



**Уральский  
федеральный  
университет**

имени первого Президента  
России Б.Н.Ельцина

**Институт радиоэлектроники  
и информационных  
технологий**

**В. Г. ВАЖЕНИН  
Ю. В. МАРКОВ  
Л. Л. ЛЕСНАЯ**

# АНАЛОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Учебное пособие



Министерство образования и науки Российской Федерации  
Уральский федеральный университет  
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина

В. Г. Важенин, Ю. В. Марков,  
Л. Л. Лесная

# АНАЛОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Под общей редакцией В. Г. Важенина

Рекомендовано методическим советом УрФУ  
в качестве **учебного пособия** для студентов,  
обучающихся по направлению подготовки  
210400 «Радиотехника»

Екатеринбург  
Издательство Уральского университета  
2014

УДК 621.375:621.382 (075.8)

ББК 32.846я73+32.85я73

О-23

**Рецензенты:**

кафедра общепрофессиональных дисциплин технических специальностей Уральского технического института связи и информатики (зам. завкафедрой доц., канд. техн. наук **Н. В. Будылдина**);

канд. физ.-мат. наук, доц. **В. Б. Костоусов** (начальник отдела Института математики и механики УрО РАН).

**Важенин, В. Г.**

О-23 Аналоговые устройства на операционных усилителях : учебное пособие / В. Г. Важенин, Ю. В. Марков, Л. Л. Лесная ; под общ. ред. В. Г. Важенина. — Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2014. — 107, [1] с.

ISBN 978-5-7996-1314-3

Представлен материал, необходимый для изучения операционных усилителей: структура, элементы схемотехники, основные характеристики и параметры. Рассмотрены вопросы построения аналоговых устройств на операционных усилителях с резистивной и комплексной обратной связью. Приводятся справочные данные по параметрам отечественных и зарубежных ОУ (прил. 1–4).

Может быть полезно для студентов, обучающихся по специальности «Радиоэлектронные системы и комплексы», по направлениям «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», «Конструирование и технология электронных средств».

УДК 621.375:621.382 (075.8)

ББК 32.846я73+32.85я73

ISBN 978-5-7996-1314-3

© Уральский федеральный университет, 2014

---

## Список основных сокращений

---

АЧХ — амплитудно-частотная характеристика  
БТ — биполярный транзистор  
ДК — дифференциальный усилительный каскад  
ДУ — дифференциальный усилитель  
ИС — интегральная схема  
ИСН — источник стабильного напряжения  
ИСТ — источник стабильного тока  
КПД — коэффициент полезного действия  
ЛАЧХ — логарифмическая АЧХ  
МДМ — модулятор-демодулятор  
ОБ — общая база  
ОК — общий коллектор  
ООС — отрицательная обратная связь  
ОС — обратная связь  
ОУ — операционный усилитель  
ОЭ — общий эмиттер  
ПТ — полевой транзистор  
УА — усилитель амплитуды  
УН — усилитель напряжения  
УПТ — усилитель постоянного тока  
ФЧХ — фазочастотная характеристика  
ЭП — эмиттерный повторитель

---

# 1. Операционные усилители

---

## 1.1. Общие сведения об операционных усилителях

---

### 1.1.1. Общие вопросы

Согласно ГОСТ 18421–73 *операционный усилитель (ОУ)* — это высококачественный усилитель постоянного тока, предназначенный для выполнения различных операций над аналоговыми величинами при работе в схеме с отрицательной обратной связью (ООС). При этом под аналоговой величиной подразумевается непрерывно изменяющееся напряжение или ток.

Приведенное определение относится к устройствам, появившимся в конце 1940-х годов, когда начали моделировать математические операции с помощью ламповых усилителей постоянного тока с отрицательной ОС.

В начале 1960-х годов ОУ стали серийно выпускаться в виде интегральных микросхем (ИС), область их применения к настоящему времени необычайно расширилась. Функциональные возможности ОУ возросли, и, несмотря на то, что они в большинстве случаев не выполняют математических операций, старое название за ними сохранилось.

В настоящее время ОУ — усилитель постоянного тока с полосой пропускания в несколько мегагерц с непосредственной связью между каскадами (т. е. без разделительных конденсаторов), с большим коэффициентом усиления, высоким входным и малым выходным сопротивлениями, а также с низким уровнем шума при хорошей температурной стабильности, способный устойчиво работать при замкнутой цепи ОС.

Входной каскад устройства выполняется в виде дифференциального усилителя, поэтому он имеет два входа и реагирует на разность приложенных к ним напряжений, т. е. на дифференциальный сигнал.

Современный ОУ содержит значительное число компонентов, в частности несколько десятков транзисторов, находящихся в миниатюрном кремниевом кристалле. Все соединения между компонентами осуществляются с помощью литографической техники в процессе производства, что резко снижает вероятность повреждения внутренних соединений по сравнению с выполненными пайкой.

По габаритным размерам и стоимости ОУ мало отличаются от отдельно взятого транзистора. Реализация различных устройств с применением ОУ значительно проще, чем на отдельных транзисторах, одновременно получается выигрыш в габаритных размерах и массе. Благодаря своим многосторонним возможностям ОУ вытесняет устройства на дискретных транзисторах и становится базовым (унифицированным) узлом в аналоговой схемотехнике.

### 1.1.2. Классификация ОУ

Технология производства ОУ (как и вообще ИС) делится на *полупроводниковую* (монокристаллическую) и *гибридную*. Большинство ОУ изготавливается по полупроводниковой технологии, при которой все активные и пассивные компоненты схемы нескольких сотен усилителей выполняются на одной кремниевой пластине с помощью литографической техники с последующим делением тиража на отдельные кристаллы (чипы).

При гибридной технологии все резисторы и соединения изготавливаются на керамической подложке, затем на ней же монтируются бескорпусные биполярные или полевые транзисторы. Здесь могут размещаться конденсаторы и другие компоненты (диоды, стабилитроны и др.). Полученная таким образом композиция заключается в корпус с выводами. Эта технология используется для производства схем специального назначения, которые не удается реализовать в монокристаллической форме.

По схемотехническому исполнению ОУ подразделяются на устройства прямого усиления и с преобразованием спектра частот усиливаемого сигнала, основанного на преобразовании медленно изменяющегося напряжения в переменное напряжение определенной (основной) частоты с помощью прерывания сигнала.

По использованию ОУ подразделяются на усилители общего и специального применения. ОУ общего применения изготавливаются исключительно по полупроводниковой технологии, имеют типовые основные параметры и характеристики, широкий диапазон напряжения питания, защищенные от перегрузки вход и выход, небольшое число навесных (т. е. внешних) компонентов, иногда отсутствующих. Операционные усилители специального применения обычно превосходят первый вид по какому-либо параметру.

### 1.1.3. Система обозначений ОУ

Наименование ИС начинается с номера серии, причем первая цифра характеризует ее конструктивно-технологическую особенность. Цифры 1, 5, 7 обозначают, что ИС полупроводниковая (7 присвоена бескорпусным по-

лупроводниковым ИС), а 2, 4, 6, 8 — гибридная. Другие две (или три) цифры — порядковый номер разработки серии. О функции, которую выполняет ИС, судят по двухбуквенному шифру, стоящему после номера серии. Затем указывается порядковый номер ИС в данной серии. В конце условного обозначения типа ИС может быть буквенный индекс, характеризующий разброс параметров ИС данного типа по численному значению одного или нескольких параметров. Перед наименованием ИС, предназначенных для бытовой и промышленной аппаратуры, ставится буква К.

Пример условного обозначения интегрального ОУ приведена на рис. 1.1. По двухбуквенному шифру (УД) заключаем, что перед нами ОУ. Цифры свидетельствуют о том, что ОУ полупроводниковый серии 153 с номером разработки в данной серии 1. Буква в конце условного обозначения предупреждает о различиях в численных значениях, по меньшей мере, одного из параметров ОУ данного типа. Однако информации о том, каков это параметр, в указанном индексе не содержится. Лишь по справочным данным можно узнать, например, что ОУ 153УД1 и 153УД1 А различаются значением коэффициента усиления.

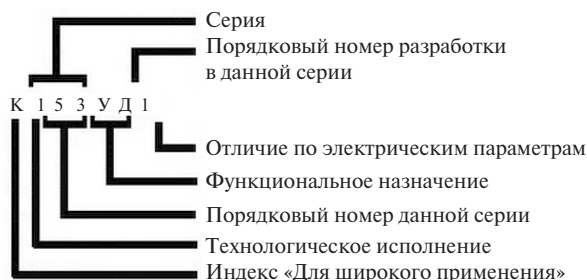


Рис. 1.1. Пример условного обозначения ОУ

Микросхемам, различающимся только конструктивным исполнением, присваивают, как правило, единое цифровое обозначение серии. Для характеристики материала и типа корпуса перед цифровым обозначением серии могут быть добавлены следующие буквы: А — для пластмассового планарного корпуса; Е — для металлополимерного корпуса второго типа; И — для стеклокерамического планарного корпуса; Р — для пластмассового и стеклокерамического корпуса второго типа.

#### 1.1.4. Условные графические обозначения ОУ

Согласно ГОСТ 2.759–82 (СТ СЭВ 3336–81) обозначения элементов аналоговой техники, к числу которых относится и ОУ, выполняют на основе прямоугольника. Он может содержать основное и одно или

два дополнительных поля, расположенных по обе стороны от основного (рис. 1.2, *a*).

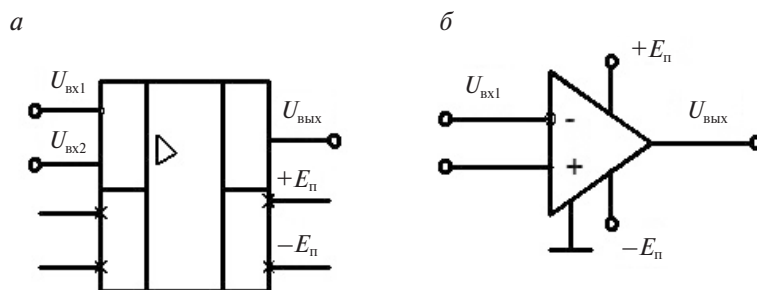


Рис. 1.2. Условное графическое изображение ОУ на схемах:

*a* — обозначение ОУ согласно ГОСТ 2.759–82;

*б* — обозначение ОУ, широко распространенное в технической литературе

На схемах усилитель обозначается треугольником на основном поле. Справа от него указывают коэффициент усиления. Если конкретное значение коэффициента усиления несущественно, его допускается не указывать (можно также вписать знак бесконечности  $\infty$ ).

Выводы ОУ делятся на входные, выходные и выводы, не несущие функциональной нагрузки, к которым подключаются цепи напряжения питания и элементы, обеспечивающие нормальную работу ОУ. Входы показывают слева, выходы — справа.

Большинство ОУ имеют один несимметричный выход и два входа, симметричных по отношению к общему проводу. Прямые входы и выходы обозначают линиями, присоединяемыми к контуру графического изображения ОУ без каких-либо знаков, а с кружками в месте присоединения — инверсные входы и выходы. Прямой вход еще называют неинвертирующим, так как фаза выходного сигнала совпадает с фазой сигнала, поданного на этот вход. Другой вход называют инвертирующим, так как фаза выходного сигнала сдвинута на  $180^\circ$  относительно входного сигнала. Поэтому входы оказывают на выходное напряжение равное в количественном отношении, но противоположное по знаку влияние. Если к входам приложены синфазные сигналы, действующие одновременно, одинаковые по величине и фазе относительно общего провода, то их влияние будет взаимно скомпенсировано. На входе и выходе будет нулевой потенциал, благодаря чему параметры ОУ мало чувствительны к изменениям напряжения питания, температуры и других внешних факторов. Напряжение на выходе ОУ должно быть лишь в том случае, когда на его входах действуют различные по уровню и фазе сигналы. Выходное напряжение пропорционально разности уровней сигналов, называемой дифференциальным сигналом. Выходное напряжение ОУ измеряется относительно общего провода.



Выходной вывод ОУ в большинстве случаев присоединяется к нагрузке, которая, как правило, соединяется с корпусом, но это условие соблюдается не всегда.

Для того чтобы обеспечить возможность работы ОУ как с положительными, так и с отрицательными входными сигналами, требуется двухполярное питающее напряжение. Для этого необходимо предусмотреть два источника постоянного напряжения, которые подключаются к соответствующим выводам ОУ. Если питающих напряжений несколько, их условно нумеруют ( $E_{П1}$ ,  $E_{П2}$ ) и указывают каждое у своего вывода в дополнительном поле. Вместо буквы можно указывать номинальное значение напряжения и его полярность (выводы с метками +15 В и –15 В, рис. 1.2, а).

При двухполярном питании постоянное напряжение на несимметричном выходе отсутствует при условии, что постоянных напряжений на входе ОУ нет. Значения напряжений источника питания согласно ГОСТ 17230–71  $\pm 15$ ,  $\pm 12$  и  $\pm 6$  В. Известны ОУ, рассчитанные на работу от источника с напряжением питания  $\pm 27$  В. Некоторые типы ОУ сохраняют работоспособность при снижении напряжения питания до  $\pm 3$  В. Реже встречается несимметричное (+12 и –6 В) и однополярное напряжение питания.

Наличие рассмотренных выводов необходимо для функционирования ОУ. К вспомогательным относятся выводы с метками *FC* — для подсоединения цепи, корректирующей АЧХ ОУ; выводы *NC* — для подключения элементов балансировки по постоянному току (установки нуля на выходе); а также вывод металлического корпуса ( $\perp$ ) для соединения с общим проводом устройства, в которое входит ОУ.

Для лучшего понимания и большей наглядности принципиальных схем в технической литературе широко используется упрощенное обозначение ОУ в виде равностороннего треугольника, который будет использоваться в настоящем учебном пособии (рис. 1.2, б). Общий провод, играющий роль сигнального вывода, также может быть не показан.

### 1.1.5. Конструктивное оформление интегральных ОУ

Для увеличения прочности, защиты от внешних воздействий и механических повреждений каждый интегральный ОУ, как и любая ИС, покрывается лаком и монтируется в защитном корпусе.

Наибольшее распространение находят четыре вида конструкций корпусов ИС. Металлостеклянный корпус имеет металлическую крышку и стеклянное (или металлическое) основание с изоляцией и креплением выводов стеклом. Крышка присоединяется к основанию сваркой или пайкой.

Металлокерамический корпус имеет металлическую крышку и керамическое основание. Крышка соединяется с основанием заливкой влагостойким

компаундом. Керамический корпус имеет керамическую крышку и основание. Пластмассовый корпус (наиболее дешевый) выполняется опрессовкой кристалла и рамки выводов.

Корпуса ИС имеют цифровые обозначения согласно ГОСТ 17467–79: первая цифра (1, 2, 3, 4) указывает вид корпуса; следующие две цифры обозначают номер типоразмера корпуса; две цифры после точки — число выводов; последняя цифра — номер модификации данного корпуса.

Общий вид корпусов ОУ показан на рис. 1.3: круглые металлостеклянные корпуса 301.8–1 и 301.12–1, отличающиеся числом выводов (рис. 1.3, а); прямоугольный металлостеклянный корпус 151.15–4, используемый для гибридных ОУ (рис. 1.3, б); прямоугольный пластмассовый корпус 201.14–1 (рис. 1.3, в); прямоугольный керамический корпус 201.14–8 (рис. 1.3, г).

Выводы микросхем нумеруются против часовой стрелки, если смотреть со стороны крышки (так же как у транзисторов или электронных ламп). Для определения начала отсчета (вывод 1) существует ключ: у круглого металлического корпуса — ушко, у пластмассового корпуса — круглая метка, у керамического — вырез на корпусе. На рис. 1.4 показаны цоколёвки операционных усилителей К140УД7 (в круглом корпусе) и К553УД2 (в плоском корпусе). Для наглядности в корпусе прибора изображен символ ОУ, пять основных выводов указаны сплошными линиями, дополнительные (для установки нуля и обеспечения устойчивости) — штриховыми.

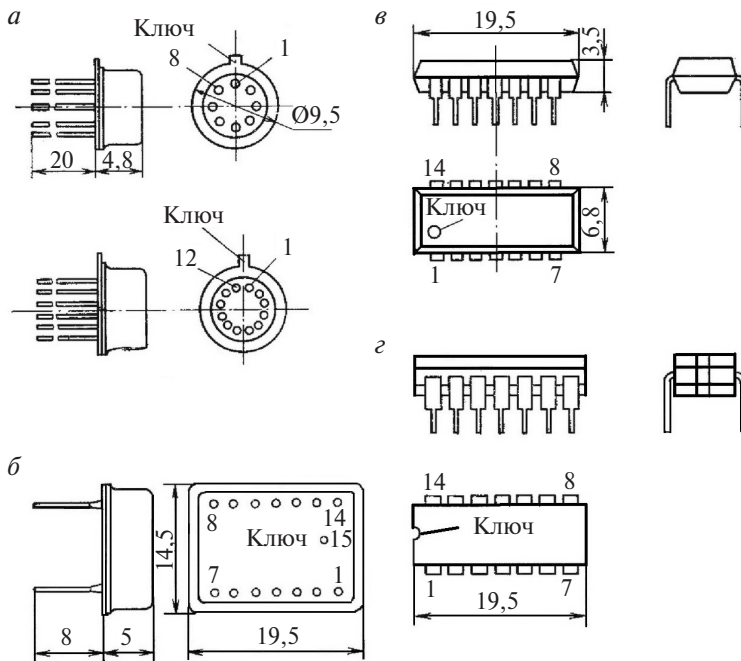


Рис. 1.3. Типы корпусов ОУ

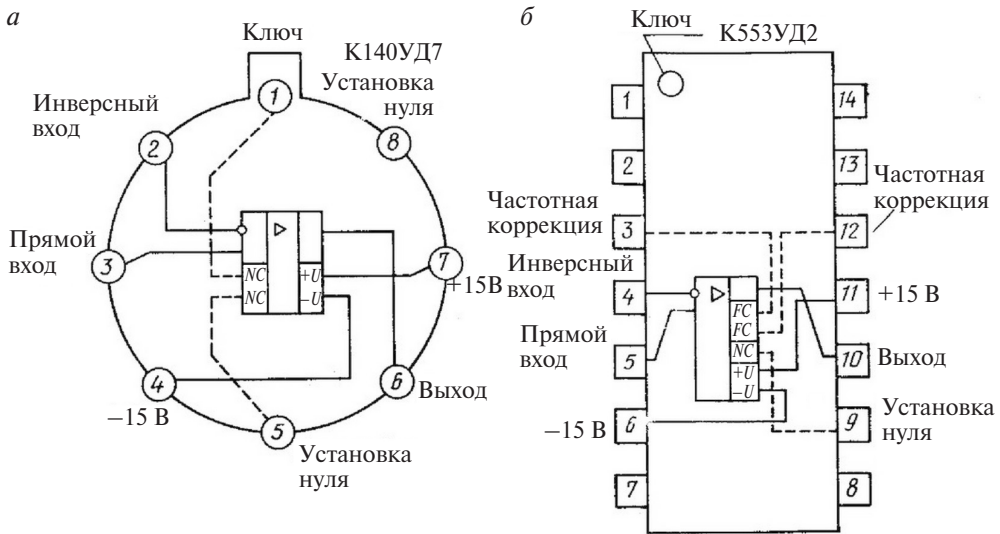


Рис. 1.4. Корпуса (а) и цоколёвки (б) ОУ

## 1.2. Структура ОУ

Для современных интегральных ОУ характерны две структуры: трехкаскадная и двухкаскадная.

Трехкаскадная структура (рис. 1.5, а) включает дифференциальный усилитель (ДУ), усилитель напряжения (УН), усилитель амплитуды (УА) и выходной эмиттерный повторитель (ЭП).

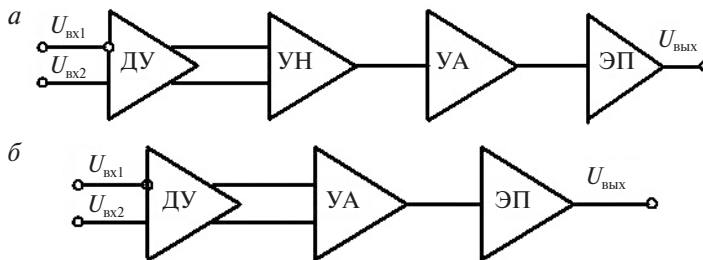


Рис. 1.5. Структура типового ОУ:

а — трехкаскадная модель; б — двухкаскадная модель

Первый каскад ОУ — дифференциальный с эмиттерной связью и резисторной нагрузкой, необходимой для уменьшения дрейфа нуля, подавления синфазной помехи, увеличения входного сопротивления и усиления входного дифференциального сигнала.

Второй каскад — усилитель напряжения — обеспечивает основное усиление входного дифференциального сигнала по напряжению и включает в себя специальную схему сдвига потенциала.

В третьем каскаде — усилителе амплитуды — обычно совмещаются схемы усиления сигнала, схемы сдвига уровня и формирования выходного двухполярного неискаженного сигнала. Как правило, все схемы ОУ заканчиваются эмиттерными повторителями (ЭП), которые определяют нагрузочную способность ОУ и не участвуют в формировании его коэффициента усиления.

Двухкаскадная модель ОУ (рис. 1.5, б) включает дифференциальный усилитель (ДУ), усилитель амплитуды (УА) и выходной эмиттерный повторитель (ЭП). В этой модели первый каскад выполняет функции входного ДУ и малосигнального УН, а также схемы сдвига уровня. В остальных каскадах УА и ЭП не отличаются от одноименной трехкаскадной модели.

На рис. 1.6 приведена упрощенная принципиальная схема двухкаскадного ОУ. Дифференциальный каскад ОУ выполнен на транзисторах Т1–Т4. Транзисторы Т1, Т2 образуют дифференциальный усилитель, а транзисторы Т3, Т4 — его динамическую нагрузку. Выходным сигналом дифференциального каскада является  $2i_1$  — ток, который поступает в интегрирующее звено, выполненное на транзисторах Т5, Т6 и корректирующей емкости  $C_k$ . Выходным сигналом интегратора тока является напряжение  $U_1$ , равное напряжению на конденсаторе  $C_k$ .

Повторитель напряжения выполнен на транзисторах Т7, Т8 по схеме с эмиттерной нагрузкой.

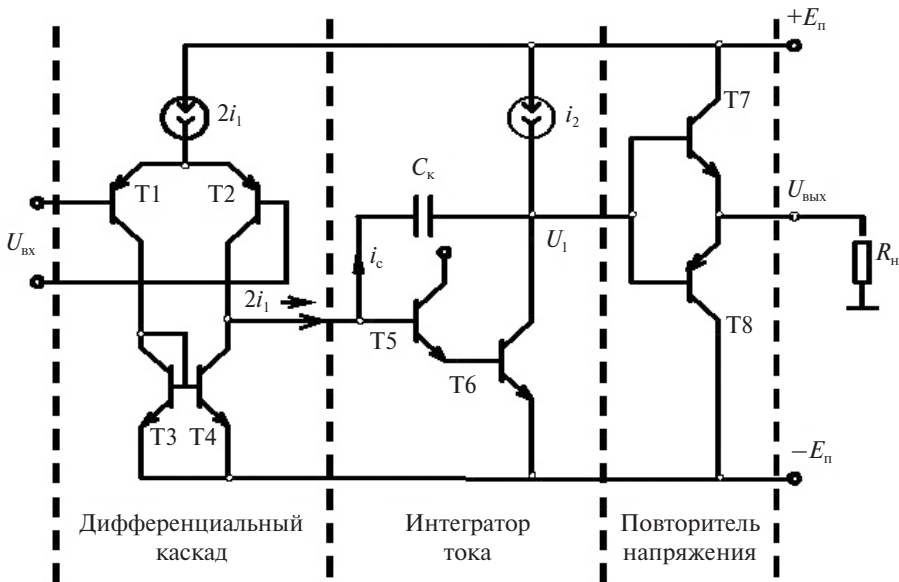


Рис. 1.6. Упрощенная принципиальная схема двухкаскадного ОУ

## 1.3. Параметры и характеристики ОУ

### 1.3.1. Понятие об идеальном ОУ

По принципу действия ОУ сходен с обычным усилителем, он также предназначен для усиления напряжения или мощности входного сигнала. Однако ОУ специально создан для использования в схемах с глубокой ОС так, чтобы параметры устройства определялись преимущественно параметрами цепи ОС, а сам он был функционально незаметен. Такой ОУ по своим характеристикам должен приближаться к идеальному.

С идеальным ОУ обычно связывают следующие свойства:

- бесконечно большой коэффициент усиления;
- бесконечно большая полоса пропускания;
- бесконечное входное сопротивление;
- нулевое выходное сопротивление;
- полностью подавленная синфазная составляющая сигнала.

Эти свойства даже теоретически полностью достигнуты быть не могут, так как большая часть из них требует бесконечной мощности выходного сигнала при малых геометрических размерах полупроводниковой структуры. Поэтому в каждом случае можно говорить лишь о доступной степени приближения к идеальным свойствам. Например, если коэффициент усиления устройства, определяемый цепью ОС, равен 10, то коэффициент усиления собственно ОУ, т. е. без ОС, равный  $10^5$ , с практической точки зрения достаточно близок к бесконечности.

Близость параметров реального ОУ к идеальным определяет точность, с которой может работать данный ОУ в тех или иных устройствах. Знание основных параметров позволяет выяснить ценность конкретного ОУ, быстро и правильно сделать выбор подходящего, проектировать устройства практически без проведения макетирования, предотвращать работу ИС в недопустимом режиме и уменьшать вероятность отказа. Наиболее важные параметры и характеристики ОУ будут рассмотрены ниже.

Параметры ОУ можно разделить на несколько групп: входные, выходные, усилительные, энергетические и т. д. Наиболее часто параметры ОУ подразделяют на статические и динамические.

### 1.3.2. Статические параметры ОУ

**Коэффициент усиления  $K_d$ .** Является основным параметром ОУ на очень низкой частоте. Он определяется отношением выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  ОУ без ОС в режиме холостого хода к дифференциальному (разностному)

входному напряжению  $U_{\text{вх.д}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх}}$ . Значения  $K_{\text{д}} = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх.д}}$  приводятся либо в относительных единицах, либо в децибелах в форме  $20\lg(U_{\text{вых}}/U_{\text{вх.д}})$ , либо в вольтах на милливольт. Для большинства ОУ их значения заключены в пределах  $10^4 - 10^5$  (80–100 дБ).

**Передаточная характеристика ОУ по постоянному току.** Передаточная характеристика ОУ по постоянному току — это зависимость постоянного

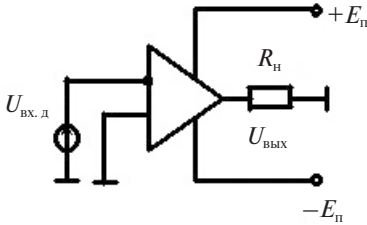


Рис. 1.7. Схема включения ОУ по постоянному току

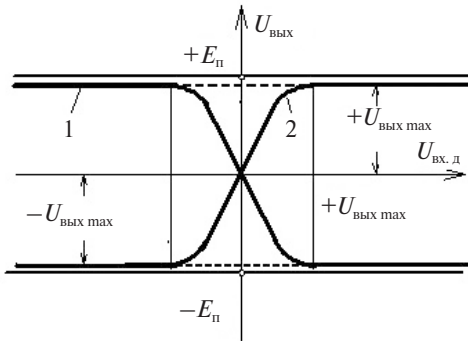


Рис. 1.8. Передаточные характеристики ОУ для дифференциального сигнала по постоянному току для включения ОУ:

1 — инвертирующего; 2 — неинвертирующего

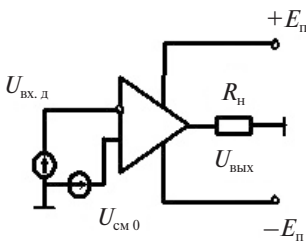


Рис. 1.9. Эквивалентная схема компенсации разбаланса ОУ

выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  от постоянного входного дифференциального сигнала  $U_{\text{вх.д}}$ . Схема для изменения передаточной характеристики ОУ по постоянному току показана на рис. 1.7.

Передаточные характеристики ОУ для инвертирующего и неинвертирующего включения приведены на рис. 1.8.

При отсутствии обратной связи тангенс угла наклона характеристик в диапазоне от  $-U_{\text{вх max}}$  до  $+U_{\text{вх max}}$  равен коэффициенту усиления  $K_{\text{д}}$ . Максимальное напряжение  $-U_{\text{вых max}}$  близко к напряжению источников питания  $\pm E_{\text{п}}$ . В реальных ОУ наблюдается разбаланс, который устраняется подачей на вход ОУ внешнего напряжения смещения нуля  $\pm U_{\text{см}}$ .

На рис. 1.9 приведена эквивалентная схема компенсации разбаланса ОУ, а на рис. 1.10 — передаточные характеристики ОУ с учетом напряжения смещения нуля и его компенсации.

Поскольку усиление в линейной области велико, а диапазон выходных напряжений конечен, то дифференциальное входное напряжение должно быть очень мало. Так, для характеристики, показанной на рис. 1.8, при  $K_{\text{д}} = 10^5$  получаем линейную область по входу  $U_{\text{вх.д}} \leq 12 \text{ В}/K_{\text{д}} = 0,12 \text{ мВ}$ . Очевидно, при  $U_{\text{вх.д}} > 0,2 \text{ мВ}$   $u_2$  достигает насы-

щения, а именно значения  $+U_{\text{п}}$  или  $-U_{\text{п}}$  в зависимости от полярности сигнала на прямом входе.

Основная реакция ОУ — усиление дифференциального сигнала, но имеется также отклик и на синфазный сигнал. Коэффициент передачи синфазного сигнала  $K_{\text{с}}$  является характеристикой ОУ, когда оба его входа управляются одним и тем же сигналом относительно «земли» (рис. 1.11).

В реальном ОУ выходное напряжение можно представить в виде.  $U_{\text{вых}} = K_{\text{д}}U_{\text{вх.д}} + K_{\text{с}}U_{\text{вх.с}}$ . Для того чтобы он был чувствителен только к дифференциальному сигналу,  $K_{\text{с}}$  должен иметь пренебрежимо малое значение.

**Коэффициент ослабления синфазного сигнала  $K_{\text{ос.сф}} = K_{\text{д}}/K_{\text{с}}$ .** Можно определить, если подать на оба входа ОУ одинаковые напряжения, обеспечив при этом нулевое значение  $U_{\text{вх.д}}$ . Выходное напряжение также должно остаться равным нулю. Однако для реальных ОУ это не вполне соответствует действительности.

Синфазный сигнал определяет диапазон входных напряжений, при подаче которых усилитель сохраняет способность удовлетворительно усиливать малые дифференциальные сигналы. Большое синфазное напряжение приводит к нарушению линейности усилителя. Иногда указываются предельные значения положительного и отрицательного напряжений отдельно. Следует помнить, что слишком большое синфазное напряжение в ОУ, охваченном глубокой ОС, может изменить знак коэффициента усиления на противоположный. Выходное напряжение в этом случае остается на одном из предельных уровней ( $+E_{\text{п}}$  или  $-E_{\text{п}}$ ) до тех пор, пока не будет выключено напряжение источника питания.

**Входное сопротивление.** Это сопротивление ОУ по отношению к входному сигналу. Следует различать дифференциальное входное сопротивление  $R_{\text{д.вх}}$ , т. е. сопротивление между двумя входными выводами, и синфазное входное сопротивление  $R_{\text{с.вх}}$ , т. е. сопротивление между объединенными выводами входов и «землей». Для идеального ОУ  $R_{\text{д.вх}} = \infty$ . Как правило, значения

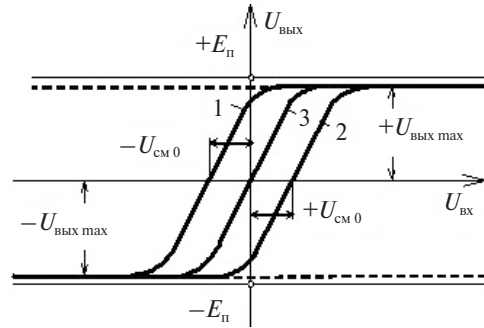


Рис. 1.10. Передаточная характеристика ОУ по постоянному току с учетом смещения:

1, 2 — нуля; 3 — его компенсации

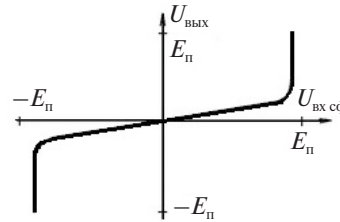


Рис. 1.11. Передаточная характеристика ОУ для синфазного входного сигнала

сопротивлений  $R_{д.вх}$  в реальных ОУ находятся в пределах 300 кОм–10 МОм, если входной каскад выполнен на биполярных транзисторах (БТ). Если же входной каскад выполнен на полевых транзисторах (ПТ), то его входное сопротивление составляет 100–1000 МОм. Сопротивление  $R_{д.вх}$  зависит от температуры и частоты. В большинстве случаев в техническом паспорте приводятся значения входных сопротивлений при температуре 25 °С и частоте, не превышающей 40 Гц. Значение сопротивления  $R_{с.вх}$  обычно на 1–2 порядка превышает значение  $R_{д.вх}$  и в справочных данных не приводится.

**Выходное сопротивление ОУ ( $R_{д.вых}$ ).** Определяется как для любого другого усилителя. По отношению к нагрузке ОУ может быть представлен источником ЭДС, генерирующим в режиме холостого хода напряжение  $K_d U_d$  и обладающим внутренним сопротивлением, равным  $R_{д.вых}$ . В зависимости от конкретного типа ОУ диапазон реальных значений его выходного сопротивления лежит от единиц до нескольких сотен ом. При слишком большом выходном сопротивлении усиление ОУ может уменьшиться. В большинстве практических случаев выходное сопротивление заметного влияния на усиление не оказывает. Данные о выходном сопротивлении приводятся не всегда. При  $K_d \rightarrow \infty$  сопротивления  $R_{д.вх}$ ,  $R_{д.вых}$  в устройстве совсем не будут ощущаться. При этом состояние входных и выходных параметров приближается к параметру идеального ОУ, а коэффициент усиления устройства определяется только цепью ОС.

**Минимальное сопротивление нагрузки ( $R_{H \min}$ ).** Приводится в паспортных данных наряду с другими параметрами ОУ, хотя таковым не является. Его значение определяется предельным выходным током при номинальном выходном напряжении. Иногда вместо  $R_{H \min}$  приводится значение тока короткого замыкания на выходе ОУ. Имеются ОУ, которые обеспечивают на выходе достаточно большие значения тока и напряжения, например К157УД1. Однако для большинства разработок предельными являются токи от 5 до 25 мА. Их значения определяют границы изменения выходного напряжения, при котором не будет заметных искажений.

**Входное напряжение смещения ( $U_{вх.см}$ ).** Определяет постоянное напряжение, которое следует присоединить к входу ОУ, чтобы выходное напряжение стало равным нулю. Этот параметр учитывает разбаланс и несимметрию входного дифференциального каскада ОУ. Если замкнуть вход идеального ОУ, то выходное напряжение будет равно нулю. В реальных устройствах при нулевом постоянном напряжении на входе недостаточная согласованность элементов приводит к наличию некоторого выходного напряжения, представляющего смещение (сдвиг) относительно нулевого уровня. Величину этой погрешности принято определять по пересчитанному (приведенному) к входу эквивалентному напряжению смещения. Оно и определяет значение противоположного по знаку напряжения, которое необходимо приложить к входу ОУ, чтобы на его выходе установился нулевой уровень. Как показано



на рис. 1.12, передаточная характеристика реального ОУ не проходит через нулевую точку, что соответствует идеальному варианту, а несколько сдвинута. Знак этого сдвига различен для разных экземпляров ИС. Типичные значения  $U_{\text{вх.см}}$  при  $t = 25^\circ\text{C}$  в ОУ с БТ на входе  $3 \div 10$  мВ, с ПТ —  $30 \div 100$  мВ.

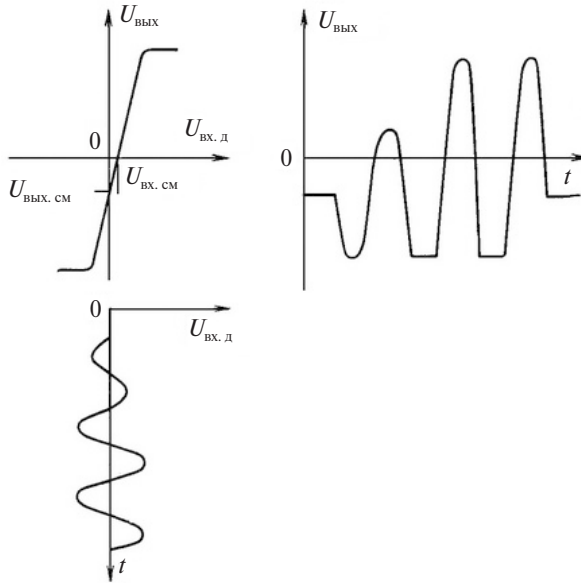


Рис. 1.12. Смещение нулевого уровня ОУ (а) и диаграмма выходного напряжения (б)

При большом коэффициенте усиления ОУ и отсутствии ОС выходное напряжение смещения может стать настолько большим, что ОУ войдет в режим насыщения или отсечки. В таких случаях напряжение на выходе будет чуть меньше положительного ( $+E_{\text{п}}$ ) или отрицательного ( $-E_{\text{п}}$ ) напряжения источника питания.

У многих ОУ предусмотрены специальные выводы для сведения  $U_{\text{вх.см}}$  к нулю внешней регулировкой. Наиболее важна установка нуля при использовании ОУ в усилителях постоянного тока (УПТ). В усилителях переменного тока ошибка в выходном напряжении ОУ по постоянному току исключается благодаря наличию разделительных конденсаторов.

**Входной ток смещения ( $I_{\text{вх.см}}$ ).** Равен среднему арифметическому значению двух входных токов ОУ при выходном напряжении, равном нулю, т. е.  $I_{\text{вх.см}} = (I_{\text{вх1}} + I_{\text{вх2}})/2$ . Входные токи обусловлены необходимостью обеспечения нормального режима работы входного дифференциального каскада на БТ и при нормальных условиях составляют  $10 \text{ нА} - 10 \text{ мкА}$ , а в случае использования ПТ — это токи всевозможных утечек, достигающие  $10 \text{ нА}$ . Наличие входных токов приводит к появлению напряжения на выходе ОУ при

отсутствии сигнала на входе в устройствах, настроенных на нуль по  $U_{\text{вх.см}}$ . Если цепи постоянного тока обоих входов ОУ имеют неодинаковые сопротивления, то даже при идеальной симметрии ИС входные токи создают разные падения напряжения на этих сопротивлениях. Между входами ОУ появится дифференциальное напряжение, изменяющее выходное напряжение. Для уменьшения этого напряжения внешние цепи постоянного тока следует сбалансировать, что обеспечивается равенством сопротивлений, подключенных к обоим входам ОУ.

**Разность входных токов ( $\Delta I_{\text{вх}} = I_{\text{вх1}} - I_{\text{вх2}}$ ).** Это абсолютное значение разности токов двух входов ОУ при выходном напряжении, равном нулю. Этот параметр, подобно  $U_{\text{вх.см}}$ , также в значительной степени характеризует величину несимметрии входных каскадов ОУ. Из-за наличия разностного входного тока смещение выходного напряжения наблюдается даже в устройствах, сбалансированных по постоянному току. Его влияние особенно заметно при высокоомных цепях.

**Температурный дрейф напряжения смещения  $\Delta U_{\text{вх.см}}/\Delta t$  и разности входных токов  $\Delta I_{\text{вх}}/\Delta t$ .** Необходимо подчеркнуть, что настройка нуля сохраняется только при той температуре, при которой она производилась, и, более того, в течение определенного промежутка времени. Медленные изменения постоянных напряжений и токов выражаются понятием дрейфа. Температурный дрейф соответствует изменению одного из параметров, вызванному изменением температуры окружающей среды на  $1^\circ\text{C}$ . При различных значениях температуры дрейф может иметь различные значение и знак. Поэтому предприятия-изготовители приводят в спецификации на ОУ либо максимальное, либо среднее значение дрейфа в определенном интервале температур.

Эффективным методом борьбы с дрейфом нуля при непрерывном усилении сигнала является преобразование медленно меняющегося напряжения в переменное напряжение с последующим его усилением и фазочувствительным выпрямлением. Получающийся таким образом усилитель называют усилителем типа МДМ (модулятор-демодулятор). Температурный дрейф нуля таких усилителей составляет  $0,1-0,5 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$ . Усилители МДМ выпускаются и в микроэлектронном исполнении. В частности, отечественная промышленность изготавливает усилитель типа 140УД13. К сожалению, УПТ с преобразованием спектра отличаются узкой полосой пропускания.

**Коэффициент влияния нестабильности источника напряжения питания  $K_{\text{вл.п}}$ .** Это отношение изменения напряжения смещения к вызвавшему его изменению одного из питающих напряжений  $\Delta U_{\text{п}}$ . Иногда влияние источников положительного и отрицательного питающих напряжений характеризуют отдельными коэффициентами влияния. Значение  $K_{\text{вл.п}}$  обычно равно  $2 \cdot 10^{-5} - 2 \cdot 10^{-4}$ , что соответствует  $20-200 \text{ мкВ}/\text{В}$ . Оно определяет требования к стабильности напряжений питания.

## 1.3.3. Динамические свойства ОУ

**Амплитудно-частотная и фазово-частотная характеристики.** Операционные усилители, имеющие трехкаскадную структуру для малого сигнала, обладают амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) с тремя полюсами.

Амплитудно-частотная и фазово-частотная характеристики ОУ, снятые в режиме малого сигнала, имеют вид, изображенный на рис. 1.13.

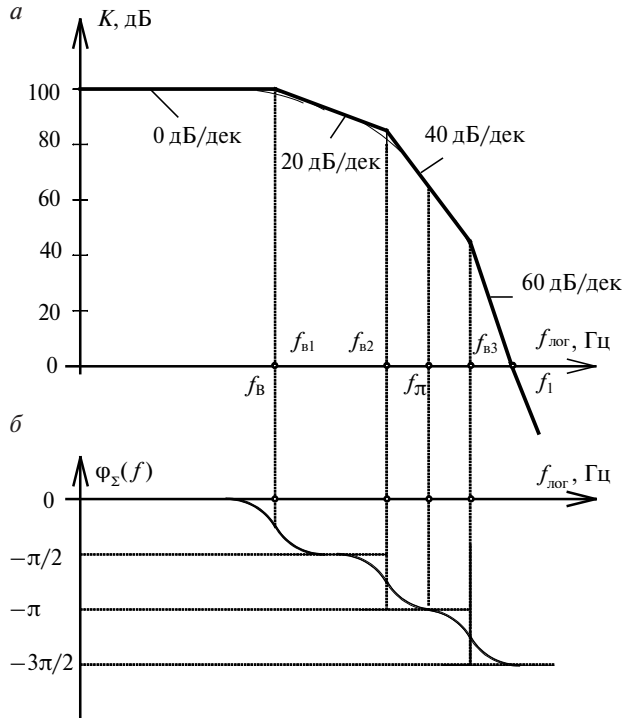


Рис. 1.13. Малосигнальные характеристики трехкаскадного ОУ:

*a* — амплитудно-частотная; *b* — фазово-частотная

Плавные кривые линии — реальные характеристики, ломаные прямые — их аппроксимации. Наиболее распространенной является аппроксимация частотной характеристики отрезками прямых, наклон которых соответствует  $n \cdot 20$  дБ/декада, а фазовой — участками, фазовый сдвиг на которых равен  $n \pi/2$ , где  $n = 0, 1, 2, \dots$  (так называемые диаграммы Боде).

Диаграммы Боде соответствуют внутренней структуре частотной и фазовой характеристик многокаскадного ОУ, которые складываются из характеристик отдельных каскадов —  $K_{i \text{ дБ}}(f)$  и  $\varphi_i(f)$ :

$$K_{\text{дБ}}(f) = \sum_{i=1}^n K_{i \text{ дБ}}(f); \quad \varphi_{\Sigma}(f) = \sum_{i=1}^n \varphi_i(f).$$

Характеристики отдельных каскадов близки к характеристикам эквивалентной  $RC$ -цепи:

$$K_i(f) = \frac{K_{0_i}}{\sqrt{1+(f/f_{B_i})^2}} \approx \begin{cases} K_{0_i} & \text{при } f \ll f_{B_i}, \\ K_{0_i} (f/f_{B_i}) & \text{при } f \gg f_{B_i}; \end{cases}$$

$$\varphi_i(f) = -\arctg(f/f_{B_i}) \approx \begin{cases} 0 & \text{при } f \ll f_{B_i}, \\ -\pi/2 & \text{при } f \gg f_{B_i}, \end{cases}$$

где  $f_{B_i}$  — верхняя граничная частота  $i$ -го каскада;  $f_{B_i} = 1/(2\pi\tau_i)$ ;  $\tau_i$  — постоянная времени эквивалентной  $RC$ -цепи  $i$ -го каскада.

Таким образом, частоты излома характеристик ОУ соответствуют (примерно) граничным частотам отдельных каскадов. Погрешность аппроксимации не превышает обычно 3 дБ для частотной и  $\pi/4$  для фазовой характеристики, что часто достаточно для практических целей пользования ОУ. Следует иметь в виду, что если граничные частоты отдельных каскадов близки друг к другу, то реальные характеристики не показывают в явном виде изломы, соответствующие аппроксимации по Бode.

Параметры амплитудно-частотной и фазово-частотной характеристик:

- $f_v$  — верхняя граничная частота ОУ с разомкнутой обратной связью, измеренная в режиме малого сигнала. Ее величина определяется частотной характеристикой самого инерционного каскада ОУ и, в свою очередь, определяет ход переходной характеристики ОУ;
- $f_1$  — частота единичного усиления — это частота, на которой модуль коэффициента усиления ОУ равен единице;
- $f_\pi$  — частота, на которой внутренний фазовый сдвиг в ОУ достигает величины  $\pi$  радиан ( $180^\circ$ ). При применении ОУ с внешней частотно-независимой отрицательной обратной связью именно на этой частоте возможно самовозбуждение.

Отличительной особенностью двухкаскадного ОУ является то, что АЧХ обладает только двумя полюсами и имеет только две частоты излома  $f_{B1}$  и  $f_{B2}$ .

В целях обеспечения устойчивости ОУ вводится коррекция АЧХ. В трехкаскадном ОУ используются две  $RC$ -цепи, подключаемые к УН и УА, которые создают дополнительную задержку по фазе высокочастотного сигнала до  $\pi$  и тем самым обеспечивают устойчивую работу усилителя. Отличительной особенностью двухкаскадного ОУ является то, что для коррекции его АЧХ в целях обеспечения устойчивости при ООС необходима лишь одна емкость  $C_k$ . На рис. 1.14 приведена упрощенная структурная схема двухкаскадного ОУ с учетом коррекции АЧХ.

Полагая, что АЧХ ОУ будет определять в основном второй каскад, практически выполняющий операцию интегрирования, АЧХ имеет вид

$$K_{\Sigma}(\omega) = K_1 K_2 K_3 = K_1 K_2 / (1 + \omega T_k),$$

где  $K_1$  — коэффициент усиления ДУ;

$K_2$  — коэффициент усиления УА в области средней частоты;

$K_3$  — коэффициент усиления ЭП,  $K_3 = 1$ ;

$T_k$  — постоянная времени;  $T_k = C_k R_{\text{вых}}$ .

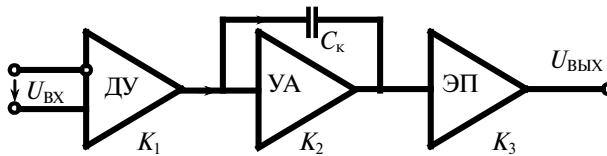


Рис. 1.14. Упрощенная структурная схема двухкаскадного ОУ с коррекцией АЧХ ( $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$  — коэффициенты усиления ДУ, УА, ЭП соответственно)

Таким образом, малосигнальная АЧХ двухкаскадного ОУ принимает вид, изображенный на рис. 1.15, отображает закон уменьшения коэффициента усиления  $K_d$  с изменением частоты  $f$  и имеет две особые точки: граничную частоту  $f_b$  и частоту единичного усиления  $f_1$ .

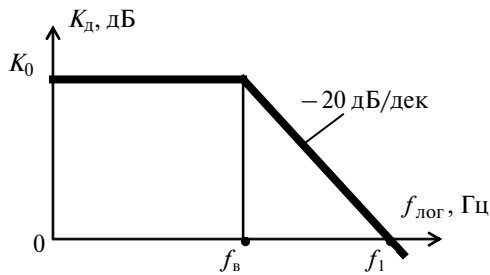


Рис. 1.15. Малосигнальная АЧХ двухкаскадного ОУ

**Полоса пропускания в идеальном ОУ.** Должна быть бесконечной. Однако коэффициент усиления реальных ОУ с ростом частоты снижается. Уменьшение усиления вызвано влиянием емкостей в самом ОУ. При повышении частоты емкостные сопротивления уменьшаются, что приводит к шунтированию цепей прохождения сигнала. Каждый каскад усилителя, работающий при различных токах и нагрузках, может быть представлен в виде эквивалентного  $RC$ -звена с собственной постоянной времени. Наряду с уменьшением коэффициента усиления на верхних частотах увеличивается сдвиг по фазе выходного напряжения относительно входного.

Амплитудно-частотная характеристика многокаскадного усилителя, каким является ОУ, имеет несколько точек излома, как правило, соответствующих числу каскадов. После каждой такой точки наклон спадающей характеристики увеличивается еще на 20 дБ/дек. В то же время общая ФЧХ многокаскадного усилителя образуется суммированием фазовых сдвигов, вносимых отдельными каскадами. Каждой точке излома на АЧХ соответствует первоначальное увеличение фазового сдвига на  $45^\circ$ . Максимальный фазовый сдвиг стремится к  $90^\circ n$ , где  $n$  — число каскадов ОУ.

На рис. 1.16 представлена типичная АЧХ операционного усилителя. С ростом частоты коэффициент усиления падает и график на частоте  $f_1$  пересекает линию 0 дБ, что соответствует  $K_d(f) = 1$ .

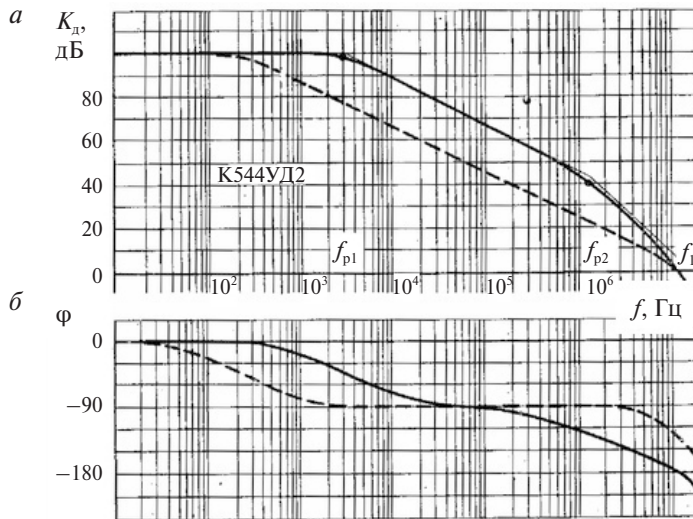


Рис. 1.16. АЧХ (а) и ФЧХ (б) ОУ К544УД2 при отключенных элементах коррекции

**Частота единичного усиления  $f_1$ .** Является важным справочным параметром при определении свойств ОУ на малом сигнале. Эта частота определяет активную полосу пропускания, максимально реализуемую для данного типа ОУ. Характерные значения  $f_1$  для ОУ общего применения 1 МГц, для быстродействующего —  $10 \div 15$  МГц. Построенная на том же рисунке ФЧХ в справочных данных приводится редко. Причина этого заключается в том, что фазометр не входит в обычный набор лабораторных приборов. Кроме того, в подавляющем большинстве практических случаев можно положиться на взаимное соответствие АЧХ и ФЧХ.

Амплитудно-частотная характеристика ОУ К544УД2 (рис. 1.17) в полосе пропускания имеет две точки излома. Это не значит, что ОУ состоит только из двух каскадов. Неотмеченные точки излома находятся за пределами

$f_1$  и 0 дБ и не оказывают существенного влияния на работу ОУ. О наличии других точек излома свидетельствует то обстоятельство, что частотно-зависимый фазовый сдвиг превышает  $180^\circ$ , который, прибавляясь к начальному фазовому сдвигу  $180^\circ$ , создаваемому петлей ОС, может привести к тому, что напряжение входного сигнала окажется в фазе с напряжением, поступающим с выхода через цепь ОС, и в усилителе возникнут автоколебания.

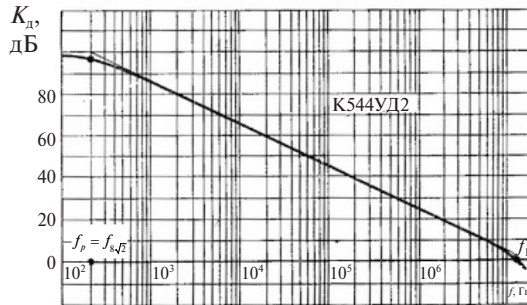


Рис. 1.17. АЧХ ОУ 544УД2  
при включенных элементах коррекции

Для устойчивой работы ОУ необходимо, чтобы его фазовый сдвиг на частотах  $f \leq f_1$  был меньше  $180^\circ$  на определенную величину, называемую запасом по фазе. Обычно достаточно запаса по фазе, равного  $45^\circ$ . Это значит, что на частоте единичного усиления  $f_1$  фазовый сдвиг не должен превышать  $\varphi = 180^\circ - 45^\circ = 135^\circ$ . Устойчивость ОУ обеспечивается цепями частотной коррекции, действие которых сводится к уменьшению фазового сдвига на верхних частотах.

В настоящее время промышленность выпускает ряд ОУ с полной частотной коррекцией. Амплитудно-частотная характеристика таких ОУ имеет постоянную в полосе пропускания крутизну, равную  $-20$  дБ/дек (см. рис. 1.16), что гарантирует устойчивую работу в различных применениях. Действие цепей коррекции приводит, как правило, к ограничению полосы пропускания. На рис. 1.17 штриховая линия позволяет сравнить АЧХ и ФЧХ до и после коррекции.

**Переходная характеристика ОУ.** Переходная характеристика ОУ (рис. 1.18) позволяет в режиме малого сигнала определить линейные искажения импульсного сигнала, в том числе время нарастания выходного сигнала при воздействии единичного напряжения на входе усилителя.

**Скорость нарастания выходного напряжения**  $V_U = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta t$ . При большом уровне сигнала ОУ характеризуется скоростью нарастания выходного напряжения, которая определяется внутренними токами и емкостями схемы. Из-за ограниченной скорости отклика большого сигнала с ростом частоты снижается амплитуда неискаженного выходного сигнала ОУ.

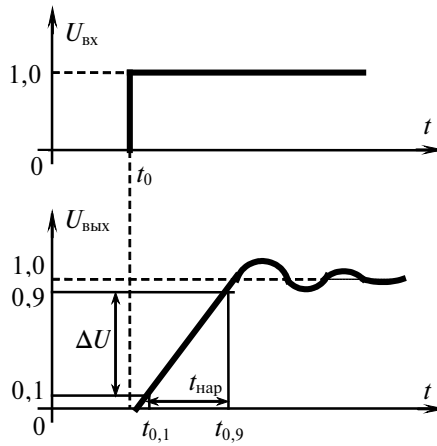


Рис. 1.18. Переходная характеристика ОУ  
( $t_{нар} = t_{0,9} - t_{0,1}$  — время нарастания)

При воздействии синусоидального сигнала на входе ОУ имеем

$$U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вых}} \sin(2\pi f t).$$

Скорость изменения выходного сигнала является функцией времени:

$$V_{U_{\text{вых}}}(t) = \frac{\partial U_{\text{вых}}(t)}{\partial t} = 2\pi f U_{\text{вых}} \cos(2\pi f t).$$

При этом максимальная скорость изменения выходного сигнала наблюдается при  $t = 0$  и не может превышать быстродействие ОУ  $V_{U_{\text{вых}}}$ :

$$V_{U_{\text{вых}} \text{ max}} = 2\pi f U_{\text{вых}}.$$

Условие для максимального неискаженного выходного сигнала имеет вид

$$U_{\text{вых max}} \leq \frac{V_{U_{\text{вых}} \text{ max}}}{2\pi f},$$

а для максимальной частоты входного гармонического сигнала при заданных величинах  $V_{U_{\text{вых}} \text{ max}}$  и  $U_{\text{вых}}$

$$f_{\text{max}} \leq \frac{V_{U_{\text{вых}} \text{ max}}}{2\pi U_{\text{вых}}}.$$



На рис. 1.19 показаны диаграммы, иллюстрирующие изменение неискаженной амплитуды на выходе ОУ при различных частотах входного сигнала.

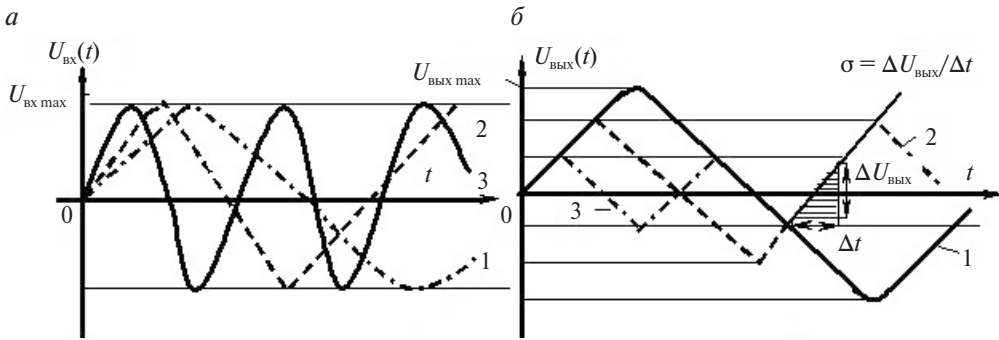


Рис. 1.19. Диаграммы, показывающие образование треугольных, ограниченных по скорости нарастания, выходных сигналов ОУ (б) при одинаковых амплитудах выходных сигналов с разными частотами (а) ( $f_1 < f_2 < f_3$ )

**Шумы ОУ.** Связаны с собственными шумами образующих его компонентов. Наиболее важные типы этих шумов — тепловые, дробовые и контактные.

Тепловые шумы возникают в результате теплового движения электронов в веществе. Действующее значение напряжения шумов, обусловленных наличием сопротивления:

$$U_{шT} = \sqrt{4k \cdot T \cdot \Delta f \cdot R},$$

где  $k$  — постоянная Больцмана ( $1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К);  $T$  — абсолютная температура, К;  $\Delta f$  — полоса пропускания шумов, Гц;  $R$  — сопротивление, Ом. Мощность теплового шума имеет равномерную частотную характеристику. Такой шум называют белым, подразумевая, что он обладает бесконечным множеством частотных составляющих.

*Дробовой шум* связан с прохождением постоянного тока через потенциальный барьер. Он возникает из-за случайных флуктуаций тока относительно его среднего значения. Эффективное значение тока этих шумов:

$$I_{ш.др} = \sqrt{2q \cdot I_{\pm} \cdot \Delta f},$$

где  $q$  — заряд электрона ( $1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл);  $I_{\pm}$  — среднее значение постоянного тока, А. Это также белый шум.

Несовершенство материалов, контактов между ними приводит к возникновению избыточных или *фликер-шумов*. Плотность распределения мощности этих шумов обратна частоте, и их называют низкочастотными  $1/f$ -шумами.

При определении шумовых характеристик ОУ следует помнить, что на его входе используется дифференциальное устройство не менее чем с двумя транзисторами. Наличие двух входных транзисторов увеличивает напряжение шумов по сравнению с однотранзисторным входным каскадом приблизительно в  $\sqrt{2}$  раз.

## 1.4. Внутренние компоненты ОУ

### 1.4.1. Составные транзисторы

Для применения ОУ знание его внутренней структуры требуется не всегда. Однако представление об основных функциональных узлах ОУ, принципах их действия полезно получить для понимания предельных возможностей ОУ, для целенаправленного изменения его характеристик внешними дискретными элементами и т. п.

Практически во всех каскадах ОУ встречаются соединения, которые можно рассматривать как один эквивалентный транзистор с улучшенными характеристиками. На рис. 1.20, а изображена схема составного транзистора, построенного на базе двух *n-p-n* транзисторов, включенных по схеме ОК-ОК. Ориентировочно можно считать, что общий коэффициент усиления тока равен произведению парциальных коэффициентов усиления тока транзисторов *VT1* и *VT2*.

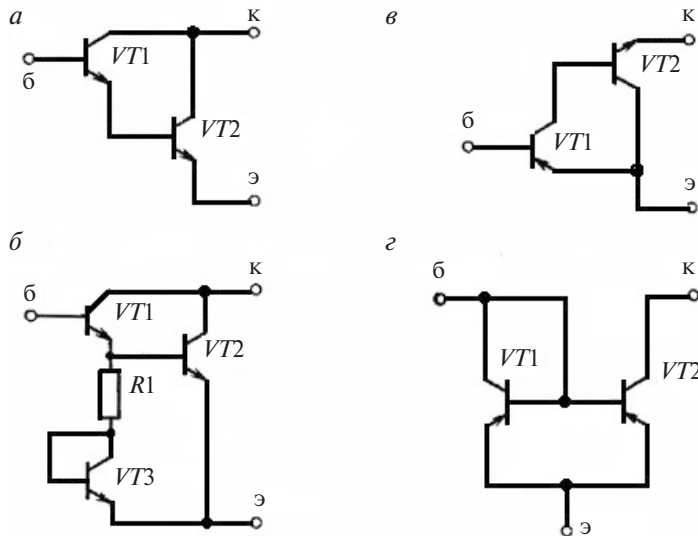


Рис. 1.20. Составные транзисторы

Устройство отличается высоким входным сопротивлением; входная емкость такой пары меньше входной емкости одиночного транзистора, включенного по схеме с ОЭ. Улучшить температурную стабильность и уменьшить уровень шума в таком устройстве можно путем введения транзистора  $VT3$  в диодном включении и резистора  $R_1$  (рис. 1.20, б). Температурная компенсация обеспечивается противоположными по знаку температурными коэффициентами сопротивления  $R_1$  и  $\Delta U_{\text{бэ}}$  транзисторов  $VT2$  и  $VT3$ , так как у них различные эмиттерные токи.

Для устранения недостатков, обусловленных малым значением коэффициента усиления по току интегрального транзистора  $p-n-p$ , транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  включают по схеме ОЭ-ОК (рис. 1.20, в). Общий коэффициент усиления тока двух транзисторов равен произведению их парциальных коэффициентов усиления. Граничная частота невелика и определяется (как и входное сопротивление) только транзистором  $p-n-p$ .

У современных  $p-n-p$  транзисторов параметр  $h_{21э}$  составляет значение 100 и более, однако имеет большой технологический разброс. Для его снижения и повышения граничной частоты применяется местная ОС. Она обеспечивается разбиением области коллектора на два сегмента и соединением меньшего из них с базой. Схемное изображение такого транзистора с улучшенными параметрами приведено на рис. 1.20, г. Соединение коллектора транзистора  $VT1$  с его базой здесь не приводит к потере усилительных свойств.

#### 1.4.2. Источники стабильного тока

Устройства с таким названием выполняют в усилителях роль источников фиксированного тока и высокоомных сопротивлений. На рис. 1.21, а показана простейшая схема источника стабильного тока (ИСТ). Ее конфигурация подобна представленной на рис. 1.20, г. Если выдерживается отношение площадей коллекторных областей транзисторов  $S_2/S_1 = 1$ , то отношение их токов можно также считать равным единице. Источник стабильного тока с единичным отношением известен под названием токового зеркала. В источниках малых токов установка тока осуществляется с помощью резисторов в эмиттерных цепях. Это позволяет достичь больших отношений токов, чем при доступном изменении отношения площадей  $S_2/S_1$ .

Путем введения ОС с помощью третьего транзистора, как показано на рис. 1.21, б, можно увеличить выходное сопротивление ИСТ и получить меньшую зависимость общего коэффициента усиления по току от  $h_{21э}$  каждого транзистора.

Многоэлектродные транзисторы, характерные для микроэлектроники, открывают новые возможности для построения ИСТ. Пример тому — ИСТ

с многоколлекторным транзистором (рис. 1.21, *в*), объединяющим в себе транзистор  $VT1$  (нижний по схеме коллектор) и  $VT2$  схемы рис. 1.20, *з*. Многоколлекторные структуры пригодны для построения таких ИСТ, выходной ток которых не зависит от напряжения питания.

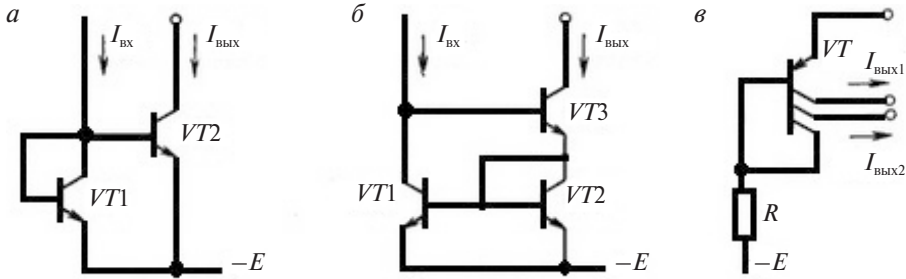


Рис. 1.21. Варианты схем источников стабильного тока

Схемы, показанные на рис. 1.21, широко используются в дифференциальных каскадах для подавления синфазного сигнала, в цепях смещения и задания режима, а также в качестве нагрузки в каскадах с высоким коэффициентом усиления.

#### 1.4.3. Дифференциальный усилительный каскад

Этот каскад — основа всех интегральных ОУ. Схема простейшего дифференциального усилительного каскада (ДК) с общей связью через резистор  $R_3$  приведена на рис. 1.22, *а*. Сигналы подаются на два входа. Выходной сигнал можно снимать с каждого выхода относительно общего провода или между ними. В этой схеме используется принцип баланса моста, образованного резисторами  $R_1$ ,  $R_2$  и транзисторами  $VT1$ ,  $VT2$ . Если схема полностью симметрична, то изменение напряжения питания, синфазного для обоих транзисторов, не нарушит баланса моста и выходное напряжение останется без изменения. Непостоянство температуры воздействует на токи транзисторов также синфазно. Теоретически в полностью симметричной схеме ДК дрейф нуля должен отсутствовать. В реальном ДК дрейф меньше в 10–100 раз по сравнению с обычным каскадом ОЭ.

Напряжение на выходе ДК определяется разностью входных сигналов. Противофазные напряжения на входах ДК вызывают противофазные изменения эмиттерных токов. В симметричной схеме их изменения взаимно компенсируются и через резистор  $R_3$  протекает только постоянный ток. Переменное напряжение на нем отсутствует, и потенциал точки  $A$  равен потенциалу общего провода. Можно считать, что ДК с симметричным выходом эквивалентен каскаду с ОЭ по значению коэффициента усиления.

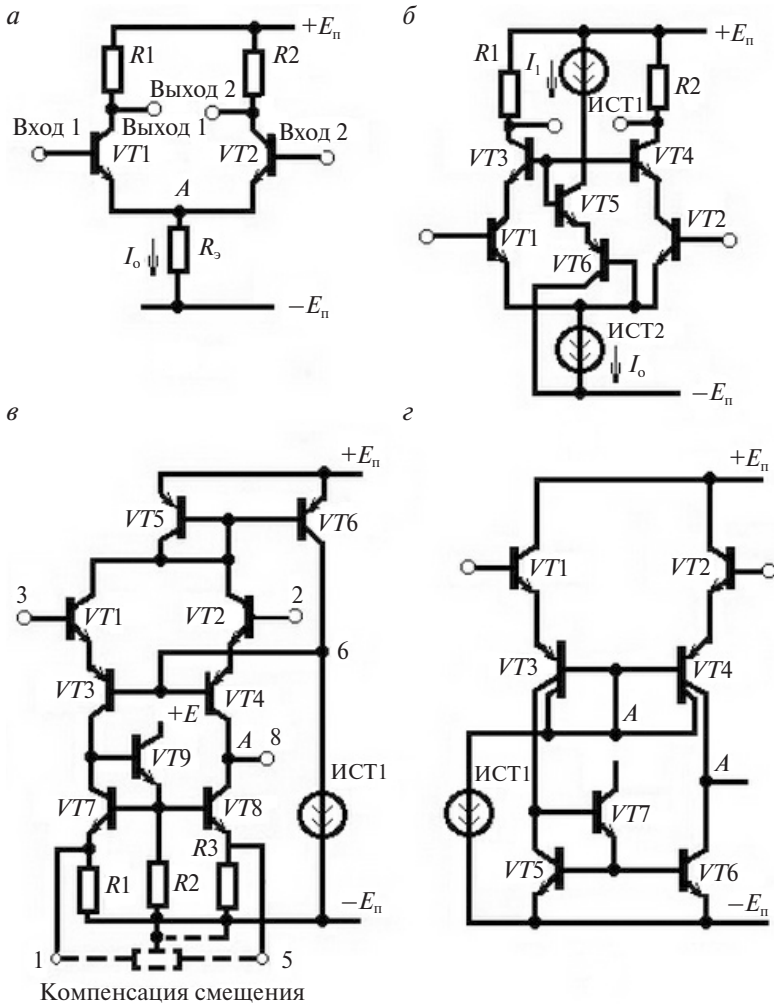


Рис. 1.22. Варианты схем дифференциальных каскадов

Одновременное изменение напряжения на базах транзисторов приводит к удвоенному приращению токов через  $R_3$  и возникновению последовательной ОС по току, которая определяет входное сопротивление и коэффициент усиления.

В ряде случаев увеличения  $K_D$  добиваются применением транзисторов «супер-бета». Это транзисторы, у которых благодаря чрезвычайно тонкой базе значение параметра  $h_{21э}$  может достигать до 2000 и более практически независимо от тока покоя. Однако напряжение пробоя коллекторного перехода снижается до 4 В, а  $h_{21э}$  сильно зависит от  $U_k$ .

На рис. 1.22, б представлена схема ДК, в котором применены такого рода транзисторы, позволяющие значительно уменьшить входные токи и увели-

чить входное сопротивление до 20–50 МОм. Последовательное соединение транзисторов позволяет увеличить пробивное напряжение каждой пары до 40–60 В. Образующееся при этом каскадное соединение ОЭ-ОБ в каждом плече ДК существенно снижает входную емкость, сохраняя коэффициент усиления соответствующим схеме с ОЭ. Транзисторы  $VT5$  и  $VT6$ , включенные по схеме с плавающим потенциалом, защищают входные транзисторы от опасного воздействия большого синфазного напряжения.

Принципиальная схема ДК с каскадным включением транзисторов вида ОК-ОБ приведена на рис. 1.22, *в*. Здесь входные транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  включены по схеме с ОК, а  $VT3$  и  $VT4$  — с ОБ. Такая структура наиболее высокочастотна, обладает по сравнению со схемой ОЭ-ОБ большим входным сопротивлением. Нагрузкой усилительных транзисторов  $VT3$  и  $VT4$  служат коллекторные цепи транзисторов  $VT7$  и  $VT8$ . Транзистор  $VT9$  задает уровень смещения на транзисторы  $VT7$  и  $VT8$ , а также служит повторителем коллекторного напряжения транзистора  $VT7$  на базе транзистора  $VT8$ . Транзистор  $VT8$  инвертирует этот сигнал, и на его коллекторе получается сумма сигналов, существующих между коллекторами транзистора  $VT3$  и  $VT4$ . Таким образом, дифференциальный выход преобразуется в несимметричный. Источник стабильного тока на транзисторах  $VT7$ ,  $VT8$  с повторителем  $VT9$  называют токовым инвертором. Для стабилизации токов входных транзисторов используется ОС, цепь которой образована транзисторами  $VT5$  и  $VT6$ . Транзистор  $VT5$  в диодном включении определяет величину тока транзистора  $VT1$  и  $VT2$ , а также  $VT6$ , который, в свою очередь, регулирует базовые токи транзисторов  $VT3$  и  $VT4$  путем сложения или вычитания тока коллектора и тока ИСТ1. Такая ОС улучшает также подавление синфазных сигналов.

На рис. 1.22, *г* показан еще один вариант ДК. Здесь тоже используется каскадный усилитель ОК-ОБ и токовый инвертор. Как и в схеме на рис. 1.22, *в*, баланс моста основывается на принципе токового зеркала, но для стабилизации токов используется второй коллектор транзисторов с дополняющей *p-n-p* структурой (точка *A*).

Недостаток ДК на БТ — относительно большой входной ток и вследствие этого дрейф по току в пределах 0,1–1 мкА/°С, а также дрейф по напряжению до 100 мкВ/°С. Для уменьшения входных токов и повышения входного сопротивления в ряде случаев во входных каскадах используют составные транзисторы вида ОК-ОК (см. рис. 1.20, *а*). Однако базовые токи и падения напряжения база–эмиттер оказываются хуже согласованными, чем у ДК на одиночных транзисторах, что приводит к увеличению дрейфа и уровня шума. Это наблюдается в любой сложной схеме ДК.

Усилители с ПТ на входе обладают высокими входными сопротивлениями, дрейфом по току в них практически можно пренебречь, однако дрейф по напряжению сравнительно большой. Схемотехнические решения ДК с ПТ в значительной степени повторяют известные структуры на БТ.

#### 1.4.4. Защита входа от перегрузки

Операционный усилитель может быть выведен из строя большим входным напряжением. Хороший ОУ выдерживает одновременное подключение обоих входов к одной из шин питания. Следовательно, пока синфазное напряжение не превышает напряжения питания, оно не опасно. Допустимое входное напряжение биполярного ОУ ограничено напряжением эмиттерного перехода. Пробой может и не разрушить транзисторы, а выразиться только в необратимом уменьшении коэффициента усиления и увеличения входных токов. Однако обнаружить неисправность очень трудно, а такого рода пробой мог возникнуть в процессе эксплуатации при импульсном сигнале. Самый простой способ параллельной защиты входа — использование двух транзисторов в диодном включении, соединенных встречно-параллельно между входами. При последовательной защите транзисторы в диодном включении располагаются последовательно с эмиттерами входных транзисторов. В первом варианте увеличивается входная емкость, а во втором — дрейф. Входные каскады на ПТ не нуждаются в специальной защите, поскольку напряжение пробоя таких транзисторов превышает 50 В.

#### 1.4.5. Источники стабильного напряжения

Для создания независимого опорного уровня смещения в ОУ используются источники стабильного напряжения (ИСТ). Их весьма малое выходное сопротивление переменному току нередко служит также для развязки отдельных узлов усилителя. В простейшем случае — это диоды, эмиттерные повторители с диодами в цепи базы. Источник стабильного напряжения с управляемым уровнем постоянного опорного напряжения выполняют на базе транзистора параллельной ОС по напряжению (рис. 1.23, а). Цепь ОС образована обычным базовым делителем, элементом связи является ИСТ. Выбирая сопротивление резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , устанавливают требуемое напряжение на коллекторе. Чрезвычайно малое выходное сопротивление и стабильное опорное напряжение возможны при глубокой ОС, которую удастся реализовать с помощью ИСТ. В схеме рис. 1.23, б для увеличения глубины ОС включен транзистор  $VT_2$ .

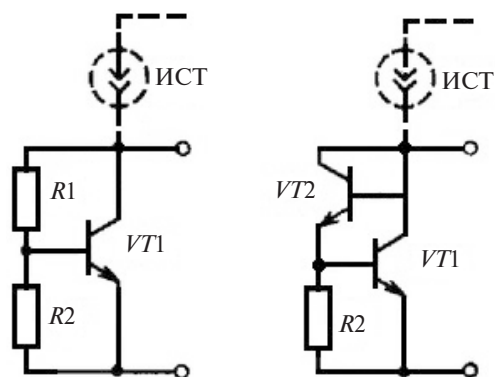


Рис. 1.23. Схемы источников стабильного напряжения

### 1.4.6. Промежуточные и выходные каскады

У современных ОУ эти каскады заметно отличаются от разработок 1960-х годов. Тогда они выполнялись однотактными в виде эмиттерных повторителей. Для согласования с промежуточными каскадами требовались специаль-

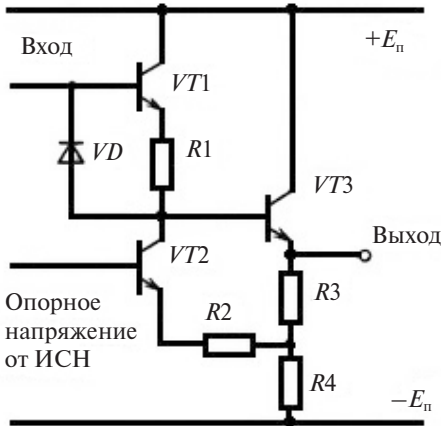


Рис. 1.24. Выходной каскад ОУ К140УД1

ные схемы сдвига уровня, чтобы получить на выходе нулевой потенциал. В качестве примера на рис. 1.24 приведена часть схемы ОУ К140УД1. Транзистор  $VT1$  включен по схеме с ОК; его высокое входное сопротивление позволяет сохранить большим коэффициент усиления промежуточного каскада (второй дифференциальный каскад), к выходу которого он подключается. Нагрузка транзистора  $VT1$  — ИСТ на транзисторе  $VT2$ . Сдвиг уровня постоянного напряжения достигается благодаря падению напряжения на резисторе  $R_1$ . Потерь практически нет, так как на переменном токе сопротивление ИСТ значительно больше  $R_1$ . Диод  $VD$  включен в обратном направлении, и его емкость используется для частотной коррекции. Выходной эмиттерный повторитель ( $VT3$ ) требуется для связи с внешней нагрузкой; его высокое входное сопротивление не шунтирует ИСТ на транзисторе  $VT2$ . Повторитель также обеспечивает низкоомное выходное сопротивление ОУ. Для увеличения коэффициента усиления он охвачен неглубокой положительной ОС, напряжение которой снимается с резистора  $R_4$  и подается в цепь эмиттера транзистора  $VT2$ .

## 1.5. Специализированные ОУ

### 1.5.1. Классификация ОУ

В настоящее время в мире изготавливаются сотни наименований интегральных операционных усилителей (ОУ). Все это многообразие можно разделить на группы, объединенные общей технологией и схемотехникой, точностными, динамическими или эксплуатационными характеристиками, причем эти группы могут пересекаться, то есть включать общие элементы.

С точки зрения внутренней схемотехники операционные усилители можно разделить:



- на биполярные;
- биполярно-полевые;
- КМОП (на комплементарных полевых транзисторах с изолированным затвором).

В биполярно-полевых ОУ полевые транзисторы с управляющим  $p-n$  переходом или МОП-транзисторы обычно используются в качестве входных в дифференциальном входном каскаде. За счет этого достигается высокое входное сопротивление и малые входные токи.

Другая классификация отталкивается от параметров идеального ОУ. Идеальный ОУ является устройством, характеризуемый бесконечным коэффициентом усиления при разомкнутой цепи обратной связи, нулевыми входными токами (бесконечно большим входным импедансом), нулевым входным напряжением смещения, бесконечной полосой пропускания частот при единичном усилении и бесконечной скоростью нарастания выходного сигнала. Невозможность создания идеального ОУ привела к появлению различных типов (семейств) подобных устройств. В пределах физической реализации каждый тип ОУ стремится приблизить определенный комплекс своих параметров к идеальному. В зависимости от комплекса параметров, которые стремятся к идеальной величине, операционные усилители подразделяют:

- на универсальные или средней точности (общего назначения);
- прецизионные (высокоточные);
- быстродействующие;
- микромощные и программируемые;
- с высоким входным сопротивлением (с малым входным током);
- малошумящие;
- многоканальные (сдвоенные, строенные, счетверенные);
- мощные и высоковольтные;
- с управляемой проводимостью.

### 1.5.2. Операционные усилители общего назначения

К *усилителям общего назначения* относится большая часть номенклатуры ОУ. Они оптимизированы по статическим и динамическим параметрам. Обычно это дешевые усилители среднего быстродействия, невысокой точности и малой выходной мощности. Типичные примеры: 140УД6, 140УД8, 153УД6, LF411.

Приведем параметры, типичные для усилителей общего назначения, на примере ОУ 140УД8 А:

- коэффициент усиления по напряжению  $K_0 = 50$  В/мВ;
- граничная частота единичного усиления  $f_1 = 1$  МГц;
- скорость нарастания выходного напряжения  $V_{U_{\text{вых max}}} = 2$  В/мкс;

- максимальное выходное напряжение  $U_{\text{вых max}} = 10 \text{ В}$ ;
- напряжение смещения  $U_{\text{см}} = 50 \text{ мВ}$ ;
- напряжение питания  $E_{\text{пит}} = \pm 15 \text{ В}$ ;
- температурный дрейф  $\Delta U_{\text{см}}/\Delta T = 50 \text{ мкВ}/^\circ\text{С}$ .

### 1.5.3. Прецизионные (высокоточные) ОУ

Оптимизированы по статическим параметрам, что позволяет во многих случаях отказаться от применения внешней подстройки. Предназначены для использования в контрольно-измерительной аппаратуре. Используются для усиления малых электрических сигналов, сопровождаемых высоким уровнем помех. Характеризуются малым значением напряжения смещения и его температурным дрейфом, большими коэффициентами усиления и подавления синфазного сигнала, большим входным сопротивлением и низким уровнем шумов. Как правило, имеют невысокое быстродействие. Увеличение  $K_U$  возможно путем усовершенствования каскадов усиления по напряжению или в результате применения трехкаскадной схемы (например, в 551УД1), что усложняет частотную коррекцию. Радикально уменьшить смещение нуля позволяет применение модуляции-демодуляции (МДМ) либо периодическая компенсация дрейфа (прерывание). Типичные примеры: 140УД26, МАХ400 М, ОРА227 (без прерывания), ICL7652, 140УД24, МАХ430 (с прерыванием).

Общие параметры прецизионных ОУ:

- напряжение смещения  $U_{\text{см}} \leq 250 \text{ мкВ}$ ;
- температурный дрейф  $\Delta U_{\text{см}}/\Delta T \leq 5 \text{ мкВ}/^\circ\text{С}$ ;
- коэффициент усиления  $K_U \geq 150\,000$ .

Таблица 1.1

Параметры прецизионных ОУ

Тип ОУ	$U_{\text{см}}$ , мкВ	$\Delta U_{\text{см}}/\Delta T$ , мкВ/ $^\circ\text{С}$	$K_0$ , тыс.	$I_{\text{вх}}$ , нА	$R_{\text{вх}}$ , МОм	$R_{\text{вых}}$ , Ом	$f_1 (f_{\text{срз}})$ , МГц	$V_{U_{\text{вых max}}}$ , В/мкс
140УД13	50	0,5	0,01	0,5	50	10000	(0,006)	—
140УД17	25	0,6	300	2	25000	70000	(0,25)	0,1
140УД21	60	0,6	1000	1	—	—	1	1,5
140УД24	5	0,05	1000	0,01	—	—	1	2,5
140УД25	30	0,6	1000	40	—	—	3	1,7
140УД26	30	0,6	1000	40	—	—	20	11,0

#### 1.5.4. Быстродействующие ОУ

Оптимизированы по динамическим параметрам и имеют высокие характеристики по быстродействию при средних точностных параметрах (табл. 1.2). Используются для преобразования быстросменяющихся сигналов. Характеризуются высокой скоростью нарастания выходного сигнала, малым временем установления, высокой частотой единичного усиления. По остальным параметрам уступают, как правило, операционным усилителям общего применения. Время восстановления после перегрузки, к сожалению, не нормируется.

Таблица 1.2

#### Параметры быстродействующих ОУ

Тип ОУ	$f_1$ ( $f_{срз}$ ), МГц	$V_{U_{вых\ max}}$ , В/мкс	$t_{уст}$ , мкс	$I_{вых\ max}$ , мА	$R_{н\ min}$ , кОм	$I_{пот}$ , мА	$U_{см}$ , мВ
140УД10	15	30	1	—	2	10	4
140УД11	15	30	—	8	2	8	5
140УД23	10	30	0,5	—	2	7,5	5
154УД2	15	+150/–75	5	—	2	6	2
154УД3	15	80	0,5	10	2	7	9
154УД4	30	500	0,6	10	2	6	5
574УД1	15	100	—	5	2	8	50
1419УД1	10	30	—	—	5	12	7,5
1420УД1	(110)	280	0,065	5	10	25	5
1433УД1	(120)	200	0,07	—	—	20	2

Быстродействие ОУ ограничивает два обстоятельства. Во-первых, в состав дифференциального усилителя входят  $p-n-p$  транзисторы, относительно низкочастотные из-за меньшей подвижности дырок по сравнению со свободными электронами. Во-вторых, скорость нарастания ограничена скоростью заряда корректирующего конденсатора  $C_k$ . Влияние первого фактора устраняют, используя во входном каскаде более быстродействующие  $p$ -канальные полевые транзисторы. Увеличить скорость заряда  $C_k$  можно либо увеличив ток дифференциального каскада, либо уменьшив емкость  $C_k$ . В первом случае увеличивается ток потребления ОУ, а во втором ухудшается устойчивость. Повысить устойчивость можно, вводя дополнительные фазоопережающие звенья в схему усилителя или вне его. Как следствие, быстродействующие ОУ склонны к неустойчивости. Типичные примеры: 140УД10, 154УД4, ОРА634. Общие параметры быстродействующих ОУ:

- скорость нарастания  $V_{U_{вых\ max}} \geq 30$  В/мкс;
- время установления  $t_{уст} \leq 1$  мкс;
- частота единичного усиления  $f_1 \geq 10$  МГц.

### 1.5.5. Микромощные и программируемые ОУ

Микромощные и программируемые ОУ — это низковольтные, с малым потреблением мощности или тока (табл. 1.3). Используются в приборах, получающих питание от гальванических или аккумуляторных батарей.

Таблица 1.3

**Параметры микромощных и программируемых ОУ**  
(ток потребления  $I_{\text{пот max}} \leq 1 \text{ мА}$ )

Тип ОУ	$I_{\text{пот}},$ мА	$\pm E_{\text{п. ном}},$ В	$\pm U_{\text{вых}},$ В	$U_{\text{см}},$ В	$K_0,$ тыс.	$V_{U_{\text{вых max}}},$ В/мкс
140УД12	0,02	3/15	2/10	5	50	0,01
140УД66	0,5	+12	+ ( $U_{\text{п}} - 0,3 \text{ В}$ )	—	50	—
140УД281	0,2	15	12,5	5	25	0,6
140УД282	0,4	15	12,5	5	2	—
140УД284	0,8	15	12,5	10	25	—
153УД4	0,7	6	4	5	5	0,12
154УД1	0,12	15	11	3	150	10
1053УД2	2	+5	+3	7	25	—
1053УД3	3	+5	+3	7	2,5	—
1407УД2	0,1	12	10	5	50	0,5
1407УД3	0,8	6	3	5	10	5

В микромощных ОУ мощность или ток потребления можно регулировать с помощью внешнего смещения, задающего ток покоя с помощью внешних резисторов. При этом могут изменяться в определенном диапазоне выходное напряжение, входные токи, шумы и частотные свойства ОУ. Такие усилители потребляют очень малый ток от источников питания (например, ОУ МАХ406 потребляет ток не более 1,2 мкА). Все другие параметры (особенно быстродействие) у них обычно невысокие. Для того чтобы дать возможность проектировщику найти компромисс между малым потреблением и низким быстродействием, некоторые модели микромощных ОУ выполняются программируемыми. Программируемый ОУ имеет специальный вывод, который через внешний резистор соединяется с общей точкой или источником питания определенной полярности. Сопротивление резистора задает ток системы токовых зеркал усилителя, которые выполняют функции генераторов стабильного тока и динамической нагрузки каскадов усилителя. Уменьшение этого резистора приводит к увеличению быстродействия ОУ и увеличению потребляемого тока, а увеличение — к обратному результату. Типичные примеры: 140УД12, 1407УД2, ОР22. Обычная величина тока потребления для микромощных и программируемых ОУ — десятки микроам-

пер. Микромощные ОУ, как правило, допускают питание от весьма низких напряжений. Например, ОУ типа *MAX480* допускает работу от источников с напряжением от  $\pm 0,8$  до  $\pm 18$  В при токе потребления 15 мкА.

### 1.5.6. Операционные усилители с высоким входным сопротивлением (с малым входным током)

Типы усилителей с входным каскадом, построенным на полевых или МОП транзисторах, приведены в табл. 1.4.

Таблица 1.4

**Параметры ОУ с малым входным током  
(входной ток  $I_{вх} \leq 100$  нА)**

Тип ОУ	$I_{вх}$ , нА	$U_{см}$ , мВ	$\Delta U_{см}/\Delta T$ , мкВ/°С	$K_0$ , тыс.	$f_1$ ( $f_{срз}$ ), МГц	$V_{U_{вых\ max}}$ , В/мкс
140УД24	10	0,005	0,05	1000	1	2,5
140УД281	100	5	—	25	0,6	0,6
140УД282	100	5	—	25	—	—
544УД1	50	5	20	200	(1)	5
544УД2	100	10	30	20	15	20
544УД3	50	2	15	200	(1)	5
1409УД1	10	15	100	8	(4,5)	1
1423УД1	50	15	—	10	(0,48)	0,16
1423УД2	40	2	25	20	(0,48)	—

### 1.5.7. Многоканальные ОУ

Это микросхемы, имеющие на одном кристалле два, три или четыре однотипных ОУ (табл. 1.5). Например, ИМС типа 140УД20 имеет в своем составе два ОУ 140УД7. Микросхемы *MAX406/407/409* и *OPA227/2227/4227* включают в себя соответственно один, два и четыре однотипных усилителя. Многоканальные ОУ имеют параметры, аналогичные параметрам усилителей общего применения или микромощных усилителей с добавлением такого параметра, как коэффициент разделения каналов. Также ОУ служат для улучшения массогабаритных показателей и снижения энергопотребления аппаратуры.

Таблица 1.5

**Параметры многоканальных ОУ**

Тип ОУ	$U_{см},$ мВ	$\Delta U_{см}/\Delta T,$ мкВ/°С	$K_0,$ тыс.	$I_{вх},$ нА	$f_1 (f_{срз}),$ МГц	$V_{U_{вых макс}},$ В/мкс
140УД20	3	20	50	80	(0,5)	0,3
140УД282	5	—	25	0,1	—	—
157УД3	5	50	50	500	(1)	0,5
157УД7	3	50	50	500	(1)	0,5
544УД4	30	50	50	0,1	(1)	3
544УД6	3	15	100	0,15	(1)	3
551УД2	5	20	5	2000	1	0,25
574УД2	15	75	25	0,3	3	25
1005УД1	6	30000	30	300	(0,5)	0,3
1032УД1	5	—	25	50	1	—
1040УД1	7	30000	25	250	(1 т)	—
1401УД2	5	30	50	150	(1)	0,5
1435УД2	5	—	50	100	0,8	0,7
1435УД3	5	—	100	50	—	—

*Примечания:* 1. У операционного усилителя 1040УД1 буква Т означает типовое значение частоты  $f_1 (f_{срз})$ .

2. Все типы ОУ имеют по 2 усилителя, кроме 1401УД2, 1435УД2, 1435УД3, которые имеют по 4 усилителя. Усилитель 1032УД1 имеет еще и 2 компаратора.

### 1.5.8. Мощные и высоковольтные ОУ

Большинство типов ОУ рассчитаны на напряжение питания  $\pm 15$  В. Некоторые допускают питание от источников вплоть до  $\pm 28$  В. Этого недостаточно для управления, например, пьезоэлектрическими преобразователями, для некоторых физических и биологических исследований. Поэтому промышленность производит высоковольтные ОУ, допускающие более высокие питающее и выходное напряжения (табл. 1.6). К высоковольтным относят операционные усилители, имеющие разность положительного и отрицательного питающих напряжений свыше 50 В.

Таблица 1.6

**Параметры мощных и высоковольтных ОУ**

Тип ОУ	$I_{вых},$ А	$\pm U_{ввых},$ В	$\pm E_{п},$ В	$K_0,$ тыс.	$f_1 (f_{срз}),$ МГц	$U_{см},$ мВ
157УД1	0,4 кз	12	15	50	(0,5)	5
1040УД1	0,015	+27	+30	25	(1 т)	7
1040УД2	0,5	+ (1–22,5)	+24	1	(0,25 т)	50

Окончание табл. 1.6

Тип ОУ	$I_{\text{вых}}, \text{А}$	$\pm U_{\text{вых}}, \text{В}$	$\pm E_{\text{п}}, \text{В}$	$K_0, \text{тыс.}$	$f_1 (f_{\text{срз}}), \text{МГц}$	$U_{\text{см}}, \text{мВ}$
1408УД1	—	21	27	100	0,8	5,5
1422УД1	1	10	15	50	1	5

Примечания: 1. т — типовое значение, кз — короткое замыкание на землю.

2.  $\pm E_{\text{п}} = +30 \text{ В}$  — диапазон напряжения питания от +5 до +33 В.

Проблема повышения напряжений в интегральных полупроводниковых (монокристаллических) ОУ связана с трудностью создания интегральных высоковольтных транзисторов и прочной изоляции между элементами в кристалле. Поэтому большинство ОУ с напряжением питания свыше 100 В изготавливаются в виде гибридных ИМС. В то же время фирма *Apex Microtechnology* (США) производит полупроводниковые интегральные ОУ PA90, PA92 и PA94 с номинальным напряжением питания  $\pm 200 \text{ В}$ , выходным напряжением  $\pm 170 \text{ В}$  и выходным током до 14 А.

Операционные усилители общего применения обычно допускают выходной ток до 5 мА. Для управления мощной нагрузкой применяются мощные ОУ. К мощным обычно относят усилители, допускающие выходной ток свыше 500 мА. Примером полупроводникового интегрального мощного ОУ может служить LM12 с выходным током до 10 А и рассеиваемой мощностью до 90 Вт. Фирма *Apex Microtechnology* выпускает сверхмощный гибридный ОУ RA30, допускающий выходной ток до 100 А и способный отдать в нагрузку мощность до 2000 Вт при жидкостном охлаждении. Дальнейшее увеличение выходной мощности усилителей возможно путем использования режима класса D (ключевой режим). Рекордным являются характеристики гибридного усилителя фирмы APEX SA80 с широтно-импульсной модуляцией на частоте 22 кГц: 10 кВт при напряжении до 500 В и токе до 20 А. При этом КПД усилителя достигает 98 %.

Общие параметры мощных и высоковольтных ОУ:

- выходной ток  $I_{\text{вых}} \geq 100 \text{ мА}$ ;
- выходное напряжение  $U_{\text{вых}} \geq 15 \text{ В}$ .

### 1.5.9. ОУ с управляемой проводимостью

Имеют выходное сопротивление не менее сотен килоом. Достигается это благодаря построению выходного каскада в виде генератора тока, управляемого напряжением. Такой параметр, как коэффициент усиления с разомкнутой обратной связью, заменяется на проводимость с разомкнутой обратной связью.

### 1.5.10. Операционные усилители с однополярным питанием

Иногда в эту классификацию добавляют операционные усилители с однополярным питанием. Его целесообразно использовать, если источник сигнала однополярный (например, фотодиод). Это позволит питать усилитель от одной батареи или даже элемента, например от литиевого элемента напряжением 3 В. Основное требование, предъявляемое к ОУ с однополярным питанием, — диапазон входного синфазного сигнала должен простирается ниже отрицательного напряжения питания (обычно привязанного к потенциалу земли), а размах выходного напряжения должен быть ограничен снизу практически напряжением питания (потенциалом земли). Существуют усилители, диапазоны входных и выходных напряжений которых почти достигают и верхней и нижней границы питания (так называемые *rail-to-rail* вход и выход), причем входные напряжения могут даже заходить за эти границы. Типичные примеры: *MAX495*, потребляющий от однополярного источника ток 150 мкА, *LMV321*, потребляющий ток 145 мкА от источника 1,8 В.

## 1.6. Основные схемы включения ОУ с обратной связью

Устройства с ОУ подразделяются на две группы по способу подачи входного сигнала: на прямой или на инверсный вход.

### 1.6.1. Неинвертирующее включение ОУ

*Неинвертирующая схема* включения ОУ изображена на рис. 1.25, а. Она характеризуется подачей сигнала на прямой вход ОУ и последовательной ОС по напряжению аналогично рис. 1.21, а. Цепь ОС представляет собой простейший резистивный делитель напряжения.

При характеристиках ОУ, близких к идеальным,  $K_{\text{д}} = R_{\text{вх.д}} = \infty$  и  $R_{\text{вых.д}} = 0$  коэффициенты усиления

$$K_u = U_2/U_1 = 1 + R_2/R_1.$$

Коэффициент усиления определяется только элементами цепи ОС, кроме того, он не зависит от  $R_{2\text{н}}$ , пока  $R_{2\text{н}} \gg R_{\text{вых.д}}$ . Последовательная ОС по входу обеспечивает большое входное сопротивление устройства, параллельная ОС на выходе — малое выходное сопротивление.

Операционный повторитель — важный частный случай неинвертирующего усилителя. Он образуется при условии  $R_1 = \infty$ ,  $R_2 = 0$  (рис. 1.25, б). При большом  $R_{\text{вх.д}}$  ОУ условие  $R_2 = 0$  не обязательно, но на практике оно



обычно выполняется. Для ОУ с  $K_d = 35 \cdot 10^3$ ,  $R_{вх.д} = 300 \text{ кОм}$ ,  $R_{вых.д} = 150 \text{ Ом}$  (К140УД9) получаем  $K_u = 0,99997$  или 1 с погрешностью  $1/(1 + 1/35 \cdot 10^3)$ , т. е. 0,0028%. Входное сопротивление без внешних элементов на прямом входе  $R_{вх.д} = 300 \cdot 10^3 \cdot 35 \cdot 10^3 = 10,5 \text{ ГОм}$ , однако оно шунтируется входным сопротивлением для синфазного сигнала  $R_{свх}$  и входной емкостью. Операционный повторитель передает входной сигнал на выход без изменения фазы и амплитуды. Чрезвычайно большое входное и очень малое выходное сопротивления обеспечивают эффективную развязку входа и выхода.

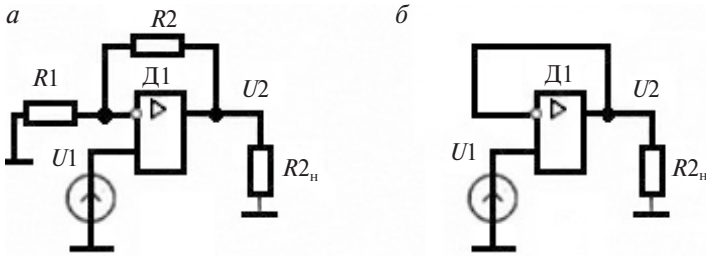


Рис. 1.25. Неинвертирующая схема включения ОУ:

*a* — неинвертирующий усилитель; *б* — повторитель

### 1.6.2. Инвертирующее включение ОУ

Инвертирующая схема включения ОУ изображена на рис. 1.26, *a*. Как следует из самого названия, входной и выходной сигналы усилителя сдвинуты по фазе на  $180^\circ$ . В этой схеме напряжение сигнала и напряжение ОС подается на один вход — инверсный. Прямой вход соединяется с общим проводом.

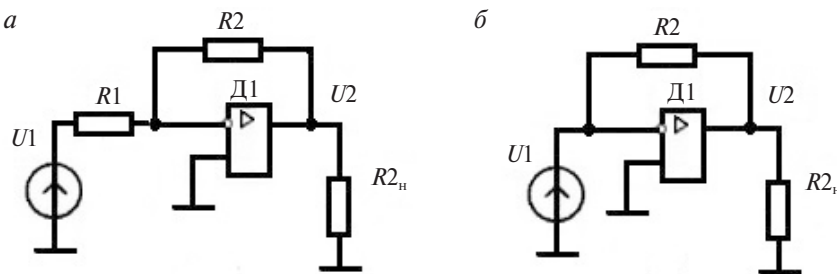


Рис. 1.26. Схема инвертирующего включения ОУ (*a*) и преобразователя ток-напряжение (*б*)

Схема характеризуется параллельной по входу и выходу ОС. Этой схеме свойственно относительно малое входное сопротивление.

*Преобразователь ток — напряжение* (рис. 1.26, б) построен на базе инвертирующей схемы. Входным сигналом является ток. В связи с этим  $k_{1F} = U_3/I_1 = R_2$ . Идеализируя ОУ, получаем коэффициент передачи  $K_Z = -U_2/I_1 = -R_2 K_d / (1 + K_d) \approx -R_2$ .

*Усилитель тока* (рис. 1.27) — пример схемы с параллельной ОС по току. Входной величиной является ток сигнала  $I_1$ , выходной — ток  $I_2$ , протекающий по сопротивлению нагрузки  $R_{2н}$ . По отношению к нагрузке схема работает как источник тока с большим внутренним сопротивлением.

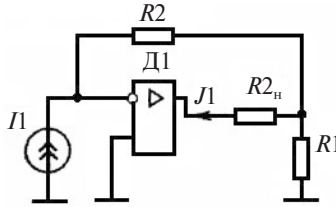


Рис. 1.27. Схема усилителя тока

Все изложенное выше справедливо на достаточно низких частотах, где велико значение  $K_d$ . С ростом частоты глубина ОС значительно снижается, становится заметным влияние реактивных и паразитных элементов схемы. В этом случае требуется проведение более точного анализа.

---

## 2. Операционные усилители с резистивной обратной связью

---

### 2.1. Общие вопросы

---

Операционные усилители имеют высокий коэффициент усиления и малую верхнюю граничную частоту и поэтому без обратной связи, приводящей эти параметры к величинам, пригодным для использования, как правило, не применяются. Внешняя частотно-независимая резистивная обратная связь, охватывающая ОУ, изменяет его коэффициент усиления и полосу частот, не изменяя формы частотной характеристики. Поскольку характеристики такого усилителя (например, коэффициент усиления) зависят только от внешних элементов и могут легко масштабироваться их заменой, то их часто называют масштабными. В зависимости от того, на какой вход ОУ подается полезный сигнал, различают инвертирующее, неинвертирующее и дифференциальное включения ОУ.

### 2.2. Инвертирующее включение ОУ

---

Инвертирующее включение является одной из основных схем включения ОУ. В этом случае сигнал подается на инвертирующий вход ОУ, а неинвертирующий вход заземляется через резистор  $R_3$  или непосредственно (рис. 2.1).

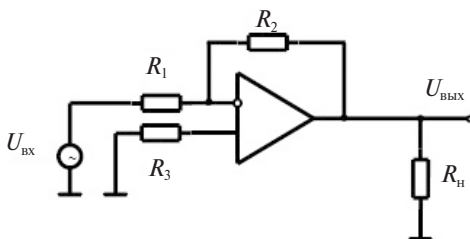


Рис. 2.1. Инвертирующая схема включения ОУ:  
 $R_1$  — резистор в цепи управления;  $R_2$  — резистор обратной связи;  
 $R_3$  — резистор балансировки

В настоящее время напряжение смещения  $U_{см0}$  реально выпускаемых ОУ достаточно мало, и в использовании резистора  $R_3$  нет необходимости. Однако при использовании специальных ОУ резистор в этой цепи способен уменьшить паразитное постоянное напряжение на выходе каскада.

Резисторы  $R_1$  и  $R_2$  создают параллельную отрицательную обратную связь (ООС) по напряжению. При идеальном ОУ потенциалы его входов будут равны нулю ( $\varphi_- = \varphi_+ = 0$ ), так как неинвертирующий вход заземлен. Соответственно входной ток схемы  $I_{вх} = U_{вх}/R_1$  и весь течет через резистор  $R_1$ , так как входной ток ОУ равен нулю.

Введение обратной связи (ОС) в схему с ОУ приводит к изменению его параметров. Параметры каскада на ОУ с обратной связью будут обозначаться значком \*.

Определим коэффициент усиления каскада. Поскольку сигнал поступает на вход ОУ через резистор, необходимо учитывать также и коэффициент передачи входной цепи каскада:

$$K_u^* = K_e^* K_{вх},$$

где  $K_e^*$  — коэффициент передачи ОУ с обратной связью;  $K_{вх}$  — коэффициент передачи входной цепи усилителя.

Из общей теории ОС известно, что коэффициент усиления усилителя с обратной связью

$$K_e^* = \frac{K_0}{1 + \beta K_0},$$

где  $\beta$  — коэффициент передачи цепи ОСС.

Преобразуем коэффициент передачи ОУ:

$$\frac{1}{K_e^*} = \frac{1}{K_0} + \frac{\beta K_0}{K_0} = \beta.$$

Это равенство верно, поскольку  $K_0$  идеального ОУ равен бесконечности и отношение равно нулю, а во втором слагаемом эти коэффициенты сокращаются. Следовательно,

$$K_e^* = \frac{1}{\beta}.$$

Коэффициент передачи цепи ОС с выхода ОУ на его инвертирующий вход будет иметь отрицательный знак (инверсия в ОУ) и будет рассчитываться по формуле

$$\beta = -\frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Поскольку выходное сопротивление идеального ОУ равно нулю и  $R_2$  заземлен через него, входная цепь каскада представляет собой делитель напряжения, состоящий из резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . В этом случае

$$K_{\text{вц}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

С учетом входной цепи усилителя, коэффициент усиления по напряжению для ОУ с ОС при инвертирующем включении

$$K_u^* = K_e^* \cdot K_{\text{вц}} = \frac{1}{\beta} K_{\text{вц}} = -\frac{R_1 + R_2}{R_1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

С учетом вышеперечисленного для идеального ОУ коэффициент усиления схемы рассчитывается по формуле

$$K_u^* = \frac{U_{\text{ввых}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (2.1)$$

Вследствие того что у идеального ОУ сопротивление между входами равно бесконечности, а входной ток, который должен протекать через  $R_1$  и  $R_3$ , равен нулю, входное сопротивление

$$R_{\text{вх}}^* = R_1 + R_3 + \infty = \infty. \quad (2.2)$$

Выходное сопротивление, равное выходному сопротивлению идеального ОУ:

$$R_{\text{вых}}^* = 0. \quad (2.3)$$

Поскольку частотные свойства идеального ОУ ничем не ограничены, то верхняя граничная частота каскада на идеальном ОУ

$$f_B^* \rightarrow \infty. \quad (2.4)$$

Таким образом, при применении идеального ОУ параметры схемы определяются только внешними элементами  $R_1$ ,  $R_2$ , их величиной, стабильностью и т. д.

При построении усилителей на ОУ следует учесть их неидеальность. Реальные ОУ имеют конечные величины параметров  $K_0$ ,  $R_{\text{вх. д}}$ ,  $R_{\text{вых}}$ ,  $f_v$ ,  $f_1$ , что обуславливает неточность соотношений (2.1)–(2.4). Для анализа воспользуемся эквивалентной схемой при инвертирующем включении ОУ (рис. 2.2).

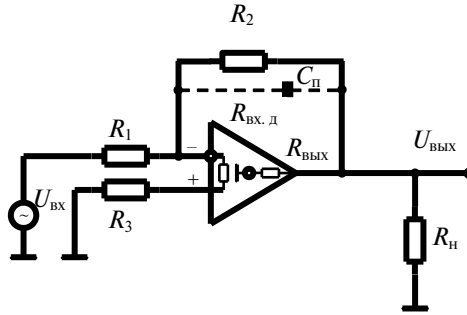


Рис. 2.2. Эквивалентная схема основной схемы включения ОУ

С учетом неидеальности ОУ ( $R_{\text{вх. д}}$  не бесконечно) входное сопротивление каскада складывается из сопротивления  $R_1$  и сопротивлений  $R_3$  и  $R_{\text{вх. д}}$ , которые шунтируются сопротивлением  $R_2$  с инвертирующего входа. Поскольку разность потенциалов на  $R_2$  зависит от  $K_0$  (вследствие влияния ООС), то сопротивление  $R_2$  в этой цепи следует учитывать в  $K_0$  раз меньше. Следовательно,

$$R_{\text{вх}}^* = R_1 + (R_{\text{вх. д}} + R_3) \parallel (R_2 / K_0), \quad (2.5)$$

Здесь и далее для уменьшения громоздкости выражений знак  $\parallel$  будет означать параллельное включение сопротивлений с соответствующими правилами пересчета, следующими из закона Ома. Для ОУ, в которых не предпринимаются специальные меры для уменьшения входных токов (повторители или полевые транзисторы на входах),  $R_1$  получается обычно много больше  $R_{\text{вх. д}}$ , а  $R_3$  не используется. К тому же эти сопротивления частично шунтированы эквивалентным сопротивлением  $R_2 / K_0$ , поэтому входное сопротивление каскада, как правило, оказывается примерно равным или чуть более  $R_1$ . Для ОУ с малыми входными токами следует учесть все составляющие в выражении (2.5).

Из теории ОС известно, что выходное сопротивление усилителя с параллельной ООС по напряжению уменьшается пропорционально фактору ОС, следовательно,

$$R_{\text{вых}}^* = \frac{R_{\text{выхОУ}}}{1 + \beta K_0} = \frac{R_{\text{выхОУ}}}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_0}. \quad (2.6)$$

Верхняя граничная частота  $f_B^*$  лежит в пределах от  $f_B$  до  $f_1$  и тем выше, чем глубже обратная связь, т. е. чем меньше  $K_u^*$ . Поскольку площадь усиления  $f_B^* K_u^*$  при частотно-независимой ОС должна сохраняться, а при  $K_u^* = 1$  также  $f_B^* = f_1$ , что в данных условиях эквивалентно  $f_1 = K_u^* f_B^*$ , то верхняя граничная частота каскада на ОУ

$$f_B^* = \frac{f_1}{K_u^*}.$$

Это означает, что для одного и того же ОУ при изменении коэффициента усиления  $K_u^*$  будет пропорционально изменяться и верхняя граничная частота усиления  $f_B^*$ . Таким образом будет изменяться и АЧХ усилителя, и его ФЧХ (рис. 2.3 и 2.4). Соответственно будет изменяться и переходная характеристика усилителя (рис. 2.5).

Выражения (2.1)–(2.4) справедливы при выполнении неравенства

$$K_u^* \ll K_0, \quad R_1, R_2, R_3 \gg R_{\text{вх. д.}}$$

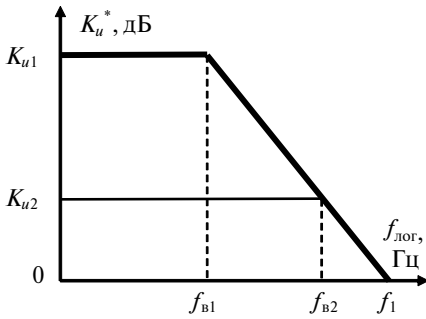


Рис. 2.3. Линеаризованная логарифмическая АЧХ усилителя на ОУ с обратной связью

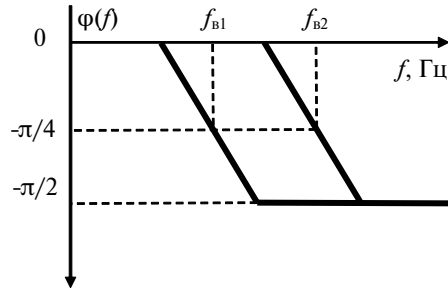


Рис. 2.4. Линеаризованная ФЧХ усилителя на ОУ с обратной связью

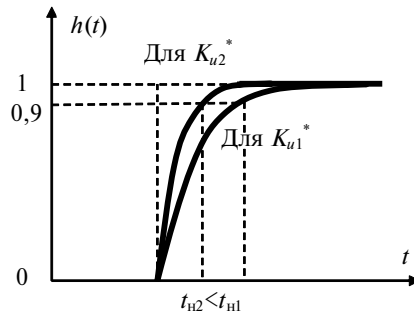


Рис. 2.5. Переходная характеристика усилителя на ОУ

У современных ОУ эти условия как правило выполняются.

На основе рассмотренной схемы включения ОУ можно реализовать инвертирующие масштабные усилители с частотной характеристикой равномерной от 0 до  $f_B^*$  и коэффициентами усиления  $K_u^* \ll K_0$ .

### 2.3. Неинвертирующее включение ОУ

Схема неинвертирующего включения ОУ представлена на рис. 2.6.

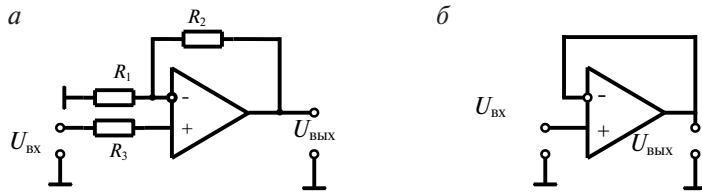


Рис. 2.6. Неинвертирующее включение ОУ:  
 а — основная схема; б — повторитель на ОУ (б)

Резисторы  $R_1$  и  $R_2$  создают последовательную отрицательную обратную связь по напряжению. Резистор  $R_3$  может использоваться для балансировки ОУ.

Проанализируем данный каскад и определим его основные параметры. Из общей теории ОС известно, что коэффициент усиления по напряжению усилителя с ОС

$$K_u^* = \frac{K_0}{1 + \beta K_0},$$

где  $\beta$  — коэффициент передачи цепи ОСС.

Преобразуем коэффициент передачи ОУ:

$$\frac{1}{K_u^*} = \frac{1}{K_0} + \frac{\beta K_0}{K_0} = \beta.$$

Это равенство верно, поскольку  $K_0$  идеального ОУ равно бесконечности, а в правом суммируемом эти коэффициенты сокращаются.

Коэффициент передачи цепи ОС с выхода ОУ на его неинвертирующий вход будет иметь положительный знак и будет равен

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



С учетом вышеперечисленного для идеального ОУ коэффициент усиления схемы рассчитывается так:

$$K_u^* = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{R_2 + R_1}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Для идеального ОУ входной ток равен нулю,  $R_{\text{вх. диф}}$  равно бесконечности. А так как неинвертирующий зажим ОУ является входным, то и

$$R_{\text{вх}}^* = \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \infty.$$

Выходное сопротивление каскада на идеальном ОУ, так же как и у каскада, построенного по инвертирующей схеме, равно нулю. Поскольку частотные свойства идеального ОУ ничем не ограничены, то верхняя граничная частота каскада на идеальном ОУ  $f_B^* \rightarrow \infty$ .

Реальные ОУ имеют конечные величины параметров  $K_0, R_{\text{вх. д}}, R_{\text{ВЫХ}}, f_B, f_1$ . Также следует учитывать асимметрию плеч дифференциального каскада на входе усилителя. Эта асимметрия приведет к появлению входных токов, и входное сопротивление не будет бесконечным, но всё же останется достаточно большим. Его можно вычислить как

$$R_{\text{вх}}^* = R_{\text{вх. д}}(1 + \beta K_0).$$

Выходное сопротивление каскада на ОУ при неинвертирующем включении такое же, как и при инвертирующем:

$$R_{\text{ВЫХ}}^* = \frac{R_{\text{ВЫХОУ}}}{1 + \beta K_0} = \frac{R_{\text{ВЫХОУ}}}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} K_0}.$$

Верхняя граничная частота  $f_B^*$  лежит в пределах от  $f_B$  до  $f_1$  и тем выше, чем глубже обратная связь, т. е. чем меньше  $K_u^*$ . Поскольку площадь усиления  $f_B^* K_u^*$  при частотно-независимой ОС должна сохраняться, а при  $K_u^* = 1$  также  $f_B^* = f_1$ , что в данных условиях эквивалентно  $f_1 = K_u^* f_B^*$ , то верхняя граничная частота каскада на ОУ

$$f_B^* = \frac{f_1}{K_u^*}.$$

Это означает, что для одного и того же ОУ при изменении коэффициента усиления  $K_u^*$  будет пропорционально изменяться и верхняя граничная частота усиления  $f_B^*$ . Таким образом будет изменяться и АЧХ усилителя, и его ФЧХ, так же как и при инвертирующем включении ОУ (см. рис. 2.3 и 2.4). Изменение переходной характеристики представлено на рис. 2.5.

Выражения для параметров реального ОУ справедливы при выполнении неравенств

$$K_u^* \ll K_0, \quad R_1, R_2, R_3 \ll R_{\text{вх. диф}}$$

У современных ОУ эти условия просто выполняются.

На основе рассмотренной схемы включения ОУ можно реализовать неинвертирующие масштабные усилители с плоской частотной характеристикой и коэффициентами усиления  $K_u^* < K_0$ .

При  $R_1 = \infty$  и  $R_2 = R_3 = 0$  получаем повторитель на операционном усилителе ( $K_u = 1$ ) (см. рис. 2.6, б). Такой каскад обладает максимальным входным и минимальным выходным сопротивлением, а его  $f_B = f_1$ . Он обеспечивает максимальную развязку между входным и выходным зажимами и обычно используется как буферный каскад в тех случаях, когда необходимо минимизировать влияние предыдущего каскада на следующий.

## 2.4. Суммирующие и вычитающие устройства на ОУ

Для математических операций с аналоговыми сигналами используется ОУ при инвертирующем, неинвертирующем и дифференциальном включении.

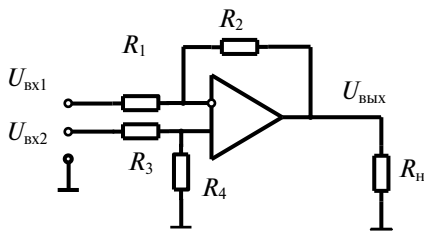


Рис. 2.7. Схема при дифференциальном включении ОУ (дифференциальный усилитель)

Вычитатели строят, как правило, с использованием дифференциальной схемы включения ОУ. Схема при дифференциальном включении приведена на рис. 2.7.

Дифференциальный усилитель предназначен для усиления разности двух входных напряжений  $U_{\text{вх1}}$  и  $U_{\text{вх2}}$ . При этом напряжение, приложенное к обоим входам усилителя относительно земли (синфазная помеха), усиливаться не будет. Как правило, такие усилители используются

как входные каскады при приеме сигнала с длинных линий. Схема является сочетанием инвертирующего и неинвертирующего включения ОУ. При этом для выравнивания коэффициентов передачи с обоих входов напряжение на инвертирующий вход ОУ подается через резистивный делитель  $R_4$  и  $R_3$ .

При  $R_{\text{вх.д}} = \infty$  (идеальный ОУ) коэффициент передачи при инвертирующем включении имеет вид

$$K_{iu}^* = -R_2/R_1,$$

при неинвертирующем включении

$$K_{nu}^* = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_2 + R_1}{R_1}.$$

При  $R_1 = R_3$  и  $R_2 = R_4$  получаем  $K_u^* = -K_{nu}^* = -\frac{R_2}{R_1}$ . При этом выходное напряжение рассчитывается как

$$U_{\text{вых}} = \frac{(U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}})R_2}{R_1},$$

т. е. зависит от разности входных сигналов и слабо чувствительно к синфазному входному сигналу. Это простейший вычитатель, выполняющий вычитание одного напряжения из другого и масштабирующий полученную разность в коэффициент усиления раз.

При подаче на инвертирующий вход такого устройства нескольких сигналов через соответствующие резисторы будет происходить вычитание нескольких сигналов, как это показано на рис. 2.8.

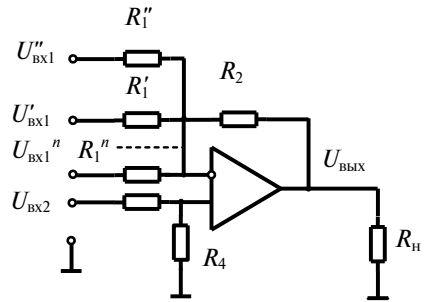


Рис. 2.8. Вычитатель на ОУ

Выходное напряжение такого вычитателя можно записать как

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх2}} \cdot \frac{R_2}{R_1 \parallel \dots \parallel R_1'' \parallel R_1'} \cdot \frac{R_4}{R_4 + R_3} - \sum_{k=1}^n U_{\text{вх1}}^k \frac{R_2}{R_1^k}.$$

Еще одно устройство, близкое по структуре с масштабным усилителем, — сумматор на ОУ. На рис. 2.9 приведена схема сумматора при инвертирующем включении ОУ. Такой сумматор обладает следующими свойствами:

- слабым взаимовлиянием источников сигнала (хорошая развязка обусловлена тем, что потенциал общей точки входа ОУ (т. А) близок к нулю);

— возможностью суммировать большое количество сигналов с различными весами в соответствии с величинами  $R'_1$ ,  $R''_1$  и т.д.:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -(K_{u1}U'_{\text{ВХ}} + K_{u2}U''_{\text{ВХ}} + \dots + K_{un}U''_n),$$

где  $K_{u1} = R_2/R'_1$ ,  $K_{u2} = R_2/R''_1$ ,  $K_{un} = R_2/R''_1$ .

Также возможно построение сумматора-вычитателя, выполняющего одновременно суммирование и вычитание с различными весовыми коэффициентами (рис. 2.10).

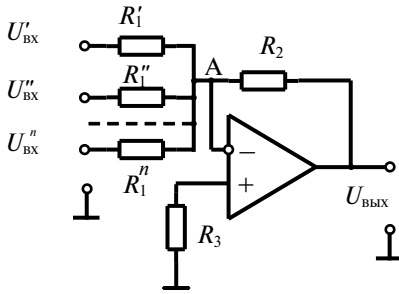


Рис. 2.9. Сумматор на инвертирующем ОУ

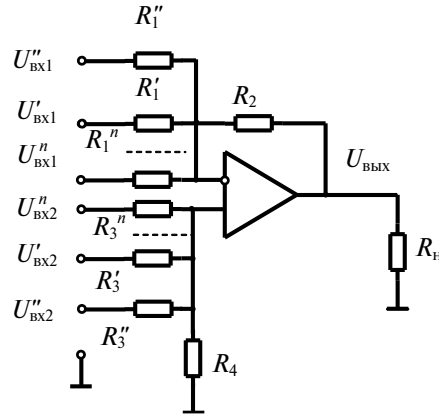


Рис. 2.10. Сумматор-вычитатель на ОУ

Выходное напряжение такого сумматора-вычитателя можно записать как

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_2}{R'_1 \parallel \dots \parallel R''_1 \parallel R'_1} \sum_{m=1}^n U_{\text{ВХ}2}^m \frac{R_4}{R_4 + R_3} - \sum_{k=1}^n U_{\text{ВХ}1}^k \frac{R_2}{R'_1}.$$

## 2.5. Измерительные усилители на ОУ

Измерительный усилитель — это дифференциальный усилитель с характеристиками и параметрами достаточно высокими для использования в измерительном и тестирующем оборудовании. Измерительный усилитель должен обладать: очень малым смещением постоянного тока, малым дрейфом нуля, малым шумом, очень высоким коэффициентом усиления при разном-

кнута обратной связи, очень высоким коэффициентом ослабления синфазного сигнала и очень высокими входными сопротивлениями.

Простейшим измерительным усилителем является дифференциальный усилительный каскад (см. рис. 2.7). Но его параметры и характеристики нередко оказываются недостаточно высокими для некоторых применений. Чаще используется усилитель, состоящий из нескольких каскадов на ОУ (рис. 2.11). В таком усилителе оба входных каскада построены по неинвертирующей схеме и обладают высоким входным сопротивлением.

Определим коэффициент усиления такого измерительного усилителя. Определим разность напряжений  $U'_1$  и  $U'_2$ :

$$U'_1 - U'_2 = \left( 1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1} \right) \cdot U_1 - U_2.$$

Эта разность усиливается дифференциальным каскадом на ОУ3 в напряжение  $U_{\text{вых}}$ .

Для простоты реализации обычно выбирается  $R_2 = R_3$  и  $R_4 = R_5 = R_6 = R_7$ . В этом случае дифференциальный коэффициент усиления всего устройства

$$K_u = 1 + \frac{2R_2}{R_1}.$$

То есть усилением всего усилителя можно управлять с помощью одного резистора  $R_1$ . Так как в таком усилителе содержатся исключительно ОУ и резисторы, то возможно построение измерительного усилителя на одном кристалле в виде единой интегральной микросхемы. Такие микросхемы называются также инструментальными усилителями, причем для резистора  $R_1$  делаются внешние выводы и путем подключения единственного внешнего для ИМС сопротивления происходит регулировка усиления.

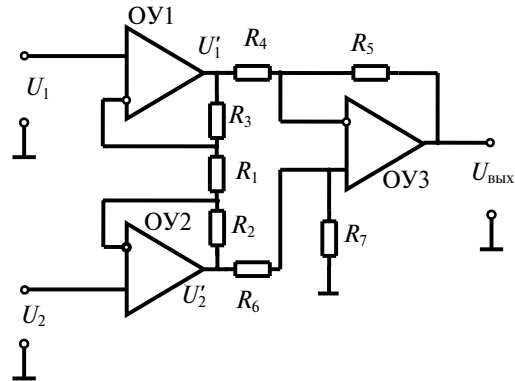


Рис. 2.11. Двухкаскадный измерительный усилитель

## 2.6. Регулирование коэффициента передачи АУ

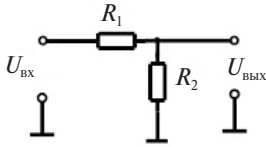


Рис. 2.12. Делитель напряжения

Основным методом регулировки коэффициентов передачи АУ является использование делителей напряжения. Такой делитель состоит из двух плеч, каждое из которых содержит сопротивление (рис. 2.12).

В этом устройстве входной ток протекает через оба сопротивления. Учитывая, что входной ток протекает также и через  $R_2$  и на  $R_2$  действует напряжение  $U_{\text{вых}}$ , в соответствии с законом Ома запишем

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1 + R_2} = \frac{U_{\text{вых}}}{R_2}.$$

Отсюда коэффициент передачи

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

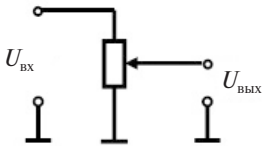


Рис. 2.13. Регулируемый делитель напряжения на одном потенциометре

Для плавного регулирования коэффициента передачи можно использовать переменные или подстроечные резисторы. В большинстве АУ для регулировки коэффициента усиления используются делители напряжения с регулировкой сопротивления одновременно в обоих плечах на основе одного потенциометра (рис. 2.13). В таком регуляторе при изменении положения вала регулировки коэффициент передачи меняется от 0 до 1.

Для уменьшения влияния напряжения на выходе на входные напряжения используют регуляторы на основе ОУ при синфазном включении.

Если на оба входа ОУ подаются одинаковые сигналы, то такое включение ОУ называется синфазным включением.

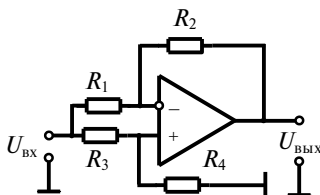


Рис. 2.14. Синфазное включение ОУ

Схема при синфазном включении ОУ приведена на рис. 2.14.

При  $R_1 = R_3$ ,  $R_2 = R_4$  и идеальном ОУ выходной сигнал равен нулю. В реальных ОУ это условие практически не выполняется и при  $U_{\text{вх}1} = U_{\text{вх}2}$  выходной сигнал не равен нулю. Подобная схема включения ОУ используется при построении широкодиапазонных управляемых ат-

тенюаторов (ослабителей сигнала). Управление может осуществляться путем разбалансировки коэффициентов усиления по инвертирующему и неинвертирующему входам путем изменения глубины обратной связи, например, переменным резистором.

Коэффициент передачи синфазного сигнала при  $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$

$$K_{u \text{ сф}} = U_{\text{вых. сф}} / U_{\text{вх. сф}} .$$

Обычно  $K_{u \text{ сф}}$  много меньше единицы, что затрудняет использование этого параметра.

Более удобным является другой параметр, а именно коэффициент ослабления синфазного сигнала  $K_{\text{ос. сф}}$ , равный отношению коэффициента усиления дифференциального сигнала  $K_0$  к коэффициенту передачи синфазного сигнала

$$K_{\text{ос. сф}} = K_0 / K_{u \text{ сф}} .$$

## 2.7. Расчет элементов схемы и выбор операционного усилителя

При выборе ОУ для того или иного устройства следует опираться в первую очередь на классификацию ОУ. Следует определить, какие из параметров ОУ наиболее важны, и выбрать один из классов ОУ: широкополосный, быстродействующий, прецизионный, сильноточный, микромощный, высоковольтный, малозумящий. Далее, внутри класса необходимо проводить выбор ОУ путем сравнения требований на усилитель (величин  $K_u^*$ ,  $f_B^*$ ,  $U_{\text{вых}}$ ,  $R_{\text{вх}}^*$ ,  $R_{\text{н}}$ ,  $U_{\text{см}}$ ,  $C_{\text{н}}$  и т. д.) с паспортными параметрами ОУ ( $K_0$ ,  $f_1$ ,  $R_{\text{вх}}$ ,  $V_{U_{\text{вых}}}$ ,  $U_{\text{см0}}$ ,  $R_{\text{н min}}$  и т. д.).

Необходимым условием правильного выбора ОУ является выполнение следующих соотношений:

а) по коэффициенту усиления:

$$K_u^* \ll K_0;$$

б) по частотным свойствам в режиме малого сигнала (максимальная скорость нарастания сигнала менее максимальной скорости нарастания ОУ):

$$K_u^* f_B^* \leq f_1.$$

Это довольно жесткое условие, предполагающее применение в ОУ коррекции с отставанием по фазе, сильно сужающей полосу пропускания, но повышающей устойчивость ОУ. В операционных усилителях без коррекции

можно получить площадь усиления больше, чем частота единичного усиления ОУ  $f_1$ .

Знак  $\leq$  означает, что на высоких частотах и при высоких значениях резистора  $R_2$  следует учитывать емкость монтажа и собственную емкость ОУ (между входом и выходом), сопротивление которой шунтирует этот резистор. А это в свою очередь приводит к снижению коэффициента усиления на высоких частотах, т. е. к сужению полосы пропускания;

в) по динамическому диапазону:

$$U_{\text{вых}} < U_{\text{вых max}},$$

т. е. максимальное выходное напряжение ОУ должно быть не менее, чем требуемое выходное напряжение проектируемого каскада. Существуют ОУ, построенные по архитектуре *Rail-To-Rail*, обеспечивающие колебание как входных, так и выходных напряжений в диапазоне от  $-E_{\text{п}}$  до  $+E_{\text{п}}$ ;

г) по быстродействию в режиме большого сигнала:

$$f_{\text{в}}^* = \frac{V_{U_{\text{вых}}}}{2\pi U_{\text{вых max}}}.$$

Следует помнить, что при высоких уровнях выходного сигнала из-за инерционности отдельных каскадов самого ОУ невозможно сколь угодно быстрое нарастание напряжения. Следовательно, верхняя граничная частота  $f_{\text{в}}^*$  будет меньше, чем в режиме малого сигнала;

д) по потребляемой мощности:

$$P_{\text{доп}} > 2 E_{\text{п}} I_{\text{пот}};$$

е) по нагрузочной способности:

$$I_{\text{нагр}} < I_{\text{вых max}}$$

или

$$U_{\text{вых}}/I_{\text{вых}} < R_{\text{нагр min}}.$$

В некоторых случаях в справочниках указываются минимальные нагрузочные сопротивления, в некоторых максимальные выходные токи. При превышении нагрузкой нагрузочной способности ОУ возможен выход ОУ из строя или появление значительных искажений в выходном сигнале. В настоящее время большинство ОУ имеют защиту от высоких токов на выходе (перегрузки). Также существуют ОУ, выходное сопротивление которых составляет 50 Ом; они предназначены для нагрузки непосредственно на коаксиальный кабель и обеспечивают согласование с ним по мощности.



Если этим условиям удовлетворяют несколько ОУ, то выбирают наиболее соответствующий остальным требованиям, а также более дешевый.

Рассмотрим расчет величин внешних элементов усилителя на ОУ: цепей обратной связи, коррекции, балансировки, защиты от перегрузки и т. д., а именно определим величину резисторов  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  (см. рис. 2.1). Эти элементы обеспечивают нормальный режим работы ОУ (балансировка) и требуемые усилительно-частотные параметры усилителя.

При инвертирующем включении (см. рис. 2.1) величина  $R_1$  определяется из соотношения  $R_1 = R_{вх}^*$  (если задано значение входного сопротивления усилителя) или  $R_1 = R_2 / K_u^*$  в соответствии с (2.1). Более точно значение  $R_1$  определим из (2.5) и (2.6).

Наибольшая величина  $R_1$  ограничивается допустимым падением напряжения при протекании входного тока ОУ  $I_{вх\text{ ср}}$  (обычно 10 % от  $U_{вх}$ ), т. е.

$$R_1 < 0,1 \frac{U_{\text{вых max}}}{K_0 I_{\text{вх ср}}} \quad (2.7)$$

Сопротивление при этом  $R_2 = R_1 K_u^*$ .

Величина подключаемой нагрузки  $R_n$  определяется нагрузочной способностью ОУ, а именно:

$$R_2 \parallel R_n > R_{n \text{ min}} = \frac{U_{\text{вых max}}}{I_{\text{вых max}}} \quad (2.8)$$

Максимальные значения  $R_1$  и  $R_2$  ограничены допустимым ухудшением частотных характеристик усилителя за счет наличия паразитных емкостей схемы  $C_n$  (например, на рис. 2.2 емкости  $C_n$ ). При этом имеем следующее соотношение:

$$R_1 \parallel R_2 \ll \frac{1}{2\pi f_B^* C_n} \quad (2.9)$$

АЧХ при наличии  $C_n$  показана на рис. 2.15.

На практике обычно величину  $R_2$  берут не более единиц мегаом ввиду трудностей, возникающих из-за паразитных токов утечки, обусловленных технологией изготовления усилителя.

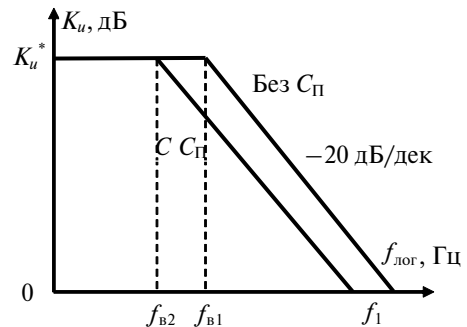


Рис. 2.15. АЧХ усилителя на ОУ при наличии  $C_n$

Величина  $R_3$  определяется из следующих условий:

— если собственно ОУ сбалансирован ( $U_{\text{см}} = 0, \Delta I_{\text{вх}} = 0$ ), то

$$R_3 = R_1 \parallel R_2.$$

Соотношение верно при условии, что  $R_1 \gg R_{\text{д}}$  (внутреннего сопротивления источника сигнала) или  $R_1$  включает  $R_{\text{г}}$ ,  $R_2 \gg R_{\text{вых}}$ , что обычно выполняется;

— если существует начальный разбаланс ОУ, то его можно уменьшить, используя падение напряжения на  $R_3$  за счет протекания входного тока

$$R_3 - R_1 \parallel R_2 = \frac{U_{\text{см}}}{\Delta I_{\text{вх}}}.$$

В большинстве случаев и при малых входных токах ОУ, как правило, резистор  $R_3$  не используется.

Покажем расчет усилителя на следующем примере.

Пример. Требуется рассчитать усилитель со следующими параметрами:

$$K_u^* = 100, U_{\text{вых max}} = 6 \text{ В}, R_{\text{н}} = 10 \text{ кОм}, R_{\text{г}} = 0, f_{\text{в}}^* = 10 \text{ кГц}.$$

Выбираем тип ОУ, который с точки зрения частотных свойств должен иметь  $f_1 \geq K_u^* \cdot f_{\text{в}}^* = 1 \text{ МГц}$ .

$$V_{U_{\text{вых}}} \geq 2\pi U_{\text{вых max}} f_e^* = 1,5 \text{ В/мкс}.$$

Этим требованиям удовлетворяет ОУ 140УД8 Б. Выбираем и рассчитываем навесные элементы в соответствии с (2.7)–(2.9):

$$R_1 < 0,1 \frac{U_{\text{вых max}}}{K_0 I_{\text{вх ср}}} = 10 \text{ кОм}.$$

В соответствии с (2.7) и приняв величину паразитной емкости  $C_{\Sigma} = 20 \text{ пФ}$ , имеем  $R_2 \ll \frac{1}{2\pi f_{\text{в}}^* C_{\Sigma}} \ll 1,0 \text{ МОм}$ . При  $R_2 = 1 \text{ МОм}$  получим  $R_1 = \frac{R_2}{100} = 10 \text{ кОм}$ .

При  $I_{\text{вх}} = 1 \text{ нА} = 10^{-9} \text{ А}$  падение напряжения на  $R_3$  составит  $U_{R_3} = 0,01 \text{ мВ}$ , что значительно меньше  $U_{\text{см}}$ . Следовательно, при малых  $I_{\text{см}}$  сопротивление  $R_3$  можно не использовать.

---

## 3. Операционные усилители с комплексной обратной связью

---

### 3.1. Интегрирующий усилитель

---

#### 3.1.1. Интегратор

Операция интегрирования широко применяется при обработке и генерировании электрических сигналов. Напряжение на выходе интегратора прямо пропорционально интегралу от входного напряжения. В простейшем интеграторе, выполненном на основе инвертирующего усилителя (рис. 3.1, а), вместо резистора, соединяющего вход и выход ОУ, включается конденсатор  $C$ . Если ОУ идеальный ( $K_0 = \infty, R_{вх.д} = \infty$ ), то весь входной ток интегратора течет через конденсатор. Так как  $U_{вх.д} = 0$ , то  $I = U_{вх} / R_1$ ,  $U_{вых} = -U_c$ . Учитывая, что  $U_c = \frac{1}{C} \int_0^t I_c dt$ , получаем для выходного напряжения выражение

$$U_{\text{вых}}(t) = -\frac{1}{RC} \int U_{\text{вх}}(t) dt + U_0, \quad (3.1)$$

где  $U_0 = U_{\text{вых}}$  при  $t = 0$  — исходное входное напряжение интегратора.

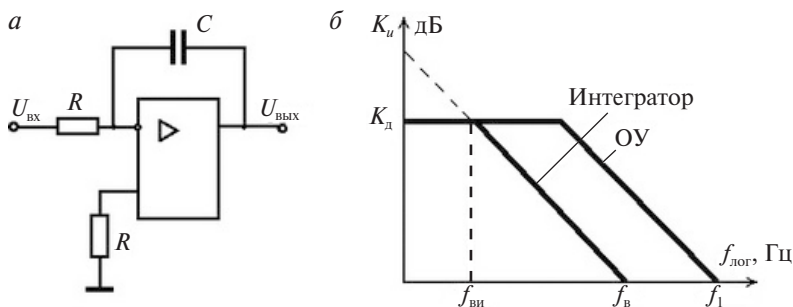


Рис. 3.1. Схема инвертирующего интегратора (а)  
и его логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (б)

Для сравнения на рис. 3.1 приведены амплитудно-частотные характеристики интегратора и ОУ без обратной связи с одним полюсом.

Передаточная функция инвертирующего усилителя определяется по формуле  $K_{\beta}(j\omega) = 1/(j\omega CR_1)$ . Асимптотическая ЛАЧХ такого идеального инвертирующего интегратора, соответствующая этой формуле, представлена на рис. 3.1, б штрихованной прямой (крутизна спада 20 дБ/дек на всех частотах). Она имеет единственный полюс на частоте  $\omega_1 = 0$ .

У реального интегрирующего усилителя на любой частоте коэффициент передачи  $K_{\beta} \leq K_0 \neq \infty$ , что делает частоту полюса  $\omega_p \neq 0$ . Из условия  $K_{\beta}(\omega_p) = K_0$  найдем ее:  $\omega_p = 1/(K_0 CR_1)$ .

Соответствующая асимптотическая ЛАЧХ линейно-ломаная. Кроме главного полюса, она имеет, по меньшей мере, еще один полюс в области высших частот, что обусловлено спадом усиления ОУ.

Эквивалентная постоянная времени реального интегрирующего усилителя  $\tau_{\text{эк}} = K_0 CR_1$ , определяющая частоту главного полюса, в  $K_0$  раз больше, чем в  $CR_1$ . Следовательно, наличие ОУ эквивалентно увеличению емкости в  $K_0$  раз, что во столько же раз уменьшает требуемую емкость конденсатора, а значит, и его размеры.

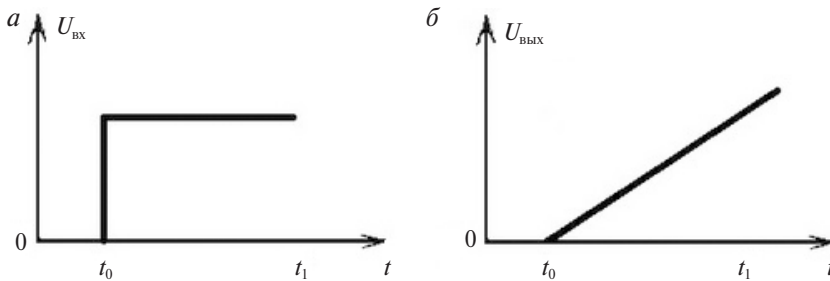


Рис. 3.2. Реакция интегратора на ступенчатый сигнал:

*a* — входной; *б* — выходной

Пределами интегрирования в уравнении (3.1) являются моменты времени  $t_1$  и  $t_2$ , т. е. начало и конец интервала времени наблюдения сигнала. Для вычисления интеграла от изменяющегося напряжения надо сначала выразить это напряжение как функцию времени.

Рассмотрим теперь интегралы от некоторых часто встречающихся сигналов.

**Пример 1.** Как будет выглядеть сигнал на выходе интегратора, если на его вход подать ступенчатый сигнал, форма которого показана на рис. 3.2, *a*? Если  $R_1 = 1$  МОм,  $C = 0,1$  мкФ и  $U_{\text{вх}} = 1$  В, то чему будет равно  $U_{\text{вых}}$  через 3 мс после момента  $t_0$ ?

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

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int U dt = -\frac{1}{RC} (Ut). \quad (3.2)$$

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

Для ответа на второй вопрос просто вычислим значение  $U_{\text{вых}}$  интегрированием в пределах от  $t_0 = 0$  до  $t_1 = 3$  мс:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= -\frac{1}{RC} Ut \Big|_{t=0}^{t=3 \text{ мс}} = -\frac{1}{1 \text{ МОм} \cdot 0,1 \text{ мкФ}} \cdot 1 \text{ В} \Big|_{t=0}^{t=3 \text{ мс}} = \\ &= -10 \cdot 1 \text{ В} \cdot 3 \text{ мс} - (-10 \cdot 1 \text{ В} \cdot 0) = -30 \text{ мВ}. \end{aligned}$$

Отметим, что результат интегрирования выражается в виде  $U_{\text{вых}} = (1/RC) \times (t_1 - t_0) = -(1/RC)\Delta t$ , и этим выражением можно всегда пользоваться в случае, когда  $U_{\text{вх}}$  — прямоугольный импульс или прямоугольная волна.

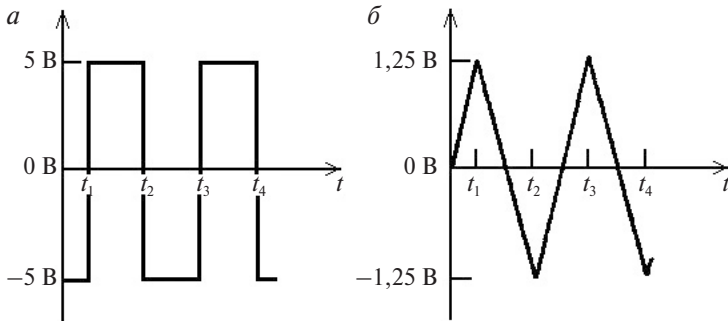


Рис. 3.3. Реакция интегратора на прямоугольные колебания:  
а — входной; б — выходной

Конечно, через некоторое время, когда выходное напряжение достигнет уровня, максимально возможного для данного усилителя, интегрирование прекратится.

**Пример 2.** В интеграторе  $R = 10$  кОм и  $C = 0,1$  мкФ;  $U_{\text{вх}}$  — это прямоугольная волна с частотой 1 кГц и амплитудой 5 В (размах 10 В от пика к пику). Каким будет выходное напряжение?

*Решение.* Поскольку сигнал периодический, то для описания выходного напряжения достаточно рассмотреть один полный период. Прежде всего, запишем входное напряжение как функцию времени (рис. 3.3, а). Имеем  $U_{\text{вх}} = 5 \text{ В}$  при  $t_1 < t \leq t_2$ ,  $U_{\text{вх}} = -5 \text{ В}$  при  $t_2 < t \leq t_3$ . Эту функцию можно интегрировать на каждом из ее полупериодов. Для описания выходного сигнала достаточно выяснить его форму и значения напряжений на концах каждого полупериода.

Подставляя постоянное напряжение  $U$  в выражение (3.2), получаем после интегрирования  $U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int U dt = -\frac{1}{RC} (Ut)$ , т. е. наклонную прямую на каждом полупериоде. Поскольку  $U_{\text{вх}}$  является на каждом полупериоде ступенчатой функцией, то этого результата можно было ожидать, исходя из предыдущего примера.

Накопленное напряжение в конце первого полупериода, т. е. интервала между  $t_1$  и  $t_2$ :

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} Ut \Big|_{t=0}^{t=0,5 \text{ мс}} = -\frac{5 \text{ В} \cdot 0,5 \text{ мс}}{10 \text{ кОм} \cdot 0,1 \text{ мкФ}} = -\frac{2,5 \text{ мВ}}{10^{-3}} = -2,5 \text{ В}.$$

Накопленное напряжение за второй полупериод между  $t_2$  и  $t_3$ :

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

Полученный выходной сигнал показан на рис. 3.3, б. Размах этого сигнала от пика к пику равен 2,5 В. При любом сигнале на входе изменение сигнала на выходе должно начинаться от того значения, которое выходной сигнал имел к моменту прихода входного сигнала (когда  $U_{\text{вх}}$  становится равным  $-5 \text{ В}$ , тогда выходной сигнал начинает возрастать от значения  $-1,25 \text{ В}$ ).

Если бы размах прямоугольной волны в примере 2 был равен, например, 5 или 2,5 В, то размах выходного сигнала оказался бы равным 1,25 или 0,625 В соответственно.

**Пример 3.** На вход интегратора подано пилообразное напряжение, (см. рис. 3.3, б). Какова будет форма выходного сигнала?

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

$$U_{\text{вх}} = - (U/RC)t = -Kt, \quad t_1 \leq t \leq t_2, \quad \text{где } K = - (U/RC).$$

Используя теперь выражение (3.2), получаем

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} -Kdt = \frac{K}{2RC} t^2 \Big|_{t_1}^{t_2}.$$

Отсюда видно, что напряжение на выходе — это квадратичная функция времени (парабола, рис. 3.4).

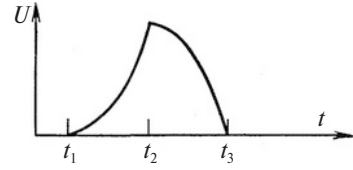


Рис. 3.4. Реакция интегратора на треугольный сигнал

### 3.1.2. Реальный интегратор

До сих пор операционный усилитель в интеграторе считался идеальным. В действительности реальный операционный усилитель (рис. 3.5) имеет некоторое напряжение сдвига и нуждается в некотором токе смещения.

Напряжение сдвига интегрируется как ступенчатая функция, что дает дополнительный линейно-нарастающий (или спадающий) выходной сигнал, причем полярность этого сигнала определяется полярностью  $U_{\text{сдв}}$ , а наклон — величиной  $U_{\text{сдв}}$ . Ток смещения течет через конденсатор обратной связи, что также приводит к появлению наклонного выходного сигнала. В результате действия этих двух эффектов конденсатор обратной связи через некоторое время неизбежно заряжается до максимально возможного выходного напряжения усилителя. Такое постепенное накопление заряда на конденсаторе обратной связи накладывает ограничение на интервал времени, в течение которого может быть осуществлено интегрирование с достаточной точностью. Кроме того,  $U_{\text{сдв}}$  добавляется к напряжению на конденсаторе. И поскольку это напряжение равно  $U_{\text{вых}}$ , то такая прибавка вносит в результат ошибку, равную  $U_{\text{сдв}}$ . В итоге выражение для  $U_{\text{вых}}$  принимает вид

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{R_1 C} \int U_1 dt + \frac{1}{R_1 C} \int U_{\text{сдв}} dt + \frac{1}{C} \int I_{\text{сдв}} dt + U_{\text{сдв}}. \quad (3.3)$$

Последние три члена в правой части равенства (3.3) соответствуют указанным выше ошибкам, а первый член описывает полезный выходной сигнал. Знаки погрешностей могут быть любыми по отношению друг к другу и к полезному сигналу.

Ошибка напряжения сдвига можно уменьшить следующими приемами:

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

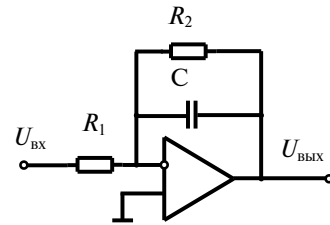


Рис. 3.5. Реальный интегратор

- шунтировать  $C$  сопротивлением  $R_2$ , как показано на рис. 3.6. Все три слагаемых ошибки интегратора уменьшаются при использовании этих приемов.

Шунтирование конденсатора обратной связи сопротивлением  $R_2$  позволяет на низких частотах, где конденсатор фактически действует как разомкнутая цепь, ограничить напряжение ошибки величиной  $\frac{R_2}{R_1} U_{\text{сдв}}$  вместо

$K_0 U_{\text{сдв}}$ . К несчастью, такое шунтирование одновременно ограничивает снизу область частот, в которой происходит интегрирование. Например, на рабочей частоте  $f = 3/(2\pi R_2 C)$  погрешность интегрирования составит около 5%; увеличение рабочей частоты выше величины  $1/(2\pi R_2 C)$  приведет к увеличению погрешности.

Слагаемое ошибки в правой части равенства (3.3), связанное с током смещения, можно уменьшить за счет использования операционного усилителя с входом на полевых транзисторах или путем подключения между неинвер-

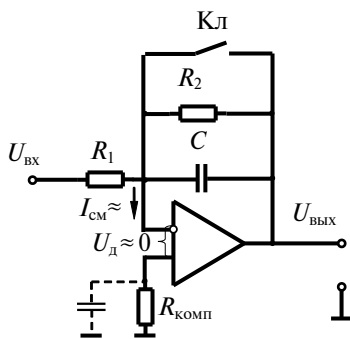


Рис. 3.6. Коррекция ошибки интегратора в случае медленно меняющегося сигнала

тирующим входом и землей сопротивления  $R_{\text{комп}}$ , равного  $R_1 \parallel R_2$ , если в схеме уже использовано сопротивление  $R_2$ . Этот способ компенсации  $I_{\text{см}}$  аналогичен способу компенсации  $I_{\text{см}}$  в различных усилителях. Схема включения сопротивления  $R_{\text{комп}}$  показана на рис. 3.6. При использовании такого сопротивления третий член в правой части равенства (3.3) принимает вид

$$\frac{1}{C} \int I_{\text{сдв}} dt.$$

Ключ «Кл» служит для периодического сброса конденсатора  $C$ . Сопротивление  $R_2$  служит для уменьшения эффекта  $U_{\text{сдв}}$ . Сопротивление  $R_{\text{комп}}$  уменьшает эффект  $I_{\text{см}}$ .

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

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

Для установки нуля сдвига усилителя, используемого без резистора обратной связи  $R_2$ , конденсатор  $C$  следует зашунтировать сопротивлением, которое отключается после установки нуля (при переходе в рабочий режим).

Конденсаторы, используемые в интеграторах с большими временами интегрирования, должны иметь очень высокое собственное активное параллельное сопротивление (т. е. очень малые утечки). Хорошую стабильность на больших временах обеспечивают тефлоновые или полистироловые



конденсаторы. При более коротких периодах интегрирования и на достаточно высоких частотах (около 1 кГц и выше) интегрируемых сигналов хорошие майларовые конденсаторы часто дают вполне удовлетворительные результаты.

### 3.1.3. Амплитудно-частотная характеристика реального интегратора

Частотная характеристика интегратора на полностью скорректированном по фазе операционном усилителе показана на рис. 3.7. Мы видим, что для интегратора без резистора обратной связи полоса частот, в которой происходит интегрирование, расположена между нижней сопрягающей частотой интегратора и частотой среза интегратора. Первая граничная частота интегратора равна  $1/(2\pi K_d R_1 C)$ , где  $K_d$  появляется в знаменателе из-за эффекта Миллера. Для очень хороших операционных усилителей погрешность оказывается равной примерно 5% на частоте, вдвое большей нижней сопрягающей частоты, и остается на уровне ниже 1% на всех частотах, превышающих нижнюю сопрягающую частоту более чем в 10 раз. Частота среза интегратора равна  $1/(2\pi R_1 C) = f_{cp}$ .

Добавление к схеме сопротивления  $R_2$  для улучшения стабильности на низких частотах приводит к увеличению нижней сопрягающей (граничной) частоты. Это — прямое следствие ослабления эффекта Миллера, связанного со снижением коэффициента усиления на низких частотах от  $A$  до величины  $R_2/R_1$ . Граничная частота скорректированного интегратора составляет:

$$f_{ви} = 1/\left[2\pi R\left(R_p/R\right)C\right] = 1/(2\pi R_p C).$$

Таким образом, полоса частот, в которой возможно интегрирование, в этом случае лежит между частотами  $1/(2\pi R_p C)$  и  $1/(2\pi R_1 C)$ .

Пример 4. Интегратор будет использоваться на частотах приблизительно 20 кГц. Точность интегрирования должна быть не хуже 2%, а желательная характеристика интегратора имеет вид  $U_{вых} = -500 \int U_{вх} dt$ . Найти  $R_1$ ,  $C$  и  $R_2$ .

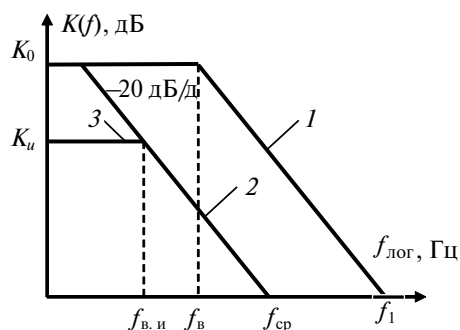


Рис. 3.7. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика реального интегратора:

1 — характеристика операционного усилителя без обратной связи; 2 — характеристика интегратора ( $R_2 = \infty$ ); 3 — характеристика интегратора-усилителя с  $K_u = R_2/R_1$

*Решение.* Выберем разумное значение  $C$  так, чтобы конденсатор имел легкодоступный номинал, и вычислим  $R_1$ . Пусть  $C = 0,1$  мкФ. Имеем

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{R_1 C} \int U_{\text{вх}} dt, \text{ откуда } R_1 = 1/(5000 C) = 1/(5000 \cdot 0,1 \text{ мкФ}) = 2 \text{ кОм.}$$

Можно было бы таким образом испробовать несколько значений  $C$ , чтобы подобрать разумные значения как для  $R_1$ , так и для  $C$ . Однако значения  $R_1 = 2$  кОм и  $C = 0,1$  мкФ уже выглядят разумными.

Далее, желательная точность интегратора равна 2%; если рабочая частота интегратора превышает его нижнюю сопрягающую (граничную) частоту более чем в 10 раз, то погрешность интегратора даже превысит это значение. Поэтому зададим нижнюю граничную частоту интегратора равной 2 кГц и вычислим необходимое для этого значение  $R_2$ :  $R_2 = 1/(2\pi f_n C)$ , где  $f_n$  — нижняя граничная частота, так что  $R_2 = 1/(2\pi f_n C) = 1/(6,28 \cdot 2 \text{ кГц} \cdot 0,1 \text{ мкФ}) = 796$  Ом. Полученное значение  $R_2$  бессмысленно, так как при нем коэффициент усиления на низких частотах оказывается меньше 1. Такой результат получается довольно часто. Теперь нам надо выбрать значение  $R_2$ , при котором коэффициент усиления на низких частотах имеет достаточно большое значение, и проверить, какой получается первая граничная частота интегратора, чтобы убедиться, лежит ли она ниже 2 кГц. Положим  $\frac{R_2}{R_1} = 2000$  (тогда  $R_2 = 4$  МОм) и посмотрим, чему равна  $f_n$ :

$$f_n = 1/(2\pi R_2 C) = 0,39 \text{ Гц} < 2 \text{ кГц.}$$

Итак, если предположить, что  $R_1 = 2$  кОм,  $C = 0,1$  мкФ и  $R_2 = 4$  МОм, то интегратор будет иметь малую погрешность на частоте 20 кГц.

Заметим, что частотная характеристика стабилизированного по сдвигу интегратора ( $R_2$  включено, рис. 3.6) представляет собой частотную характеристику фильтра низких частот со спадом 6 дБ/октава (–20 дБ/декада) и с коэффициентом усиления, большим единицы. Поэтому наша схема может быть использована во всех тех случаях, когда нужен подобный активный фильтр. Чтобы его построить, надо задать  $R_1$  и  $R_2$ , при которых получаем желательное значение  $K$ , и найти  $C$  по формуле

$$C = 1/(2\pi R_2 f_n).$$

**Пример 5.** Нам надо использовать интегратор в качестве фильтра низких частот, у которого  $f_n = 3$  кГц и  $K_u = 20$ .

*Решение.* Положим  $R_1 = 10$  кОм и  $R_2 = 20R_1 = 20 \cdot 10 \text{ кОм} = 200 \text{ кОм}$ . Тогда  $C = 1/(2\pi R_2 f_n) = 1/(6,28 \cdot 200 \text{ кОм} \cdot 3 \text{ кГц}) = 265$  пФ. Поэтому в схему надо поставить  $R_1 = 10$  кОм,  $R_2 = 200$  кОм и  $C = 265$  пФ.

### 3.1.4. Схемы ограничения

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

Ограничение используется во многих типах схем на операционных усилителях, а не только в интеграторах. Однако его использование в интеграторах оказывается особенно полезным, поскольку заряд конденсатора обратной связи способствует сохранению состояния насыщения, если оно однажды наступило.

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

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

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

Утечка в схеме ограничения на стабилитронах (рис. 3.8, а) может оказаться слишком большой для прецизионных схем. В диодной схеме ограничения на рис. 3.8, б используются маломощные диоды с малыми токами утечки. Диоды включены встречно, и ток через них не идет до тех пор, пока

не будет превышено напряжение ограничения, равное сумме напряжения стабилитрона и падений напряжения на двух диодах в прямом направлении. Если это напряжение превышает, то диоды начинают проводить ток, подключая к схеме стабилитрон и снижая коэффициент усиления. Если превышает положительный уровень ограничения, то проводят ток диоды  $D_1$  и  $D_3$ , если же  $U_{\text{ВЫХ}}$  переходит отрицательную границу, то ток идет через  $D_2$  и  $D_4$ . Величина сопротивлений  $R$  выбирается по формуле  $R = \frac{U - U_{\text{стаб}}}{2 I_{\text{стаб}}}$ . Ток стабилитрона  $I_{\text{стаб}}$  должен быть меньше, чем выходной ток операционного усилителя.

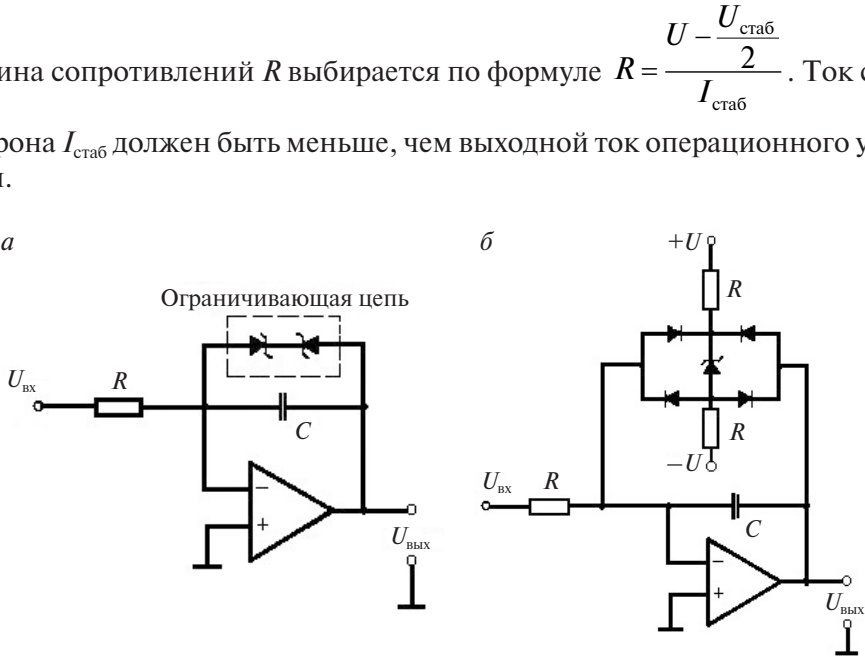


Рис. 3.8. Схемы ограничения:

*а* — на стабилитронах; *б* — мостовая на диодах и стабилитроне

### 3.1.5. Суммирующий интегратор

Количество входов интегратора необязательно равно одному. Схема суммирующего интегратора с  $n$  входами показана на рис. 3.9. Из рисунка видно, что  $i_c = i_{R1} + i_{R2} + \dots + i_{Rn}$ . Поэтому

$$C \left( \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt} \right) = \frac{U_1}{R_1} + \dots + \frac{U_n}{R_n}.$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{R_1 C_1} \int (U_1 + U_2 + \dots + U_n) dt, \text{ если } R_1 = R_2 = \dots = R_n.$$

При  $R_1 = R_2 = \dots = R_n$  имеем  $dU_{\text{ВЫХ}} = -(U_1 + U_2 + \dots + U_n)/CR_1$ .

Проинтегрировав это равенство, получим

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

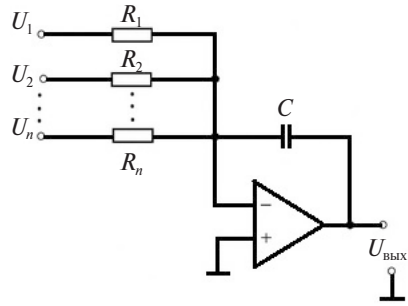


Рис. 3.9. Суммирующий интегратор

### 3.1.6. Интегратор-усилитель

Если последовательно с конденсатором обратной связи включить сопротивление (рис. 3.10), то выходное напряжение окажется линейной функцией входного напряжения и интеграла по времени от входного напряжения. Такая схема фактически объединяет интегратор и усилитель. Напряжение на ее выходе имеет вид

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_{\text{ос}}}{R} U_1 - \frac{1}{RC} \int U_1 dt.$$

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

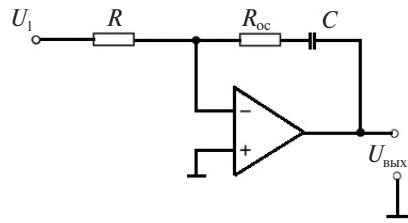


Рис. 3.10. Интегратор-усилитель

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_{\text{ос}}}{R} U_1 - \frac{1}{RC} \int U_1 dt$$

### 3.1.7. Разностный интегратор

Разностный интегратор формирует интеграл по времени от разности двух сигналов (рис. 3.11). Выходное напряжение рассчитывается по формуле

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{RC} \int (U_2 - U_1) dt.$$

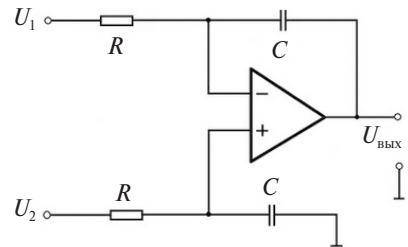


Рис. 3.11. Разностный интегратор

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{RC} \int (U_2 - U_1) dt$$

## 3.1.8. Двойное интегрирование

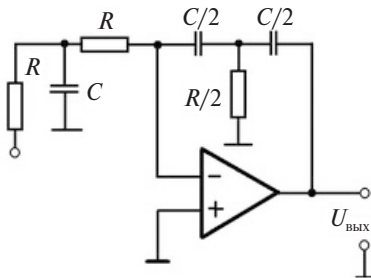


Рис. 3.12. Двойной интегратор

$$U_{\text{вых}} = -\frac{4}{(RC)^2} \iint U_1 dt$$

$$U_{\text{вых}} = -\frac{4}{(RC)^2} \iint U_1 dt.$$

Используя Т-образный фильтр низких частот в качестве входной цепи интегратора и Т-образный фильтр верхних частот в цепи обратной связи, можно производить двойное интегрирование. Соответствующая схема показана на рис. 3.12. Выходное напряжение на выходе двойного интегратора рассчитывается по формуле

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

Если выход двойного интегратора соединить с его входом, то получится генератор с фазосдвигающей цепью, имеющий частоту самовозбуждения

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

Пример 6. Двойной интегратор предназначен для использования в качестве генератора на частоте 1 кГц; выбрано  $C = 0,01$  мкФ. Вычислить  $R$ .

Решение. Из выражения  $f = \frac{1}{2\pi R \frac{C}{2}}$  следует, что  $R = \frac{1}{2\pi f \frac{C}{2}} = 1/(6,28 \times$

$\times 1 \text{ кГц} \cdot 0,005 \text{ мкФ}) = 31,8 \text{ кОм}$ . Необходимые компоненты для построения схемы:  $C = 0,01 \text{ мкФ}$ ,  $C/2 = 0,005 \text{ мкФ}$ ,  $R = 31,8 \text{ кОм}$ ,  $R/2 = 15,9 \text{ кОм}$ .

## 3.2. Дифференцирующий усилитель

Простейшая схема дифференцирующего усилителя (рис. 3.13, а) построена также на основе инвертирующего усилителя. Выходное напряжение дифференциатора пропорционально производной от напряжения на входе.

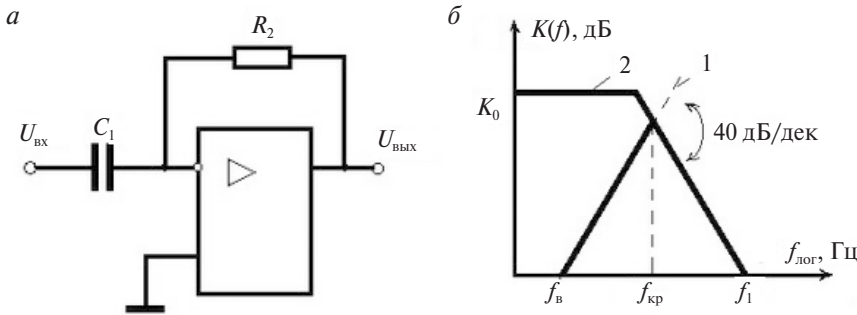


Рис. 3.13. Схема простейшего инвертирующего дифференциатора (а) и его частотная характеристика (б)

Здесь  $I_{\text{вх}} = I_{C_1} = C_1 dU_{C_1}/dt$ . В случае идеального ОУ  $U_{\text{вх.д}} = 0$ , а следовательно,

$$U_{C_1} = U_{\text{вх}}, I_{\text{вх.д}} = 0 \text{ и } U_{\text{вых}} = -R_2 C_1 dU_{\text{вх}}/dt. \quad (3.4)$$

В рассматриваемой схеме сочетаются дифференциатор и усилитель при минимуме деталей. По сравнению с пассивной дифференцирующей  $RC$ -цепи тоже выражается формулой (3.4). Однако при таком же  $C_1$  в активном дифференциаторе сопротивление  $R_2$  в этой формуле больше, так как необходимая постоянная времени

$$\tau_{\text{эк}} = C_1 R_{\text{эк}}, R_{\text{эк}} = \frac{R_2}{1 + K_0}, K_0 = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх.д}}}.$$

Передаточная функция дифференцирующего усилителя  $K_{\beta}(j\omega) = j\omega R_2 C_1$ .

Асимптотическая ЛАЧХ идеального дифференциатора (рис. 3.13, б), соответствующая этой формуле, представлена прямой 1 на рис. 3.14, б. Она имеет крутизну наклона 20 дБ/дек. Кривая 2 представляет асимптотическую ЛАЧХ ОУ. На любой частоте  $K_{\beta} \leq K_0$ . Поэтому ЛАЧХ реального дифференцирующего усилителя имеет вид, показанный ломаной жирной линией.

Дифференцирующий усилитель, работающий по рассмотренной простейшей схеме, не применяется из-за присущих ему трех основных недостатков: первый — низкое входное сопротивление на высоких частотах, определяемое емкостью  $C_1$ ; второй — повышенный уровень шумов на выходе из-за сравнительно большого усиления на высоких частотах; третий (главный) — склонность к самовозбуждению.

Критическая частота соответствует точке пересечения прямых 1 и 2, а  $\varphi_{\text{т}}$  (частотно-зависимая составляющая фазы петлевого усиления) на частоте  $f_{\text{кр}}$

определяется разностью наклонов этих прямых к горизонтали. Эта разность здесь составляет 40 дБ/дек, а следовательно, фазовый сдвиг  $\varphi_T = -180^\circ$ , что и свидетельствует о склонности к самовозбуждению. Цепь обратной связи приводит к фазовому сдвигу  $90^\circ$ . Остальные элементы ОУ также приводят к фазовому сдвигу  $90^\circ$ .

Для устранения указанных недостатков последовательно с конденсатором  $C_1$  включают  $R_1$  (рис. 3.14, а), что приводит к появлению в передаточной функции схемы полюса на частоте  $f_2 = 1/(R_1 C_1)$  (рис. 3.14, б) и к ограничению коэффициента передачи величиной  $R_2/R_1 = K_u$ .

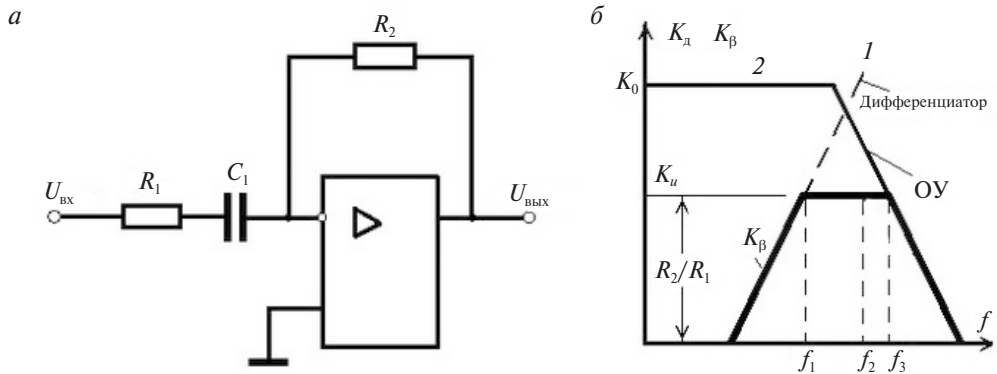


Рис. 3.14. Схема инвертирующего дифференциатора (а) и его частотная характеристика (б)

Частота  $f_2$  определяется инерционностью ОУ и равна отношению  $f_1/K_u$ , где  $f_1$  — частота единичного усиления.

Теперь критической частотой является  $f_3$ , при которой  $\varphi_T = 90^\circ$ , что говорит об устойчивости устройства. Конечно, добавление  $R_1$  сужает полосу дифференцируемых частот (ширину участка ЛАЧХ с крутизной нарастания 20 дБ/дек). В целях снижения уровня шумов на выходе, путем уменьшения усиления на верхних частотах за пределами полосы дифференцирования в схему дополнительно может быть включен конденсатор  $C_2$ . Тогда, начиная с частоты  $f_2 = 1/(2\pi R_2 C_2)$ , на которой  $X_{C_2} = R_2$ , сопротивление  $Z_2 = R_2 \parallel C_2$ , а значит, и  $K_\beta$  будет снижаться. Иначе говоря, на характеристике образуется точка излома (полюс) на частоте  $f_2 < f_3$ .

Увеличив в схеме рис. 3.14, а число входов подключением дополнительных цепей, подобных  $R_1, C_1$ , получим дифференцирующий сумматор.



### 3.2.1. Дифференциатор

Дифференциатор (рис. 3.15) создает выходное напряжение, пропорциональное скорости изменения входного. При дифференцировании усилитель должен пропускать только переменную составляющую входного напряжения и коэффициент усиления дифференцирующей схемы должен возрастать при увеличении скорости изменения входного сигнала. Выполнить эти требования позволяет использование в качестве входного элемента операционного усилителя конденсатора  $C$ . Чтобы получить выражение для выходного напряжения, вспомним, что ток, протекающий через конденсатор,  $i_c = C (dU_c/dt)$ . Напряжение равно входному напряжению  $U_1$ . Если предположить, что операционный усилитель идеален, то ток через сопротивление обратной связи можно считать равным току через конденсатор, т. е.  $i_R = i_c$ . Но  $U_{\text{вых}} = Ri_R = -i_c R$ , поэтому

$$U_{\text{вых}} = -RC \left( \frac{dU_1}{dt} \right). \quad (3.5)$$

Уменьшение реактивного сопротивления  $X_c$  с увеличением частоты приводит к тому, что схема дифференциатора имеет высокий коэффициент усиления по отношению к высокочастотным составляющим на входе, даже если их частоты лежат выше полосы частот полезного сигнала. Поэтому наряду с высокочастотными составляющими спектра полезного входного сигнала схема усиливает собственные шумы сопротивлений и полупроводниковых элементов. Кроме того, эта схема имеет тенденцию к потере устойчивости в той области частот, где частотная характеристика дифференциатора (имеющая подъем 20 дБ/дек) пересекается с имеющей спад  $-20$  дБ/дек характеристикой скорректированного усилителя (рис. 3.16). Это означает, что частотная характеристика разомкнутого контура обратной связи имеет в некоторой части своего частотного диапазона спад 40 дБ/дек; при этих условиях, как было указано выше, вполне возможно самовозбуждение.

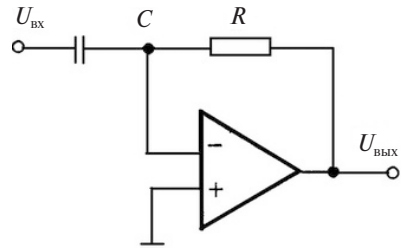


Рис. 3.15. Дифференциатор

$$U_{\text{вых}} = -RC \left( \frac{dU_1}{dt} \right)$$

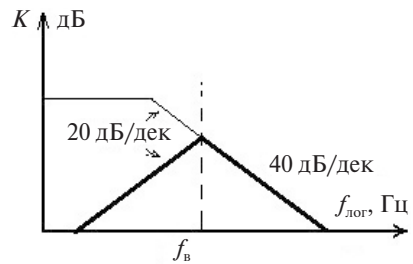


Рис. 3.16. Амплитудно-частотная характеристика нескорректированного дифференциатора: тонкая линия — коэффициент операционного усилителя без обратной связи; жирная линия — характеристика дифференциатора

### 3.2.2. Стабилизация дифференциатора

Для того чтобы избежать проявления только что описанных нежелательных свойств дифференциатора, принимаются меры по его динамической стабилизации (рис. 3.17).

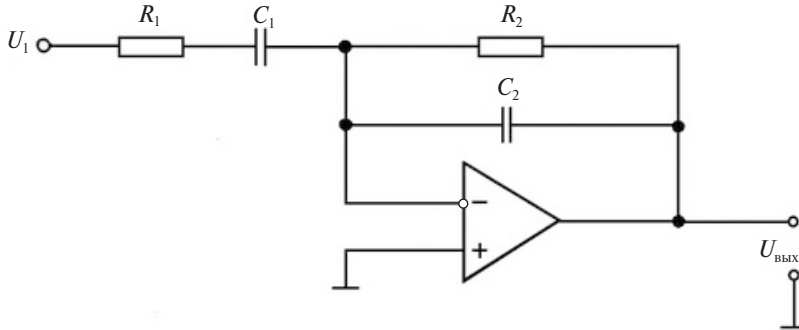


Рис. 3.17. Скорректированный дифференциатор

Конденсатор  $C_2$  выбирается таким образом, чтобы участок характеристики со спадом 6 дБ/октава начинался на частоте более высокой, чем максимальная частота полезного дифференцируемого сигнала; при этом уменьшается доля высокочастотных шумов в выходном сигнале. Этот участок характеристики начинается на частоте

$$f_n = 1/(2\pi R_2 C_2).$$

Сопротивление  $R_1$  ограничивает коэффициент усиления на высоких частотах, обеспечивает динамическую устойчивость и снижает входной емкостный ток схемы, отбираемый от источника сигнала. Действие коррекции на частотную характеристику дифференциатора показано на рис. 3.21. Добавление к схеме сопротивления  $R_1$  приводит к появлению на частотной характеристике горизонтального участка и к прекращению дифференцирования на частотах, превышающих частоту  $f_2 = 1/(2\pi R_2 C_1)$ .

Линия 1 — характеристика без обратной связи; линия 2 — характеристика дифференциатора.  $f_1 = 1/(2\pi R_1 C_1)$ ,  $f_2 = 1/(2\pi R_2 C_2)$ . Следует отметить, что схема на рис. 3.17 выглядит как скорректированный интегратор со связью по переменному току, а из рис. 3.18 видно, что в полосе частот от  $f_2 = 1/(2\pi R_2 C_2)$  и до частоты  $f_{cp}$  схема представляет собой интегратор.

В полосе частот от  $f$  до  $f_1 = 1/(2\pi R_1 C_1)$  схема является устойчивым дифференциатором. Частоту  $f_1 = 1/(2\pi R_1 C_1)$  следует выбрать как можно более низкой при заданных полосе частот полезного сигнала и точности дифференцирования.

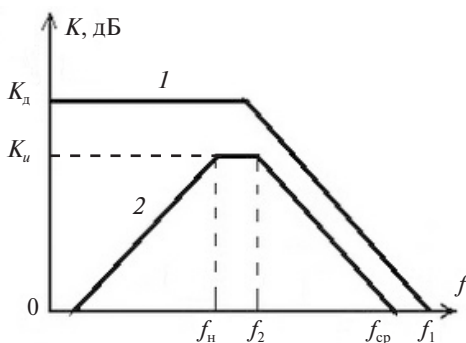


Рис. 3.18. Частотная характеристика скорректированного дифференциатора

Погрешность дифференциатора, %, в зависимости от частоты  $f_1 = 1/(2\pi R_1 C_1)$ :

$0,01f_1$ .....	пренебрежимо мала
$0,1f_1$ .....	1
$0,33f_1$ .....	5
$f_1$ .....	50

### 3.2.3. Скорректированный дифференциатор как частотный фильтр

Следует отметить, что частотная характеристика скорректированного дифференциатора (рис. 3.18) является характеристикой активного полосового фильтра с крутизной склонов 20 дБ/декада. Поэтому схему скорректированного дифференциатора можно использовать в качестве полосового фильтра с полосой пропускания между  $f_1 = 1/(2\pi R_1 C_1)$  и  $f_2 = 1/(2\pi R_2 C_2)$ . В этом диапазоне частот коэффициент усиления оказывается приблизительно равным  $R_2/R_1$ .

Пример 7. Дифференциатор предназначен для использования в качестве полосового фильтра с  $f_1 = 1$  кГц,  $f_2 = 5$  кГц и  $K_u = 30$ . Найти  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  и  $R_2$ .

*Решение.* Так как  $K_u = R_2/R_1$ , то сначала следует выбрать  $R_2$  или  $R_1$ . Положим  $R_2 = 30$  кОм, тогда  $R_1 = R_2/K_u = 30 \text{ кОм}/30 = 1$  кОм. Из соотношения  $f_1 = 1/(2\pi R_1 C_1)$  находим  $C_1 = 1/(2\pi R_1 f_1) = 1/(2\pi \cdot 1 \text{ кОм} \cdot 1 \text{ кГц}) = 0,159$  мкФ.

Аналогично  $f_2 = 1/(2\pi R_2 C_2)$  и  $C_2 = 1/(2\pi R_2 f_2) = 1/(2\pi \cdot 30 \text{ кОм} \cdot 5 \text{ кГц}) = 0,0011$  мкФ. Итак,  $R_2 = 30$  кОм,  $R_1 = 1$  кОм,  $C_1 = 0,159$  мкФ и  $C_2 = 0,0011$  мкФ.

### 3.2.4. Действие дифференциатора на некоторые типы сигналов

Поучительно рассмотреть вид выходных сигналов дифференциатора при подаче на его вход некоторых стандартных сигналов. Покажем это на нескольких примерах.

Пример 8. В дифференциаторе на рис. 3.17  $R_2 = 0,1 \text{ МОм}$ ,  $C_1 = 0,1 \text{ мкФ}$ , а  $R_1$  и  $C_2$  выбраны таким образом, чтобы стабилизировать схему. На вход подается синусоидальное напряжение амплитудой 3 В и частотой 60 Гц, т. е.  $U = 3\sin(2\pi \cdot 60t)$ . Каковы величина и форма выходного напряжения?

*Решение.*

$$U_{\text{ВЫХ}} = -R_2 C_1 \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt} = -R_2 C_1 \frac{d(3\sin(2\pi \cdot 60t))}{dt}, \quad (3.6)$$

поэтому  $U_{\text{ВЫХ}} = -R_2 C_1 \cdot 3 \cdot 2\pi \cdot 60 \cos(2\pi \cdot 60t)$ . Таким образом, напряжение на выходе изменяется по закону косинуса, так как  $d \sin u = \cos u du$ . Величина выходного напряжения

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

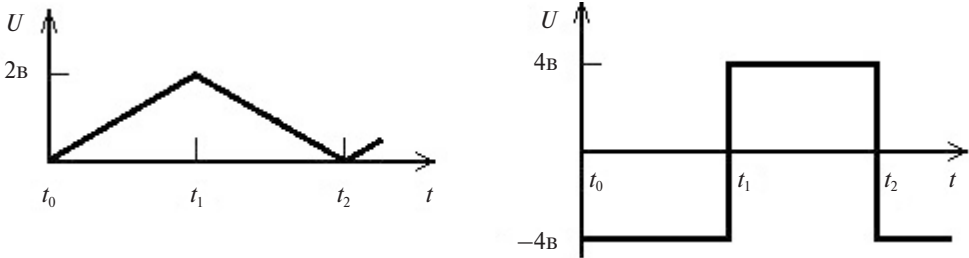


Рис. 3.19. Реакция дифференциатора на треугольный входной сигнал ( $f = 1 \text{ кГц}$ ):  
а — входной; б — выходной

Пример 9. В дифференциаторе на рис. 3.17  $R_2 = 10 \text{ кОм}$ ,  $C_1 = 0,1 \text{ мкФ}$ , а  $R_1$  и  $C_2$  обеспечивают динамическую стабилизацию. На вход дифференциатора подается сигнал треугольной формы (рис. 3.19, а). Каким будет выходной сигнал?

*Решение.* Рассмотрим входное напряжение как функцию времени. Так как этот сигнал является симметричной периодической волной, достаточно построить выходное напряжение для одного полупериода. Выходное напряжение для следующего полупериода будет иметь ту же форму, но с противоположной полярностью. Так как входное напряжение линейно растет до значения 2 В в течение 0,5 мс, то можно написать  $U_{\text{ВЫХ}} = (2/0,5)t = 4 \cdot 10^3 t$ , где  $t$  — время в секундах. Поскольку дифференциатор реагирует только на изменения напряжения, можно пренебречь постоянной составляющей входного сигнала. Теперь найдем вид выходного напряжения, пользуясь выражением (3.5)

$$U_{\text{ВЫХ}} = -R_2 C_1 \frac{d(4 \cdot 10^3 t)}{dt} = -R_2 C_1 (4 \cdot 10^3) = -10 \text{ кОм} \cdot 0,1 \text{ мкФ} \cdot 4 \cdot 10^3 \text{ В/с} = -4 \text{ В}.$$

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

**Пример 10.** На вход дифференциатора из примера 9 подается прямоугольная волна с амплитудой 5 В и частотой следования 5 кГц, причем времена нарастания и спада импульсов равны 1 мкс. Изобразить выходной сигнал.

*Решение.* Входной сигнал, изображенный на рис. 3.20, а, следует разбить на части и дифференцировать отдельно.

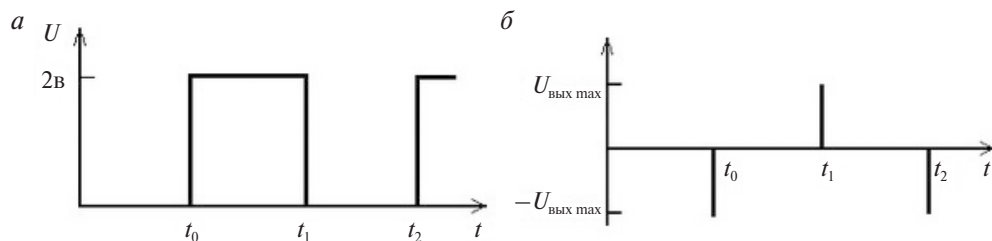


Рис. 3.20. Выходной сигнал дифференциатора при прямоугольной волне на входе: а — входной сигнал, частота следования 5 кГц,  $t_{\text{н}} = t_{\text{с}} = 1$  мс; б — выходной сигнал, частота следования 5 кГц

Участки входного сигнала, на которых его значение постоянно и равно 5 или 0 В, не дают никакого напряжения на выходе дифференциатора, так как производная постоянной величины равна нулю. Участки нарастания и спада импульсов можно аппроксимировать наклонными прямыми. Поскольку  $t_{\text{н}} = t_{\text{с}}$ , выходное напряжение во время нарастания равно выходному напряжению во время спада и противоположно ему по знаку; легко видеть, что ненулевое выходное напряжение вообще появляется только во время спада или нарастания импульсов.

Для нахождения  $U_{\text{вых}}$  во время нарастания или спада надо сначала выразить эти участки входного сигнала как функции времени. Имеем

$$t_{\text{н}} = -t_{\text{с}} = (5 \text{ В}/1 \text{ мкс})t = (5 \cdot 10^6 \text{ В}/\text{с})t.$$

Теперь, используя выражение (3.6), получаем

$$U_{\text{вых}} = -R_2 C_1 dU_{\text{вх}}/dt = 0,001 \cdot (-5 \cdot 10^6 \text{ В}/\text{с}) = -5 \cdot 10^3 \text{ В}$$

во время нарастания и  $U_{\text{вых}} = +5 \cdot 10^3$  В во время спада. Операционный усилитель, способный давать на выходе 5 кВ, представлял бы собой весьма необычное явление. Выходной сигнал реального ОУ будет состоять из двух импульсов противоположной полярности длительностью 1 мкс, амплитуда которых равна максимально возможному выходному напряжению операционного усилителя или напряжению ограничения, если в схеме используется схема ограничения. Как уже было указано ранее, использование схемы ограничения для уменьшения времени восстановления желательно в большинстве схем дифференциаторов.

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

**Пример 11.** Какие значения  $R_1$  и  $C_2$  следовало бы использовать в примере 9, где  $R_2 = 10$  кОм и  $C_1 = 0,1$  мкФ, если максимальный коэффициент усиления равен 1000 и максимальная частота дифференцируемого сигнала равна 10 кГц при допустимой ошибке 1 %?

*Решение.* По таблице находим, что при погрешности 1 % максимальная рабочая частота  $f_{\text{max}} = 0,1 \cdot 1 / (2\pi R_1 C_1)$ . Так как нас интересует только дифференцирование, полагаем

$$1 / (2\pi R_1 C_1) = 1 / (2\pi R_2 C_2) = 10 \cdot 10 \text{ кГц} = 100 \text{ кГц.}$$

Максимально допустимый коэффициент усиления приблизительно равен  $R_2/R_1$ , поэтому  $R_1 = R_2/1000 = 10$  Ом;  $C_2$  определяется из соотношения  $R_1 C_1 = R_2 C_2$ , так что  $C_2 = R_1 C_1 / R_2 = 10 \text{ Ом} \cdot 0,1 \text{ мкФ} / 10 \text{ кОм} = 0,001 \text{ мкФ}$ .

### 3.2.5. Суммирующий дифференциатор

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

На рис. 3.21 можно видеть, что  $-i_R = i_{C_1} + i_{C_2} + \dots + i_{C_n}$ , если  $n$  — число входов дифференциатора. Так как  $U_{\text{вых}} = i_R$  и  $i_c = C dU_c / dt$ , выходное напряжение можно представить в виде

$$-U_{\text{вых}} = RC_1 \left( \frac{dU_1}{dt} \right) + RC_2 \left( \frac{dU_2}{dt} \right) + \dots + RC_n \left( \frac{dU_n}{dt} \right).$$

Естественно, в этой схеме следует ввести динамическую стабилизацию.

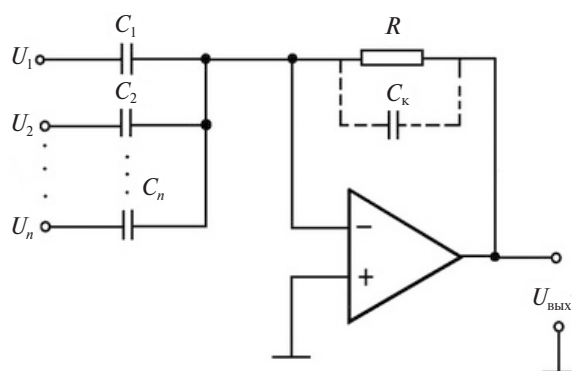


Рис. 3.21. Суммирующий дифференциатор  

$$-U_{\text{ВЫХ}} = RC_1 \left( \frac{dU_1}{dt} \right) + RC_2 \left( \frac{dU_2}{dt} \right) + \dots + RC_n \left( \frac{dU_n}{dt} \right)$$

### 3.2.6. Дифференциатор-усилитель

Дифференциатор-усилитель (рис. 3.22) сочетает в одной решающей схеме способность реагировать как на величину, так и на скорость изменения входного сигнала. Эта схема, по существу, представляет собой комбинацию усилителя и дифференциатора. Как и дифференциатор, она может иметь более одного входа. Выходной сигнал дифференциатора-усилителя имеет вид

$$U_{\text{ВЫХ}} = - \left( \frac{R}{R_1} \right) U_1 - RC \frac{dU_1}{dt}.$$

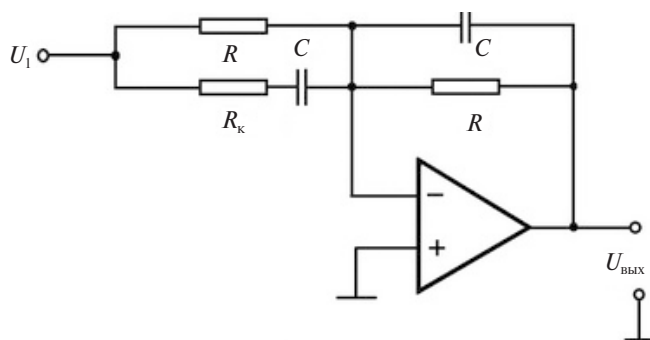


Рис. 3.22. Дифференциатор-усилитель 
$$U_{\text{ВЫХ}} = - \left( \frac{R}{R_1} \right) U_1 - RC \frac{dU_1}{dt}$$

### 3.2.7. Разностный дифференциатор

Как и интегратор, дифференциатор (рис. 3.23) можно использовать в варианте с дифференциальным входом. Его выходной сигнал имеет вид

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

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

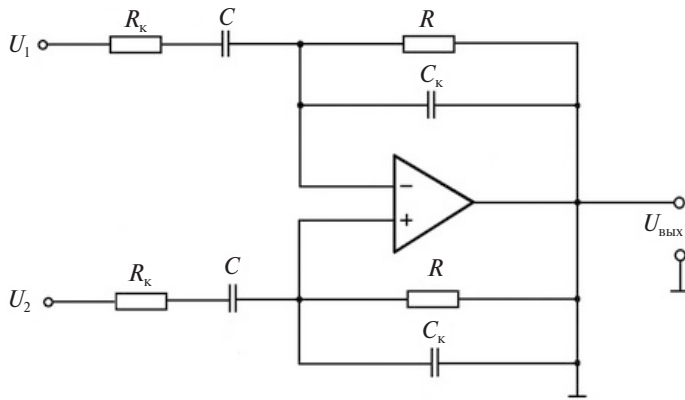


Рис. 3.23. Разностный дифференциатор  $U_{\text{ВЫХ}} = RC \frac{d(U_2 - U_1)}{dt}$



---

## Контрольные вопросы

---

1. Дайте определение операционного усилителя (ОУ). Какими свойствами обладает идеальный ОУ?
2. Перечислите достоинства ОУ в интегральном исполнении, обеспечившие возможность его широкого применения.
3. Перечислите основные параметры ОУ.
4. Что такое предельная скорость отклика? Чем она определяется? Как измеряется?
5. Нарисуйте передаточную характеристику ОУ и поясните ее особенности.
6. Нарисуйте амплитудно-частотную характеристику ОУ и поясните ее особенности, укажите параметры.
7. Поясните связь фазочастотной и амплитудно-частотной характеристик операционного усилителя.
8. Перечислите условия, при которых ОУ может самовозбуждаться. Укажите пути устранения самовозбуждения ОУ?
9. Нарисуйте и поясните зависимость основных параметров ОУ от сопротивления нагрузки.
10. Нарисуйте схему инвертирующего включения ОУ и объясните назначение ее элементов.
11. Перечислите требования, которые предъявляются к выбору типа ОУ для усилительного устройства.
12. Поясните требования, определяющие выбор значений элементов схемы инвертирующего включения ОУ.
13. Поясните характер влияния параметров нагрузки усилителя на выбор типа ОУ и значений величин элементов схемы.
14. Поясните характер влияния параметров источника сигнала на выбор типа ОУ и значений величин элементов схемы.
15. Поясните характер влияния максимальной амплитуды выходного напряжения на выбор типа ОУ.
16. Изложите последовательность расчета инвертирующей схемы включения операционного усилителя.
17. Нарисуйте схему и опишите свойства неинвертирующего включения ОУ.

18. Укажите особенности расчета неинвертирующего включения ОУ по сравнению с инвертирующим.
19. Нарисуйте схему и опишите свойства повторителей на основе ОУ.
20. Что такое масштабный усилитель?
21. Каковы требования к выбору ОУ для масштабного усилителя?
22. Как выбираются элементы схемы при суммировании и вычитании сигналов на ОУ?
23. Как обеспечить устойчивость ОУ, охваченного обратной связью?
24. Каковы способы регулировки коэффициента усиления ОУ, охваченного резистивной обратной связью?
25. Что такое передаточная функция интегратора?
26. Нарисуйте принципиальную схему интегратора на ОУ.
27. Нарисуйте амплитудно-частотную характеристику интегратора на ОУ.
28. К каким особенностям реальных частотной и переходной характеристик интегратора приводит неидеальность свойств реального ОУ?
29. Укажите пути улучшения характеристик и параметров интегратора.
30. Нарисуйте выходной сигнал интегратора при подаче на вход постоянного и линейно изменяющегося сигналов.
31. Что такое передаточная функция дифференциатора?
32. Нарисуйте принципиальную схему дифференциатора на ОУ.
33. Нарисуйте амплитудно-частотную характеристику дифференциатора на операционном усилителе.
34. Укажите пути улучшения характеристик и параметров дифференциатора.
35. Нарисуйте выходной сигнал дифференциатора при подаче на вход постоянного и линейно изменяющегося сигналов.
36. Нарисуйте принципиальную схему усилителя переменного тока на ОУ.
37. Нарисуйте амплитудно-частотную характеристику усилителя переменного тока на ОУ.

---

## Библиографический список

---

Алексенко А. Г. Применение прецизионных аналоговых микросхем / А. Г. Алексенко, Е. А. Коломбет, Г. И. Стародуб. М. : Радио и связь, 1985. 256 с.

Баширов С. Р. Современные интегральные усилители / С. Р. Баширов, А. С. Баширов. М. : ЭКСМО, 2008. 176 с.

Булычев А. Л. Аналоговые интегральные схемы: справочник / А. Л. Булычев, В. И. Галкин, В. А. Прохоренко. 2 изд., перераб. и доп. Минск : Беларусь, 1993. 240 с.

Волович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств / Г. И. Волович. М. : Изд. дом «Додэко-XXI», 2005. 528 с.

Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В. С. Гутников. Л. : Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1988. 304 с.

Дуглас С. Схемотехника современных усилителей / С. Дуглас. М. : ДМК Пресс, 2011. 536 с.

Завадский В. А. Компьютерная электроника / В. А. Завадский. Киев : ВЕК, 1996. 368 с.

Картер Б. Операционные усилители для всех / пер. с англ. А. Н. Рабодзея; Б. Картер, Р. Манчини. М. : Додэко — XXI, 2011. 544 с.

Лаврентьев Б. Ф. Схемотехника электронных средств : учеб. пособие / Б. Ф. Лаврентьев. М. : Изд. центр «Академия», 2010. 309 с.

Ногин В. Н. Аналоговые электронные устройства / В. Н. Ногин. М. : Радио и связь, 1991. 304 с.

Остапенко Г. С. Усилительные устройства : учеб. пособие для вузов / Г. С. Остапенко. М. : Радио и связь, 1989. 400 с.

Павлов В. Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств : учебник для вузов / В. Н. Павлов, В. Н. Ногин. М. : Телеком, 2005. 320 с.

Пейтон А. Джо, Волш В. Аналоговая электроника на операционных усилителях. М. : БИНОМ, 1994. 352 с.

Прянишников В. А. Электроника : курс лекций / В. А. Прянишников. СПб. : Корона прист, 1998. 400 с.

Свирид В. Л. Микросхемотехника аналоговых электронных устройств / В. Л. Свирид. Минск : Дизайн ПРО, 1998. 256 с.

Титце У. Полупроводниковая схемотехника : в 2 т.: пер. с англ. / У. Титце, К. Шенк. М. : Додеко — XXI, 2008. Т. 1. 832 с.; Т. 2. 942 с.

Топильский В. Б. Схемотехника измерительных устройств / В. Б. Топильский. М. : БИНОМ. Лаборатория знаний, 2010. 234 с.

Усилительные устройства на интегральных микросхемах / А. В. Болтаев, В. И. Гадзиковский, В. Г. Важенин, А. А. Калмыков, Н. А. Нехонов. Свердловск : Изд. УПИ им. С. М. Кирова, 1981. 112 с.

Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС : пер. с англ. / Л. Фолкенберри. М. : Мир, 1985. 572 с.

Функциональные устройства на интегральных схемах дифференциального усилителя / под ред. В. З. Найдерова. М. : Сов. радио, 1977. 128 с. (Б-ка «Электроника»).

NEW Product applications: Analog Devices, Inc. Norwood (USA), 2000.

# Приложение 1\*

## Справочные данные отечественных и зарубежных ОУ общего назначения

Расшифровка обозначений:

$U_{см}$  — напряжение смещения;

$I_{вх}$  — входной ток;

$K_0$  — коэффициент усиления;

$K_{ос. сф}$  — коэффициент ослабления синфазного сигнала;

$K_{вл. ип}$  — коэффициент подавления влияния нестабильности источников питания;

$BW$  — граничная частота.

Таблица П.1.1

Наименование	$U_{см}$ , мВ		$I_{вх}$ , нА		$K_0$ , В/мВ		$K_{ос. сф}$ , дБ	$K_{вл. ип}$ , дБ	$BW$ , МГц
	тип.	макс.	тип.	макс.	мин.	тип.	тип.	тип.	тип.
<i>I</i>	2	3	4	5	6	7	8	9	10
ВА4560	0,5	6	50	500	20	100	90	90	10
СА3080	0,4	5	120	600	—	200	110	—	2
КА258	2,9	5	45	150	50	100	85	100	—
LM1458N	1	6	200	500	20	160	90	96	—
LM224	2	7	20	150	50	100	80	110	1,3
LM258	2	7	45	250	50	100	70	100	1,1
LM2902	2	7	20	150	50	100	80	110	1,3
LM2904	2	7	45	250	50	100	70	100	1,1
LM318	4	10	150	500	25	200	100	80	15
LM324	2	7	20	150	50	100	80	110	1,3
LM348	2	6	80	500	20	200	90	96	1
LM358	2	7	45	250	50	100	85	100	1,1
LM6152	0,54	4	500	980	50	214	94	91	75
LM741	2	6	80	500	20	200	90	96	1,5

\* Материал приложений взят с сайтов <http://www.ti.com/ww/ru/>; <http://www.promelec.ru/>; <http://www.analog.com/ru/>; <http://www.intersil.com/>.

Продолжение табл. П.1.1

<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>	<i>8</i>	<i>9</i>	<i>10</i>
<i>LMV321</i>	1,7	7	11	250	15	100	63	60	1
<i>LMV324</i>	1,7	7	11	250	15	100	63	60	1
<i>LMV358</i>	1,7	7	11	250	15	100	63	60	1
<i>MC3303D</i>	2	8	200	500	20	200	90	—	1
<i>MC4558C</i>	1	5	50	400	50	200	90	90	5,5
<i>NE532</i>	2	7	20	150	50	100	85	100	1,1
<i>OPA551</i>	1	3	0,02	0,1	—	2000	102	—	3
<i>OPA633</i>	5	15	150 пА	350 пА	—	0,99	—	—	—
<i>uA747C</i>	2	6	80	500	20	200	90	96	1
<i>K1401УД1</i>	—	—	—	150	—	2	—	—	—
<i>K157УД2</i>	3	—	500	—	—	50	70	—	1
<i>K544УД1А</i>	20	—	0,05	—	—	200	80	150 мкВ/В	—
<i>K544УД1Б</i>	30	—	0,1	—	—	100	80	150 мкВ/В	—
<i>K544УД2А</i>	30	—	0,1	—	—	20	70	300 мкВ/В	15
<i>K544УД2Б</i>	50	—	0,5	—	—	10	70	300 мкВ/В	15
<i>K553УД1А</i>	—	5	—	1500	20	—	65	—	—
<i>K553УД1В</i>	—	2	—	200	25	—	80	—	—
<i>K553УД2</i>	—	7,5	—	1,5 мА	—	20	65	—	—
<i>KP140УД1А</i>	—	7	—	7мА	—	25	60	—	0,1
<i>KP140УД1Б</i>	—	5	—	7500	—	70	60	—	0,1
<i>KP140УД20А</i>	—	3	—	80	50	—	70	150 мкВ/В	0,5
<i>KP140УД20Б</i>	—	6	—	200	20	—	70	150 мкВ/В	0,5
<i>KP140УД608</i>	—	10	—	100	—	30	70	200 мкВ/В	0,35
<i>KP140УД708</i>	—	9	—	400	30	—	70	150 мкВ/В	0,8
<i>KP1446УД11А</i>	—	3	2,5	—	—	40	70	60	1,3
<i>KP1446УД12А</i>	—	6	2,5	—	—	40	66	60	0,06
<i>KP1446УД13А</i>	—	6	2,5	—	—	40	66	60	0,06
<i>KP1446УД14А</i>	—	3	2,5	—	—	40	66	60	0,45
<i>KP1446УД1А</i>	—	3	2,5	—	—	63	70	70	1,3
<i>KP1446УД1Б</i>	—	6	2,5	—	—	63	70	70	1,3

Окончание табл. П.1.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
КР1446УД2А	—	6	2,5	—	—	63	66	70	0,05
КР1446УД3А	—	6	2,5	—	—	63	66	70	0,05
КР1446УД4А	—	3	2,5	—	—	63	66	70	0,45
КР1446УД4Б	—	6	2,5	—	—	63	70	70	0,45
КР1446УД5А	—	3	2,5	—	—	63	70	70	3,6
КР1446УД5Б	—	12	2,5	—	—	63	70	70	3,6

Расшифровка обозначений:

$SR$  — скорость нарастания выходного напряжения;

$e_n$  — нормированное напряжение шумов (на частоте 1000 Гц);

КНИ — коэффициент нелинейных искажений;

$U_{пит}$  — диапазон питающего напряжения;

$I_{потр}$  — потребляемый ток на усилитель;

$T_{раб}$  — диапазон рабочих температур:

*Com*: 0...+70 °С, *Ind*: -40...+85 °С, *XInd*: -40...+125 °С;

$N$  — количество усилителей в корпусе;

$R/R$  — размах напряжения в диапазоне  $U_{пит}$  (*Rail-to-rail*).

Таблица П.1.2

Наименование	$SR$ , В/мкс	$e_n$ , нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$	КНИ, %	$U_{пит}$ , В		$I_{потр}$ , мА	$T_{раб}$ , °С	$N$	Особенности
	тип.	тип.	тип.	тип.	макс.	макс.			
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
BA4560	4			±4,5	±18	4,5	<i>Ind</i>	2	Для аудиоприменений
CA3080	75	—	—	±2	±15	1,2	<i>Com</i>	1	—
KA258	—	—	—	3	32	2	<i>Com</i>	2	—
LM1458N	—	—	—	±18	—	5,6	<i>Com</i>	2	—
LM224	0,4	40	0,015	3	30	0,75	<i>Ind</i>	4	Двуполярное питание от ±1,5 В
LM258	0,6	55	0,02	3	26	1	<i>Ind</i>	2	Однополярное питание
LM2902	0,4	40	0,015	3	30	0,75	<i>XInd</i>	4	Аналог LM324, кроме -40...+125 °С
LM2904	0,6	55	0,02	3	26	1	<i>Ind</i>	2	Однополярное питание

Продолжение табл. П.1.2

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
LM318	70	–	–	$\pm 5$	$\pm 20$	10	Com	1	Быстродействующий
LM324	0,4	40	0,015	3	30	0,75	Com	4	Двуполярное питание от $\pm 1,5$ В
LM348	0,5	–	–	$\pm 5$	$\pm 18$	2,8	Com	4	Аналог $\mu A741$ x 4
LM358	0,6	55	0,02	3	32	1	Com	2	Однополярное питание
LM6152	30	9	0,002	2,7	35	2	Com	2	–
LM741	0,5	–	–	$\pm 18$	–	2,8	Com	1	–
LMV321	1	46	–	2,7	5,5	0,25	Ind	1	$R/R_{\text{вых}}$
LMV324	1	46	–	2,7	5,5	0,44	Ind	2	–
LMV358	1	46	–	2,7	5,5	0,83	Ind	4	–
MC3303D	0,6	–	–	5	30	7	Ind		–
MC4558C	2,2	12	0,008	$\pm 4,5$	$\pm 18$	6	Com	2	Для аудио-применений
NE532	0,6	45	0,02	3	32	1	Ind	2	Однополярное питание
OPA551	15	14	0,0005	$\pm 4$	$\pm 30$	8,5	XInd	1	Вых. датчика темпер.
OPA633	–	–	–	$\pm 8$	$\pm 10$	0,3	Com	1	Буферный
$\mu A747C$	0,5	–	–	$\pm 5$	$\pm 18$	2,8	Com	2	Аналог $\mu A741$ x 2
K1401УД1	0,5	–	–	3	30	8,5	Ind	4	Токоразностный усилитель
K157УД2	0,5	–	–	$\pm 3$	$\pm 18$	7	Com	2	–
K544УД1А	5	–	–	$\pm 13,5$	$\pm 16,5$	3,5	Ind	1	Защита от КЗ на выходе
K544УД1Б	5	–	–	$\pm 13,5$	$\pm 16,5$	3,5	Ind	1	Защита от КЗ на выходе
K544УД2А	20	–	–	$\pm 13,5$	$\pm 16,5$	7	Ind	1	Защита от КЗ на выходе
K544УД2Б	20	–	–	$\pm 13,5$	$\pm 16,5$	7	Ind	1	Защита от КЗ на выходе
K553УД1А	0,2	–	–	–	$\pm 15$	6	Ind	1	–
K553УД1Б	0,2	–	–	–	$\pm 15$	6	Ind	1	–
K553УД2	0,5	–	–	$\pm 5$	$\pm 15$	6	Ind	1	–
KP140УД1А	1	–	–	$\pm 6,3$	–	4,5	Ind	1	–
KP140УД1Б	0,4	–	–	$\pm 12,6$	–	10	Ind	1	–
KP140УД20А	0,3	18	–	$\pm 15$	–	2,8	Com	2	Защита от КЗ на выходе



Окончание табл. П.1.2

<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>	<i>8</i>	<i>9</i>	<i>10</i>
КР140УД20Б	0,3	18	–	±15	–	2,8	<i>Com</i>	2	Защита от КЗ на выходе
КР140УД608	0,5	–	–	±5	±18	4	<i>Com</i>	1	–
КР140УД708	0,3	18	–	±13,5	±16,5	3,5	<i>Ind</i>	1	Защита от КЗ на выходе
КР1446УД11А	1,5	140	–	3–12	–	4	<i>Com</i>	2	–
КР1446УД12А	0,025	140	–	3–12	–	0,04	<i>Com</i>	2	Защита от КЗ на выходе
КР1446УД13А	0,025	140	–	3–12	–	0,08	<i>Com</i>	4	Защита от КЗ на выходе
КР1446УД14А	0,7	140	–	3–12	–	0,4	<i>Com</i>	2	Защита от КЗ на выходе
КР1446УД1А	1,5	65	–	2,5–7	–	4	<i>Com</i>	2	–
КР1446УД1Б	1,5	65	–	2,5–7	–	4	<i>Com</i>	2	–
КР1446УД2А	0,05	250	–	2,5–7	–	0,04	<i>Com</i>	2	Защита от КЗ на выходе
КР1446УД3А	0,05	250	–	2,5–7	–	0,08	<i>Com</i>	4	Защита от КЗ на выходе
КР1446УД4А	0,7	140	–	2,5–7	–	0,4	<i>Com</i>	2	Защита от КЗ на выходе
КР1446УД4Б	0,7	45	–	2,5–7	–	0,4	<i>Com</i>	2	Защита от КЗ на выходе
КР1446УД5А	4	45	–	2,5–7	–	7	<i>Com</i>	2	–
КР1446УД5Б	4	140	–	2,5–7	–	7	<i>Com</i>	2	–

## Приложение 2

### Справочные данные прецизионных ОУ

Расшифровка обозначений:

$U_{см}$  — напряжение смещения;

$\Delta U_{см}/\Delta T$  — температурный коэффициент напряжения смещения;

$I_{вх}$  — входной ток;

$K_0$  — коэффициент усиления;

$K_{ос. сф}$  — коэффициент ослабления синфазного сигнала;

$K_{вл. ип}$  — коэффициент подавления влияния нестабильности источников питания;

$BW$  — граничная частота.

Таблица П.2.1

Наименование	$U_{см}$ , мкВ		$\Delta U_{см}/\Delta T$ , мкВ/°С		$I_{вх}$ , нА		$K_0$ , В/мВ		$K_{ос. сф}$ , дБ	$K_{вл. ип}$ , дБ	$BW$ , МГц
	тип.	макс.	тип.	макс.	тип.	макс.	мин.	тип.	тип.	тип.	
<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>	<i>8</i>	<i>9</i>	<i>10</i>	<i>11</i>	<i>12</i>
AD706A	30	100	0,2	1,5	0,05	0,2	200	2000	132	132	0,8
AD706J	30	100	0,2	1,5	0,05	0,2	200	2000	132	132	0,8
AD708J	30	100	0,3	1	1	2,5	3000	10000	140	130	0,9
AD797A	25	80	0,2	1	250	1500	1000	20000	130	130	110
LMC6061	100	80	—	1	10 фА	4 пА	200	4000	85	100	0,1
LMC6062	100	80	—	1	10 фА	4 пА	200	4000	85	100	0,1
LMC6064	100	80	—	1	10 фА	4 пА	200	4000	85	100	0,1
LMC6081	150	80	—	1	10 фА	4 пА	200	1400	85	85	1,3
LMC6082	150	80	—	1	10 фА	4 пА	200	1400	85	85	1,3
LMC6084	150	80	—	1	10 фА	4 пА	200	1400	85	85	1,3
MAX479	40	150	0,6	3	3	6	110	700	102	104	0,06
OP07C	60	150	0,5	1,8	1,8	7	120	400	120	103	0,6
OP177F	10	25	0,1	0,3	1,2	2	5000	12000	140	125	0,6
OP177G	20	60	0,7	1,2	1,2	2,8	2000	6000	140	120	0,6
OP184F	65	125	0,2	2	60	300	50	240	90	90	3,25
OP200G	80	200	0,6	2	0,1	5	1500	3200	130	104	0,5

Окончание табл. П.2.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
OP213F	100	175	0,2	1,5	300	650	2000	8000	106	120	3,5
OP27G	30	100	0,4	1,8	15	80	700	1500	120	114	8
OP297F	50	100	0,5	2	0,04	0,15	1500	3200	135	125	0,5
OP297G	80	200	0,6	2	0,05	0,2	1200	3200	135	125	0,5
OP37G	30	100	0,4	1,8	15	80	700	1500	120	114	63
OP400G	80	300	0,6	2,5	0,75	7	1500	3000	135	114	0,5
OP497G	80	150	0,6	1,5	0,06	0,2	1200	4000	135	125	0,5
OP77G	50	100	0,7	1,2	1,2	2,8	2000	6000	140	123	0,6
OP97F	30	75	0,3	2	0,03	0,15	200	2000	132	132	0,9
OPA177G	20	60	0,7	1,2	0,5	2,8	—	1000	140	120	0,6
OPA2130	200	1000	2	10	0,005	0,01	—	—	120	120	—
OPA2227	10	20	0,3	2	2,5	10	—	108	138	—	8
OPA2228	10	20	0,3	2	2,5	10	—	108	138	—	33
OPA2234	40	100	0,5	3	15	50	—	—	106	—	0,35
OPA2277	20	50	0,1	0,3	0,5	2,8	—	107	140	—	1
OPA4234	40	100	0,5	3	15	30	—	106	106	—	0,35
OPA4277	20	50	0,1	0,3	0,5	2,8	—	107	140	—	1
OPA627	130	250	1,2	2	0,002	0,01	—	310	110	116	16
KP551УД1А	1500	—	—	—	100	—	—	500	—	—	—

Расшифровка обозначений:

$SR$  — скорость нарастания выходного напряжения;

$e_n$  — нормированное напряжение шумов (на частоте 1000 Гц);

$U_{пит}$  — диапазон питающего напряжения;

$I_{потр}$  — потребляемый ток на усилитель;

$T_{раб}$  — диапазон рабочих температур: *Com*: 0...+70 °С, *Ind*: -40...+85 °С;

$N$  — количество усилителей в корпусе;

$R/R$  — размах напряжения в диапазоне  $U_{пит}$  (*Rail-to-rail*).

Таблица П.2.2

Наименование	$SR$ , В/мкс	$e_n$ , нВ/ $\sqrt{Гц}$	$U_{пит}$ , В		$I_{потр}$ , мА	$T_{раб}$ , °С	$N$	Особенности
	тип.	тип.	тип.	макс.	макс.			
1	2	3	4	5	6	7	8	9
AD706A	0,15	15	$\pm 2$	$\pm 18$	0,6	<i>Ind</i>	2	Малый входной ток
AD706J	0,15	15	$\pm 2$	$\pm 18$	0,6	<i>Com</i>	2	Малый входной ток
AD708J	0,3	9,6	$\pm 3$	$\pm 18$	3	<i>Com</i>	2	—
AD797A	20	0,9	5	18	10,5	<i>Ind</i>	1	Ультранизкие шумы

Окончание табл. П.2.2

1	2	3	4	5	6	7	8	9
LMC6061	35	83	4,5	16	0,02	Ind	1	Маломощный
LMC6062	35	83	4,5	16	0,04	Ind	2	Маломощный
LMC6064	35	83	4,5	16	0,92	Ind	4	Маломощный
LMC6081	1,5	22	4,5	16	0,75	Ind	1	—
LMC6082	1,5	22	4,5	16	1,7	Ind	2	—
LMC6084	1,5	22	4,5	16	3,4	Ind	4	—
MAX479	0,025	49	±22	±30	0,024	Com	4	—
OP07C	0,3	9,8	±3	±18	5	Ind	1	Промышленный стандарт
OP177F	0,3	—	3	18	2	Ind	1	Ультрапрецизионный
OP177G	0,3	—	3	18	2	Ind	1	
OP184F	2,4	3,9	3	36	1,25	Ind	1	Одноп. пит., $R/R_{\text{вх. и вых}}$
OP200G	0,15	11	±3	±18	0,7	Ind	2	Малое потребление
OP213F	0,6	4,7	4	36	1,75	Ind	2	Одноп. пит., малые шумы
OP27G	2,8	3,2	±4	±18	5,7	Ind	1	Малозумящий
OP297F	0,15	17	±2	±20	0,6	Ind	2	Малый входной ток
OP297G	0,15	17	±2	±20	0,63	Ind	2	Малый входной ток
OP37G	17	3,2	±4	±18	5,7	Ind	1	Малозумящий, быстродейств.
OP400G	0,15	11	±3	±18	0,7	Com	4	Малое потребление
OP497G	0,15	15	±2	±20	0,63	Ind	4	Малый входной ток
OP77G	0,3	9,8	±3	±18	2	Com	1	Улучшенный OP07
OP97F	0,2	14	2	20	0,6	Ind	1	Малый входной ток
OPA177G	0,3	—	±22	±30	20	Com	1	—
OPA2130	2	16	±2,25	±18	0,65	Ind	2	—
OPA2227	2,3	3,5	5	18	7,6	Ind	2	—
OPA2228	11	3,5	5	18	7,6	Ind	2	—
OPA2234	0,2	25	2,7	36	0,3	Com	2	—
OPA2277	0,8	8	±5	±18	0,7	Ind	2	—
OPA4234	0,2	25	2,7	36	1,2	Ind	4	—
OPA4277	0,8	8	±5	±15	3,4	Ind	4	—
OPA627	55	10	±15	±18	7,5	*	1	—
KP551УД1А	—	—	±13,5	±16,5	5	Ind	1	—

## Приложение 3

### Справочные данные ОУ с малым входным током

Расшифровка обозначений:

$I_{вх}$  — входной ток;

$I_{см}$  — ток смещения;

$U_{см}$  — напряжение смещения;

$K_0$  — коэффициент усиления;

$K_{ос. сф}$  — коэффициент ослабления синфазного сигнала;

$K_{вл. ип}$  — коэффициент подавления влияния нестабильности источников питания;

$BW$  — граничная частота.

Таблица П.3.1

Наименование	$I_{вх}$ , нА		$I_{см}$ , пА		$U_{см}$ , мВ		$K_0$ , В/мВ		$K_{ос. сф}$ , дБ	$K_{вл. ип}$ , дБ	$BW$ , МГц
	тип.	макс.	тип.	макс.	тип.	макс.	мин.	тип.	тип.	тип.	
<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>	<i>8</i>	<i>9</i>	<i>10</i>	<i>11</i>	<i>12</i>
AD648J	5	20	5	10	0,75	2	300	1000	76	80	1
AD711J	15	50	10	25	0,3	2	150	400	88	95	4
AD712J	25	75	10	25	0,3	3	150	400	88	95	4
AD744J	30	100	20	50	0,3	1	200	400	88	95	13
AD795J	1	2	0,1	1	0,1	0,5	300	1000	110	110	1,6
AD820A	2	25	2	20	0,4	2	500	2000	80	80	1,9
AD822A	2	25	2	20	0,4	2	500	2000	80	80	1,9
AD823A	3	25	2	20	0,2	0,8	20	45	76	80	16
AD825A	15	40	20	30	1	2	3	6	80	88	46
CA3130	5	50	0,5	30	8	15	50	320	90	90	15
CA3140	10	50	0,5	30	5	15	20	100	90	80	4,5
CA3240	10	50	0,5	30	5	15	20	100	90	80	4,5
LF347	20	200	5	100	3	10	50	200	86	86	4
LF353	20	200	5	100	3	10	50	200	86	86	4
LF355	20	200	3	50	3	10	50	200	100	100	2,5
LF356	20	200	3	50	3	10	50	200	100	100	5

Окончание табл. П.3.1

<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>	<i>8</i>	<i>9</i>	<i>10</i>	<i>11</i>	<i>12</i>
<i>LF357</i>	20	200	3	50	3	10	50	200	100	100	20
<i>LF411C</i>	50	200	25	100	0,8	2	25	200	100	100	3
<i>LF412C</i>	50	200	25	100	1	3	25	200	100	100	3
<i>LMC6001CI</i>	0,01	1	0,005	2	0,35	1,35	300	1400	66	66	1,3
<i>LMC6022</i>	0,04	200	0,01	100	1	9	200	1000	83	83	0,35
<i>LMC6024</i>	0,04	200	0,01	200	1	9	200	1000	83	83	0,35
<i>LMC6032</i>	0,04	200	0,01	100	1	9	100	2000	83	83	1,4
<i>LMC6034I</i>	0,04	20	0,01	10	1	9	200	2000	83	83	1,4
<i>LMC6492</i>	0,15	200	0,075	200	0,11	6	—	300	82	82	0,5
<i>LMC6494</i>	0,15	200	0,075	200	0,11	6	—	300	82	82	0,5
<i>LMC660</i>	0,002	4	0,001	2	1	6	150	2000	83	83	1,4
<i>LMC662</i>	0,002	4	0,001	2	1	6	150	2000	83	83	1,4
<i>OP282G</i>	3	100	1	50	0,2	3	20	—	90	92	4
<i>OP42G</i>	130	250	6	50	1,5	5	500	900	92	98	10
<i>OP482G</i>	3	100	1	50	0,2	4	20		90	92	4
<i>OPA2350</i>	0,5	10	0,5	10	0,15	0,5	—	1260	84	—	38
<i>OPA4131</i>	5	20	1	50	0,2	1	—	310	80	—	4
<i>OPA4134</i>	5	100	2	50	0,5	2	—	1000	100	—	8
<i>OPA4137</i>	5	100	2	50	2,5	10	—	50	84	—	1
<i>OPA655</i>	5	125	2	125	1	2	—	800	70	—	—
<i>TL032AC</i>	2	200	1	100	0,39	0,8	5	14,5	94	96	1,1
<i>TL071C</i>	20	200	5	100	3	10	25	200	86	86	4
<i>TL072C</i>	20	200	5	100	3	10	25	200	86	86	4
<i>TL074C</i>	20	200	5	100	3	10	25	200	86	86	4
<i>TL081C</i>	20	400	5	100	3	10	25	200	86	86	4
<i>TL082C</i>	20	400	5	100	3	10	25	200	86	86	4
<i>TL084C</i>	20	400	5	100	3	10	25	200	86	86	4
<i>TLC2262I</i>	1	150	0,5	150	0,3	2,5	80	200	88	95	0,73
<i>TLC272C</i>	0,6	60	0,1	60	1,1	10	5	23	80	95	1,7
<i>TLC272I</i>	0,6	60	0,1	60	1,1	10	5	23	80	95	1,7
<i>TLC274C</i>	0,6	60	0,1	60	1,1	10	5	23	80	95	1,7

Расшифровка обозначений:

$SR$  — скорость нарастания выходного напряжения;

$e_n$  — нормированное напряжение шумов (на частоте 1000 Гц);

$U_{пит}$  — диапазон питающего напряжения;

$I_{потр}$  — потребляемый ток на усилитель;

$T_{раб}$  — диапазон рабочих температур: *Com*: 0...+70 °С, *Ind*: -40...+85 °С;

*XInd*: -40...+125 °С, *Mil*: -55...+125 °С;

$N$  — количество усилителей в корпусе;

$R/R$  — размах напряжения в диапазоне  $U_{пит}$  (*Rail-to-rail*).

Таблица П.3.2

Наименование	$SR$ , В/мкс	$e_n$ , нВ/ $\sqrt{Гц}$	$U_{пит}$ , В		$I_{потр}$ , мА	$T_{раб}$ , °С	$N$	Особенности
	тип.	тип.	тип.	макс.	макс.			
<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>	<i>8</i>	<i>9</i>
AD648J	1,8	30	4,5	18	0,2	<i>Com</i>	2	Микроомощный
AD711J	20	16	4,5	18	3,4	<i>Com</i>	1	Прецизионный
AD712J	20	16	4,5	18	3,4	<i>Com</i>	2	Прецизионный
AD744J	75	16	4,5	18	5	<i>Com</i>	1	Быстродействующий
AD795J	1	9	4	18	1,5	<i>Com</i>	1	Прецизионный
AD820A	3	13	1,5	18	0,9	<i>Ind</i>	1	$R/R_{вых}$ , Возм. однопол. пит.
AD822A	3	13	1,5	18	0,9	<i>Ind</i>	2	$R/R_{вых}$ , Возм. однопол. пит.
AD823A	22	16	3	36	2,8	<i>Ind</i>	2	Быстр., $R/R_{вых}$ , однопол. пит.
AD825A	140	12	4,8	18	7,2	<i>Ind</i>	1	Быстродействующий
CA3130	30	—	2,5	8	15	<i>Mil</i>	1	Темпер. диапазон -55...+125 °С
CA3140	9	12	4,5	18	6	<i>Mil</i>	1	Темпер. диапазон -55...+125 °С
CA3240	9	12	2	18	6	<i>Ind</i>	2	—
LF347	16	15	4,5	18	2,7	<i>Com</i>	4	—
LF353	16	15	4,5	18	3,2	<i>Com</i>	2	—
LF355	5	20	5	20	4	<i>Com</i>	1	—
LF356	12	12	5	20	10	<i>Com</i>	1	—
LF357	50	12	5	20	10	<i>Com</i>	1	Быстродействующий
LF411C	13	18	3,5	18	3,4	<i>Com</i>	1	—
LF412C	13	18	3,5	18	3,4	<i>Com</i>	2	—
LMC6001CI	1,5	22	4,5	15,5	0,95	<i>Ind</i>	1	Супермалый входной ток
LMC6022	0,11	42	4,75	16	0,14	<i>Ind</i>	2	Маломощный
LMC6024	0,11	42	4,75	16	0,16	<i>Ind</i>	4	—

Окончание табл. П.3.2

1	2	3	4	5	6	7	8	9
LMC6032	1,1	22	4,75	16	1,6	Ind	2	—
LMC6034I	1,1	22	5	15	0,75	Ind	4	—
LMC6492	1,3	37	2,5	16	1,3	XInd	2	$R/R_{\text{вх. и вых}}$
LMC6494	1,3	37	2,5	16	2,6	XInd	4	$R/R_{\text{вх. и вых}}$
LMC660	1,1	22	4,75	16	2,7	Com	4	Однополярное питание
LMC662	1,1	22	4,75	16	1,6	Ind	2	—
OP282G	9	30	4,5	18	0,25	Ind	2	Малое потребление
OP-42G	50	12	8	20	6,5	Ind	1	Быстродействующий
OP482G	9	30	4,5	18	0,25	Ind	4	Малое потребление
OPA2350	22	7	2,7	7	15	Ind	2	$R/R_{\text{вх. и вых}}$
OPA4131	10	16	$\pm 4,5$	$\pm 18$	7	Ind	4	—
OPA4134	20	8	$\pm 15$	$\pm 18$	20	Ind	4	Аудио
OPA4137	3,5	45	4,5	36	0,27	Ind	4	Альтерн. пит.: $\pm 2,25 \dots \pm 18$ В
OPA655	—	—	$\pm 4,7$	$\pm 5$	29	Ind	1	—
TL032AC	2,9	41	5	15	0,28	Com	2	Малое потребление
TL071C	16	15	4,5	18	2,5	Com	1	—
TL072C	16	15	4,5	18	2,5	Com	2	—
TL074C	16	15	4,5	18	2,5	Com	4	—
TL081C	16	15	4,5	18	2,5	Com	1	—
TL082C	16	15	4,5	18	2,5	Com	2	—
TL084C	16	15	4,5	18	2,5	Com	4	—
TLC2262I	0,55	12	2,2	8	0,5	Ind	2	$R/R_{\text{вых}}$ . Возм. однопол. пит.
TLC272C	3,6	25	3	16	2,2	Com	2	Однополярное питание
TLC272I	3,6	25	4	16	2,2	Ind	2	Однополярное питание
TLC274C	3,6	25	3	16	2,2	Com	4	Однополярное питание



## Приложение 4

### Справочные данные быстродействующих ОУ

Расшифровка обозначений:

$BW$  — граничная частота;

$SR$  — скорость нарастания выходного напряжения;

$t_{уст}$  — время установления до 0,1 %;

$U_{см}$  — напряжение смещения;

$I_{вх}$  — входной ток;

$K_0$  — коэффициент усиления.

Таблица П.4.1

Наименование	$BW$ , МГц	$SR$ , В/мкс	$t_{уст}$ , нс	$U_{см}$ , мВ		$I_{вх}$ , мкА		$K_0$ , В/мВ	
	тип.	макс.		тип.	макс.	тип.	макс.	мин.	тип.
<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>	<i>8</i>	<i>9</i>	<i>10</i>
AD8031A	80	30	125	1,0	6,0	0,45	1,2	6,3	12,5
AD8032A	80	30	125	1,0	6,0	0,45	1,2	6,3	12,5
AD8041A	160	160	35	2,0	7,0	1,2	3,2	20	55
AD8042A	160	200	39	3,0	9,0	1,2	3,2	32	100
AD8051A	150	170	40	1,7	12	2,0	4,5	12,5	80
AD8052A	150	170	40	1,7	12	2,0	4,5	12,5	80
AD8055A	300	1400	20	3,0	5,0	0,4	1,2	2	3,5
AD8056A	300	1400	20	3,0	5,0	0,4	1,2	2	3,5
AD8058A	325	1000	30	1,0	5,0	0,5	2,5	0,32	0,56
AD8061A	320	650	35	1,0	6,0	3,5	9,0	5	30
AD8062A	320	650	35	1,0	6,0	3,5	9,0	5	30
AD8063A	320	650	35	1,0	6,0	3,5	9,0	5	30
AD817A	50	350	45	0,5	2,0	3,3	6,6	4	6
AD818A	130	500	45	0,5	2,0	3,3	6,6	6	9
AD826A	50	350	45	0,5	2,0	3,3	6,6	3,5	6
AD827J	50	300	65	0,5	4,0	3,3	7,0	3	5,5
AD828A	130	450	45	0,5	2,0	3,3	6,6	5,5	9
AD829J	750	230	90	0,2	1,0	3,3	7,0	50	100

Окончание табл. П.4.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
AD847J	50	300	65	0,5	1,0	3,3	6,6	3	5,5
LM6171	100	3600	48	1,5	6	0,001	0,003	—	—
LM6172	160	3000	65	0,4	3	1,2пА	3пА	3	—
LM7171	220	4100	42	0,2	3	2,7	10	—	2
LMH6628	200	550	12	0,5	2	0,7	20	—	—
LMH6639	170	167	37	1,01	5	1,02	2,6	—	100
LMH6642	130	125	68	1	5	1,7	2,6	—	80
LMH6643	130	125	68	1	5	1,7	2,6	—	80
LMH6644	130	125	68	1	5	1,7	2,6	—	80
LMH6645	55	22	—	1	3	0,4	2	—	22
LMH6647	55	22	—	1	3	0,4	2	—	22
LMH6654	260	200	15	1	3	5	12	—	2
LMH6655	260	200	15	1	3	5	12	—	2
LMH6682	180	520	49	1,1	5	5	20	—	31
LMH6683	180	520	49	1,1	5	5	20	—	31

Расшифровка обозначений:

$K_{\text{вл. ип}}$  — коэффициент подавления влияния нестабильности источников питания;

$e_n$  — нормированное напряжение шумов (на частоте 1000 Гц);

$U_{\text{пит}}$  — диапазон питающего напряжения;

$I_{\text{потр}}$  — потребляемый ток на усилитель;

$T_{\text{раб}}$  — диапазон рабочих температур: *Com*: 0...+70 °С, *Ind*: -40...+85 °С;

$N$  — количество усилителей в корпусе;

$R/R$  — размах напряжения в диапазоне  $U_{\text{пит}}$  (*Rail-to-rail*).

Таблица П.4.2

Наименование	$K_{\text{вл. ип}}$ , дБ	$e_n$ , нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$	$U_{\text{пит}}$ , В		$I_{\text{потр}}$ , мА	$T_{\text{раб}}$ , °С	$N$	Особенности
	тип.	тип.	мин.	макс.	макс.			
1	2	3	4	5	6	7	8	9
AD8031A	86	15	+2,7	+12	1,4	<i>Ind</i>	1	$R/R_{\text{вх. и вых.}}$ Малое потр.
AD8032A	86	15	+2,7	+12	1,4	<i>Ind</i>	2	$R/R_{\text{вх. и вых.}}$ Малое потр.
AD8041A	80	16	+3	+12	5,8	<i>Ind</i>	1	$R/R_{\text{вх. и вых.}}$ Вход disable
AD8042A	80	15	+3	+12	6,0	<i>Ind</i>	2	$R/R_{\text{вых}}$

Окончание табл. П.4.2

1	2	3	4	5	6	7	8	9
AD8051A	80	16	+3	+12	3,3	Ind	1	$R/R_{\text{ВЫХ}}$
AD8052A	80	16	+3	+12	3,3	Ind	2	$R/R_{\text{ВЫХ}}$
AD8055A	86	6	4,0	6,0	6,5	Ind	1	Ток выхода до 60 мА
AD8056A	86	6	4,0	6,0	6,5	Ind	2	Ток выхода до 60 мА
AD8058A	59	7	1,5	6,0	7,5	Ind	2	Низкое напр. питания
AD8061A	80	8,5	+2,7	+8	9,5	Ind	1	$R/R_{\text{ВЫХ}}$
AD8062A	80	8,5	+2,7	+8	9,5	Ind	2	$R/R_{\text{ВЫХ}}$
AD8063A	80	8,5	+2,7	+8	9,5	Ind	1	$R/R_{\text{ВЫХ}}$ Вход <i>disable</i>
AD817A	86	15	2,5	18	7,5	Ind	1	—
AD818A	90	10	2,5	18	7,5	Ind	1	—
AD826A	86	15	2,5	18	7,5	Ind	2	—
AD827J	86	15	4,5	18	6,3	Com	2	—
AD828A	90	10	2,5	18	7,5	Ind	2	—
AD829J	120	1,7	4,5	18	6,8	Com	1	Сверхмалые шумы
AD847J	86	15	4,5	18	6,3	Com	1	—
LM6171	95	12	5,5	36	4	Ind	1	Маломощн.
LM6172	95	12	25,5	36	8	Ind	2	—
LM7171	90	14	5,5	36	8,5	Ind	1	—
LMH6628	70	2	—	13,5	24	Ind	2	—
LMH6639	96	19	—	13,5	5,6/0,5	Ind	1	$R/R_{\text{ВЫХ}}$ , ВЫКЛЮЧЕНИЕ
LMH6642	90	48	2,7	12,8	4,25	Ind	1	$R/R_{\text{ВЫХ}}$
LMH6643	90	48	2,7	12,8	8,5	Ind	2	—
LMH6644	90	48	2,7	12,8	17	Ind	4	—
LMH6645	83	25	2,5	12	1,25	Ind	1	$R/R_{\text{ВХ. И ВЫХ}}$
LMH6647	83	25	2,5	12	1,25/ 0,05	Ind	1	$R/R_{\text{ВХ. И ВЫХ}}$ , ВЫКЛЮЧЕНИЕ
LMH6654	76	4,5	2,5	6	6	Ind	1	—
LMH6655	76	4,5	2,5	6	12	Ind	2	—
LMH6682	76	17	3	12	18	Ind	2	Возм. двухпол. питания
LMH6683	76	17	3	12	27	Ind	3	—

## Приложение 5

### Справочные данные микромощных ОУ

Расшифровка обозначений:

$I_{\text{потр}}$  – потребляемый ток;

$U_{\text{пит}}$  – напряжение питания;

$U_{\text{см}}$  – напряжение смещения;

$I_{\text{вх}}$  – входной ток;

$K_0$  – коэффициент усиления;

$K_{\text{ос. сф}}$  – коэффициент ослабления синфазного сигнала.

Таблица П.5.1

Наименование	$I_{\text{потр}}$ , мА		$U_{\text{пит}}$ , В		$U_{\text{см}}$ , мВ		$I_{\text{вх}}$ , нА		$K_0$ , В/мВ		$K_{\text{ос. сф}}$ , дБ
	макс.	мин.	макс.	тип.	макс.	тип.	макс.	мин.	тип.	тип.	
<i>I</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>	<i>8</i>	<i>9</i>	<i>10</i>	<i>11</i>	
<i>AD648J</i>	0,02	4,5	18	0,75	2	0,005	0,02	300	1000	76	
<i>AD820A</i>	0,8	3	36	0,1	0,8	0,002	0,025	400	1000	80	
<i>AD822A</i>	0,8	3	36	0,1	0,8	0,002	0,025	400	1000	80	
<i>AD824A</i>	0,6	3	30	0,1	1	0,002	0,012	250	1000	80	
<i>AD8541A</i>	0,075	2,7	5,5	1	6	0,004	0,06	100	500	45	
<i>AD8542A</i>	0,075	2,7	5,5	1	6	0,004	0,06	100	500	45	
<i>AD8544A</i>	0,075	2,7	5,5	1	6	0,004	0,06	100	500	45	
<i>LF444</i>	0,25	4,5	18	3	10	0,01	0,1	25	100	95	
<i>LM611</i>	0,37	3	36	3,5	5	10	35	94	500	75	
<i>LM613</i>	0,45	2,2	36	1,5	5	5	35	94	500	95	
<i>LM6132</i>	0,4	1,8	35	0,25	6	110	350	15	100	100	
<i>LM6134</i>	0,4	1,8	35	0,25	6	110	350	15	100	100	
<i>LM6142</i>	1,3	1,8	35	0,3	2,5	3	30	100	270	107	
<i>LM6144</i>	2,6	1,8	35	0,3	2,5	3	30	100	270	107	
<i>LM7121</i>	5,3	4,5	36	0,9	8	5200	9500	1,7	4	93	
<i>LM7301</i>	1,1	1,8	35	0,03	6	90	200	14	71	88	
<i>LMC6035</i>	1,3	2	16	0,5	5	20фА	0,004	100	1000	96	

Продолжение табл. П.5.1

<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>	<i>8</i>	<i>9</i>	<i>10</i>	<i>11</i>
<i>LMC6041</i>	0,026	4,5	16	1	6	2фА	0,004	100	1000	75
<i>LMC6042</i>	0,02	4,5	16	1	6	2фА	0,004	100	1000	75
<i>LMC6044</i>	0,04	4,5	16	1	6	2фА	0,004	100	1000	75
<i>LMC6061AI</i>	0,04	4,5	15	0,1	0,9	—	0,004	400	3000	75
<i>LMC6442</i>	0,0026	1,8	11	0,75	7	5фА	0,004	—	100	92
<i>LMC6462</i>	0,06	3	16	0,25	3	150фА	—	—	3000	85
<i>LMC6464</i>	0,11	3	16	0,25	3	0,15пА	—	—	3000	85
<i>LMC6482</i>	1,3	3	16	0,11	0,75	20фА	0,004	140	660	82
<i>LMC6572</i>	0,08	2,7	11	0,5	7	0,02пА	0,01	500	1000	75
<i>LMC6574</i>	0,16	2,7	11	0,5	7	0,02пА	0,01	500	1000	75
<i>LMC7101</i>	1,5	2,7	16	0,11	6	1пА	0,064	80	340	70
<i>LMH6504</i>	15	7	12,6	—	—	1400	3500	—	—	—
<i>LMV710</i>	1,7	2,7	5,5	0,4	3	0,004	—	10	450	75
<i>LMV715</i>	1,7	2,7	5,5	0,4	3	0,004	—	10	450	75
<i>LMV722</i>	1,2	2,2	5,5	0,02	3	260	—	5,6	10	88
<i>LMV821</i>	0,3	2,5	5,5	1	3,5	30	90	17	31	85
<i>LMV822</i>	0,6	2,5	5,5	1	3,5	30	90	17	31	85
<i>LMV824</i>	1	2,5	5,5	1	3,5	30	90	17	31	85
<i>LMV931</i>	0,185	1,8	5	1	4	15	35	10	17	81
<i>LMV932</i>	0,37	1,8	5	1	5,5	—	—	5,6	31	80
<i>LP2902</i>	0,15	—	±13	2	4	2	20	40	70	90
<i>LP324</i>	0,15	—	±16	2	4	2	10	50	100	90
<i>LPC660</i>	0,24	4,75	16	1	6	2фА	0,004	100	1000	83
<i>LPC661</i>	0,09	4,75	16	1	6	2фА	0,004	100	1000	83
<i>LPC662</i>	0,14	4,75	16	1	6	2фА	0,004	100	1000	83
<i>MC33174</i>	0,3	3	44	2,5	5	20	100	50	500	90
<i>MC33202</i>	1,125	1,8	12	—	8	80	200	50	300	90
<i>MCP602-I</i>	0,325	2,7	5,5	—	2	0,001	0,02	100	550	90
<i>MCP607</i>	0,05	2,5	7	0,25	—	0,001	—	—	106	91
<i>MCP609</i>	0,1	2,5	7	0,25	—	0,001	—	—	1000	91
<i>MCP616</i>	0,025	2,3	7	—	0,15	15	35	—	10000	100
<i>OP90G</i>	0,02	1,6	36	0,125	0,45	4	25	400	800	100
<i>OP191G</i>	0,48	2,7	12	0,08	0,5	30	50	25	70	90
<i>OP193F</i>	0,03	1,7	18	—	0,15	—	20	500	—	116
<i>OP282G</i>	0,25	4,5	18	0,2	3	0,003	0,1	20	—	90
<i>OP290G</i>	0,02	1,6	36	0,125	0,5	4	25	400	600	100
<i>OP291G</i>	0,48	2,7	12	0,08	0,7	30	50	25	70	90
<i>OP293F</i>	0,03	1,7	18	—	0,15	—	20	500	—	116

Окончание табл. П.5.1

<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>	<i>8</i>	<i>9</i>	<i>10</i>	<i>11</i>
<i>OP295G</i>	0,15	3	36	0,03	0,3	8	20	1000	10000	110
<i>OP296G</i>	0,06	3	12	0,035	0,3	10	35	—	—	> 65
<i>OP482G</i>	0,25	4,5	18	0,2	4	0,003	0,1	20	—	90
<i>OP490G</i>	0,02	1,6	36	0,6	1	4,2	25	400	800	100
<i>OP496G</i>	0,06	3	12	0,035	0,3	10	35	150	200	> 65
<i>OPA2237</i>	0,7	2,7	36	0,25	0,75	10	40	—	25	86
<i>OPA2241</i>	0,6	2,7	36	0,05	0,25	4	20	—	106	106
<i>OPA2244</i>	0,1	2,2	36	0,7	1,5	10	25	—	190	98
<i>OPA2251</i>	0,6	2,7	36	0,05	0,1	4	20	—	106	106
<i>OPA2336</i>	0,64	2,3	5,5	0,06	0,5	0,001	0,01	—	106	86
<i>OPA2340</i>	1,9	2,7	5,5	0,15	0,5	0,2 пА	0,01	—	106	84
<i>OPA244</i>	0,6	2,6	36	0,7	1,5	10	25	—	190	98
<i>OPA340</i>	0,85	2,7	5,5	0,15	0,5	0,2 пА	0,01	—	1000	84
<i>OPA4241</i>	1,2	2,7	36	0,05	0,25	4	20	—	1000	106
<i>OPA4336</i>	1,28	2,3	5,5	0,06	0,5	0,001	0,01	—	100	86
<i>TL032AC</i>	0,28	5	15	0,39	0,8	0,002	0,2	5	14,5	94
<i>TL061C</i>	0,25	4,5	18	3	15	0,03	0,4	3	6	76
<i>КР140УД1208</i>	0,19	—	±18	—	6	30	—	50	—	70
<i>КР140УД1408</i>	0,6	±5	±16,5	—	2	—	2	—	50	85

Расшифровка обозначений:

$K_{\text{вл. ип}}$  — коэффициент подавления влияния нестабильности источников питания;

$BW$  — граничная частота;

$SR$  — скорость нарастания выходного напряжения;

$e_n$  — нормированное напряжение шумов (на частоте 1000 Гц);

$T_{\text{раб}}$  — диапазон рабочих температур:

$Com$ : 0...+70 °С;  $Ind$ : -40...+85 °С;  $XInd$ : -40...+125 °С;

$N$  — количество усилителей в корпусе;

$R/R$  — размах напряжения в диапазоне  $U_{\text{пит}}$  (*Rail-to-rail*).

Таблица П. 5.2

Наименование	$K_{\text{вл. ип}},$ дБ	$BW,$ МГц	$SR,$ В/мкс	$e_n,$ нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$	$T_{\text{раб}},$ $^{\circ}\text{C}$	$N$	$R/R_{\text{вх}}$	$R/R_{\text{вых}}$	Особенности
	тип.	тип.	тип.	тип.					
<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>	<i>8</i>	<i>9</i>	<i>10</i>
<i>AD648J</i>	80	1	1,8	30	<i>Com</i>	2	–	–	Малый входной ток
<i>AD820A</i>	80	1,9	3	16	<i>Ind</i>	1	–	+	Малый входной ток
<i>AD822A</i>	80	1,9	3	16	<i>Ind</i>	2	–	+	Малый входной ток
<i>AD824A</i>	80	2	2	16	<i>Ind</i>	4	–	+	Малый входной ток
<i>AD8541A</i>	76	0,98	0,75	40	<i>XInd</i>	1	+	+	Малый входной ток
<i>AD8542A</i>	76	0,98	0,75	40	<i>XInd</i>	2	+	+	Малый входной ток
<i>AD8544A</i>	76	0,98	0,75	40	<i>XInd</i>	4	+	+	Малый входной ток
<i>LF444</i>	90	1	1	35	<i>Com</i>	4	–	–	Малый входной ток
<i>LM611</i>	75	0,5	0,7	74	<i>Ind</i>	1	–	–	Регулир. ИОН
<i>LM613</i>	110	0,8	0,7	74	<i>Ind</i>	2	–	–	2 комп., регул. ИОН
<i>LM6132</i>	82	10	14	27	<i>Ind</i>	2	+	+	–
<i>LM6134</i>	82	10	14	27	<i>Ind</i>	4	+	+	–
<i>LM6142</i>	87	17	25	16	<i>Ind</i>	2	+	+	–
<i>LM6144</i>	87	17	25	16	<i>Ind</i>	4	+	+	–
<i>LM7121</i>	81	175	1300	17	<i>Ind</i>	1	+	+	Маломощный
<i>LM7301</i>	104	4	1,25	36	<i>Ind</i>	1	+	+	–
<i>LMC6035</i>	93	1,4	1,5	27	<i>Ind</i>	2	–	–	Маломощный
<i>LMC6041</i>	75	0,075	0,02	83	<i>Ind</i>	1	–	+	–
<i>LMC6042</i>	75	0,01	0,02	83	<i>Ind</i>	2	–	+	–
<i>LMC6044</i>	75	–	0,02	83	<i>Ind</i>	4	–	+	–
<i>LMC6061AI</i>	75	0,1	0,02	83	<i>Ind</i>	1	–	+	Ультрамалый входной ток
<i>LMC6442</i>	95	0,015	2,2	170	<i>Ind</i>	2	–	+	–
<i>LMC6462</i>	85	0,05	58	80	<i>Ind</i>	2	+	+	–
<i>LMC6464</i>	85	0,05	58	80	<i>Ind</i>	4	+	+	–
<i>LMC6482</i>	82	1,5	1,3	37	<i>Ind</i>	2	+	+	–

Продолжение табл. П.5.2

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
LMC6572	75	0,22	90	45	Ind	2	–	–	Низкое $U_{пит}$
LMC6574	75	0,22	90	45	Ind	4	–	–	–
LMC7101	60	0,6	1,1	37	Com	1	+	+	Маломощный
LMH6504	76	150	1500	4,4	Ind	2	–	–	–
LMV710	110	5	5	20	Ind	1	+	+	–
LMV715	110	5	5	20	Ind	1	+	+	Выключение
LMV722	90	10	4,9	9	Ind	2	–	–	–
LMV821	85	5	1,5	28	Ind	1	+	+	–
LMV822	85	5	1,5	28	Ind	2	+	+	–
LMV824	85	5	1,5	28	Ind	4	+	+	–
LMV931	100	1,4	0,35	60	XInd	1	+	+	–
LMV932	100	1,4	0,35	60	XInd	2	+	+	–
LP2902	90	0,1	0,005	–	Ind	4	–	–	–
LP324	90	0,1	0,005	–	Ind	4	–	–	–
LPC660	83	0,35	0,11	42	Ind	4	–	+	–
LPC661	83	0,35	0,11	42	Ind	1	–	+	–
LPC662	83	0,35	0,11	42	Ind	2	–	+	–
MC33174	100	1,8	2,1	32	Ind	4	–	–	Двупол. $U_{пит}$ $\pm 1,5... \pm 22$ В
MC33202	92	2,2	1	20	Ind	2	+	+	Малое $U_{пит}$
MCP602-I	88	2,8	2,3	29	Ind	2	–	+	Малый входной ток
MCP607	93	0,155	0,08	38	Ind	2	–	–	–
MCP609	93	0,155	0,08	38	Ind	4	–	–	–
MCP616	105	0,19	0,08	32	Ind	1	–	+	–
OP90G	110	0,02	0,012	–	Ind	1	–	+	Микромощное потребление
OP191G	110	3	0,4	35	XInd	1	+	+	Малое $U_{см}$
OP193F	120	0,035	0,015	65	XInd	1	–	+	Малое $U_{пит}$
OP282G	92	4	9	30	Ind	2	–	–	Малый входной ток
OP290G	110	0,02	0,012	–	Ind	2	–	+	Микромощное потребление
OP291G	110	3	0,4	35	XInd	2	+	+	Малое $U_{см}$
OP293F	120	0,035	0,015	65	XInd	2	–	+	Малое $U_{пит}$
OP295G	110	0,075	0,03	51	XInd	2	–	+	Малое $U_{см}$
OP296G	> 85	0,35	0,3	26	XInd	2	+	+	Малое $U_{см}$
OP482G	92	4	9	30	Ind	4	–	–	Малый входной ток



Окончание табл. П.5.2

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
OPA490G	110	0,02	0,012	—	Ind	4	—	+	Микромощное потребление
OPA496G	> 85	0,35	0,3	26	XInd	4	+	+	Малое $U_{см}$
OPA2237	—	1,4	0,5	28	Ind	2	—	—	—
OPA2241	—	0,035	0,01	45	Ind	2	—	+	—
OPA2244	—	0,43	0,16	22	Ind	2	—	—	Альтерн. пит: $\pm 1,1... \pm 18$ В
OPA2251	—	0,035	0,01	45	Ind	2	—	+	—
OPA2336	—	0,1	0,03	40	Ind	2	—	—	—
OPA2340	—	5,5	6	25	Ind	2	+	+	—
OPA244	—	0,43	0,16	22	Ind	1	—	—	—
OPA340	—	5,5	6	25	Ind	1	—	—	—
OPA4241	—	0,035	0,01	45	Ind	4	—	+	—
OPA4336	—	0,1	0,03	40	Ind	4	—	+	—
TL032AC	96	1,1	2,9	41	Com	2	—	—	Малый входной ток
TL061C	95	1	3,5	42	Com	1	—	—	Малый входной ток
КР140УД1208	200 мкВ/В	0,1	0,1	—	Ind	1	—	—	—
КР140УД1408	100 мкВ/В	0,3	0,05	—	Com	1	—	—	Малый входной ток

---

# Оглавление

---

Список основных сокращений .....	3
<b>1. Операционные усилители .....</b>	<b>5</b>
1.1. Общие сведения об операционных усилителях .....	5
1.1.1. Общие вопросы .....	5
1.1.2. Классификация ОУ .....	6
1.1.3. Система обозначений ОУ .....	6
1.1.4. Условные графические обозначения ОУ .....	7
1.1.5. Конструктивное оформление интегральных ОУ .....	9
1.2. Структура ОУ .....	11
1.3. Параметры и характеристики ОУ .....	13
1.3.1. Понятие об идеальном ОУ .....	13
1.3.2. Статические параметры ОУ .....	13
1.3.3. Динамические свойства ОУ .....	19
1.4. Внутренние компоненты ОУ .....	26
1.4.1. Составные транзисторы .....	26
1.4.2. Источники стабильного тока .....	27
1.4.3. Дифференциальный усилительный каскад .....	28
1.4.4. Защита входа от перегрузки .....	31
1.4.5. Источники стабильного напряжения .....	31
1.4.6. Промежуточные и выходные каскады .....	32
1.5. Специализированные ОУ .....	32
1.5.1. Классификация ОУ .....	32
1.5.2. Операционные усилители общего назначения .....	33
1.5.3. Прецизионные (высокоточные) ОУ .....	34
1.5.4. Быстродействующие ОУ .....	35
1.5.5. Микромощные и программируемые ОУ .....	36
1.5.6. Операционные усилители с высоким входным сопротивлением (с малым входным током) .....	37
1.5.7. Многоканальные ОУ .....	37
1.5.8. Мощные и высоковольтные ОУ .....	38
1.5.9. ОУ с управляемой проводимостью .....	39
1.5.10. Операционные усилители с однополярным питанием .....	40
1.6. Основные схемы включения ОУ с обратной связью .....	40
1.6.1. Неинвертирующее включение ОУ .....	40
1.6.2. Инвертирующее включение ОУ .....	41
<b>2. Операционные усилители с резистивной обратной связью .....</b>	<b>43</b>
2.1. Общие вопросы .....	43
2.2. Инвертирующее включение ОУ .....	43

2.3. Неинвертирующее включение ОУ .....	48
2.4. Суммирующие и вычитающие устройства на ОУ .....	50
2.5. Измерительные усилители на ОУ .....	52
2.6. Регулирование коэффициента передачи АУ .....	54
2.7. Расчет элементов схемы и выбор операционного усилителя .....	55
<b>3. Операционные усилители с комплексной обратной связью .....</b>	<b>59</b>
3.1. Интегрирующий усилитель .....	59
3.1.1. Интегратор .....	59
3.1.2. Реальный интегратор .....	63
3.1.3. Амплитудно-частотная характеристика реального интегратора .....	65
3.1.4. Схемы ограничения .....	67
3.1.5. Суммирующий интегратор .....	68
3.1.6. Интегратор-усилитель .....	69
3.1.7. Разностный интегратор .....	69
3.1.8. Двойное интегрирование .....	70
3.2. Дифференцирующий усилитель .....	70
3.2.1. Дифференциатор .....	73
3.2.2. Стабилизация дифференциатора .....	74
3.2.3. Скорректированный дифференциатор как частотный фильтр .....	75
3.2.4. Действие дифференциатора на некоторые типы сигналов .....	75
3.2.5. Суммирующий дифференциатор .....	78
3.2.6. Дифференциатор-усилитель .....	79
3.2.7. Разностный дифференциатор .....	80
<b>Контрольные вопросы .....</b>	<b>81</b>
<b>Библиографический список .....</b>	<b>83</b>
<b>Приложение 1</b>	
<b>Справочные данные отечественных и зарубежных ОУ общего назначения .....</b>	<b>85</b>
<b>Приложение 2</b>	
<b>Справочные данные прецизионных ОУ .....</b>	<b>90</b>
<b>Приложение 3</b>	
<b>Справочные данные ОУ с малым входным током .....</b>	<b>93</b>
<b>Приложение 4</b>	
<b>Справочные данные быстродействующих ОУ .....</b>	<b>97</b>
<b>Приложение 5</b>	
<b>Справочные данные микро мощных ОУ .....</b>	<b>100</b>

*Учебное издание*

**Важенин** Владимир Григорьевич,  
**Марков** Юрий Викторович,  
**Лесная** Любовь Леонидовна

**АНАЛОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА  
НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ**

Редактор *И. В. Коршунова*  
Верстка *О. П. Игнатъевой*

Подписано в печать 17.11.2014. Формат 70×100<sup>1</sup>/<sub>16</sub>.  
Бумага писчая. Плоская печать. Усл. печ. л. 8,7.  
Уч.-изд. л. 7,0. Тираж 150 экз. Заказ № 1585.

Издательство Уральского университета  
Редакционно-издательский отдел ИПЦ УрФУ  
620049, Екатеринбург, ул. С. Ковалевской, 5  
Тел.: 8 (343) 375-48-25, 375-46-85, 374-19-41  
E-mail: rio@urfu.ru

Отпечатано в Издательско-полиграфическом центре УрФУ  
620075, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4  
Тел.: 8 (343) 350-56-64, 350-90-13  
Факс 8 (343) 358-93-06  
E-mail: press-urfu@mail.ru



**ВАЖЕНИН ВЛАДИМИР ГРИГОРЬЕВИЧ**

кандидат технических наук, доцент кафедры  
радиоэлектроники информационных систем



**МАРКОВ ЮРИЙ ВИКТОРОВИЧ**

кандидат технических наук, доцент кафедры  
радиоэлектроники информационных систем



**ЛЕСНАЯ ЛЮБОВЬ ЛЕОНИДОВНА**

научный сотрудник кафедры радиоэлектроники  
информационных систем