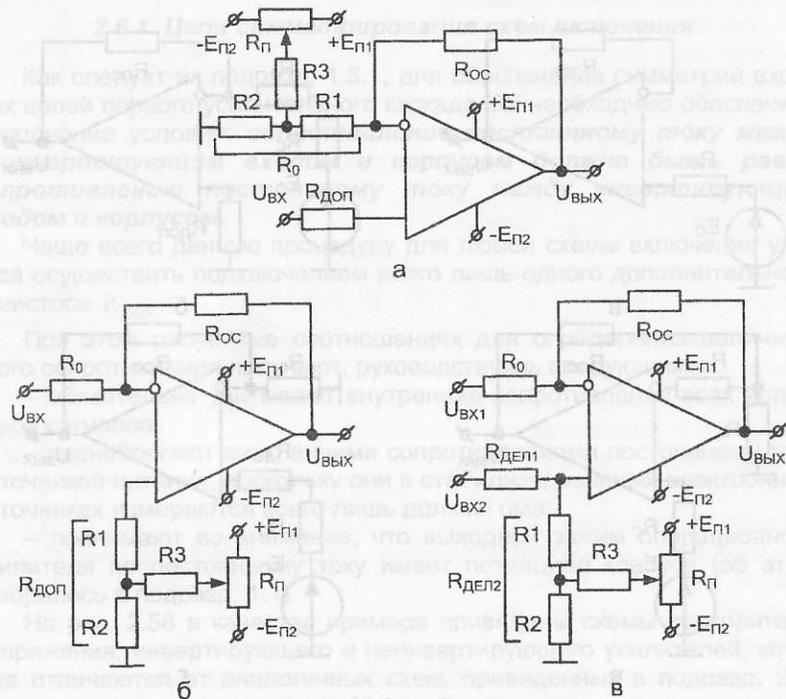


Рис. 2.59

Потенциометр  $R_{\Pi}$  подключается к источникам питания операционного усилителя и имеет обычно номинал порядка 5...10 кОм. Напряжение, снимаемое с него, подается на делитель напряжения, образованный резисторами  $R_2$  и  $R_3$ . Соотношения между величинами сопротивлений плеч делителя определяются, исходя из следующих соображений:

– во-первых, на резисторе  $R_2$  должно обеспечиваться напряжение, равное или чуть большее  $\pm U_{\text{см}}$ ;

– во-вторых, величина резистора  $R_3$  должна быть значительно больше величины резистора  $R_2$ , с тем чтобы при крайнем нижнем положении движка потенциометра сопротивление параллельного соединения резисторов  $R_2$  и  $R_3$  было примерно равно сопротивлению резистора  $R_2$ .

Благодаря этому в схемах на рис. 2.59 сумма сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  при любом положении движка потенциометра оказывается всегда практически постоянной. Следовательно, в инвертирующем усилителе не нарушается симметрия, поскольку  $R_1 + R_2 = R_{\text{доп}}$ , а в неинвертирующем и дифференциальном не изменяется коэффициент усиления, так как остаются постоянными величины сопротивлений, влияющие на коэффициент усиления схемы. В неинвертирующем усилителе  $R_1 + R_2 = R_0$ , а в дифференциальном  $R_1 + R_2 = R_{\text{ДЕЛ2}}$ .

Следует отметить, что схемы балансировки для каждого типа ОУ приводятся в руководствах по применению конкретных серий операционных усилителей.

### 2.6.3. Цепи частотной коррекции

**Операционные усилители при введении внешней обратной связи становятся склонными к самовозбуждению.**

Условиями самовозбуждения являются:

– равный нулю фазовый сдвиг петлевого усиления, необходимый для получения положительной обратной связи;

– равный или больше единицы модуль петлевого усиления.

Обеспечение устойчивости усилителя, т.е. обеспечение его работы без самовозбуждения, является одной из важнейших задач при создании схем на базе ОУ.

При анализе этих схем широко используют частотный метод оценки устойчивости, который является разновидностью критерия Найквиста. По этому методу при совместном рассмотрении диаграммы Бодэ и фазочастотной характеристики, построенной в логарифмическом масштабе, пользуясь понятиями запаса устойчивости петлевого коэффициента усиления по усилению и фазе, оценивают устойчивость работы устройств, в состав которых входит ОУ.

В целях ознакомления с общими принципами и некоторыми из самых распространенных способов осуществления частотной коррекции рассмотрим самую простую ситуацию, когда ОУ охватывается частотно-независимой обратной связью.

В этом случае выражение (2.1) для коэффициента усиления устройства будет иметь вид

$$K^* = \frac{1}{\beta} = \text{const},$$

а петлевой коэффициент усиления может быть представлен следующим образом:

$$\beta K_{Oy} = \frac{K_{Oy}}{\left(\frac{1}{\beta}\right)} = \frac{K_{Oy}}{K^*} \quad (2.96)$$

Отсюда, используя правила действия с логарифмами, получаем, что *петлевой коэффициент усиления* – это разность в децибелах между коэффициентом усиления без обратной связи и коэффициентом усиления при замкнутой цепи обратной связи:

$$\beta K_{Oy} (\text{дБ}) = K_{Oy} (\text{дБ}) - \left(\frac{1}{\beta}\right) (\text{дБ}) = K_{Oy} (\text{дБ}) - K^* (\text{дБ}). \quad (2.97)$$

На рис. 1.16 были построены диаграмма Бодэ и ФЧХ для трехкаскадного ОУ. Перенесем их на рис. 2.60 и добавим диаграмму для коэффициента усиления при замкнутой цепи обратной связи, которая в соответствии с выражением (2.97) вырождается в горизонтальную прямую, проходящую на уровне  $1/\beta$ .

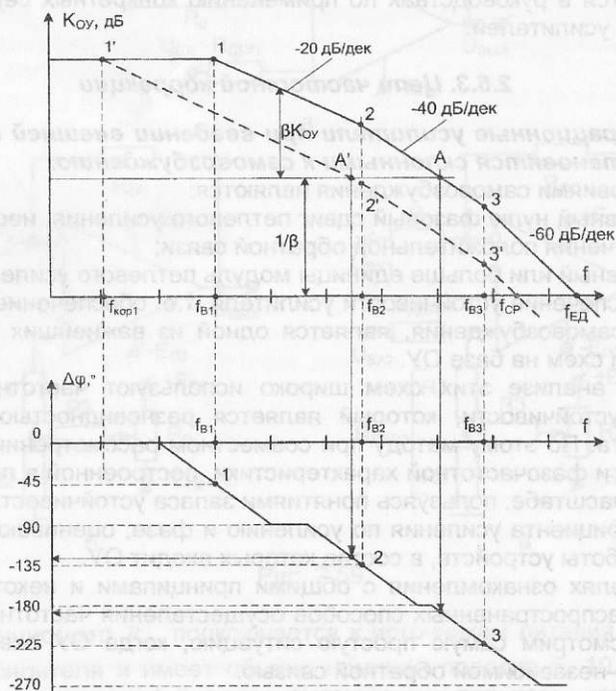


Рис. 2.60

Если совместить начало координат с уровнем  $1/\beta$ , то в соответствии с выражением (2.97) получим диаграмму Бодэ для петлевого коэффициента усиления, рассмотрение которой совместно с ФЧХ (рис. 2.61)

позволяет ввести понятия запаса устойчивости по усилению и фазе.

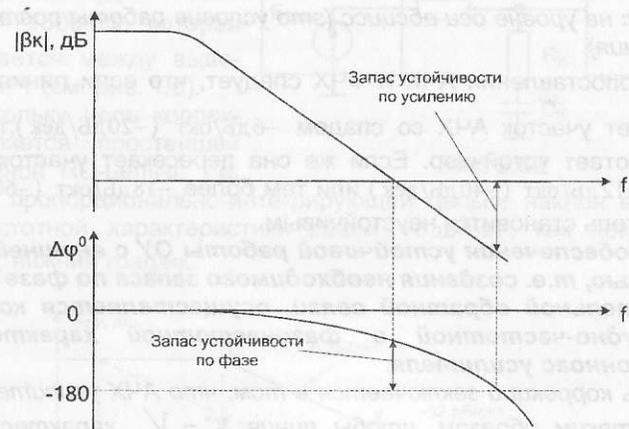


Рис. 2.61

При некоторой частоте  $\beta K_{Oy} = 1$  (0 дБ) усилитель возбуждается, если дополнительный фазовый сдвиг  $\Delta\phi$  равен или больше  $180^\circ$ . Если же  $\Delta\phi$  не достигает  $180^\circ$ , то имеется запас устойчивости по фазе. *Запасом по фазе называют угол, дополняющий фазовый сдвиг до  $\pi$  при  $\beta K_{Oy} = 1$ .* Обычно рекомендуют, чтобы запас устойчивости по фазе был не менее  $45^\circ$ .

При некоторой частоте фазовый сдвиг  $\Delta\phi = 180^\circ$  усилитель возбуждается, если петлевой коэффициент усиления  $\beta K_{Oy} \geq 1$  (больше или равен 0 дБ). Если же  $\beta K_{Oy} < 1$  (меньше 0 дБ), то имеется запас устойчивости по усилению. *Запасом по усилению называют величину петлевого коэффициента усиления в децибелах, имеющего отрицательное значение на частоте, при которой фазовый сдвиг  $\Delta\phi = 180^\circ$ .*

Воспользуемся введенными понятиями для оценки устойчивости трехкаскадного усилителя, диаграмма Бодэ и ФЧХ которого представлены на рис. 2.60. Пересечение горизонтальной линии, проведенной в верхней части рисунка на уровне  $1/\beta$ , и амплитудно-частотной характеристики дает точку А, для которой петлевое усиление  $\beta K_{Oy} = 1$  (0 дБ). Из рисунка видно, что точке А соответствует фазовый сдвиг, больший  $180^\circ$ , поэтому усилитель возбуждается.

Если горизонтальную линию  $1/\beta$  провести выше, то точка А сместится влево и фазовый сдвиг, в принципе, можно сделать меньше  $180^\circ$ , что приведет к устойчивости усилителя, т.е. устойчивость усилителя повышается, когда  $\beta$  уменьшается и усиление усилителя с обратной связью увеличивается. Отсюда можно сделать вывод, что

наиболее опасным с точки зрения возникновения самовозбуждения является случай, когда  $\beta = 1$  (0 дБ) и горизонтальная линия  $1/\beta$  проходит на уровне оси абсцисс (это условие работы повторителя напряжения).

Из сопоставления АЧХ и ФЧХ следует, что если линия  $K^* = 1/\beta$  пересекает участок АЧХ со спадом  $-6$  дБ/окт ( $-20$  дБ/дек), то усилитель работает устойчиво. Если же она пересекает участок АЧХ со спадом  $-12$  дБ/окт ( $-40$  дБ/дек) или тем более  $-18$  дБ/окт ( $-60$  дБ/дек), то усилитель становится неустойчивым.

**Для обеспечения устойчивой работы ОУ с внешней обратной связью, т.е. создания необходимого запаса по фазе в петле отрицательной обратной связи, осуществляется коррекция амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик операционного усилителя.**

Суть коррекции заключается в том, что АЧХ усилителя изменяется таким образом, чтобы линия  $K^* = 1/\beta$ , характеризующая работу с замкнутой цепью обратной связи, пересекала АЧХ в точке, лежащей на участке с наклоном  $-6$  дБ/окт ( $-20$  дБ/дек).

Этого можно достичь двумя способами:

- во-первых, что осуществляется редко, расширением полос пропускания каскадов, входящих в состав ОУ и имеющих низкие значения коэффициентов усиления (и, соответственно, большие значения верхних граничных частот);

- во-вторых, что практикуется гораздо чаще, устранением избыточности полосы пропускания, т.е. уменьшением верхней граничной частоты одного или двух каскадов операционного усилителя; при этом верхние граничные частоты остальных каскадов, как правило, оставляют неизменными.

На рис. 2.60 штриховой линией показаны диаграмма Бодэ и ФЧХ ОУ, охваченного обратной связью, после коррекции. Теперь амплитудно-частотная характеристика пройдет ниже и пересечет горизонтальную линию, проведенную на уровне  $1/\beta$  в точке  $A'$ , которая расположена левее точки  $A$  пересечения прежней характеристики. Нетрудно заметить, что точке  $A'$  соответствует фазовый сдвиг меньше  $135^\circ$ .

Из существующих способов частотной коррекции [4] в практике наибольшее применение нашли два способа. Элементами коррекции в них являются либо конденсаторы небольшой емкости, либо последовательное соединение резистора и конденсатора.

**Коррекция подключением шунтирующей RC-цепи.** В схеме на рис. 2.62 для реализации этого способа используется однозвенная корректирующая цепь  $R_{кор}C_{кор}$ , которая помещается между выходом одного из каскадов, имеющего наибольший коэффициент усиления, и корпусом. Например, для операционного усилителя К140УД1 приме-

няют корректирующую цепь, состоящую из  $R_{кор} = 39$  Ом и  $C_{кор} = 1500$  пФ, которая подключается между выводами 12 и 1 (см. рис. 1.6).

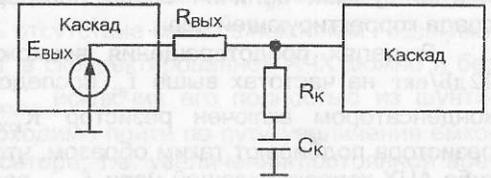


Рис. 2.62

Поскольку цепь коррекции является простейшей однозвенной RC-цепью, т.е.

обычной пропорционально-интегрирующей цепью, наклон ее амплитудно-частотной характеристики равен  $-6$  дБ/окт, как показано на рис. 2.63, нижний график.

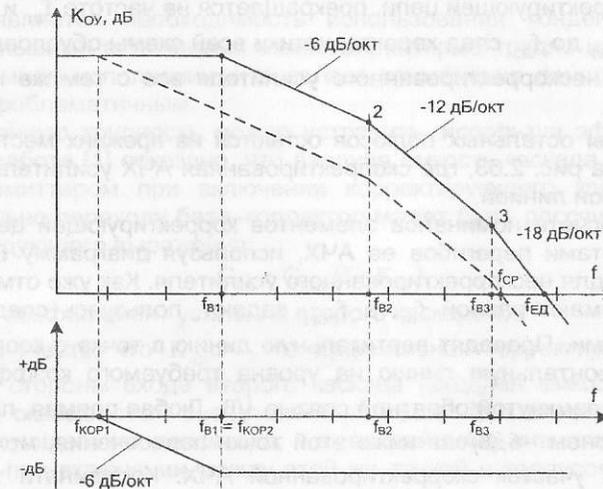


Рис. 2.63

На частотах ниже  $f_{кор1}$  (это первая частота перегиба АЧХ корректирующей цепи) скорректированный и нескорректированный коэффициенты усиления одинаковые (см. рис. 2.63, верхний график), так как реактивное сопротивление конденсатора очень велико. Начиная с частоты  $f_{кор1}$  реактивное сопротивление корректирующего конденсатора уменьшается и вместе с ним падает с наклоном  $6$  дБ/окт частотная характеристика скорректированного усилителя.

На частоте  $f_{В1}$  коэффициент усиления нескорректированного усилителя тоже начинает падать с наклоном  $6$  дБ/окт, поэтому спад, обусловленный действием корректирующей цепи, должен быть остановлен. Если это не произойдет, то спад скорректированного усилителя на частотах выше  $f_{В1}$  окажется равным  $12$  дБ/окт, так как он яв-

ляется суммой величин спада нескорректированного усилителя и спада корректирующей цепи.

В целях предотвращения возможности возникновения спада 12дБ/окт на частотах выше  $f_{B1}$  последовательно с корректирующим конденсатором включен резистор  $R_{КОР}$ . Величину сопротивления резистора подбирают таким образом, чтобы на частоте второго перегиба АЧХ корректирующей цепи  $f_{КОР2}$  реактивное сопротивление конденсатора было пренебрежимо малым по сравнению с величиной сопротивления резистора  $R_{КОР}$ .

Частоту  $f_{КОР2}$  задают равной частоте  $f_{B1}$  нескорректированного усилителя. В этом случае спад с наклоном 6дБ/окт, вызванный действием корректирующей цепи, прекращается на частоте  $f_{B1}$  и в полосе частот от  $f_{B1}$  до  $f_{B2}$  спад характеристики всей схемы обусловлен только спадом нескорректированного усилителя все с тем же наклоном 6дБ/окт.

Частоты остальных полюсов остаются на прежних местах, что и отражено на рис. 2.63, где скорректированная АЧХ усилителя показана штриховой линией.

Для расчета номиналов элементов корректирующей цепи задаются частотами перегибов ее АЧХ, используя диаграмму Бодэ, построенную для нескорректированного усилителя. Как уже отмечалось,  $f_{КОР2}$  принимают равной  $f_{B1}$ , а  $f_{КОР1}$  задают, пользуясь следующими построениями. Проводят вертикальную линию в точке с координатой  $f_{B2}$  и горизонтальную линию на уровне требуемого коэффициента усиления с замкнутой обратной связью  $1/\beta$ . Любая прямая, проведенная с наклоном -6дБ/окт ниже этой точки пересечения, может быть принята за участок скорректированной АЧХ. Координата точки ее пересечения с горизонтальной линией, соответствующей максимальному уровню коэффициента усиления ОУ без обратной связи, дает значение частоты  $f_{КОР1}$ . Далее расчет ведут, исходя из того, что схема на рис. 2.62 представляет собой фильтр низких частот, для которого справедливы выражения [4, 5]

$$f_{КОР1} = 1/2\pi C_{КОР} (R_{КОР} + R_{ВЫХ}), \quad f_{КОР2} = 1/2\pi R_{КОР} C_{КОР}, \quad (2.98)$$

где  $R_{ВЫХ}$  – выходное сопротивление каскада.

**Коррекция подключением конденсатора между коллектором и базой транзистора одного из каскадов ОУ.** В трехкаскадном ОУ таковым является второй каскад (каскад усиления напряжения), обладающий наибольшим коэффициентом усиления и самой узкой полосой пропускания.

В рассмотренном выше способе коррекции резистор  $R_{КОР}$  вводился с той целью, чтобы исключить возможность появления спада

АЧХ с наклоном -12дБ/окт на граничной частоте  $f_{B1}$  самого низкочастотного каскада. Реализовать отсутствие спада с наклоном -12дБ/окт и даже с наклоном -18дБ/окт в скорректированной АЧХ можно и без использования резистора  $R_{КОР}$ , исключив его полностью из шунтирующей цепи. Для этого необходимо пойти по пути увеличения емкости корректирующего конденсатора, т.е. увеличения постоянной времени в области верхних частот каскада, на выходе которого включается шунтирующая цепь. При этом частота первого излома скорректированной АЧХ оказывается вблизи вертикальной оси, т.е. на очень низких частотах, а второй излом наблюдается вблизи горизонтальной оси (лучше, если он будет находиться ниже этой оси).

Трудностью реализации предложенного способа частотной коррекции является необходимость использования конденсаторов с очень большими величинами емкостей, которые трудно изготовить в микросхемном исполнении, что делает применение данного способа весьма проблематичным.

Указанную трудность можно устранить, используя эффект Миллера. В работе [1] показано, что входная емкость каскада по схеме с общим эмиттером при включении корректирующего конденсатора параллельно переходу база-коллектор может быть рассчитана, исходя из следующего выражения:

$$C_{ВХ} \approx C_{КОР} (1 + K_{O2}), \quad (2.99)$$

где  $K_{O2}$  – коэффициент усиления второго каскада ОУ.

Если учесть, что  $K_{O2} \gg 1$ , то эффективная корректирующая емкость со стороны входа второго каскада (входная емкость второго каскада) оказывается значительно больше фактической емкости корректирующего конденсатора, т.е. ее действие значительно сильнее, чем при включении между этой же точкой и корпусом корректирующего конденсатора.

Таким образом, первый каскад ОУ оказывается зашунтированным большой входной емкостью второго каскада, что приводит к значительному сужению его полосы пропускания, т.е. к смещению его верхней граничной частоты в район десятков герц:

$$f_{ВЫХ} \approx 1/2\pi R_{ВЫХ} C_{КОР} (1 + K_{O2}), \quad (2.100)$$

где  $R_{ВЫХ}$  – выходное сопротивление первого каскада.

Но при этом корректирующий конденсатор  $C_{КОР}$  используется не большой емкости.

Так, например, в операционном усилителе К153УД2 конденсатором  $C_{КОР} = 30$  мкФ осуществлена внешняя частотная коррекция, а в ОУ К140УД7 – внутренняя.

Зависимости на рис. 2.64 примерно соответствуют характеристикам усилителя К153УД2. Сплошной линией изображены ампли-

тудно- и фазочастотные характеристики скорректированного усилителя, штриховой – АЧХ усилителя без коррекции.

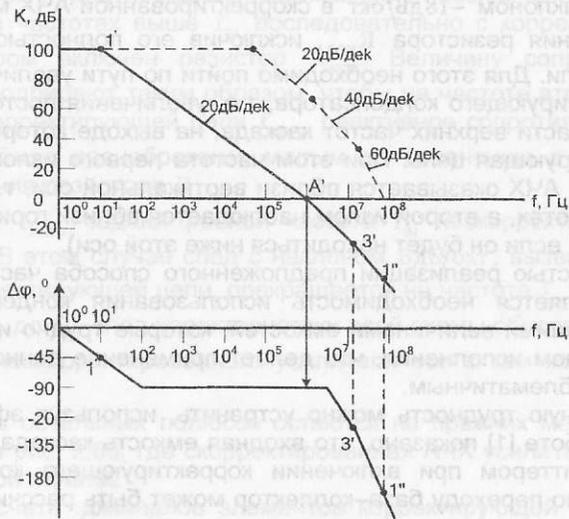


Рис. 2.64

Из рисунка следует, что при усилении 0 дБ дополнительный фазовый сдвиг равен  $90^\circ$ . Поэтому усилитель устойчив при любой глубине отрицательной обратной связи, в том числе и при работе в режиме повторителя напряжения.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Абрамов К.Д. Основы схемотехники: учеб. пособие / К.Д. Абрамов, С.К. Абрамов. – Х.: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2006. – 88 с.
2. Абрамов К.Д. Схемотехника дифференциальных и выходных усилительных каскадов: учеб. пособие / К.Д. Абрамов, С.К. Абрамов. – Х.: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2007. – 71 с.
3. Шило В.Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре / В.Л. Шило. – М.: Сов. радио, 1974. – 312 с.
4. Фолкенберри Л. Применения операционных усилителей и линейных ИС / Л. Фолкенберри; пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 572 с.
5. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники: учеб. пособие для вузов / Е.И. Манаев. – М.: Радио и связь, 1985. – 488 с.
6. Горошков Б.И. Элементы радиоэлектронных устройств: справочник / Б.И. Горошков. – М.: Радио и связь, 1984. – 319 с.
7. Алексенко А.Г. Микросхемотехника: учеб. пособие для вузов / А.Г. Алексенко, И.И. Шагурин; под ред. И.П. Степаненко. – М.: Радио и связь, 1982. – 416 с.
8. Атаев Д.И. Аналоговые интегральные микросхемы для бытовой радиоаппаратуры: справочник / Д.И. Атаев, В.А. Болотников. – М.: Моск. энерг. ин-т, 1993. – 240 с.
9. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы: справ. пособие / С.В. Якубовский, Н.А. Барканов, Л.И. Ниссельсон и др.; под ред. С.В. Якубовского. – М.: Радио и связь, 1985. – 405 с.
10. Зернов Н.В. Теория радиотехнических цепей / Н.В. Зернов, В.Г. Карпов. – Л.: Энергия, 1972. – 816 с.
11. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В.С. Гутников. – Л.: Энергия, 1980. – 235 с.
12. Щербаков В.И. Электронные схемы на операционных усилителях: справочник / В.И. Щербаков, Г.И. Грездов. – К.: Техніка, 1983. – 213 с.