

**МИНИСТЕРСТВО ПРОСВЕЩЕНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ.
НАЦИОНАЛЬНЫЙ АВИАЦИОННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ.**



ВОРОНОВ С.И.

**ЭЛЕМЕНТЫ ДЛЯ КОНСТРУИРОВАНИЯ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ.**

**МИНИМУМ СВЕДЕНИЙ ПО СХЕМНЫМ РЕШЕНИЯМ НА
ТРАНЗИСТОРАХ, НЕОБХОДИМЫЙ ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ
СТРУКТУРЫ АЦП И ЦАП.**

**УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ
(РЕДАКЦИЯ 2, ИСПРАВЛЕННАЯ)**

КИЕВ 2008.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Модуль 1	1
ВВЕДЕНИЕ	3
ТРАНЗИСТОР	3
Идеализированная физическая модель транзистора	3
Ток, создаваемый флуктуациями или квантами энергии.....	4
Ток, создаваемый дополнительным р-п переходом.	5
ЭМИТТЕРНЫЙ ПОВТОРИТЕЛЬ	7
Входное сопротивление эмиттерного повторителя.....	9
Выходное сопротивление эмиттерного повторителя.	10
ПРОСТЕЙШИЙ УСИЛИТЕЛЬ НА ОДНОМ ТРАНЗИСТОРЕ.....	11
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ.....	14
Коэффициент передачи дифференциального усилителя.....	16
Входное сопротивление дифференциального усилителя.....	17
Выходное сопротивление дифференциального усилителя.....	19
Логика получения больших коэффициентов усиления в дифференциальных усилителях. Упрощенная схема операционного усилителя.	20
Краткий обзор современных операционных усилителей	22
ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ, ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ...26	
Простейший инвертирующий усилитель на базе операционного усилителя.	27
Простейший сумматор на базе инвертирующего усилителя.....	30
Простейший неинвертирующий усилитель на базе операционного усилителя.	31
Решение уравнений с помощью операционного усилителя.	32
Простейший интегратор на базе операционного усилителя.	33
Простейший схема сравнения с нулем или компаратор нулевого уровня на базе операционного усилителя.	36
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	38
ЛИТЕРАТУРА.....	38

ВВЕДЕНИЕ

Несмотря на бурное развитие интегральной микроэлектроники, которое привело к появлению на рынке различных микросхем ЦАП, АЦП, сигнальных процессоров, микроконтроллеров, различных формирователей и преобразователей уровней сигналов для интерфейсов передачи данных, остается достаточно много нестандартных задач как по сопряжению таких микросхем при разработке новых схмотехнических решений, так и по разработке новых различных узлов и блоков. Решение подобных задач сопряжения и конструирования основано на различных вариантах преобразования сигналов, которое в условиях прямой гальванической связи между узлами, автоматически предполагает расчет режимов работы узлов на постоянном токе как с целью согласования узлов по динамическим диапазонам, нагрузочной способности, так и по выходному - входному сопротивлениям. Помимо задач согласования, в процессе освоения логики работы самих микросхем, особенно аналоговых или цифроаналоговых устройств, достаточно сложно обойтись без базовой подготовки в области основных принципов построения простейших электронных схем основанных на простейших активных элементах - транзисторах. В этом смысле, задачей настоящего раздела, является изложение того минимального набора сведений в области электронных схем на транзисторах, без усвоения, которого, изучение всего последующего материала книги может оказаться проблематичным. По очевидным соображениям, рассмотрение таких электронных схем следует начать с физических и математических моделей самого транзистора, как основного активного элемента.

ТРАНЗИСТОР

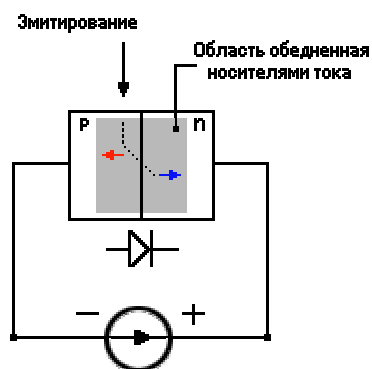
Теория полупроводниковых приборов с двумя р-п переходами (транзисторов) достаточно сложная и объединяет в себе разделы квантовой физики, теории твердого тела целый ряд методов математической физики и множество разделов полупроводниковой технологии. К счастью, для понимания основных принципов работы транзистора и сопутствующих им инженерных расчетов возможно построить некоторые идеализации транзистора, которые существенно понижают сложность физических и математических моделей данного полупроводникового прибора. Такие идеализации позволяют достаточно быстро выполнять инженерам различные схмотехнические расчеты и получать достаточно точные схмотехнические оценки.

Идеализированная физическая модель транзистора

В качестве основной идеи идеализированной физической модели транзистора рассматривается закрытый внешним напряжением р-п переход, в который некоторым образом впрыскиваются носители тока (электроны или дырки). Основной особенностью закрытого внешним напряжением р-п перехода является воздействие внешнего источника напряжения на пространственный

заряд, который формируется атомами донорных и акцепторных примесей полупроводника. Если внешнее напряжение приложено в полярности закрывающей р-п переход, то внутри перехода, не остается носителей, способных переносить ток.

Схема, которая иллюстрирует такую идею, представлена на следующем рисунке:



В качестве источника, который возбуждает внутри или впрыскивает внешние свободные носители тока в области закрытого р-п перехода можно рассматривать тепловые флуктуации, кванты электромагнитного излучения (например: свет, гамма кванты, частицы высоких энергий) или дополнительный р-п переход.

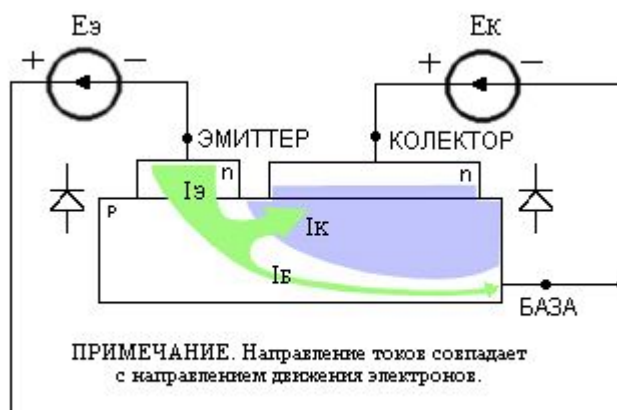
Ток, создаваемый флуктуациями или квантами энергии.

В случае, когда причиной образования свободных носителей тока в области закрытого р-п перехода являются флуктуации или кванты энергии, такие свободные носители всегда образуются в виде пар электрон - дырка. Образовавшиеся свободные электроны и дырки под воздействием внешнего напряжения устремляются к противоположным электродам перехода и через источник внешнего напряжения замыкают (рекомбинируют) соответствующие токи. Параллельно полезно отметить, что подобные приборы могут также выступать в качестве первичных преобразователей (датчиков) излучение-ток. Поскольку ток, протекающий через закрытый переход, определяется процессом образования свободных носителей под воздействием флуктуаций или квантов энергии и практически не зависит от внешнего напряжения, следует подчеркнуть, что эквивалентное внутреннее сопротивление такого прибора стремиться к бесконечности, а его функциональная схема может быть представлена как регулируемый температурой или излучением источник тока. Данное замечание, в части управляемого генератора тока, является важным и будет часто использоваться нами в дальнейшем.

Ток, создаваемый дополнительным р-п переходом.

В том случае, когда источником свободных носителей тока выступает дополнительный р-п переход, получается n-p-n или p-n-p структура, которая получила название транзистора.

Схема n-p-n структуры представлена на следующем рисунке:



Обозначим буквами “Э” (эмиттер), “Б” (база) и “К” (коллектор) выводы приведенной n-p-n структуры. Обратим внимание, что поток электронов, который создает источник напряжения $E_{\text{Э}}$ (или ток $I_{\text{Э}}$) попадает в область общую для р-п переходов или область базы. В этой общей области каждый электрон оказывается под воздействием двух электрических сил, создаваемых соответственно источниками $E_{\text{Э}}$ и $E_{\text{К}}$. Разработчики транзисторов стремятся обеспечить соотношение этих сил (во всем геометрическом пространстве базы) в пользу источника $E_{\text{К}}$ (или тока $I_{\text{К}}$). Если такое соотношение обеспечивается, то основная часть эмитируемых электронов (в общем случае свободных носителей) направится в область коллектора, определяя собой ток $I_{\text{К}}$, а ток базы $I_{\text{Б}}$ будет определяться как остаточная часть от общего количества эмитируемых электронов. Математически это можно записать следующей формулой:

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{К}} + I_{\text{Б}}$$

$$I_{\text{К}} = \alpha \cdot I_{\text{Э}}$$

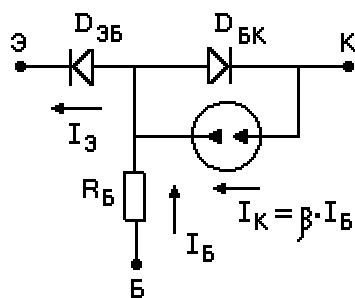
где α стремится к единице.

Из приведенных формул легко получить другой коэффициент, который носит название интегрального коэффициента передачи базового тока или β . Для этого достаточно в формулу узла токов подставить значение $I_{\text{Э}}$ определенное через $I_{\text{К}}$.

$$I_{\text{К}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot I_{\text{Б}} = \beta \cdot I_{\text{Б}}$$

Поскольку основной модели транзистора является закрытый внешним напряжением р-п переход, внутреннее сопротивление которого стремится к бесконечности, то схемотехническую логику этой модели можно представить:

- управляемым генератором тока I_K , который отражает активный характер транзистора как схемотехнического элемента;
- двумя диодами $D_{ЭБ}$ и $D_{БК}$, которые отражают п-р-п переходы транзистора;
- эквивалентным базовым сопротивлением R_B .



Отметим также, что режим работы транзистора, в котором к переходу база-коллектор приложено закрывающее переход напряжение, называется нормальным режимом работы, а также, что подавляющее большинство схем используют именно этот режим работы.

Более точные модели транзистора обязаны также учитывать:

- обратный ток коллектора или I_{K0} , причиной которого являются свободные носители в закрытом переходе коллектор-база, возникающие под воздействием температуры;
- дифференциальное сопротивление перехода коллектор-база, которое в общем случае включает также реактивную составляющую емкости этого перехода;

$$r_K = \frac{dU_{KB}}{dI_{KB}}$$

- дифференциальное сопротивление перехода эмиттер-база, которое в общем случае включает также реактивную составляющую емкости этого перехода;

$$r_Э = \frac{dU_{ЭБ}}{dI_{ЭБ}}$$

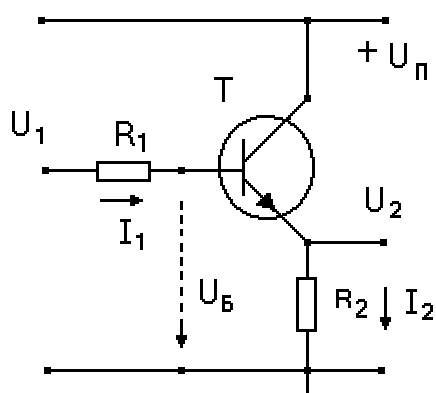
- коэффициент внутренней обратной связи по напряжению, характеризующий влияние коллекторного напряжения на пересечение потенциальных областей эмиттер – базового и коллектор - базового переходов (модуляция “толщины” базы);
- объемное сопротивление базы.

Для инженерных расчетов статических режимов работы, которые выполняются наиболее часто, оказывается вполне достаточным дополнительно учитывать

только паспортное значение обратного тока коллектора (или I_{K0}), а также, в отдельных случаях, пользоваться оценкой дифференциального сопротивления коллектора.

ЭМИТТЕРНЫЙ ПОВТОРИТЕЛЬ

Эмиттерный повторитель является одним из самых простых и часто используемых способов включения транзисторов в различных схемах. Его основной функцией является повторение входного сигнала на выходе, а его важнейшей особенностью является высокое входное и низкое выходное эквивалентное сопротивление. Схема эмиттерного повторителя представлена на следующем рисунке:



Для получения коэффициента передачи эмиттерного повторителя воспользуемся следующей зависимостью между токами в транзисторе:

$$I_B + I_B \cdot \beta = I_B \cdot (1 + \beta) = I_E$$

Поскольку токам I_B и I_E на приведенной схеме соответствуют токи I_1 и I_2 , то указанную зависимость можно представить в следующем виде:

$$\frac{U_1 - U_B}{R_1} (1 + \beta) = \frac{U_2}{R_2}$$

Обратим также внимание, что связь между напряжениями U_B и U_2 можно выразить с помощью напряжения $U_{БЭ}$ (напряжения на переходе эмиттер – база) следующим образом:

$$U_B = U_{БЭ} + U_2$$

Тем самым, преобразуемое выражение примет вид:

$$\frac{U_1 - U_{БЭ} - U_2}{R_1} (1 + \beta) = \frac{U_2}{R_2}$$

После приведения подобных и соответствующих преобразований получается следующая зависимость:

$$U_2 = (U_1 - U_{БЭ}) \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2 \cdot (1 + \beta)}}$$

Дальнейшие, чисто алгебраические преобразования, ориентированы на то, чтобы представить связь между U_2 и U_1 в форме, которая применяется для записи реального значения через идеальное значение и относительную погрешность. Такая форма удобна для оценки погрешностей при различных упрощениях модели. Итак, после соответствующих преобразований мы получим:

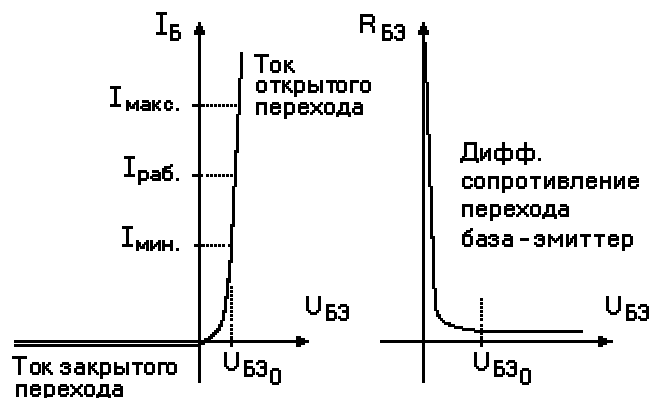
$$U_2 = (U_1 - U_{БЭ}) \cdot \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1 \cdot (1 + \beta)}}\right)$$

Если выбрать равными по величине сопротивления R_1 и R_2 , то при учете того, что коэффициент β в современных транзисторах составляет не менее 100 ~200 единиц, то с точностью соответственно 1%~0,5% зависимость между U_2 и U_1 можно представить в виде:

$$U_2 = U_1 - U_{БЭ}$$

Оценка значения величины $U_{БЭ}$, и это очевидно, требует учета специфических характеристик р-п-р или п-р-п структуры на уровне физической модели и, следовательно, не может быть выполнена обычными схемотехническими расчетами. Подробнее, рассмотрение таких характеристик на постоянном и переменном токе изложено в книге [1].

В рамках наших задач, ориентированных на инженерные расчеты схем на постоянном токе, мы ограничимся качественными оценками, полученными из анализа величины $U_{БЭ}$ по вольт – амперной характеристике перехода база – эмиттер:



Поскольку минимальный рабочий ток базы в расчетах на постоянном токе выбирается таким образом, чтобы соответствующее значение $U_{БЭ}$ было несколько больше значения $U_{БЭ0}$, то заметные изменения I_B практически не приводят к изменениям $U_{БЭ}$.

В практике инженерных расчетов такие изменения считаются пренебрежимо малыми, а значение $U_{БЭ}$ считается константой, которая для полупроводников на основе германия принимается равной около $0,2V$, а на основе кремния приблизительно равной $0,7V$.

В итоге наших преобразований, с учетом отбрасывания пренебрежимо малых величин, оценка окончательной зависимости выходного напряжения эмиттерного повторителя от напряжения на его входе, записанная в дифференциальной форме, будет иметь вид:

$$\frac{dU_{ВЫХ}}{dU_{ВХ}} = 1$$

Возникает вопрос о том какое полезное применение может иметь узел банально повторяющий на выход сигнал своего входа, да еще вносящий некоторые, пусть малые, но ошибки. Ответом на этот вопрос являются значения входного и выходного сопротивления такого узла.

Входное сопротивление эмиттерного повторителя.

Для вывода значения входного сопротивления воспользуемся его определением в виде последовательного соединения двух сопротивлений, то есть, R_1 и эквивалентного дифференциального сопротивления приведенного к выводу базы транзистора :

$$R_{ВХ} = R_1 + \frac{dU_B}{dI_1}$$

Подставив в данное выражение значение U_B выраженное через U_2 и $U_{БЭ}$ после чего выполним цепочку очевидных преобразований:

$$R_{ВХ} = R_1 + \frac{d(U_2 + U_{БЭ})}{dI_1} = R_1 + \frac{dU_2}{dI_1} + \frac{dU_{БЭ}}{dI_1} = R_1 + \frac{dU_2}{dI_1} + R_{ЭБ}$$

Значение сопротивления $R_{ЭБ}$ можно оценить как пренебрежимо малое значение применив для этой цели вольт - амперную характеристику перехода эмиттер - база. Таким образом, дальнейшим преобразованиям будет подлежать выражение следующего вида:

$$R_{ВХ} = R_1 + \frac{dU_2}{dI_1}$$

Ранее нами была установлена связь между током базы и током эмиттера в следующей форме:

$$I_1 \cdot (1 + \beta) = I_3 = \frac{U_2}{R_2}$$

Преобразуем это выражение для определения I_1 и полученное значение подставим в формулу, определяющую входное сопротивление:

$$R_{BX} = R_1 + \frac{dU_2}{d\left(\frac{U_2}{R_2 \cdot (1 + \beta)}\right)} = R_1 + R_2 \cdot (1 + \beta)$$

Таким образом, итоговое выражение входного сопротивления эмиттерного повторителя будет иметь следующий вид:

$$R_{BX} = R_1 + R_2 \cdot (1 + \beta)$$

Другими словами, эмиттерный повторитель выполняет роль своеобразного трансформатора нагрузки R_2 , представляя ее значение на своем входе в $(1 + \beta)$ раз большим значением. Такое преобразование позволяет согласовывать узлы, которые в силу их нагрузочной способности и входного сопротивления не могут иметь прямого гальванического соединения.

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя.

Для получения оценки выходного сопротивления определим его как параллельное соединение сопротивления R_2 с эквивалентным дифференциальным сопротивлением, приведенным к эмиттеру транзистора. Поскольку основному расчету подлежит эквивалентное дифференциальное сопротивление, приведенное к эмиттеру транзистора при неизменном значении напряжения U_1 на входе эмиттерного повторителя, то его можно определить следующим образом:

$$R_3 = \left(\frac{dU_2}{dI_3}\right)_{U_1=CONSTANT}$$

Для дальнейших преобразований воспользуемся:

- зависимостью между током базы транзистора и током эмиттера, то есть:

$$I_3 = I_1 \cdot (1 + \beta);$$

- цепочкой падения напряжений соединяющей потенциалы U_1 и U_2 , выбрав при этом за потенциал отсчета низменное значение U_1 , то есть:

$$U_1 + I_1 \cdot R_1 + U_{БЭ} = U_2$$

Таким образом, значение $R_{Э}$ можно представить в виде:

$$R_{Э} = \frac{d(U_1 + I_1 \cdot R_1 + U_{БЭ})}{(1 + \beta) \cdot dI_1} = \frac{1}{1 + \beta} \cdot \left(\frac{dU_1}{dI_1} + R_1 \frac{dI_1}{dI_1} + \frac{dU_{БЭ}}{dI_1} \right)$$

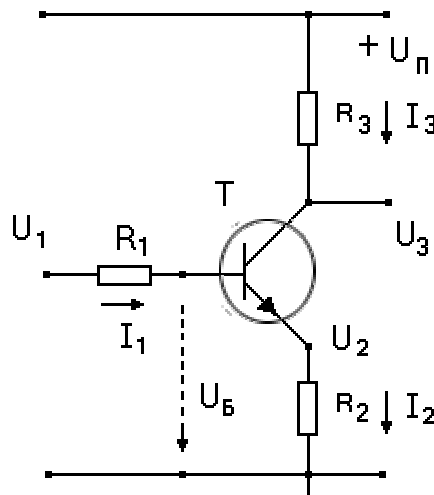
Поскольку U_1 является неизменным, то его дифференциал равен нулю. С учетом этого замечания, формула для значения $R_{Э}$ примет вид:

$$R_{Э} = \frac{1}{1 + \beta} \cdot (R_1 + R_{БЭ})$$

Поскольку сопротивление R_2 , как правило, рассматривается уже как входное сопротивление следующего каскада, то приведенное сопротивление $R_{Э}$ фактически можно считать выходным сопротивлением эмиттерного повторителя или $R_{ВЫХ}$.

ПРОСТЕЙШИЙ УСИЛИТЕЛЬ НА ОДНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Простейший усилитель сигнала можно получить из схемы эмиттерного повторителя путем добавления в цепь коллектора сопротивления R_3 , на котором и будет выделяться выходной сигнал. Схема такого простейшего усилителя представлена на следующем рисунке:



Если входное сопротивление, такой схемы полностью совпадает с входным сопротивлением эмиттерного повторителя, развитием которого она является, то выходное сопротивление и коэффициент передачи сигнала предстоит еще определить.

Для определения коэффициента передачи сигнала рассмотрим падение напряжения на сопротивлении R_3 , которое можно записать в следующем виде:

$$U_3 = U_{II} - I_3 \cdot R_3$$

Ранее, исходя из физической модели транзистора, нами была получена связь между током базы и током коллектора, а именно:

$$I_K = I_B \cdot \beta$$

Если рассматривать I_B как входной ток эмиттерного повторителя у которого входное сопротивление определяется по формуле:

$$R_{BX} = R_1 + R_2 \cdot (1 + \beta)$$

Тогда выражение для тока коллектора примет следующий вид:

$$I_K = \frac{U_1}{R_1 + R_2 \cdot (1 + \beta)} \cdot \beta$$

Соответственно связь потенциалов U_3 и U_1 может быть представлена как:

$$U_3 = U_{II} - R_3 \cdot \frac{U_1}{R_1 + R_2 \cdot (1 + \beta)} \cdot \beta$$

Из приведенного выражения уже достаточно просто получить дифференциальный коэффициент передачи сигнала, поскольку напряжение питания U_{II} является постоянной величиной:

$$K = \frac{dU_3}{dU_1} = - \frac{R_3 \cdot \beta}{R_1 + R_2 \cdot (1 + \beta)}$$

Вынесем $\frac{R_3}{R_2}$ в виде отдельного множителя, и поделим числитель и знаменатель на β , тогда:

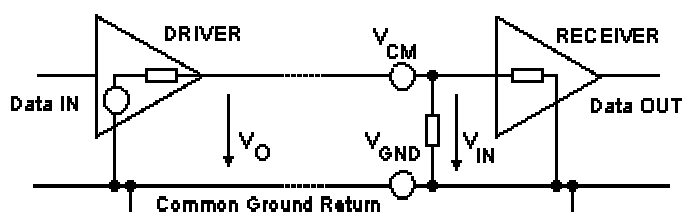
$$K = \frac{R_3}{R_2} \cdot \left(\frac{1}{\frac{R_1}{R_2\beta} + \frac{1+\beta}{\beta}} \right) = \frac{R_3}{R_2} \cdot \left(\frac{1}{\frac{R_1}{R_2\beta} + \frac{1}{\beta} + 1} \right)$$

В случае равенства сопротивлений R_1 и R_2 итоговая оценка коэффициента передачи приобретает наглядный вид:

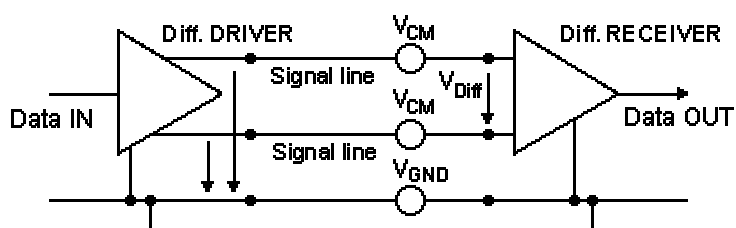
$$K = \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{1}{\frac{2}{\beta} + 1} \Big|_{R_1 = R_2} \approx \frac{R_3}{R_2}$$

Как уже упоминалось ранее, β современных транзисторов имеет значение не менее 100~200, что соответствует относительной ошибке оценки коэффициента передачи в не более 2%~1%

Эмиттерный повторитель и простейший усилитель на одном транзисторе являются узлами, которые передают сигналы по двухпроводной линии (сигнальный и земляной провода). Основной проблемой, которая возникает при передаче сигнала по двухпроводной линии, особенно с прямой гальванической связью, являются помехи. Такие помехи непосредственно суммируются с передаваемым сигналом. На приведенной ниже схеме, входной сигнал приемника (Receiver), обозначенный как V_{IN} является суммой выходного сигнала V_O передатчика (Driver) и двух помех V_{CM} и V_{GND} . Помеха V_{CM} является наводкой на линию связывающую выход и вход узлов, причем ее величина прямо связана с длиной линии связи и уровнем внешних электромагнитных полей, а помеха V_{GND} , помимо электромагнитной причины, включает в себя разность потенциалов между различными точками заземления узлов и может достигать весьма значительных величин.



Одним из эффективных способов решения обозначенной проблемы, является применения дифференциальной схемы передачи сигналов. Особенностью такой схемы является передача сигнала по трехпроводной линии в форме разности потенциалов на двух сигнальных проводах. Обобщенная схема такого способа передачи сигнала представлена на следующем рисунке:

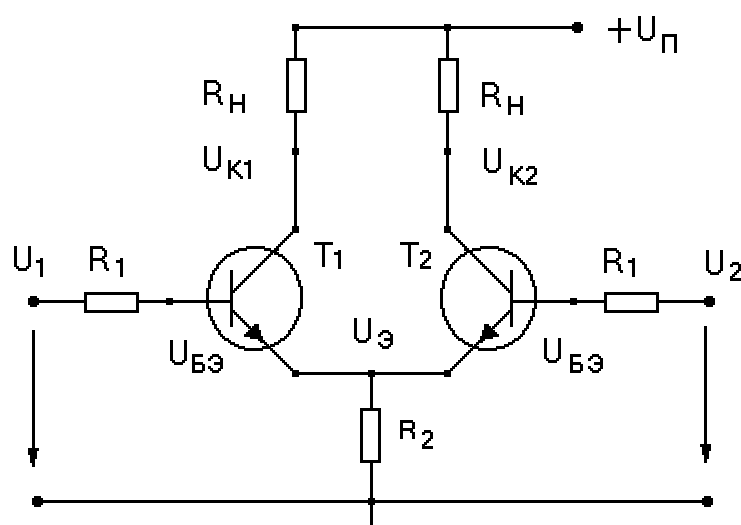


Анализ достоинств и недостатков такого соединения мы рассмотрим в последующих главах. В рамках данной главы сосредоточим свое внимание на

дифференциальном усилителе как основе дифференциальных приемников и передатчиков сигналов.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Центральной идеей, которая позволяет получить дифференциальную схему представления и обработки сигнала, является идея соединения двух эмиттерных повторителей посредством общей эмиттерной нагрузки $R_Э$ так, как это показано на следующем рисунке:



Для существенного упрощения преобразований, сразу введем несколько ограничений. В первую очередь, будем считать, что транзисторы T_1 и T_2 выполнены геометрически близко на одной интегральной подложке и по одной технологии, что обеспечивает идентичность их параметров. Будем также считать, что сопротивления R_1 подключенные к базам транзисторов идентичны и равны по величине.

При расчете дифференциального усилителя на постоянном токе, одним из важнейших параметров является напряжение $U_Э$, которое определяет рабочие токи транзисторов. Расчет данного напряжения основывается на следующем отношении между токами в узле соединенных эмиттеров:

$$\frac{U_Э}{R_2} = I_1 \cdot (1 + \beta) + I_2 \cdot (1 + \beta) = (I_1 + I_2) \cdot (1 + \beta)$$

В данном выражении I_1 и I_2 являются входными токами дифференциального усилителя, которые обуславливаются соответственно входными напряжениями U_1 и U_2 . С другой стороны, входные напряжения можно представить следующим образом:

$$U_1 = I_1 \cdot R_1 + U_{БЭ} + U_Э$$

$$U_2 = I_2 \cdot R_1 + U_{БЭ} + U_Э$$

Из двух последних равенств вычислим токи I_1 и I_2 , и соответствующие им значения подставим в выражение для узла токов:

$$I_1 = \frac{1}{R_1}(U_1 - U_{БЭ} - U_{Э})$$

$$I_2 = \frac{1}{R_1}(U_2 - U_{БЭ} - U_{Э})$$

$$\frac{U_{Э}}{R_2} = \frac{1 + \beta}{R_1} \cdot (U_1 + U_2) - 2 \cdot U_{БЭ} - 2 \cdot U_{Э}$$

После приведения подобных отношение между входными потенциалами и потенциалом эмиттеров примет вид:

$$U_{Э} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{2 \cdot R_2 \cdot (1 + \beta)}\right) = \frac{U_1 + U_2}{2} - U_{БЭ}$$

Если считать, что отношение между номиналами сопротивлений R_1 и R_2 соответствует неравенству $R_1 < R_2$, то для современных транзисторов с погрешностью около 1%~2% можно принять следующую оценку:

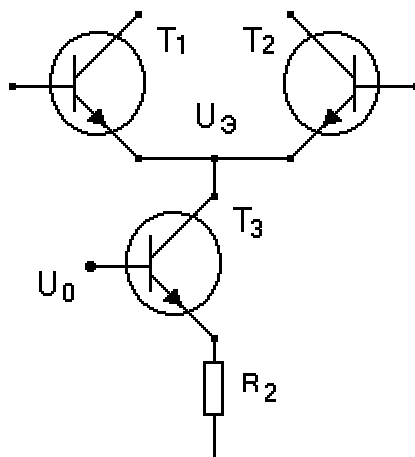
$$U_{Э} \approx \frac{U_1 + U_2}{2} - U_{БЭ}$$

Особенность данной оценки заключается в том, что с ее помощью достаточно легко представить симметрично противофазный характер влияния входных напряжений на распределение общего тока ($U_{Э}/R_2$) между эмиттерами транзисторов. Так например, если выполняется условие $U_1 > U_2$, то основная часть общего тока будет протекать через эмиттер транзистора T_1 , а при противоположном условии ($U_1 < U_2$), соответственно через эмиттер транзистора T_2 . Благодаря такой особенности, рассматриваемое соединение транзисторов получило еще одно дополнительное название – “токовый переключатель”.

Рассмотрим влияние синфазных (то есть, изменяющихся с одним знаком и значением) входных напряжений. Поскольку на эмиттерах транзисторов синфазные приращения входных напряжений складываются и делятся пополам, то напряжения база – эмиттер транзисторов (которые определяют пропорцию переключения тока) практически не получают никаких дополнительных приращений. Однако, синфазное приращение входного сигнала, которое усредняется в узле эмиттеров приводит изменению напряжения на сопротивлении R_2 , которое определяет суммарный ток.

Для того, чтобы в широком диапазоне синфазных входных сигналов суммарный ток эмиттеров оставался неизменным и тем самым обеспечивался линейный режим работы транзисторов с фиксированной рабочей точкой (то есть, рабочее

$U_{БЭ} > U_{БЭ0}$), вместо сопротивления R_2 (определяющего общий ток эмиттеров), как правило, применяют генератор тока. Соответствующее схемное решение в этом случае может иметь вид:



В этом случае, суммарный ток эмиттеров задается как U_0/R_2 , и становится независимым от входных сигналов, а выражение, определяющее напряжение U_3 принимает вид более строгого равенства:

$$U_3 = \frac{U_1 + U_2}{2} - U_{БЭ}$$

Коэффициент передачи дифференциального усилителя

Определим дифференциальное выходное напряжение следующим образом:

$$U_{ВЫХ} = U_{K1} - U_{K2}$$

Для получения вывода нам потребуется следующая система, определенных ранее, зависимостей:

$$I_K = \beta \cdot I_B$$

$$U_{K1} = E_0 - R_H \cdot I_{K1}$$

$$U_{K2} = E_0 - R_H \cdot I_{K2}$$

С учетом представленных формул, выходное дифференциальное напряжение можно записать в таком виде:

$$U_{ВЫХ} = -\beta \cdot R_H \cdot (I_{B1} - I_{B2})$$

Кроме того, ранее мы выводили зависимости, которые позволяли выразить базовые токи транзисторов и нам остается только напомнить их вид:

$$I_{B1} = \frac{1}{R_1} (U_1 - U_{БЭ} - U_Э)$$

$$I_{B2} = \frac{1}{R_1} (U_2 - U_{БЭ} - U_Э)$$

Подставив значения базовых токов в формулу выходного дифференциального напряжения и выполнив приведение подобных получим окончательную связь между входными и выходным напряжениями:

$$U_{ВЫХ} = -\beta \cdot \frac{R_H}{R_1} \cdot (U_1 - U_2)$$

Как видно из этой формулы одинаковые приращения напряжений на входах дифференциального усилителя (синфазный сигнал) не приводят к изменению выходного дифференциального напряжения. Соответственно приращения с разными знаками в итоге складываются, вызывая линейно пропорциональное изменение выходного сигнала. Распространяя логику определения выходного дифференциального напряжения на входные потенциалы, запишем окончательное выражение для коэффициента передачи:

$$U_{ВЫХ} = -\beta \cdot \frac{R_H}{R_1} \cdot U_{ВХ}$$

Входное сопротивление дифференциального усилителя

Определим входное сопротивление дифференциального усилителя следующим образом:

$$R_{ВХ} = \frac{dU_1}{dI_1} \quad | \quad U_2 = const$$

Если раскрыть U_1 через цепочку падения напряжений начиная с потенциала $U_Э$, то значение $R_{ВХ}$ примет вид:

$$R_{ВХ} = \frac{d(I_1 \cdot R_1 + U_{БЭ} + U_Э)}{dI_1}$$

Введем сопротивление $R_{БЭ}$, как внутреннее сопротивление перехода база – эмиттер и определим его в виде:

$$R_{БЭ} = \frac{dU_{БЭ}}{dI_1}$$

С учетом введенного определения, преобразуемое выражение примет следующий вид:

$$R_{BX} = R_1 + R_{БЭ} + \frac{dU_{Э}}{dI_1}$$

Ранее, мы установили связь между напряжениями на входах дифференциального усилителя и напряжением на эмиттере:

$$U_{Э} = \frac{U_1 + U_2}{2} - U_{БЭ}$$

Учитывая эту связь в формуле входного сопротивления получим:

$$R_{BX} = R_1 + R_{БЭ} + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{dU_1}{dI_1} + \frac{dU_2}{dI_1} \right) - \frac{dU_{БЭ}}{dI_1}$$

Поскольку одно из входных напряжений является константой, то справедливо следующее:

$$\frac{dU_2}{dI_1} = 0 \quad | \quad U_2 = const$$

Тем самым, формула для входного сопротивления приобретает вид простого уравнения:

$$R_{BX} = R_1 + \frac{1}{2} \cdot R_{BX}$$

Соответственно, итоговое выражение представимо следующим образом:

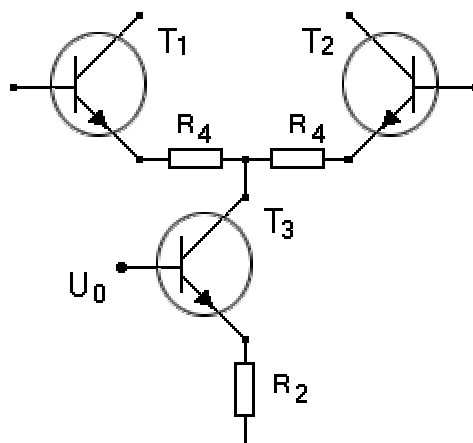
$$R_{BX} = 2 \cdot R_1$$

На первый взгляд, полученное выражение является несколько неожиданным, особенно с учетом того, что в эмиттерном повторителе входное сопротивление

было приблизительно в β раз больше сопротивления в эмиттере. Однако, учитывая, что для дифференциального усилителя разрывается та обратная связь, которая отслеживала на эмиттере эмиттерного повторителя напряжения входа, полученный результат приобретает логический смысл. Реально, с учетом более тонких эффектов, от которых мы абстрагировались введенными идеализациями, следует учесть, что внутреннее сопротивление базы транзистора r_B и внутреннее сопротивление эмиттера r_E не могут быть представлены простым последовательным эквивалентом $R_{ЭБ}$. С учетом сказанного, можно получить более точную оценку входного сопротивления дифференциального усилителя [1]:

$$R_{BX} = 2 \cdot (R_1 + r_B + \beta \cdot r_E)$$

Приведенная зависимость поясняет логику схемотехнического решения при котором влияние r_E специально усиливается дополнительным внешним сопротивлением R_4 :



Такое решение по очевидным причинам снижает коэффициент усиления дифференциального усилителя, однако успешно применяется, когда с одной стороны, необходимо увеличить входное сопротивление дифференциального усилителя, а с другой откорректировать параметры транзисторов в направлении их идентичности.

Выходное сопротивление дифференциального усилителя

Оценку выходного сопротивления дифференциального усилителя достаточно просто получить, если считать что сопротивление закрытого коллектор - базового перехода стремиться к очень большому значению. При этом оказывается, что выходное дифференциальное напряжение приложено к двум последовательно включенным сопротивлениям R_H , а выражение оценки автоматически приобретает вид:

$$R_{ВЫХ} \approx 2 \cdot R_H$$

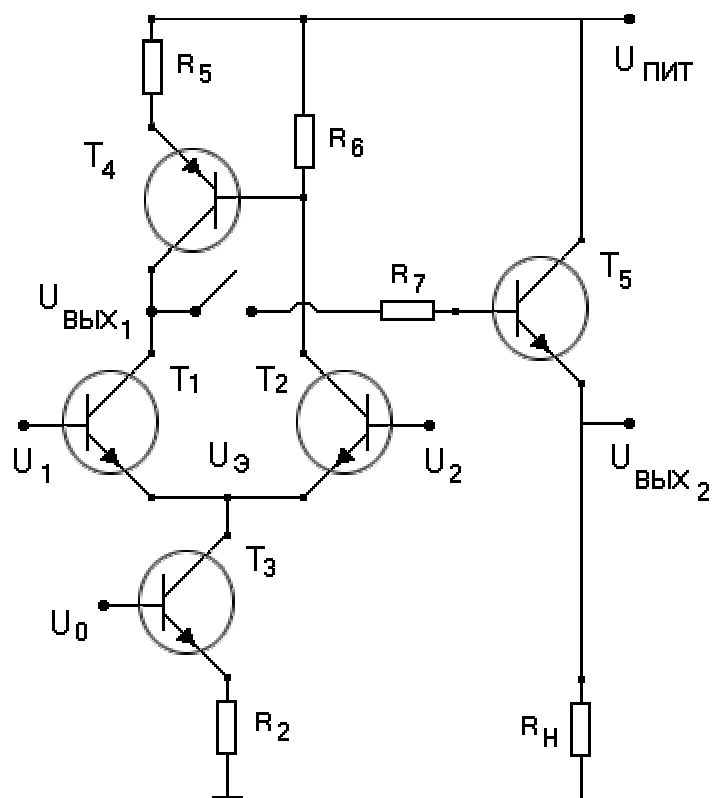
Однако особый смысл, большие значения сопротивлений закрытого коллектор - базового перехода, проявляют себя в тех случаях, когда такой переход применяется в качестве нагрузки дифференциального усилителя. Дифференциальные усилители, реализующие названную идею, являются логической основой группы интегральных схем получивших название «операционные усилители».

Логика получения больших коэффициентов усиления в дифференциальных усилителях. Упрощенная схема операционного усилителя.

Рассматривая дифференциальный усилитель, мы уже получали оценку его коэффициента усиления в следующем виде:

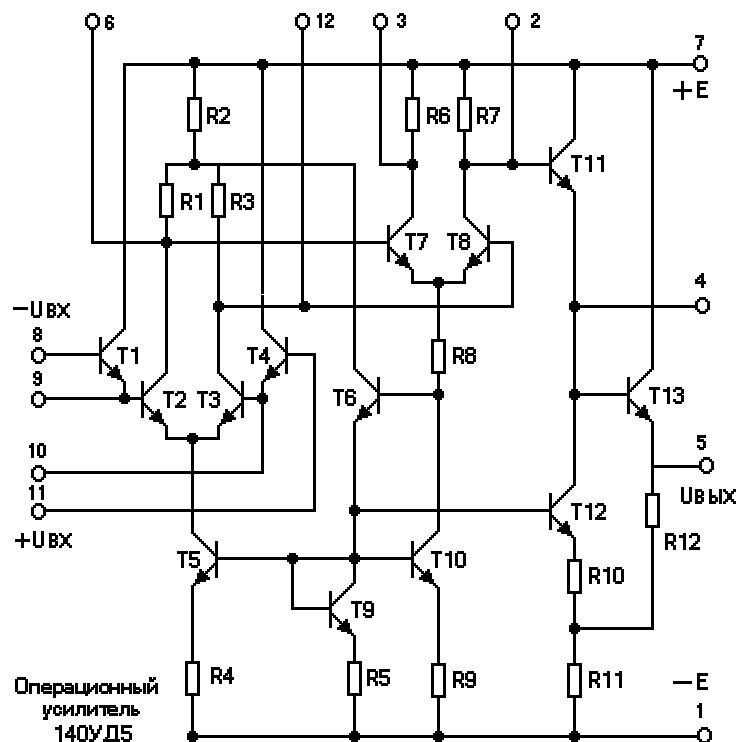
$$U_{ВЫХ} = -\beta \cdot \frac{R_H}{R_1} \cdot U_{ВХ}$$

Эта оценка однозначно показывает, что усиление пропорционально значению R_H . Другими словами, если нам удастся существенно повысить значение R_H и при этом обеспечить необходимый токовый режим для дифференциальной транзисторной пары (T_1 и T_2), возникает заманчивая возможность многократно увеличить коэффициент усиления дифференциального усилителя. Названный подход, реализован в схеме, которая представлена ниже:



В данной схеме, сопротивления R_5 и R_6 обеспечивают непротиворечивый токовый режим для транзисторов T_2 и T_4 , и, тем самым, поддерживают нормальную работу дифференциальной пары T_1 и T_2 . Кроме того, закрытый переход база – коллектор транзистора T_4 , который по отношению к транзистору T_2 работает как генератор тока, обеспечивает столь желанное высокое сопротивление. Более того, коллекторный ток транзистора T_2 , фактически является базовым током транзистора T_4 и с коэффициентом пропорциональным β создает дополнительное усиление сигнала в цепи коллекторов транзисторов T_1 и T_4 . Теоретически такая схема может обеспечить коэффициент усиления на выходе $U_{ВЫХ1}$ порядка нескольких миллионов (ключ разомкнут), однако практически такой полезный сигнал необходимо еще некоторым образом передать потребителю, подключив в виде нагрузки вполне реальное входное сопротивление потребителя. Чтобы не потерять столь счастливо обретенный коэффициент усиления, как правило, применяют развязки с максимально большим входным сопротивлением. В нашем случае (ключ замкнут), в качестве простейшей развязки между $U_{ВЫХ1}$ и $U_{ВЫХ2}$ использован эмиттерный повторитель выполненный на транзисторе T_5 и сопротивлениях R_7 и R_8 .

Логика работы рассмотренной схемы составляет основу для создания интегральных микросхем получивших название «операционные усилители». При этом, саму схему можно рассматривать как максимально упрощенную схему такого операционного усилителя. На рисунке, представленном ниже, приведена схема реального операционного усилителя первого поколения 140УД5, логика построения которого, наиболее прозрачна:



На приведенной схеме, транзисторы T_1 , T_2 , T_3 , T_4 и транзисторы T_7, T_8 соответственно образуют два дифференциальных усилителя включенных последовательно. Первый дифференциальный усилитель (T_1 , T_2 , T_3 , T_4)

использует транзисторы T_1, T_2 для повышения входного сопротивления до значений 100-150 Ком, при этом. выводы 9,10 используются для подключения дополнительных корректирующих цепей. Транзисторы T_6 и T_9 (причем T_9 используется в диодном включении) совместно с сопротивлением R_5 образуют скомпенсированный по температуре источник опорного напряжения, который задает потенциалы для генераторов токов (T_5, R_4 и T_{10}, R_9), питающих соответствующие дифференциальные усилители. Транзисторы T_{11}, T_{12} и T_{13} формируют сложный эмиттерный повторитель, который обеспечивает развязку между каскадами усиления и выходом усилителя. Коэффициент усиления такого ОУ достигает значений порядка 11000 – 17000.

Краткий обзор современных операционных усилителей

Рынок операционных усилителей достаточно широк, и продолжает интенсивно развиваться. В качестве наглядного примера, приведем краткий обзор серий выпускаемых в странах СНГ, выполненный по источникам [3, 4,5, 6, 7]:

СЕРИЯ 140

Наименование	Краткое описание
K140УД1(А-В) КР140УД1(А-В)	Операционные усилители средней точности, без частотной коррекции, с усилением 500...12000.
K140УД2(А,Б)	Операционные усилители средней точности, без частотной коррекции, с составными транзисторами на входе, с дифференциальными выходами, с усилением 30000...240000 и 2000...50000.
K140УД5(А,Б) КР140УД5(А,Б)	Операционные усилители средней точности, без частотной коррекции, с составными транзисторами на входе, с дифференциальными выходами, с усилением 500 и 10000.
K140УД6 КР140УД6 КР140УД608	Операционные усилители средней точности, с внутренней частотной коррекцией, с защитой выхода от коротких замыканий, с малыми входными токами и усилением более 30000.
K140УД7 КР140УД7 КР140УД708 КФ140УД7 КБ140УД7-4	Операционные усилители средней точности, с внутренней частотной коррекцией, с защитой входа и выхода от коротких замыканий, усилением более 20000...30000.
K140УД8(А-В) КР140УД8(А-В)	Операционные усилители средней точности, с полевыми транзисторами на входе, с внутренней частотной коррекцией и усилением 20000...50000.
K140УД11	Операционный усилитель быстродействующий, с внутренней частотной коррекцией, с защитой от коротких замыканий, со скоростью нарастания выходного напряжения более 50 В/мкс.
K140УД12 КР140УД12 КР140УД1208 КБ140УД12-4	Операционные усилители микромощные, с внутренней частотной коррекцией, с защитой от короткого замыкания, с регулируемым потреблением мощности и током потребления 30...190 мкА.
K140УД13	Прецизионный усилитель постоянного тока с дифференциальными входами, с коэффициентом усиления 10
КР140УД1408(А,Б) КБ140УД14-4(А,Б) КР140УД14(А,Б) К140УД14(А,Б)	Операционные усилители без частотной коррекции, с защитой короткого замыкания, с малым входным током и малым током потребления, с коэффициентом усиления 10000...50000

К140УД17(А,Б) КР140УД17(А,Б) КБ140УД17-4(А,Б)	Прецизионные усилители с частотной коррекцией
КР140УД18	Широкополосный операционный усилитель средней точности
К140УД20(А,Б) 140УД20(А,Б) КР140УД20(А,Б) КМ140УД20 Н140УД20(А,Б) КБ140УД20-4	Операционные усилители двоянные (140УД7 x 2)
К140УД22 КР140УД2201 КР140УД22	Операционные усилители средней точности с частотной коррекцией и малыми входными токами
К140УД23 К140УД23А КБ140УД23-4	Операционные усилители средней точности с частотной коррекцией, малыми входными токами и высокой скоростью нарастания выходного напряжения
140УД24	Суперпрецизионный усилитель с МДП -транзисторами на входе
К140УД25(А,Б,В) КР140УД25(А,Б,В,Г)	Прецизионный усилитель со сверхнизким значением входного напряжения и шума
К140УД26(А,Б,В) КР140УД26(А,Б,В,Г)	Широкополосный прецизионный усилитель со сверхнизким значением входного напряжения

СЕРИЯ 153

Наименование	Краткое описание
К153УД1А К153УД101А	Операционные усилители средней точности с выходным напряжением ± 10 В
К153УД2 К153УД201	Операционные усилители средней точности с выходным напряжением ± 10 В , расширенным диапазоном напряжения питания
К153УД5 К153УД501	Прецизионные малощумящие операционные усилители с выходным напряжением ± 10 В
К153УД6 К153УД601	Операционные усилители средней точности, являющиеся усовершенствованной модификацией усилителя К153УД2

СЕРИЯ 154

Наименование	Краткое описание
154УД1А К154УД1А КР154УД1А 154УД1Б К154УД1Б КР154УД1Б	Микромощные операционные усилители средней точности с полной внутренней частотной коррекцией.
154УД3А К154УД3А КР154УД3А 154УД3Б К154УД3Б КР154УД3Б	Быстрые прецизионные операционные усилители с гарантированным временем установления до уровня 0.1% и гарантированными дрейфами входных параметров.
154УД4А К154УД4А КР154УД4А 154УД4Б К154УД4Б КР154УД4Б	Сверхбыстрые операционные усилители с гарантированными временем установления и дрейфами входных параметров.

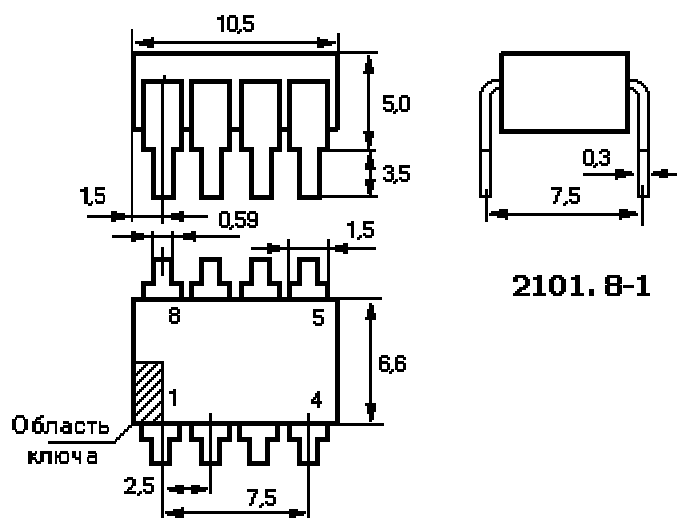
СЕРИЯ 544

Наименование	Краткое описание
K544УД1 КР544УД1	Дифференциальные операционные усилители
K544УД2 КР544УД2	Дифференциальные операционные быстродействующие усилители
КР544УД3	Дифференциальный операционный усилитель с улучшенными точностными характеристиками
КР544УД4	Сдвоенный (2xКР544УД2) операционный усилитель
КР544УД5	Микромощный операционный усилитель
КР544УД6	Сдвоенный (2xКР544УД3) операционный усилитель

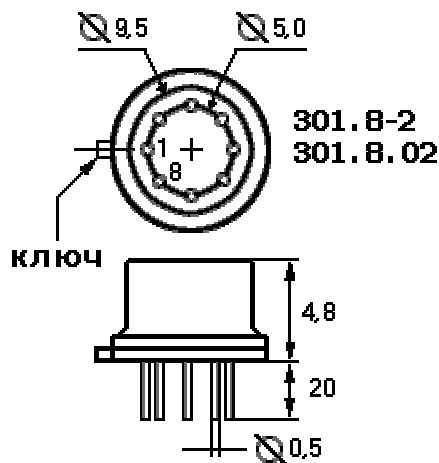
СЕРИЯ 1446

КР1446УД1	Универсальный операционный усилитель, число усилителей : 2, частота единичного усиления 1.8 МГц, коэффициент усиления большого сигнала 96 дБ, входное напряжение смещения 2.5...10 мВ, максимальная скорость нарастания 1.5 В/мкс, напряжение питания 2.5...7 В, ток покоя одного усилителя 0.8...1.5 мА, число выводов - 8.
КР1446УД2)	Микромощный операционный усилитель, число усилителей : 2, частота единичного усиления 0.07 МГц, коэффициент усиления большого сигнала 96 дБ, входное напряжение смещения 2.5...10 мВ, максимальная скорость нарастания 0.05 В/мкс, напряжение питания 2.5...7 В, ток покоя одного усилителя 0.01...0.02 мА, число выводов - 8.
КР1446УД3	Микромощный операционный усилитель, число усилителей : 4, частота единичного усиления 0.07 МГц, коэффициент усиления большого сигнала 96 дБ, входное напряжение смещения 2.5...10 мВ, максимальная скорость нарастания 0.05 В/мкс, напряжение питания 2.5...7 В, ток покоя одного усилителя 0.01...0.02 мА, число выводов - 14.
КР1446УД4	Маломощный операционный усилитель, число усилителей : 2, частота единичного усиления 0.75 МГц, коэффициент усиления большого сигнала 96 дБ, входное напряжение смещения 2.5...10 мВ, максимальная скорость нарастания 0.70 В/мкс, напряжение питания 2.5...7 В, ток покоя одного усилителя 0.1...0.2 мА, число выводов - 8.
КР1446УД5	Быстродействующий операционный усилитель, число усилителей : 2, частота единичного усиления 5 МГц, коэффициент усиления большого сигнала 96 дБ, входное напряжение смещения 2.5...10 мВ, максимальная скорость нарастания 4 В/мкс, напряжение питания 2.5...7 В, ток покоя одного усилителя 2.4...3.5 мА, число выводов - 8.

Типичными корпусами, в которые упаковываются кристаллы операционных усилителей, являются корпуса серий 2101.8 и 301.8. Корпус серии 2101.8 представлен на следующем рисунке:



Корпус серии 301.8 выполняется в металлическом варианте с гибкими выводами и соответственно имеет вид:



В завершении обзора, приведем параметры прецизионного операционного усилителя 140УД25, которые в настоящее время являются индикативными для ОУ данного класса:

Электрические параметры К140УД25 при $U_p = \pm 15$ В, $R_n = 2$ к, $T = 25$ ° С

№	Напряжение питания	± 15 В $\pm 10\%$
1	Максимальное выходное напряжение К140УД25А, КР140УД25А К140УД25Б, КР140УД25Б К140УД25В, КР140УД25В КР140УД25Г	не менее ± 12 В не менее ± 12 В не менее $\pm 11,5$ В не менее $\pm 11,5$ В
2	Напряжение смещения нуля К140УД25А, КР140УД25А К140УД25Б, КР140УД25Б К140УД25В, КР140УД25В КР140УД25Г	не более ± 30 мкВ не более ± 60 мкВ не более ± 100 мкВ не более ± 200 мкВ
3	Входной ток К140УД25А, КР140УД25А К140УД25Б, КР140УД25Б К140УД25В, КР140УД25В КР140УД25Г	не более 40 нА не более 55 нА не более 80 нА не более 80 нА
4	Ток потребления К140УД25А, КР140УД25А К140УД25Б, КР140УД25Б К140УД25В, КР140УД25В КР140УД25Г	не более 4,7 мА не более 4,7 мА не более 5,7 мА не более 5,7 мА
5	Разность входных токов К140УД25А, КР140УД25А К140УД25Б, КР140УД25Б К140УД25В, КР140УД25В КР140УД25Г	не более 35 нА не более 50 нА не более 75 нА не более 75 нА
6	Коэффициент усиления напряжения К140УД25А, КР140УД25А К140УД25Б, КР140УД25Б К140УД25В, КР140УД25В	не менее 1000000 не менее 1000000 не менее 7000000

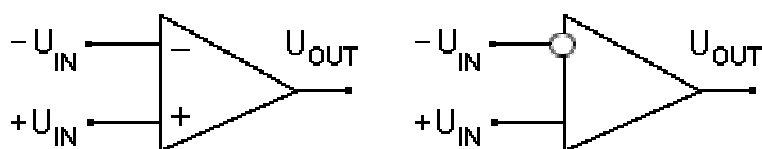
	КР140УД25Г	не менее 7000000
7	Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений К140УД25А, КР140УД25А К140УД25Б, КР140УД25Б К140УД25В, КР140УД25В	не менее 114 дБ не менее 106 дБ не менее 100 дБ
9	Коэффициент влияния нестабильности источников питания на напряжение смещения К140УД25А, КР140УД25А К140УД25Б, КР140УД25Б К140УД25В, КР140УД25В	не более 10 мкВ/В не более 10 мкВ/В не более 20 мкВ/В
10	Частота единичного усиления	не менее 20 МГц
11	Скорость нарастания выходного напряжения	не менее 11 В/мкс

Предельно допустимые режимы эксплуатации К140УД25:

1	Напряжение питания	(13,5...16,5) В
2	Входное синфазное напряжение	не более 10 В
3	Сопротивление нагрузки	не менее 2 кОм
4	Температура окружающей среды	-10...+70 °С

ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ, ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ.

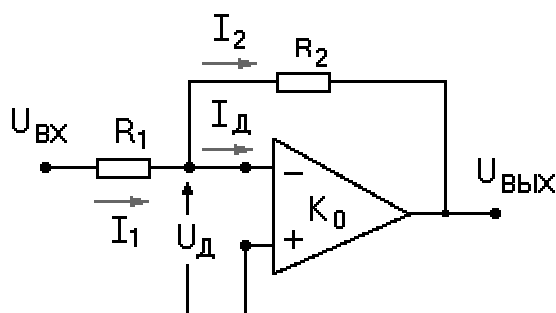
В подавляющем большинстве случаев, внутренняя схемотехника операционных усилителей (далее ОУ) на уровне транзисторов не раскрывается. Вместо этого, операционный усилитель вводится в схемотехнику как завершённый узел, который на схемах обозначается следующим образом:



При этом, вход $-U_{IN}$ ассоциируется с инвертирующим выходной сигнал входом усилителя, а вход $+U_{IN}$ прямым входом. На схеме ОУ такие входы отмечаются соответственно знаками $-$ и $+$ или окружностью отмечается инвертирующий вход. Поскольку коэффициенты усиления ОУ (обычно обозначаемые как K_0) приближаются к значениям 10^6 , то разности потенциалов на входах кратные микровольтам способны переключать его выходное напряжение от минимального до максимального. По этой причине операционный усилитель используется, как правило, только в некотором обрамлении из активных и реактивных сопротивлений. В рамках необходимого нам минимума, рассмотрим несколько стандартных схем на базе ОУ.

Простейший инвертирующий усилитель на базе операционного усилителя.

Простейший инвертирующий усилитель на базе ОУ обрамляется всего двумя активными сопротивлениями R_1 и R_2 , а его схема наиболее прозрачна для иллюстрации принципа отрицательной обратной связи. Логические особенности, которые раскрываются при анализе этой схемы, могут успешно применяться для быстрых инженерных оценок различных параметров других схем на базе ОУ. Итак, схема простейшего инвертирующего усилителя на ОУ представлена на следующем рисунке:



Для вычисления коэффициента передачи приведенной схемы, запишем зависимость для суммы токов на инвертирующем входе ОУ:

$$\frac{U_{ВХ} - U_{д}}{R_1} - \frac{U_{д}}{R_{д}} - \frac{U_{д} - U_{ВЫХ}}{R_2} = 0$$

В рассматриваемой схеме для ОУ выполняется следующая зависимость между напряжением на инвертирующем входе и выходным напряжением:

$$U_{ВЫХ} = -U_{д} \cdot K_0 \quad \text{или} \quad U_{д} = -\frac{U_{ВЫХ}}{K_0}$$

С учетом этого, выражение для суммы токов принимает вид:

$$\frac{U_{ВХ}}{R_1} + \frac{U_{ВЫХ}}{R_1 \cdot K_0} + \frac{U_{ВЫХ}}{K_0 \cdot R_{д}} + \frac{U_{ВЫХ}}{K_0 \cdot R_2} + \frac{U_{ВЫХ}}{R_2} = 0$$

После приведения подобных, данное выражение можно представить следующим образом:

$$U_{ВХ} = -U_{ВЫХ} \cdot \left(\frac{1}{K_0} + \frac{R_1}{K_0 \cdot R_{д}} + \frac{R_1}{K_0 \cdot R_2} + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Как уже отмечалось ранее, коэффициенты усиления (K_0) и входные сопротивления (R_D) приближаются в ОУ соответственно к значениям 10^6 и десяткам 10^6 Ом. Такой порядок величин, входящих в знаменатели дробей, позволяет сразу записать приближенную формулу для идеального ($K_{И}$) коэффициента передачи:

$$U_{ВЫХ} \approx -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_{ВХ} \quad \text{или} \quad U_{ВЫХ} \approx -K_{И} \cdot U_{ВХ}$$

Для оценки корректности введенной идеализации коэффициента передачи, построим выражение, в котором реальный коэффициент передачи связан с идеальным через относительную погрешность:

$$\frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = K_P = -K_{И} \cdot (1 + \gamma) \quad \text{где:} \quad K_{И} = \frac{R_2}{R_1}$$

Для этого в один из членов выражения, которое связывает $U_{ВЫХ}$ и $U_{ВХ}$, введем единичный множитель R_2/R_2 и представим его в виде:

$$U_{ВХ} = -U_{ВЫХ} \cdot \left(\frac{1}{K_0} + \frac{R_1}{K_0 \cdot R_D} \cdot \frac{R_2}{R_2} + \frac{R_1}{K_0 \cdot R_2} + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Такая подстановка, с последующей заменой отношений R_2/R_1 на $K_{И}$ и $U_{ВЫХ}/U_{ВХ}$ на K_P , позволяет переписать данное выражение в форме:

$$\frac{1}{K_P} = -\left(\frac{1}{K_0} + \frac{R_2}{K_{И} \cdot K_0 \cdot R_D} + \frac{1}{K_{И} \cdot K_0} + \frac{1}{K_{И}} \right)$$

А после приведения подобных представить его как:

$$K_P = -\frac{K_{И}}{\frac{K_{И}}{K_0} + \frac{R_2}{K_0 \cdot R_D} + \frac{1}{K_0} + 1}$$

Поскольку мы стремимся определить относительную ошибку, представим $K_{И}$ через это эквивалент:

$$K_P = -K_{И} \cdot (1 + \gamma)$$

В результате получим уравнение, которое легко разрешить по отношению к искомой относительной ошибке:

$$K_{И} \cdot (1 + \gamma) = -\frac{K_{И}}{\frac{K_{И}}{K_0} + \frac{R_2}{K_0 \cdot R_D} + \frac{1}{K_0} + 1}$$

Решением этого уравнения будет выражение следующего вида:

$$\gamma = -\frac{1}{1 + \frac{K_0}{K_{II} + \frac{R_2}{R_D} + 1}}$$

Соответственно итоговое выражение коэффициента передачи можно записать в таком виде:

$$K_P = -K_{II} \cdot \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{K_0}{K_{II} + \frac{R_2}{R_D} + 1}}\right)$$

Или, раскрыв значения K_{II} , представить итоговое выражение коэффициента передачи в явной форме:

$$\frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{K_0}{\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_D} + 1}}\right)$$

Выполним оценки погрешностей идеализации для среднего по характеристикам операционного усилителя, например К153УД5. Коэффициент усиления К153УД5 равен 400000, а входное сопротивление 1Мом. Пусть идеальный коэффициент передачи K_{II} задан равным 100 и определен сопротивлениями R_2/R_1 со значениями 100Ком/1Ком. В этом случае, учет всех составляющих дает относительную погрешность идеализации 0,025269%. Если считать R_D бесконечно большой величиной, то соответствующая ошибка идеализации примет значение 0,025244%.

Как видно из приведенных оценок погрешностей, для инженерных расчетов на постоянном токе (даже для операционных усилителей среднего класса точности) идеальное значение коэффициента передачи можно считать достаточно точным и совершенно обосновано применять зависимость:

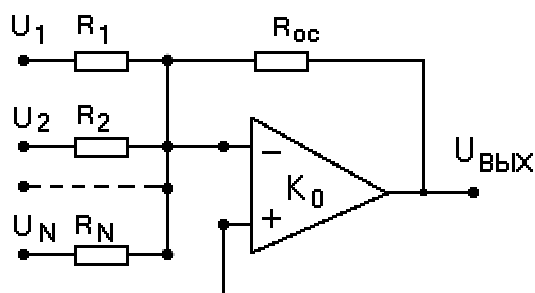
$$U_{ВЫХ} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_{ВХ}$$

Кроме того, из приведенных оценок следуют весьма полезные для инженерных расчетов выводы, относящиеся к схемам на операционных усилителях охваченных отрицательной обратной связью:

- Отрицательная обратная связь стремится установить на выходе операционного усилителя такой потенциал, чтобы напряжение между его входами стремилось к нулю.
- При различных инженерных оценках на постоянном токе, входным током операционного усилителя, который охвачен отрицательной обратной связью, можно пренебрегать.

Простейший сумматор на базе инвертирующего усилителя.

В качестве упражнения по использованию сформулированных принципов, которые сформулированы выше, попробуйте логически обосновать справедливость выражения, которое описывает коэффициент передачи алгебраического сумматора входных сигналов, построенного по следующей схеме:



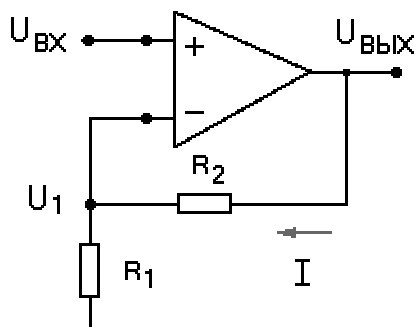
$$U_{\text{ВЫХ}} = -\left(\frac{R_{OC}}{R_1} \cdot U_1 + \frac{R_{OC}}{R_2} \cdot U_2 + \dots + \frac{R_{OC}}{R_N} \cdot U_N\right)$$

Если справедливость этой формулы для вас очевидна, попробуйте также самостоятельно доказать это аналитическим образом, исходя из правил электротехнических расчетов.

Собственно говоря, потребность в выполнении алгебраических операций над аналоговыми сигналами (то есть такими сигналами, которые описываются аналитически непрерывными функциями первая производная которых не имеет скачков), а также возможность реализации этой потребности на операционных усилителях, обусловила присвоение приставки «операционные» рассматриваемому классу усилителей постоянного тока.

Простейший неинвертирующий усилитель на базе операционного усилителя.

Схема простейшего неинвертирующего усилителя представлена на следующем рисунке:



Поскольку отрицательная обратная связь между выходом ОУ и инвертирующим входом, стремится установить разность потенциалов между входами равную нулю, то, при идеализации ОУ, справедлива следующая система выражений:

$$U_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{ВЫХ} \quad \text{и} \quad U_{ВХ} = U_1$$

Соответственно отношение между входным и выходным напряжением примет вид:

$$U_{ВЫХ} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot U_{ВХ}$$

Кроме того, поскольку отрицательная обратная связь стремится установить $U_{ВХ} = U_1$, следует ожидать значительного повышения входного сопротивления схемы. Попробуйте самостоятельно вывести оценку входного сопротивления ОУ в режиме неинвертирующего усилителя. В качестве ожидаемой итоговой оценки приведем идеализированное выражение (K_0 стремится к бесконечности, $R_д$ – входное сопротивление первого дифференциального каскада ОУ) для входного сопротивления всей схемы:

$$R_{ВХ} = \frac{R_д \cdot K_0}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

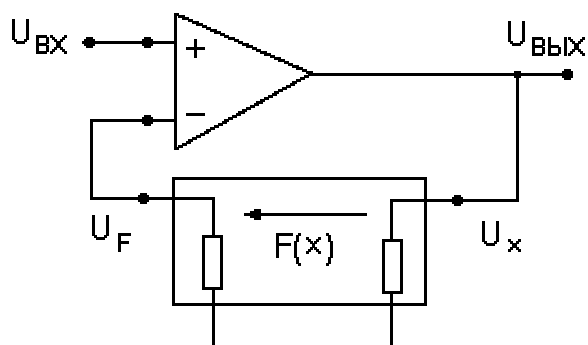
Более точные зависимости приведены в литературе [2].

Решение уравнений с помощью операционного усилителя.

Наиболее интересные следствия, вытекающие из основного принципа работы отрицательной обратной связи, проще всего показать на базе неинвертирующей схемы включения операционного усилителя. Предположим, нам необходимо найти действительные корни следующего уравнения:

$$F(X) = F_0$$

Поскольку основой нахождения такого X_0 , является равенство $F(X_0)=F_0$, обратимся к механизму отрицательной обратной связи, который стремится таким образом установить $U_{ВЫХ}$, чтобы потенциалы между инвертирующим и неинвертирующим входами были равными. Для этого воспользуемся следующей схемой:



Предположим нам удастся создать четырехполюсный элемент, который реализует коэффициент передачи следующего вида:

$$U_F = F(U_X)$$

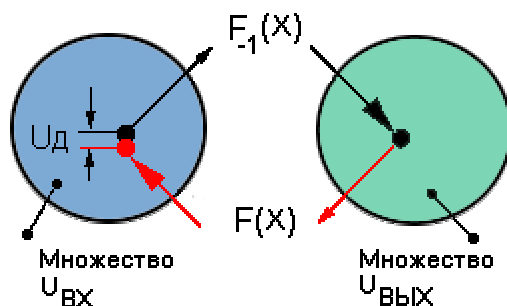
Поскольку отрицательная обратная связь, стремится установить $U_{ВЫХ}$ таким образом, чтобы U_F равнялось $U_{ВХ}$, то фактически схема непрерывно поддерживает не просто равенство, а состояние соответствующее решению уравнения вида:

$$U_{ВХ} = F(U_{ВЫХ})$$

Легко догадаться, что в данном уравнении, $U_{ВХ}$ ассоциируется с значением F_0 , а $U_{ВЫХ}$ соответственно с искомым X_0 .

Особо следует подчеркнуть, что в той области значений $U_{ВЫХ}$, в которой $U_{ВЫХ}$ способно обеспечить нормальную работу отрицательной обратной связи, то есть способно выполнить уравнивание потенциала на неинвертирующем входе

ОУ (или $U_d = 0$), с высокой точностью обеспечивается взаимно однозначное отображение следующего вида:



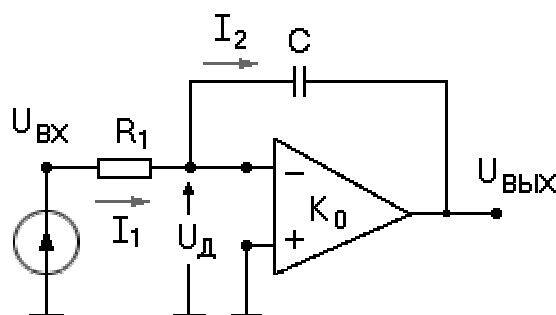
Тем самым, если коэффициент передачи звена в цепи обратной связи рассматривать как некоторую функцию F над $U_{\text{ВЫХ}}$, то коэффициент передачи всей схемы можно рассматривать как обратную (по отношению к F) функцию над $U_{\text{ВХ}}$.

Указанное свойство отрицательной обратной связи является основополагающим для множества моделей и практических решений в электронике, системах управления, измерительной технике.

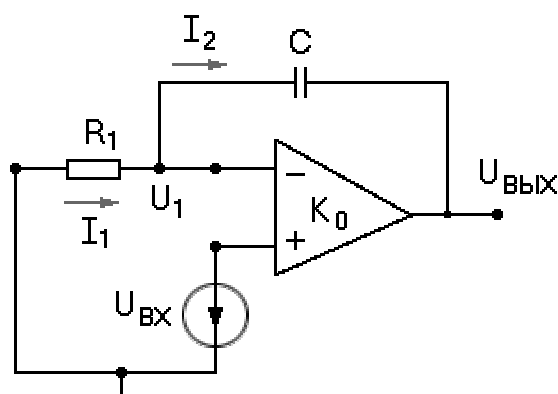
В качестве простейшей иллюстрации применения этого свойства, рассмотрим идею построения интегратора на операционном усилителе.

Простейший интегратор на базе операционного усилителя.

В соответствии с сформулированным выше свойством отрицательной обратной связи, роль интегратора должна выполнять схема в цепи отрицательной обратной связи которой размещена RC или RL дифференцирующая цепочка. Покажем справедливость этого утверждения, выполнив вывод коэффициента передачи для следующей схемы:



Если вспомнить, что напряжение $U_{ВХ}$ моделируется идеальным источником напряжения у которого внутреннее сопротивление равно нулю, то перенос точки отсчета потенциалов (точки заземления) с отрицательного полюса источника $U_{ВХ}$, на положительный полюс не изменит логику работы данной схемы. Однако, схема полученная путем такого преобразования, четко покажет, что обратную связь можно легко представить как дифференциальную RC цепочку между напряжениями $U_{ВЫХ}$ (источник) и U_1 (приемник):



В соответствии с логикой прямой и обратной передаточных функций, до тех пор, пока работает отрицательная обратная связь (или через емкость C протекает ток, который формирует потенциал U_1), такая схема должна выполнять функцию обратную дифференцированию, то есть, функцию интегрирования. Из физики нам известно, что напряжение на конденсаторе (U_C), заряд (Q) и емкость конденсатора (C) связаны следующей зависимостью:

$$C \cdot U_C = Q$$

В дифференциальной форме, в которой независимым аргументом является время (T), данная зависимость имеет следующий вид:

$$C \cdot \frac{dU_C}{dT} = \frac{dQ}{dT} = I$$

Такая зависимость также показывает как изменяющееся во времени напряжение на конденсаторе связано с изменением его заряда или, что равнозначно, как это напряжение связано с током (I), протекающим через конденсатор.

Возвращаясь к исходной схеме интегратора, запишем для идеального ОУ ($U_{д}=0$) связь между токами I_1 и I_2 , которая позволит нам получить коэффициент передачи схемы в аналитическом виде:

$$\frac{U_{ВХ}}{R_1} = -C \cdot \frac{dU_{ВЫХ}}{dT}$$

После выполнения перестановок на равенстве, у нас получится простейшее дифференциальное уравнение, связывающее входное и выходное напряжения:

$$dU_{\text{ВЫХ}} = -\frac{U_{\text{ВХ}}}{CR_1} \cdot dT$$

Очевидно, что решением данного уравнения, после интегрирования правой и левой части равенства, будет зависимость следующего вида:

$$U_{\text{ВЫХ}}(T) = -\frac{1}{CR_1} \cdot \int U_{\text{ВХ}}(T) dT$$

В основном, схемы интеграторов применяются для построения аналого-цифровых преобразователей или преобразователей напряжения частота, где им приходится выполнять интегрирование постоянных во времени входных напряжений, то есть:

$$U_{\text{ВЫХ}}(T) = -\frac{1}{CR_1} \cdot \int_0^T U_{\text{ВХ}} dT = -\frac{U_{\text{ВХ}} \cdot T}{CR_1}$$

В данном случае, абсолютное значение напряжения на выходе интегратора будет линейно возрастать во времени. При этом, крайне важно иметь оценку максимально допустимого времени интегрирования, то есть, оценить время в течении которого, выходное напряжение ОУ не выходит за диапазон своего максимума или минимума и способно своим изменением поддерживать работу отрицательной обратной связи.

Напомним что в системе единиц СИ, установлена следующая зависимость :

$$\text{Фарада} \cdot \text{Ом} = \text{Секунда}$$

Для большинства ОУ, приемлемый диапазон выходных напряжений находится в пределах от -10В до $+10\text{В}$. В качестве примера, оценим время достижения одной из этих границ (начиная с нуля) интегратором с параметрами $R=20\text{Ком}$ и $C=1\text{МкФ}$, на вход которого подано постоянное напряжение 10В .

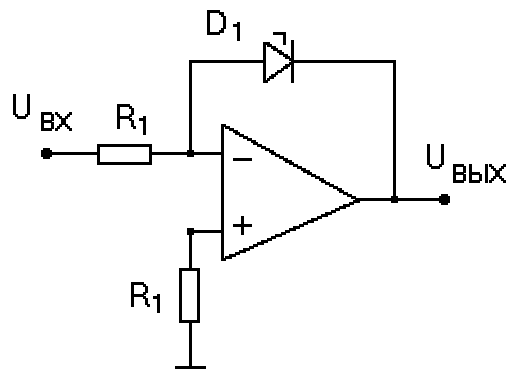
$$T = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \cdot CR_1 = \frac{10}{10} \cdot (10^{-6}) \cdot (20 \cdot 10^3) = 10^{-2} = 20\text{мсек}$$

Интервал 20 мсек, не является значением, которое выбрано для примера совершенно случайным образом. Дело в том, что 20 мсек соответствует полный

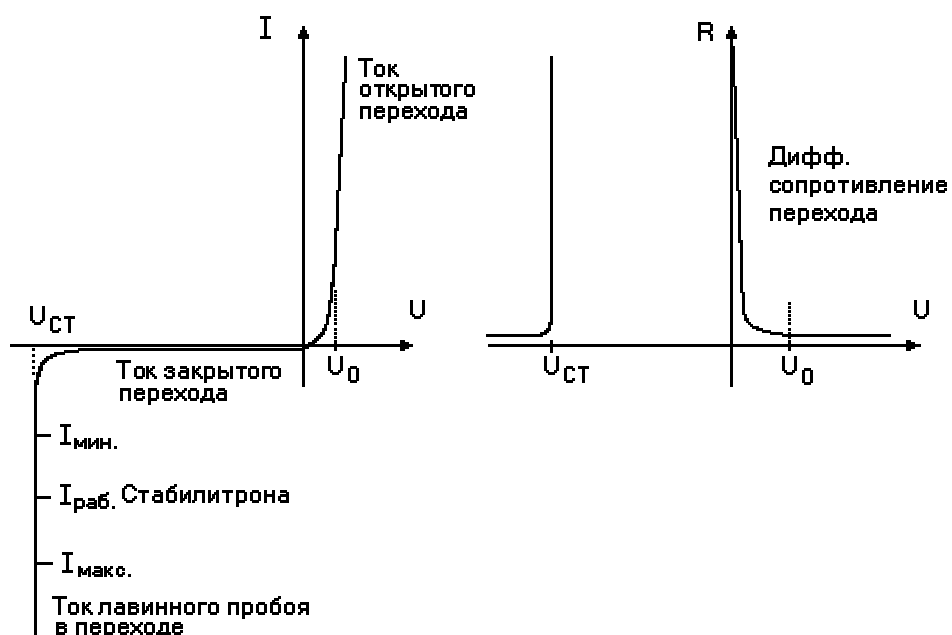
период синусоидального напряжения с частотой 50Гц, которое формирует типичные помехи для электронных схем. В случае интегрирования такой помехи на интервале ее периода, вносимая помехой ошибка будет стремиться к нулю.

Простейший схема сравнения с нулем или компаратор нулевого уровня на базе операционного усилителя.

Аналогично интеграторам, компараторы или устройства для сравнения сигналов с заданными уровнями напряжений применяются для построения аналого-цифровых преобразователей или преобразователей напряжения частота, а также позволяют отслеживать различные потенциалы, для реализации алгоритмов управления по граничными значениями, в том числе отслеживать и границы выходных напряжений на интеграторах. Простейший компаратор, фиксирующий переход входного сигнала через нулевое значение, и обеспечивающий выходные сигналы совместимые с микросхемами ТТЛ - логики представлен на следующем рисунке:



Для того, чтобы понять особенности применения в цепи отрицательной обратной связи стабилитрона, рассмотрим его вольт-амперную характеристику:



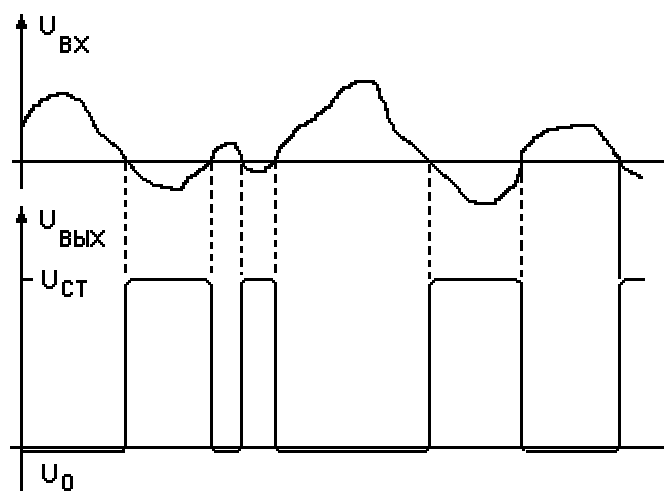
В первую очередь следует обратить внимание на то, каким образом изменяется дифференциальное сопротивление такого прибора. В диапазоне напряжений выше U_0 сопротивление составляет несколько десятков Ом. В диапазоне от U_0 до $U_{СТ}$ значение сопротивления стремиться к бесконечности. Если напряжение ниже $U_{СТ}$, сопротивление снова падает до нескольких десятков Ом. Таким образом, оценивая коэффициент передачи компаратора, мы вынуждены либо использовать весьма сложную аналитическую функцию, которая описывает сопротивление стабилитрона на всем диапазоне напряжений, либо, что более привлекательно для инженерных оценок, разбить описание на три участка, на которых это сопротивление можно считать постоянным:

$$U_{ВЫХ} \approx -\frac{20}{R_1} \cdot U_{ВХ} \quad \text{для } U_{ВХ} \in (+\infty \dots U_0)$$

$$U_{ВЫХ} = -\frac{10^6}{R_1} \cdot U_{ВХ} \quad \text{для } U_{ВХ} \in (U_0 \dots -U_{СТ})$$

$$U_{ВЫХ} \approx -\frac{20}{R_1} \cdot U_{ВХ} \quad \text{для } U_{ВХ} \in (-U_{СТ} \dots -\infty)$$

При таком подходе, становится достаточно просто построить эпюры реакции компаратора на некоторый входной сигнал произвольной формы, например:



На приведенном графике четко видно, каким образом компаратор нулевого уровня формирует импульсы уровня $U_{СТ}$ для всех случаев, когда входное напряжение оказывается меньше нуля.

Качество компараторов, как устройств сравнения, во многом определяет качество измерений. Это обусловлено тем, что любой вид или схему измерения можно привести к формуле сравнения измеряемой величины с эталоном. По данной причине, для задач сравнения, применяются самые высокоточные и

самые быстродействующие операционные усилители, либо их специальные модификации. При выборе ОУ на роль компаратора, следует особое внимание уделять его трем основным параметрам, то есть, коэффициенту усиления (чувствительность компаратора), уровню шумов и дрейфов приведенному ко входу (точность компаратора), скорости нарастания выходного сигнала (время запаздывания суждения компаратора или его быстродействие).

В последнее время скорость нарастания выходного сигнала ОУ, стала соизмеримой со скоростью выхода стабилитрона из состояния лавинного пробоя, то есть, стабилитрон стал узким местом в схемотехнике нормирующих выходной сигнал компараторов. Для разрешения данной проблемы, вместо стабилитронов, как правило, применяются специальные сборки из туннельных диодов, в которых эффект лавины, заменяется эффектом туннелирования и, тем самым, задержки, которые формируются в цепи отрицательной обратной связи, становятся пренебрежимо малыми.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Материал, представленный в данном разделе, является тем минимумом сведений по электронике, который с позиции оценок и подходов, характерных для инженерных расчетов на постоянном токе, позволяет профессионально рассматривать материал последующих глав книги. Следует понимать, что данный раздел, рассматривая один из сегментов электроники с позиций оценок и логики функционирования не может заменить собой комплексное и многоаспектное изучение материала. По этой причине, крайне полезно более пристально ознакомиться с рекомендуемой литературой.

ЛИТЕРАТУРА

1. И.П. Степаненко. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Москва, «Энергия», 1977г., 670с.
2. А.Г. Алексенко, Е.А. Коломбет, Г.И. Стародуб. Применение прецизионных аналоговых ИС. Москва, «Радио и связь», 1981г.,224с.,ил.
3. Операционные усилители Справочник. том 1 М., "Физматлит", 1993 г.,240 с. - ISBN 5-02-015113-0
4. Отечественные микросхемы и зарубежные аналоги Справочник. Перельман Б.Л.,Шевелев В.И. "НТЦ Микротех", 1998г.,376 с. - ISBN-5-85823-006-7
5. Интегральные микросхемы и их зарубежные аналоги: Справочник. Том 7./А. В. Нефедов. - М.:ИП РадиоСофт, 1999г. - 640с.:ил.