

В. В. Масленников

**Микросхемы операционных
усилителей и их применение**

Москва 2009

Федеральное агентство по образованию Российской Федерации

Московский инженерно-физический институт
(государственный университет)

В. В. Масленников

Микросхемы операционных усилителей и их применение

Москва 2009

УДК 621.382(075)
ББК 32.85я7
МЗ1

Масленников В.В. **Микросхемы операционных усилителей и их применение.** – М.: МИФИ, 2009. – 92 с.

В пособии сообщаются основные сведения по устройству и изготовлению микросхем операционных усилителей (ОУ), характеристики и параметры ОУ, вопросы их применения для обработки аналоговых сигналов, расчета цепей на основе ОУ и погрешностей, возникающих при их использовании.

Пособие предназначено для студентов 6-го семестра факультета "Теоретической и экспериментальной физики" и Высшего физического колледжа, изучающих курс "Общая электротехника и электроника" и обучающихся по специальностям «Физика атомного ядра и частиц» (072700), «Физика конденсированного состояния вещества» (072600), «Медицинская физика» (014000), «Радиационная безопасность человека и окружающей среды» (330300), «Прикладная математика» (010200), «Физика Земли и планет» (014300), а также студентов 5-го семестра факультета "Ф", изучающих курс "Электротехника и электроника" и обучающихся по специальностям «Техническая физика» (140400), «Безопасность и нераспространение ядерных материалов» (140309), «Физика кинетических явлений» (140303), «Физика металлов» (150702), «Ядерные реакторы и энергетические установки» (140305).

Пособие может быть полезно всем студентам и аспирантам, желающим пополнить свои знания в области аналоговой схемотехники.

Рецензент доктор технических наук профессор *Ю.А. Волков.*

Рекомендовано редсоветом МИФИ в качестве учебного пособия.

ISBN 978-5-7262-1128-2

© *Московский инженерно-физический институт
(государственный университет), 2009*

ВВЕДЕНИЕ

Элементной базой современной электроники являются микросхемы: аналоговые и цифровые. Аналоговые микросхемы предназначены для обработки аналоговых сигналов — сигналов, непрерывно изменяющихся во времени.

Надо отметить, что все физические величины, изменяющиеся во времени, являются либо непрерывными, либо дискретными. Например, температура воздуха во времени изменяется непрерывно, а небольшое количество α -частиц, проходящих через измерительную часть чувствительного прибора, может быть подсчитано поштучно, т.е. поток α -частиц является дискретной величиной.

Физические величины, причиной которых является очень большое количество отдельных мелких событий, непрерывно изменяются во времени. Например, человек чувствует температуру окружающей среды по тому огромному количеству молекул воздуха, которые сталкиваются с его телом. Электрический ток в металле представляет собой дрейф большого числа хаотически движущихся электронов. Как показывает практика, абсолютное большинство физических величин, является непрерывно изменяющимися во времени, т.е. аналоговыми. Например, кроме названной выше температуры, такими величинами являются: давление, скорость, ускорение, вес, световой поток, освещенность и т.д.

В настоящее время абсолютное большинство физических величин измеряются с помощью электрических сигналов. С этой целью используются датчики или первичные преобразователи, преобразующие физические величины в электрические сигналы. Большинство физических величин аналоговые, поэтому электрические сигналы на выходе первичных преобразователей обычно аналоговые.

Аналоговые электрические сигналы можно усиливать, складывать, вычитать, умножать, делить, интегрировать и дифференцировать по времени, логарифмировать, возводить в степень и т.д., т.е. проводить с ними все известные математические операции. С этой целью применяются аналоговые микросхемы, среди которых чаще всего используют микросхемы операционных усилителей, названных так потому, что они были предназначены для выполнения перечисленных выше операций над аналоговыми сигналами.

Операционные усилители (ОУ) были созданы еще в пору ламповой электроники (первый разработан в 1942 г. в США А. Джули)

и представляли собой достаточно массивные, весом от одного до нескольких килограмм, устройства объемом в несколько кубических дециметров ($n \cdot 10^{-3} \text{ м}^3$). Они потребляли значительную электрическую энергию (мощность примерно $n \cdot 10^2 \text{ Вт}$). На их основе изготавливались аналоговые вычислительные машины, позволяющие моделировать различные физические процессы и решать математические задачи.

В настоящее время благодаря возникновению и развитию микроэлектроники моделирование и решение математических задач проводится с помощью калькуляторов и компьютеров, работающих с цифровыми кодами и выполненными на цифровых микросхемах. Информацию, содержащуюся в аналоговых электрических сигналах, поступающих от первичных преобразователей, также можно представить в цифровой форме и обрабатывать с помощью компьютеров. С этой целью используются аналого-цифровые преобразователи (АЦП), преобразующие аналоговые входные сигналы в цифровые сигналы, выраженные в двоичном коде. Однако приходящие от датчиков аналоговые электрические сигналы перед поступлением на входы АЦП чаще всего требуется усилить, преобразовать, отфильтровать от шумов, т.е. сделать доступными для аналого-цифровых преобразований. Эти функции по предварительной обработке аналоговых сигналов можно осуществить с помощью электронных устройств, выполненных на основе микросхем ОУ.

Современные микросхемы ОУ представляют собой легкие (массой не более нескольких грамм) приборы с объемом не более одного кубического сантиметра ($<10^{-6} \text{ м}^3$), потребляющие малую электрическую энергию (мощность от $n \cdot 10^{-1}$ до 10^{-5} Вт). На таких микросхемах можно изготавливать достаточно сложные, но компактные электронные устройства.

Как устроены и изготавливаются микросхемы ОУ, какими параметрами они характеризуются, как с их помощью можно выполнять операции над аналоговыми сигналами, каким образом можно рассчитывать электронные цепи на их основе, какие погрешности возникают при их использовании – вот те вопросы, которые будут рассмотрены в данном учебном пособии.

1. УСТРОЙСТВО МИКРОСХЕМ ОУ

1.1. Основные технологические процессы изготовления полупроводниковых микросхем

Большинство выпускаемых промышленностью многих стран различных микросхем, в том числе и ОУ, изготовлены на основе кремния – полупроводника, которого очень много на Земле. Это была одна из причин широкого распространения кремниевых микросхем. Вторая причина не менее важная: изготовленные в приповерхностном слое кремния транзисторы, резисторы, диоды и конденсаторы, соединенные между собой и выполняющие определенную функцию, от внешней среды надежно защищены окисной пленкой SiO_2 , которая очень прочно связана с кремниевым кристаллом. Это делает кремниевые микросхемы чрезвычайно надежными элементами электроники. Надежность микросхем на много порядков превосходит надежность электронных ламп, что явилось одной из главных причин, определивших широкое распространение полупроводниковой микроэлектроники.

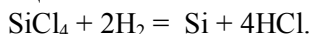
Кремний, встречающийся в природе в виде песка, камней и горных пород, содержит много примесей. Для производства микросхем его нужно очистить. Существует несколько способов химической очистки кремния [1]. Но получить чистый кремний мало – нужно вырастить монокристаллический кремний, т.е. атомы кремния должны быть расположены регулярным образом. Монокристаллический кремний получают из расплава чистого кремния методом Чохральского.

Полученный слиток монокристаллического кремния представляет собой цилиндр диаметром от 80 до 150 мм. Длина такого цилиндра составляет 1–1,5 м. Слиток кремния разрезают на тонкие пластины, толщина которых составляет 0,4–0,5 мм. Затем пластины шлифуют, доводя их толщину до 0,2–0,3 мм. Механической и химической полировкой пластины доводят до зеркального блеска. В результате шлифовки и полировки параллельность плоскостей пластин составляет доли микрон на 10 мм длины. После шлифовки и полировки пластины отмывают в деионизованной воде. На одной пластине может быть изготовлено несколько сотен кристаллов микросхем. Например, при диаметре пластины 80 мм и размере

кристалла микросхемы $2 \times 2 \text{ мм}^2$ на пластине можно изготовить 400–500 кристаллов (при этом учитываются потери площади пластины на резку кристаллов и невозможность полного использования площадей вблизи круглых краёв пластины).

Для непосредственного изготовления микросхем используются следующие технологические операции.

Эпитаксия – это процесс выращивания монокристаллических слоев на пластине. Эпитаксию производят в вакууме, пропуская при температуре $+1200^\circ\text{C}$ над пластиной поток водорода, содержащий примесь тетрахлорида кремния SiCl_4 . На поверхности пластины происходит реакция:



Выпадающие на поверхность атомы кремния образуют наращиваемый слой, кристаллографическая ориентация которого повторяет кристаллографическую ориентацию подложки.

Термическое окисление – это образование уже упомянутой выше пленки SiO_2 . Кроме защиты кристалла эта пленка играет еще и роль маски, через окна которой вводятся необходимые примеси, и роль тонкого слоя диэлектрика под затвором МДП-транзисторов [1]. Окисление производят при высокой температуре путем пропускания над поверхностью пластины кислорода или кислорода совместно с парами чистой воды.

Легирование – введение примесей в пластину, с помощью которых, в частности, в приповерхностном слое полупроводника могут быть созданы необходимые *p-n*-переходы. Легирование возможно двумя основными путями: диффузией при высокой температуре из газовой струи, продуваемой над поверхностью пластины, и ионной имплантацией, осуществляемой бомбардировкой пластины ионами примеси, ускоренными специальными ионными ускорителями.

Травление – удаление с поверхности пластины ненужного вещества. В частности, травление используется для создания в защитном слое SiO_2 необходимых окон, через которые может быть произведено легирование.

Изготовление фотошаблонов. Эта операция начинается с вычерчивания на большом листе бумаги одного из фрагментов поверхности кристалла микросхемы с необходимыми окнами, предназначенными для последующих операций: диффузии, ионной им-

плантации, травления и т.п. Фрагмент поверхности микросхемы рисуется в масштабе 1000:1 или даже большем. Простейший и ранее всего используемый способ изготовления фотошаблона состоит в фотографировании фрагмента микросхемы и уменьшении его размеров на фотоснимке до масштаба 1:1. Затем изготавливается собственно фотошаблон, представляющий собой стеклянную пластинку, на одной из сторон которой нанесена тонкая непрозрачная пленка с необходимым рисунком в виде окон - прозрачных отверстий. Поскольку микросхемы изготавливаются групповым методом, на фотошаблоне размещается большое число однотипных рисунков, каждый из которых предназначен для выполнения одной операции по созданию одного кристалла микросхемы. Операций по травлению, диффузии и ионной имплантации, необходимых для изготовления кристаллов микросхем, необходимо производить несколько, поэтому изготавливаются несколько фотошаблонов.

Фотолитография. Эта операция может производиться несколькими способами. В простейшем случае фотошаблон с множеством окон для травления накладывается на обработанную пластину кремния, причем нанесенный на стекло рисунок находится в контакте с пластиной. Перед этой операцией на поверхность пластины наносится фоторезистор, представляющий собой разновидность фотоэмульсий, используемых в обычной фотографии. Негативные фоторезисторы полимеризуются под действием света и становятся устойчивыми к кислотным или щелочным травителям, а при использовании положительных фоторезисторов свет разрушает полимерные связи, и травители будут разрушать засвеченные участки. Облучение пластин кремния с нанесенными на нее фоторезисторами и приложенными к ним фотошаблонами может производиться видимым светом, рентгеновскими лучами или электронами. После облучения, снятия фотошаблонов и травления образуются окна, необходимые для проведения дальнейших операций по легированию.

Нанесение тонких металлических пленок — процесс, используемый для соединения между собой различных слоев полупроводника и элементов микросхем, изготовленных в приповерхностном слое полупроводника. Такие пленки могут наноситься различными методами: вакуумного напыления, ионно-плазменного напыления, анодирования, электрохимического осаждения [1]. В слож-

ных микросхемах не удастся спроектировать металлические соединения элементов без взаимного пересечения. В этих случаях используется многослойная или многоуровневая разводка, т.е. несколько «этажей» металлизации, разделенных окислом SiO_2 . Металлические пленки используются и для создания контактных площадок, расположенных по краям кристаллов, к которым в дальнейшем присоединяются внешние выводы микросхемы.

Предварительная проверка на годность кристаллов производится на постоянном токе. Для этой цели имеется специальная установка с тонкими иглами – щупами. При контакте щупов с кристаллом на необходимые контактные площадки подается постоянное напряжение, а на других контактных площадках оно измеряется. Если все элементы кристалла работают в необходимых режимах, то на контрольных контактных площадках напряжение не выходит за допустимые пределы. Упрощенная проверка предполагает лишь измерение тока, потребляемого микросхемой. Все годные кристаллы, прошедшие проверку, маркируются.

Разделение пластин на кристаллы микросхем производится скрайбированием, напоминающим процесс вырезки стекольщиком оконных стекол.

Сборка кристаллов в корпусе микросхемы начинается с операций приклеивания или приваривания кристаллов ко дну корпуса. Затем контактные площадки соединяются с внешними выводами корпуса с помощью алюминиевых или золотых проволочек путем термокомпрессии, сочетающей достаточное давление и повышенную температуру.

По окончании монтажа кристалла ко дну корпуса и соединения контактных площадок с внешними выводами производится **корпусирование**, т.е. соединение дна корпуса с внешней крышкой, осуществляемое сваркой. Для защиты кристалла от влияния внешней среды корпусирование производится либо в вакууме, либо в инертном газе. После корпусирования микросхемы проходят тщательную проверку на соответствие техническим требованиям.

Цена одной современной микросхемы операционного усилителя общего применения составляет примерно 5–30 рублей. При этом нужно учесть, что большую часть стоимости микросхемы составляет корпус микросхемы и сборочные операции.

1.2. Элементы микросхем ОУ

Элементами микросхем называют их неделимые составные части, которые нельзя отделить от кристалла микросхемы. Вместе с тем, каждый из элементов: транзисторов, диодов, резисторов, конденсаторов – выполняют свои функции, имея электрическую связь с подложкой, а иногда и друг с другом.

До недавнего времени абсолютное большинство микросхем ОУ изготовлялось по биполярной технологии, предусматривающей создание в приповерхностном слое кремния биполярных транзисторов, полевых транзисторов с управляющим p - n -переходом, а также резисторов и конденсаторов небольших емкостей. Биполярная технология предусматривает изоляцию отдельных элементов друг от друга и соединение их между собой только с помощью тонких металлических пленок, наносимых поверх окисла SiO_2 .

При использовании МОП-технологии изоляции элементов друг от друга в большинстве случаев не требуется. По этой причине, в частности, МОП-технология проще и дешевле. При ее использовании МОП-транзисторы могут располагаться близко друг от друга, т.е. повышается плотность компоновки элементов и коэффициент использования площади кристалла. Благодаря уменьшению размеров МОП-транзисторов их частотные свойства стали сравнимы с частотными свойствами транзисторов, выполненных по биполярной технологии. Все это привело к широкому использованию МОП-технологии при изготовлении микросхем ОУ. По нашим оценкам в настоящее время уже больше 40% всех выпускаемых микросхем ОУ изготовляется по МОП-технологии.

Рассмотрим внутреннюю структуру элементов микросхем ОУ. На рис 1.1, *а* приведена внутренняя структура n - p - n -транзистора, а на рис 1.1, *б* его топология (вид сверху) [1].

Незаштрихованная область n на рис 1.1, *а* представляет собой так называемый n -карман, который снизу окружен подложкой p -типа, а с четырех боковых сторон p -областями, образованными за счет диффузии акцепторной примеси. Внутри n -кармана располагается p -область базы, также полученная с помощью диффузии. Внутри области базы располагается область n^+ , полученная путем

второй диффузии, но уже донорной примеси (+ означает высокую степень легирования материала).

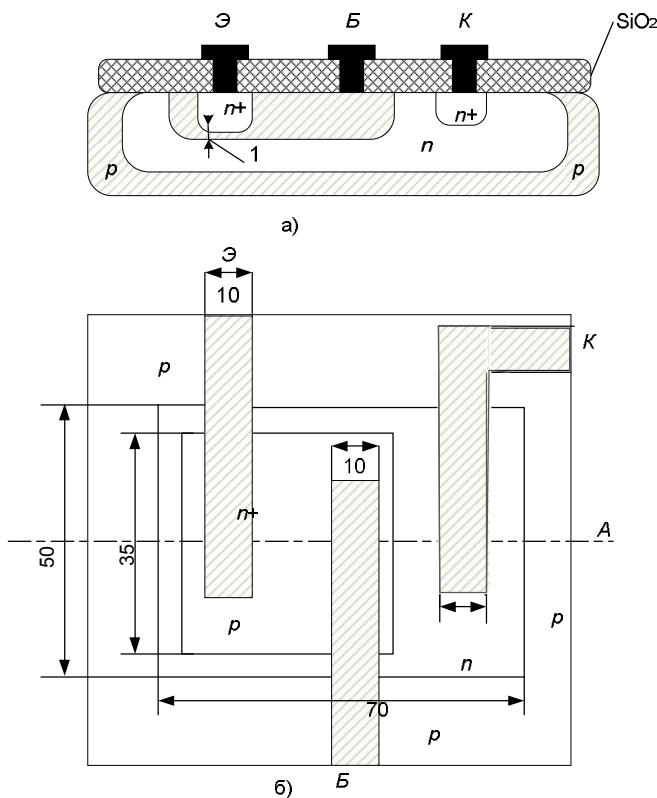


Рис. 1.1. Внутренняя структура *n-p-n*-транзистора:
а – разрез по линии *АА*; б – топология *n-p-n*-транзистора

Выводы областей эмиттера, базы и коллектора, выполненные металлическими полосками, изображены на рисунке 1.1, а в Т-образном виде, на рис 1.1, б они заштрихованы. Для хорошего контакта коллекторного вывода под металлической полоской область коллектора высоколегированна. На рис 1.1, б приведены примерные размеры транзисторов в микрометрах.

При указанных размерах транзистора и типовом режиме его изготовления транзистор будет обладать параметрами, приведенными в табл. 1.1 [1].

Таблица 1.1

Параметр	Значение	Допуск при изготовлении δ , %
Коэффициент усиления базового тока β	100 – 200	± 30
Предельная частота f_T^* , МГц	200 – 500	± 20
Коллекторная емкость, пФ	0,3 – 0,5	± 10
Пробивное напряжение $U_{кб}$, В	40 – 50	± 30
Пробивное напряжение $U_{эб}$, В	7 – 8	± 5

Транзистор $n-p-n$ является основным элементом биполярной технологии. Изготовление всех других элементов стараются совместить с технологией изготовления $n-p-n$ -транзисторов.

В качестве диодов можно использовать эмиттерный и коллекторный $p-n$ -переходы транзистора $n-p-n$ -типа. При этом возможны пять вариантов организации диодов: между базой и эмиттером (Б–Э) (коллекторный вывод транзистора не используется), между базой и коллектором (Б–К) (эмиттерный вывод не используется), между соединенными между собой базой и коллектором с одной стороны и эмиттером с другой стороны (БК–Э), между соединенными между собой базой и эмиттером с одной стороны и коллектором с другой стороны (БЭ–К), между соединенными между собой эмиттером и коллектором с одной стороны и базой с другой стороны (ЭК–Б).

Наибольшим напряжением пробоя характеризуются диоды, использующие только коллекторный переход, поскольку области коллектора и базы менее легированы, чем область эмиттера. Однако, эмиттерный переход имеет меньшую площадь и по этой причине меньший ток закрытого перехода и меньшую емкость перехода. Меньшее время восстановления имеет диод с закороченным коллекторным переходом (БК–Э), поскольку накопление неосновных носителей при открытом диоде происходит только в области базы, а в других случаях – и в области коллектора.

Резистор в полупроводниковой интегральной схеме может быть изготовлен как и $n-p-n$ -транзистор, но с использованием всего од-

*Предельная частота f_T – это произведение β на частоту, при которой β уменьшается в $\sqrt{2}$ раз.

ной диффузии акцепторной примеси. Внутренняя структура резистора приведена на рис. 1.2.

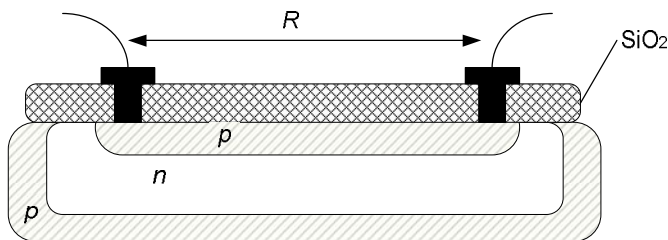


Рис. 1.2. Внутренняя структура резистора, выполненного с использованием базовой области

Базовая область n - p - n -транзистора в данном случае служит в качестве резистора. Для увеличения сопротивления резистора его топологию делают зигзагообразной. На рис. 1.3 приведена возможная топология резистора. В черный цвет закрашены контактные площадки для подсоединения резистора к другим элементам микросхемы. Заштрихованная область p находится под слоем SiO_2 .

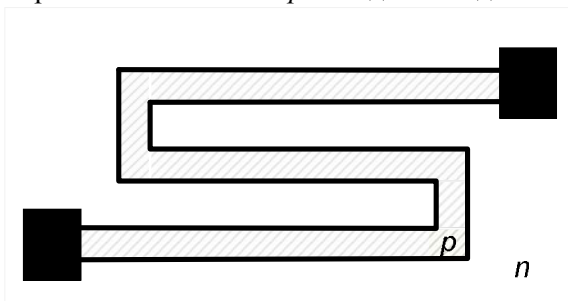


Рис. 1.3. Зигзагообразная топология полупроводникового резистора

Максимальное сопротивление резистора, выполненного указанным методом составляет 40–60 кОм, разброс в процессе изготовления $\pm(15\ldots 20)\%$, а температурный коэффициент изменения сопротивления составляет $0,15\ldots 0,3\text{ }^\circ\text{C}^{-1}$.

Для получения больших значений сопротивлений можно использовать, как и при изготовлении n - p - n -транзистора вторую донорную диффузию. При этом ширина канала базовой области между контактными площадками резистора уменьшается, и сопротив-

ление может быть получено порядка сотен кОм. Для получения еще больших значений сопротивлений может быть использована ионная имплантация. Для создания резисторов малых сопротивлений можно использовать низкоомный эмиттерный слой. При этом удается получить минимальные сопротивления, равные 3...5 Ом.

По биполярной технологии может быть изготовлен и полевой транзистор с управляющим p - n -переходом. Например, полевой транзистор с p -каналом может иметь внутреннюю структуру, приведенную на рис 1.4 [1].

Полевые транзисторы, полученные таким образом, имеют сравнительно небольшую крутизну, равную примерно несколько мА/В.

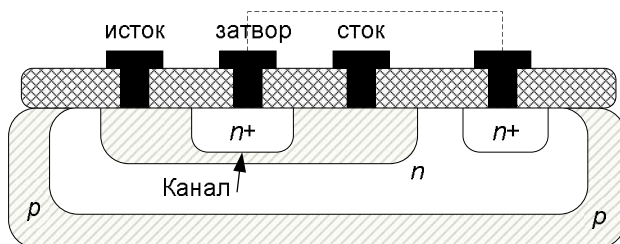


Рис. 1.4. Внутренняя структура транзистора с p -каналом

Биполярные транзисторы типа p - n - p , полученные с использованием типовой технологии изготовления транзисторов n - p - n -типа, имеют малые ($\beta < 10$) и низкие предельные частоты ($f_t < 10$ МГц). Для изготовления более совершенных транзисторов необходимо использовать технологически более сложную тройную диффузию.

Рассмотренные выше структуры биполярных и полевых транзисторов изолированы от других элементов с помощью обратного смещенного p - n -перехода. Более совершенной является диэлектрическая изоляция. При этом транзисторы обладают гораздо лучшими параметрами (большие β и f_t).

Как уже указывалось выше, МОП-транзисторы могут использоваться без изоляции их друг от друга. При этом может быть уменьшено и количество технологических операций при их изготовлении.

На рис 1.5 приведена внутренняя структура МОП-транзистора с индуцируемым n -каналом [2]. Как видно на рисунке, требуется использовать всего одну диффузию донорной примеси.

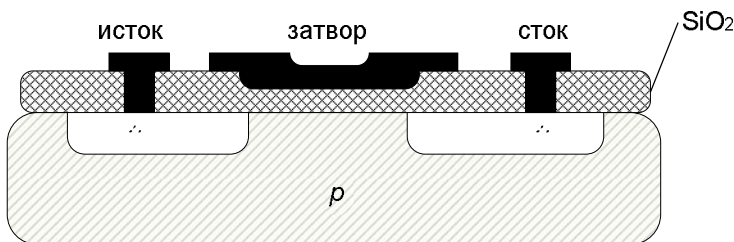


Рис. 1.5. Внутренняя структура МОП-транзистора с индуцируемым n -каналом

Как известно, частотные свойства МОП-транзисторов определяются значениями паразитных емкостей, образующихся между выводами транзистора, а также подложкой. В свою очередь, значения емкостей во многом зависят от площади, занимаемой МОП-транзистором на поверхности кристалла. Благодаря совершенствованию технологических процессов изготовления площади транзисторов все время уменьшаются. В настоящее время при изготовлении микропроцессоров на кристалле размером $10 \times 10 \text{ мм}^2$ может быть расположено 10^8 транзисторов, т.е. площадь одного транзистора составляет всего 1 мкм^2 (площадь n -кармана биполярного p - n -транзистора, выполненного по традиционной биполярной технологии, топология, которого приведена на рис 1.1, б, составляет 3500 мкм^2).

Для изготовления конденсаторов могут быть использованы в биполярной технологии емкости p - n -переходов, в МОП-технологии – подзатворные емкости транзисторов. Электронно-дырочные переходы при использовании их в качестве емкостей должны быть закрыты. Значения их емкостей будут зависеть от запирающего напряжения. В этом отношении гораздо удобнее использовать подзатворную емкость МОП-транзистора, поскольку на затвор может быть приложено как положительное, так и отрицательное напряжение.

В целом, следует отметить, что большинство параметров элементов микросхем имеют значительный разброс при изготовлении, к тому же они изменяются в пределах $10 \dots 50 \%$ при изменении температуры в диапазоне $100 \text{ }^\circ\text{C}$ (например, от $-50 \text{ }^\circ\text{C}$ до $+50 \text{ }^\circ\text{C}$). Это приводит к значительным разбросам параметров микросхем и их большой температурной нестабильности.

Вместе с тем, необходимо подчеркнуть, что параметры одинаковых элементов, расположенных в кристалле микросхемы рядом друг с другом, за счет сравнительно высокой однородности материала и их изготовления в едином технологическом процессе отличаются по значениям очень близкими. Это используется при создании микросхем ОУ.

1.3. Схемы основных усилительных каскадов микросхем ОУ

Большинство выпускаемых промышленностью и продаваемых на рынке микросхем ОУ имеют дифференциальный вход и один выход. В литературе по электронной схемотехнике условно обозначается так, как приведено на рис. 1.6.

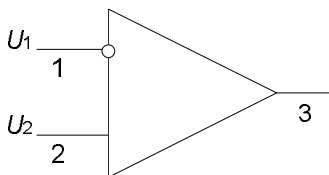


Рис. 1.6. Обозначение операционного усилителя в схемах:
1 – инвертирующий вход, 2 – неинвертирующий вход, 3 – выход

Дифференциальный вход ОУ подразумевает, что микросхема усиливает разность входных сигналов, т.е. усиливается $|U_1 - U_2|$. При этом вход 1 с полукругом на входе ОУ называется инвертирующим входом, а вход 2 – неинвертирующим. Это означает, что при подаче на инвертирующий вход какого-то напряжения при закороченном на общую шину («землю») неинвертирующем входе на выходе ОУ получается усиленное напряжение, имеющее полярность, противоположную входному напряжению, т.е. оно инвертируется. При подаче на неинвертирующий вход напряжения при закороченном на «землю» инвертирующем входе усиленное выходное напряжение не меняет своей полярности.

Как правило, микросхема ОУ имеет еще два вывода для подключения двух источников питания $+E$ и $-E$. Необходимость двух источников питания будет пояснена ниже.

Операционный усилитель, выполненный в виде полупроводниковой микросхемы, имеет два или три усилительных каскада. Первый из этих каскадов обязательно дифференциальный. Дифференциальный усилительный каскад может быть выполнен на биполярных транзисторах; а также полевых транзисторах как с управляющим p - n -переходом, так и МДП-типа. Первые типы микросхем ОУ были выполнены по биполярной технологии и в настоящее время именно по этой технологии изготавливается большинство интегральных ОУ.

Рассмотрим принцип действия дифференциального усилительного каскада на биполярных транзисторах (рис. 1.7) [3].

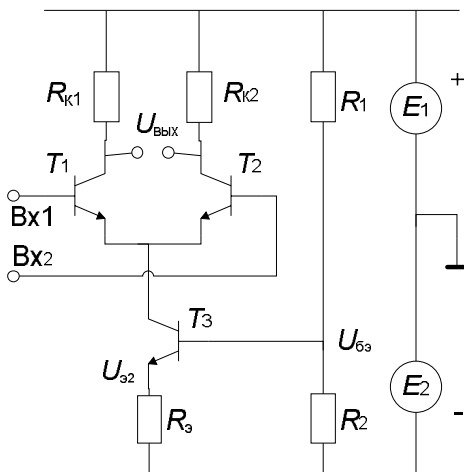


Рис. 1.7. Схема дифференциального усилительного каскада на биполярных транзисторах

Основными транзисторами, обеспечивающими усиление разности напряжений U_1 и U_2 , являются транзисторы T_1 и T_2 . Активный режим этих транзисторов обеспечивается за счет генератора тока, выполненного на транзисторе T_3 и резисторах R_3 , R_1 , R_2 . Коллекторный ток этого транзистора задается в эмиттеры транзисторов T_1 и T_2 , что обеспечивает смещение эмиттерных переходов в прямом направлении. Поскольку эмиттерные переходы открыты, а коллекторные переходы транзисторов T_1 и T_2 закрыты за счет подключения их через сопротивления R_{k1} и R_{k2} к положительному напряжению питания E_1 , транзисторы T_1 и T_2 находятся в активной области.

Транзистор T_3 также работает в активной области, что обеспечивается выбором необходимых сопротивлений R_3, R_1, R_2 .

Рассчитаем режимы работы транзисторов T_1, T_2, T_3 при условии, что оба входа присоединены к общей шине, напряжения E_1 и E_2 равны: $E_1 = E_2 = E$ и равны сопротивления в коллекторных цепях: $R_{K1} = R_{K2} = R_K$ (так обычно и делается на практике). Сначала определим режим работы транзистора T_3 . Полагая, что базовый ток этого транзистора мал, рассчитаем напряжение на его базе. Воспользуемся методом наложений. В этом случае рассчитаем напряжения на его базе, полагая по очереди $E_1 = 0$ и $E_2 = 0$.

Получаем

$$U'_{\bar{6}3} = ER_2 / (R_1 + R_2), \quad U''_{\bar{6}3} = -ER_1 / (R_1 + R_2).$$

Отсюда

$$U_{\bar{6}3} = U'_{\bar{6}3} + U''_{\bar{6}3} = E(R_2 - R_1) / R_1 + R_2.$$

Напряжение на эмиттере при правильно выбранных сопротивлениях R_1 и R_2 и работе транзистора T_3 в активной области будет меньше, чем напряжение на базе примерно на 0,6 В: $U_{33} = U_{\bar{6}3} - 0,6$ В.

Отсюда можно вычислить эмиттерный ток транзистора T_3 :

$$I_{33} = (E - U_{33}) / R_3.$$

Коллекторный ток транзистора T_3 , задаваемый в эмиттеры транзисторов T_1 и T_2 , примерно равен току эмиттера: $I_{K3} = I_{33}$.

Транзисторы T_1 и T_2 , а также сопротивления R_{K1} и R_{K2} выполняются в едином технологическом процессе, на одном кристалле полупроводника, с одинаковой поверхностной геометрией, располагаются близко друг к другу и поэтому имеют практически одинаковые параметры. По этой причине ток I_{K3} делится пополам: $I_{31} = I_{32} = I_{K3} / 2$, а напряжение на коллекторах транзисторов T_1 и T_2 также практически равны:

$$U_{K1} = E_1 - I_{K1}R_{K1} = U_{K2} = E_2 - I_{K2}R_{K2} = E - I_{K3}R_K / 2.$$

Следовательно, напряжение на выходе, снимаемое с коллекторов транзисторов T_1 и T_2 , также практически равно нулю.

При подаче на выходы 1 и 2 неравных напряжений коллекторный ток транзистора T_3 не будет делиться между транзисторами T_1 и T_2 поровну. Например, если $U_1 > U_2$, то большая часть тока I_{K3} пойдет в транзистор T_1 , а меньшая — в транзистор T_2 .

На рис. 1.8 приведена нормированная зависимость разности токов $I_{K1} - I_{K2}$ от нормированной зависимости напряжений $(U_1 - U_2) / 2\varphi_T$.

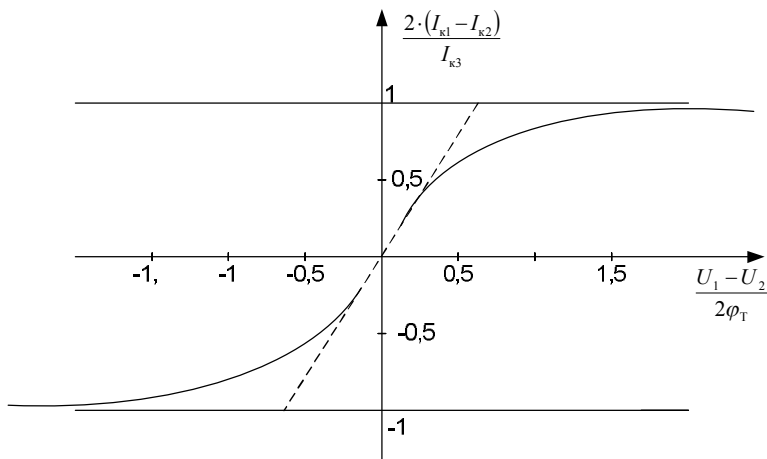


Рис. 1.8. Зависимость нормированной разности коллекторных токов I_{k1} и I_{k2} от нормированной разности входных напряжений U_1 и U_2

Эта зависимость выражается следующей формулой:

$$2(I_{k1}-I_{k2})/I_{k3} = \text{th}((U_1-U_2)/2\varphi_T).$$

Как видно, уже при $|U_1-U_2| = \varphi_T$ отклонение зависимости от линейной характеристики, которая получается при $|U_1-U_2| \ll \varphi_T$, достигает 7,5%, а при $|U_1-U_2| = 2\varphi_T$ она достигает почти 24%. Это означает, что диапазон входных сигналов, при котором каскад сохраняет относительную линейность, достаточно мал. При допустимой нелинейности 7,5% он составляет примерно $2\varphi_T$, т.е. 50 мВ:

$$|U_1-U_2| = 50 \text{ мВ}.$$

При подаче на оба выхода дифференциального усилительного каскада равных по величине входных напряжений $U_1=U_2=U_{\text{вх}}$ диапазон линейности существенно больше. Если полагать, что транзисторы T_1 и T_2 полностью идентичны, а сопротивления $R_{k1}=R_{k2}=R_k$, то линейность сохраняется при достаточно больших напряжениях. Дело в том, что одновременное увеличение напряжений на базах транзисторов T_1 и T_2 не изменяет ток I_{k3} и его деление пополам в точке соединения эмиттеров транзисторов T_1 и T_2 . Следовательно, напряжения на коллекторах транзисторов T_1 и T_2 будут также равны:

$$U_{k1} = E - I_{k3}R_{k1}/2 = U_{k2} = E - I_{k3}R_{k2}/2 = U_k.$$

При увеличении U_1 и U_2 линейность сохраняется до тех пор, пока напряжения U_1 и U_2 не будут на 0,6 В превышать напряжение на коллекторах $U_{к1}=U_{к2}=U_k$, т.е. до тех пор, пока коллекторные переходы транзисторов T_1 и T_2 закрыты. При $U_{вх} > U_k + 0,6$ В коллекторные переходы транзисторов открываются, транзисторы попадают в режим насыщения, и каскад теряет линейность.

Как видно, при равных напряжениях на входах транзисторов T_1 и T_2 и полной симметрии каскада напряжение на выходе будет равно нулю. При этом считается, что происходит подавление синфазных сигналов. Таким образом, дифференциальный усилительный каскад усиливает дифференциальный сигнал, т.е. разность входных сигналов, и не реагирует на изменение равных синфазных сигналов, т.е. их подавляет.

Входное сопротивление дифференциального усилительного каскада равно входному сопротивлению простейшего каскада с общим эмиттером: $R_{вх} = \beta r_3$, где β – коэффициент усиления базового тока транзисторов T_1 и T_2 (предполагается, что $\beta_1 = \beta_2 = \beta$), а r_3 – дифференциальное сопротивление эмиттерных переходов (считается также, что $r_{31} = r_{32} = r_3$).

Известно, что $r_3 = \varphi_T / I_3$, где I_3 – эмиттерный ток транзисторов, а φ_T – температурный потенциал. Поскольку, $I_3 = (1 + \beta)I_6 = \beta I_6$, где I_6 – базовый ток транзисторов, сопротивление эмиттерного перехода равно $r_3 = \varphi_T / \beta I_6$. Отсюда $R_{вх} = \varphi_T / I_6$. Входные токи ОУ стараются сделать как можно меньше. Например, для ОУ типа 14ОУД7 входной ток равен 200 нА. Отсюда полагая, что при комнатной температуре $\varphi_T = 25$ мВ, получаем, что входное сопротивление простейшего дифференциального усилительного каскада равно $R_{вх} = 25 \cdot 10^{-3} / 200 \cdot 10^{-9} = 125$ кОм.

Для увеличения коэффициента усиления дифференциального каскада вместо сопротивлений $R_{к1}$ и $R_{к2}$ в качестве динамической нагрузки используются транзисторы типа *p-n-p*. Упрощенная схема подобного дифференциального каскада приведена на рис. 1.9 [1,4]. Схема отличается от ранее рассмотренной тем, что генератор тока в эмиттерных цепях транзисторов T_1 и T_2 упрощенно представлен в виде генератора I_0 , а в коллекторные цепи транзисторов T_1 и T_2 включены транзисторы типа *p-n-p*. Транзистор T_3 используется в диодном включении, причем его база и коллектор подключены к

базе транзистора T_4 , что позволяет дополнительно усилить разность входных напряжений U_1 и U_2 .

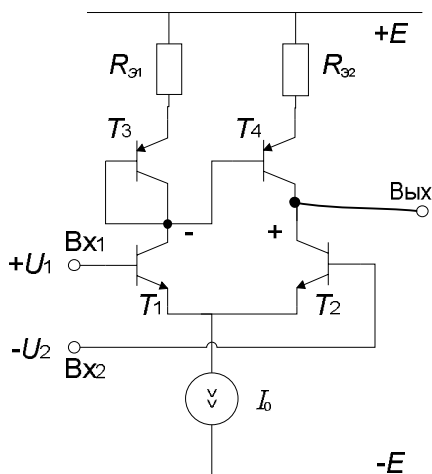


Рис. 1.9. Схема дифференциального усилительного каскада с динамической нагрузкой в цепях коллекторов

Транзистор T_4 , подключенный к выходу схемы коллектором, выполняет роль сопротивления $R_{к2}$ в схеме на рис.1.7. Поскольку сопротивление коллекторного перехода транзистора T_4 может изменяться при изменении напряжения на выходе каскада, транзистор T_4 считают динамической нагрузкой.

Рассмотрим работу каскада при подаче на базу транзистора T_1 положительного напряжения, а на базу транзистора T_2 — напряжения отрицательного. Отрицательное напряжение на базе транзистора T_2 вызывает уменьшение тока, задаваемого в его эмиттер, что, в свою очередь, вызовет увеличение напряжения на выходе, т.е. на выходе возникает положительное напряжение.

Положительное напряжение на базе транзистора T_1 вызовет увеличение тока, задаваемого в его эмиттер, что вызовет уменьшение напряжения на его коллекторе (нагрузочным сопротивлением для коллекторного тока транзистора T_1 будут сопротивление диода на транзисторе T_3 и сопротивление R_{31}). Отрицательное напряжение, возникающее на коллекторе транзистора T_1 , будет приложено к базе транзистора T_4 . По отношению к входному сигналу, подаваемо-

му на базу, транзистор T_4 включен по схеме с общим эмиттером, т.е. он усиливает и инвертирует сигнал. Таким образом, на выходе появляется дополнительное напряжение. В целом дифференциальный усилительный каскад с динамической нагрузкой в коллекторных цепях транзисторов обладает существенно большим коэффициентом усиления, чем дифференциальный усилитель с сопротивлениями в коллекторных цепях транзисторов. По сравнению со схемой, приведенной на рис. 1.7, рассмотренная схема имеет еще одно преимущество: выходной сигнал снимается с одного коллектора, что позволяет в итоге получить схему операционного усилителя с одним выходом.

Для получения больших входных сопротивлений ОУ используются каскады на полевых транзисторах с управляющим p - n -переходом, изготовление которых по биполярной технологии может быть легко совмещено с изготовлением биполярных транзисторов. Упрощенная схема дифференциального усилительного каскада с полевыми транзисторами с p - n -переходом на входе, используемого в микросхеме ОУ типа 544УД1, приведена на рис. 1.10 [5].

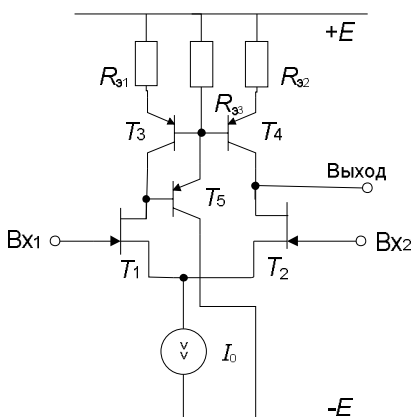


Рис. 1.10. Упрощенная схема входного дифференциального каскада с полевыми транзисторами с управляющим p - n -переходом

В приведенной схеме основными усилительными транзисторами являются полевые транзисторы T_1 и T_2 с управляющим p - n -переходом и n -каналом. Транзисторы T_3 и T_4 , как и в схеме на рис. 1.9, выполняют роль динамической нагрузки. Отличие схемы от рассмотренной выше схемы с динамической нагрузкой состоит в том, что используется дополнительный транзистор T_5 , выполняю-

щий вместе с резистором $R_{зз}$ роль эмиттерного повторителя. При этом коллекторный переход транзистора T_3 не закорочен, как в схеме на рис. 1.9, а смещен на напряжение 0,6 В, возникающее на эмиттерном переходе транзистора T_5 . Введение этого транзистора не изменяет суть использования в схеме на рис. 1.10 транзистора T_3 в диодном включении: напряжение на стоке транзистора T_1 передается эмиттерным повторителем на транзисторе T_5 на базу транзистора T_4 .

Благодаря использованию на входе полевых транзисторов входные токи микросхемы 544УД1 получаются всего 0,15 нА, а входное сопротивление обеспечивается более 10 МОм.

С входными дифференциальными усилительными каскадами с динамической нагрузкой может быть согласован выходной каскад ОУ, схема которого приведена на рис. 1.11 [3,5].

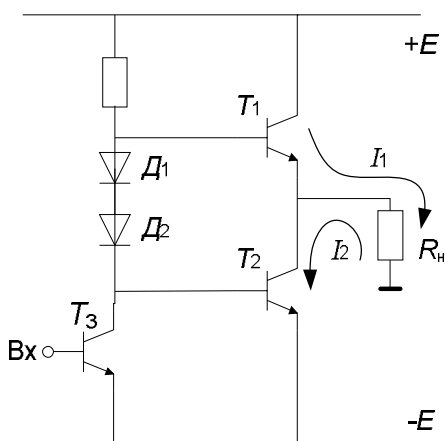


Рис. 1.11. Упрощенная схема выходного каскада ОУ

На транзисторах T_1 $n-p-n$ -типа и T_2 $p-n-p$ -типа выполнен двухфазный эмиттерный повторитель, а транзистор T_3 включен по схеме с общим эмиттером, который управляет эмиттерными токами транзисторов T_1 и T_2 , протекающими через сопротивление нагрузки R_n . В коллекторную цепь транзистора T_3 включены два диода D_1 и D_2 , находящиеся всё время в открытом состоянии, поскольку через них и сопротивление R от источника питания $+E_1$ протекает режимный коллекторный ток транзистора T_3 (цепь, обеспечивающая

потенциал базы транзистора T_3 и его работу в активной области, для простоты на схеме на рис. 1.11 не приведена). Падение напряжения, возникающее на двух открытых диодах D_1 и D_2 смещает эмиттерные переходы транзисторов T_1 и T_2 в прямом направлении, т.е. они открыты. Таким образом, транзисторы T_1 и T_2 работают в активной области, так как их коллекторные переходы за счет присоединения коллекторов к $+E$ и $-E$ смещены в обратном направлении. При отсутствии входного сигнала эмиттерный ток транзистора T_1 равен эмиттерному току транзистора T_2 , при этом ток в сопротивлении нагрузки отсутствует и напряжение на выходе равно нулю.

Рассмотрим работу выходного каскада при подаче на его вход положительного и отрицательного сигнала. Пусть сигнал на входе положительный. Усилительный каскад на транзисторе T_3 , включенный по схеме с общим эмиттером, этот сигнал усиливает и инвертирует. Следовательно, на базах транзисторов T_1 и T_2 возникает отрицательное напряжение, которое при достаточной величине закрывает транзистор T_1 и в еще большей степени открывает транзистор T_2 . При этом ток транзистора T_1 становится равным нулю, а увеличивающийся ток транзистора T_2 протекает через сопротивление нагрузки, как это показана на рис. 1.11. Этот ток создает на выходе отрицательное напряжение.

Если сигнал на входе каскада отрицательный, то транзистор T_3 его усиливает и инвертирует. Положительное напряжение, возникающее на базах транзисторов T_1 и T_2 , закрывает транзистор T_2 и в еще большей степени открывает транзистор T_1 . Эмиттерный ток транзистора T_1 протекает через сопротивление R_n (транзистор T_2 закрыт) так, как показано на рис. 1.11. На выходе возникает положительное напряжение.

Поскольку ток в нагрузке при подаче на вход каскада синусоидального сигнала течет то через транзистор T_1 , то через транзистор T_2 , поэтому работает то один повторитель напряжения на транзисторе T_1 , то второй повторитель напряжения на транзисторе T_2 . Эти повторители объединяют понятием двухфазный повторитель напряжения. Как известно, повторители напряжения имеют малое выходное сопротивление, которое близкое к сопротивлению эмиттерных переходов транзисторов T_1 и T_2 . Это сопротивление уменьшается при увеличении тока, протекающего в нагрузку, так как $r_3 = \varphi_T / I_3$. В статическом режиме, т.е. при отсутствии входного сиг-

нала выходное сопротивление рассмотренного выходного каскада равно 50...100 Ом.

В последнее время благодаря развитию интегральной МОП-технологии, используемой в бурно прогрессирующей компьютерной технике, параметры МОП-транзисторов существенно улучшились, что дало возможность выполнять на их основе микросхемы ОУ.

На рис. 1.12 приведена схема дифференциального усилительного каскада, выполненная на КМОП-транзисторах (КМОП – комплементарные взаимодополняющие друг друга МОП-транзисторы с n - и p -каналами) [6].

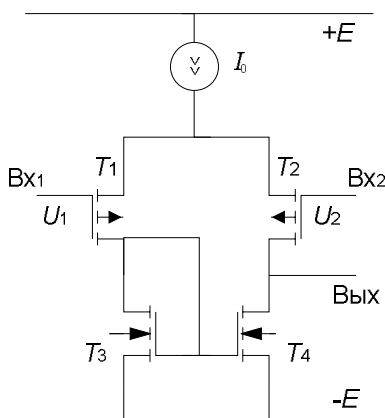


Рис. 1.12. Дифференциальный усилительный каскад на КМОП-транзисторах с p -канальными транзисторами на входах

Основными транзисторами, усиливающими входные сигналы, являются транзисторы T_1 и T_2 с индуцируемыми p -каналами. Истоки этих транзисторов соединены между собой и подключены к источнику тока I_0 , а через него к напряжению $+E$. При подключении входов к общей шине в транзисторах T_3 и T_4 индуцируются каналы и из-за их идентичности ток I_0 делится пополам, т.е. через транзисторы потечет ток $I_0/2$. На n -канальных транзисторах T_3 и T_4 выполнен так называемый отражатель тока. При этом в транзисторе T_3 сток соединен с затвором. Следовательно, напряжение между затвором и истоком $U_{зи}$ равно напряжению между стоком и исто-

ком $U_{\text{си}}:U_{\text{зи}} = U_{\text{си}}$. При этом в транзисторе индуцируется канал, а сам транзистор T_3 попадает в режим насыщения. Ток $I_0/2$, протекающий по транзистору T_3 , создаёт на стоке положительное по отношению к истоку напряжение. Это же напряжение будет на затворах транзисторов T_3 и T_4 . Если транзисторы T_3 и T_4 идентичны (а это всегда стараются сделать) и через них протекают одинаковые токи $I_0/2$, то напряжение на стоке транзистора T_4 будет равно напряжению на стоке транзистора T_3 . Это напряжение и есть выходное напряжение дифференциального каскада. При подаче на входы каскада разности напряжений U_1-U_2 ток I_0 будет делиться между транзисторами T_1 и T_2 уже не поровну. Причем если выполняется условие $U_1>U_2$, то через транзистор T_2 потечет большая часть тока I_0 , а через транзистор T_1 его меньшая часть. При условии $U_2>U_1$ распределение тока I_0 между транзисторами T_1 и T_2 будет противоположным. В этом и другом случаях на выходе каскада возникнет усиленное напряжение.

На КМОП-транзисторах также выполняются и другие усиленные каскады, в том числе и выходные.

1.4. Параметры и характеристики операционных усилителей

При проектировании и изготовлении микросхем операционных усилителей их параметры стараются приблизить к идеальным. При этом операционные усилители наилучшим образом выполняют предназначенные для них функции.

Рассмотрим, что из себя должен представлять идеальный ОУ. Прежде всего, нужно отметить, что идеальный ОУ должен быть идеальным усилителем напряжения, т.е. его коэффициент усиления и входное сопротивление должны быть бесконечными ($K=\infty$, $R_{\text{вх}}=\infty$), а выходное сопротивление равно нулю ($R_{\text{вых}}=0$). Кроме того, у идеального ОУ при подключении его входов к одному источнику напряжения U_r через любые сопротивления напряжение на выходе должно быть равно нулю (рис. 1.13).

У идеального ОУ бесконечный коэффициент усиления не должен зависеть от частоты подаваемого на вход сигнала. Амплитудная характеристика идеального ОУ приведена на рис. 1.14.

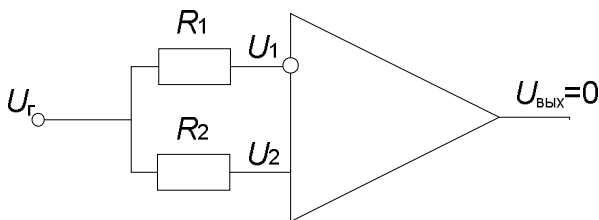


Рис. 1.13. Схема подключения входов идеального ОУ к источнику напряжения U_r

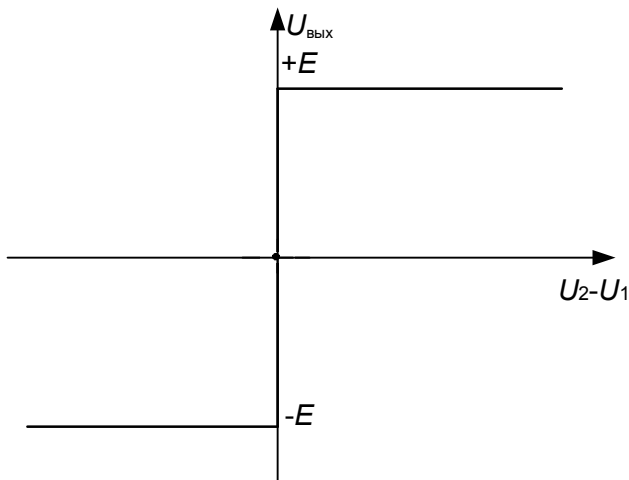


Рис. 1.14. Амплитудная характеристика идеального ОУ

Это означает, что при $U_2 > U_1$ напряжение на выходе должно равняться положительному напряжению питания $+E$, а при условии $U_1 > U_2$ — отрицательному $-E$. В этом случае ОУ выходит из линейного режима работы и не может усиливать входные сигналы. При выполнении условия $U_1 = U_2$ напряжение на выходе, как уже было сказано, должно равняться нулю, и ОУ работает в линейном режиме. Переход из состояния, при котором при изменении входных напряжений U_1 и U_2 напряжение на выходе ОУ изменяется от $-E$ до $+E$ и наоборот, в идеальном ОУ должен совершаться мгновенно. Идеальный ОУ не потребляет электрической энергии, т.е. при отсутствии входных сигналов токи от источников $-E$ и $+E$ должны быть равны нулю.

Реальный ОУ характеризуется следующими параметрами [7].

1. Коэффициент усиления k – это отношение выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ к модулю разности входных напряжений:

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{|U_1 - U_2|},$$

где U_1 – напряжение на инвертирующем входе, U_2 – напряжение на неинвертирующем входе.

Иногда коэффициент усиления в справочниках указывается в дБ. Для того чтобы безразмерную величину k перевести в дБ, необходимо взять от k десятичный логарифм и умножить на 20. Например, для $k = 10^5$ получаем:

$$20 \cdot \lg 10^5 = 100 \text{ дБ.}$$

2. Входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ это отношение напряжения на входе к входному току $I_{\text{вх}}$.

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}.$$

Различают два вида входных сопротивлений:

- входное дифференциальное сопротивление $R_{\text{вх.диф}}$, измеряемое при подаче на входы ОУ разности входных напряжений (при этом один из входов ОУ должен быть заземлен);

- входное синфазное сопротивление $R_{\text{вх.синф}}$, измеряемое при подаче на оба входа ОУ одинакового напряжения.

3. Выходное сопротивление ОУ $R_{\text{вых}}$ определяется по изменению напряжения на выходе ОУ $\Delta U_{\text{вых}}$, отнесенное к изменению выходного тока $\Delta I_{\text{вых}}$. Обычно $\Delta U_{\text{вых}}$ определяется как разность двух напряжений: $\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}}$, где $U_{\text{вых1}}$ – напряжение на выходе ОУ, работающего в линейном режиме и при холостом ходе (сопротивление нагрузки равно бесконечности $R_{\text{н}} = \infty$), а $U_{\text{вых2}}$ – напряжение на выходе ОУ, также работающего в линейном режиме, но при $R_{\text{н}} \neq \infty$. Чтобы при $U_{\text{вых2}}$ ОУ работал в линейном режиме, необходимо выполнение условия $R_{\text{н}} > R_{\text{н.мин}}$ (об определении $R_{\text{н.мин}}$ будет сказано ниже). Очевидно, что при $R_{\text{н}} = \infty$ $I_{\text{вых1}} = 0$, а при $R_{\text{н}} \neq \infty$ $I_{\text{вых2}} \neq 0$. Отсюда $R_{\text{н}} = \Delta U_{\text{вых}} / I_{\text{вых2}}$.

Как уже было отмечено, измерение названных параметров k , $R_{\text{вх.диф}}$, $R_{\text{вх.синф}}$, $R_{\text{вых}}$ может быть произведено лишь при работе ОУ в линейном режиме. С этой целью ОУ охватывается отрицательной

обратной связью, и используются специальные измерительные схемы [7].

Многие параметры микросхем ОУ определяются его входным каскадом. К числу таких параметров относятся: напряжение смещения $U_{см}$, температурный коэффициент изменения этого напряжения $\Delta U_{см} / \Delta T$, входные токи ОУ $I_{вх}$, температурный коэффициент изменения этого тока $\Delta I_{вх} / \Delta T$, разность входных токов $\Delta I_{вх}$, напряжение шума, приведенное ко входу ОУ, $U_{ш.ОУ}$, и входные шумовые токи $I_{ш.ОУ1}$ и $I_{ш.ОУ2}$.

Напряжение смещения возникает в микросхемах ОУ из-за неидентичности входных транзисторов и несимметрии в дифференциальном усилительном каскаде. Это связано с тем, что несмотря на расположение входных транзисторов при их изготовлении вблизи друг к другу, их одинаковую геометрию, единый технологический цикл их изготовления, их параметры оказываются не полностью идентичными. Кроме того, сказывается и неидентичность нагрузочных сопротивлений для дифференциальной пары входных транзисторов. Все это приводит к возникновению на выходе дифференциального усилительного каскада какого-то напряжения, если даже оба входа ОУ присоединены к общей шине, т.е. $U_1 = U_2 = 0$. Возникающее на выходе дифференциального усилительного каскада напряжение усиливается последующими каскадами ОУ, что приводит к возникновению на выходе ОУ большого напряжения, которое обычно бывает близко к напряжению либо $+E$, либо $-E$, т.е. ОУ выходит из линейного режима работы. Неопределенность напряжения на выходе ОУ обусловлена тем, что мы не знаем, какими свойствами обладает каждый из входных транзисторов и к чему приводит несимметрия дифференциального входного каскада. Для того чтобы при $U_1 = U_2 = 0$ напряжение на выходе равнялось нулю, т.е. ОУ работал в линейном режиме, нужно ввести на один из входов дополнительный источник напряжения. Это можно сделать так, как показано на рис. 1.15.

На рисунке неидентичность входных транзисторов отражается напряжением $\pm U_{см}$, введенным на вход ОУ. При этом по другим параметрам ОУ можно считать идеальным. Чтобы уравновесить это напряжение и получить на выходе ОУ напряжение, равное нулю, необходимо ввести $\Delta E_{см} = U_{см}$. Это напряжение вводится от двух источников напряжения питания через резисторы R_1 , R_2 и R_3 , где R_3 – переменный резистор, с помощью которого можно уста-

навливать напряжение $E_{\text{см}}$ либо положительного, либо отрицательного знака. Сопротивления $R_1 = R_2 = R$ выбираются из условия $R \gg R_3$, что позволяет с необходимой точностью устанавливать напряжение $E_{\text{см}}$. Интегрирующая RC -цепочка, вводимая на выход ОУ, должна уменьшить влияние шумов при измерении постоянно-го напряжения.

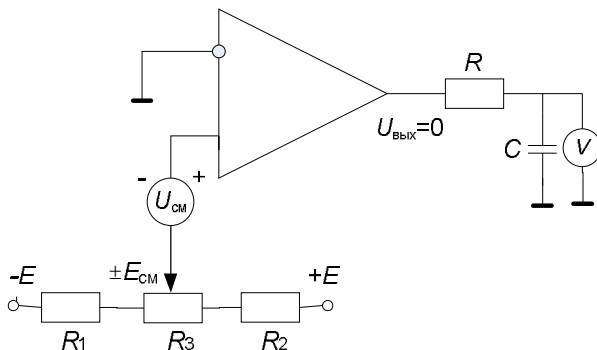


Рис. 1.15. Схема, компенсирующая неидентичность входных транзисторов, отражающуюся в $U_{\text{см}}$

Из всего вышесказанного следует, что напряжение смещения $U_{\text{см}}$ — это такое напряжение, которое возникает из-за неидеальности входного дифференциального каскада реальной микросхемы ОУ при присоединении обоих ее входов к общей шине. Чтобы при этом можно было бы считать ОУ идеальным, между одним из входов ОУ и общей шиной нужно включить напряжение $E_{\text{см}}$, равное напряжению смещения $U_{\text{см}}$. При этом на выходе ОУ получается нулевое напряжение.

Напряжение смещения из-за изменения свойств полупроводниковых материалов может изменяться от температуры. Это изменение указывается в справочнике как коэффициент изменения напряжения смещения $\Delta U_{\text{см}}$, поделенное на изменение температуры в градусах Цельсия, в котором это изменение произошло: $\Delta U_{\text{см}} / \Delta t$ (мВ/°С).

Входные токи ОУ, выполненного на биполярных транзисторах, определяются базовыми токами входных транзисторов, которые должны работать в активной области. Поскольку на входе ОУ обычно ставятся биполярные транзисторы типа $n-p-n$, входные ба-

зовые токи транзисторов дифференциального входного каскада должны втекать в ОУ. Эти токи можно условно обозначить включенными на входах ОУ генераторами токов. При этом ОУ можно считать идеальным. Схема ОУ с учетом входных токов дифференциального входного каскада приведена на рис. 1.16.

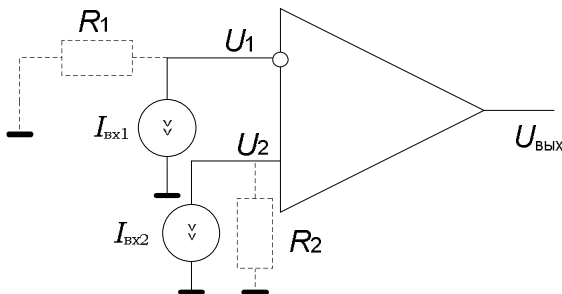


Рис. 1.16. Схема включения ОУ с учетом входных токов

Следует учесть при этом, что если оба входа ОУ заземлены, т.е. $U_1 = U_2 = 0$ и $R_1 = R_2 = 0$, то входные токи не создают на входах какое-либо напряжение. (При этом нужно учитывать только напряжение смещения $U_{см}$). С другой стороны, при присоединении входов ОУ к общей шине через резисторы R_1 и R_2 на них создается разность напряжений, которая усиливается ОУ. Если считать, что, $I_{вх1} = I_{вх2}$ то при $R_1 = R_2$ напряжения, возникающие на входах, будут равны, и они не вызовут дополнительную погрешность на выходе ОУ.

В случае, если $R_1 = R_2$, а $I_{вх1} \neq I_{вх2}$, погрешность на выходе ОУ будет вносить разность входных токов ОУ. Разность входных токов ОУ возникает из-за неидентичности транзисторов во входном дифференциальном каскаде ОУ, т.е. причина их возникновения аналогична причине возникновения $U_{см}$. Обычно $\Delta I_{вх}$ в несколько раз меньше $I_{вх}$.

Параметры ОУ ($\Delta U_{см}$, $I_{вх}$, $\Delta I_{вх}$) определяются на постоянном токе. Вместе с тем, микросхемы ОУ часто используют для усиления переменных сигналов. В этом случае названные параметры на результат аналоговых преобразований сигналов практически не оказывают какого-либо влияния. С другой стороны, при работе ОУ с

переменными напряжениями возникают погрешности, обусловленные выходными напряжениями шумов.

Так же, как и для параметров, влияющих на результаты усиления и преобразования постоянных напряжений и токов, выделяют три источника шумов: напряжение шума и шумовые токи каждого из входов ОУ. Источник шумового напряжения проявляет себя при закороченных на общую шину обоих входах ОУ. Он может быть учтен при включении на любой из входов идеального ОУ источника шумового напряжения $U_{ш.ОУ}$. В этом случае генераторы шумовых токов можно не учитывать, так как они оказываются закороченными. Если к входам ОУ подключены какие-либо резисторы, то в этом случае нужно учитывать не только шумовое напряжение ОУ, но и источники шумовых токов: $I_{ш.ОУ1}$ и $I_{ш.ОУ2}$.

Источники шумового напряжения и тока имеют крайне неравномерный частотный спектр: на низких частотах (меньше нижней границы звукового диапазона <20 Гц) шумовые токи и напряжения, измеренные в полосе 1 Гц, резко возрастают. Поэтому микросхемы ОУ, используемые для усиления и преобразования переменных сигналов, обычно работают в частотном диапазоне, где спектральные плотности шумовых напряжений и токов (шумовые напряжения и токи в полосе 1 Гц) минимальны и практически неизменны в диапазоне частот, т.е. в диапазоне выше 20 Гц. По этой причине в справочных данных по микросхемам ОУ приводятся спектральные плотности напряжений и токов, по которым можно вычислить полное выходное напряжение шума, полагая, что полученные результаты расчетов с учетом спектральных плотностей шумовых напряжений и токов должны быть умножены на величину $\sqrt{\Delta f}$, где Δf – рабочая полоса частот усиливаемых и преобразуемых сигналов.

Одними из важных характеристик и параметров ОУ являются те, которые определяют возможности их применения при высокочастотном синусоидальном или импульсном входных сигналах. Если ОУ работает в линейном режиме, что обеспечивается охватом его отрицательной обратной связью, то основным параметром, характеризующим его частотные возможности, является частота единичного усиления f_1 , т.е. частота, при которой коэффициент усиления ОУ становится равным единице. Дело в том, что большинство выпускаемых микросхем ОУ, предназначенных для удобного использования с цепями отрицательной обратной связи, имеют

внутреннюю цепь частотной коррекции. При этом амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) микросхем ОУ во всем диапазоне частот, при котором коэффициент усиления ОУ больше 1, определяется постоянной времени одной интегрирующей цепочки, т.е.

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j\omega T},$$

где $K(j\omega)$ – коэффициент усиления ОУ во всем диапазоне частот, K_0 – коэффициент усиления ОУ на частоте $\omega=0$, T – постоянная времени интегрирующей цепи, образованной внутренней цепью частотной коррекции.

АЧХ микросхем ОУ в этом случае определяется зависимостью модуля $K(j\omega)$ от частоты:

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}.$$

При $\omega^2 T^2 \gg 1$, т.е. в области высоких частот, получаем

$$|K(j\omega)| = \frac{K_0}{\omega T} \quad \text{или} \quad |K(jf)| = \frac{K_0}{2\pi f T}.$$

На рис. 1.17 приведена логарифмическая АЧХ ОУ с внутренней цепью коррекции.

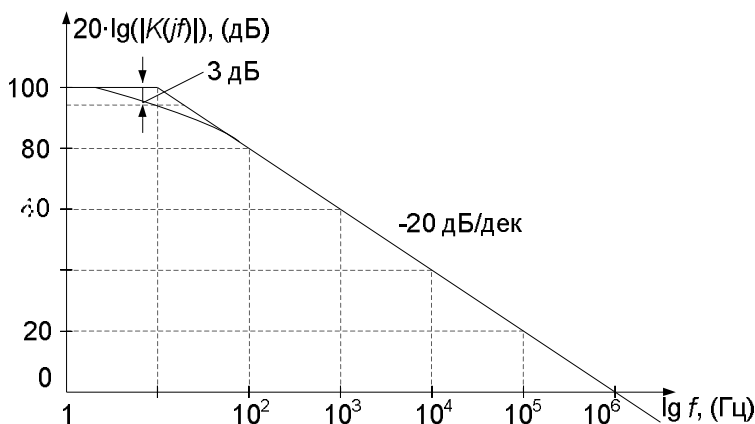


Рис. 1.17. Логарифмическая АЧХ ОУ с внутренней цепью коррекции

Из АЧХ видно, что в области высоких частот наклон АЧХ составляет -20 дБ на одну декаду изменения частоты или -20 дБ/дек,

т.е. коэффициент усиления уменьшается в 10 раз при увеличении частоты тоже в 10 раз. При этом частота единичного усиления f_1 равна частоте, где АЧХ пересекает ось абсцисс, так как при $\lg |K(jf_1)| = 0$, $|K(jf_1)| = 1$. Таким образом, зная K_0 и f_1 можно определить коэффициент усиления ОУ на любой частоте.

В импульсных устройствах микросхемы ОУ чаще всего используются в нелинейных режимах. При этом сигнал на входе ОУ перегружает входной дифференциальный каскад, т.е. выводит его из линейного режима. В этом случае напряжение на выходе ОУ переключается из напряжения, близкого к $+E$, к напряжению, близкому к $-E$, или, наоборот, от $-E$ к $+E$. Параметр, который характеризует быстроту переключения ОУ из одного состояния в другое, называется скоростью нарастания ρ . Скорость нарастания ρ определяется по переходной характеристике ОУ.

На рис. 1.18 приведена переходная характеристика ОУ при подаче на один из его входов ступеньки напряжения величиной 1 В. Скорость нарастания при этом определяется как отношение $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ к интервалу времени Δt , т.е. $\rho = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta t$ и выражается в В/мкс.

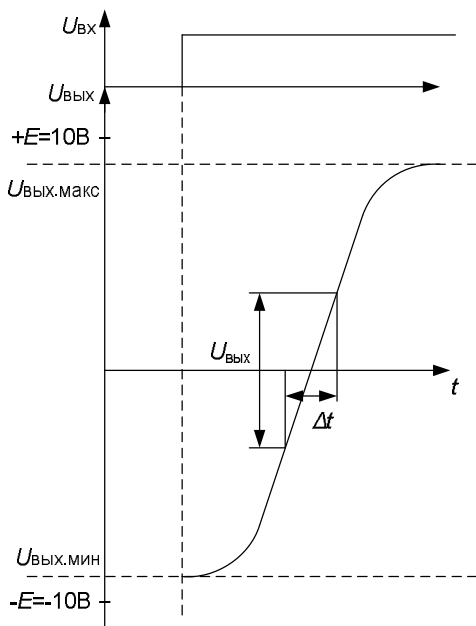


Рис. 1.18. Переходная характеристика ОУ при подаче на один из его входов ступеньки напряжения

Следует заметить, что при отсутствии сигнала на входе ОУ, что соответствует закороченным входам, на выходе ОУ, как уже было отмечено выше, из-за влияния $U_{см}$ устанавливается напряжение либо $U_{вых.макс}$, либо $U_{вых.мин}$. Перед тем, как подавать на один из входов ОУ ступеньку напряжения необходимо знать, какое напряжение на выходе. В противном случае подача на вход ОУ ступеньки напряжения может не привести к изменению напряжения на выходе ОУ.

Сказанное выше может быть более понятным из амплитудной характеристики ОУ, т.е. зависимости напряжения на выходе ОУ от разности напряжений на его входах. При этом для исключения влияния синфазного сигнала целесообразно один из входов ОУ соединить с общей шиной.

Предположим, что инвертирующий вход ОУ замкнут на “землю”. В этом случае амплитудная характеристика ОУ, т.е. зависимость $U_{вых} = f(U_2)$, где U_2 – напряжение на неинвертирующем входе, может иметь вид, представленный на рис. 1.19 (кривая 1).

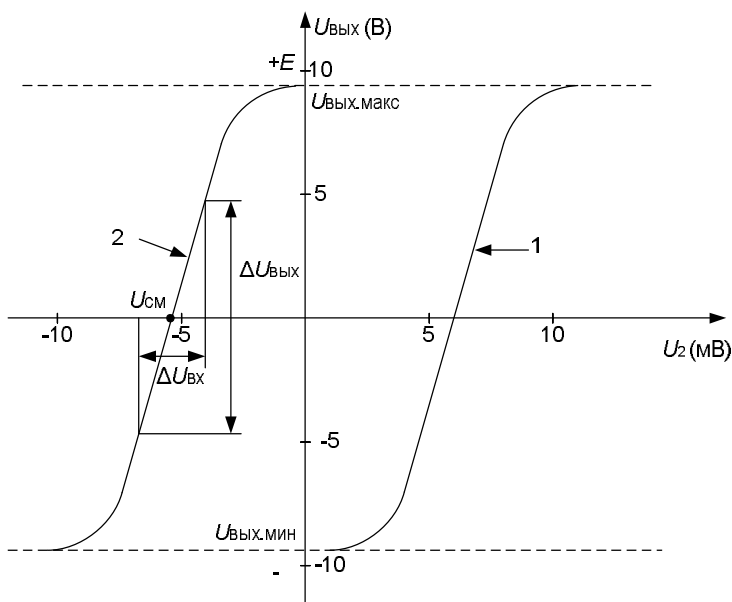


Рис. 1.19. Амплитудная характеристика ОУ при разных напряжениях смещения $U_{см}$

В точке пересечения амплитудной характеристики с осью абсцисс получаем напряжение смещения $U_{см}$. При таком $U_{см}$ и $U_2 = 0$ напряжение на выходе равно $\Delta U_{вых.мин}$, и для переброса ОУ в состояние, при котором $\Delta U_{вых} = U_{вых.макс}$, необходимо на неинвертирующий вход подать положительную ступеньку напряжения, как и было показано на рис. 1.18. Однако напряжение смещения может иметь и другой знак (например, кривая 2 на рис 1.19). В этом случае на неинвертирующий вход ОУ необходимо подавать отрицательную ступеньку напряжения. Следует заметить, что наклон амплитудной характеристики ОУ определяет его коэффициент усиления.

Важными параметрами, характеризующими микросхемы ОУ, являются максимальный выходной ток $I_{вых.макс}$ и минимальное сопротивление нагрузки. Максимальный выходной ток на выходе микросхем ОУ обычно ограничивается цепями защиты ОУ от короткого замыкания (при коротком замыкании сопротивление нагрузки равно нулю $R_n = 0$). Такие цепи вводятся в выходной каскад ОУ, чтобы избежать пробоя выходных транзисторов в случае, если на выходе ОУ должны устанавливаться напряжения, близкие либо к $U_{вых.макс}$, либо $U_{вых.мин}$. При этом подключение выхода ОУ к малому сопротивлению нагрузки могло бы вызвать очень большие токи, поскольку ОУ имеет очень малое выходное сопротивление. Чтобы ограничить эти токи и вводятся цепи защиты ОУ от короткого замыкания, которые и определяют на выходе ОУ максимальный выходной ток.

При максимальном выходном токе $I_{вых.макс}$ выходной каскад микросхемы ОУ работает в нелинейном режиме. Для многих случаев применения ОУ такой режим работы является неприемлемым. Поэтому для оценки нагрузочной способности микросхем ОУ используют другой параметр – минимальное сопротивление нагрузки. Этот параметр определяется из зависимости максимального выходного напряжения от сопротивления нагрузки (рис. 1.20). При этом в справочнике указывается такое минимальное сопротивление нагрузки, при котором $U_{вых.макс}$ практически равно тому максимальному напряжению, которое получается при $R_n = \infty$. В этом случае гарантируется работа микросхемы ОУ в линейном режиме.

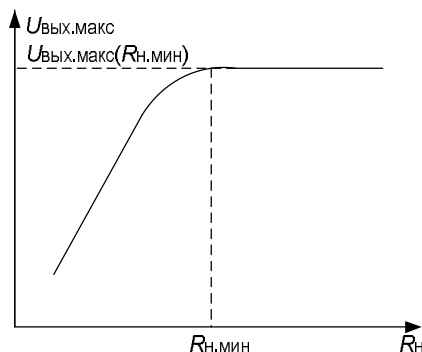


Рис. 1.20. Зависимость максимального выходного напряжения на выходе ОУ $U_{\text{вых.макс}}$ от сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$

В ряде случаев микросхемы ОУ должны использоваться либо при очень малом, либо при очень большом напряжении питания. Поэтому параметрами ОУ являются минимальное и максимальное напряжение питания: $E_{\text{пит.мин}}$ и $E_{\text{пит.макс}}$. Другим важным параметром является потребляемый микросхемой ток. Этот ток определяет электрическую энергию, потребляемую микросхемами ОУ.

Все параметры ОУ можно условно разделить на три группы: параметры, определяемые входным каскадом ОУ, параметры, определяемые выходным каскадом ОУ, и общие параметры ОУ.

В табл. 1.2 приведены основные параметры идеальных ОУ, а также микросхем ОУ широкого применения (стандартных) и специализированных.

Следует отметить, что в специализированных ОУ при существенном улучшении некоторых параметров другие параметры ухудшаются и иногда становятся гораздо хуже параметров стандартных микросхем ОУ. Например, для микросхемы микроомного ОУ ICL7611, потребляющей ток всего 1,5 мкА, частота единичного усиления равняется всего 44 кГц, а спектральная плотность напряжения шума составляет $100 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$. Для микросхемы малошумящего ОУ HA911, имеющей спектральную плотность напряжения шума всего $1 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$, в справочнике указывается коэффициент усиления лишь $20 \cdot 10^3$. Кроме того, необходимо заметить, что достигаемые в специализированных микросхемах уникальные параметры требуют использования соответствующих технологиче-

ских и конструктивных приемов, усложняющих и удорожающих производство микросхем. По этой причине цена микросхем стандартных ОУ составляет 5...30 руб. за штуку, а цена специализированной микросхемы ОУ составляет 100...300 руб., а иногда и выше.

Таблица 1.2

Тип параметра	Параметр	Идеальный ОУ	Стандартный ОУ	Специализированные ОУ (тип микросхемы)
Входные	$R_{вх}$ (Ом)	∞	$10^6 \div 10^{12}$	10^{13} (WSH223A)
	$U_{см}$ (мВ)	0	$1 \div 10$	$5 \cdot 10^{-3}$ (ISL7650); $0,5 \cdot 10^{-3}$ (AD8554)
	$U_{см}/\Delta t$ (мкВ/°С)	0	$2 \div 20$	$5 \cdot 10^{-2}$ (ICL7650)
	$I_{вх}$ (нА)	0	$0,1 \div 10^3$	10^{-3} (HA5180)
	$e_{ш.ОУ}$ (нВ/ $\sqrt{\Gamma_{ц}}$)	0	$10 \div 30$	1 (HA911)
	$i_{ш.ОУ}$ (нА/ $\sqrt{\Gamma_{ц}}$)	0	$0,1 \div 1$	10^{-3} (AD820)
Выходные	$R_{вых}$ (Ом)	0	$10^2 \div 10^3$	10 (157УД1)
	$R_{н.мин}$ (кОм)	0	$1 \div 2$	-
	$I_{всх.макс}$ (мА)	∞	$1 \div 20$	10^4 (LM12)
Общие	K	∞	$10^4 \div 10^5$	$5 \cdot 10^8$ (AM490, HA2-2900)
	f_i (МГц)	∞	$1 \div 10$	2080 (ОРА 2674)
	ρ (В/мкс)	∞	$0,1 \div 10$	$4,5 \cdot 10^3$ (AD8017) $5,7 \cdot 10^3$ (THS 3092)
	$I_{потр}$ (мА)	0	$1 \div 5$	$1,5 \cdot 10^{-3}$ (ICL7611)
	$E_{пит}$ (В)	-	$5 \div 22$	$\pm(0,5 \div 8)$ (ICL7611) $\pm(7 \div 40)$ (1408 УД1)

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие химические элементы обладают свойством полупроводников?
2. Какая связь между атомами имеется в монокристалле кремния?
3. Какие внешние условия необходимо соблюдать, чтобы изготовить качественные микросхемы?
4. Как из n -полупроводника сделать полупроводник p -типа?
5. Каким основным качеством должен обладать интегральный биполярный транзистор?
6. Какие трудности возникнут при изготовлении в полупроводниковой микросхеме конденсаторов больших значений ёмкостей?
7. Какие полевые транзисторы имеют объёмные каналы, а какие – поверхностные?
8. Каким основным свойством должен обладать интегральный полевой транзистор?
9. Почему в усилительных каскадах микросхем ОУ основные транзисторы должны работать в активной области?
10. Почему биполярный транзистор, работающий в активной области при осуществлении выхода с его коллектора, можно считать генератором тока?
11. Почему использование полевых транзисторов на входах микросхем ОУ улучшает их параметры?
12. Как изменится выходной сигнал в микросхеме ОУ, если в выходном каскаде на рис. 1.11 закоротить диоды D_1 и D_2 ?
13. Почему амплитудная характеристика идеального ОУ при $U_{\text{вх}} = 0$ совпадают с осью ординат?
14. Какая разница в понятиях "входной ток" и его "входное сопротивление"?
15. В чем причина появления шумов на выходе микросхемы ОУ?
16. Почему с помощью внешних сопротивлений можно частично компенсировать влияние шумовых токов?
17. Почему микросхемы ОУ считаются усилители постоянного тока?
18. Как связаны между собой параметры микросхем ОУ: максимальный выходной ток и минимальное сопротивление нагрузки?
19. Почему микроомощные микросхемы ОУ имеют невысокие частоты единичного усиления?

2. ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОСХЕМ ОУ

2.1. Виды обратных связей и их влияние на параметры усилителей

В электронике широко используются различные виды обратных связей. Под обратной связью при этом понимается передача с выхода электронного устройства части или всего сигнала на вход и сложение его с сигналом, поступающим от внешнего источника. При этом в общем случае выходной сигнал, подаваемый на вход по цепи обратной связи, может быть преобразован.

В цепях и устройствах, выполненных на микросхемах ОУ, сигналы внешнего источника и выходные сигналы являются либо током, либо напряжением. При этом операционный усилитель или их соединение можно представить в виде четырехполюсника, передающего или усиливающего напряжение или ток внешнего генератора. Такой четырехполюсник будем называть *четырёхполюсником прямой передачи сигнала*. Цепь обратной связи также может быть представлена четырехполюсником обратной связи. Нетрудно заметить, что возможны лишь четыре способа соединения основного четырехполюсника прямой передачи сигнала и четырехполюсника цепи обратной связи, при которых сигнал с выхода поступает на вход (рис. 2.1) [8].

На рис. 2.1, *а, б* входной генератор и напряжение обратной связи по отношению к входным клеммам четырехполюсника канала прямой передачи сигнала включены последовательно. Поэтому такая обратная связь называется *последовательной*. На рис. 2.1, *в, г* входной генератор и напряжение обратной связи по отношению к клеммам четырехполюсника *1* включены параллельно. Поэтому такая обратная связь называется *параллельной*.

На рис. 2.1, *а, г* выходы четырехполюсника *1* и входы четырехполюсника цепи обратной связи *2* соединены последовательно, и на вход четырехполюсника *2* подается сигнал, пропорциональный выходному току нагрузки I_n . Поэтому такая обратная связь называется *обратной связью по току*. На рис. 2.1, *б, в* выходы четырехполюсника *1* и входы четырехполюсника *2* соединены параллельно и на вход четырехполюсника подается сигнал, пропорциональный выходному напряжению U_n . Такая обратная связь называется *обратной связью по напряжению*.

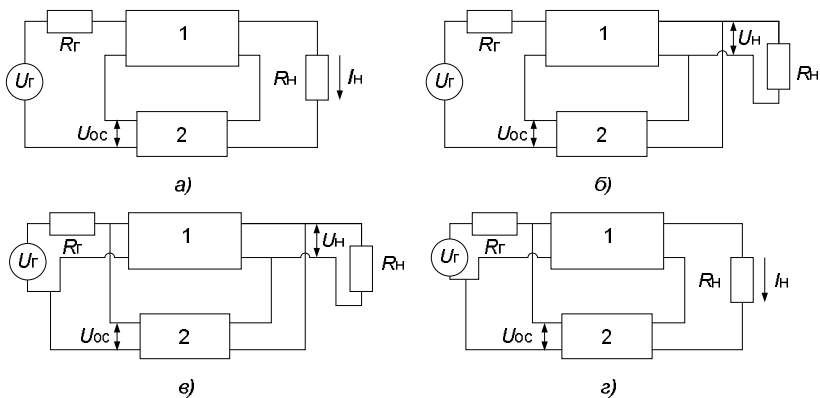


Рис. 2.1. Способы соединения четырехполосника прямого канала передачи сигнала 1 и четырехполосника цепи обратной связи 2

Если входной генератор представляет собой источник постоянного напряжения или тока, то обратная связь может быть либо положительной, либо отрицательной. Если сигнал обратной связи увеличивает напряжение или ток на входе четырехполосника прямой передачи сигнала, то в этом случае связь можно считать положительной, если входное напряжение или ток на входе четырехполосника 1 уменьшается, то обратную связь можно считать отрицательной. Если входной генератор представляет собой генератор переменного тока, то необходимо учитывать фазовые сдвиги, возникающие как в прямом канале усиления, так и в цепи обратной связи. В этом случае обратную связь следует считать комплексной.

Рассмотрим усилитель с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению, выполненного по схеме на рис. 2.1, б.

Сделаем определенные упрощения при рассмотрении. Положим, что $R_{Г}=0$, входное сопротивление четырехполосника 1 равно ∞ , выходное сопротивление четырехполосника 2 равно 0 (выходным сопротивлением четырехполосника 1 будем считать сопротивление со стороны клемм, на которых возникает напряжение U_{oc}), выходное сопротивление четырехполосника 1 равно 0, входное сопротивление четырехполосника 2 со стороны нагрузки равно ∞ . В этом случае схема усилителя с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению будет иметь вид, изображенный на рис. 2.2.

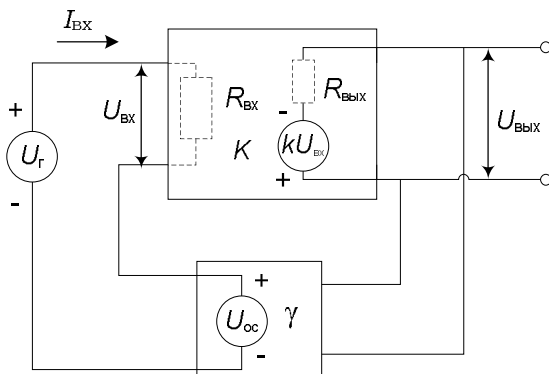


Рис. 2.2. Упрощенная схема усилителя с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению

Коэффициент γ учитывает, какая часть выходного напряжения подается на вход усилителя. Определим коэффициент усиления схемы $K_{oc} = \frac{U_{вых}}{U_{г}}$. Для этого с учетом второго закона Кирхгофа запишем уравнения:

$$U_{вх} = U_{г} - U_{ос}, \quad (2.1)$$

$$U_{ос} = \gamma U_{вых}, \quad (2.2)$$

$$U_{вых} = KU_{вх}. \quad (2.3)$$

Подставляя уравнение (2.3) в уравнение (2.2), а затем результат в уравнение (2.1), получаем $U_{вх} = U_{г} - \gamma KU_{вх}$. Отсюда

$$U_{вх} = \frac{U_{г}}{1 + \gamma K} \quad \text{и} \quad KU_{вх} = \frac{KU_{г}}{1 + \gamma K} = U_{вых}.$$

Таким образом,

$$K_{oc} = \frac{U_{вых}}{U_{г}} = \frac{K}{1 + \gamma K}, \quad (2.4)$$

где K_{oc} – коэффициент усиления с обратной связью, γ – коэффициент обратной связи, K – коэффициент усиления без обратной связи.

Следовательно, коэффициент усиления уменьшается в $(1 + \gamma K)$ раз или в фактор обратной связи раз – F , где $F = 1 + \gamma K$. При охвате усилителя положительной обратной связью уравнение (2.1) будет иметь вид: $U_{вх} = U_{г} + U_{ос}$. Это приведет к изменению формулы для коэффициента усилителя с обратной связью:

$$K_{oc} = K / (1 - \gamma K).$$

В этом случае коэффициент усиления усилителя с обратной связью возрастает в F раз. Однако при условии $\gamma K = 1$, $K_{oc} = \infty$. Это означает, что усилитель выходит из линейного режима и на его выходе будет напряжение, близкое либо к положительному, либо отрицательному напряжению питания (в случае использования типовых микросхем ОУ).

Уменьшение коэффициента усиления в F раз при охвате ОУ отрицательной обратной связью сопровождается изменением многих его параметров. Прежде всего, следует отметить улучшение его стабильности.

Стабильность – это свойство усилителя сохранять свои параметры при изменении внешних условий. Главным дестабилизирующим фактором при использовании полупроводниковых микросхем является изменение температуры, что отмечалось в п. 1.2.

В качестве основного показателя, по которому можно судить о стабильности того или иного параметра, является чувствительность этого параметра к какому-либо дестабилизирующему фактору.

Пусть Y является функцией какого-то аргумента X : $Y = f(X)$. Чувствительностью функции Y к аргументу X S_X^Y принято считать отношение относительного изменения функции Y к относительному изменению аргумента X , т.е. $S_X^Y = \frac{\Delta Y}{Y} / \frac{\Delta X}{X} = \frac{\Delta Y}{\Delta X} \frac{X}{Y}$.

При $\Delta X \rightarrow 0$, получаем $S_X^Y = \frac{dY}{dX} \frac{X}{Y}$.

Найдем чувствительность коэффициента усиления с отрицательной обратной связью к коэффициенту без обратной связи $S_K^{K_{oc}}$.

Для этого возьмем производную от K_{oc} по K . Из формулы (2.1) получаем:

$$\frac{dK_{oc}}{dK} = \frac{1 + \gamma K - \gamma K}{(1 + \gamma K)^2} = \frac{1}{(1 + \gamma K)^2}. \quad (2.5)$$

Чувствительность $S_K^{K_{oc}}$ определим, умножив формулу (2.5) на K и поделив ее на K_{oc} . Получим

$$S_K^{K_{oc}} = \frac{1}{(1 + \gamma K)^2} \frac{K(1 + \gamma K)}{K} = \frac{1}{1 + \gamma K} = \frac{1}{F}.$$

Таким образом, при введении отрицательной обратной связи чувствительность K_{oc} к K уменьшилась в фактор обратной связи раз. Следовательно, если известно температурное изменение K без обратной связи, то изменение K_{oc} будет в фактор обратной связи раз меньше. Это является основной причиной охвата усилителя отрицательной обратной связью.

Кроме улучшения стабильности, обратная связь изменяет и многие другие параметры усилителя, например его входное и выходное сопротивление.

Определим влияние последовательной отрицательной обратной связи на входное сопротивление усилителя. Входное сопротивление с обратной связью определим по формуле $R_{вх.оc} = U_{\Gamma} / I_{вх}$. При этом можно записать следующие уравнения:

$$U_{\Gamma} - U_{oc} = U_{вх}, \quad (2.6)$$

$$U_{вх} = I_{вх} R_{вх}, \quad (2.7)$$

$$U_{oc} = \gamma U_{вых} = \gamma K U_{вх}. \quad (2.8)$$

Подставляя уравнение (2.8) в уравнение (2.6), получаем

$$U_{\Gamma} = U_{вх} (1 + \gamma K) \text{ или } U_{вх} = \frac{U_{\Gamma}}{(1 + \gamma K)}.$$

Отсюда из уравнения (2.7) получаем

$$I_{вх} = \frac{U_{\Gamma}}{R_{вх} (1 + \gamma K)},$$

$$\text{т.е. } R_{вх.оc} = U_{\Gamma} / I_{вх} = R_{вх} (1 + \gamma K) = R_{вх} F.$$

Таким образом, входное сопротивление при введении последовательной отрицательной обратной связи увеличилось в F раз.

Определим влияние последовательной отрицательной обратной связи на выходное сопротивление усилителя. С этой целью будем считать, что генератор напряжения включается на выход усилителя, а напряжение входного генератора равно нулю. В этом случае схема усилителя, приведенная на рис. 2.2, преобразуется в схему на рис. 2.3. Выходное сопротивление с обратной связью определим следующим образом: $R_{вых.оc} = U_{\Gamma} / I_{вых}$. При этом $U_{вх} = U_{oc} = \gamma U_{\Gamma}$.

Ток $I_{вых}$ будет протекать лишь через выходное сопротивление усилителя без обратной связи, так как входное сопротивление четырехполюсника цепи обратной связи считаем равным ∞ . Следовательно, по второму закону Кирхгофа получаем

$$U_{\Gamma} + KU_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВЫХ}} R_{\text{ВЫХ}} \text{ или } I_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\Gamma} (1 + \gamma K)}{R_{\text{ВЫХ}}}.$$

Отсюда

$$R_{\text{ВЫХ.ОС}} = \frac{U_{\Gamma}}{I_{\text{ВЫХ}}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{(1 + \gamma K)}.$$

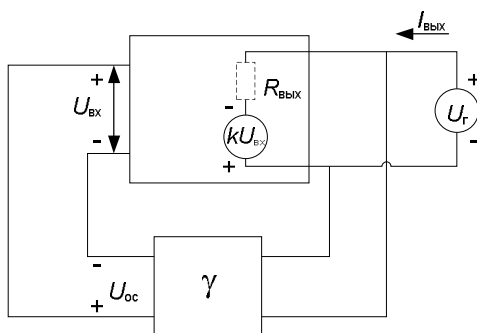


Рис. 2.3. Схема для определения выходного сопротивления с обратной связью по напряжению

Таким образом, выходное сопротивление усилителя при отрицательной обратной связью по напряжению уменьшается в F раз.

Аналогично можно показать, что входное сопротивление усилителя с параллельной отрицательной обратной связью уменьшается в F раз, а выходное сопротивление усилителя с отрицательной обратной связью по току увеличивается в F раз. В случае охвата усилителя положительной обратной связью его входное и выходное сопротивление также изменяется в F раз, но это изменение будет противоположным изменению этих параметров при отрицательной обратной связи.

Обратная связь влияет также на частотные свойства усилителя. Предположим, что коэффициент усиления без обратной связи описывается формулой

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau}.$$

При $K_0=1$ эта формула справедлива для коэффициента передачи простейшей интегрирующей RC -цепочки, т.е. в прямом канале усилителя без обратной связи имеется всего одна интегрирующая

цепочка. При этом верхняя граничная частота усилителя $f_{в.гр}$ определяется формулой:

$$f_{в.гр} = \frac{1}{2\pi\tau}.$$

Пусть усилитель охвачен частотнонезависимой отрицательной обратной связью. При этом из (2.4) получаем:

$$K_{oc} = \frac{K_0}{1 + \frac{\gamma K_0}{1 + j\omega\tau}} = \frac{K_0}{1 + \gamma K_0 + j\omega\tau} = \frac{K_0}{1 + \gamma K_0} \frac{1}{1 + \frac{j\omega\tau}{F}}.$$

Отсюда верхняя граничная частота усилителя с отрицательной обратной связью $f_{в.гр.ос} = F/2\pi\tau = f_{в.гр}F$.

Таким образом, верхняя граничная частота усилителя при охвате его отрицательной обратной связью увеличивается в фактор обратной связи раз.

Аналогично можно показать, что нижняя граничная частота усиления с отрицательной обратной связью уменьшается также в F раз.

Соответственно при охвате усилителя положительной обратной связью верхняя граничная частота уменьшается в F раз, а нижняя граничная частота увеличивается в F раз (рис. 2.4).

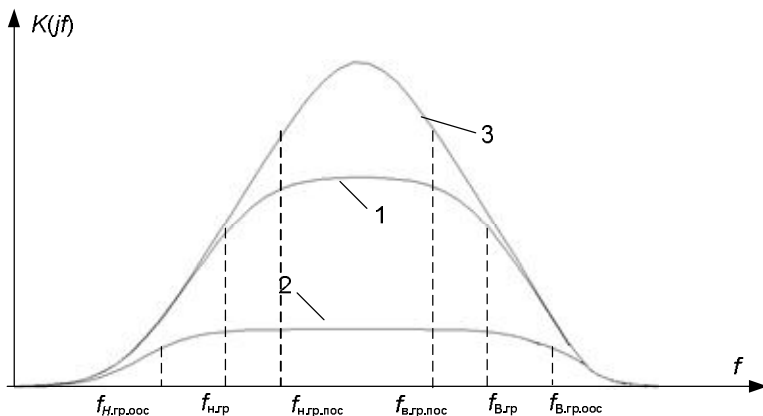


Рис. 2.4. АЧХ усилителя без обратной связи (кривая 1), с отрицательной обратной связью (кривая 2), с положительной обратной связью (кривая 3)

Следует заметить, что если на центральной частоте коэффициент усиления при положительной обратной связи станет равным ∞ , это означает, что усилитель перестает работать как усилитель, а превращается в генератор сигналов, близких к синусоидальным (см. далее п. 2.2.2)

2.2. Микросхемы ОУ с цепями обратных связей

Микросхемы ОУ в абсолютном большинстве случаев используются с цепями обратных связей. Чаще всего используют отрицательные обратные связи, но в некоторых случаях и положительные.

2.2.1. Микросхемы ОУ с цепями отрицательных обратных связей

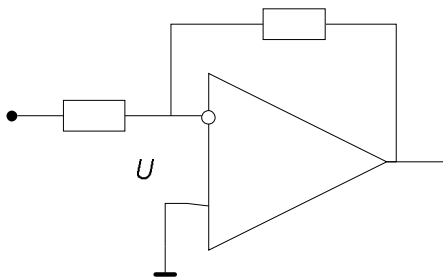
Как было показано в п. 2.1, охват усилителя отрицательной обратной связью позволяет существенно повысить стабильность коэффициента усиления. Это тем более важно, поскольку коэффициент усиления ОУ без обратной связи при изменении температуры может изменяться в очень широких пределах. Например, коэффициент усиления ОУ MC1556G (фирма Motorola) при $t = 25^\circ\text{C}$ равен $2 \cdot 10^5$, при $t = -50^\circ\text{C}$ его величина уменьшается до $1,1 \cdot 10^5$, а при $t = 100^\circ\text{C}$ увеличивается до $3,4 \cdot 10^5$. Использование отрицательной обратной связи позволяет существенно уменьшить нестабильность коэффициента усиления. Как показано выше, нестабильность коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью $\delta_{K_{oc}}$ можно рассчитывать по приближенным формулам, учитывая, что $\delta_{K_{oc}} = \delta_K / F$, где фактор обратной связи F обычно много больше 1. Например, если $K_{oc} = 100$, а $K = 2 \cdot 10^5$, то $F = 2 \cdot 10^3$.

Большое значение фактора обратной связи, получаемое при использовании микросхем ОУ, позволяет при расчетах применять упрощенную формулу для расчета K_{oc} . Действительно, если в формуле $K_{oc} = K / (1 + \gamma K) = K / F$ учесть, что $F \gg 1$ и $K \gg 1$, то получим $K_{oc} = 1 / \gamma$.

Таким образом, коэффициент усиления усилителя с отрицательной обратной связью определяется только цепью обратной связи. Справедливость условия $K \gg 1$ становится очевидным, если считать операционный усилитель идеальным ($K = \infty$). Именно это об-

стоятельство позволило при расчете усилителей на основе ОУ использовать принцип “мнимой земли”.

Проиллюстрируем использование этого принципа на основе усилителя-инвертора, выполненного на микросхеме ОУ (рис. 2.5) [3].



$$I = U_{\Gamma}/R_1 = -U_{\text{ВЫХ}}/R_2 \text{ и } K_{\text{ос}} = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\Gamma} = -R_2/R_1.$$

Следует отметить, что ток I или любая его часть не могут пойти на вход ОУ, так как, учитывая, что у идеального ОУ $R_{\text{ВХ}} = \infty$, это создало бы на входе ОУ напряжение, равное ∞ .

Условия, при выполнении которых можно использовать принцип “мнимой земли”:

- 1) ОУ является идеальным;
- 2) ОУ охвачен отрицательной обратной связью;
- 3) ОУ не выходит из линейного режима, т.е. его амплитудную характеристику можно считать линейной.

Рассмотрим другие цепи ОУ с отрицательной обратной связью, используя принцип “мнимой земли”.

Инвертирующий усилитель-сумматор. Схема инвертирующего усилителя-сумматора на ОУ приведена на рис. 2.6.

Принцип работы схемы аналогичен принципу работы инвертирующего усилителя на ОУ. В данном случае ток в цепи обратной связи I_0 является суммой токов от входных генераторов напряжения $U_1, U_2, \dots, U_n$:

$$I_0 = I_1 + I_2 + \dots + I_n.$$

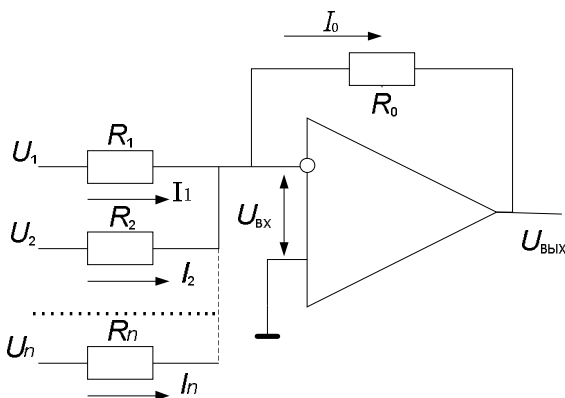


Рис. 2.6. Схема инвертирующего усилителя-сумматора на ОУ

В свою очередь, каждый из указанных токов согласно принципу “мнимой земли” ($U_{\text{ВХ}} = 0$) равен

$$I_1 = U_1/R_1, I_2 = U_2/R_2, \dots, I_n = U_n/R_n.$$

Положим, что $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R_I$. В этом случае

$$I_0 = \frac{1}{R} \sum_{i=1}^n U_i .$$

Ток I_0 , протекая по сопротивлению R_0 , создает напряжение

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_0}{R} \sum_{i=1}^n U_i .$$

Таким образом, при $R_0 > R$ схема не только суммирует и инвертирует сигналы, но и их усиливает. При этом напряжения $U_1, U_2, \dots, U_n$ могут быть не только положительными, но и отрицательными.

Неинвертирующий усилитель. Схема неинвертирующего усилителя на ОУ приведена на рис. 2.7. В схеме ОУ охвачен отрицательной последовательной обратной связью по напряжению.

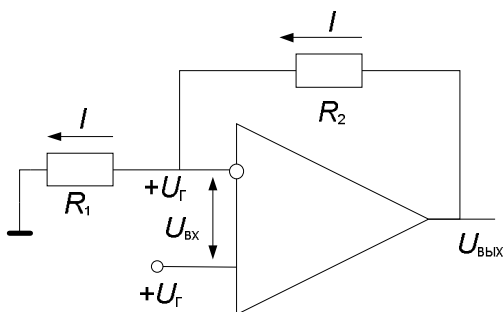


Рис. 2.7. Схема неинвертирующего усилителя на ОУ

Связь отрицательная потому, что если напряжение генератора положительное и подается на неинвертирующий вход, то напряжение на выходе будет также положительно, но через цепь обратной связи $R_2 - R_1$ оно подается на инвертирующий вход, уменьшая напряжение, действующее между входами ОУ. Связь последовательная, так как генератор напряжения и сигнал обратной связи подключаются ко входам ОУ последовательно. Обратная связь по напряжению, так как сигнал обратной связи пропорционален выходному напряжению.

В приведенной схеме напряжение между входами ОУ согласно принципу “мнимой земли” также должно быть равно нулю: $U_{\text{ВХ}} = 0$. Отсюда следует, что напряжение на инвертирующем входе, так же как и напряжение на неинвертирующем входе, равно $U_{\text{Г}}$. Следовательно, по сопротивлению R_1 течет ток $I = U_{\text{Г}} / R_1$. Этот ток I проте-

кает по сопротивлению обратной связи R_2 и создает напряжение на выходе $U_{\text{ВЫХ}}$.

Таким образом, ток I можно выразить через U_{Γ} и $U_{\text{ВЫХ}}$:

$$I = U_{\Gamma} / R_1 = U_{\text{ВЫХ}} / (R_1 + R_2).$$

Отсюда коэффициент усиления с обратной связью $K_{\text{ос}}$ равен

$$K_{\text{ос}} = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\Gamma} = 1 + R_2 / R_1.$$

Если положить в схеме (см. рис. 2.7) $R_2 = 0$, а $R_1 = \infty$, то $K_{\text{ос}} = 1$. Такая схема называется повторителем напряжения. Схема приведена на рис. 2.8.

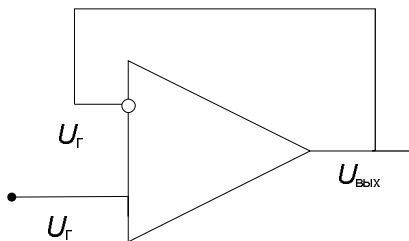


Рис. 2.8. Схема повторителя напряжения

Поскольку все выходное напряжение подается на вход ОУ, связь считается 100-процентной.

Неинвертирующий усилитель-сумматор. Схема неинвертирующего усилителя-сумматора на ОУ приведена на рис. 2.9.

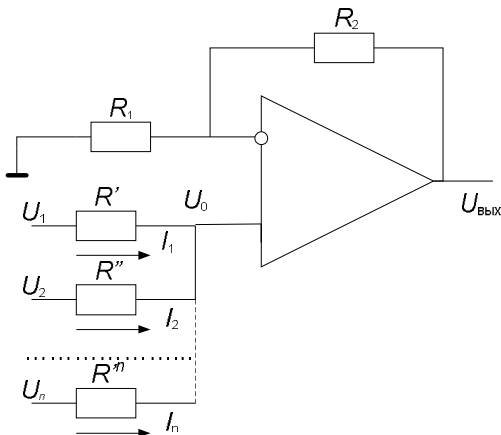


Рис. 2.9. Схема неинвертирующего усилителя-сумматора на ОУ

Для определения напряжения на выходе схемы $U_{\text{вых}}$ необходимо, прежде всего, определить напряжение на неинвертирующем входе U_0 . При этом учтем, что ток в ОУ через неинвертирующий вход втекать не может ($R_{\text{вх.ОУ}} = \infty$). Следовательно, по первому за-

кону Кирхгофа можно записать: $\sum_{i=1}^n I_i = 0$.

Каждый из токов от источников напряжения $U_1, U_2, \dots, U_n$ можно выразить следующими формулами:

$$I_1 = \frac{U_1 - U_0}{R'}, I_2 = \frac{U_2 - U_0}{R''}, \dots, I_n = \frac{U_n - U_0}{R'^n}.$$

Таким образом

$$\frac{U_1 - U_0}{R'} + \frac{U_2 - U_0}{R''} + \dots + \frac{U_n - U_0}{R'^n} = 0.$$

Положим, что $R' = R'' = \dots = R'^n = R_0$. Отсюда

$$U_1 + U_2 + \dots + U_n = n \cdot U_0 \text{ и } U_0 = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n U_i.$$

В результате, учитывая, что напряжение U_0 усиливается неинвертирующим усилителем в $(1 + R_2 / R_1)$ раз, получаем

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n U_i (1 + R_2 / R_1).$$

Дифференциальный усилитель. Дифференциальным усилителем называется усилитель, усиливающий разность входных сигналов. Схема дифференциального усилителя на ОУ приведена на рис. 2.10.

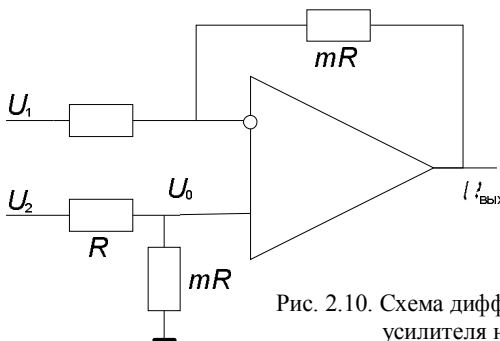


Рис. 2.10. Схема дифференциального усилителя на ОУ

Для определения $U_{\text{вых}}$ целесообразно воспользоваться методом наложений (методом суперпозиций), который состоит в том, что напряжение или ток в любой части линейной схемы, содержащей источники напряжения и тока, можно найти, определяя необходимые напряжение или ток от одного из источников напряжения или тока. При этом все другие источники напряжения замыкаются, а источники тока исключаются из схемы. Так определяются напряжение или ток от каждого источника. Затем полученные результаты суммируются.

Найдем выходное напряжение в схеме дифференциального усилителя, сначала учитывая напряжение U_1 , а затем напряжение U_2 . В первом случае, замыкая U_2 , получаем схему, показанную на рис. 2.11, а. Учитывая, что входной ток идеального ОУ равен нулю, можно считать, что напряжение U'_0 на неинвертирующем входе равно нулю. Следовательно, напряжение на инвертирующем входе также равно нулю. Это означает, что приведенная на рис. 2.11, а схема эквивалентна схеме инвертирующего усилителя, т.е. $U'_{\text{вых}} = -m \cdot U_1$.

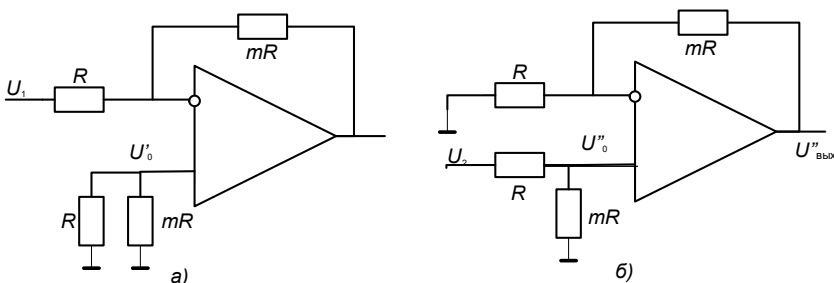


Рис. 2.11. Схемы для определения выходного напряжения дифференциального усилителя по методу наложений

Во втором случае, замыкая U_1 , получим схему, приведенную на рис. 2.11, б. Для определения $U''_{\text{вых}}$ необходимо определить U''_0 . С учетом, что входное сопротивление ОУ равно ∞ , получаем

$$U''_0 = U_2 \frac{m \cdot R}{m \cdot R + R} = U_2 \frac{m}{m + 1}.$$

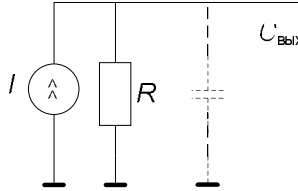
Напряжение U''_0 усиливается неинвертирующим усилителем в $(1+m)$ раз. Отсюда

$$U''_{\text{ВЫХ}} = (1 + m) \cdot U''_0 = U_2 \cdot m.$$

Таким образом, $U_{\text{ВЫХ}} = U'_{\text{ВЫХ}} + U''_{\text{ВЫХ}} = m \cdot (U_2 - U_1)$, т.е. на выходе усилителя получаем усиленную в m раз разность входных напряжений U_2 и U_1 .

Преобразователь тока в напряжение. В случае, если ток источника тока необходимо преобразовать в напряжение, то можно этот ток пропустить через сопротивление и получить напряжение (схема приведена на рис. 2.12).

Рис. 2.12. Схема простейшего преобразователя тока в напряжение



Однако такое техническое решение в целом ряде случаев оказывается неприемлемым по следующим причинам:

- выходное сопротивление такого источника напряжения, преобразованного из источника тока, оказывается чрезмерно большим, поскольку $U_{\text{ВЫЗ}} = IR$, и при малом I для получения необходимого $U_{\text{ВЫХ}}$ следует выбрать большое R . Следовательно, при необходимости возможного дальнейшего усиления $U_{\text{ВЫХ}}$, требуется усилитель с очень большим входным сопротивлением;

- большое выходное сопротивление полученного источника напряжения приводит к ухудшению частотных свойств такого преобразователя из-за влияния паразитной емкости монтажа и емкости самого резистора, поскольку в этом случае образуется интегрирующая цепочка с постоянной времени $\tau = RC$, где C равна сумме емкости монтажа и емкости резистора;

- напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$, возникающее на сопротивлении R , может препятствовать нормальному функционированию источника тока I , если в качестве такого источника используется какой-либо датчик. Действительно, при изменении тока I на выходе датчика будет изменяться напряжение, что может привести к нелинейной зависимости тока датчика I от какого-либо физического параметра.

С целью исключения этих неблагоприятных факторов можно использовать схему преобразователя, выполненного на ОУ (рис. 2.13).

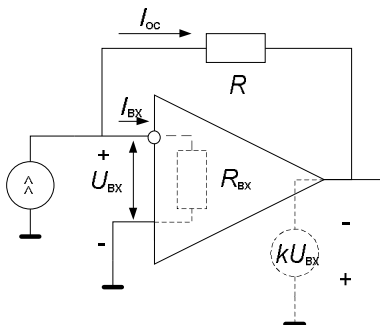


Рис. 2.13. Схема преобразователя ток – напряжение, выполненная на ОУ

В данном случае ОУ охвачен отрицательной параллельной 100-процентной обратной связью по напряжению.

С учетом принципа “мнимой земли” выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}} = -IR$, т.е. $U_{\text{ВЫХ}}$ получается равным по модулю выходному напряжению в схеме на рис. 2.12. Однако в приведенной схеме на ОУ напряжение на выходных клеммах источника тока будет всегда равно нулю, выходное сопротивление источника напряжения за счет отрицательной обратной связи по напряжению также будет близко к нулю.

Кроме того, параллельная отрицательная обратная связь уменьшает входное сопротивление в $(1+K)$ раз, где K – коэффициент усиления усилителя без обратной связи. Действительно, с учетом коэффициента усиления получаем следующие уравнения:

$$U_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВХ}} \cdot R_{\text{ВХ}}, \quad I_{\text{ОС}} = (U_{\text{ВХ}} + K \cdot U_{\text{ВХ}}) / R, \quad I = I_{\text{ВХ}} + I_{\text{ОС}}.$$

Учитывая, что $R_{\text{ВХ.ОС}} = U_{\text{ВХ}} / I_{\text{ВХ}}$, получаем

$$R_{\text{ВХ.ОС}} = \frac{R \cdot R_{\text{ВХ}}}{R + (1 + K) \cdot R_{\text{ВХ}}}.$$

Поскольку входное сопротивление ОУ достаточно велико, то с большой уверенностью можно считать, что $R_{\text{ВХ}} \cdot (1+K) \gg R$, т.е.

$$R_{\text{ВХ.ОС}} = \frac{R}{1 + K}.$$

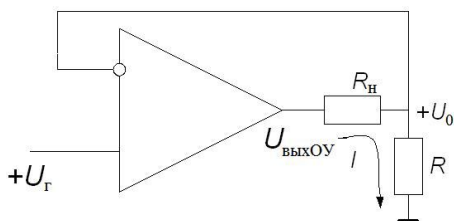
Таким образом, постоянная зарядки емкости интегрирующей RC-цепочки, возникающей из-за паразитной емкости монтажа C_m и

входной емкости ОУ $C_{вх}$, получается равной $\tau = \frac{R \cdot (C_m + C_{вх})}{1 + K}$. По-

скольку K у ОУ большой, постоянная времени получается малой, т.е. частотный диапазон преобразования тока в напряжение получается достаточно широким.

Преобразователь напряжения в ток. Необходимо осуществить такое преобразование, при котором ток не зависел бы от сопротивления нагрузки (при простом подключении к источнику напряжения U_r сопротивления нагрузки ток будет равен U_r / R_n , т.е. будет зависеть от сопротивления нагрузки). С помощью ОУ можно сделать так, чтобы ток не зависел от сопротивления нагрузки. Схема преобразователя напряжения в ток приведена на рис. 2.14.

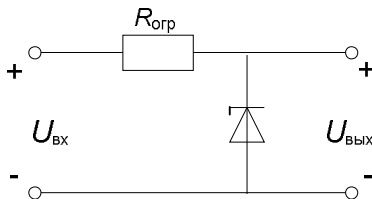
Рис. 2.14. Схема преобразователя напряжения в ток



Согласно принципу “мнимой земли”, учитывая, что усилитель охвачен отрицательной обратной связью, $U_0 = U_r$. Отсюда ток в сопротивлении R будет равен U_r / R . Этот ток не может течь от инвертирующего входа ОУ, а будет течь с выхода ОУ. При этом от сопротивления R_n он не будет зависеть, если напряжение $U_{вых}$ ОУ не выйдет за пределы линейной амплитудной характеристики ОУ.

Стабилизатор напряжения на основе ОУ. Стабилизировать напряжение можно, используя опорные диоды (стабилитроны). Однако схема стабилизатора на стабилитроне и одном резисторе, приведенная на рис. 2.15, обладает рядом существенных недостатков.

Рис. 2.15. Схема стабилизатора напряжения на стабилитроне



1. Выходное сопротивление стабилизатора, примерно равное выходному сопротивлению стабилитрона, получается недостаточно малым ($\sim 10 \dots 50 \text{ Ом}$).

2. Подключение к выходу стабилизатора нагрузки изменяет ток, протекающий через стабилитрон, и, тем самым, при $U_{\text{вх}} = \text{const}$ изменяется, хотя и незначительно, напряжение на выходе стабилизатора.

3. Стабилизатор напряжения не может обеспечить на выходе достаточно большой ток.

Указанные недостатки стабилизатора напряжения можно исправить, если использовать операционный усилитель. Схема стабилизатора напряжения с использованием ОУ в качестве усилителя-регулятора приведена на рис. 2.16.

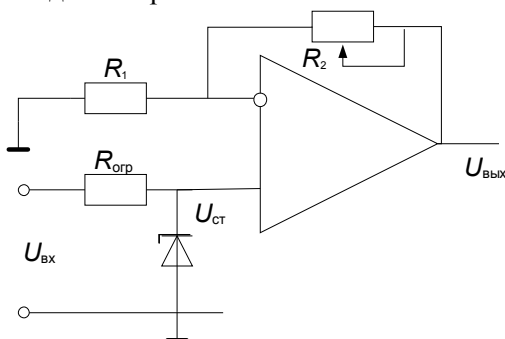


Рис. 2.16. Стабилизатор напряжения с использованием усилителя-регулятора на ОУ

Напряжение со стабилитрона подается на неинвертирующий вход усилителя с регулируемым с помощью переменного резистора R_2 коэффициентом усиления: $U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}} \cdot (1 + R_2 / R_1)$.

Приведенная схема имеет следующие достоинства.

1. Стабилитрон подключается к неинвертирующему усилителю, имеющему большое входное сопротивление. Следовательно, ток, протекающий через опорный диод при подключении сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$, остается постоянным, т.е. напряжение на неинвертирующем входе ОУ остается неизменным.

2. Выходное сопротивление усилителя, охваченного отрицательной обратной связью по напряжению, мало и, следовательно, мало выходное сопротивление стабилизатора напряжения ($\sim 0,01 \dots 0,0001 \text{ Ом}$).

3. При использовании в качестве микросхемы мощного ОУ с большим выходным током можно получить большой ток нагрузки.

4. Напряжение на выходе стабилизатора можно регулировать с помощью переменного резистора R_2 .

Логарифмический усилитель. Схема логарифмического усилителя на ОУ приведена на рис. 2.17.

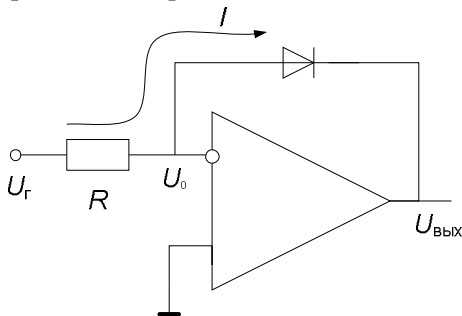


Рис. 2.17. Схема усилителя-логарифматора на ОУ

Операционный усилитель охвачен отрицательной обратной связью, и поэтому можно использовать принцип “мнимой земли”, т.е. $U_0 = 0$. Следовательно, $I = U_Г / R$.

Ток I протекает по диоду, причем p - n -переход смещен в прямом направлении. Ток диода I_d определяется следующей формулой:

$$I_d = I_0 \cdot \left(e^{\frac{U_d}{\Phi_T}} - 1 \right),$$

где I_0 – ток неосновных носителей, U_d – напряжение на диоде, $\Phi_T = kT/q$ – температурный потенциал, k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура, q – заряд электрона.

При $t = 20^\circ\text{C}$ можно считать, что $\Phi_T = 25$ мВ. При условии $U_d \gg \Phi_T$, т.е. $U_d \gg 25$ мВ формула для I_d упрощается:

$$I_d = I_0 \cdot e^{\frac{U_d}{\Phi_T}} \quad \text{или} \quad I_d / I_0 = e^{\frac{U_d}{\Phi_T}}.$$

Логарифмируя, получаем

$$U_d = \Phi_T \cdot \ln \frac{I_d}{I_0} = \Phi_T \cdot \ln \frac{U_Г}{I_0 \cdot R}.$$

Напряжение на диоде U_d равно напряжению на выходе ОУ со знаком минусом: $U_{\text{ВЫХ}} = -U_d$. Таким образом, получаем

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\varphi_{\text{Т}} \cdot \ln \frac{U_{\text{Г}}}{I_0 \cdot R}.$$

Антилогарифмический усилитель. Схему антилогарифмического усилителя можно получить из схемы усилителя логарифматора, если поменять местами резистор и диод. Схема антилогарифмического усилителя приведена на рис. 2.18.

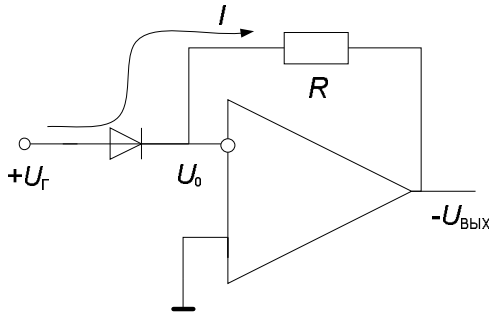


Рис. 2.18. Схема антилогарифмического усилителя

Используем принцип “мнимой земли”. Получаем, что $U_0 = 0$ и $I_{\text{д}} = I_0 \cdot (e^{\frac{U_{\text{д}}}{\varphi_{\text{Т}}}} - 1)$. Как и для логарифмического усилителя положим, что $e^{\frac{U_{\text{д}}}{\varphi_{\text{Т}}}} \gg 1$. Следовательно, $I_{\text{д}} = I_0 \cdot e^{\frac{U_{\text{д}}}{\varphi_{\text{Т}}}}$. Ток диода, протекая по сопротивлению обратной связи R , создает на выходе ОУ отрицательное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$, т.е. $U_{\text{ВЫХ}} = -I_0 \cdot R \cdot e^{\frac{U_{\text{д}}}{\varphi_{\text{Т}}}}$. Учитывая, что $U_{\text{д}} = U_{\text{Г}}$, получим $U_{\text{ВЫХ}} = -I_0 \cdot R \cdot e^{\frac{U_{\text{Г}}}{\varphi_{\text{Т}}}}$.

Интегратор на ОУ. Схема интегратора на ОУ, производящего интегрирование по времени входного напряжения $U_{\text{Г}}$, приведена на рис. 2.19. В схеме ОУ охвачен отрицательной обратной связью лишь по переменному току. По этой причине в реальном случае, т.е. при использовании любых микросхем ОУ при $U_{\text{Г}} = 0$, на выходе ОУ устанавливается напряжение, близкое либо к $+E_{\text{пит}}$, либо $-E_{\text{пит}}$. Следовательно, на практике нужно принимать меры, чтобы удерживать ОУ в линейном режиме. Это можно сделать, либо вводя до-

полнительную отрицательную обратную связь по постоянному току, например, шунтированием конденсатора C резистором с большим сопротивлением $R_{ш}$, либо используя периодическую установку напряжения на выходе равным нулю, например, периодически закорачивая конденсатор электронным ключом Кл.

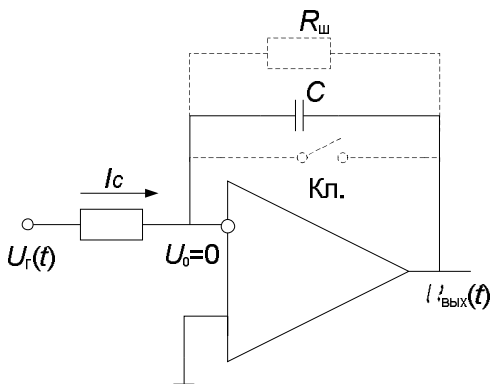


Рис. 2.19. Схема интегратора на ОУ

Рассмотрим работу интегратора, полагая, что ОУ идеальный и работает в линейном режиме. В этом случае согласно принципу “мнимой земли” напряжение на инвертирующем входе равно нулю ($U_0 = 0$). По этой причине выходное напряжение равно напряжению на конденсаторе. В свою очередь, напряжение на конденсаторе U_c равно заряду на конденсаторе, деленному на емкость конденсатора $U_c = Q/C$. А заряд на конденсаторе равен интегралу по времени от тока I_c , идущего на заряд конденсатора. Таким образом,

$$Q = \int_0^t I_c(t) dt \text{ и } U_c = \frac{1}{C} \int_0^t I_c(t) dt .$$

Учитывая, что ток $I_c = U_r(t)/R$, получаем

$$U_{\text{вых}} = -U_c = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_r(t) dt .$$

При условии, что $U_r = U_{r0} = \text{const}$, имеем $U_{\text{вых}} = -U_{r0} t/RC$, т.е. линейно изменяющееся во времени напряжение.

Положим, что на вход схемы подается синусоидальное напряжение $U_r = U_{r0} \cdot \sin \omega t$. В этом случае можно найти выходное напря-

жение, взяв интеграл от $\sin \omega t$. Однако можно сделать проще, полагая, что интегратор по переменному току представляет собой усилитель-инвертор, в цепь обратной связи которой включен конденсатор с сопротивлением по переменному току Z_C , равному $1/j\omega C$. Отсюда $U_{\text{вых}} = 1/j\omega RC = j/\omega RC$.

Дифференциатор на ОУ. Схема дифференциатора на ОУ, осуществляющего получение на выходе напряжения, пропорционального производной по времени от входного напряжения, приведена на рис. 2.20.

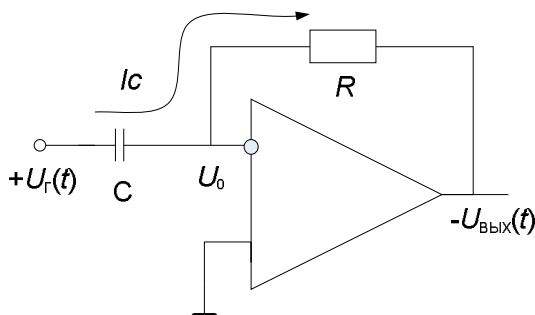


Рис. 2.20. Схема дифференциатора на ОУ

Схема охвачена 100-процентной отрицательной обратной связью. По этой причине ОУ в схеме всегда будет в линейном режиме, т.е. при расчете $U_{\text{вых}}(t)$ можно использовать принцип “мнимой земли” ($U_0 = 0$). Отсюда получаем $U_{\text{вых}} = -I_C R$. Известно, что ток, идущий на зарядку конденсатора, $I_C = C \frac{dU_C}{dt}$, где напряжение на конденсаторе $U_C(t)$ равно $U_C(t)$. Следовательно, получаем

$$U_{\text{вых}} = -RC \frac{dU_r(t)}{dt}.$$

При подаче на вход дифференциатора напряжения $U_r = U_{r0} \cdot \sin \omega t$ так же, как и в случае интегратора, можно рассматривать схему как усилитель-инвертор с конденсатором на входе, включенном вместо резистора. При этом $U_{\text{вых}} = -j\omega RC$.

Селективный RC-усилитель на ОУ. Селективный усилитель предназначен для усиления входного сигнала на одной частоте и подавления сигналов на всех других частотах. АЧХ селективного усилителя приведена на рис. 2.21.

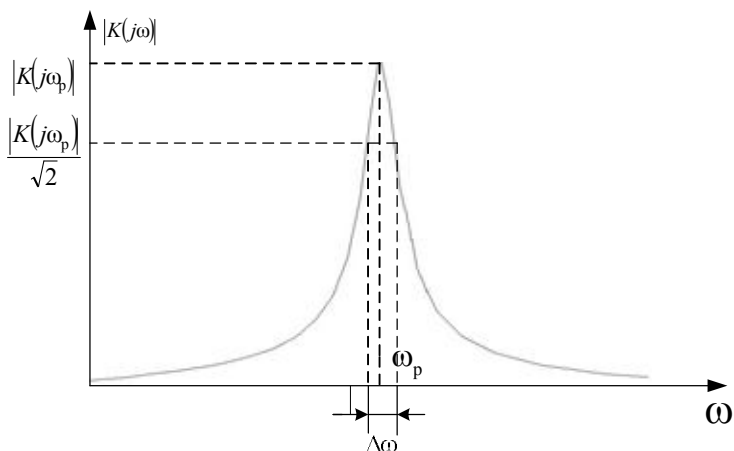


Рис. 2.21. АЧХ селективного усилителя на ОУ

Селективный усилитель характеризуется следующими параметрами: частотой резонанса, на которой коэффициент усиления достигает максимального значения ω_p , коэффициентом усиления на резонансной частоте $|K(j\omega_p)|$, добротностью, определяемой как отношение резонансной частоты к разности частот $\Delta\omega$, на которых модуль коэффициента усиления на резонансной частоте уменьшается в $\sqrt{2}$ раз.

Схема селективного RC -усилителя с частотно-зависимой цепью отрицательной обратной связи приведена на рис. 2.22.

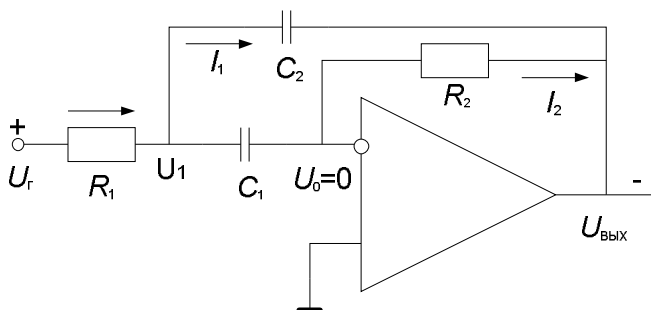


Рис. 2.22. Схема селективного RC -усилителя

В схеме присутствует 100-процентная отрицательная обратная связь по постоянному току, осуществляемая через резистор R_2 .

Следовательно, ОУ будет всегда находиться в линейном режиме и можно использовать принцип “мнимой земли” ($U_0 = 0$). Условно положим, что входное напряжение положительно. Тогда токи, протекающие по отдельным участкам цепи обратной связи: I , I_1 , I_2 , имеют направление, указанное на рис. 2.22. Учтем, что $I = I_1 + I_2$. Сопротивления конденсаторов C_1 и C_2 синусоидальному току обозначим Z_1 и Z_2 , и положим, что $Z_1 = Z_2 = Z$.

Выразим токи I , I_1 , I_2 через напряжения U_{Γ} , U_1 и $U_{\text{ВЫХ}}$:

$$I = \frac{U_{\Gamma} - U_1}{R_1}; \quad I_2 = \frac{U_1}{Z} = \frac{-U_{\text{ВЫХ}}}{R_2}; \quad I_1 = \frac{U_1 - U_{\text{ВЫХ}}}{Z}.$$

Из равенства токов в узле с напряжениями U_1 получаем

$$\frac{U_{\Gamma} + ZU_{\text{ВЫХ}}/R_2}{R_1} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_2} - \frac{U_{\text{ВЫХ}} + ZU_{\text{ВЫХ}}/R_2}{Z}.$$

Отсюда, учитывая, что в операторной форме сопротивление емкости $Z(p)$ равно $Z=1/pC$ получаем:

$$K_{\text{ос}}(p) = \frac{pCR}{1 + 2pPCR_1 + p^2C^2R_1R_2} = \frac{b_1p}{a_0 + a_1p + a_2p^2},$$

где $a_0 = 1$, $a_1 = 2CR_1$, $a_2 = C^2R_1R_2$, $b_1 = CR_2$.

Из теории фильтров известно [9], что

$$\omega_p = \sqrt{a_0/a_2}, \quad Q = \sqrt{\frac{a_0a_2}{a_1}}, \quad |K_{\text{ос}}(j\omega_p)| = b_1/a_1.$$

$$\text{Отсюда } \omega_p = \frac{1}{C\sqrt{R_1R_2}}, \quad Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_2}{R_1}, \quad |K_{\text{ос}}(j\omega_p)| = \frac{1}{2} \frac{R_2}{R_1}.$$

2.2.2. Микросхемы ОУ с цепями отрицательной и положительной обратных связей

Положительная обратная связь в электронных устройствах на микросхемах ОУ может быть использована в двух случаях:

- для улучшения параметров устройств при совместном использовании с отрицательной обратной связью;
- для создания импульсных устройств на ОУ (это применение ОУ будет рассмотрено в п. 2.3).

В первом случае введение положительной обратной связи совместно с отрицательной при расчетах не изменяет условий возможности использования принципа “мнимой земли”: ОУ считается идеальным, охваченным отрицательной обратной связью и работающим в линейном режиме.

Положительную обратную связь совместно с отрицательной часто используют при создании активных RC -фильтров или избирательных RC -усилителей – устройств, в которых сигналы одних частот передаются на выход и усиливаются, а сигналы других частот подавляются (селективный RC -усилитель, рассмотренный выше, является одним из таких устройств).

Избирательный усилитель с мостом Вина. Рассмотрим схему избирательного RC -усилителя с использованием моста Вина (рис. 2.23) [3].

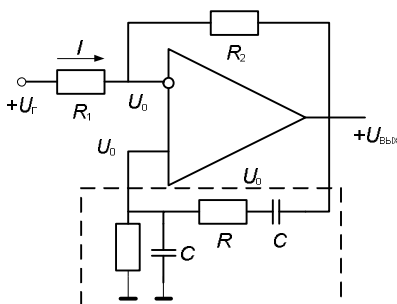


Рис. 2.23. Схема избирательного RC -усилителя с мостом Вина

С помощью резисторов R_1 и R_2 в схеме осуществляется частотно-независимая отрицательная параллельная обратная связь по напряжению, а с помощью двух конденсаторов C и других резисторов R осуществляется частотно-зависимая положительная последовательная обратная связь по напряжению.

Найдем коэффициент передачи выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ по цепи положительной обратной связи на неинвертирующий вход ОУ $\gamma(j\omega)$. Учитывая, что реактивные сопротивления емкостей Z_C

равны $\frac{1}{j\omega C}$, получаем

$$\gamma(j\omega) = \frac{U_0}{U_{\text{вых}}} = \frac{j\omega\tau}{1 + 3j\omega\tau - \omega^2\tau^2}, \quad (2.9)$$

где $\tau = RC$.

Заметим, что модуль $|\gamma(j\omega)|$ имеет очень пологий максимум. АЧХ коэффициента передачи $\gamma(j\omega)$ приведена на рис. 2.24.

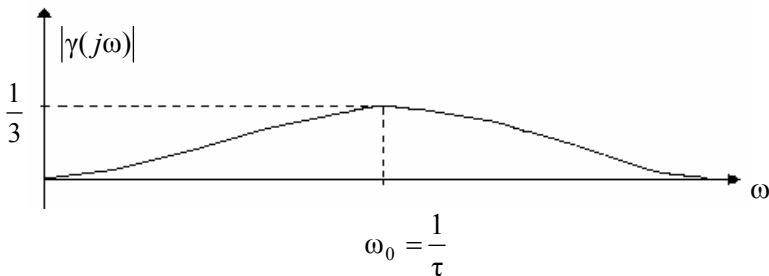


Рис 2.24. АЧХ коэффициента обратной связи $|\gamma(j\omega)|$

Однако за счет использования в цепи ОУ положительной обратной связи избирательность может быть существенно улучшена. Покажем это.

Согласно принципу “мнимой земли” напряжение на обоих входах ОУ будет равно $-\gamma(j\omega)U_{\text{вых}}$. Отсюда ток, протекающий по цепи отрицательной обратной связи,

$$I = \frac{U_{\text{г}} - \gamma(j\omega)U_{\text{вых}}}{R_1} = \frac{\gamma(j\omega)U_{\text{вых}} - U_{\text{вых}}}{R_2},$$

а коэффициент усиления с отрицательной обратной связью

$$K_{\text{oc}}(j\omega) = \frac{-U_{\text{вых}}}{U_{\text{г}}} = \frac{R_2 / R_1}{1 - \gamma(j\omega)(1 + R_2 / R_1)}. \quad (2.10)$$

Подставляя (2.9) в (2.10), получаем

$$K_{\text{oc}}(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1 + 3j\omega\tau - \omega^2\tau^2}{1 + (2 - R_2 / R_1)j\omega\tau - \omega^2\tau^2}. \quad (2.11)$$

Из (2.11) следует, что при $\omega=0$ и $\omega=\infty$ коэффициент усиления равен $-R_2 / R_1$, т.е. коэффициенту усиления усилителя-инвертора, поскольку положительная обратная связь при $\omega=0$ и $\omega=\infty$ в схеме отсутствует.

На частоте $\omega_0 = 1/\tau$ получаем формулу для определения усиления $K_{\text{oc}}(j\omega_0)$:

$$K_{\text{oc}}(j\omega_0) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{3}{(2 - R_2 / R_1)}. \quad (2.12)$$

Из (2.12) следует, что при $R_2 \rightarrow 2R_1$ $K_{oc}(j\omega_0) \rightarrow \infty$, т.е. теоретически можно получить сколь угодно большой коэффициент усиления на резонансной частоте ω_0 . Практически можно получить $K_{oc}(j\omega_0)$ приблизительно 500...1000. При попытках получить большие значения $K_{oc}(j\omega_0)$ усилитель самопроизвольно превращается в генератор синусоидальных колебаний (о генераторах будет сказано ниже).

Следует заметить, что увеличение $K_{oc}(j\omega_0)$ приводит и к увеличению добротности. Величину добротности можно определить по приведенной выше формуле: $Q = \sqrt{a_0 a_2} / a_1$, где $a_0 = 1$, $a_1 = (2 - R_2/R_1)\tau$, $a_2 = \tau^2$. Отсюда получаем

$$Q = \frac{1}{2 - R_2 / R_1}. \quad (2.13)$$

Из формул (2.12) и (2.13) получаем

$$K_{oc}(j\omega_0) = -\frac{R_2}{R_1} 3Q.$$

При больших Q , т.е. при $R_2 \rightarrow 2R_1$, можно считать, что $K(j\omega_0) = 6Q$, т.е. с ростом коэффициента усиления на резонансной частоте растет и добротность.

Генератор синусоидальных колебаний с мостом Вина. Как уже отмечалось выше, в избирательном RC -усилителе с мостом Вина при выполнении условия $R_2 = 2R_1$ $K_{oc}(j\omega_0) = \infty$ и $Q = \infty$, т.е. усилитель самовозбуждается и превращается в генератор синусоидальных колебаний с частотой ω_0 [3]. Для того чтобы пояснить, как это происходит, учтем, что ОУ неидеален и его коэффициент K не равен ∞ : (о том, как это можно сделать, будет сказано в разд. 3). С учетом конечной величины K условие самовозбуждения будет иметь вид:

$$2K + 3 + 3R_2/R_1 = KR_2/R_1. \quad (2.14)$$

(Очевидно, что при $K = \infty$ условие самовозбуждения соответствует полученному ранее $R_2 = 2R_1$.)

Из условия (2.14) следует, что для самовозбуждения усилителя должно выполняться условие $R_2 > 2R_1$ и при уменьшении K условие самовозбуждения нарушается. Предположим, что условие самовозбуждения выполняется. Из этого следует:

1. При выполнении условия самовозбуждения коэффициент усиления с учетом положительной и отрицательной обратной связи становится равным бесконечности только на одной частоте ω_0 . Это означает, что на этой частоте ω_0 на выходе ОУ за счет энергии источников питания может возникнуть возрастающее или убывающее по величине напряжение при условии, что $U_r = 0$. Первопричиной возникновения этого могут быть шумы, малейшие колебания напряжения питания, электромагнитные помехи. Предположительно, эти причины приведут к увеличению напряжения на выходе ОУ.

2. Условие $K_{oc}(j\omega_0) = \infty$ формально означает, что на частоте ω_0 должна происходить генерация сигнала с частотой ω_0 и бесконечно возрастающей амплитудой. Однако с возрастанием напряжения на выходе ОУ и приближением его к $U_{\text{вых.макс}}$, наклон амплитудной характеристики ОУ уменьшается (см. рис. 1.19), т.е. уменьшается коэффициент усиления ОУ, и, следовательно, нарушается условие устойчивости (2.13).

3. При нарушении условия самовозбуждения рост амплитуды выходного сигнала прекращается. Однако по мере происшедшего роста выходного напряжения ОУ в конденсаторах цепи положительной обратной связи накопились электрические энергия и заряд. Поскольку условие неустойчивости нарушено, конденсаторы будут разряжаться через резисторы R . При этом напряжение на конденсаторе, присоединенном к неинвертирующему входу ОУ, будет уменьшаться, что вызовет и уменьшение напряжения на выходе ОУ. Как только это произойдет, условие самовозбуждения восстановится. Поскольку первопричиной нового возникновения условия самовозбуждения было уменьшение напряжения на неинвертирующем выходе ОУ, напряжение на выходе будет уменьшаться. Это будет происходить до тех пор, пока при $U_{\text{вых}} \rightarrow -U_{\text{вых.мин}}$ снова не произойдет нарушения условия устойчивости, и цикл увеличения напряжения повторится снова.

4. Напряжение на выходе ОУ будет меняться по синусоидальному закону, поскольку через RC -цепь положительной обратной связи без искажения формы сигнала может пройти только синусоидальный сигнал. Если предположить, что сигнал будет периодический с частотой ω_0 , но не синусоидальный, то, разлагая этот сигнал в ряд Фурье, мы получим сигналы с частотами, кратными основной частоте ($2\omega_0$, $3\omega_0$ и т.д.) На этих частотах условие устойчивости не

выполняется. Следовательно, в идеальном случае на выходе получается синусоидальный сигнал. В реальности для надежной генерации сигнала в случае, если по каким-то причинам (например, при изменении температуры) коэффициент усиления ОУ уменьшится, выбирают соотношение $R_2/R_1 > 2$ с определенным запасом так, чтобы условие

$$2K + 3 + 3R_2/R_1 < KR_2/R_1$$

всегда выполнялось. При этом возникают искажения формы синусоидального сигнала, поскольку условие самовозбуждения выполняется и для других частот, отличных от ω_0 . На практике для исключения появления нелинейных искажений и стабилизации амплитуды генерируемых сигналов используют специальные схемы с дополнительными отрицательными обратными связями.

2.2.3. Применение микросхем ОУ в импульсных устройствах

Импульсным электронным устройством обычно называют такие устройства, в которых выходные напряжения при определенных условиях изменяются скачкообразно, т.е. практически мгновенно. (Следует отметить, что в действительности в природе и технике не существует мгновенных переходов объектов и устройств из одного состояния в другое. Скачкообразным изменением в электронике принято считать такое изменение, время которого пренебрежимо мало по сравнению с временами других процессов, происходящих в электронном устройстве.)

Компаратор на ОУ. В импульсных устройствах микросхемы ОУ обычно используются с положительной обратной связью. Вместе с тем, быстрое переключение из одного состояния в другое можно получить и без использования обратных связей благодаря высокой скорости нарастания микросхем ОУ. Примером такого устройства является компаратор – устройство, позволяющее сравнивать два напряжения. На рис. 2.25 приведена простейшая схема компаратора на ОУ.

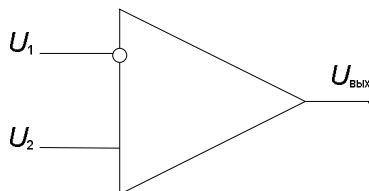


Рис. 2.25. Простейшая схема компаратора на ОУ

При условии $U_1 > U_2$ напряжение на выходе ОУ равно $U_{\text{вых.мин}}$, а при условии $U_1 < U_2$ $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых.макс}}$.

Следует заметить, что при напряжениях $U_1 \approx U_2$, в некотором диапазоне изменений $|U_1 - U_2|$ напряжение на выходе ОУ будет находиться в интервале от $-U_{\text{вых.мин}}$ до $+U_{\text{вых.макс}}$. Этот диапазон напряжений примерно равен $2U_{\text{см}}$, где $U_{\text{см}}$ — напряжение смещения ОУ. Это можно считать зоной нечувствительности компаратора. Для ОУ широкого применения зона нечувствительности составляет ~ 10 мВ. При использовании ОУ с малым напряжением смещения эта зона нечувствительности уменьшается до единиц мкВ.

Переход компаратора из одного состояния в другое определяется скоростью нарастания. Предположим, что $E_{\text{пит}} = |-E_{\text{пит}}| = 15$ В, а скорость нарастания ρ микросхемы ОУ широкого применения составляет 10 В/мкс. Отсюда переход из одного состояния в другое может происходить за время, приблизительно равное 3 мкс. Если использовать быстродействующие ОУ, то при $\rho = 1000$ В/мкс получаем время переброса, равное 30 нс.

Триггер Шмитта на ОУ. В более сложных импульсных устройствах ОУ используется в цепях с положительной обратной связью. Простейшим импульсным устройством на микросхеме ОУ является триггер Шмитта. Схема триггера Шмитта на микросхеме ОУ приведена на рис. 2.26.

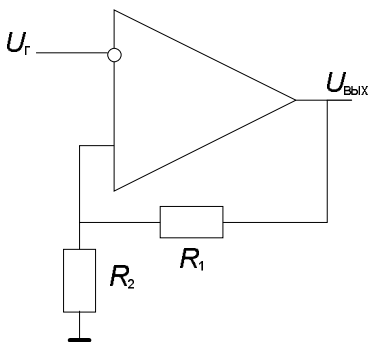


Рис. 2.26. Схема триггера Шмитта на ОУ

Триггер — это устройство, имеющее два устойчивых состояния. Действительно: при отсутствии входного сигнала ($U_r = 0$) на выходе ОУ устанавливается либо напряжение $U_{\text{вых.макс}}$, либо $U_{\text{вых.мин}}$. (Все зависит от знака напряжения смещения.)

Пусть $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых.макс}}$, в этом случае на неинвертирующем входе ОУ устанавливается напряжение $\gamma U_{\text{вых.макс}}$, где $\gamma = R_2/(R_1 + R_2)$.

Преброс триггера в другое состояние, при котором $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых.мин}}$ возможно лишь при условии $U_r > \gamma U_{\text{вых.макс}}$, т.е. тогда, когда напряжение на инвертирующем входе будет больше, чем напряжение на неинвертирующем.

Напряжение U_{Γ} , при котором происходит переброс ОУ из состояния $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$ в состояние $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ.МИН}}$, будем называть напряжением порога $U_{\text{П1}}$. При дальнейшем увеличении U_{Γ} , поскольку на неинвертирующем входе при перебросе устанавливается напряжение $\gamma U_{\text{ВЫХ.МИН}}$, напряжение на выходе ОУ изменяться не будет.

Для нового переброса триггера Шмитта в состояние $U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$, необходимо выполнение условия $U_{\Gamma} < \gamma U_{\text{ВЫХ.МИН}}$. Напряжение, при котором произойдет переброс ОУ из состояния $U_{\text{ВЫХ.МИН}}$ в состояние $U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$, будем называть напряжением порога $U_{\text{П2}}$.

Амплитудная (передаточная) характеристика триггера Шмитта приведена на рис. 2.27. Как видно, характеристика имеет гистерезис. Диапазон напряжений U_{Γ} , в котором напряжение на выходе может быть либо $U_{\text{ВЫХ.МАКС}}$, либо $U_{\text{ВЫХ.МИН}}$, составляет $U_{\text{П1}} + U_{\text{П2}}$.

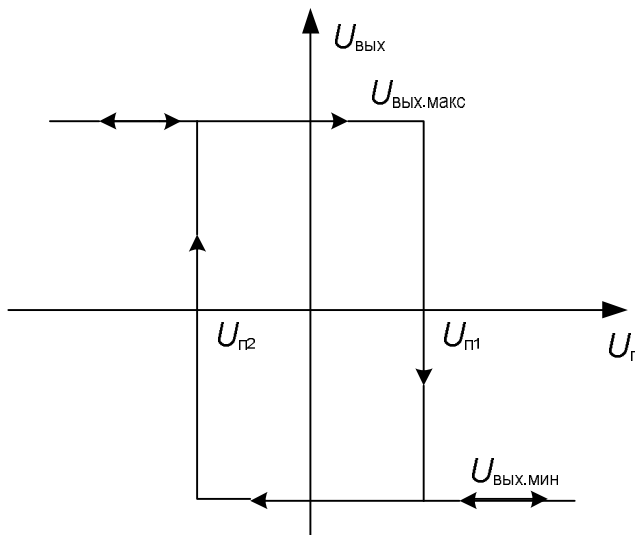


Рис. 2.27. Амплитудная (передаточная) характеристика триггера Шмитта

Мультивибраторы на ОУ. На основе рассмотренного выше триггера Шмитта можно выполнить мультивибратор, т.е. генератор прямоугольных импульсов. С этой целью в триггере Шмитта вводится частотно-зависимая отрицательная обратная связь. Схема простейшего мультивибратора на ОУ приведена на рис. 2.28 [3].

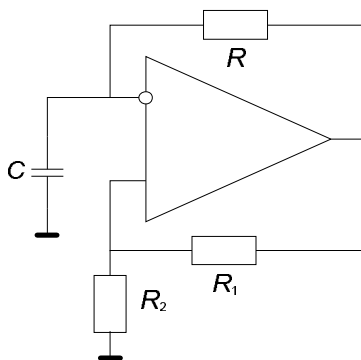


Рис. 2.28. Схема мультивибратора на ОУ

RC -цепь, состоящая из резистора R и конденсатора C , соединяет выход ОУ с инвертирующим входом, т.е. осуществляется частотно-зависимая отрицательная обратная связь. Это приводит к тому, что устойчивые состояния триггера Шмитта переходят во временно устойчивые, т.е. на выходе ОУ периодически появляется либо напряжение $U_{\text{вых.макс}}$, либо $U_{\text{вых.мин}}$, т.е. генерируются прямоугольные импульсы. Заметим, что никакого

входного генератора при этом не требуется. Поясним возникновение процесса генерации прямоугольных импульсов.

После монтажа устройства, выполненного по схеме на рис. 2.28, и включения источников питания на выходе ОУ очень быстро устанавливается напряжение либо $U_{\text{вых.макс}}$, либо $U_{\text{вых.мин}}$. Положим, что $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых.макс}}$. При этом на неинвертирующем входе устанавливается напряжение $\gamma U_{\text{вых.макс}}$. Напряжение на конденсаторе изменится быстро не может и в момент установления напряжений на выходе ОУ и на его неинвертирующем входе практически равно нулю. Однако поскольку конденсатор C через резистор R подключен к выходу ОУ, т.е. к напряжению $U_{\text{вых.макс}}$, конденсатор начинает заряжаться, и напряжение на нем стремится к $U_{\text{вых.макс}}$ по экспоненте с постоянной времени $\tau = RC$. Но при достижении напряжения $\gamma U_{\text{вых.макс}}$ напряжения на входах ОУ сравниваются, и происходит переброс напряжения на выходе ОУ от $U_{\text{вых.макс}}$ к $U_{\text{вых.мин}}$. На неинвертирующем входе при этом устанавливается отрицательное напряжение $\gamma U_{\text{вых.мин}}$, а конденсатор начинает перезаряжаться, и напряжение на нем стремится к $U_{\text{вых.мин}}$. Когда это напряжение достигает напряжения $\gamma U_{\text{вых.мин}}$, произойдет новый переброс напряжения на выходе ОУ от $U_{\text{вых.мин}}$ к $U_{\text{вых.макс}}$. Таким образом, на выходе ОУ генерируются прямоугольные импульсы.

Для расчета частоты генерации прямоугольных импульсов положим, что максимальное положительное напряжение на выходе

ОУ $U_{\text{вых.макс}}$ равно модулю минимального отрицательного напряжения на выходе ОУ $U_{\text{вых.мин}}$:

$$U_{\text{вых.макс}} = |U_{\text{вых.мин}}| = U_0.$$

(При равенстве положительного и отрицательного напряжений питания $E_1 = |E_2|$ максимальное и минимальное напряжения на выходе ОУ бывают практически равны.) При этом условии графики зависимости напряжения на инвертирующем входе ОУ $U_{\text{вх.и.}}$, а также напряжение на выходе ОУ $U_{\text{вых}}$, будут иметь вид, представленный на рис. 2.29.

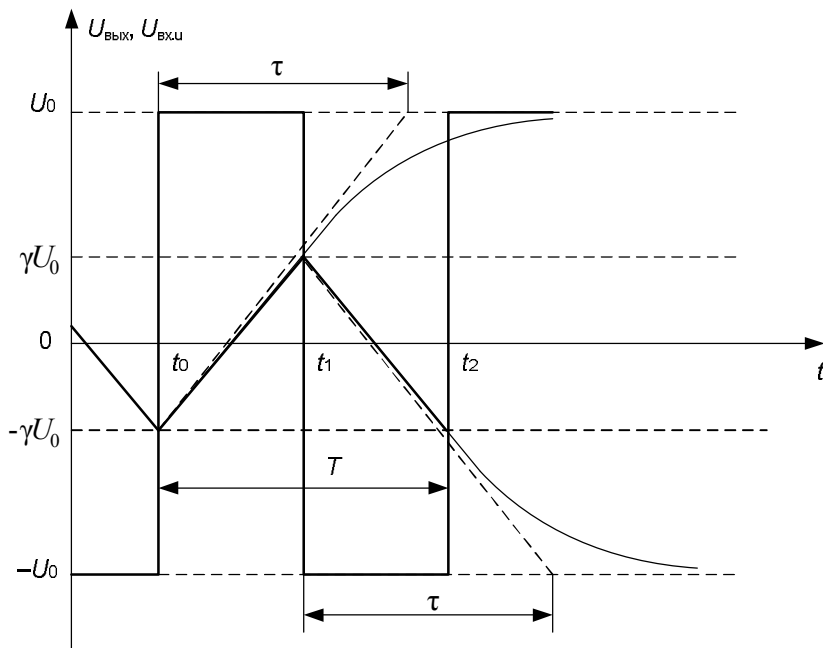


Рис. 2.29. Зависимости напряжений на выходе ОУ $U_{\text{вых}}$ и его инвертирующем входе $U_{\text{вх.и}}$ от времени в мультивибраторе на ОУ

Рассчитаем время длительности положительного импульса на выходе ОУ. Пусть переброс из состояния $-U_0$ в состояние $+U_0$ произошел в момент времени t_0 (для простоты расчетов положим, что $t_0 = 0$). Тогда на инвертирующем входе напряжение от величины γU_0 будет по экспоненте с постоянной времени τ стремиться к величине $+U_0$, т.е. можно считать, что

$$U_{\text{вх.и}}(t) = U_0(1 + \gamma)(1 - e^{-t/\tau}) - \gamma U_0.$$

При достижении напряжения на инвертирующем входе величины $+\gamma U_0$ произойдет переброс напряжения на выходе ОУ до напряжения $-U_0$, т.е. положительный импульс на выходе мультивибратора в момент t_1 закончится.

Полагая, что $U_{\text{вых}}(t_1) = \gamma U_0$ получаем уравнение для расчета t_1 :

$$\gamma U_0 = U_0(1 + \gamma)(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}}) - \gamma U_0.$$

Преобразуя, получаем

$$e^{-\frac{t_1}{\tau}} = \frac{1 - \gamma}{1 + \gamma}.$$

Возведя в степень -1 левую и правую части формулы и логарифмируя, получаем

$$t_1 = \tau \ln \frac{1 - \gamma}{1 + \gamma}.$$

Поскольку время отрицательного импульса будет равно времени положительного импульса, то период колебаний T будет равен $2t_1$, т.е.

$$T = 2\tau \ln \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma},$$

а частота генерации $f = 1/T$.

Длительность положительных и отрицательных импульсов можно изменить, если изменить цепи заряда и разряда конденсатора C . Это можно сделать, если включить вместо одного резистора два, соединив их последовательно с диодами так, как это показано на рис. 2.30. В этой схеме при возникновении на выходе положительного напряжения $U_{\text{вых.макс}}$ заряд конденсатора происходит через диод D_1 и резистор R_3 . При возникновении отрицательного напряжения на

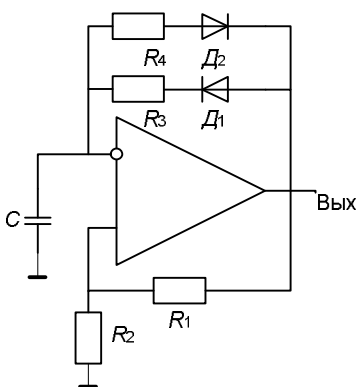


Рис 2.30. Схема мультивибратора на ОУ с разной длительностью положительных и отрицательных импульсов

выходе ОУ конденсатор разряжается через диод D_2 и резистор R_4 , а затем заряжается до отрицательного напряжения $-\gamma U_{\text{вых}}$.

Генератор линейно-изменяющегося напряжения. Мульти-вibrator на ОУ совместно с интегратором можно использовать для создания генератора линейно-изменяющегося напряжения. Схема такого генератора приведена на рис. 2.31.

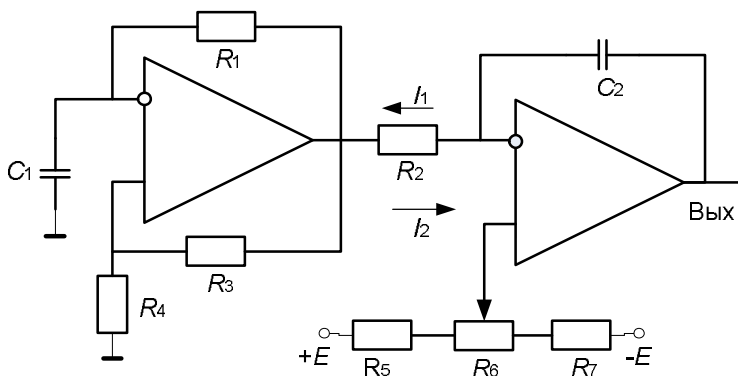


Рис. 2.31. Схема генератора линейно изменяющегося напряжения

Резисторы R_5 и R_7 с постоянными сопротивлениями и резистор R_6 переменного сопротивления введены для установки на неинвертирующем входе такого напряжения на выходе интегратора, чтобы максимальное напряжение на его выходе $U_{\text{ин.макс}}$ равнялось бы модулю минимального напряжения $U_{\text{ин.мин}}$:

$$U_{\text{ин.макс}} = |U_{\text{ин.мин}}| = U_1.$$

При возникновении на выходе мультивибратора отрицательного напряжения $U_{\text{вых.мин}}$ через резистор R_2 , согласно принципу “мнимой земли” потечет ток $I_1 = U_{\text{вых.мин}}/R_2$. Этот ток будет заряжать конденсатор C_2 от напряжения $-U_1$ по закону:

$$U_{C2} = U_{\text{вых}} = \frac{1}{R_2 C_2} \int_{t_0}^t U_{\text{вых.мин}} dt - U_1.$$

Полагая, что $U_{\text{вых.мин}} = \text{const}$, $t_0 = 0$, получаем

$$U_{C2} = U_{\text{вых}}(t) = \frac{U_{\text{вых.мин}} t}{R_2 C_2} - U_1.$$

При возникновении в момент t_1 на выходе мультивибратора напряжения $U_{\text{вых.макс}}$ через резистор R_2 потечет ток I_2 , равный $U_{\text{вых.макс}}/R_2$, который будет перезаряжать конденсатор C_2 .

Полагая, что $U_{\text{вых.макс}} = \text{const}$, получаем

$$U_{C2}(t) = U_{\text{вых}}(t) = \frac{U_{\text{вых.мин}} t_1}{R_2 C_2} - \frac{U_{\text{вых.макс}} t}{R_2 C_2} - U_1.$$

В момент t_2 на выходе интегратора установится отрицательное напряжение U_1 : $U_{\text{ин}} = -U_1$. Подставляя в формулу, получаем

$$-U_1 = \frac{U_{\text{вых.мин}} t_1}{R_2 C_2} - \frac{U_{\text{вых.макс}} t}{R_2 C_2} - U_1,$$

т.е. при $|U_{\text{вых.мин}}| = U_{\text{вых.макс}} = U_0$: $t_1 = t_2 = T/2$.

На рис. 2.32 приведены эпюры напряжения на выходе мультивибратора $U_{\text{вых.м}}$ и интегратора. Из приведенного графика $U_{\text{вых.ин}}$ видно, что напряжение U_1 можно определить по формуле

$$U_1 = \frac{U_0 T}{4R_2 C_2}.$$

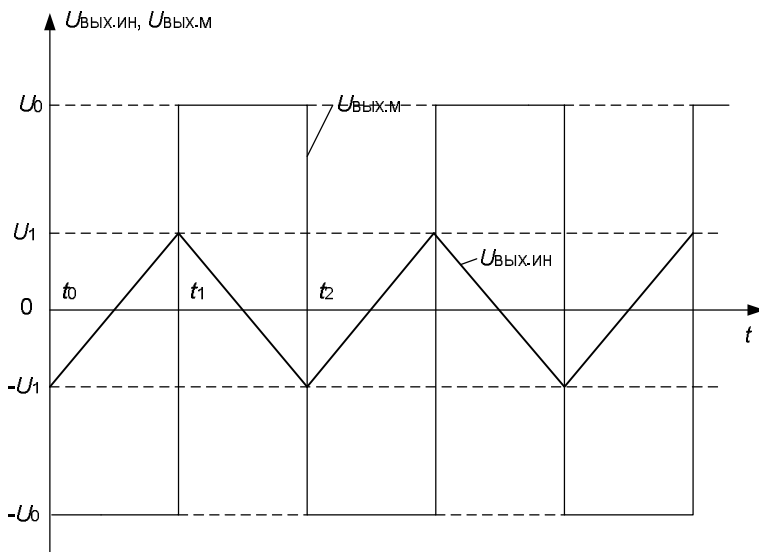


Рис. 2.32. Эпюра изменения напряжения на выходах мультивибратора $U_{\text{вых.м}}$ и интегратора $U_{\text{вых.ин}}$

Одновибратор на ОУ. Одновибратором называют электронное устройство, имеющее одно устойчивое и одно временно устойчивое состояния, причем переход из устойчивого состояния во временно устойчивое осуществляется с помощью входного импульса, а обратный переход происходит самостоятельно. Переход одновибратора во временно устойчивое состояние происходит при подаче на его вход сигнала, превышающего пороговый уровень. Если входной сигнал не превышает пороговый уровень, то одновибратор остается в устойчивом состоянии. Таким образом, одновибратор является формирователем импульсов, амплитуда и длительность которых определяются параметрами элементов одновибратора, а частота – частотой входных импульсов. Как и мультивибраторы, одновибраторы могут быть реализованы на дискретных транзисторах и с использованием ОУ. Схема, поясняющая принцип построения одновибратора на ОУ, и временные диаграммы работы устройства представлены на рис. 2.33 [3].

В устойчивом состоянии ($U_{вх} = 0$) напряжение на неинвертирующем входе $U_{ни}$ равно $+U_{оп}$, и на выходе поддерживается высокий уровень $U_{вых} = U_{вых.макс}$. С приходом входного импульса амплитудой $U_{вх} > U_{оп}$ выходное напряжение скачком изменится до величины $U_{вых} = U_{вых.мин}$. Этот скачок ($\Delta U_{вых} = U_{вых.макс} + |U_{вых.мин}|$) через конденсатор C передается на неинвертирующий вход. После окончания действия входного импульса напряжение на неинвертирующем входе остается отрицательным и поддерживает на выходе напряжение $U_{вых.мин}$ (временно устойчивое состояние). Во временно устойчивом состоянии ток, протекающим через резистор R , конденсатор C перезаряжается (рис. 2.33, б), а напряжение на неинвертирующем входе с постоянной времени $\tau = RC$ повышается (рис. 2.33, в). При достижении напряжения на неинвертирующем входе нулевого уровня (этой величине равно напряжение на инвертирующем входе после окончания действия $U_{вх}$) выходное напряжение скачком возвращается к исходному уровню. Скачок выходного напряжения передается через C на неинвертирующий вход. При этом ток через C меняет свое направление, и напряжение на неинвертирующем входе с постоянной времени τ снижается до своего исходного значения $U_{оп}$.

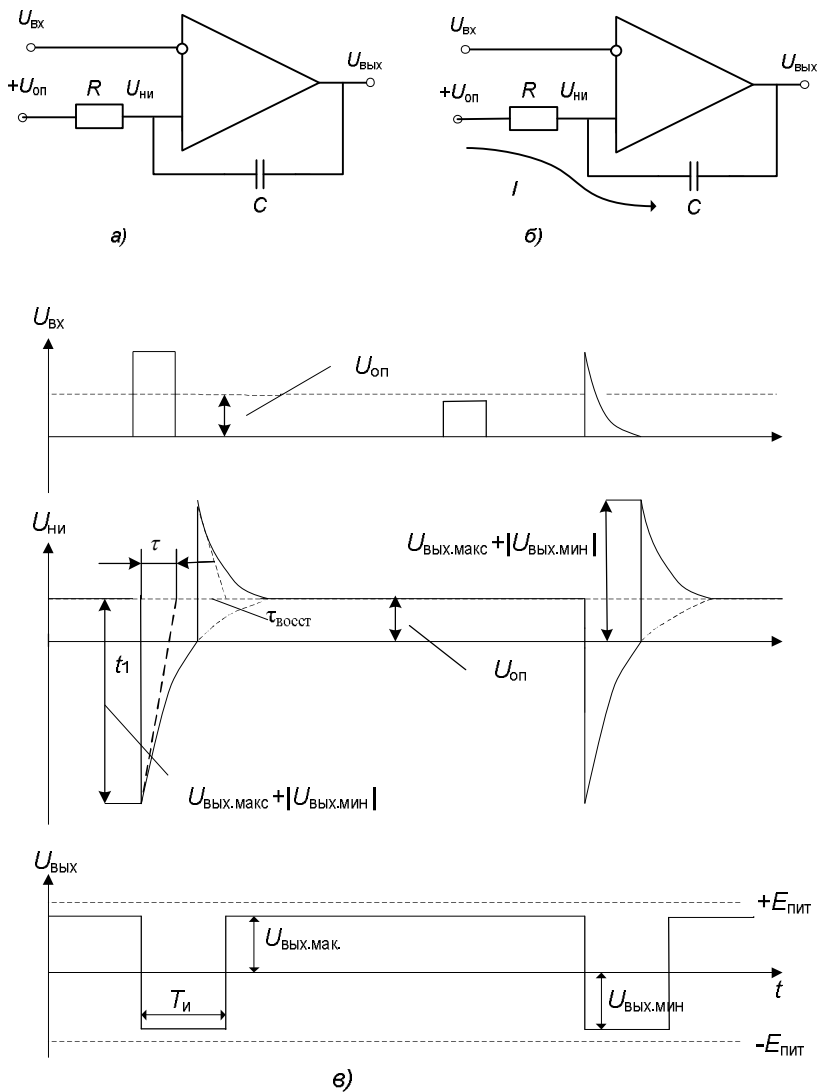


Рис. 2.33. Схема одновибратора (а), схема с указанием токов в момент t_1 (б) и временные диаграммы работы одновибратора на ОУ (в)

Длительность выходного импульса (время выдержки) можно определить из выражения

$$T_{\text{и}} = \tau \ln \frac{U_{\text{вых.макс}} + |U_{\text{вых.мин}}|}{U_{\text{оп}}}.$$

Постоянная τ определяет также и время восстановления, в течение которого устройство переходит в исходное состояние после окончания входного импульса. Время восстановления является важным параметром, так как к приходу следующего запускающего входного импульса все переходные процессы в устройстве должны завершиться. В данном случае напряжение на входе $U_{\text{ни}}$ должно снизиться до величины $U_{\text{оп}}$. Это произойдет через время $T_{\text{и.восст}} \approx 3\tau$.

В одновибраторах стремятся уменьшить время восстановления для увеличения быстродействия ($F_{\text{вх.макс}}$). С этой целью параллельно резистору R включают диод [3].

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие параметры усилителя зависят от введения обратной связи? Какие не зависят?
2. Почему в усилителях редко используют положительную обратную связь?
3. В чём основное преимущество усилителей, охваченных отрицательной обратной связью?
4. Докажите, что параллельная обратная связь уменьшает входное сопротивление усилителя?
5. В каких случаях необходимо расширять полосу усилителя, а в каких сужать?
6. Почему в усилительных устройствах, выполненных на микросхемах ОУ, необходимо ОУ охватывать отрицательными обратными связями?
7. Можно ли использовать принцип “мнимой земли” в инвертирующем усилителе на ОУ, если $U_{\text{г}} = 1 \text{ В}$, $R_1 = 1 \text{ кОм}$, а $R_2 = 1 \text{ МОм}$? Почему?
8. Почему входное сопротивление неинвертирующего усилителя на ОУ больше, чем инвертирующего?
9. Какая разница в понятиях: дифференциальный усилитель и дифференциатор?
10. Будут ли равны входные сопротивления дифференциального усилителя на микросхеме ОУ по одному и по другому входам?
11. Какой параметр ОУ вызовет основную погрешность при преобразовании входного постоянного тока в постоянное напряжение?
12. Какие недостатки имеет стабилизатор напряжения, выполненный по схеме 2.16?

13. Какие параметры ОУ вызовут погрешность в логарифмическом и антилогарифмическом усилителях?

14. Можно ли в антилогарифмическом усилителе подать на входе напряжение +1 В? Какой ток будет протекать через диод?

15. Почему дифференциатор на микросхеме ОУ использовать проще, чем интегратор?

16. Можно ли сделать селективный усилитель с добротностью, равной ∞ ?

17. В чём состоят преимущества и недостатки избирательного усилителя с мостом Вина?

18. Какими цепями обратной связи обеспечивается резонансная частота и добротность избирательного усилителя с мостом Вина?

19. Можно ли независимо друг от друга устанавливать резонансную частоту и добротность в избирательном усилителе с мостом Вина?

20. Почему в цепи с мостом Вина могут возникать синусоидальные колебания напряжения?

21. Зачем в импульсных устройствах использовать положительную обратную связь?

22. Почему в триггере Шмитта на микросхеме ОУ возникает гистерезис?

23. Можно ли использовать принцип “мнимой земли” при расчете импульсных схем? Почему?

24. Сколько входов и выходов имеет схема мультивибратора, выполненная на микросхеме ОУ?

25. Чем ограничены минимальные и максимальные частоты в мультивибраторе, выполненном на микросхеме ОУ?

26. Как будут влиять диоды в мультивибраторе, включенные в цепь отрицательной обратной связи последовательно с резисторами на процесс перезарядки конденсатора?

27. Какими параметрами можно охарактеризовать генератор линейно изменяющегося напряжения?

3. РАСЧЕТ ПОГРЕШНОСТЕЙ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ НА МИКРОСХЕМАХ ОУ

В аналоговых измерительных цепях, выполненных на микросхемах ОУ, возможно возникновение погрешностей двух типов: аддитивных и мультипликативных [10,11]. Ниже будут рассмотрены методики расчета этих погрешностей.

3.1. Расчет аддитивных погрешностей в цепях на микросхемах ОУ

Аддитивными погрешностями считаются такие погрешности, которые появляются при отсутствии входного сигнала. Они обусловлены большинством входных параметров микросхем ОУ: напряжением смещения, входными токами, их разностью, шумовыми напряжениями и токами, температурной нестабильностью этих параметров.

При расчете аддитивных погрешностей можно использовать методику, при которой ОУ считается идеальным за исключением того параметра, погрешность от которого мы хотим учесть при расчете. При этом можно воспользоваться принципом “мнимой земли”. Полученные погрешности при учете каждого из параметров необходимо в дальнейшем как-то “просуммировать”, чтобы определить общую погрешность.

Аддитивные погрешности можно разделить на две категории: погрешности постоянного тока и погрешности переменного тока. Причиной погрешностей на постоянном токе являются: напряжение смещения, входные токи, их разность, температурная зависимость этих параметров. Рассмотрим расчет этих погрешностей на примере инвертирующего усилителя, выполненного на микросхеме ОУ с биполярными транзисторами на входе.

Схема инвертирующего усилителя на ОУ для расчета погрешности от напряжения смещения $U_{см}$ приведена на рис. 3.1.

При расчете выходного напряжения, вызванного напряжением смещения $U_{см}$, можно считать что $U_{г.} = 0$, т.е. второй вывод резистора R_1 подсоединен к общей шине (“земле”). В этом случае напряжение смещения усиливается неинвертирующим усилителем. Отсюда

$$U_{\text{ВЫХ}} = \pm U_{\text{СМ}} (1 + R_2/R_1).$$

Знаки $\pm$ означают, что нам неизвестно, какой из пары транзисторов, используемых во входном дифференциальном усилителе, усиливает сигнал лучше, чем другой.

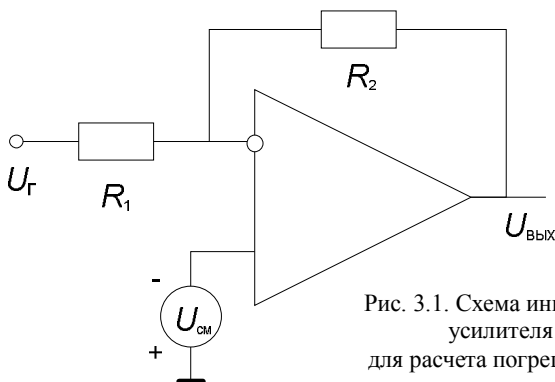


Рис. 3.1. Схема инвертирующего усилителя на ОУ для расчета погрешности от $U_{\text{СМ}}$

Следует учесть, что приводимое в справочниках значение $U_{\text{СМ}}$ для данного типа микросхемы ОУ, является максимально возможным. Поэтому на практике мы должны получить значение выходного напряжения в пределах от $-U_{\text{СМ}}(1+R_2/R_1)$ до $+U_{\text{СМ}}(1+R_2/R_1)$. Если необходимо учесть влияние температуры, то необходимо температурный коэффициент напряжения смещения $\delta_{\Delta T}^{U_{\text{СМ}}}$ умножить на диапазон температур и прибавить к напряжению смещения. При этом получаем

$$U_{\text{ВЫХ1}} = \pm (U_{\text{СМ}} + \delta_{\Delta T}^{U_{\text{СМ}}} \cdot \Delta T) (1 + R_2/R_1).$$

Схема инвертирующего усилителя на ОУ для расчета погрешностей от влияния входных токов ОУ приведена на рис. 3.2 (в схеме, как и в случае учета влияния $U_{\text{СМ}}$, положено, что $U_T=0$). При использовании биполярной интегральной технологии дифференциальный входной каскад ОУ, как правило, выполняется на биполярных n - p - n -транзисторах. По этой причине входные токи ОУ, являющиеся базовыми токами n - p - n -транзисторов, втекают в ОУ. Именно поэтому на рис. 3.2 выбрано указанное направление токов.

Входной ток неинвертирующего входа $I_{\text{ВХ2}}$ не создает на этом входе напряжения, так как неинвертирующий вход заземлен. Поэтому $I_{\text{ВХ2}}$ не создает погрешности на выходе ОУ.

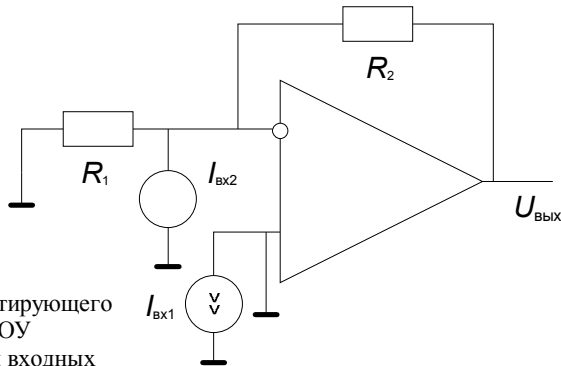


Рис. 3.2. Схема инвертирующего усилителя на ОУ для расчета влияния входных токов ОУ $I_{\text{ВХ1}}$ и $I_{\text{ВХ2}}$

Входной ток инвертирующего входа $I_{\text{ВХ1}}$ протекает только по резистору R_2 , так как если на неинвертирующем входе напряжение равно нулю (вход заземлен), то и напряжение на инвертирующем входе должно равняться нулю. Следовательно, даже часть входного тока $I_{\text{ВХ1}}$ не может протекать по резистору R_1 , значит, $U_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ВХ1}} R_2$.

Величину $U_{\text{ВЫХ}}$ можно уменьшить, если включить на неинвертирующий вход ОУ дополнительный резистор $R_{\text{доп}}$. Схема для расчета влияния $I_{\text{ВХ1}}$ и $I_{\text{ВХ2}}$ с учетом $R_{\text{доп}}$ приведена на рис. 3.3.

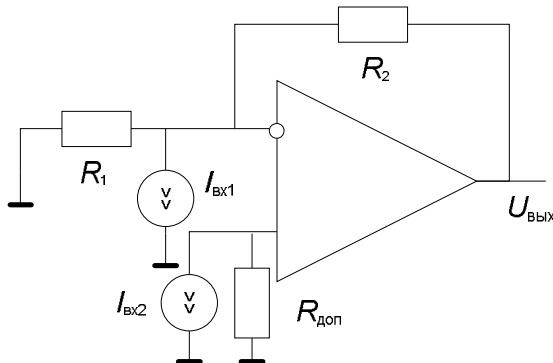


Рис. 3.3. Схема инвертирующего усилителя на ОУ с дополнительным резистором $R_{\text{доп}}$ для расчета погрешности от входных токов ОУ $I_{\text{ВХ1}}$ и $I_{\text{ВХ2}}$

В этом случае ток $I_{\text{ВХ2}}$, протекающий по резистору $R_{\text{доп}}$, создает на нем напряжение $U_{\text{ВЫХ}} = -I_{\text{ВХ2}} R_{\text{доп}}$. Расчет напряжения на выходе за счет токов $I_{\text{ВХ1}}$ и $I_{\text{ВХ2}}$ можно выполнить методом наложения. Уч-

тем сначала влияние на выходное напряжение входного тока $I_{\text{вх}2}$, полагая, что $I_{\text{вх}1} = 0$. В этом случае напряжение на неинвертирующем входе $U_{\text{вх.ин}} = -I_{\text{вх}2}R_{\text{доп}}$ будет усиливаться неинвертирующим усилителем. При этом $U'_{\text{вых}} = -I_{\text{вх}2}R_{\text{доп}}(1 + R_2/R_1)$.

Если положить, что $I_{\text{вх}2} = 0$, то напряжение на неинвертирующем входе также будет равно нулю. Следовательно, как и при замкнутом на “землю” неинвертирующем входе, напряжение на выходе ОУ будет равно $U''_{\text{вых}} = I_{\text{вх}1}R_2$. Отсюда

$$U_{\text{вых}} = U'_{\text{вых}} + U''_{\text{вых}} = -I_{\text{вх}2}R_{\text{доп}}(1 + R_2/R_1) + I_{\text{вх}1}R_2.$$

Как видно, напряжения $U'_{\text{вых}}$ и $U''_{\text{вых}}$ противоположного знака и могут компенсировать друг друга. Положим, что $I_{\text{вх}1} = I_{\text{вх}2} = I_{\text{вх}}$. Тогда $U_{\text{вых}} = -I_{\text{вх}}R_{\text{доп}}(1 + R_2/R_1) + I_{\text{вх}}R_2$.

Для того чтобы выполнялось условие $U_{\text{вых}2} = 0$, необходимо

$$R_{\text{доп}}(1 + R_2/R_1) = R_2, \text{ т.е. } R_{\text{доп}} = \frac{R_1R_2}{(R_1 + R_2)}.$$

В действительности входные токи ОУ неодинаковы, что отражает параметр ОУ “разность входных токов” $\Delta I_{\text{вх}}$. В этом случае выходное напряжение, обусловленное разностью входных токов, при выполнении условия $R_{\text{доп}} = \frac{R_1R_2}{(R_1 + R_2)}$ можно определить по

формуле: $U_{\text{вых}2} = \pm \Delta I_{\text{вх}}R_2$.

Знаки $\pm$ означают, что нам неизвестно, какой из токов больше, а какой меньше. Если необходимо учесть влияние температуры, то нужно учесть, что температурный коэффициент изменения разности входных токов обычно в справочной литературе не указывается. Поэтому нужно учитывать температурный коэффициент изменения входных токов $\delta_{\Delta T}^{I_{\text{вх}}}$. Отсюда

$$U_{\text{вых}2} = \pm (\Delta I_{\text{вх}} + \delta_{\Delta T}^{I_{\text{вх}}} \Delta T) R_2 I_{\text{вх}} R_2,$$

где ΔT – температурный интервал использования усилителя.

С учетом влияния $U_{\text{см}}$ и $\Delta I_{\text{вх}}$ аддитивная погрешность на постоянном токе при $t = \text{const}$ равна

$$U_{\text{вых}} = \pm U_{\text{см}}(1 + R_2/R_1) + \Delta I_{\text{вх}} R_2 I_{\text{вх}} R_2.$$

Причиной аддитивных погрешностей на переменном токе являются шумовые напряжение и токи, приведенные по входу ОУ. При этом следует учитывать, что на низких частотах спектральные со-

ставляющие шумовых напряжений и шумовых токов резко возрастают (см. п. 1.4). По этой причине микросхемы ОУ, работающие на переменном токе, обычно используются в диапазоне, где шум можно считать “белым”, т.е. спектральные плотности шумовых напряжений и токов (шумы в диапазоне 1 Гц) остаются постоянными в этом диапазоне частот. Как и в случае учета $U_{\text{см}}$, $I_{\text{вх}}$ и $\Delta I_{\text{вх}}$, влияние шумовых напряжений и токов можно рассчитывать раздельно. При этом формулы, полученные для учета влияния $U_{\text{см}}$, $I_{\text{вх1}}$ и $\Delta I_{\text{вх2}}$, оказываются справедливыми и для учета влияния $U_{\text{вх.ш1}}$, $I_{\text{вх.ш1}}$ и $I_{\text{вх.ш2}}$. Однако следует учитывать два обстоятельства:

- шумовые источники тока инвертирующего и неинвертирующего входов из-за их случайного характера не могут компенсировать друг друга, поэтому необходимо учитывать каждый из них;

- для определения суммарного влияния различных источников шума шумовые выходные напряжения $U_{\text{вых.ш1}}$, $U_{\text{вых.ш2}}$ и $U_{\text{вых.ш3}}$, полученные при учете каждого источника шума: $U_{\text{вх.ш}}$, $I_{\text{вх.ш1}}$ и $I_{\text{вх.ш2}}$, необходимо складывать как сумму квадратов:

$$U_{\text{вых.ш}} = \sqrt{U_{\text{вых.ш1}}^2 + U_{\text{вых.ш2}}^2 + U_{\text{вых.ш3}}^2}.$$

Следует заметить, что при использовании маломушмящих ОУ при расчетах шумового выходного напряжения необходимо учитывать также шумы резисторов. Причем для усилителя-инвертора на ОУ, схема которого приведена на рис. 3.2, спектральное выходное шумовое напряжение можно рассчитывать по формуле:

$$U_{\text{вых.ш}} = \sqrt{e_{\text{ш}}^2 (|K_{\text{ос}}| + 1)^2 + 4kTR_2 (|K_{\text{ос}}| + 1) + i_{\text{ш.ОУ}}^2 R_2^2},$$

где $e_{\text{ш.ОУ}}$ – спектральное шумовое напряжение ОУ, приведенное ко входу, $i_{\text{ш.ОУ}}$ – спектральный шумовой ток, приведенный ко входу, $|K_{\text{ос}}| = R_2/R_1$ – модуль коэффициента усиления усилителя-инвертора, k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура.

Введение дополнительного сопротивления $R_{\text{доп}} = R_1 || R_2$, присоединенного к неинвертирующему входу, не уменьшает, а лишь увеличивает выходные шумы усилителя:

$$U_{\text{вых.ш}} = \sqrt{e_{\text{ш}}^2 (K_{\text{ос}} + 1)^2 + 4kTR_2 (K_{\text{ос}} + 1) + 2i_{\text{ш.ОУ}}^2 R_2^2}.$$

Для расчета шумового выходного напряжения в области частот, в которой шум можно считать “белым”, полученные выше формулы для $U_{\text{вых.ш}}$ нужно умножить на $\sqrt{\Delta f}$, где Δf – полоса частот, в которой мы хотим определить шумовые напряжения.

3.2. Расчет мультипликативных погрешностей в цепях на микросхемах ОУ

Мультипликативными называются такие погрешности, которые возникают лишь при наличии входного сигнала. К числу параметров, вызывающих мультипликативные погрешности, относятся коэффициент усиления, входные и выходные сопротивления, частота единичного усиления. При расчете мультипликативных погрешностей, нельзя считать, что $K=\infty$. Поясним это на примере.

Допустим мы хотим учесть влияние входного сопротивления ОУ на коэффициент усиления усилителя-инвертора на его основе. Схема усилителя-инвертора на ОУ с учетом входного сопротивления ОУ $R_{вх.ОУ}$ приведена на рис. 3.4.

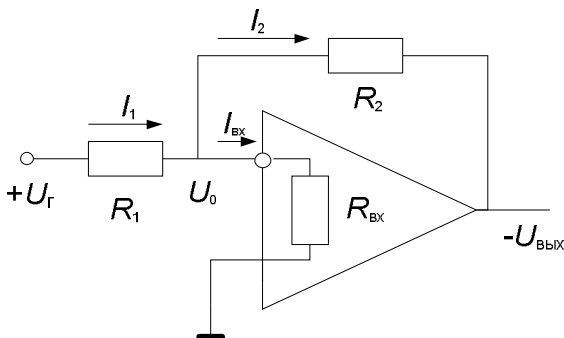


Рис. 3.4. Схема усилителя-инвертора для расчета влияния входного сопротивления ОУ на коэффициент усиления с обратной связью

Положим, что $K=\infty$, тогда по принципу “мнимой земли” потенциал $U_0 = 0$ (см. п. 2.2.1). При этом, как бы не было мало сопротивление $R_{вх}$, ток на вход ОУ пойти не может, так как если $I_{вх}$ не равен 0, то U_0 не равно 0, что противоречит принципу “мнимой земли”. Следовательно, при $K = \infty$ мы не можем учесть влияние $R_{вх}$ на коэффициент усиления усилителя.

Положим, что $K \neq \infty$. В этом случае можно составить следующие пять уравнений:

$$I_1 = I_{вх} + I_2, \quad (3.1)$$

$$U_0 = I_{вх} R_{вх}, \quad (3.2)$$

$$I_1 = \frac{U_{\Gamma} - U_0}{R_1}, \quad (3.3)$$

$$I_2 = \frac{U_0 - U_{\text{ВЫХ}}}{R_2}, \quad (3.4)$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = -KU_0. \quad (3.5)$$

Подставляя в уравнение (3.1) формулы для I_1 , I_2 , $I_{\text{ВХ}}$, $U_{\text{ВЫХ}}$, получаем

$$\frac{U_{\Gamma} - U_0}{R_1} = \frac{U_0}{R_{\text{ВХ}}} + \frac{U_0 + KU_0}{R_2}.$$

Отсюда

$$U_0 = \frac{R_2 U_{\Gamma}}{R_2 + (1 + K)R_1 + \frac{R_1 R_2}{R_{\text{ВХ}}}}.$$

Поскольку $U_{\text{ВЫХ}} = -KU_0$, получаем

$$K_{\text{ос}} = \frac{-KR_2}{R_2 + R_1(1 + K) + \frac{R_1 R_2}{R_{\text{ВХ}}}}. \quad (3.6)$$

По формуле для $K_{\text{ос}}$ можно определить влияние на $K_{\text{ос}}$ коэффициента усиления ОУ K и его входного сопротивления $R_{\text{ВХ}}$. Учтем сначала влияние K . В этом случае получаем

$$K_{\text{ос}} = \frac{KR_2}{R_2 + R_1 + R_1 K} = \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{(R_2 + R_1)}{KR_1}}. \quad (3.7)$$

Учтем, что без влияния K коэффициент усиления с обратной связью $K_{\text{ос}}^0 = -R_2/R_1$. Отсюда $K_{\text{ос}}$ с учетом $K_{\text{ос}}^0$ и K :

$$K_{\text{ос}} = \frac{K_{\text{ос}}^0}{1 + \frac{-K_{\text{ос}}^0 + 1}{K}}.$$

Поскольку $K \gg K_{\text{ос}} \gg 1$, получаем относительную погрешность определения $K_{\text{ос}}$ без учета K :

$$\delta_{K_{\text{ос}}} = \frac{\Delta K_{\text{ос}}}{K_{\text{ос}}^0} = \frac{|K_{\text{ос}}^0| - |K_{\text{ос}}|}{K_{\text{ос}}^0} \approx \frac{K_{\text{ос}}}{K}.$$

Например, при $K_{\text{ос}} = 100$ и $K = 10^5$ получаем

$$\delta K_{\text{ос}} = 0,001 = 0,1\%.$$

Учтем влияние $R_{\text{вх}}$. Очевидно, что последнее слагаемое в знаменателе формулы (3.6) определяет влияние $R_{\text{вх}}$. Отсюда получаем относительную погрешность определения $K_{\text{ос}}$ от влияния $R_{\text{вх}}$,

$$\delta_{R_{\text{вх}}} = \frac{R_1 R_2}{R_{\text{вх}} [R_2 + R_1 (1 + K)]} = \frac{R_2}{R_{\text{вх}} [K_{\text{ос}}^0 + 1 + K]}.$$

Поскольку $K \gg K_{\text{ос}}^0 \gg 1$, получаем

$$\delta_{R_{\text{вх}}} = \frac{R_2}{R_{\text{вх}} K}. \quad (3.8)$$

Положим, что $R_2 = 10 \text{ кОм}$, $R_{\text{вх}} = 100 \text{ кОм}$, $K = 10^5$.

При этом получим $\delta_{R_{\text{вх}}} = 10^{-6} = 10^{-4} \%$, т.е. влияние $R_{\text{вх}}$ пренебрежимо мало по сравнению с влиянием конечного коэффициента усиления ОУ.

Учесть влияние $R_{\text{вх}}$ на коэффициент усиления с обратной связью можно с помощью более простых, но приближенных расчетов. Первоначально положим, что $K = \infty$. Отсюда $|U_{\text{вых}}| = U_{\text{г}} R_2 / R_1$, а $I_1 = U_{\text{г}} / R_1$. Затем положим, что $K \neq \infty$. Отсюда $U_0 = |U_{\text{вых}}| / K$.

Напряжение U_0 вызывает ток через сопротивление $R_{\text{вх}}$: $I_{\text{вх}} = |U_0| / R_{\text{вх}}$. Этот входной ток составляет часть от тока I_1 . По величине этой части можно судить и о влиянии $R_{\text{вх}}$, т.е. $\delta_{R_{\text{вх}}} = I_{\text{вх}} / I_1 = U_0 R_1 / R_{\text{вх}}$,

$$U_{\text{г}} = \frac{|U_{\text{вх}}| R_1}{R_{\text{вх}} U_{\text{г}}} = \frac{|K_{\text{ос}}| R_1}{K R_{\text{вх}}} = \frac{R_2}{K R_{\text{вх}}}. \quad (3.9)$$

Формула (3.9) совпадает с ранее полученной также приближенной формулой (3.8).

При расчете мультипликативной погрешности, обусловленной влиянием выходного сопротивления ОУ $R_{\text{вых}}$ также нельзя считать, что $K = \infty$. Покажем это.

На рис. 3.5 приведена схема усилителя-инвертора, в которой учтено сопротивление $R_{\text{вых}}$. Однако, если $K = \infty$, то $U_0 = 0$ и $I = U_{\text{г}} / R_1$. Отсюда, какое бы ни было сопротивление $R_{\text{вых}}$ при $K = \infty$, выходное напряжение на выходе ОУ будет равно

$$U_{\text{вых}} = -I R_2 = -U_{\text{г}} R_2 / R_1.$$

Учтем, что $K \neq \infty$. При этом $U'_{\text{вых}} = -K U_0$.

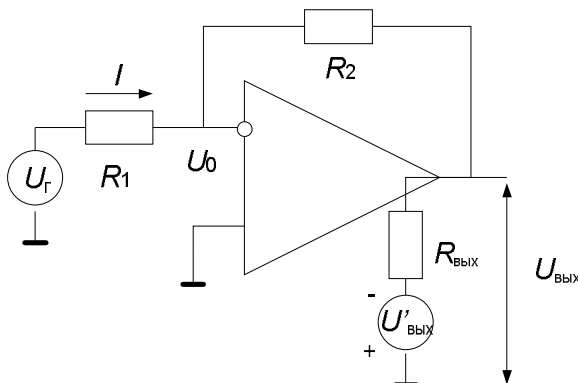


Рис. 3.5. Схема усилителя-инвертора на ОУ для расчета влияния выходного сопротивления ОУ на коэффициент усиления с обратной связью

Выразим ток I , протекающий по цепи обратной связи через U_r и U_0 . Получим

$$I = \frac{U_r - U_0}{R_1} = \frac{U_0 + KU_0}{R_2 + R_{\text{вых}}}.$$

Отсюда

$$U_0 = \frac{U_r (R_2 + R_{\text{вых}})}{R_2 + R_{\text{вых}} + R_1(1 + K)}.$$

При этом ток

$$I = \frac{U_r - U_0}{R_1} = \frac{U_r(1 + K)}{R_2 + R_{\text{вых}} + R_1(1 + K)}.$$

Учтем, что ток, протекающий по сопротивлению $R_{\text{вых}}$, создает падение напряжения противоположного знака, чем $U_{\text{вых}}$.

Отсюда

$$U_{\text{вых}} = -KU_0 + IR_{\text{вых}} = \frac{-KR_2 + R_{\text{вых}}}{R_2 + R_{\text{вых}} + R_1(1 + K)} U_r,$$

т.е.

$$K_{\text{ос}} = \frac{-KR_2 + R_{\text{вых}}}{R_2 + R_{\text{вых}} + R_1(1 + K)}.$$

Разделим числитель и знаменатель формулы на R_1 . Получим

$$K_{\text{ос}} = \frac{-KK_{\text{ос}}^0 + R_{\text{вых}}/R_1}{K_{\text{ос}}^0 + (1 + K) + R_{\text{вых}}/R_1}.$$

Учитывая, что $K \gg K_{oc}^0 \gg 1$, а $R_1 \gg R_{вых}$, получаем

$$K_{oc} = \frac{-KK_{oc}}{K + R_{вых}/R_1} = \frac{-K_{oc}^0}{1 + R_{вых}/KR_1}.$$

Отсюда можно определить относительную погрешность определения K_{oc} с учетом влияния $R_{вых}$:

$$\delta_{R_{вых}} = \frac{R_{вых}}{KR_1} = \frac{R_{вых} K_{oc}^0}{KR_2}.$$

Положим, что $K = 10^5$, $K_{oc}^0 = 10^2$, $R_2 = 10$ кОм, $R_{вых} = 100$ Ом. При этом получим

$$\delta_{R_{вых}} = \frac{100 \cdot 10^2}{10^5 \cdot 10^4} = 10^{-5} = 10^{-3} \%.$$

Как было показано в п. 1.3, микросхемы ОУ выполняются как цепями с внутренней, так и внешней коррекции. Большинство микросхем ОУ имеют цепи внутренней коррекции, поскольку они более удобны в применении, так как не требуется вводить дополнительных компонентов, обеспечивающих устойчивость при охвате ОУ цепью отрицательной обратной связи.

Рассмотрим влияние частотной зависимости коэффициента усиления ОУ с внутренней цепью коррекции на коэффициент усиления неинвертирующего усилителя на определенной частоте.

Для ОУ с внутренней цепью коррекции можно считать, что

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau} \quad \text{и} \quad |K(j\omega)| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}},$$

где T – постоянная времени, обусловленная внутренней цепью коррекции. При этом верхняя граничная частота $\omega_{в.гр}$, соответствующая уменьшению коэффициента усиления ОУ K в $\sqrt{2}$ раз, равняется $\omega_{в.гр} = 1/T$.

С учетом этой формулы коэффициент усиления и его модуль можно выразить следующими формулами:

$$K(j\Omega) = \frac{K_0}{1 + j\Omega}, \quad (3.10)$$

$$|K(j\Omega)| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \Omega^2}}, \quad (3.11)$$

где $\Omega = \omega / \omega_{\text{в.гр}}$ – нормированная частота усилителя без обратной связи. При этом верхняя граничная частота усилителя $\Omega_{\text{в}} = 1$.

С учетом цепи отрицательной обратной связи коэффициент усиления равен

$$K_{\text{oc}}(j\Omega) = \frac{K(j\Omega)}{1 + \gamma K(j\Omega)}, \quad (3.12)$$

где $\gamma = \frac{R_1}{(R_1 + R_2)}$ – коэффициент передачи цепи обратной связи.

Подставляя в (3.12) формулу (3.10) получаем:

$$K_{\text{oc}}(j\Omega) = \frac{K_0(1 + j\Omega)}{1 + \gamma K_0(1 + j\Omega)} = \frac{K_0}{1 + j\Omega + \gamma K_0}. \quad (3.13)$$

Разделим числитель и знаменатель формулы (3.13) на $(1 + \gamma K_0)$, получим:

$$K_{\text{oc}}(j\Omega) = \frac{K_0}{1 + \gamma K_0} = \frac{1}{1 + j\Omega/(1 + \gamma K_0)} = K_{\text{oc}}^0 = \frac{1}{1 + j\Omega/(1 + \gamma K_0)},$$

где K_{oc}^0 – коэффициент усиления усилителя с обратной связью на частоте $\omega = 0$. Модуль $K_{\text{oc}}(j\Omega)$ равен

$$|K_{\text{oc}}(j\Omega)| = \frac{K_{\text{oc}}^0}{\sqrt{1 + \Omega^2/(1 + \gamma K_0)^2}}. \quad (3.14)$$

Приравнявая $|K_{\text{oc}}(j\Omega)| = K_{\text{oc}}^0 / \sqrt{2}$, получим формулу для определения верхней граничной частоты усилителя с обратной связью $\Omega_{\text{в.ос}}$

$$\Omega_{\text{в.ос}} / (1 + \gamma K_0) = 1 \quad \text{или} \quad \Omega_{\text{в.ос}} = 1 + \gamma K_0 = F.$$

Таким образом, верхняя граничная частота усилителя увеличивается по сравнению с верхней граничной частотой усилителя без обратной связи в фактор обратной связи раз: $\Omega_{\text{в.ос}} = F$. Заметим при этом, что и K_{oc}^0 меньше, чем K_0 , тоже в фактор обратной связи раз.

Формулу (3.14) можно использовать для определения коэффициента усиления усилителя с обратной связью на любой частоте.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему аддитивную погрешность можно считать отдельно для каждой из причин её вызывающих?
2. Какой смысл в разделении погрешностей, возникающих в цепях на микросхемах ОУ, на аддитивные и мультипликативные?
3. Будут ли различаться мультипликативные погрешности, возникающие в инвертирующем и неинвертирующем усилителях на микросхеме ОУ?
4. Будут ли компенсироваться равные входные токи микросхемы ОУ в дифференциальном усилителе на её основе?
5. От каких физических констант и параметров усилителя зависит выходное напряжение шума, вызванное шумами резистора?
6. Почему шумы на выходе ОУ, вызванные разными причинами, нельзя суммировать?
7. Запишите уравнение для расчёта коэффициента усиления усилителя-инвертора на ОУ с одновременным учётом $R_{вх}$ и $R_{вых}$?
8. Оцените влияние $R_{вх}$ и $R_{вых}$ на коэффициент усиления усилителя-инвертора, если $R_{вх} = 1 \text{ МОм}$, $R_{вых} = 1 \text{ кОм}$, $K_0 = 10^5$, $K_{ос} = 10^2$.
9. Определите верхнюю граничную частоту ОУ без обратной связи, если $K_0 = 10^5$, $f_1 = 1 \text{ МГц}$.
10. При каких условиях нормированная по частоте АЧХ усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, повторяет АЧХ ОУ без обратной связи?

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

Основная

1. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники. – М.: Советское радио, 1980.
2. Масленников В.В. Элементы электронных устройств. Часть 1: Учебное пособие. – М.: МИФИ, 2000.
3. Автушко В.П., Белополюский В.М., Масленников В.В. Лабораторный практикум "Основы схемотехники электронных цепей". – М.: МИФИ, 2005.
4. Херпи М. Аналоговые интегральные схемы. – М.: Радио и связь, 1983.
5. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналогово-цифровых электронных устройств. – М.: Издат. дом "Додэка- XXI", 2005.
6. Аллен Ф., Санчес-Синенсио Э. Электронные схемы с переключаемыми конденсаторами/ Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989.
7. Достал И. Операционные усилители/ Пер. с англ. – М.: Мир, 1982.
8. Мамонкин И.Г. Усилительные устройства. – М.: Связь, 1977.
9. Активные избирательные устройства радиоаппаратуры/ Под ред. В.В. Масленникова. – М.: Радио и связь, 1987.
10. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – Л.: Энергоатомиздат, 1988.
11. Масленников В.В. Сборник задач по курсу "Общая электротехника и электроника". – М.: МИФИ, 2007.

Дополнительная

12. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. – М.: Высшая школа, 1991.
13. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. – М.: Мир, 1983.
14. Справочное пособие по основам электротехники и электроники/ Под ред. А.В. Нетушила. – М.: Энергоатомиздат, 1997.
15. Прянишников В.А. Электроника: Курс лекций. – С-Пб.: Корона, 1998.
16. Опачий Ю.Ф. и др. Аналоговая и цифровая электроника. (Полный курс): Учебник для вузов. – М.: Горячая линия, Телеком, 2000.
17. Данилов И.А., Иванов П.П. Общая электротехника с основами электроники. – М.: Высшая школа, 1998.
18. Новожилов О.П. Электротехника и электроника. – М.: Гардрики, 2008.
19. Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС/ Пер. с англ. – М.: Мир, 1985.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
1. Устройство микросхем ОУ	5
1.1. Основные технологические процессы изготовления полупроводниковых микросхем	5
1.2. Элементы микросхем ОУ	9
1.3. Схемы основных усилительных каскадов микросхем ОУ	15
1.4. Основные характеристики и параметры микросхем ОУ	25
Контрольные вопросы	38
2. Применение микросхем ОУ	39
2.1. Виды обратных связей и их влияние на параметры усилителей	39
2.2. Микросхемы ОУ с цепями обратных связей	46
2.2.1. Микросхемы ОУ с цепями отрицательных обратных связей	46
2.2.2. Микросхемы ОУ с цепями отрицательной и положительной обратной связью	62
2.2.3. Применение микросхем ОУ в импульсных устройствах	67
Контрольные вопросы	77
3. Расчет погрешностей в измерительных устройствах на микросхемах ОУ	79
3.1. Расчет аддитивных погрешностей в цепях на микросхемах ОУ	79
3.2. Расчет мультипликативных погрешностей в цепях на микросхемах ОУ	84
Контрольные вопросы	90
Список рекомендуемой литературы	91

Редактор *Е.Н. Кочубей*

Компьютерная верстка *С.Н. Краснокутская*

Подписано в печать. Формат 60×84 1/16.

Печ.6,0. Уч.-изд.л. 6,0. Тираж 500 экз. Изд.№ 035-1 Заказ

Московский инженерно-физический институт (государственный университет).

Типография МИФИ. Москва, Каширское ш., 31