

Лабораторная работа 1

ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

ключевые слова и термины

выпрямитель

полупроводниковый диод

анод, катод

прямое включение, обратное включение

однополупериодный выпрямитель

двухполупериодный выпрямитель, диодный мост

пульсации выпрямленного напряжения, коэффициент пульсаций

сглаживающие фильтры, емкостной фильтр, индуктивный фильтр

умножители напряжения, схема Латура

Большинство радиотехнических устройств получают энергию для своей работы от источника постоянного напряжения. Вместе с тем для передачи энергии на расстояние и для удобства преобразования значения амплитуды напряжения используются источники переменного напряжения. Поэтому в каждом электронном устройстве обязательно должен присутствовать блок, преобразующий переменное напряжение в постоянное. Именно эти устройства носят название *выпрямители*.

Все выпрямители строятся на основе нелинейных двухполюсников с сильно несимметричной вольт-амперной характеристикой. В настоящее время чаще всего для этого используются *полупроводниковые диоды* (рис. 1.1).

При подключении к диоду положительного напряжения (потенциал *анода* выше потенциала *катода*) через диод течёт ток, существенно превышающий значение *обратного тока* I_0 (как правило, не больше 1 мкА). В этом случае говорят о включении диода в *прямом* направлении. При *обратном* включении диода (потенциал анода ниже потенциала катода) ток через него не может превысить величины I_0 . По этой причине схемное обозначение диода можно рассматривать как изображение стрелки, направление которой указывает на возможное направление протекания тока. Следует обратить внимание, что при прямом включении диода падение напряжения на нём, как это видно из рис. 1.1, составляет приблизительно 0,6 В. Это справедливо для по-

лупроводниковых диодов, изготовленных на основе кремния (Si). Для германиевых диодов (Ge) падение напряжения на них в прямом направлении составляет около 0,3 В.

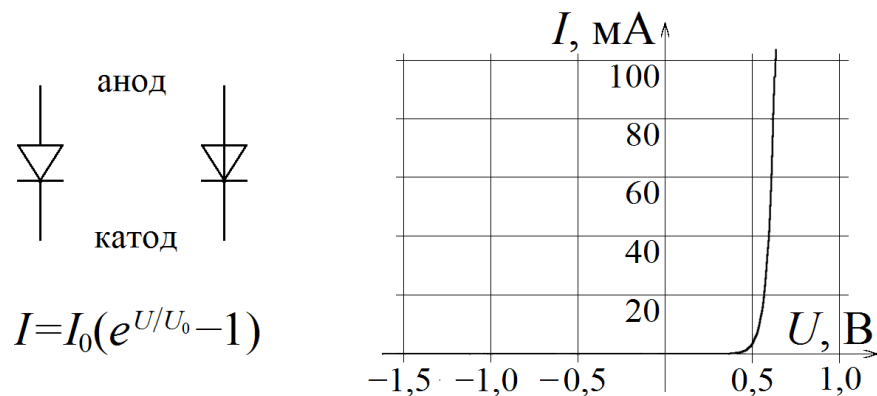


Рис. 1.1. Обозначения полупроводникового диода и типичный вид его вольт-амперной характеристики

Простейший выпрямитель представляет собой последовательное включение диода и сопротивления нагрузки (рис. 1.2). При положительной разности потенциалов на входе схемы диод оказывается включённым в прямом направлении, падение напряжения на нем составляет $\approx 0,6\text{ В}$, и напряжение на нагрузке равно $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - 0,6\text{ В}$. При отрицательных значениях входного напряжения ток через диод, включённый в обратном направлении, оказывается практически равным нулю (I_0), и поэтому падение напряжения на нагрузке имеет также нулевое значение. При подаче на вход схемы переменного напряжения выходное напряжение меняется во времени так, как это показано на рис. 1.2.

Как видно из рис. 1.2, на нагрузке падает только одна половина периода входного напряжения. По этой причине рассмотренную схему выпрямителя называют *однопериодной* схемой. Как видно из диаграммы его работы, во время положительного периода выходное напряжение несколько меньше входного (приблизительно на 0,6 В), а во время отрицательного – практически равно нулю. Если входное напряжение составляет доли вольта, выходное также стремится к нулю, что делает невозможным работу такого выпрямителя для переменного напряжения малой амплитуды.

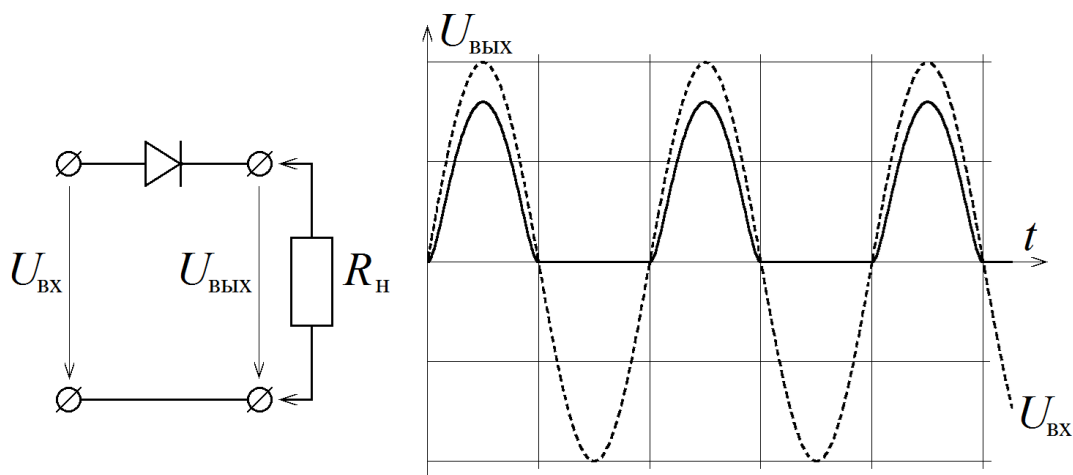


Рис. 1.2. Однополупериодный выпрямитель и диаграммы его работы

При использовании однополупериодного выпрямителя без дополнительных устройств напряжение на нагрузке значительную часть времени оказывается равна нулю.

От этого недостатка свободен *двухполупериодный выпрямитель*, схема которого приведена на рис. 1.3.

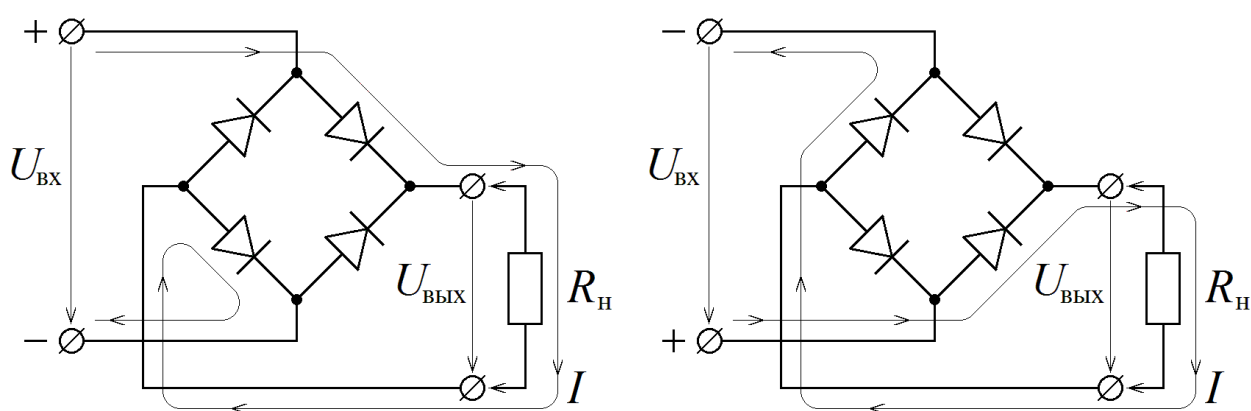


Рис. 1.3. Двухполупериодный мостовой выпрямитель. Показан путь протекания электрического тока при различных полярностях входного напряжения

Главная особенность двухполупериодного выпрямителя (называемого также *выпрямительным диодным мостом*) состоит в том, что при любой полярности входного напряжения ток через нагрузку протекает в одном и том же направлении. В отличие от однополупериодного выпрямителя, напряжение на нагрузке почти всегда (кроме некоторых моментов времени) отлично от нуля, что хорошо демонстрирует рис. 1.4. В этом и состоит главное пре-

имущество двухполупериодной схемы. Следует, однако, отметить и некоторые её недостатки. Во-первых, нагрузка в ней подключается к входному напряжению через два последовательно включённых диода, и поэтому отличие падения напряжения на нагрузке от входного напряжения в два раза больше, чем в однополупериодном выпрямителе ($U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - 0,6\text{В}$ для одно- и $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - 1,2\text{В}$ в двухполупериодном выпрямителе). Во-вторых, в отличие от однополупериодного, в двухполупериодном выпрямителе вход и выход не имеют общих точек, что приводит к некоторым трудностям в практической схемотехнике.

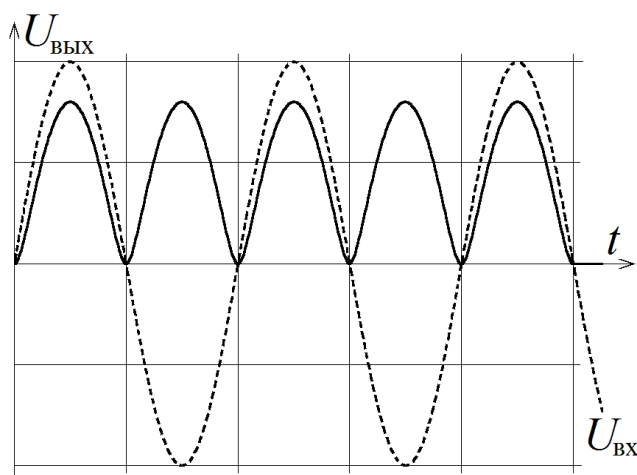


Рис. 1.4. Диаграммы работы двухполупериодного выпрямителя

Выходной сигнал выпрямителей обоих рассмотренных типов назвать постоянным можно только с очень большой натяжкой. В нём присутствуют *пульсации*, то есть отклонения от среднего уровня. *Коэффициентом пульсаций* называют отношение максимальной величины отклонения выходного напряжения от его среднего уровня:

$$d = \max(U - U_{\text{ср}}) / U_{\text{ср}}.$$

Для устранения пульсаций (точнее, для уменьшения коэффициента пульсаций) в схемы выпрямителей включают *сглаживающие фильтры*. Простейшим сглаживающим фильтром является *емкостной фильтр*, (иногда используется также определение «ёмкостный»), изображенный на рис. 1.5. Суть его работы состоит в следующем. Когда входное напряжение диодного моста по абсолютной величине больше, чем напряжение на конденсаторе, одна пара диодов оказывается включённой в прямом направлении, и через неё протекает значительный ток, заряжающий конденсатор C . Если же абсолютная величина входного напряжения меньше напряжения конденсатора,

все диоды включены в обратном направлении, и конденсатор разряжается через сопротивление нагрузки R_H : $U_{\text{ВЫХ}} = U_0 e^{-t/R_H C}$. Эти процессы приводят к зависимости выходного напряжения от времени, приведенной на рис. 1.5.

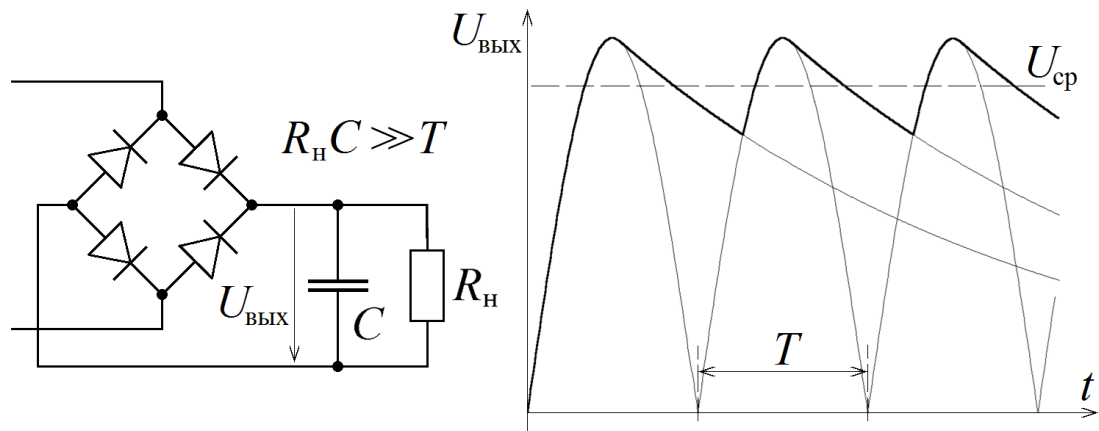


Рис. 1.5. Емкостной сглаживающий фильтр и диаграммы его работы (без учета падения напряжения на диодах)

Как видно из рис. 1.5, напряжение на нагрузке всегда имеет ненулевое значение, причём величина пульсаций выпрямленного напряжения тем меньше, чем больше постоянная времени $R_H C$. При бесконечно большой нагрузке (холостой ход) пульсации выпрямленного напряжения отсутствуют. Таким образом, для того, чтобы величина пульсаций была малой по сравнению со средним значением выпрямленного напряжения, необходимо выполнение условия $R_H C \gg T$, где T – период выпрямленного напряжения, который в случае однополупериодного выпрямителя совпадает с периодом входного переменного напряжения, а в случае двухполупериодного – в два раза меньше его.

Следует иметь в виду, что при выполнении указанного условия величина выходного напряжения совпадает с амплитудным значением входного переменного напряжения (а не с его действующим значением, которым принято характеризовать величину переменного напряжения).

Пример 1.1. Рассчитать емкостной сглаживающий фильтр для двухполупериодного выпрямителя напряжения бытовой сети для питания нагрузки мощностью 500 Вт (что при напряжении 220 В приблизительно соответствует 100-ваттной нагрузке). Оценить среднее выпрямленное напряжение и коэффициент пульсаций.

Решение. Напряжение бытовой сети имеет частоту 50 Гц и действующее значение напряжения 220 В. Этому соответствует период 20 мс и амплитудное значение $220\text{ В} \times \sqrt{2} = 311\text{ В}$. Значение ёмкости фильтра следует выбрать из условия $C \gg T/R_n = 10\text{ мс}/500\text{ Ом} = 20\text{ мкФ}$. Выберем $C = 200\text{ мкФ}$. Время разряда RC-цепочки составляет в этом случае величину $R_n C = 100\text{ мс}$, поэтому за длительность периода выпрямленного напряжения конденсатор успеет разрядиться до напряжения $311\text{ В} - 311\text{ В} \times 10\text{ мс}/100\text{ мс} = 280\text{ В}$. Следовательно, выходное напряжение колеблется от величины 280 В до величины 311 В. Таким образом, среднее значение выпрямленного напряжения составляет $U_{\text{ср}} = (280\text{ В} + 311\text{ В})/2 = 295\text{ В}$, а коэффициент пульсаций равен

$$d = \max(U_{\text{вых}} - U_{\text{ср}})/U_{\text{ср}} = 16\text{ В}/295\text{ В} = 0,054.$$

Помимо емкостного сглаживающего фильтра, для уменьшения величины пульсаций применяются также *индуктивные фильтры* (см. рис. 1.6). Индуктивный фильтр в некотором смысле является противоположностью емкостного – пульсации выходного напряжения минимальны при малых значениях сопротивления нагрузки. Для минимизации величины пульсаций при расчёте индуктивного фильтра необходимо соблюдать условие $L/R_n \gg T$.

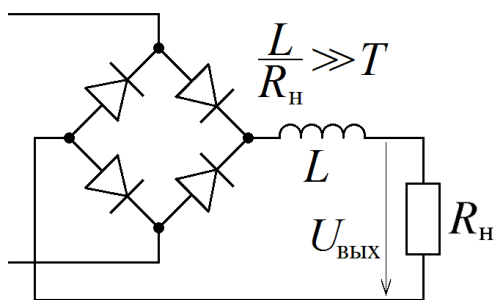


Рис. 1.6. Индуктивный сглаживающий фильтр

Емкостные фильтры имеют хорошие показатели при работе на высокоомную нагрузку, индуктивные – на низкоомную. Иногда применяются сглаживающие фильтры более сложной структуры, одинаково хорошо проявляющие себя при работе как на высоко-, так и на низкоомную нагрузку.

На рис. 1.7 приведен один из вариантов таких смешанных фильтров.

Во всех рассмотренных схемах выпрямителей выходное напряжение не превосходит амплитудного значения входного переменного напряжения.

На основе диодов и конденсаторов строятся также более сложные схемы, постоянное напряжение на выходе которых может составлять удвоенное, утроенное, учетверённое и т.д. амплитудное значение входного напряжения. Та-

кие схемы носят название *умножители напряжения*. Простейшей схемой этого вида является *схема Латура*, которая является удвоителем напряжения. Эта схема приведена на рис. 1.8. Во время положительного полупериода

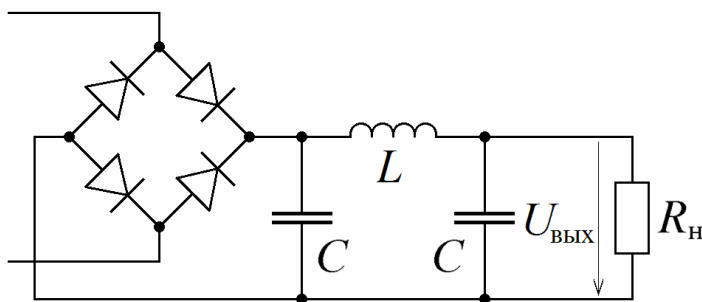


Рис. 1.7. Индуктивно-емкостной
Π-образный сглаживающий фильтр

и левый (по схеме) конденсатор заряжается до напряжения $-U_{амп}$. Поскольку конденсаторы соединены нижними (по схеме) обкладками, разность потенциалов между верхними обкладками равна $2U_{амп}$. Так, использование входного

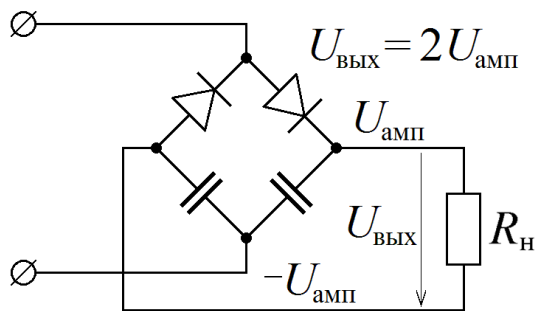


Рис. 1.8. Удвоитель напряжения Латура

входного напряжения правый по схеме конденсатор заряжается до амплитудного значения входного напряжения $+U_{амп}$, во время отрицательного полупериода он оказывается отключен от входной цепи

напряжения с действующим значением 220 В обеспечивает величину выходного напряжения схемы $2 \times 220 \text{ В} \times \sqrt{2} = 622 \text{ В}$. Следует, конечно, учитывать, что при недостаточно больших значениях ёмкости конденсаторов их разряд

приведет к тому, что выходное напряжение будет несколько меньше указанного значения.

Пример 1.2. Рассчитать удвоитель напряжения по схеме Латура для сетевого напряжения 220 В, 50 Гц, выдающий выходной ток 100 мА.

Решение. Напряжение с действующим значением 220 В имеет амплитудное значение $220 \text{ В} \times \sqrt{2} = 311 \text{ В}$. Схема удвоения напряжения выдаст постоянное напряжение 622 В, поэтому выходной ток 100 мА должен течь через нагрузку $622 \text{ В} / 100 \text{ мА} = 6,22 \text{ кОм}$. Этот ток будет создаваться двумя последовательно соединёнными конденсаторами, имеющими общую ёмкость $C/2$, где C – ёмкость каждого из конденсаторов. За период изменения входного напряжения, равный 10 мс (полупериод переменного напряжения с частотой

той 50 Гц) напряжение на нагрузке не должно существенно измениться, поэтому должно выполняться условие $R(C/2) \gg 10 \text{ мс}$, откуда $C \gg 2 \times 10 \text{ мс} / R = 20 \text{ мс} / 6,22 \text{ кОм} = 32,2 \text{ мкФ}$. В качестве конденсаторов удвоителя напряжения можно использовать конденсаторы с ёмкостью не менее 100 мкФ и с максимально допустимым напряжением не менее 320 В.

Контрольные вопросы

1. Чем отличается германиевый полупроводниковый диод от кремниевого?
2. Почему на рис. 1.1 показано, что при обратном включении ток через диод равен нулю, хотя из формулы его вольт-амперной характеристики следует, что он равен нулю только при $U = 0$?
3. Какое обратное напряжение должен выдерживать диод при использовании его в однополупериодном выпрямителе?
4. Перечислить основные достоинства и недостатки двухполупериодного выпрямителя.
5. Сглаживающий фильтр выпрямителя рассчитан на работу со входным напряжением частотой 50 Гц. Можно ли его использовать при частоте входного напряжения 400 Гц? А при частоте 10 Гц?
6. Емкостной и индуктивный сглаживающие фильтры одинаково хорошо работают при нагрузке 100 Ом. Какой из них следует использовать при увеличении сопротивления нагрузки до 1 кОм? При его уменьшении до 10 Ом?
7. Можно ли применить схему удвоения напряжения для повышения напряжения батарейки 1,5 В до 3 В?

Программа лабораторной работы

1. Получить у преподавателя схему выпрямителя и схему сглаживающего фильтра, а также величины выходного напряжения $U_{\text{вых}}$, его частоты и максимального выходного тока I_{max} .

2. Собрать схему выпрямителя с подключённой нагрузкой, имеющей сопротивление $U_{\text{вых}}/I_{\text{max}}$. Подать на вход выпрямителя переменное напряжение заданной частоты и подобрать его амплитуду, чтобы постоянное выходное напряжение приблизительно равнялось заданному значению.

Измерить выходной ток (амперметром постоянного тока), выходное напряжение выпрямителя (вольтметром постоянного напряжения) и действующее значение пульсаций выходного напряжения (вольтметром переменного напряжения). При моделировании схемы в системе Proteus рекомендуется измерять величину переменного падения напряжения вольтметром переменного тока, включённым через трансформатор (можно – с коэффициентом трансформации 1) для устранения постоянной составляющей сигнала.

Вычислить коэффициент пульсаций.

3. Подключить номинальную нагрузку к выпрямителю через сглаживающий фильтр. Рассчитать параметры элементов сглаживающего фильтра. Подключить входное переменное напряжение (с параметрами п.2) и измерить среднее выпрямленное напряжение, выходной ток и коэффициент пульсаций.

4. Подобрать значения амплитуды входного напряжения и номиналов элементов фильтра для реализации заданного значения средневыхпрямленного напряжения и коэффициента пульсаций при номинальной нагрузке.

5. Изменяя сопротивление нагрузки, снять зависимость среднего выходного напряжения и коэффициента пульсаций от среднего значения выходно-

го тока выпрямителя. При этом диапазон изменения выходного тока должен начинаться от 0 и доходить до максимального значения $1,5 \dots 2 I_{\max}$.

6. По полученным в п.5 результатам построить графики зависимости среднего выходного напряжения выпрямителя и его коэффициента пульсаций от среднего значения выходного тока. Объяснить построенные графики.

Содержание отчёта

Отчёт должен содержать:

1. Задание лабораторной работы – схемы выпрямителя и сглаживающего фильтра, величины выходного напряжения, его частоты и максимального выходного тока.

2. Расчёт номинальной нагрузки выпрямителя и значение подобранного входного напряжения.

3. Измеренные значения среднего выходного тока, среднего выходного напряжения и действующего значения пульсаций выходного напряжения и вычисленный по ним коэффициент пульсаций для выпрямителя без сглаживающего фильтра.

4. Расчёт номиналов элементов сглаживающего фильтра.

5. Измеренные значения среднего выходного тока, среднего выходного напряжения и действующего значения пульсаций выходного напряжения и вычисленный по ним коэффициент пульсаций для выпрямителя со сглаживающим фильтром.

6. Уточнённые значения входного напряжения и номиналов элементов фильтра для реализации заданного значения средневывпрямленного напряжения и коэффициента пульсаций при номинальной нагрузке.

7. Таблицу измерения и графики зависимостей среднего выходного напряжения и коэффициента пульсаций от среднего значения выходного тока выпрямителя.

Лабораторная работа 2

СТАБИЛИТРОН

ключевые слова и термины

стабилитрон, диод Зенера

напряжение стабилизации

дифференциальное сопротивление стабилитрона

параметрический стабилизатор напряжения

коэффициент стабилизации

минимальный ток стабилизации

максимальный ток стабилизации

Широкое применение в электронике находят диоды специальной конструкции, типичная вольт-амперная характеристика которых приведена на рис. 2.1. Эти устройства носят название *стабилитроны* или *диоды Зенера*. Прямая ветвь ВАХ таких полупроводниковых приборов практически не отличается от прямой ветви ВАХ диодов. При обратном же напряжении ток через стабилитрон резко возрастает при превышении напряжением некоторого порога.

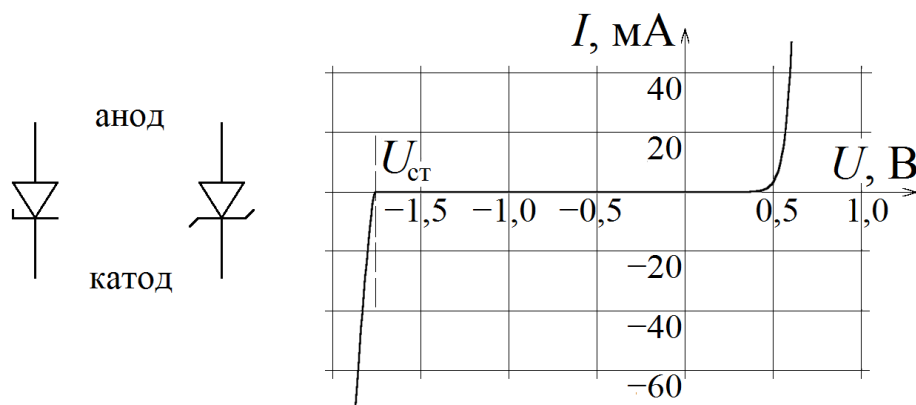


Рис. 2.1. Условные обозначения стабилитрона (слева — по ГОСТ) и типичный вид его вольт-амперной характеристики

Упомянутое пороговое значение напряжения носит название *напряжение стабилизации* $U_{ст}$, а коэффициент наклона ВАХ при $U < U_{ст}$ — *дифференциальное сопротивление* стабилитрона.

Чаще всего стабилитрон используется в схемах *параметрических стабилизаторов напряжения* (рис. 2.2). В параметрическом стабилизаторе напряжения выходное напряжение снимается со стабилитрона, последова-

тельно подключенного через сопротивление к источнику напряжения. При изменении напряжения источника рабочая точка стабилитрона смещается вверх по ВАХ (увеличивается ток через стабилитрон). При этом падение напряжения на стабилитроне изменяется незначительно, как это можно увидеть из рис. 2.2. Следует обратить внимание, что стабилитрон на рис. 2.2 включен в обратном направлении по отношению к показанному на рис. 2.1, и поэтому его рабочая точка находится фактически на обратной ветви ВАХ.

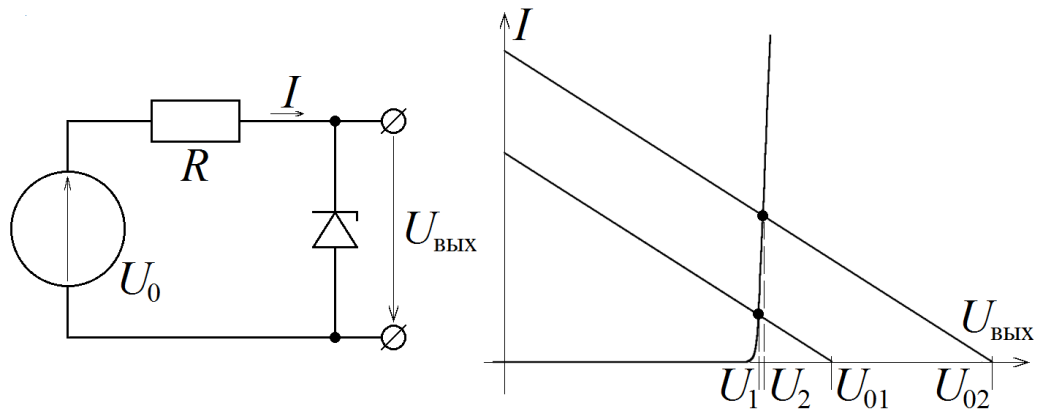


Рис. 2.2. Параметрический стабилизатор напряжения и принцип его работы

Применяя несложные геометрические соображения, легко показать, что изменения входного и выходного напряжений связаны соотношением:

$$\Delta U_{\text{вых}} = U_2 - U_1 = (r/R)(U_{02} - U_{01}) = (r/R)\Delta U_{\text{вх}},$$

где r – дифференциальное сопротивление стабилитрона, R – сопротивление подключенного последовательно резистора (балластное сопротивление).

Отношение $\Delta U_{\text{вх}} / \Delta U_{\text{вых}}$ называют *коэффициентом стабилизации*. Для параметрического стабилизатора напряжения коэффициент стабилизации равен отношению R/r .

К другим важным параметрам стабилитрона относятся минимальный и максимальный токи стабилизации. При величине тока, протекающего через стабилитрон, меньшей, чем *минимальный ток стабилизации* $I_{\text{мин}}$, рабочая точка сходит с линейного участка его ВАХ, его дифференциальное сопротивление увеличивается, и его использование для стабилизации напряжения становится невозможным. Если же значение тока через стабилитрон превы-

шает максимальный ток стабилизации $I_{\text{макс}}$, в стабилитроне начинаются необратимые изменения, которые могут закончиться выходом его из строя.

Пример 2.1. Составить схему параметрического стабилизатора напряжения с использованием стабилитрона КС156, имеющего следующие параметры: $U_{\text{ст}} = 5,6 \text{ В}$, $I_{\text{мин}} = 3 \text{ мА}$, $I_{\text{макс}} = 55 \text{ мА}$, $r = 40 \text{ Ом}$ при диапазоне изменения входного напряжения $30 \dots 50 \text{ В}$. Вычислить коэффициент стабилизации и диапазон изменения сопротивления нагрузки.

Решение. Выберем величину тока, протекающего через стабилитрон, на нижней границе диапазона значений входного напряжения, равной 20 мА . Эта величина существенно превышает минимальное значение тока стабилизации. Проведя нагрузочную прямую, соответствующую выбранной рабочей точке и входному напряжению 30 В (рис. 2.3), найдём значение балластного сопротивления R в схеме, показанной на рис. 2.2: $R = 30 \text{ В} / 25 \text{ мА} = 1,2 \text{ кОм}$. При данном значении сопротивления R входное напряжение 50 В вызывает протекание через стабилитрон тока менее 40 мА (по рис. 2.3), что существенно меньше максимально допустимого значения тока стабилизации. Коэффициент

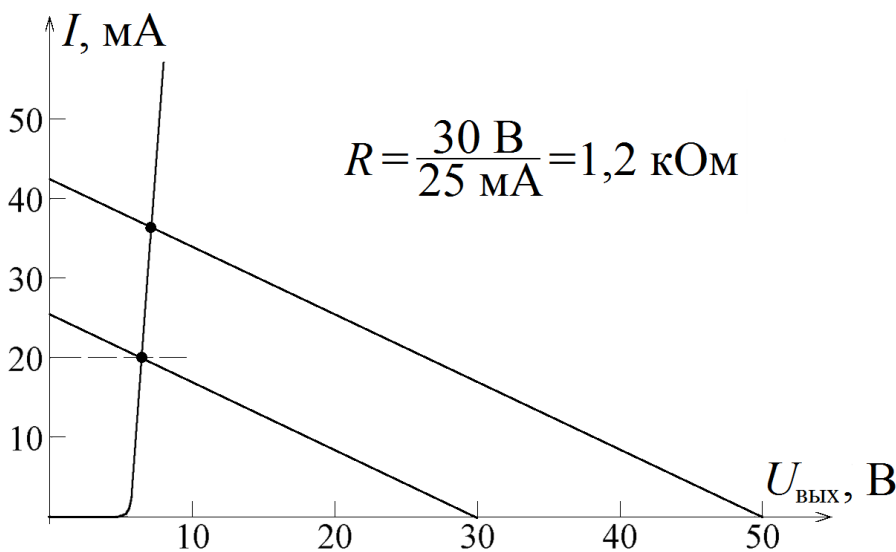


Рис. 2.3. Проектирование стабилизатора напряжения (пример 2.1)

построенного стабилизатора должен составлять величину $R/r = 1,2 \text{ кОм} / 40 \text{ Ом} = 30$, т.е. при изменении входного напряжения на 20 В (весь диапазон возможных значений) выходное меняется на величину менее 1 В .

Поскольку при минимальном значении входного напряжения 30 В ток через стабилитрон имеет выбранное значение 20 мА , что существенно превышает минимальный ток стабилизации, от параметрического стабилизатора можно ответить во внешнюю цепь ток

до ≈ 15 мА. При этом через резистор по-прежнему будет протекать ток 20 мА, ток через стабилитрон будет равняться 5 мА. Току 15 мА при напряжении 5,6 В соответствует сопротивление нагрузки 370 Ом. Итак, сопротивление нагрузки разработанного стабилизатора может принимать значения от 370 Ом до бесконечности.

Другое применение стабилитрона – уменьшение изменяющегося во времени сигнала на фиксируемую величину (рис. 2.4).

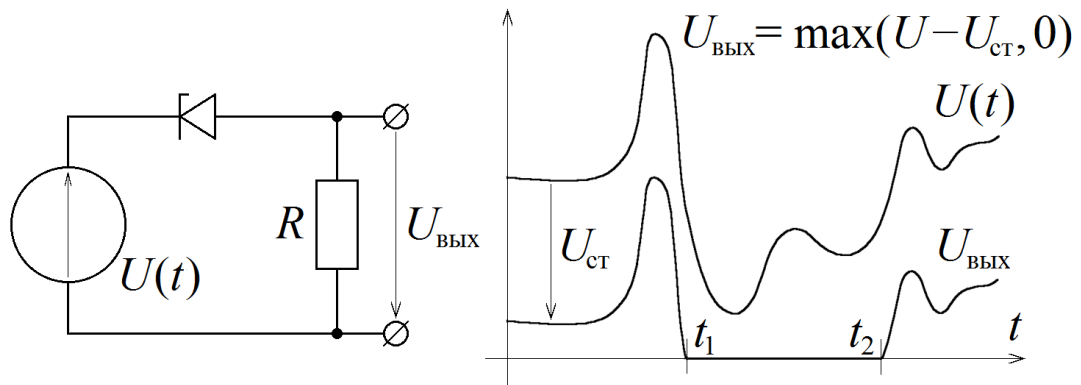


Рис. 2.4. Понижение уровня сигнала на фиксируемую величину

Если входное напряжение меньше напряжения $U_{\text{СТ}}$, ток через стабилитрон отсутствует, и выходное напряжение равно нулю (интервал времени $t_1 \dots t_2$ на рис. 2.4). В противном случае выходное напряжение меньше входного на величину $U_{\text{СТ}}$.

Описанную схему можно также рассматривать как пороговое устройство – как только входное напряжение превышает значение $U_{\text{СТ}}$, ток через резистор R принимает отличное от нуля значение.

Контрольные вопросы

1. Можно ли в стандартных выпрямительных схемах заменить диоды стабилитронами?
2. Какими свойствами обладает последовательное соединение стабилитронов (оба стабилитрона включены в одном направлении)?

3. Какими свойствами обладает параллельное соединение стабилизаторов (стабилизаторы включены в противоположных направлениях)?

4. Может ли напряжение стабилизации стабилизатора принимать отрицательное значение?

5. Какие действия следует предпринять, чтобы повысить коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора напряжения, не изменяя маркировку стабилизатора?

6. Найти падение напряжения на стабилизаторе, через который протекает ток $(I_{\text{мин}} + I_{\text{макс}})/2$.

7. Какой выходной сигнал будет формироваться схемой, показанной на рис. 2.4, при использовании отрицательного входного сигнала?

Программа лабораторной работы

1. Получить у преподавателя стабилизатор для исследований, максимальный ток стабилизации $I_{\text{макс}}$ и максимальное входное напряжение стабилизатора.

2. Определить дифференциальное сопротивление стабилизатора. Для этого пропустить через стабилизатор ток $I_{\text{макс}}$, измерить напряжение на стабилизаторе, затем уменьшить ток через стабилизатор на 20...30% и зафиксировать уменьшение напряжения на стабилизаторе. Вычислить дифференциальное сопротивление r как отношение уменьшения напряжения к уменьшению тока.

3. Рассчитать необходимое значение балластного сопротивления R и собрать параметрический стабилизатор напряжения, рассчитанный на заданное максимальное значение входного напряжения.

4. Изменяя нагрузку стабилизатора, снять нагрузочную характеристику стабилизатора $U_{\text{вых}}(I_{\text{вых}})$ для нескольких (не менее трёх) значений входного напряжения. Определить по построенным графикам выходное сопротивление стабилизатора.

5. Изменяя входное напряжение стабилизатора, снять передаточную характеристику стабилизатора $U_{\text{вых}}(I_{\text{вых}})$ для нескольких (не менее трёх) значений сопротивления нагрузки стабилизатора. Определить по построенным графикам коэффициент стабилизации стабилизатора.

6. Сравнить полученный коэффициент стабилизации со значением R/r .

Содержание отчета

Отчет должен содержать:

1. Задание лабораторной работы – марку стабилитрона, максимальный ток стабилизации и максимальное входное напряжения стабилизатора.

2. Таблицу измерений дифференциального сопротивления стабилитрона и вычисленное по ней значение дифференциального сопротивления.

3. Рассчитанное значение балластного сопротивления и схему собранного стабилизатора напряжения с номиналами элементов.

4. Таблицу (таблицы) измерений семейства нагрузочных характеристик стабилизатора, построенные по ним графики и рассчитанные по ним значения внутреннего сопротивления стабилизатора.

5. Таблицу (таблицы) измерений семейства передаточных характеристик стабилизатора, построенные по ним графики и рассчитанные по ним значения коэффициента стабилизации стабилизатора.

6. Теоретический расчёт коэффициента стабилизации и сравнение его с измеренными значениями.

Лабораторная работа 3

УСИЛИТЕЛИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

ключевые слова и термины

аналоговый сигнал, цифровой сигнал

усилитель, коэффициент усиления

входной сигнал, выходной сигнал

входные клеммы, вход

выходные клеммы, выход

усилитель напряжения, усилитель тока

преобразователь напряжения в ток,

преобразователь тока в напряжение

коэффициент усиления по напряжению

коэффициент усиления по току

диапазон рабочих частот

нижняя граничная частота, верхняя граничная частота

входное сопротивление,

дифференциальное входное сопротивление

выходное сопротивление

дифференциальное выходное сопротивление

передаточная характеристика

динамический диапазон

коэффициент нелинейных искажений

Сигналы, обрабатываемые радиоэлектронными устройствами, принято разделять на *аналоговые* и *цифровые*. Аналоговым сигналом называется сигнал, определённый в каждый момент времени и принимающий значения в непрерывном диапазоне возможных значений. С одной стороны, для каждого момента времени (из некоторого конечного интервала) задано определённое значение аналогового сигнала. С другой стороны, задавшись некоторым значением аналогового сигнала из непрерывного диапазона возможных значений, можно указать по крайней мере один (а может быть, более, чем один) момент времени, в котором сигнал принимает именно это значение. Сигналы, принимающие значения не из непрерывного диапазона значений, а из конечного множества фиксированных значений, называются *цифровыми* (или *дискретными*) сигналами.

Наиболее типичным представителем аналоговых устройств схемотехники является *усилитель*. Назначение усилителя – по *входному сигналу* $x(t)$ формировать *выходной сигнал* $y(t)$, который представляет собой входной сигнал, умноженный на некоторую постоянную величину:

$$y(t) = K x(t).$$

Величину K называют *коэффициентом усиления* усилителя.

Поскольку как входной, так и выходной сигналы усилителя, как правило, представляют собой ток или напряжение, меняющиеся во времени, для задания входного сигнала необходимы две *входные клеммы*, в совокупности называемые *входом* усилителя, и, по подобной же причине, для снятия выходного сигнала необходимы две *выходные клеммы* (*выход* усилителя), как это изображено на рис. 3.1.

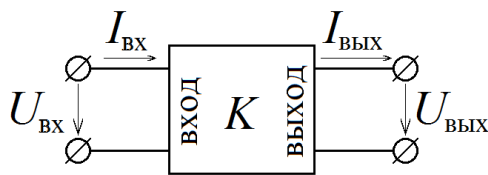


Рис. 3.1. Усилитель аналоговых сигналов

Наиболее часто как входным, так и выходным сигналом являются напряжения $U_{\text{ВХ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$, и в этом случае усилитель называют *усилителем*

напряжения. Его главным параметром является коэффициент усиления по напряжению, который можно определить, зафиксировав входное напряжение (или его амплитуду при измерениях в режиме переменного тока), и измеряя выходное напряжение (или, соответственно, его амплитуду) на выходных клеммах. Необходимо отметить, что измерения следует проводить без подключения нагрузки к выходу усилителя, как это показано на рис. 3.2а. Коэффициент усиления в этом случае составит величину

$$K_U = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}},$$

то есть отношение выходного и входного напряжений (или их амплитуд в режиме измерения на переменном токе) и называется *коэффициентом усиления по напряжению*.

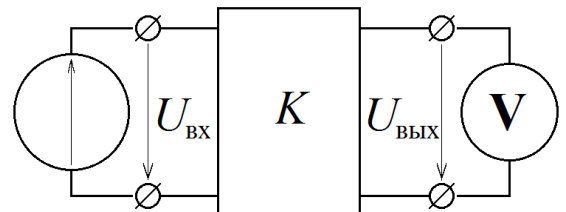


Рис. 3.2а. Измерение коэффициента усиления по напряжению

Реже входным и выходным сигналами являются входной и выходной токи $I_{\text{ВХ}}$ и $I_{\text{ВЫХ}}$, в этом случае усилитель называют *усилителем тока*. Главным параметром усилителя тока является коэффициент усиления по току $K_I = I_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{ВХ}}$, измерения которого следует проводить согласно схеме рис. 3.2б, подключая к входу усилителя источник тока фиксированной величины (или амплитуды) и измеряя величину (амплитуду) выходного тока.

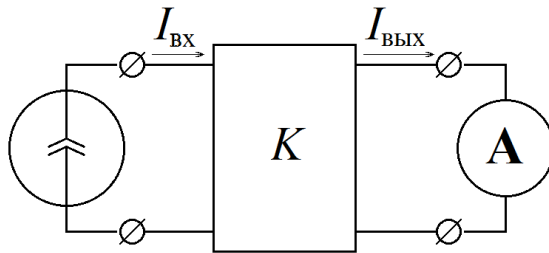


Рис. 3.2б. Измерение коэффициента усиления по току

В ряде случаев используются устройства, входным сигналом которых является ток, а выходным — напряжение (или наоборот, входным — напряжение, а выходным — ток).

Такие устройства принято называть

преобразователями напряжения в ток (или преобразователями тока в напряжение).

При практическом использовании любого усилителя к его выходу подключается нагрузка, обладающая некоторым сопротивлением $R_{\text{н}}$. Подключение нагрузки влечёт за собой некоторое изменение коэффициентов усиления как по напряжению, так и по току. При наличии конечной нагрузки можно говорить о выходной мощности усилителя $P_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ВЫХ}} U_{\text{ВЫХ}}$ и о коэффициенте усиления усилителя по мощности:

$$K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{ВЫХ}} U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}} U_{\text{ВХ}}} = K_I K_U$$

На практике собственно усилителями принято называть устройства с положительным (в децибелах) коэффициентом усиления по мощности, то есть устройства с $K_P > 1$. Так, повышающий трансформатор, хотя его выходное напряжение может во много раз превышать входное, усилителем называть не следует.

Поскольку мощность выходного сигнала усилителя должна превышать мощность входного сигнала, в полном соответствии с законом сохранения

энергии, усилитель нуждается во внешнем источнике энергии. Поэтому работа любого реального усилителя невозможна без внешнего источника питания.

Как и любая схема, обладающая входом и выходом, усилитель обладает амплитудно-частотной (АЧХ) и фазово-частотной характеристиками (ФЧХ), отражающими зависимость абсолютного значения величины коэффициента усиления $K(\omega)$ и фазового сдвига, вносимого усилителем $\Phi(\omega)$ от частоты входного сигнала $\omega = 2\pi f$. Как правило, АЧХ усилителя приблизительно постоянна в некотором частотном диапазоне, называемом *диапазоном рабочих частот* усилителя и ограниченном *нижней и верхней граничными частотами* усилителя. За пределами диапазона рабочих частот частотная характеристика, как правило, имеет невысокое значение. По значениям граничных частот принята следующая (достаточно условная) классификация усилителей:

	Нижняя граничная частота, Гц	Верхняя граничная частота, Гц
Усилители постоянного тока	0	$10^3 \dots 10^8$
Усилители низких (звуковых) частот	20 ... 50	$10^4 \dots 2 \times 10^4$
Усилители высоких частот	$10^4 \dots 10^5$	$10^7 \dots 10^8$
Широкополосные усилители	20 ... 50	$10^7 \dots 10^8$

Подключение к усилителю источника входного сигнала со стороны входа и нагрузки со стороны выхода (рис. 3.3), вне всякого сомнения, влияет на его работу. Проанализируем это влияние. Усилитель с подключённой нагрузкой представляет собой двухполюсник. Различные значения сопротивления

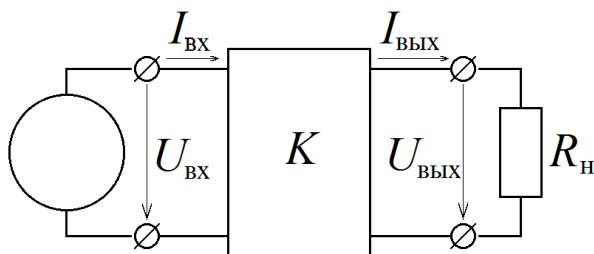


Рис. 3.3. Подключение к усилителю нагрузки и источника входного сигнала

нагрузки $R_Н$ соответствуют различным двухполюсникам, и, формально, одно и то же входное напряжение $U_{ВХ}$ должно вызывать различные входные токи $I_{ВХ}$. Однако практически для всех реальных усилителей

влияние сопротивления нагрузки на входной ток настолько незначительно, что на практике им можно пренебречь. Считают, что входной ток определя-

ется только входным напряжением, причем в линейном приближении эта зависимость принимает простой вид:

$$I_{\text{вх}} = \frac{1}{R_{\text{вх}}} U_{\text{вх}},$$

или, для малых изменений входного напряжения и входного тока:

$$dI_{\text{вх}} = \frac{1}{r_{\text{вх}}} dU_{\text{вх}},$$

где $R_{\text{вх}}$ и $r_{\text{вх}}$ – *входное сопротивление* либо *дифференциальное входное сопротивление* усилителя.

При анализе работы усилителя со стороны выхода применяют такой же подход, который используется при анализе работы электрических источников. При неизменном значении входного напряжения (и, соответственно, входного тока) усилитель представляет собой электрический источник, обладающий напряжением холостого хода $U_{\text{ХХ}}$ и выходным сопротивлением $R_{\text{вых}}$ (либо дифференциальным выходным сопротивлением $r_{\text{вых}}$). Нетрудно показать, что напряжение холостого хода усилителя равно $U_{\text{ХХ}} = KU_{\text{вх}}$. *Выходное сопротивление* (либо *дифференциальное выходное сопротивление*), наряду с коэффициентом усиления и входным сопротивлением, является основным параметром усилителя.

Считая главными параметрами усилителя его коэффициент усиления и его входное и выходное сопротивления, рассматривают эквивалентную схему усилителя напряжения, изображенную на рис. 3.4.

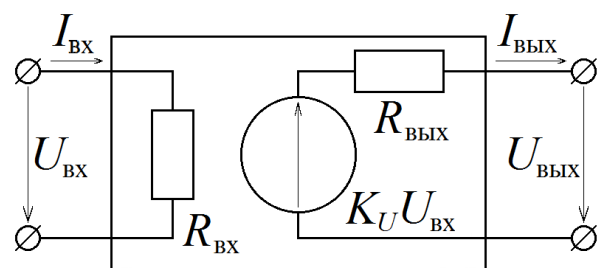


Рис. 3.4. Эквивалентная схема усилителя напряжения

Использование эквивалентной схемы существенно упрощает анализ работы усилителей.

Пример 3.1. К входу усилителя с $K_U = 100$, $R_{вх} = 10 \text{ кОм}$ и $R_{вых} = 100 \text{ Ом}$ подключён источник с амплитудой напряжения 10 мВ и внутренним сопротивлением 20 Ом . Определить амплитуду выходного напряжения при подключении нагрузки 50 кОм .

Решение. При подключении источника к входу усилителя образуется делитель напряжения с коэффициентом деления

$$K_1 = \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_{ист}} = \frac{10 \text{ кОм}}{10 \text{ кОм} + 20 \text{ Ом}} = 0,998,$$

поэтому напряжение непосредственно на входе усилителя будет равно $10 \text{ мВ} \times 0,998 = 9,98 \text{ мВ}$. Выходное напряжение $K_U \times 9,98 \text{ мВ} = 998 \text{ мВ}$ подаётся на делитель напряжения $R_{вых} R_n$ с коэффициентом деления

$$K_2 = \frac{R_n}{R_{вых} + R_n} = \frac{25 \text{ кОм}}{25 \text{ кОм} + 100 \text{ Ом}} = 0,996.$$

Таким образом, напряжение на нагрузке составит величину

$$10 \text{ мВ} \times K_1 \times K_U \times K_2 = 0,958 \text{ В}.$$

Для типичных, встречающихся на практике усилителей напряжения зависимость выходного напряжения от нагрузки можно характеризовать выходным сопротивлением только при небольших значениях выходного тока. Для выходных токов произвольного значения выходное напряжение определяется, как и для других электрических источников, нагрузочной характеристикой.

Зависимость выходного напряжения усилителя напряжения от входного линейна только для малых значений входного напряжения. Для больших его значений коэффициент усиления становится отличным от первоначального значения и зависимость величины выходного напряжения от величины входного может быть отображена графически. Такая зависимость носит название *передаточной характеристики* усилителя. Характерный вид типичной передаточной характеристики приведён на рис. 3.5. На этом рисунке легко наблюдать, что передаточная характеристика имеет почти линейный характер для входных напряжений, меньших определенной величины (на рис. 3.5. обозначенной ΔU). Это явление имеет место на передаточных характери-

ках всех усилителей, при этом максимальное значение входного напряжения, при котором сохраняется линейный характер передаточной характеристики, носит название *динамический диапазон*.

Ещё одним важным параметром усилителя является *коэффициент нелинейных искажений*.

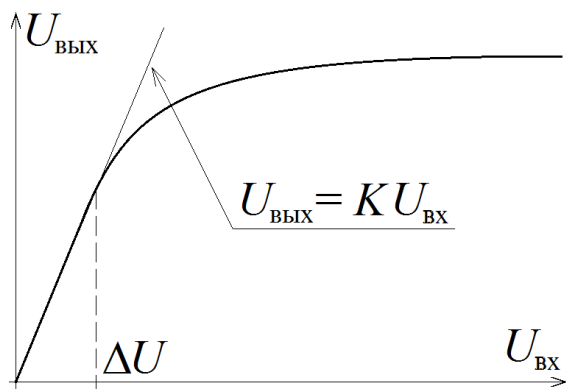


Рис. 3.5. Характерный вид типичной передаточной характеристики

При подаче на вход усилителя напряжения даже идеально синусоидальной формы выходное напряжение реального усилителя будет содержать, помимо синусоиды с частотой входного напряжения f , синусоиды с частотами, кратными этой частоте, то есть $2f$, $3f$ и т.д. Чем мень-

ше амплитуды этих составляющих, тем ближе выходной сигнал к идеальной синусоиде с частотой f , и тем ближе усилитель к идеальному. Численно эта близость к идеалу выражается коэффициентом нелинейных искажений:

$$K_{\text{нэ}} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1},$$

где U_1, U_2, U_3, \dots — амплитуды соответствующих гармоник выходного напряжения, то есть его составляющих с частотами $f, 2f, 3f$ и т.д.

Контрольные вопросы

1. Может ли усилитель обладать отрицательным коэффициентом усиления?
2. Может ли усилитель обладать коэффициентом усиления, меньшим единицы?

3. Чему равны коэффициенты усиления по мощности устройств, изображённых на рис. 1.2а и рис. 1.2б?
4. Какой элемент схемотехники подключён к входу усилителя на рис.1.3.?
5. Как должна выглядеть эквивалентная схема усилителя тока?
6. Какой вид имеют нагрузочные характеристики идеального усилителя напряжения и идеального усилителя тока?
7. Может ли коэффициент нелинейных искажений усилителя иметь отрицательное значение?

Программа лабораторной работы

1. Получить у преподавателя усилитель для исследования.
2. Снять АЧХ усилителя. Для этого подать на вход усилителя переменное напряжение с некоторой частотой и достаточно малой амплитудой (синусоидальность выходного сигнала следует контролировать с помощью осциллографа), измерить действующие значения входного $U_{вх}$ и выходного $U_{вых}$ сигнала, и вычислить значение АЧХ на данной частоте как отношение $U_{вых}/U_{вх}$.
По полученным результатам построить график в двойном логарифмическом масштабе.
3. Определить полосу пропускания усилителя как диапазон частот, в котором АЧХ имеет постоянное значение (изменяется не больше, чем на 3 дБ).
4. Измерить входное сопротивление усилителя. Для этого подать на вход усилителя переменное напряжение с частотой в пределах полосы пропускания усилителя и достаточно малой амплитудой (синусоидальность выходно-

го сигнала следует контролировать с помощью осциллографа), измерить действующие значения входного напряжения $U_{\text{вх}}$ и входного тока $I_{\text{вх}}$ и вычислить входное сопротивление как отношение $U_{\text{вх}}/I_{\text{вх}}$.

Измерения входного сопротивления провести на нескольких (не менее 3) значениях частоты входного сигнала в пределах полосы пропускания усилителя.

5. Снять передаточную характеристику усилителя. Для этого подать на вход усилителя напряжение с частотой посередине полосы пропускания усилителя. Амплитуду входного переменного напряжения следует выбирать такой, чтобы выходное напряжение имело неискажённую синусоидальную форму (визуально, по осциллографу) с амплитудой, существенно меньшей напряжения источника питания усилителя. Затем, изменяя амплитуду входного напряжения, измерить с помощью вольтметра переменного напряжения амплитуду выходного сигнала. Измерения следует проводить без подключения нагрузки к выходу усилителя.

По полученным результатам построить график передаточной характеристики усилителя.

По построенной характеристике определить максимальное значение входного напряжения, при котором передаточная характеристика остаётся линейной.

6. Измерить выходное сопротивление усилителя. Для этого подать на вход усилителя переменное напряжение с частотой в пределах полосы пропускания усилителя и амплитудой не больше максимального входного напряжения и, подключив к выходу усилителя по очереди две различные нагрузки с сопротивлениями R_1 и R_2 (одно из сопротивлений может равняться бесконечности, т.е. измерения можно проводить без нагрузки), измерить действующие значения выходного напряжения $U_{\text{вых1}}$, $U_{\text{вых2}}$ и выходного тока

$I_{\text{вых1}}, I_{\text{вых2}}$. Вычислить выходное сопротивление усилителя по формуле $R_{\text{вых}} = -(U_{\text{вых2}} - U_{\text{вых1}}) / (I_{\text{вых2}} - I_{\text{вых1}})$.

Измерения выходного сопротивления провести на нескольких (не менее 3) значениях частоты входного сигнала в пределах полосы пропускания усилителя.

Содержание отчета

Отчет должен содержать:

1. Задание лабораторной работы – схему усилитель для исследования.
2. Таблицу измерений АЧХ усилителя.
3. График АЧХ усилителя и определённую по нему полосу пропускания усилителя.
4. Таблицу измерений входного сопротивления усилителя с рассчитанными значениями входного сопротивления.
5. Таблицу измерений передаточной характеристики.
6. График передаточной характеристики и определённое по нему максимальное значение входного напряжения.
7. Таблицу измерений выходного сопротивления усилителя с рассчитанными значениями выходного сопротивления..

Лабораторная работа 4

УСИЛИТЕЛИ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

ключевые слова и термины

семейство выходных характеристик

рабочая точка транзистора, смещение транзистора

входное сопротивление транзистора

выходное сопротивление транзистора

каскад с общим эмиттером (ОЭ)

каскад с общим коллектором (ОК), эмиттерный повторитель

каскад с общей базой

Биполярные транзисторы «обречены» быть использованными при построении усилителей благодаря известной формуле:

$$I_k = \beta I_{\text{б}},$$

где I_k – ток в цепи коллектора, $I_{\text{б}}$ – ток, втекающий в базу, β – коэффициент усиления по току, относящийся к индивидуальным свойствам транзистора. Приведённая формула является обобщением семейства *выходных характеристик* транзистора (рис. 4.1), то есть набору зависимостей напряжения $U_{\text{кэ}}$ от тока I_k при разных значениях тока базы $I_{\text{б}}$. Приведённая формула, конечно,

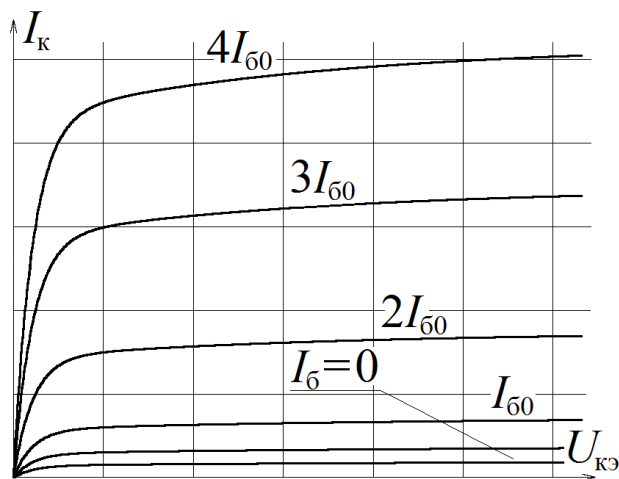


Рис. 4.1. Семейство выходных характеристик биполярного транзистора (схематично)

является приближением и ею можно пользоваться только при достаточно больших положительных значениях напряжения $U_{\text{кэ}}$ ($>0,5$ В) и положительных значениях $I_{\text{б}}$.

Во всех усилительных каскадах на основе биполярных транзисторов входное напряжение формирует ток $I_{\text{б}}$, он обеспечивает усиленный ток в цепи коллектора $I_k = \beta I_{\text{б}}$, а для фор-

мирования выходного напряжения последовательно с транзистором (в цепь коллектора) дополнительно включают резистор, который превращает изме-

нения коллекторного тока в изменения выходного напряжения: $\Delta I_K R = -\Delta U_{\text{ВЫХ}}$.

Принято рассматривать три основные схемы для построения усилительных каскадов на биполярных транзисторах (рис. 4.2): каскад с общим эмиттером (ОЭ), каскад с общим коллектором (ОК, эмиттерный повторитель) и каскад с общей базой (ОБ).

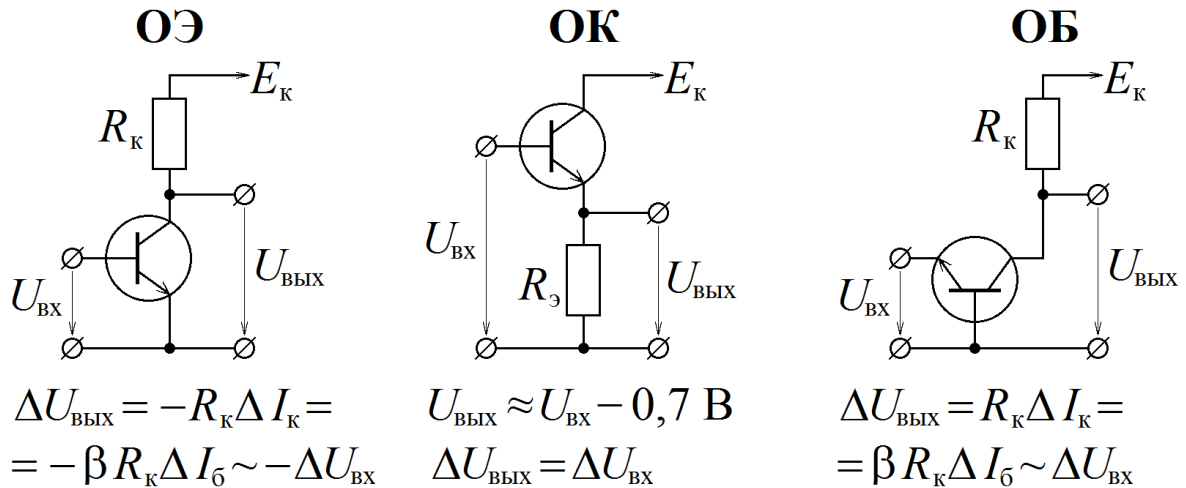


Рис. 4.2. Основные схемы усилительных каскадов на биполярных транзисторах. (Эскизы, не отражено задание рабочей точки)

Приведённые на рис. 4.2 схемы усилительных каскадов используются для любых нелинейных трёхполюсников со свойствами усиления. Известны каскады с общим катодом, с общим анодом (катодный повторитель) и с общей сеткой, каскады с общим истоком, общим стоком (истоковый повторитель) и общим затвором и т.д. Аналогичные каскады обладают аналогичными свойствами.

Каскад с общим эмиттером

Каскад с общим эмиттером имеет достаточно высокий коэффициент усиления (пропорциональный β), средние (приемлемые на практике) значения входного и выходного сопротивлений и поэтому широко используется в практической схемотехнике. Главная проблема, возникающая при его использовании – задание *рабочей точки транзистора* (синоним – *смещение транзистора*). Дело в том, что в эскизных схемах рис. 4.2 подразумевается, что ток I_K может как увеличиваться, так и уменьшаться, то есть в отсут-

ствие входного сигнала он должен иметь некоторое определённое значение, которое должно определять падение напряжения на резисторе R_K и, следовательно, выходное напряжение каскада в отсутствие входного сигнала. Поскольку это выходное напряжение имеет минимальное значение 0 (транзистор полностью открыт), а максимальное – E_K (транзистор полностью закрыт), логично задать значение тока I_K в отсутствие входного сигнала таким, чтобы выходное напряжение равнялось $E_K/2$. В этом случае сопротивление резистора R_K следует выбрать равным $E_K/(2I_{K0})$, где I_{K0} – значение коллекторного тока в отсутствие входного сигнала. Этот ток должен обеспечить ток базы $I_{B0} = I_{K0}/\beta$. Классический способ создания такого тока в каскаде с общим эмиттером показан на рис. 4.3. Ток базы задаётся резистором R_B ,

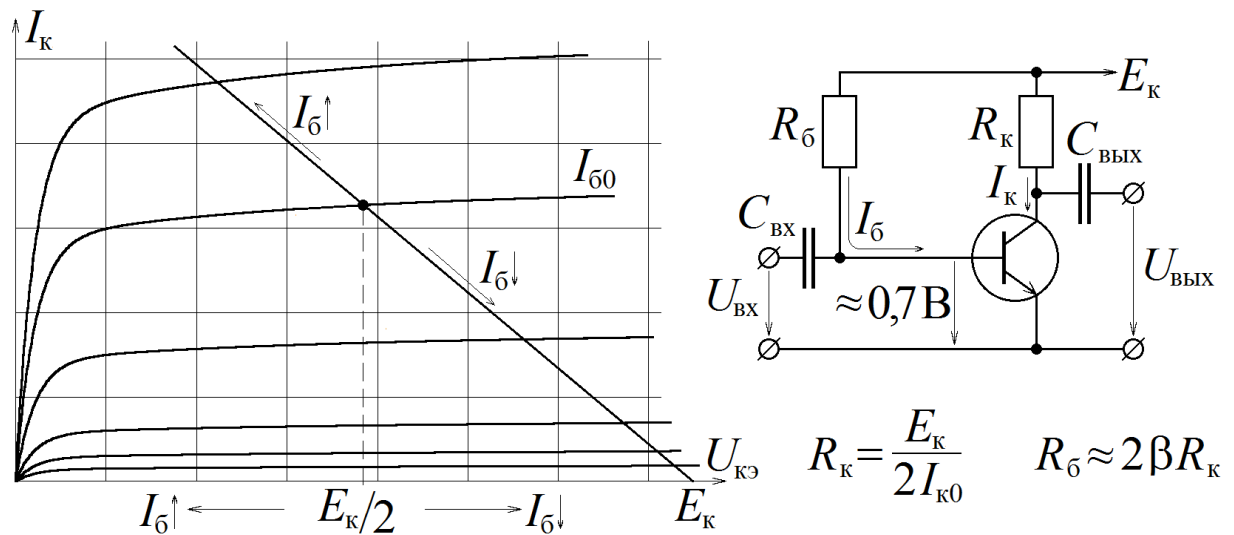


Рис. 4.3. Задание положения рабочей точки в каскаде с общим эмиттером

падение напряжения на котором равно $U_{R_B} \approx E_K - 0,7\text{В}$. При условии $E_K \gg 0,7\text{В}$ сопротивление резистора R_B можно оценить как

$$R_B = \frac{E_K - 0,7\text{В}}{I_{B0}} \approx \frac{E_K}{I_{K0}/\beta} = \frac{\beta E_K}{(E_K/2)/R_K} = 2\beta R_K.$$

При таком задании рабочей точки в отсутствие входного сигнала выходное напряжение равно $E_K/2$, при положительном входном сигнале ток базы увеличивается и выходное напряжение уменьшается (рис. 4.3), при от-

рицательном – увеличивается (рис.4.3). Таким образом, выходной сигнал содержит постоянную составляющую и обычно от неё избавляются, применяя разделительный конденсатор. Кроме того, вход каскада не должен быть соединён по постоянному току с источником входного сигнала, поэтому необходимо подключать входной сигнал к входу каскада также через разделительный конденсатор, как это показано на рис. 4.3.

Как это видно из рис. 4.3, уменьшение входного сигнала приводит к увеличению выходного, и наоборот, увеличение входного – к уменьшению выходного, то есть усилительный каскад является инвертирующим и его коэффициент усиления отрицателен. Он равен

$$K_U = -\frac{\beta}{r_{\text{б}}} \times \frac{R_{\text{к}} r_{\text{к}}}{R_{\text{к}} + r_{\text{к}}},$$

где $r_{\text{б}} = \left(\partial U_{\text{бэ}} / \partial I_{\text{бэ}} \right) \Big|_{U_{\text{кэ}} = \text{const}}$ – входное сопротивление транзистора, для реальных транзисторов имеющее величину 10...1000 Ом, а $r_{\text{к}} = \left(\partial U_{\text{кэ}} / \partial I_{\text{к}} \right) \Big|_{U_{\text{бэ}} = \text{const}}$ – его выходное сопротивление, для реальных транзисторов имеющее величину 1...100 кОм.

Входное сопротивление усилительного каскада с общим эмиттером равно $R_{\text{вх}} = r_{\text{б}}$, а его выходное сопротивление зависит от $R_{\text{к}}$: $R_{\text{вых}} = R_{\text{к}} r_{\text{к}} / (R_{\text{к}} + r_{\text{к}})$. Нетрудно показать, что входное сопротивление каскада определяет величину ёмкости входного разделительного конденсатора $C_{\text{вх}}$: $R_{\text{вх}} = r_{\text{б}} \gg 1 / (2\pi f_{\text{н}} C_{\text{вх}})$, где $f_{\text{н}}$ – нижняя граница рабочей полосы частот усилительного каскада, а выходное – величину ёмкости выходного разделительного конденсатора $C_{\text{вых}}$: $R_{\text{вых}} \gg 1 / (2\pi f_{\text{н}} C_{\text{вых}})$.

Пример. 4.1. Рассчитать схему усилительного каскада с ОЭ на транзисторе BC547 с источником питания $E_{\text{к}} = 40$ В для усиления сигналов с нижней граничной частотой 10 кГц.

Решение. Транзистор BC547 имеет значение максимального тока коллектора 100 мА, поэтому в отсутствие входного сигнала ток через него должен быть не больше 50 мА. Вы-

берем $I_{к0} = 20 \text{ мА}$. В этом случае на транзисторе будет рассеиваться мощность $(E_k/2)I_{к0} = 20 \text{ В} \times 20 \text{ мА} = 400 \text{ мВт}$, что не превосходит максимально допустимой мощности 500 мВт (по паспортным данным). По формуле $R_k = E_k/(2I_{к0})$ рассчитаем значение сопротивления R_k : $R_k = 40 \text{ В}/(2 \times 20 \text{ мА}) = 1 \text{ кОм}$. Для вычисления значения сопротивления R_6 воспользуемся приближённой формулой $R_6 \approx 2\beta R_k$. Значение коэффициента β следует измерить, но для первоначальных приближений достаточно взять из справочника его среднее значение 200. Таким образом, $R_6 \approx 2 \times 200 \times 1 \text{ кОм} = 400 \text{ кОм}$. Приведённые вычисления являются, конечно, весьма приближёнными и точное значение R_6 на практике следует подбирать, добиваясь, чтобы в отсутствие входного сигнала на транзисторе падало напряжение 20 В. Примем входное сопротивление каскада (r_6) равным 100 Ом и оценим величину ёмкости входного конденсатора: $C_{вх} \gg 1/(2\pi f_H r_6) = 1/(2 \times 3,14 \times 1000 \text{ Гц} \times 100 \text{ Ом}) = 1,6 \text{ мкФ}$. Выберем $C_{вх} = 5 \text{ мкФ}$. Выходное сопротивление каскада оценим по формуле $R_{вых} = R_k r_k / (R_k + r_k) = 1 \text{ кОм} \times 10 \text{ кОм} / (1 \text{ кОм} + 10 \text{ кОм}) = 909 \text{ Ом}$, откуда получим оценку выходной ёмкости: $C_{вых} \gg 1/(2\pi f_H R_{вых}) = 1/(2 \times 3,14 \times 1000 \text{ Гц} \times 909 \text{ Ом}) = 0,18 \text{ мкФ}$. Выберем $C_{вых} = 1 \text{ мкФ}$.

Как коэффициент усиления каскада, так и его входное и выходное сопротивление зависят от индивидуальных параметров (β , r_6 и r_k). Более того, замена транзистора в рабочем усилительном каскаде влечёт за собой необходимость заново устанавливать рабочую точку. Этого можно избежать с помощью введения в каскад последовательной отрицательной обратной связи по току (рис. 4.4). В этой схеме коэффициент усиления каскада определяется уже не индивидуальными параметрами транзистора, а величинами сопротивлений резисторов, входящих в схему: $K_U \approx R_k/R_3$.

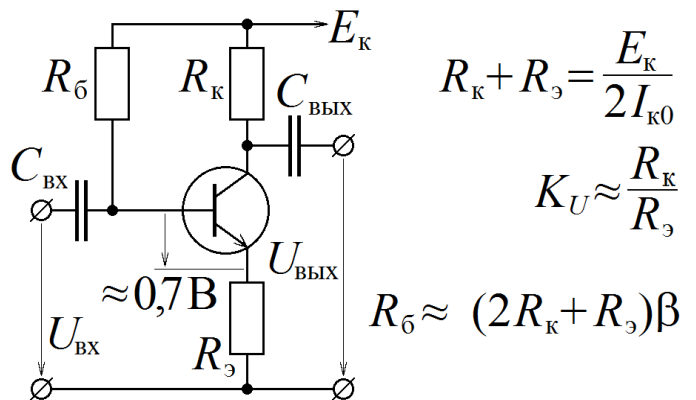


Рис. 4.4. Каскад с ОЭ и последовательной ООС по току

Установку рабочей точки в схеме рис. 4.4 можно также обеспечить резистором R_6 , сопротивление которого должно при условии $E_k \gg 0,7 \text{ В}$ равняться величине:

$$R_6 = \frac{E_k - I_{k0}R_3 - 0,7 \text{ В}}{I_{60}} = \frac{E_k - I_{k0}R_3 - 0,7 \text{ В}}{I_{k0}/\beta} \approx$$

$$\approx \left(\frac{E_k}{E_k / (2(R_3 + R_k))} - R_3 \right) \beta = (2R_k + R_3) \beta.$$

Пример 4.2. Спроектировать усилительный каскад по схеме рис. 4.4 для транзистора с $\beta = 300$, максимальным током коллектора 50 мА, с источником питания 20 В, предназначенный для усиления сигналов с нижней граничной частотой 100 Гц с коэффициентом усиления 20.

Решение. Сначала следует задать рабочую точку транзистора. Выберем значение коллекторного тока транзистора в отсутствие входного сигнала равным 20 мА. В этом случае у него будет возможность как уменьшаться до 0, так и увеличиваться до 40 мА, что не превышает максимально допустимое значение коллекторного тока. Рассчитываем сумму сопротивлений R_k и R_3 : $R_k + R_3 = E_k / 2I_{k0} = 20 \text{ В} / (2 \times 20 \text{ мА}) = 0,5 \text{ кОм}$. Поскольку усилительный каскад должен обладать коэффициентом усиления 20, получаем систему уравнений:

$$\begin{cases} R_k + R_3 = 0,5 \text{ кОм}; \\ R_k / R_3 = 20. \end{cases}$$

Решение системы даёт значения $R_k = 476 \text{ Ом}$, $R_3 = 24 \text{ Ом}$. Вычисляем сопротивление резистора R_6 : $R_6 = (2R_k + R_3) \beta = (2 \times 476 \text{ Ом} + 24 \text{ Ом}) \times 300 = 293 \text{ кОм}$.

Тепловая мощность, рассеиваемая транзистором, будет равна $(E_k/2) \times I_{k0} = 10 \text{ В} \times 20 \text{ мА} = 200 \text{ мВт}$, и этот факт необходимо учесть при выборе конкретной марки транзистора.

Емкостное сопротивление конденсатора $C_{\text{вх}}$ должно быть существенно меньше входного сопротивления транзистора: $1/(2\pi f_{\text{н}} C_{\text{вх}}) \ll r_6$, откуда

$$C_{\text{вх}} \gg 1/(2\pi f_{\text{н}} r_6) = 1/(2\pi \times 100 \text{ Гц} \times 100 \text{ Ом}) = 15,9 \text{ мкФ}.$$

В последнем выражении использовано типичное значение $r_6 = 100 \text{ Ом}$. Выберем $C_{\text{вх}} = 50 \text{ мкФ}$.

Емкостное сопротивление конденсатора $C_{\text{вых}}$ должно быть существенно меньше сопротивления R_k : $1/(2\pi f_n C_{\text{вых}}) \ll R_k = 476 \text{ Ом}$, откуда

$$C_{\text{вых}} \gg 1/(2\pi f_n R_k) = 1/(2\pi \times 100 \text{ Гц} \times 476 \text{ Ом}) = 3,35 \text{ мкФ}.$$

В последнем выражении использовано значение выходного сопротивления каскада: $R_{\text{вых}} = R_k r_k / (R_k + r_k)$ и учтено, что типичное значение $r_k = 10 \text{ кОм}$. Выберем $C_{\text{вых}} = 10 \text{ мкФ}$.

Каскад с общим коллектором

Каскад с общим коллектором имеет коэффициент усиления, близкий к единице и поэтому его чаще называют *эмиттерным повторителем*. Задание рабочей точки транзистора в этом каскаде можно осуществить тем же способом, что и для каскада с общим эмиттером (рис. 4.5), но выходной сигнал

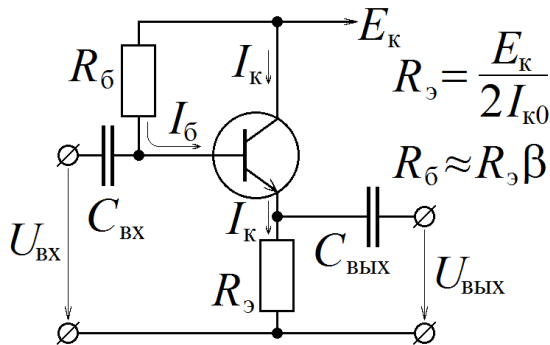


Рис. 4.5. Задание рабочей точки в эмиттерном повторителе

нужно снимать не с коллектора транзистора ($\Delta U_{\text{вых}} = -R_k \Delta I_k$), а с его коллектора ($\Delta U_{\text{вых}} = R_э \Delta I_k$). На первый взгляд кажется, что это не должно привести к радикальному изменению свойств каскада. Но включение в цепь эмиттера резистора $R_э$ приводит к тому, что входной си-

гнал транзистора, $U_{бэ} = U_{\text{вх}}$ для каскада с ОЭ, превращается в сигнал $U_{бэ} = U_{\text{вх}} - R_э I_k$, то есть усилительный каскад оказывается охвачен глубокой отрицательной обратной связью, в результате чего его коэффициент усиления оказывается близок к единице:

$$K_U = \frac{1}{1 + \beta r_б \frac{R_э + R_k}{R_э R_k}} \approx 1.$$

На первый взгляд кажется, что близость коэффициента усиления к единице делает усилительный каскад ненужным. Но помимо этого, эмиттерный повторитель обладает очень высоким входным сопротивлением: $R_{\text{вх}} = \beta R_э$ и

очень низким выходным: $R_{\text{вых}} = R_3 r_6 / (\beta R_3 + r_6)$, что делает его незаменимым для применения в качестве буферного каскада.

Установка рабочей точки эмиттерного повторителя практически ничем не отличается от установки рабочей точки каскада с ОЭ. Падение напряжения на транзисторе (а также на резисторе R_3) должно составлять половину напряжения источника питания, откуда $R_3 = E_k / (2I_{k0})$. Коллекторный ток I_{k0} должен вызываться базовым током $I_6 = I_{k0} / \beta$, откуда

$$R_6 = \frac{E_k - U_6}{I_6} \approx \frac{E_k - (I_{k0} R_3 + 0,7 \text{ В})}{I_{k0} / \beta},$$

что при соблюдении условия $E_k \gg 0,7 \text{ В}$ даёт оценку

$$R_6 \approx \frac{E_k - I_{k0} R_3}{I_{k0}} \beta = \left(\frac{E_k}{E_k / 2R_3} - R_3 \right) \beta = R_3 \beta.$$

Пример 4.3. Рассчитать эмиттерный повторитель на транзисторе ТП41 с питанием 40 В для работы на нагрузку 100 Ом.

Решение. Эмиттерный повторитель сможет выдать сигнал с амплитудой до половины источника питания – 20 В. В этом случае через нагрузку будет протекать ток $20 \text{ В} / 100 \text{ Ом} = 0,2 \text{ А}$. Такая величина тока существенно меньше максимально допустимого значения для транзистора ТП41 (6 А), но на нём будет рассеиваться тепловая мощность $20 \text{ В} \times 0,2 \text{ А} = 4 \text{ Вт}$, которая уже близка к предельному значению 65 Вт. В отсутствие входного сигнала через транзистор должен протекать ток с величиной именно 0,2 А, что даёт возможность вычислить сопротивление R_3 : $R_3 = E_k / (2I_{k0}) = 40 \text{ В} / 0,4 \text{ А} = 100 \text{ Ом}$ и сопротивление R_6 : $R_6 \approx \beta R_3 = 10 \times 100 \text{ Ом} = 1000 \text{ Ом}$, где использовано минимальное (по справочным данным) значение коэффициента β для транзистора ТП41 – 10. Входное и выходное сопротивления эмиттерного повторителя приблизительно равны величинам:

$$R_{\text{вх}} = \beta R_3 = 10 \times 100 \text{ Ом} = 1000 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{вых}} = R_3 r_6 / (\beta R_3 + r_6) = 100 \text{ Ом} \times 67 \text{ Ом} / (10 \times 100 \text{ Ом} + 67 \text{ Ом}) = 6,69 \text{ Ом},$$

а ёмкости $C_{\text{вх}}$ и $C_{\text{вых}}$ при нижней рабочей частоте каскада 20 Гц – величинам:

$$C_{\text{вх}} \gg 1 / (2\pi f_{\text{н}} R_{\text{вх}}) = 1 / (2 \times 3,14 \times 20 \text{ Гц} \times 1000 \text{ Ом}) = 7,96 \text{ мкФ}, \quad C_{\text{вх}} = 1000 \text{ мкФ};$$

$$C_{\text{вых}} \gg 1 / (2\pi f_{\text{н}} R_{\text{вых}}) = 1 / (2 \times 3,14 \times 20 \text{ Гц} \times 6,69 \text{ Ом}) = 1,19 \text{ мкФ}, \quad C_{\text{вых}} = 10000 \text{ мкФ}.$$

Каскад с общей базой

Каскад с общей базой имеет положительный коэффициент усиления (не инвертирует усиливаемый сигнал), равный по величине коэффициенту усиления каскада с ОЭ:

$$K_U = \frac{\beta}{r_{\text{б}}} \times \frac{R_{\text{к}} r_{\text{к}}}{R_{\text{к}} + r_{\text{к}}}.$$

Выходное сопротивление каскада с ОБ – такое же, как и у каскада с ОЭ: $R_{\text{вых}} = R_{\text{к}} r_{\text{к}} / (R_{\text{к}} + r_{\text{к}})$, но, в отличие от каскада с ОЭ, входное – существенно (в β раз) меньше: $R_{\text{вх}} = r_{\text{б}} / \beta$, что делает сильно неудобным его практическое применение, которое становится оправданным только в области высокочастотных устройств, что обусловлено тем, что верхняя граничная частота каскада с ОБ гораздо выше, чем у каскада с ОЭ. Причина этого состоит в том, что в каскаде с ОЭ входной электрод транзистора (база) отделён от выходного (коллектор) тонким обеднённым слоем, и поэтому паразитная ёмкость, включённая между входом и выходом каскада, достаточно велика. В каскаде же с ОБ вход (эмиттер) отделён от выхода (коллектор) толстой базой, и эта ёмкость имеет существенно меньшее значение.

Главную трудность в проектировании каскада с ОБ составляет установка рабочей точки (рис. 4.6). Обычно для этого применяются такие же рассуждения, что и для установки рабочей точки в каскаде с ОЭ. Но в каскаде с ОБ дополнительно необходимо:

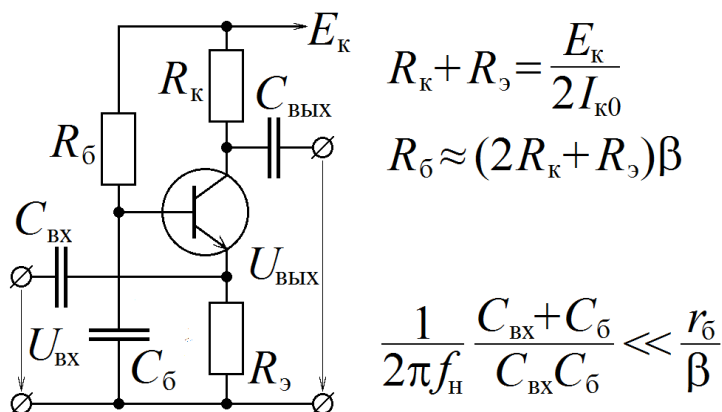


Рис. 4.6. Задание рабочей точки в каскаде с общей базой

1. Оторвать эмиттер транзистора от земли. Для этого в эмиттерную цепь включают резистор $R_{\text{э}}$, причём сопротивления всех резисторов определяются такими же соотношениями, как и в схеме с ОЭ и ООС по току:

$$R_k + R_3 = \frac{E_k}{2I_{k0}};$$

$$R_6 = (2R_k + R_3)\beta.$$

2. Соединить базу транзистора по переменному току с землёй. Это можно сделать конденсатором C_6 .

3. Подать переменный сигнал на эмиттер транзистора. Для этого достаточно соединить вход и эмиттер транзистора конденсатором $C_{вх}$.

В рассмотренной схеме вход каскада оказывается включён последовательно с конденсаторами C_6 и $C_{вх}$, поэтому, для того, чтобы входной сигнал падал в основном на входе каскада, необходимо соблюдение условия:

$$\frac{1}{2\pi f_n} \left(\frac{1}{C_6} + \frac{1}{C_{вх}} \right) \ll R_{вх} = \frac{r_6}{\beta},$$

где f_n – нижняя граница рабочей полосы частот усилительного каскада.

Пример 4.4. Рассчитать усилительный каскад по схеме с ОБ на транзисторе BC547 с питанием 80 В для усиления сигналов с нижней граничной частотой 1 МГц.

Решение. Выберем напряжение питания усилительного каскада равным 100 В - максимальное значение напряжения коллектор-эмиттер для транзистора BC547. Пусть в отсутствие входного сигнала через транзистор протекает ток 40 мА – это чуть меньше максимально допустимого значения коллекторного тока этого транзистора. Рассчитаем сумму сопротивлений R_k и R_3 : $R_k + R_3 = E_k / (2I_{k0}) = 100 \text{ В} / (2 \times 40 \text{ мА}) = 1,25 \text{ кОм}$. Поскольку для достижения как можно большего коэффициента усиления необходимо использовать как можно большее значение R_k , выберем $R_k = 1 \text{ кОм}$ и $R_3 = 250 \text{ Ом}$. Транзистор BC547 имеет коэффициент β с наименьшим значением 400, поэтому первоначальное значение сопротивления R_6 становится равным $(2R_k + R_3)\beta = (2 \times 1 \text{ кОм} + 250 \text{ Ом}) \times 400 = 1 \text{ Мом}$.

Входное сопротивление каскада можно оценить, как $R_{вх} = r_6 / \beta \approx 100 \text{ Ом} / 400 = 0,25 \text{ Ом}$, следовательно, ёмкости конденсаторов C_6 и $C_{вх}$ можно выбрать равными друг другу и много большими величины $1 / (2\pi f_n R_{вх}) = 1 / (2 \times 3,14 \times 10^6 \text{ Гц} \times 0,25 \text{ Ом}) = 0,64 \text{ мкФ}$. Выберем $C_6 = C_{вх} = 10 \text{ мкФ}$.

Выходное сопротивление каскада можно оценить, как $R_k = 1 \text{ кОм}$, что определяет величину выходной ёмкости: $C_{\text{вых}} \gg 1/(2\pi f_n R_{\text{вых}}) = 1/(2 \times 3,14 \times 10^6 \text{ Гц} \times 1 \text{ кОм}) = 0,16 \text{ нФ}$. Выберем $C_{\text{вых}} = 1 \text{ нФ}$.

Следует отметить, что к входу разработанного каскада можно подключать источники сигналов с внутренним сопротивлением, много меньшим $R_{\text{вх}} = 0,25 \text{ Ом}$, то есть, по крайней мере, не большим, чем $0,1 \text{ Ом}$.

Рассмотренные схемы усилительных каскадов на биполярных транзисторах используют pnp-транзисторы. Эти каскады можно, конечно, реализовать с использованием npn-транзисторов. Для этого, помимо замены транзисторов, нужно сменить на противоположную полярность питающего напряжения.

Контрольные вопросы

1. Какую максимальную амплитуду может иметь переменный сигнал на выходе транзисторного усилительного каскада?
2. Можно ли для питания усилительного каскада на биполярном транзисторе использовать источники питания $0,1 \text{ В}$?
3. Как будет работать каскад с ОЭ без смещения?
4. При выполнении каких условий для каскада с ОЭ и ООС (рис. 4.4) можно пользоваться формулой $K = R_k/R_s$?
5. Можно ли, и, если да, то каким образом, построить инвертор (усилитель с коэффициентом усиления -1) на базе каскада с ОЭ?
6. Является ли эмиттерный повторитель высокочастотным усилительным каскадом?

7. Какое значение $R_{\text{с}}$ следует выбирать с каскаде с ОБ (рис. 4.6)?

Программа лабораторной работы

1. Получить у преподавателя задание – тип усилительного каскада (ОЭ, ОЭ с ООС, ОК или ОБ), марку транзистора, входящего в его состав, рабочее значение тока коллектора $I_{\text{к0}}$, напряжение источника питания $E_{\text{к}}$, нижнюю граничную частоту каскада $f_{\text{н}}$. Для каскада ОЭ с ООС – дополнительно коэффициент усиления.

2. Измерить величины β используемого транзисторов. Для этого приложить между коллектором и эмиттером напряжение (около $E_{\text{к}}$), подключить к базе транзистора источник тока $I_{\text{б}}$, измерить коллекторный ток $I_{\text{к}}$ и вычислить коэффициент β как отношение $I_{\text{к}}/I_{\text{б}}$. При этом необходимо контролировать, чтобы ток $I_{\text{к}}$ был приблизительно равен рабочему току коллектора $I_{\text{к0}}$.

3. Рассчитать и собрать схему усилительного каскада. Включить питание и удостовериться, что смещение установлено правильно и в отсутствие входного сигнала на транзисторе падает половина напряжения источника питания. Если это необходимо, подрегулировать значение падения напряжения на транзисторе, изменяя сопротивление резистора $R_{\text{б}}$.

4. Выбрать тестирующий синусоидальный сигнал с частотой в диапазоне 5 кГц ... 200 кГц, и амплитудой не более 10 мВ.

Подключить тестирующий сигнал к входу усилительного каскада через разделительный конденсаторы, ёмкость которого выбрать надлежащим способом. С помощью осциллографа убедиться, что сигнал усиливается без значительных нелинейных искажений. Если искажение заметны, уменьшить амплитуду входного сигнала.

Измерить амплитуду (или действующее значение) выходного сигнала с помощью осциллографа либо с помощью вольтметра переменного тока. При моделировании схемы в системе Proteus рекомендуется измерять величину переменного падения напряжения вольтметром переменного тока, включённым через трансформатор (можно – с коэффициентом трансформации 1) для устранения постоянной составляющей сигнала. Убедится, что увеличение частоты входного сигнала в 2...3 раза не приводит к изменению амплитуды выходного сигнала. Если это не так, увеличить ёмкость конденсатора $C_{\text{вх}}$.

5. Измерив амплитуду выходного сигнала, вычислить коэффициент усиления дифференциального сигнала, как отношение амплитуд (или действующих значений) выходного и входного сигналов: $K = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$.

6. Измерив величину входного переменного тока $I_{\text{вх}}$, вычислить входное сопротивление каскада как отношение величины входного напряжения к величине входного тока: $R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}}$.

7. Подключить к выходу усилительного каскада нагрузку с сопротивлением не менее $R_{\text{н}} \geq 10 \text{ кОм}$. Подключение следует осуществлять через разделительный конденсатор с ёмкостью не менее $C_{\text{вых}} \geq 1 / (2\pi f_{\text{н}} R_{\text{н}})$. Подключая к выходу усилителя по очереди две различные нагрузки с сопротивлениями R_1 и R_2 (одно из сопротивлений может равняться бесконечности, т.е. измерения можно проводить без нагрузки), измерить действующие значения выходного напряжения $U_{\text{вых1}}$, $U_{\text{вых2}}$ и выходного тока $I_{\text{вых1}}$, $I_{\text{вых2}}$. Вычислить выходное сопротивление усилителя по формуле $R_{\text{вых}} = -(U_{\text{вых2}} - U_{\text{вых1}}) / (I_{\text{вых2}} - I_{\text{вых1}})$.

Содержание отчета

Отчет должен содержать:

1. Задание лабораторной работы – тип усилительного каскада (ОЭ, ОЭ с ООС, ОК или ОБ), марку транзистора, входящего в его состав, рабочее значение тока коллектора $I_{к0}$, напряжение источника питания E_k , нижнюю граничную частоту каскада f_n .

2. Схему измерения коэффициента β используемого транзисторов с величинами токов I_b и I_k и вычисленные значения β .

3. Расчёт номиналов элементов схемы усилительного каскада и разработанную схему с номиналами элементов. Измеренное значение падения напряжения на транзисторе. Уточнённое значение сопротивления резистора R_b (п.3 программы выполнения работы). Выбранное значение ёмкости входного конденсатора $C_{вх}$.

4. Измеренные значения входного и выходного напряжения и вычисленное по ним значение коэффициента усиления каскада.

5. Таблицу измерений входного сопротивления усилителя и рассчитанное значение входного сопротивления.

6. Таблицу измерений выходного сопротивления усилителя и рассчитанное значение входного сопротивления.

Лабораторная работа 5

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

ключевые слова и термины

стабилизаторы напряжения

выходное сопротивление

коэффициент стабилизации

параметрический стабилизатор напряжения

компенсационный стабилизатор напряжения

регулирующий элемент

следящая система

источник опорного напряжения

последовательный компенсационный стабилизатор напряжения

параллельный компенсационный стабилизатор напряжения

подавляющее большинство устройств электроники используют для своей работы в качестве источника энергии источник постоянного напряжения. Постоянное напряжение можно получить путём выпрямления переменного напряжения с последующим применением сглаживающих фильтров. Однако для ряда устройств пульсации выходного напряжения выпрямителей оказываются неприемлемы и необходимо снизить их величину, то есть стабилизировать напряжение. Именно для этой цели используют *стабилизаторы напряжения* (рис. 5.1).

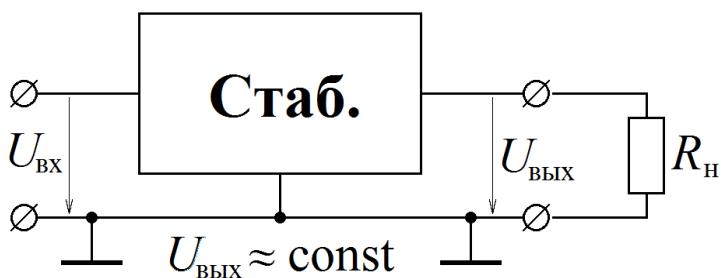


Рис. 5.1. Стабилизатор напряжения

Поскольку по своей сути стабилизатор является источником напряжения, он характеризуется своей нагрузочной характеристикой, то есть зависимостью выходного напряжения от выходного тока при неизменном входном напряжении. Типичный вид нагрузочной характеристики стабилизатора приведён на рис. 5.2. Стабилизирующие свойства ($U_{\text{вых}} = \text{const}$) проявляются только на ограниченном участке нагрузочной характеристики. На этом участке стабилизатор характеризуется *выходным сопротивлением* – отношением приращения выходного

напряжения от выходного тока при неизменном входном напряжении. Типичный вид нагрузочной характеристики стабилизатора приведён на рис. 5.2. Стабилизирующие свойства ($U_{\text{вых}} = \text{const}$) проявляются только на ограниченном участке нагрузочной характеристики. На этом участке стабилизатор характеризуется *выходным сопротивлением* – отношением приращения выходного

напряжения к приращению выходного тока (с обратным знаком) при постоянном входном напряжении:

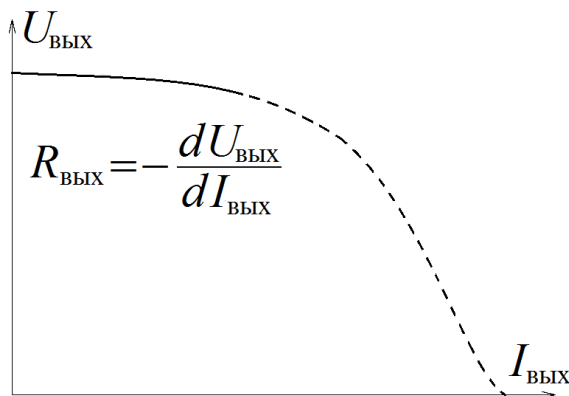


Рис.5.2. Типичный вид нагрузочной характеристики стабилизатора напряжения

$$R_{\text{ВЫХ}} = - \left. \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dI_{\text{ВЫХ}}} \right|_{U_{\text{ВХ}} = \text{const}}.$$

Идеальный стабилизатор, как и идеальный источник напряжения, должен иметь нулевое выходное сопротивление.

Стабилизатор напряжения должен сохранять выходное напряжение постоянным не только при изменении

нагрузки (выходного тока), но и при изменении величины входного напряжения. Эта зависимость отображается передаточной характеристикой – зависимостью выходного напряжения от входного напряжения, типичный вид которой приведён на рис. 5.3. Стабилизирующие свойства ($U_{\text{ВЫХ}} = \text{const}$) проявляются только на ограниченном участке нагрузочной характеристики. На этом

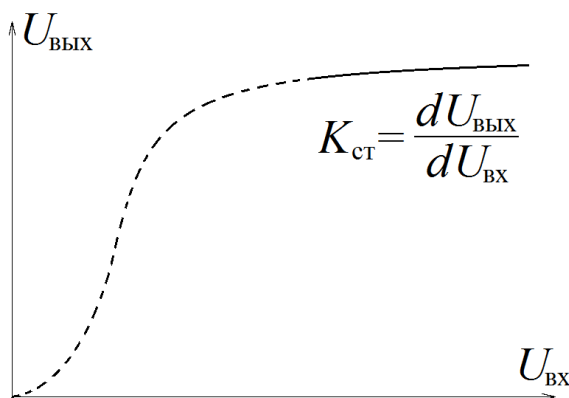


Рис.5.3. Типичный вид передаточной характеристики стабилизатора напряжения

участке стабилизатор характеризуется коэффициентом стабилизации – отношением приращения входного напряжения к приращению выходного напряжения при неизменной нагрузке:

$$K_{\text{ст}} = \left. \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dU_{\text{ВЫХ}}} \right|_{R_{\text{н}} = \text{const}}.$$

Для идеального стабилизатора напряжения коэффициент стабилизации должен стремиться в бесконечность.

Стабилизаторы напряжения принято разделять на *параметрические* и *компенсационные*. В параметрических стабилизаторах эффект стабилизации напряжения обеспечивается характеристиками нелинейного элемента, входя-

щего в состав стабилизатора. Как правило, таким элементом является стабилитрон. Недостатком параметрического стабилизатора напряжения на стабилитроне является низкая нагрузочная способность. Этот недостаток легко устранить, используя эмиттерный повторитель, как это изображено на рис. 5.4.

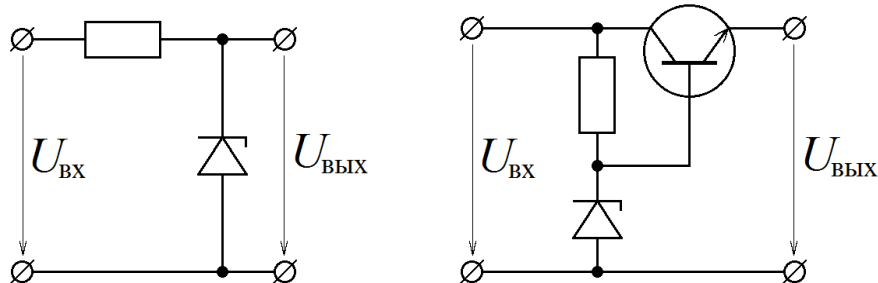


Рис.5.4. Параметрические стабилизаторы напряжения

Вообще говоря, использование эмиттерного повторителя означает применение отрицательной обратной связи и по этому признаку

рассматриваемую схему следует отнести к компенсационному стабилизатору.

Пример 5.1. Спроектировать параметрический стабилизатор напряжения, выдающий стабильное постоянное напряжение 10 В...11 В и ток до 1 А, и использующий постоянное входное напряжение с максимальным значением 75 В.

Решение. На транзисторе эмиттерного повторителя (рис. 5.4) будет падать напряжение с максимальным значением $75 \text{ В} - 10 \text{ В} = 65 \text{ В}$, поэтому в стабилизаторе можно использовать транзистор BD139 ($U_{кз \max} = 80 \text{ В}$, $I_{к \max} = 1500 \text{ мА}$). Коэффициент β транзистора BD139 имеет минимальное значение 40, поэтому в базу транзистора должен втекать ток $1 \text{ А} / 40 = 25 \text{ мА}$. В схеме стабилизатора следует использовать стабилитрон с напряжением стабилизации 10,6...11,6 В (учитывая, что на эмиттерном рп-переходе транзистора будет падать 0,6 В). Таким стабилитроном может служить стабилитрон 1N4741A, имеющий напряжение стабилизации 11 В. При изменении выходного тока от 0 до 100 мА базовый ток транзистора изменяется от 0 до 25 мА, который должен вычитаться из тока, текущего через стабилитрон. Максимально допустимый ток через стабилитрон 1N4741A имеет значение только 23 мА, поэтому единственный выход – включить в качестве стабилитрона два параллельно соединённых 1N4741A. В случае отсутствия нагрузки через стабилитроны должен протекать ток, существенно больший 25 мА, например, 40 мА, который при максимальной нагрузке составит $40 \text{ мА} - 25 \text{ мА} = 15 \text{ мА}$, то есть 7,5 мА через каждый, что достаточно для стабилизации. Ток 40 мА, протекающий через балластный резистор, должен вызвать на нём падение напряжения $75 \text{ В} - 11 \text{ В} = 64 \text{ В}$, поэтому его сопротивле-

ние равно $64 \text{ В} / 40 \text{ мА} = 1,7 \text{ кОм}$. На резисторе будет рассеиваться мощность $64 \text{ В} \times 40 \text{ мА} = 2,56 \text{ Вт}$

Итак, итоговая схема (рис. 5.4.) содержит транзистор BD139, резистор с сопротивлением $1,7 \text{ кОм}$ и максимальной рассеиваемой мощностью 3 Вт , и два параллельно соединённых стабилитрона 1N4741A.

Компенсационные стабилизаторы строятся с использованием регулирующего элемента (РЭ), *следящей системы* (СС) и *источника опорного напряжения* (ИОН). Следящая система постоянно сравнивает выходное напряжение стабилизатора с опорным напряжением. Как только выходное напряжение начинает отклоняться от требуемого значения, следящая система выдаёт сигнал регулируемому элементу, который изменяет своё сопротивление, что компенсирует изменение выходного напряжения. Принято различать *последовательные компенсационные стабилизаторы напряжения* (рис. 5.5) и *параллельные компенсационные стабилизаторы напряжения* (рис. 5.6).

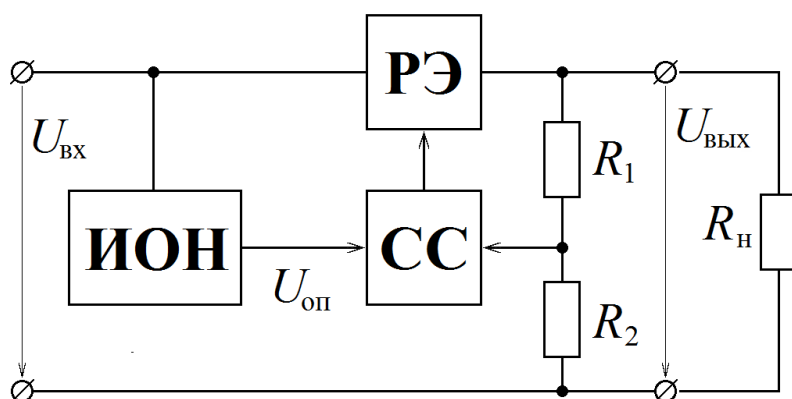


Рис.5.5. Последовательный компенсационный стабилизатор напряжения

В последовательном стабилизаторе регулирующий элемент включается последовательно с нагрузкой, сигнал следящей системы изменяет его сопротивление. При увеличении выходного напряжения сопротивление

регулирующего элемента увеличивается, что ведёт к уменьшению выходного напряжения. На рис.5.5. фигурирует обычный для стабилизаторов напряжения узел – с опорным напряжением $U_{оп}$ сравнивается не непосредственно выходное напряжение, а напряжение с выхода делителя напряжения $R_1 R_2$:

$$U_{\text{оп}} = U_{\text{вых}} \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

что позволяет, используя ограниченное число значений опорного напряжения, получить практически любое значение выходного напряжения.

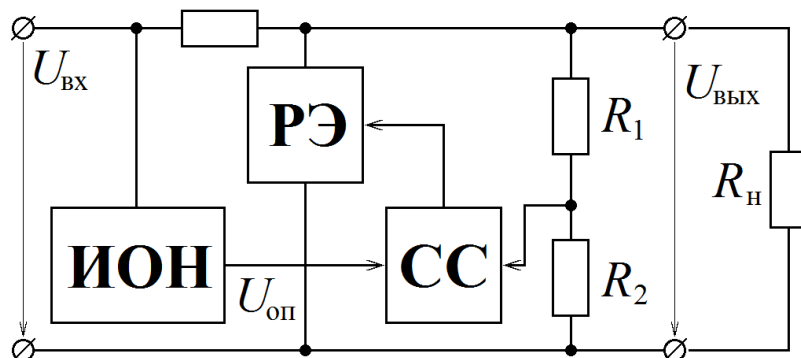


Рис.5.6. Параллельный компенсационный стабилизатор напряжения

В параллельном стабилизаторе регулирующий элемент включается параллельно с нагрузкой. При увеличении выходного напряжения сопротивление регулирующего элемента уменьшается,

что ведёт к уменьшению тока, текущего через нагрузку, и, следовательно, к уменьшению выходного напряжения.

На практике гораздо чаще используются последовательные стабилизаторы напряжения. Это объясняется тем, что для таких стабилизаторов режим холостого хода оказывается наиболее необременителен – ток через регулирующий элемент становится равен нулю, и на нём не рассеивается тепловая мощность.

Схема простейшего последовательного компенсационного стабилизатора напряжения на биполярных транзисторах приведена на рис. 5.7.

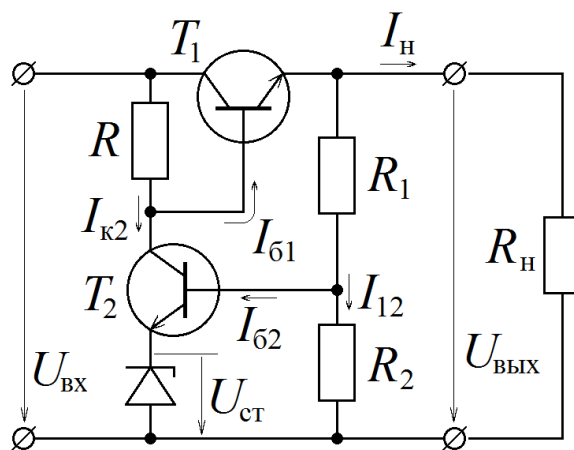


Рис.5.7. Простейший последовательный компенсационный стабилизатор

Регулирующим элементом в этой схеме служит транзистор T_1 , источником опорного напряжения – параметрический стабилизатор напряжения на стабилитроне и резисторе R . На транзисторе T_2 собрана следящая система. Если выходное напряжение по каким-либо причинам увеличилось, базовый ток

транзистора T_2 увеличивается, увеличивается его коллекторный ток, что приводит к уменьшению потенциала базы транзистора T_1 , и, следовательно, к уменьшению выходного напряжения.

При проектировании схемы рис. 5.7 следует учитывать следующие соображения:

1. Величина тока, текущего через стабилитрон, и, следовательно, через транзистор T_2 ($I_{к2}$), не должна превышать максимально допустимый ток для стабилитрона выбранной марки: $I_{к2} = (U_{вх} - U_{вых}) / R < I_{ст. max}$.

2. Ток, втекающий в базу транзистора T_1 , должен обеспечивать его коллекторный ток, величина которого равна току нагрузки: $I_{б1} \geq I_{к1} / \beta_1 = I_n / \beta_1$.

3. Ток, текущий через транзистор T_2 ($I_{к2}$), должен существенно (по крайней мере, в 5 раз) превышать ток $I_{б1}$: $I_{к2} \gg I_{б1}$.

4. Ток, втекающий в базу транзистора T_2 , должен обеспечивать его коллекторный ток: $I_{б2} \geq I_{к2} / \beta_2$.

5. Ток, текущий через делитель напряжения $R_1 R_2$, должен существенно (по крайней мере, в 5 раз) превышать ток $I_{б2}$: $I_{12} = U_{вых} / (R_1 + R_2) \gg I_{б2}$.

6. Выходное напряжение стабилизатора определяется выражением:

$$U_{вых} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \approx U_{ст} + 0,7 В$$

Практика показывает, что высокие значения коэффициента стабилизации при использовании рассматриваемой схемы, превышающие эти значения для параметрических стабилизаторов, можно получить, лишь используя транзисторы с высокими значениями β . Поэтому в чистом виде схему использовать нецелесообразно и она становится оправдана только при использовании в качестве следящей системы операционного усилителя.

Существенно лучшими характеристиками обладает схема, в которой в качестве следящей системы используется дифференциальный каскад (рис 5.8). При увеличении выходного напряжения токи в двух плечах диф-

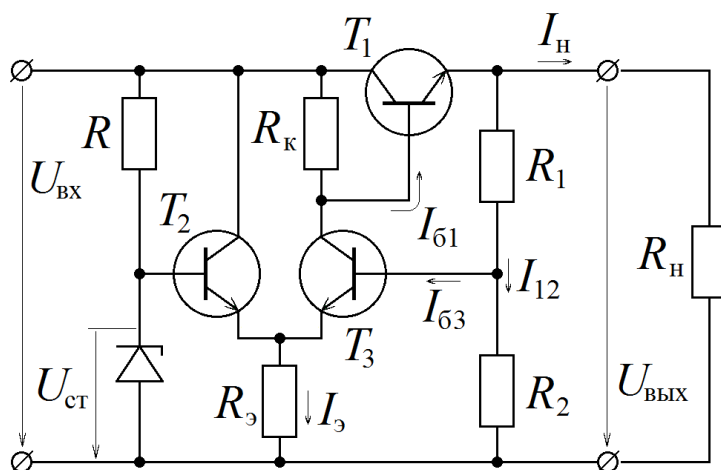


Рис.5.8. Стабилизатор напряжения с использованием дифференциального каскада

ференциального каскада перераспределяются таким образом, что ток через транзистор T_3 увеличивается, что приводит к понижению потенциала базы транзистора T_1 и, как следствие, к понижению выходного напряжения.

Изменения тока коллек-

тора T_3 не имеют значения, поэтому в его коллекторной цепи отсутствует сопротивление.

Основные положения процедуры проектирования рассматриваемой схемы почти такие же, какие учитывались при проектировании предыдущей схемы:

1. Ток, втекающий в базу транзистора T_1 , должен обеспечивать его коллекторный ток, величина которого равна току нагрузки: $I_{61} \geq I_{к1}/\beta_1 = I_{н}/\beta_1$.

2. Ток, текущий через транзисторы T_2 и T_3 ($I_9 = I_{к2} + I_{к3}$), должен существенно (по крайней мере, в 5 раз) превышать ток I_{61} : $I_9 \gg I_{61}$.

3. Токи, втекающие в базы транзисторов T_2 и T_3 , должны обеспечивать их коллекторные токи: $I_6 \geq I_{к}/\beta_{2,3}$.

4. Ток, текущий через стабилитрон, должен существенно (по крайней мере, в 5 раз) превышать ток I_6 : $I_{ст} \gg I_6$. В то же самое время, он не должен превышать максимального тока для стабилитрона используемой марки.

5. Ток, текущий через делитель напряжения $R_1 R_2$, должен существенно (по крайней мере, в 5 раз) превышать ток I_6 : $I_{12} = U_{вых}/(R_1 + R_2) \gg I_6$.

6. Соотношение резисторов R_k и R_3 должно быть таким, чтобы при полностью открытым транзисторе T_3 потенциал базы транзистора T_3 оставался существенно ниже (по крайней мере, на 0,7 В) напряжения $U_{ст}$:

$$U_{\text{бл}} = U_{\text{вх}} R_3 / (R_k + R_3) \approx U_{\text{ст}} - 1 \text{ В}.$$

7. Выходное напряжение стабилизатора определяется выражением:

$$U_{\text{вых}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \approx U_{\text{ст}}.$$

Пример 5.1. Рассчитать номиналы элементов стабилизатора по схеме рис. 5.8 с параметрами: выходное напряжение 10 В, максимальный ток нагрузки 500 мА, максимальное значение входного напряжения 25 В.

Решение. В качестве управляющего транзистора выбираем BD135 ($I_{\text{кз max}} = 1500 \text{ мА}$). Наименьшее значение β для него равно 30, поэтому в его базу должен втекать ток $500 \text{ мА}/30 = 17 \text{ мА}$. Значит, ток, протекающий через транзисторы T_2 и T_3 , должен иметь значение по крайней мере 50 мА. Пусть это будут транзисторы BC547 ($I_{\text{кз max}} = 100 \text{ мА}$). Их коэффициент β имеет значение около 100, поэтому их базовые токи будут $50 \text{ мА}/100 = 0,5 \text{ мА}$. Этот ток отбирается от параметрического стабилизатора напряжения на стабилитроне, поэтому через стабилитрон должен течь ток по крайней мере 2 мА. Выберем стабилитрон 1N4372A ($U_{\text{ст}} = 3 \text{ В} < 10 \text{ В}$, максимальный ток 20 мА). Сопротивление резистора R в составе параметрического стабилизатора напряжения равно $(25 \text{ В} - 3 \text{ В})/2 \text{ мА} = 11 \text{ кОм}$.

Рассчитаем сопротивления R_k и R_3 . С одной стороны, при наполовину открытом T_3 через них должен протекать ток 50 мА, значит $R_k + R_3 = (30 \text{ В}/2)/50 \text{ мА} = 300 \text{ Ом}$. С другой – падение напряжения на резисторе R_3 должно быть меньше (по крайней мере, на 0,7 В) напряжения $U_{\text{ст}}$. Выбираем $U_{R_3} = 1 \text{ В}$ и $R_2 = 1 \text{ В}/50 \text{ мА} = 20 \text{ Ом}$. Сопротивление R_k получается равным $300 \text{ Ом} - 20 \text{ Ом} = 280 \text{ Ом}$.

Рассчитаем сопротивления R_1 и R_2 . Через них должен течь ток 2 мА, поэтому $R_1 + R_2 = 10 \text{ В}/2 \text{ мА} = 5 \text{ кОм}$. На резисторе R_2 должно падать напряжение 3 В: $R_2 = 3 \text{ В}/2 \text{ мА} = 1,5 \text{ кОм}$, откуда $R_1 = 5 \text{ кОм} - 1,5 \text{ кОм} = 3,5 \text{ кОм}$.

В обеих рассмотренных схемах регулирующие транзисторы были включены по схеме эмиттерного повторителя, поэтому коэффициент стабилизации определялся значением β только управляющего транзистора. Известна, однако, схема, в которой регулирующий транзистор вносит свой вклад в значение коэффициента стабилизации. Эта схема приведена на рис. 5.9. Схема

использует комплементарный регулирующий транзистор, поэтому увеличение потенциала его базы приводит не к увеличению, а к уменьшению выходного напряжения, поэтому приходится использовать управляющий сигнал с другого (по сравнению со схемой рис.5.8) плеча дифференциального каскада.

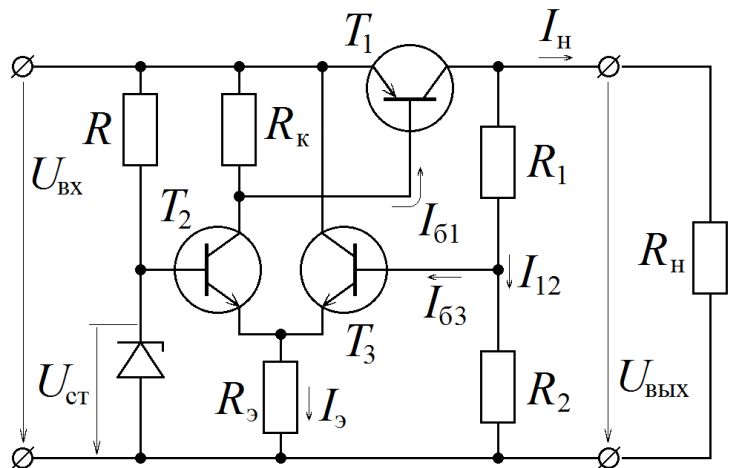


Рис.5.9. Стабилизатор напряжения рис.5.8 с использованием комплементарного регулирующего транзистора

При проектировании стабилизатора напряжения по указанной схеме можно пользоваться рекомендациями для схемы рис.5.8, за исключением п.6:

6*. Соотношение резисторов R_k и R_3 должно быть таким, чтобы при полностью открытом транзисторе T_2 транзистора T_1 оказывался полностью открыт, то есть потенциал его базы был ниже входного напряжения приблизительно на 1 В: $U_{61} = U_{вх} R_3 / (R_k + R_3) \approx U_{вх} - 1\text{В}$.

Контрольные вопросы

1. Можно ли выпрямитель с очень хорошим сглаживающим фильтром назвать стабилизатором напряжения?
2. Можно ли элемент питания с очень низким выходным сопротивлением назвать стабилизатором напряжения?
3. Можно ли, используя схемы рис. 5.7, 5.8, 5.9, получить выходное напряжение, меньшее, чем напряжение стабилизации стабилитрона?

4. Какие стабилизаторы имеют меньшее время реакции на изменение нагрузки – параметрические или компенсационные?

5. Как изменятся параметры стабилизаторов рис. 5.8, 5.9, если стабилитрон запитывать не от входного, а от выходного напряжения?

6. Может ли выходное сопротивление стабилизаторов рис. 5.8, 5.9 иметь отрицательное значение?

7. Какой режим работы наиболее неблагоприятен для стабилизаторов напряжения последовательного типа – режим холостого хода или режим короткого замыкания?

8. Какие изменения нужно сделать в приведённых схемах для стабилизации отрицательного напряжения?

Программа лабораторной работы

1. Получить у преподавателя задание – тип стабилизатора напряжения (рис. 5.7, 5.8 или 5.9), марки транзисторов, входящих в его состав, значение максимального тока коллектора транзисторов следящей системы $I_{к\text{ max}}$, максимально допустимое значение входного напряжения $U_{вх\text{ max}}$, номинальное значение выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ и номинальное значение выходного тока $I_{\text{вых}}$.

2. Измерить величины β используемых транзисторов. Для этого приложить между коллектором и эмиттером напряжение (5 – 20 В), подключить к базе транзистора источник тока $I_{\text{б}}$, измерить коллекторный ток $I_{\text{к}}$ и вычислить коэффициент β как отношение $I_{\text{к}}/I_{\text{б}}$. При этом необходимо контроли-

ровать, чтобы ток I_k был приблизительно равен максимально допустимому току коллектора $I_{k \max}$.

3. Собрать схему стабилизатора напряжения, пользуясь приведёнными выше соображениями. Подать на вход стабилизатора напряжение $U_{\text{вх max}}$, подключить к его выходу номинальную нагрузку $R_n = U_{\text{вых}} / I_{\text{вых}}$ и измерить выходное напряжение стабилизатора. Если его значение несколько отличается от заданного, произвести коррекцию номиналов элементов схемы (проще всего это сделать, изменяя сопротивления R_1 и R_2 , и добиться требуемого значения).

4. Подключить к выходу стабилизатора номинальную нагрузку. Изменяя входное напряжение и измеряя выходное, снять передаточную характеристику стабилизатора, то есть зависимость $U_{\text{вых}}$ от $U_{\text{вх}}$. При этом входное напряжение изменять от 0 до $2U_{\text{вх max}}$.

5. Подключить к входу стабилизатора напряжение $U_{\text{вх max}}$. Изменяя сопротивление нагрузки и измеряя выходное напряжение и выходной ток, снять нагрузочную характеристику стабилизатора, то есть зависимость $U_{\text{вых}}$ от $I_{\text{вых}}$. При этом нагрузочная характеристика должна отражать работу стабилизатора как в режиме короткого замыкания, так и выходного тока, то есть сопротивление нагрузки должно принимать значения как 0 (короткое замыкание), так и бесконечность (холостой ход).

6. Построить график нагрузочной характеристики. По построенному графику (или по таблице измерений) вычислить выходное сопротивление стабилизатора: $R_{\text{вых}} = -dU_{\text{вых}} / dI_{\text{вых}} \big|_{U_{\text{вх}} = \text{const}}$. При этом для вычисления приращений выходного напряжения и выходного тока использовать участок стабилизации нагрузочной характеристики ($U_{\text{вых}} \approx \text{const}$).

7. Повторить п.5 и п.6 для значений входного напряжения $\approx 0,7U_{\text{вх max}}$ и $\approx 1,5U_{\text{вх max}}$.

8. Подключить к выходу стабилизатора номинальную нагрузку $R_{\text{н}} = U_{\text{вых}} / I_{\text{вых}}$. Изменяя входное напряжение стабилизатора и измеряя его выходное напряжение, снять передаточную характеристику стабилизатора, то есть зависимость $U_{\text{вых}}$ от $U_{\text{вх}}$. При этом входное напряжение следует изменять от 0 до $\approx 2U_{\text{вх max}}$.

9. Построить график передаточной характеристики. По построенному графику (или по таблице измерений) вычислить коэффициент стабилизации стабилизатора: $K_{\text{ст}} = dU_{\text{вх}} / dU_{\text{вых}} \big|_{R_{\text{н}} = \text{const}}$. При этом для вычисления приращений выходного напряжения и выходного тока использовать участок стабилизации передаточной характеристики ($U_{\text{вых}} \approx \text{const}$).

10. Повторить п.8 и п.9 для значений нагрузки около $0,5R_{\text{н}}$ и $2R_{\text{н}}$ и для бесконечной нагрузки (режим холостого хода).

Содержание отчета

Отчет должен содержать:

1. Задание лабораторной работы – тип стабилизатора напряжения (рис. 5,7, 5.8 или 5.9), марки транзисторов, входящих в его состав, значение максимального тока коллектора транзисторов следящей системы $I_{\text{К max}}$, максимально допустимое значение входного напряжения $U_{\text{вх max}}$, номинальное значение выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ и номинальное значение выходного тока $I_{\text{вых}}$.

2. Схему измерения коэффициента β используемых транзисторов с величинами токов $I_{\text{б}}$ и $I_{\text{к}}$ и вычисленные значения β .

3. Рассчитанное значение номинальной нагрузки стабилизатора и расчёт номиналов элементов схемы стабилизатора.

4. Схему разработанного стабилизатора напряжения с вычисленными номиналами элементов и. Измеренное значение выходного напряжения. Уточнённые значения сопротивлений R_1 и R_2 (п.3 программы выполнения работы).

5. Семейство нагрузочных характеристик (таблицы измерений и графики) стабилизатора с указанными значениями входного напряжения и вычисленные для этих напряжений значения выходного сопротивления.

6. Семейство передаточных характеристик (таблицы измерений и графики) стабилизатора с указанными значениями сопротивлений нагрузки и вычисленные для этих сопротивлений значения коэффициента стабилизации.

Лабораторная работа 6

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

ключевые слова и термины

дифференциальный усилитель

парафазный выход

синфазная составляющая

дифференциальная (противофазная) составляющая

коэффициент ослабления синфазного сигнала

эмиттерно-связанные устройства

Дифференциальные усилители, в отличие от обыкновенных усилителей, предназначены для того, чтобы усиливать разность двух сигналов. Эти два сигнала должны поступать на отдельные входы дифференциального усилителя, и по этой причине каждый дифференциальный усилитель должен обладать двумя входами, как это изображено на рис. 6.1.

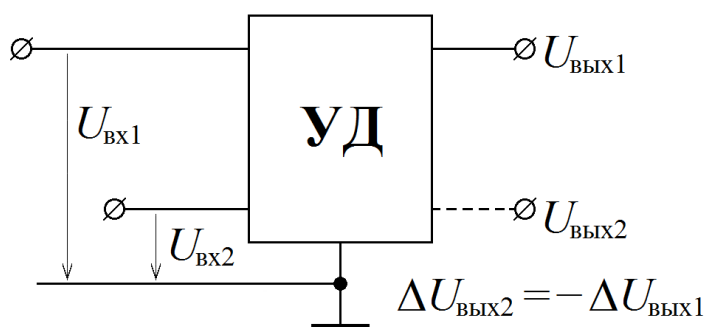


Рис. 6.1. Дифференциальный усилитель

Выходной сигнал дифференциального усилителя определяется значениями его входных сигналов. Иногда дифференциальный усилитель имеет *парафазный выход*. Это означает, что у усилителя есть два

выхода, изменения которых противофазны, то есть увеличение сигнала на одном выходе сопровождается таким же уменьшением сигнала на другом.

В идеале дифференциальный усилитель усиливает только разность входных сигналов: $U_{ВЫХ} \sim (U_{ВХ1} - U_{ВХ2})$. В реальных дифференциальных усилителях зависимость выходного сигнала от входных оказывается более сложной. Пара входных сигналов имеет *синфазную* и *дифференциальную (противофазную) составляющие*:

$$U_C = \frac{U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}}}{2};$$

$$U_D = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}.$$

Как нетрудно показать, входные сигналы можно выразить через синфазную и дифференциальную составляющие:

$$U_{\text{вх1}} = U_C + \frac{U_D}{2};$$

$$U_{\text{вх2}} = U_C - \frac{U_D}{2}.$$

Входные сигналы могут быть *синфазными*, когда $U_D = 0$ и $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$, и *противофазными*, когда $U_C = \text{const}$ и $\Delta U_{\text{вх1}} = -\Delta U_{\text{вх2}}$.

Выходной сигнал дифференциального усилителя формируется в соответствии с формулой:

$$U_{\text{вых}} = K_C U_C + K_D U_D = U_{\text{вх1}} \left(K_D + \frac{K_C}{2} \right) - U_{\text{вх2}} \left(K_D - \frac{K_C}{2} \right).$$

Близость дифференциального усилителя к идеалу принято характеризовать *коэффициентом ослабления синфазного сигнала*:

$$K_{\text{осс}} = \frac{K_D}{K_C}.$$

Для идеального дифференциального усилителя $K_C = 0$, следовательно, $K_{\text{осс}} \rightarrow \infty$.

В настоящей работе предлагается исследовать дифференциальный усилительный каскад на биполярных транзисторах, схема которого приведена на рис. 6.2. При подаче на вход каскада синфазного сигнала транзисторы работают абсолютно одинаково, причём каждый из них включён по схеме с общим эмиттером и последовательной отрицательной обратной связью по току. Как известно, коэффициент усиления такой схемы определяется отношением сопротивлений R_K/R_E . (Поскольку резистор R_E является общим для обоих транзисторов, коэффициент усиления синфазного сигнала схемы рис. 6.2 оказывается равным $R_K/2R_E$). Если же на вход схемы поступает дифференциаль-

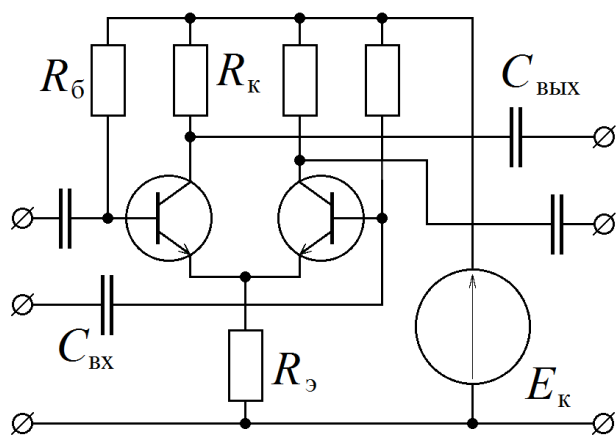


Рис. 6.2. Дифференциальный усилительный каскад на биполярных транзисторах

ный сигнал, транзисторы работают в противофазе, увеличение тока коллектора одного из них сопровождается таким же уменьшением тока коллектора другого, в результате чего суммарный ток, протекающий через оба транзистора (и через резистор $R_э$) оказывается неизменным. Из

этого следует, что потенциал соединённых эмиттеров транзисторов также оказывается неизменным, поэтому каждый из транзисторов можно рассматривать включённым по схеме с общим эмиттером без обратной связи с достаточно большим (порядка статического коэффициента усиления по току β). Таким образом, схема рис. 6.2 имеет высокий коэффициент усиления дифференциального сигнала и достаточно низкий коэффициент усиления синфазного сигнала.

Можно показать, что в данной схеме возможно увеличение коэффициента ослабления синфазного сигнала, если вместо резистора $R_э$ использовать источник стабильного тока, как это показано на рис. 6.3.

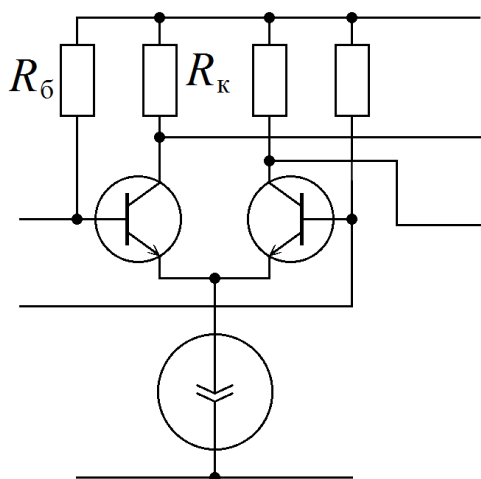


Рис. 6.3. Использование источника тока в дифференциальном каскаде

Проектирование дифференциального каскада по схеме рис. 6.2 сводится к заданию напряжения источника питания $E_к$ и максимального значения тока $I_к$, протекающего через транзисторы, и вычислению сопротивлений резисторов $R_э$, $R_к$ и $R_б$.

В отсутствие входного сигнала через каждый из резисторов должен течь ток $I_{к0}$, равный половине максимально допустимого

значения коллекторного тока, следовательно, через резистор R_3 должен течь ток $2I_{к0}$. и на нём должно падать напряжение $2I_{к0}R_3$, и падение напряжения на последовательно соединённых транзисторе и резисторе $R_к$ должно составлять $E_к - I_{к0}R_3$. Рабочую точку транзистора следует выбрать, как обычно, так, чтобы падение напряжения на нём (а значит, и на последовательно соединённых резисторах $R_к$ и R_3) равнялось половине полученного напряжения:

$$I_{к0}R_к + 2I_{к0}R_3 = \frac{E_к}{2},$$

откуда следует условие для выбора сопротивлений R_3 и $R_к$:

$$R_к + 2R_3 = \frac{E_к}{2I_{к0}}.$$

Следует отметить, что увеличение сопротивления R_3 влечёт за собой, с одной, стороны, увеличения величины $K_{ОСС}$, с другой – уменьшение диапазона изменения выходного напряжения $E_к - I_{к0}R_3$ и коэффициентов усиления (как синфазного, так и дифференциального) каскада.

Необходимое значение тока коллектора каждого из транзисторов $I_к/2$ необходимо обеспечить базовым током

$$I_б = \frac{I_{к0}}{\beta}.$$

Полученное требование определяет величину сопротивления резистора $R_б$:

$$\begin{aligned} R_б &= \frac{U_{R_б}}{I_{R_б}} = \frac{E_к - U_б}{I_{к0}/\beta} = \beta \frac{E_к - (U_3 + 0,6\text{В})}{I_{к0}} = \\ &= \beta \frac{E_к - I_{к0}R_3 - 0,6\text{В}}{I_{к0}} = \beta \left(\frac{E_к - 0,6\text{В}}{I_{к0}} - R_3 \right) \approx \\ &\approx \beta \left(\frac{E_к}{I_{к0}} - R_3 \right) = \beta (2R_к + 4R_3 - R_3) = \beta (2R_к + 3R_3). \end{aligned}$$

Разработанный таким образом дифференциальный усилительный каскад следует, конечно, дополнить конденсаторами на входах – для того, чтобы подключение источников не искажало режим работы каскада по постоянному току, и конденсаторами на выходе (выходах, если парафазный выход также используется) – для того, чтобы подключение нагрузки не искажало режим работы каскада по постоянному току.

Пример 6.1. Рассчитать номиналы элементов дифференциального усилительного каскада по схеме рис. 6.2 на транзисторах BD139 ($I_{кз\max} = 1500 \text{ мА}$) с напряжением источника питания 60 В.

Решение. Выберем значение коллекторного тока транзисторов (каждого) в отсутствие входного сигнала равным 30 мА. В этом случае на транзисторе будет падать напряжение $E_k/2 = 30 \text{ В}$ и будет рассеиваться мощность $P_0 = 30 \text{ В} \times 30 \text{ мА} = 0,9 \text{ Вт}$, что не превышает максимально допустимого значения 1,25 Вт (по паспортным данным). Значения сопротивлений R_k и R_3 определяются выражением $R_k + 2R_3 = E_k/(2I_k) = 60 \text{ В}/60 \text{ мА} = 1 \text{ кОм}$. Выберем $R_k = 800 \text{ Ом}$ и $R_3 = 100 \text{ Ом}$. Сопротивление резистора R_6 найдём по формуле: $R_6 = \beta(2R_k + 3R_3)$. Среднее значение коэффициента β для транзистора BD139 (по справочнику) имеет значение 60, поэтому $R_6 = 60 \times (2 \times 800 \text{ Ом} + 3 \times 100 \text{ Ом}) = 114 \text{ кОм}$.

Значения ёмкостей $C_{вх}$ и $C_{вых}$ определяются, как обычно, соотношениями $C_{вх} \gg 1/(2\pi f_{в} R_{вх})$ и $C_{вых} \gg 1/(2\pi f_{в} R_{вых})$, и для их определения необходимо иметь информацию о входном и выходном сопротивлении каскада. Эти сопротивления оказываются различными для разных режимов работы – дифференциального и синфазного, и при проектировании каскада представляется более простым замерить значения $R_{вх}$ и $R_{вых}$ на практике, и затем по этим значениям рассчитать $C_{вх}$ и $C_{вых}$.

Основными достоинствами дифференциального усилителя (помимо выделения дифференциального сигнала) являются:

1. Малая величина нелинейных искажений.

Поскольку два входа дифференциального усилителя являются симметричными друг относительно друга (их можно поменять местами без изменения свойств усилителя), его передаточная характеристика по постоянному току

будет антисимметричной (если не учитывать возможную постоянную составляющую), как это показано на рис. 6.4. По этой причине при чисто синусоидальном входном дифференциальном сигнале выходной сигнал не будет содержать чётные гармоники и коэффициент нелинейных искажений:

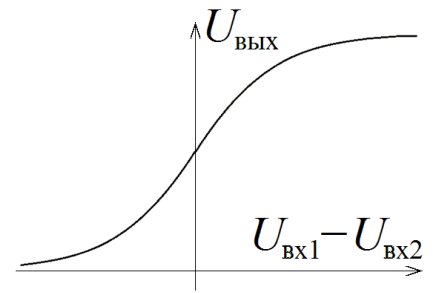


Рис. 6.4. Типичный вид передаточной характеристики дифференциального каскада

$$K_{\text{нэ}} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + U_5^2 + U_6^2 + \dots}}{U_1}$$

примет существенно меньшее значение:

$$K_{\text{нэ}} = \frac{\sqrt{U_3^2 + U_5^2 + \dots}}{U_1}.$$

2. Высокочастотность (отсутствие эффекта Миллера).

Если дифференциальный усилительный каскад построить в соответствии со схемой рис. 6.5 (используется один из двух входов и один из двух выходов), то он превратится в обыкновенный усилитель. Однако этот усилитель будет обладать интересной особенностью — его вход и его выход пространственно разнесены.

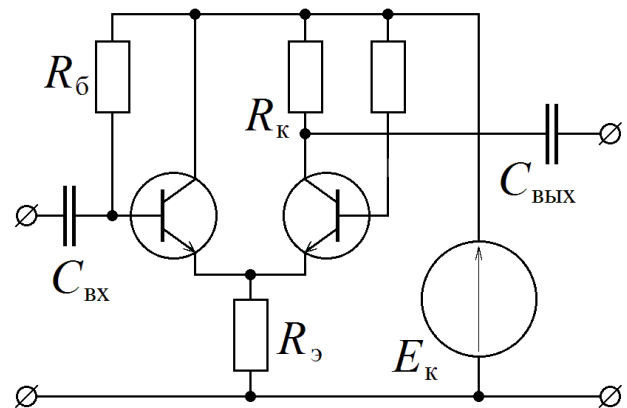


Рис.6.5. Высокочастотный усилитель на основе дифференциального каскада

Благодаря этому паразитная ёмкость между входом и выходом усилителя оказывается пренебрежимо мала, эффект Миллера не работает и верхняя граничная частота усилителя определяется не значением этой паразитной ёмкости, а свойствами собственно транзисторов усилителя.

В силу описанного эффекта, схемы на биполярных транзисторах, в которых связь между транзисторами осуществляется путём соединения эмиттеров и фиксирования суммарного тока, протекающего через транзисторы, об-

ладают повышенным быстродействием. Их собирательное название – *эмиттерно-связанные устройства*.

Дифференциальные усилители, обладающие всеми описанными свойствами, могут быть построены, помимо биполярных транзисторов, на электронных лампах, полевых транзисторах, и на базе других усилительных приборов.

Контрольные вопросы

1. Каково ожидаемое значение $K_{\text{ОСС}}$ для дифференциального усилительного каскада на биполярных транзисторах?
2. Возможно ли использование $R_k = 0$ в схеме рис. 6.2?
3. Чем лимитируется увеличение значения R_s в схеме рис. 6.2?
4. Можно ли использовать в дифференциальном усилительном каскаде транзисторы разных марок?
5. Как изменятся свойства дифференциального каскада рис. 6.2 при $R_s = 0$?
6. Имеет ли смысл использование только одного входа дифференциального усилителя рис. 6.2?
7. Имеет ли смысл использование только одного выхода дифференциального усилителя рис. 6.2?
8. Какие логические микросхемы обладают максимальным быстродействием – ЭСЛ (эмиттерно-связанная логика), ТТЛ (транзисторно-транзисторная логика) или ДТЛ (диодно-транзисторная логика)?

Программа лабораторной работы

1. Получить у преподавателя задание – марку транзисторов для построения дифференциального каскада, значение максимального тока коллектора $I_{к\text{ max}}$ и напряжение источника питания E_k .

2. Измерить величину β используемых транзисторов. Для этого приложить между коллектором и эмиттером напряжение (5 – 20 В), подключить к базе транзистора источник тока $I_б$, измерить коллекторный ток I_k и вычислить коэффициент β как отношение $I_k/I_б$. При этом необходимо контролировать, чтобы ток I_k был приблизительно равен половине максимально допустимого тока коллектора: $I_k \approx I_{к\text{ max}}/2$.

3. Выбрать значения сопротивлений $R_э$ и R_k , исходя из условия:

$$R_k + R_б = \frac{E_k}{I_k},$$

и рассчитать сопротивление $R_б$: $R_б = 2\beta R_k$.

4. Рассчитать и собрать схему рис.6.2. без конденсаторов на входах и выходах. Включить питание и удостовериться, что потенциал коллектора транзисторов находится посередине между потенциалом источника питания E_k и потенциалом их общего эмиттера. Если это необходимо, подрегулировать значение этого потенциала, изменяя сопротивление резистора $R_б$.

5. Выбрать тестирующий синусоидальный сигнал с частотой в диапазоне 5 кГц ... 200 кГц, и амплитудой не более 10 мВ.

Подключить тестирующий сигнал параллельно ко входам дифференциального каскада через разделительные конденсаторы (рис. 6.6), причём ёмкость конденсаторов выбрать такой, чтобы падение напряжения на каждом из них было пренебрежимо мало по сравнению с амплитудой входного сигнала.

При моделировании схемы в системе Proteus рекомендуется измерять величину переменного падения напряжения вольтметром переменного тока, включённым через трансформатор (можно – с коэффициентом трансформации 1) для устранения постоянной составляющей сигнала.

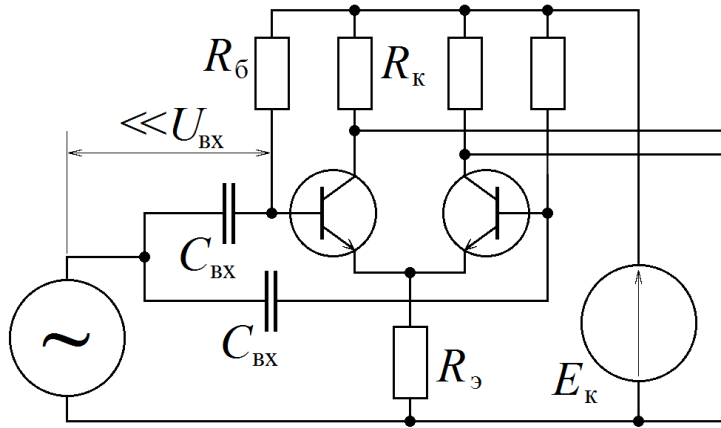


Рис. 6.6. Подключение синфазного сигнала

Подключить к одному из выходов дифференциального каскада осциллограф и визуально убедиться, что выходной сигнал не содержит нелинейных искажений. В случае присутствия нелинейных искажений уменьшить амплитуду входного напряжения.

Измерив амплитуду выходного сигнала, вычислить коэффициент усиления синфазного сигнала, как отношение амплитуд (или действующих значений) выходного и входного сигналов: $K_C = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}}$.

6. Подключить тестирующий сигнал дифференциально ко входам дифференциального каскада (рис. 6.7.)

Подключить к одному из выходов дифференциального каскада осциллограф, и визуально убедиться, что выходной сигнал не содержит нелинейных искаже-

ний. В случае их присутствия уменьшить амплитуду входного напряжения. При необходимости подкорректировать значение ёмкости входных конденсаторов, чтобы падение напряжения на каждом из них было пренебрежимо мало по сравнению с амплитудой входного сигнала.

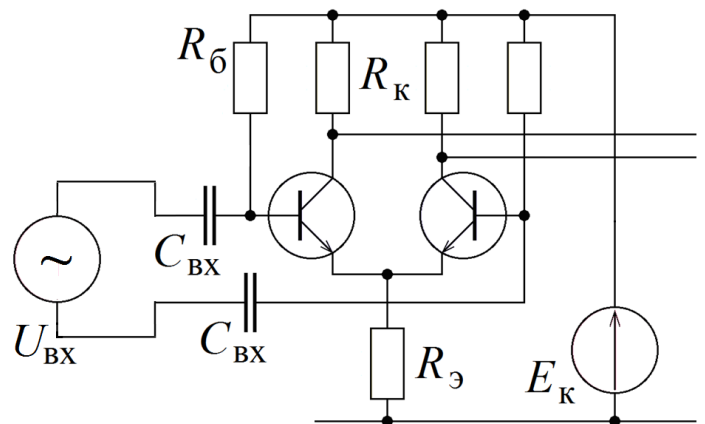


Рис. 6.7. Подключение дифференциального сигнала

Измерив амплитуду выходного сигнала, вычислить коэффициент усиления дифференциального сигнала, как отношение амплитуд (или действующих значений) выходного и входного сигналов: $K_D = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}}$.

7. Вычислить коэффициент ослабления синфазного сигнала по формуле: $K_{\text{осс}} = K_D / K_C$.

8. Подключив к входу дифференциального каскада источник постоянного напряжения $U_{\text{вх}}$ (рис. 6.8) и измеряя вольтметром постоянное напряжение выходное напряжение на одном из входов, снять передаточную характеристику дифференциального каскада по постоянному току.

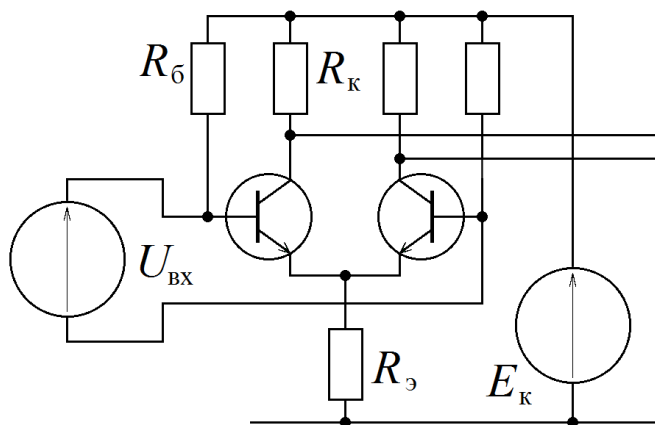


Рис. 6.8. Снятие передаточной характеристики дифференциального каскада

При снятии передаточной характеристики входное напряжение должно принимать как положительные, так и отрицательные значения, а его максимальные величины (как положительная, так и отрицательная) должны обеспечивать насыщение дифференциального каскада, то есть выход выходного напряжения на постоянное значение.

Содержание отчета

Отчет должен содержать:

1. Задание лабораторной работы – марку транзисторов для построения дифференциального каскада, значение максимального тока коллектора $I_{\text{к max}}$ и напряжение источника питания $E_{\text{к}}$.

2. Схему измерения коэффициента β используемых транзисторов с величинами токов $I_{\text{б}}$ и $I_{\text{к}}$ и вычисленное значение β .

3. Расчёт номиналов элементов схемы дифференциального каскада. Схему разработанного каскада с номиналами элементов (без входных и выходных конденсаторов). Измеренные значения потенциалов коллектора и эмиттера транзисторов относительно общей точки. Уточнённое значение сопротивления $R_{\text{б}}$ (п.4 программы выполнения работы).

4. Выбранную частоту тестирующего сигнала и выбранные значения ёмкости входных конденсаторов.

5. Измеренные значения входного и выходного напряжения (п.5 программы выполнения работы) и вычисленное по ним значение $K_{\text{с}}$.

6. Измеренные значения входного и выходного напряжения (п.6 программы выполнения работы) и вычисленное по ним значение $K_{\text{д}}$.

7. Вычисленное значение $K_{\text{осс}}$.

8. Таблицу измерений и график зависимости передаточной характеристики дифференциального усилительного каскада.

Лабораторная работа 7

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

ключевые слова и термины

операционный усилитель

инвертирующий вход, неинвертирующий вход

напряжение насыщения

напряжение смещения, коррекция нуля

повторитель напряжения

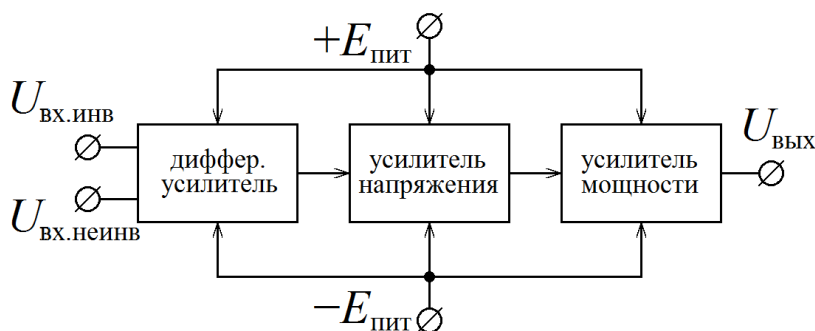
принцип виртуального замыкания

неинвертирующий усилитель

инвертирующий усилитель

частота единичного усиления

Необходимость выполнения электронной техникой математических операций (первоначально, конечно, в военной технике) привела к созданию *операционных усилителей*. Структура операционного усилителя (ОУ) приведена на рис. 7.1. Он представляет собой дифференциальный каскад, нагруженный



ный на усилитель напряжения, (с очень большим коэффициентом усиления), выходной ток которого усиливается усилителем мощности. Два входа дифференциально-

Рис.7.1. Структура операционного усилителя

го каскада являются *инвертирующим* и *неинвертирующим входами* операционного усилителя. Усилитель напряжения служит для обеспечения высокого значения коэффициента усиления операционного усилителя в целом (до 100 000), усилитель мощности — для обеспечения значительного (несколько мА) выходного тока. Помимо высокого значения коэффициента усиления, операционные усилители имеют ещё одну характерную черту — очень большое значение входного сопротивления, как по инвертирующему, так и по неинвертирующему входам. Благодаря этому входными токами операционного усилителя можно пренебречь. Все усилители, входящие в состав операцион-

ного усилителя, являются усилителями постоянного тока и способны усиливать постоянный сигнал. Для того, чтобы усиливаемый сигнал мог принимать как положительные, так и отрицательные значения, операционный усилитель запитывается от двуполярного источника питания $(+E_{\text{пит}}$ и $-E_{\text{пит}}$). Упрощая, можно считать, что операционный усилитель усиливает только дифференциальный (противофазный) сигнал, и его выходное напряжение формируется входными согласно формуле:

$$U_{\text{вых}} = K(U_{+} - U_{-}),$$

где K – коэффициент усиления операционного усилителя, а U_{+} и U_{-} , соответственно, напряжения на его неинвертирующем и инвертирующем входах.

Поскольку операционный усилитель получает питание от реальных источников питания, его выходное напряжение не должно иметь конечные значения и ограничивается сверху *напряжением положительного насыщения* $U_{\text{нас}+} \leq +E_{\text{пит}}$ и *напряжением отрицательного насыщения* $U_{\text{нас}-} \geq -E_{\text{пит}}$, абсолютные значения которых, как правило (при $|+E_{\text{пит}}| = |-E_{\text{пит}}|$), совпадают.

Согласно приведённой формуле, при $U_{+} = U_{-}$ выходное напряжение операционного усилителя должно равняться 0. Это, однако, не имеет место для реальных операционных усилителей, у которых выходное напряжение принимает нулевое значение только при $U_{+} - U_{-} = U_{\text{см}}$, где величина $U_{\text{см}}$ носит название *напряжение смещения*. В некоторых случаях требуется нулевая величина напряжения смещения, для этого некоторые модели операционных усилителей имеют дополнительные выводы «*коррекция нуля*».

Упомянутые параметры операционного усилителя показаны на схематичном графике передаточной характеристики операционного усилителя (рис. 7.2).

Операционные усилители в практической схемотехнике используются либо как пороговые устройства, имеющие два устойчивых состояния

($U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{нас+}}$ при $U_+ > U_-$ и $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{нас-}}$ при $U_+ < U_-$), либо они охватываются глубокой отрицательной обратной связью.

Используемые схемные обозначения операционного усилителя приведены на рис. 7.3. На этих обозначениях должны быть явно выделены инвертирующий и неинвертирующий входы и выход. Инвертирующий вход отмечается кружочком, используются также обозначения «+» и «-» для обозначения неинвертирующего и

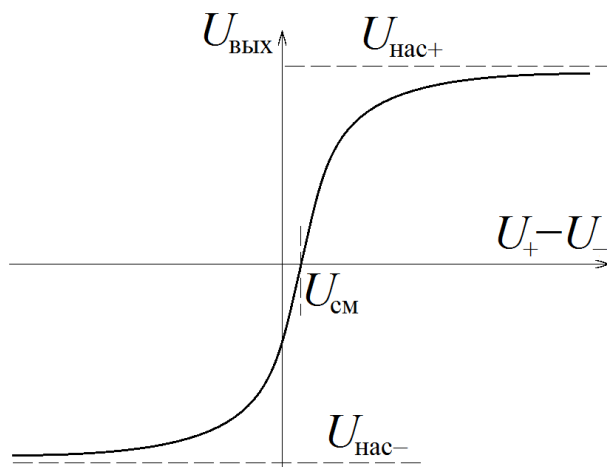


Рис. 7.2. Передаточная характеристика операционного усилителя (схематично)

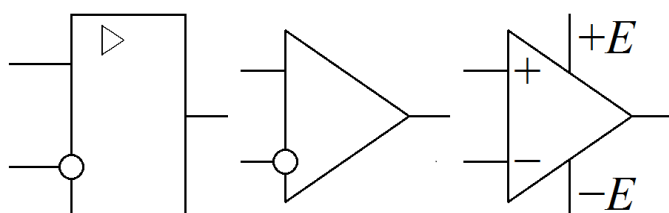


Рис. 7.3. Схемные обозначения ОУ.
Слева — по ГОСТ

инвертирующего входов (соответственно). Иногда на схемных обозначениях также указывают выводы для подключения источников питания, схем коррекции нуля, схем частотной коррекции.

Простейшая схема на операционном усилителе приведена на рис. 7.4. В этой схеме входное напряжение формирует потенциал неинвертирующего входа:

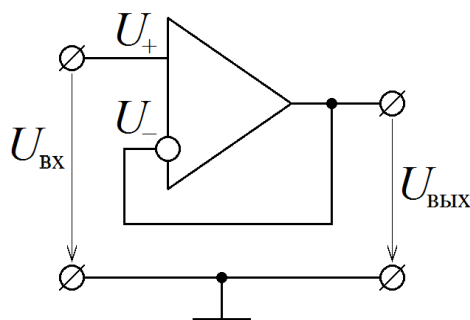


Рис. 7.4. Повторитель напряжения на ОУ

$U_+ = U_{\text{ВХ}}$, а выходное напряжение — потенциал инвертирующего входа: $U_- = U_{\text{ВЫХ}}$, следовательно:

$$U_{\text{ВЫХ}} = K(U_+ - U_-) = K(U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}),$$

$$\text{откуда: } U_{\text{ВЫХ}} = \frac{K}{K+1} U_{\text{ВХ}}.$$

Таким образом, при достаточно большом коэффициенте K ($K \gg 1$), схема представляет собой повторитель напряжения, поскольку $K/(K+1) \approx 1$.

Полученный результат можно получить гораздо более простым и быстрым способом, за которым закрепилось название *принцип виртуального замыкания*. Основная идея принципа состоит в том, что если операционный усилитель не находится в состоянии насыщения, то $U_+ - U_- = U_{\text{ВЫХ}}/K \approx 0$, то есть потенциалы инвертирующего и неинвертирующего входов приблизительно равны. Таким образом, при расчёте схем на операционном усилителе можно принять $U_+ = U_-$. Например, для схемы рис. 7.4 принцип виртуального замыкания даёт: $U_{\text{ВЫХ}} = U_- = U_+ = U_{\text{ВХ}}$. Пользоваться принципом виртуального замыкания следует осторожно – перед его применением следует убедиться, что обратная связь в схеме является отрицательной, то есть увеличение выходного напряжения приводит к началу процессов, ведущих к его увеличению (и наоборот). Действительно, если в схеме рис. 7.4 поменять местами инвертирующий и неинвертирующий входы и применить те же соображения, формально получится тот же результат. Однако в этом случае принцип виртуального замыкания применять нельзя, поскольку обратная связь является положительной.

Классическими применениями операционных усилителей являются усилители. На рис. 7.5 изображена схема неинвертирующего усилителя. Применим к этой схеме принцип виртуального замыкания.

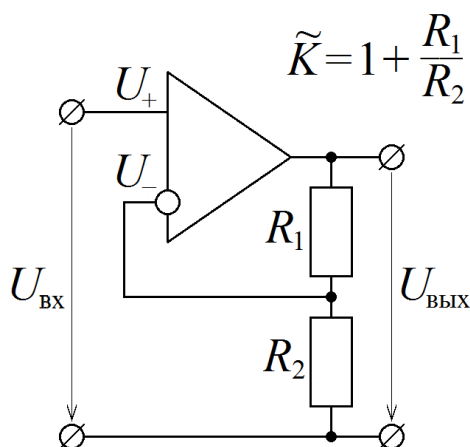


Рис. 7.5. Неинвертирующий усилитель на ОУ

Потенциал неинвертирующего входа равен входному напряжению: $U_+ = U_{\text{ВХ}}$.

Потенциал инвертирующего входа формируется делителем напряжения $R_1 R_2$, на вход которого поступает выходное напряжение: $U_- = U_{\text{ВЫХ}} \times R_2 / (R_1 + R_2)$.

После применения принципа виртуального замыкания получаем:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \times \frac{R_1 + R_2}{R_2} = U_{\text{ВХ}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = U_{\text{ВХ}} \tilde{K},$$

то есть схема имеет положительный коэффициент усиления

$$\tilde{K} = 1 + \frac{R_1}{R_2} > 1.$$

В силу того, что входной сигнал неинвертирующего усилителя поступает непосредственно на вход операционного усилителя, входной ток схемы рис. 7.4 очень мал, и поэтому входное сопротивление рассматриваемой схемы практически равно бесконечности. Благодаря глубокой отрицательной обратной связи выходное сопротивление неинвертирующего усилителя близко к нулю.

Нетрудно показать, что при $R_1 = 0$ и/или $R_2 = \infty$ схема превращается в рассмотренный ранее повторитель напряжения.

Для реализации заданного коэффициента усиления $K(> 1)$ следует выполнить условие $R_1/R_2 = K - 1$. Конкретный выбор значений сопротивлений R_1 и R_2 следует осуществить так, чтобы, с одной стороны, ток, выдаваемый операционным усилителем не был слишком большим (не больше 2..5 мА), с другой – чтобы значения R_1 и R_2 были намного меньше сопротивления окружающей их воздушной среды, то есть, по крайней мере, не превышали значения 100 ГОм.

Пример 7.1. Рассчитать номиналы элементов неинвертирующего усилителя с коэффициентом усиления 20 по схеме рис. 7.4 на операционном усилителе с питанием ± 15 В.

Решение. Зададим ток, текущий через делитель напряжения R_1 R_2 : 0,1 мА. Выходное напряжение операционного усилителя не может превысить напряжение источника питания, поэтому сумма сопротивлений R_1 и R_2 равна $15 \text{ В}/0,1 \text{ мА} = 150 \text{ кОм}$. Требуемый коэффициент усиления 20 определяет отношение сопротивлений: $R_1/R_2 = 20 - 1 = 19$. Таким образом, получаем систему уравнений:

$$\begin{cases} R_1 + R_2 = 150 \text{ кОм}; \\ R_1/R_2 = 20 - 1 = 19, \end{cases}$$

решая которую, получим: $R_1 = 142,5 \text{ кОм}$, $R_2 = 7,5 \text{ кОм}$.

На рис. 7.6 приведена схема инвертирующего усилителя на ОУ. Применим к этой схеме принцип виртуального замыкания. Потенциал неинвертирующего входа равен входному нулю: $U_+ = 0$. Потенциал инвертирующего входа формируется резистивной цепочкой $R_1 R_2$, на концы которой поданы потенциалы $U_{\text{ВХ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$:

$$U_- = \frac{U_{\text{ВХ}} R_2 + U_{\text{ВЫХ}} R_1}{R_2 + R_1}.$$

После применения принципа виртуального замыкания получаем:

$$U_- = \frac{U_{\text{ВХ}} R_2 + U_{\text{ВЫХ}} R_1}{R_2 + R_1} = U_+ = 0,$$

откуда $U_{\text{ВЫХ}} = -(R_2/R_1)U_{\text{ВХ}}$, то есть схема

схема имеет отрицательный коэффициент усиления

$$\tilde{K} = -\frac{R_2}{R_1} < 0.$$

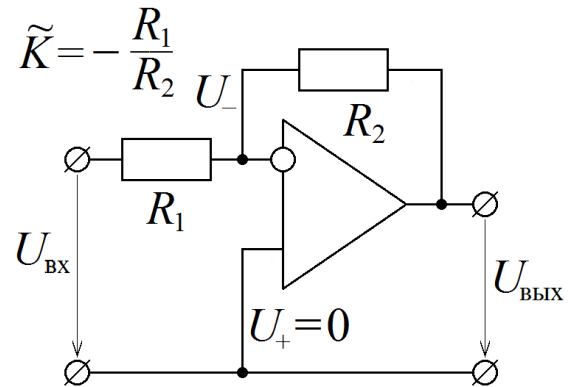


Рис. 7.6. Инвертирующий усилитель на ОУ

Выходное сопротивление инвертирующего усилителя на ОУ, точно так же, как и для неинвертирующего, благодаря глубокой отрицательной обратной связи, близко к нулю. Вместе с тем, входной сигнал инвертирующего усилителя прикладывается к резистору R_1 , второй конец которого подключён к инвертирующему входу, потенциал которого, согласно принципу виртуального замыкания, близок к нулю. Поэтому через R_1 (на вход инвертирующего усилителя) течёт значительный ток, и входное сопротивление инвертирующего усилителя имеет значение, близкое к R_1 .

В отличие от неинвертирующего усилителя, коэффициент усиления которого обязательно превосходит значение 1, абсолютное значение коэффициента усиления инвертирующего усилителя может принимать любые значения. Значения коэффициента усиления, меньшие 1 (по модулю), однако, не представляют практического интереса, поскольку реализовывать их гораздо проще на основе резистивных делителей напряжения.

Пример 7.2. Рассчитать номиналы элементов инвертирующего усилителя с коэффициентом усиления (-20) и входным сопротивлением не менее 1 МОм по схеме рис. 7.5 на операционном усилителе с питанием $\pm 15\text{ В}$.

Решение. Пусть сопротивление резистора R_1 равно 2 МОм . В этом случае входное сопротивление схемы равно $2\text{ МОм} > 1\text{ МОм}$. Для обеспечения требуемого коэффициента усиления сопротивление резистора R_2 должно равняться 20 МОм .

Выходной ток операционного усилителя в этой схеме определяется сопротивлением R_2 : $I_{\text{вых}} = 15\text{ В} / R_2 = 15\text{ В} / 20\text{ МОм} = 0,75\text{ мкА}$. Таким образом, нагрузка операционного усилителя невелика.

Даже если в схеме на операционного усилителе нет явного соединения выхода ОУ с землёй, выход всё равно соединяется с ней через паразитную ёмкость и/или внутренние ёмкости интегральной схемы операционного усилителя. Таким образом, операционный усилитель можно рассматривать как интегрирующую цепочку, которая на высоких частотах формирует спад частотной характеристики со скоростью 20 дБ/дек. Если в составе ОУ присутствуют несколько конденсаторов, на более высоких частотах возможно спадание частотной характеристики со скоростью 40 дБ/дек. или 60 дБ/дек. , как это проиллюстрировано на рис. 7.7.

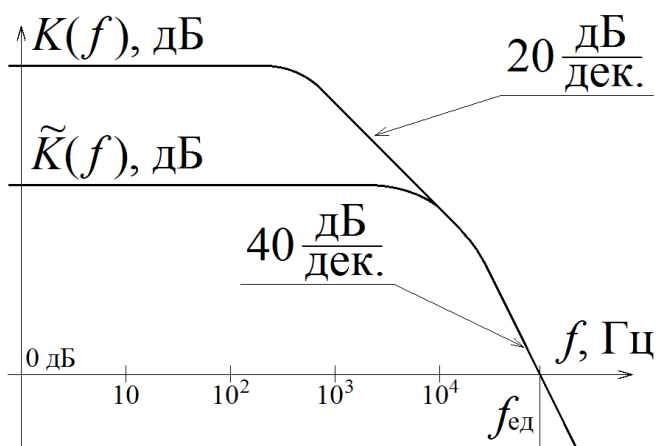


Рис. 7.7. Частотная характеристика ОУ и схем на его основе (схематично)

С ростом частоты частотная характеристика операционного усилителя равномерно убывает и на некоторой частоте становится равной 1 ($= 0\text{ дБ}$). Эта частота получила название *частота единичного усиления*. Глубокая отрицательная обратная связь приводит к тому, что частотная характеристика

усилителя на ОУ имеет постоянное значение \tilde{K} в том частотном диапазоне, где $\tilde{K} \ll K(f)$. Таким образом, усилитель на ОУ оказывается тем более вы-

сокочастотным, чем меньше значение его коэффициента усиления, что даёт основание выполнять сложные усилители в виде каскадного соединения простейших усилителей на ОУ.

На базе операционных усилителей, помимо инвертирующего и неинвертирующего усилителей, могут быть построены дифференциальный усилитель, сумматор, интегратор, дифференцирующая схема, логарифмирующая и потенцирующая схемы. На их основе строятся генераторы, стабилизаторы, перемножители и масса других, более сложных устройств.

Контрольные вопросы

1. Как на основе ОУ разработать усилитель с положительным коэффициентом усиления, меньшим единицы?
2. Возможно ли питание схем на ОУ от однополярного источника питания? Какие изменения необходимо при этом внести в схемах?
3. Каким образом можно создать на ОУ усилитель с парафазным выходом?
4. Можно ли создать на базе ОУ усилитель с верхней граничной частотой, большей частоты единичного усиления ОУ?
5. Какой усилитель будет обладать большим значением коэффициента нелинейных искажений – на базе ОУ или на базе транзистора по схеме с ОЭ?
6. Какое практическое применение имеет повторитель напряжения на ОУ?
7. Какие действия следует предпринять, чтобы повысить входное сопротивление инвертирующего усилителя на ОУ?

Программа лабораторной работы

1. Получить у преподавателя задание – марку операционного усилителя и значения коэффициентов усиления для неинвертирующего и для инвертирующего усилителей.

2. Подключить к операционному усилителю источники питания согласно паспортным данным ОУ и измерить передаточную характеристику ОУ по постоянному току (рис. 7.8). Измерения произвести в диапазоне от $-E$ до $+E$, с

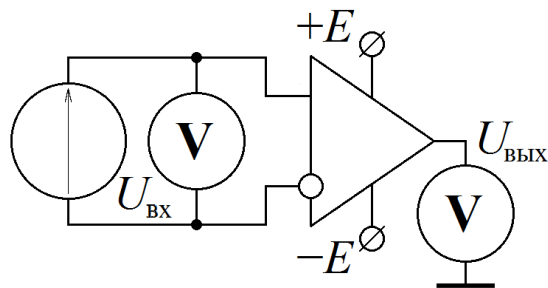


Рис. 7.8. Снятие передаточной характеристики ОУ

достаточным количеством (не менее 5) точек на линейном участке характеристики.

Построить передаточную характеристику на двух графиках. На первом графике – в диапазоне от $-E$ до $+E$, напряжений насыщения ОУ $U_{\text{нас}+}$ и $U_{\text{нас}-}$. На втором графике – только линейный участок характеристики, определить по нему значения коэффициента усиления ОУ $K = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta U_{\text{ВХ}}$ и его напряжения смещения $U_{\text{см}}$. Для вычисления по измеренным значениям коэффициента усиления и напряжения смещения следует решить систему уравнений

$$\begin{cases} U_{\text{ВЫХ } k} = K U_{\text{ВХ } k} - U_{\text{см}}, \end{cases}$$

где $U_{\text{ВХ } k}$ и $U_{\text{ВЫХ } k}$ – измеренные точки линейного участка передаточной характеристики. Систему уравнений удобно решать в среде MS Excel методом наименьших квадратов.

3. Рассчитать и собрать на операционном усилителе неинвертирующий усилитель (рис. 7.5). Снять АЧХ неинвертирующего усилителя. Построить график АЧХ. Определить по графику частоту единичного усиления $f_{\text{ед}}$. Нане-

сти на график прямые $AЧХ = \tilde{K}$ и $AЧХ = 20 \frac{дБ}{дек.} (f - f_{ед})$ (или $= 40 \frac{дБ}{дек.} (f - f_{ед})$, или $= 60 \frac{дБ}{дек.} (f - f_{ед})$).

4. Измерить входное сопротивление неинвертирующего усилителя. Измерения следует проводить по переменному току на частоте около $f_{ед}/2$. Амплитуду входного сигнала следует установить достаточно маленькой, чтобы ОУ не входил в состояние насыщения (что легко проконтролировать с помощью осциллографа). При моделировании схемы в системе Proteus следует иметь в виду, что входной ток может иметь очень маленькое значение, кроме того, амперметры переменного тока системы Proteus (AC AMMETER) измеряют не действующее значение переменной составляющей, а средне-квадратичное значение сигнала вместе с постоянной составляющей, поэтому для из-

мерения входного тока следует воспользоваться преобразователем тока в напряжение (CCVS) и устранять постоянную составляющую, как это показано на рис 7.9. Входное сопротивление равно отношению амплитуд (или действующих значений) входного напряжения и входного тока.

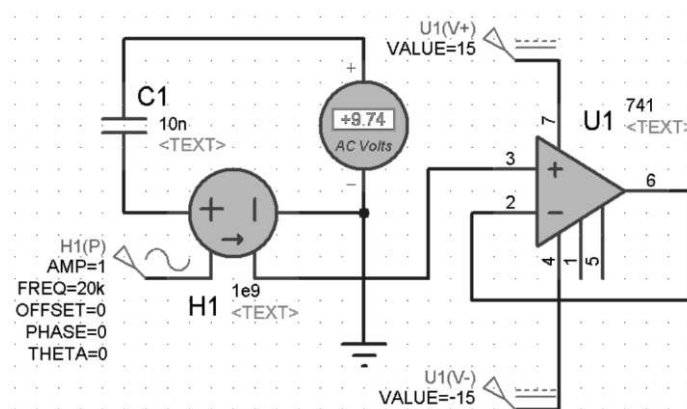


Рис. 7.9. Измерение входного тока ОУ. Для изображённой схемы $I_{вх} = 9,74$ нА

5. Измерить выходное сопротивление неинвертирующего усилителя. Для этого подать на вход усилителя переменный сигнал с частотой около $f_{ед}/2$ и с достаточно малой амплитудой, и, не изменяя его параметры, подключить к выходу усилителя по очереди две различные нагрузки. Сопротивления нагрузок следует выбрать достаточно большими, чтобы выходной ток ОУ не превышал значения 2 мА. Измеряя падение напряжения на нагрузках, являюще-

еся выходным напряжением усилителя $U_{\text{вых}}$ и ток через них, являющийся выходным током усилителя $I_{\text{вых}}$, вычислить выходное сопротивление по формуле $R_{\text{вых}} = (U_{\text{вых2}} - U_{\text{вых1}}) / (I_{\text{вых2}} - I_{\text{вых1}})$, где для всех величин следует использовать амплитудное или действующее (среднеквадратичное, RMS) значение. Одной из нагрузок может служить полный разрыв (холостой ход, $R_{\text{н}} = \infty, I_{\text{вых}} = 0$).

6. Рассчитать и собрать на операционном усилителе неинвертирующий усилитель (рис. 7.6). Прodelать с ним измерения п.3, п.4, п.5.

Содержание отчета

Отчет должен содержать:

1. Задание лабораторной работы – марку операционного усилителя, значения коэффициентов усиления для неинвертирующего и для инвертирующего усилителей.

2. Таблицу передаточной характеристики операционного усилителя и построенные по ней графики – в диапазоне от $-E$ до $+E$ и в диапазоне линейного изменения. Определённые по графикам значения напряжений насыщения $U_{\text{нас+}}$ и $U_{\text{нас-}}$, напряжения смещения $U_{\text{см}}$ и коэффициента усиления K .

3. Схему неинвертирующего усилителя с номиналами элементов.

4. Таблицу измерений входного сопротивления неинвертирующего усилителя и значение его входного сопротивления, рассчитанное по результатам измерений.

5. Таблицу измерений выходного сопротивления неинвертирующего усилителя и значение его выходного сопротивления, рассчитанное по результатам измерений.

6. Схему инвертирующего усилителя с номиналами элементов.

7. Таблицу измерений входного сопротивления инвертирующего усилителя и значение его входного сопротивления, рассчитанное по результатам измерений.

8. Таблицу измерений выходного сопротивления инвертирующего усилителя и значение его выходного сопротивления, рассчитанное по результатам измерений.

Лабораторная работа 8

МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

ключевые слова и термины

*мультивибратор, симметричный мультивибратор
релаксационный генератор, квазиустойчивое состояние
скважность
триггер, ждущий мультивибратор
триггер Шмитта, инвертирующий триггер Шмитта
петля гистерезиса, пороговые напряжения*

Мультивибраторами принято называть симметричные варианты *релаксационных генераторов*. Релаксационный генератор – это устройство с двумя состояниями, в каждом из которых устройство может находиться ограниченное время – в процессе нахождения устройства в одном состоянии в нём протекают такие процессы, которые обязательно приводят в смене состояния устройства на альтернативное состояние. Такое свойство состояний релаксационного генератора послужило причиной возникновения термина «*квазиустойчивое состояние*». В настоящее время получили широкое распространение мультивибраторы на биполярных транзисторах и мультивибраторы на операционном усилителе.

Мультивибратор на биполярных транзисторах.

Мультивибратор на биполярных транзисторах представляет собой два усилительных каскада по схеме с общим эмиттером, включённые в кольцо, как это показано на рис. 8.1. Если бы связь между каскадами осуществлялась по постоянному току (вместо конденсаторов использовались бы резисторы), то схема имела бы два абсолютно устойчивые состояния – либо транзистор T_1 открыт, транзистор T_2 закрыт, либо наоборот, транзистор T_2 открыт, транзистор T_1 закрыт – в силу того, что каждый из каскадов с ОЭ инвертирует сигнал. Схемы подобного типа называют *триггерами*.

Рассмотрим подробно работу мультивибратора по схеме рис. 8.1. При равенстве номиналов обеих половинок схемы ($R_{к1} = R_{к2}$, $R_{б1} = R_{б2}$, $C_1 = C_2$, $T_1 = T_2$)

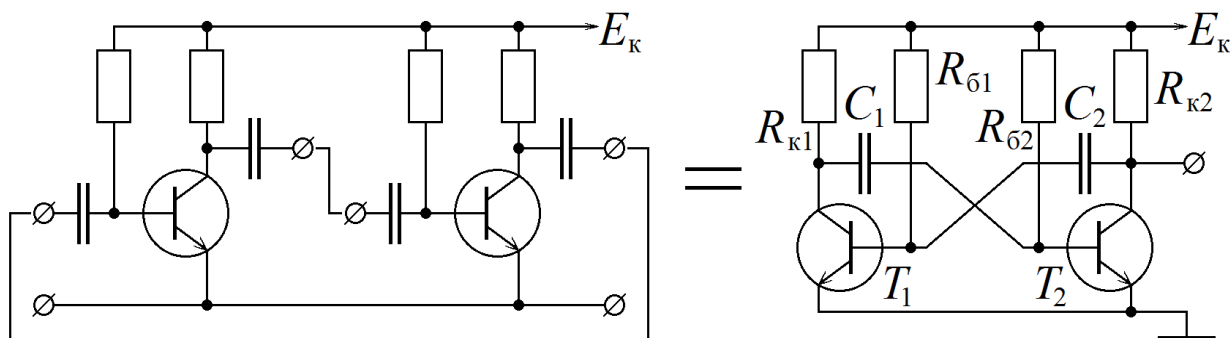


Рис. 8.1. Мультивибратор на биполярных транзисторах

её принято называть *симметричным мультивибратором*. Помимо двух упомянутых состояний, у него формально возможно ещё одно состояние – оба транзисторы почти полностью открыты (для этого, конечно, необходимо, чтобы сопротивление $R_б$ было приблизительно равно $\beta R_к$), и потенциалы коллекторов обоих транзисторов близки к нулю. В схемах на реальных элементах всегда присутствуют тепловые шумы. Пусть в некоторый момент времени потенциал коллектора транзистора T_1 принял какое-то значение > 0 . Это повышение $U_{к1}$ приводит (через конденсатор C_1) к повышению тока базы транзистора T_2 , что, в свою очередь, приводит к уменьшению потенциала $U_{к2}$, это уменьшение вызывает через конденсатор C_2 уменьшение тока базы транзистора T_1 , следовательно, он ещё больше закрывается, и потенциал $U_{к1}$ ещё больше растёт. Этот лавинообразный процесс заканчивается полным закрытием транзистора T_1 и полным открытием транзистора T_2 . Следует подчеркнуть, что описанный процесс осуществляется при наличии тепловых шумов, которые в большинстве программ-симуляторов (EWB, Proteus и т.п.) отсутствуют, и мультивибратор будет оставаться в устойчивом состоянии с двумя полностью открытыми транзисторами.

Рассмотрим теперь процессы в мультивибраторе, работающем в «штатном» режиме (рис. 8.2). Пусть транзистор T_1 закрыт, а транзистор T_2 открыт.

Если транзистор T_1 закрыт, то потенциал его базы должен быть отрицательным, и конденсатор C_2 перезаряжается к напряжению E_K через резистор R_{K1} и открытый транзистор T_2 . Как только потенциал базы транзистора T_1 превысит значение $0,7\text{ В}$, он начнёт открываться, это послужит началом процесса лавинообразного опрокидывания схемы, который закончится состоянием транзистор T_1 открыт, а транзистор T_2 закрыт. До начала лавинообразного процесса левая (по рис. 8.1) обкладка конденсатора C_1 имела потенциал E_K , а правая – $0,7\text{ В}$. После окончания потенциал левой обкладки C_1 становится равным нулю, следовательно, потенциал правой обкладки приблизительно равен $-E_K$, что обеспечивает поддержание транзистора T_2 в закрытом состоянии. Конденсатор C_2 при опрокидывании схемы быстро перезаряжается через резистор R_{K2} и эмиттерный рп-переход транзистора T_1 . Далее процессы в мультивибраторе повторяются. Нетрудно показать, что время нахождения транзистора T_2 в закрытом состоянии (один «полупериод») определяется выражением: $\Delta_1 = R_{61}C_2 \ln 2$.

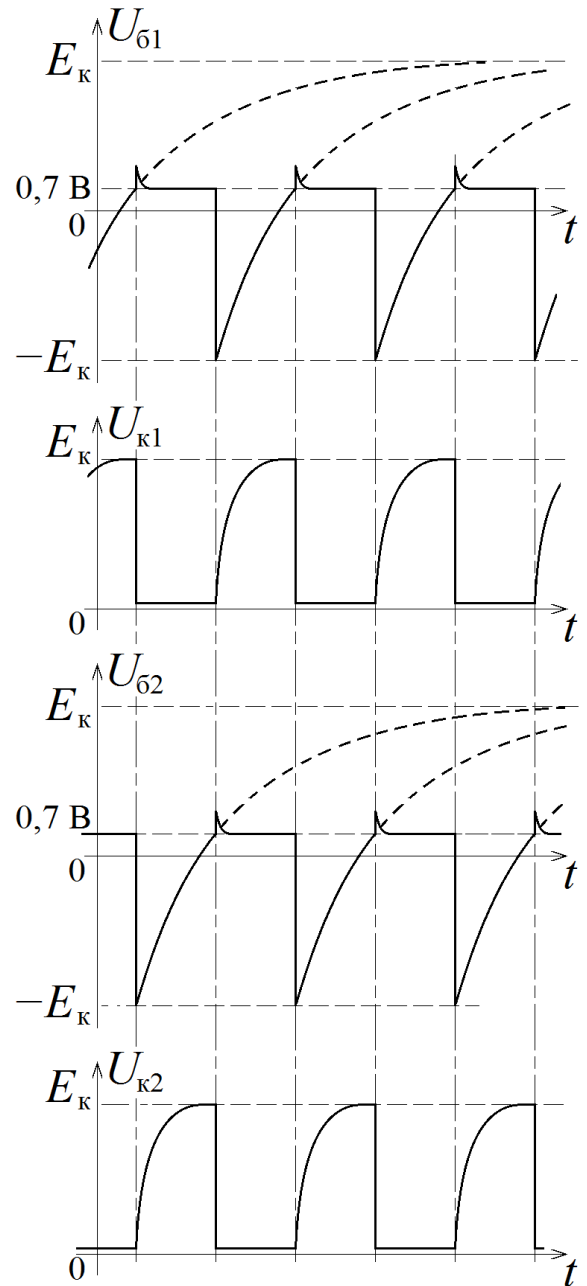


Рис. 8.2. Диаграммы работы симметричного мультивибратора на биполярных транзисторах

В результате периодической работы на коллекторе каждого транзистора формируется сигнал, близкий по форме к прямоугольному. Спектр такого сигнала содержит большое число частот, кратных частоте следования прямо-

угольных импульсов. Этот факт получил отражение в названии устройства – мульти(много)-вибратор(генератор).

Пример 8.1. Спроектировать мультивибратор на транзисторах BD139 с напряжением источника питания 75 В для генерации импульсов длительностью 1 мс и периодом следования 5 мс.

Решение. Для обеспечения высокой нагрузочной способности выберем коллекторные токи обоих транзисторов равными 500 мА. При полностью открытом транзисторе этот ток течёт через резистор R_k и это даёт возможность вычислить его сопротивление: $R_k = E_k / I_k = 75 \text{ В} / 0,5 \text{ А} = 150 \text{ Ом}$. Этот ток должен обеспечивать резистор R_6 : $R_6 \approx E_k / I_6 = \beta E_k / I_k$. Значение коэффициента β для транзистора BD139 по справочнику может быть равно 40...80. Выбираем наибольшее значение $\beta = 80$ – если β будет меньше, транзистор окажется открыт не полностью, и выходной сигнал не будет достигать нуля. Итак, $R_6 = \beta E_k / I_k = 80 \times 75 \text{ В} / 0,5 \text{ А} = 12 \text{ кОм}$.

Поскольку в схеме рис. 8.1. выходной сигнал снимается с коллектора транзистора T_2 , именно он должен быть закрыт 1 мс, поэтому конденсатор C_2 должен обладать ёмкостью $C_2 = \Delta_1 / (R_{61} \ln 2) = 1 \text{ мс} / (12 \text{ кОм} \times 0,693) = 0,12 \text{ мкФ}$. Длительность второго «полупериода» должна быть равна $5 \text{ мс} - 1 \text{ мс} = 4 \text{ мс}$, поэтому ёмкость конденсатора C_1 должна быть в 4 раза больше: $C_1 = 4 \times 0,12 \text{ мкФ} = 0,48 \text{ мкФ}$.

Мультивибраторы на биполярных транзисторах обладают рядом недостатков. С их помощью можно создавать переменное (не синусоидальное!) напряжение с частотой не больше 100 кГц, *скважность* импульсного сигнала (отношение периода повторения к длительности импульсов), формируемого с их помощью, не может превысить несколько сотен (точнее, β), они обладают очень невысоким к.п.д. Известны мультивибраторы, свободные от этих недостатков. К ним относятся мультивибраторы с эмиттерной связью, мультивибраторы на комплементарных транзисторах, мультивибраторы на полевых транзисторах, мультивибраторы на операционном усилителе.

Мультивибратор на операционном усилителе.

На основе операционного усилителя легко строится *триггер Шмитта* – четырёхполюсник, передаточная характеристика которого обладает *петлёй гистерезиса*, то есть неоднозначностью значения выходного напряжения в зависимости от направления изменения (увеличение или уменьшения) входного. Схемное обозначение триггера Шмитта и типичный вид его передаточной характеристики показан на рис. 8.3. При монотонном увеличении входного напряжения выходное сохраняет свою величину равной $U_{\text{вых}} = U_{\text{нас-}}$ вплоть до значения $U_{\text{вх}} = U_{\text{п+}}$ (положительное *пороговое* напряжение) и при

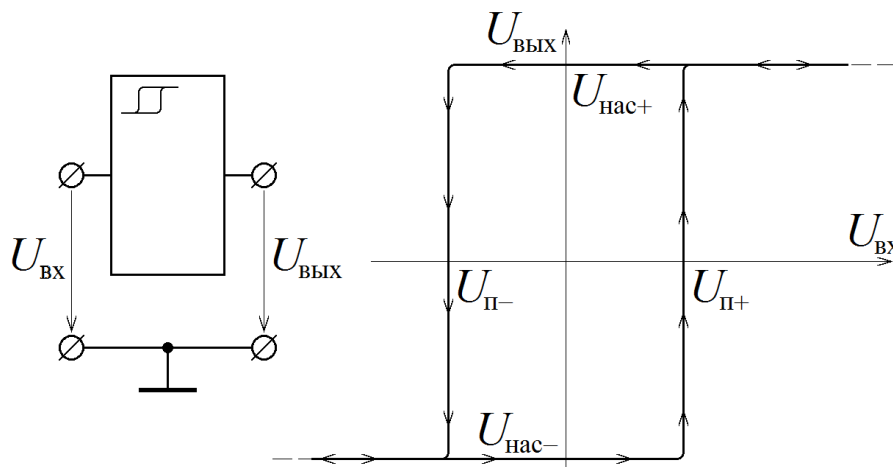


Рис. 8.3. Обозначение триггера Шмитта на схемах и типичный вид его передаточной характеристики

$U_{\text{вх}} > U_{\text{п+}}$ становится равным $U_{\text{вых}} = U_{\text{нас+}}$.

Если теперь начать монотонно уменьшать входное напряжение, то выходное продолжит сохранять величину

$U_{\text{вых}} = U_{\text{нас+}}$ даже

при $U_{\text{вх}} < U_{\text{п+}}$, и возвращается к величине $U_{\text{вых}} = U_{\text{нас-}}$ только при выполнении условия $U_{\text{вх}} < U_{\text{п-}}$ (отрицательное *пороговое* напряжение). Таким образом, на передаточной характеристике устройства образуется диапазон изменений входного (от $U_{\text{п-}}$ до $U_{\text{п+}}$), где устройство может пребывать в двух состояниях. Такие устройства принято называть *триггерами*.

На базе триггера Шмитта легко построить релаксационный генератор, схема которого приведена на рис. 8.4. В схеме используется *инвертирующий триггер Шмитта*, то есть триггер Шмитта, дополненный инвертором, изменяющим знак выходного сигнала триггера Шмитта на противоположный. Когда инвертирующий триггер Шмитта находится в состоянии положительного насыщения, на RC -цепочку поступает напряжение $U_{\text{нас+}}$ и конденсатор пере-

заряжается к этому напряжению. Как только напряжение на нём превысит значение $U_{п+}$, инвертирующий триггер Шмитта перебрасывается в состояние отрицательного насыщения и конденсатор перезаряжается к напряжению $U_{нас-}$.

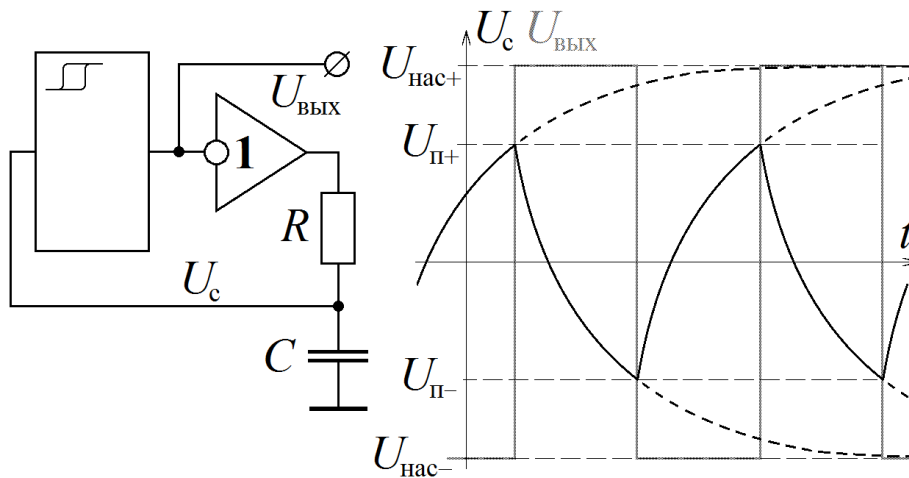


Рис. 8.4. Релаксационный генератор на основе триггера Шмитта и диаграммы его работы

Как только напряжение на нём достигнет значения $U_{п-}$, триггер снова перебрасывается в состояние $U_{нас+}$ и процесс повторяется. При полностью симметричной ха-

рактеристике инвертирующего триггера Шмитта ($|U_{нас+}| = |U_{нас-}|$, $|U_{п+}| = |U_{п-}|$) выходной сигнал релаксационного генератора также оказывается симметричным и длительность состояния $U_{нас+}$ совпадает с длительностью состояния $U_{нас-}$.

На рис. 8.5 приведена схема инвертирующего триггера Шмитта на операционном усилителе, охваченном положительной обратной связью. Нетрудно показать, что пороговые напряжения такого триггера Шмитта полностью

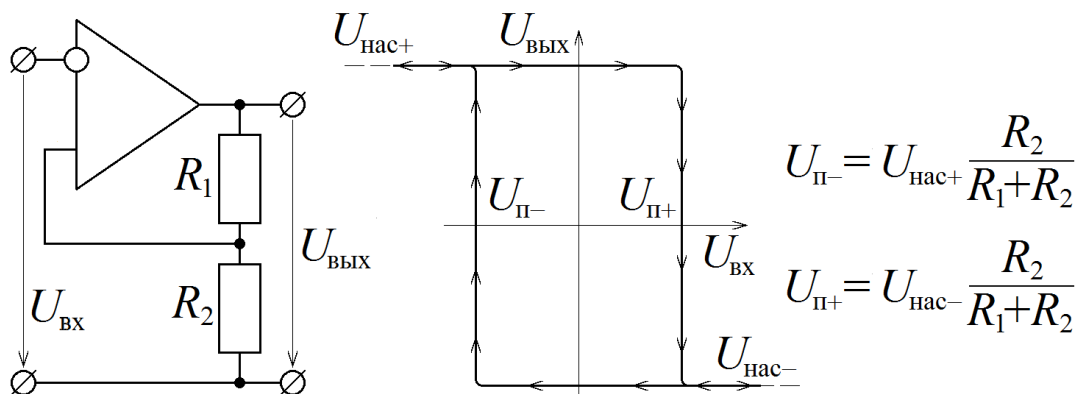


Рис. 8.5. Инвертирующий триггер Шмитта на ОУ и его передаточная характеристика

определяются напряжениями насыщения ОУ и сопротивлениями резисторов звена обратной связи:

$$\begin{cases} U_{\Pi+} = U_{\text{нас}+} \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \\ U_{\Pi-} = U_{\text{нас}-} \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \end{cases}$$

На основе инвертирующего триггера Шмитта на ОУ легко строится мультивибратор на ОУ. Для этого нужно соединить выход триггера Шмитта рис. 8.5. с инвертирующим входом ОУ через RC -цепочку, как это показано на рис. 8.6.

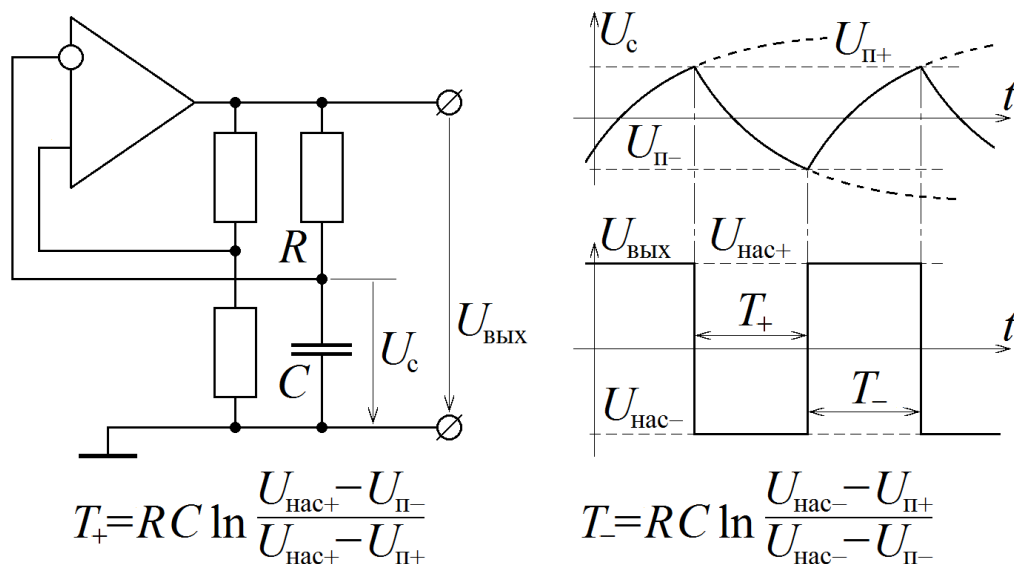


Рис. 8.6. Мультивибратор на ОУ диаграммы и его работы

Выполнив несложные выкладки, нетрудно показать, что «полупериоды» выходного напряжения мультивибратора на операционном усилителе определяются выражениями:

$$\begin{cases} T_+ = RC \ln \frac{U_{\text{нас}+} - U_{\Pi-}}{U_{\text{нас}+} - U_{\Pi+}}; \\ T_- = RC \ln \frac{U_{\text{нас}-} - U_{\Pi+}}{U_{\text{нас}-} - U_{\Pi-}}, \end{cases}$$

и при равенстве напряжений насыщения операционного усилителя ($U_{\text{нас}+} = U_{\text{нас}-}$) выходной сигнал мультивибратора оказывается абсолютно симметричным: $T_+ = T_-$.

Если при проектировании мультивибратора возникает надобность получить разные значения длительности «полупериодов» его выходного сигнала, то прибегают к созданию различных цепей перезаряда конденсатора для разных значений выходного напряжения мультивибратора – для $U_{\text{нас}+}$ – одна цепь перезаряда, для $U_{\text{нас}-}$ – другая. Некоторые варианты создания таких различных цепей перезаряда показаны на рис. 8.7.

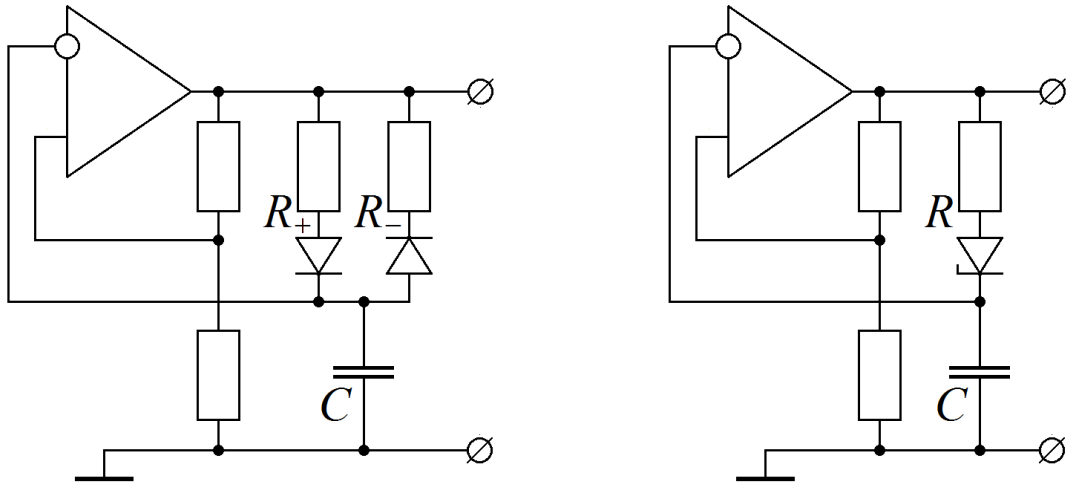


Рис. 8.7. Варианты мультивибратора на ОУ с различными длительностями «полупериодов»

Пример 8.2. Спроектировать мультивибратор на операционном усилителе $\mu\text{A}741$ для генерации импульсов длительностью 1 мс и периодом следования 5 мс.

Решение. Напряжения источников питания для ОУ $\mu\text{A}741$ имеют значения ± 15 В. Будем считать, что значения напряжений насыщения этого ОУ совпадают со значениями напряжений питания $U_{\text{нас}+} = 15$ В, $U_{\text{нас}-} = -15$ В (если требуется очень высокая точность, следует предварительно точно измерить значения напряжений насыщения). Выберем значения пороговых напряжений: $U_{\text{п}+} = 10$ В, $U_{\text{п}-} = -10$ В. Выберем для проектирования левую схему рис. 8.7. Для построения триггера Шмитта следует задаться величиной суммарного сопротивления $R_1 + R_2$. Учитывая, что ток ОУ, больший значения 1 мА, нежелателен, получим: $R_1 + R_2 = 15 \text{ В} / 1 \text{ мА} = 15 \text{ кОм}$. Вычислим необходимое значение R_2 : $R_2 = (U_{\text{п}+} / U_{\text{нас}+}) (R_1 + R_2) = (10 \text{ В} / 15 \text{ В}) 15 \text{ кОм} = 10 \text{ кОм}$. Получим требуемое значение R_1 : $R_1 = 15 \text{ кОм} - 10 \text{ кОм} = 5 \text{ кОм}$.

В формулах для длительностей «полупериодов» фигурирует величина $\ln[(U_{\text{нас}+} - U_{\text{п}-}) / (U_{\text{нас}+} - U_{\text{п}+})]$, которая имеет значение $\ln[(15 - (-10)) / (15 - 10)] =$

$= \ln 5 \approx 1,61$, и величина $\ln[(U_{\text{нас}+} - U_{\text{п-}})/(U_{\text{нас}+} - U_{\text{п+}})]$, которая имеет такое же значение: $\ln[((-15) - 10)/((-15) - (-10))] = \ln 5 \approx 1,61$. Получаем, таким образом, $T_+ = 1,61 R_+ C$ и $T_- = 1,61 R_- C$, откуда $T_+ = 1 \text{ мс} = 1,61 R_+ C$ и $T_- = 5 \text{ мс} - 1 \text{ мс} = 4 \text{ мс} = 1,61 R_- C$, следовательно, $R_- = 4 R_+$. Поскольку значение выходного тока ОУ выше 1 мА является нежелательным, ни сопротивление R_- , ни сопротивление R_+ не должны быть меньше $15 \text{ В} / 1 \text{ мА} = 15 \text{ кОм}$, поэтому выбираем $R_+ = 15 \text{ кОм}$ и $R_- = 4 \times 15 \text{ кОм} = 60 \text{ кОм}$, и $C = 1 \text{ мс} / (1,61 R_+) = 1 \text{ мс} / (1,61 \times 15 \text{ кОм}) = 41,4 \text{ нФ}$.

Контрольные вопросы

1. Можно ли использовать мультивибратор на биполярных транзисторах с положительным питанием для формирования постоянного отрицательного напряжения?
2. Как следует изменить схему мультивибратора на биполярных транзисторах, чтобы он генерировал отрицательные импульсы?
3. При использовании электролитических конденсаторов в схеме мультивибратора на биполярных транзисторах как правильно соблюсти их полярность?
4. Можно ли использовать мультивибратор в качестве звукового генератора? В качестве реле времени?
5. Как будет выглядеть передаточная характеристика триггера Шмитта, если напряжение $U_{\text{п-}}$ будет равно нулю?
6. Каким образом можно достичь высокой скважности в выходном сигнале мультивибратора на операционном усилителе?
7. Можно ли построить мультивибратор на ОУ, выходной сигнал которого имел пилообразную форму? Каким образом?

8. Почему в тексте описания данной лабораторной работы слово «полупериод» выделено кавычками?

9. Каким образом реализуются различные значения «полупериодов» в правой схеме рис. 8.7?

10. Возможна ли реализация абсолютно устойчивого состояния в схемах мультивибратора на ОУ, изображённой на рис. 8.7? Каков её механизм?

Программа лабораторной работы

1. Получить у преподавателя задание – длительность «полупериодов», напряжение источника питания и марку транзисторов для мультивибратора на биполярных транзисторах и длительность «полупериодов» и марку ОУ – для мультивибратора на операционном усилителе.

2. Рассчитать сопротивления резисторов для схемы мультивибратора на биполярных транзисторах.

3. Убедиться, что транзистор в одиночном каскаде полностью открыт, и потенциал его коллектора близок к нулю. При необходимости подкорректировать сопротивление резистора R_6 .

4. Рассчитать номиналы конденсаторов мультивибратора и собрать мультивибратор. Включить питание и пронаблюдать выходной сигнал мультивибратора. В случае его отсутствия (при использовании программы-симулятора) добавить в схему элементы устранения устойчивого стационарного состояния, как это показано на рис. 8.8, где проиллюстрированы кратковременное закрытие одного из транзистров (слева) и имитация тепловых шумов (справа).

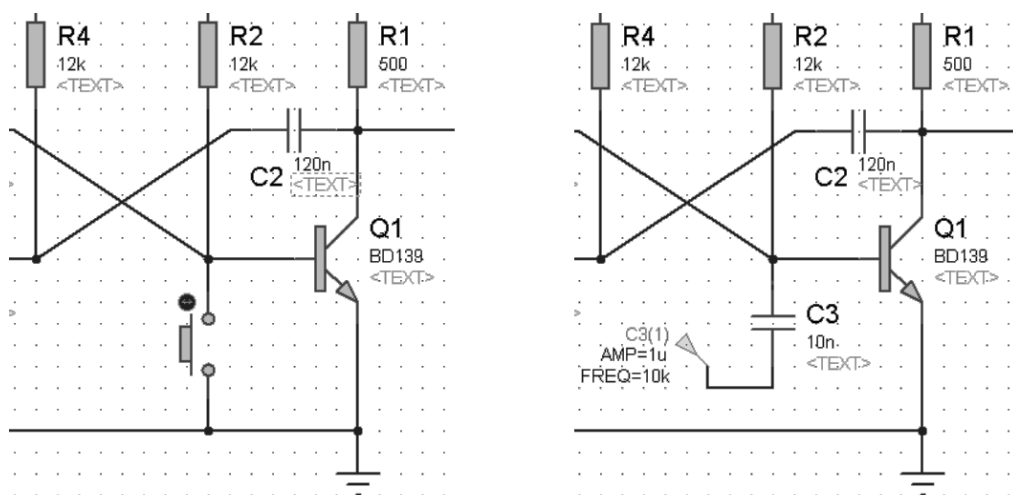


Рис. 8.8. Запуск мультивибратора на биполярных транзисторах в системе Proteus

5. Измерить длительность «полупериодов» выходного сигнала мультивибратора на биполярных транзисторах. Сравнить их с заданными значениями.

6. Собрать триггер Шмитта на операционном усилителе, выбрав сопротивления R_1 и R_2 такими, чтобы выходной ток операционного усилителя не превышал 1 мА. Измерить параметры собранного триггера Шмитта – напряжения насыщения и пороговые напряжения. Для этого подать на вход триггера Шмитта синусоидальное напряжение с амплитудой, равной напряжению источников питания ОУ и с частотой около 1 кГц, и с помощью осциллографа измерить значения напряжений насыщения и пороговых напряжений. Пример измерения (в системе Proteus) показан на рис. 8.9. На приведённой на рисунке осциллограмме легко считываются значения:

$$\begin{cases} U_{\text{нас}+} = 13,5 \text{ В}; & U_{\text{нас}-} = -13,4 \text{ В}; \\ U_{\text{п}+} = 7,3 \text{ В}; & U_{\text{п}-} = -6,7 \text{ В}. \end{cases}$$

Рассчитать теоретические значения параметров передаточной характеристики триггера Шмитта и сравнить их с измеренными значениями.

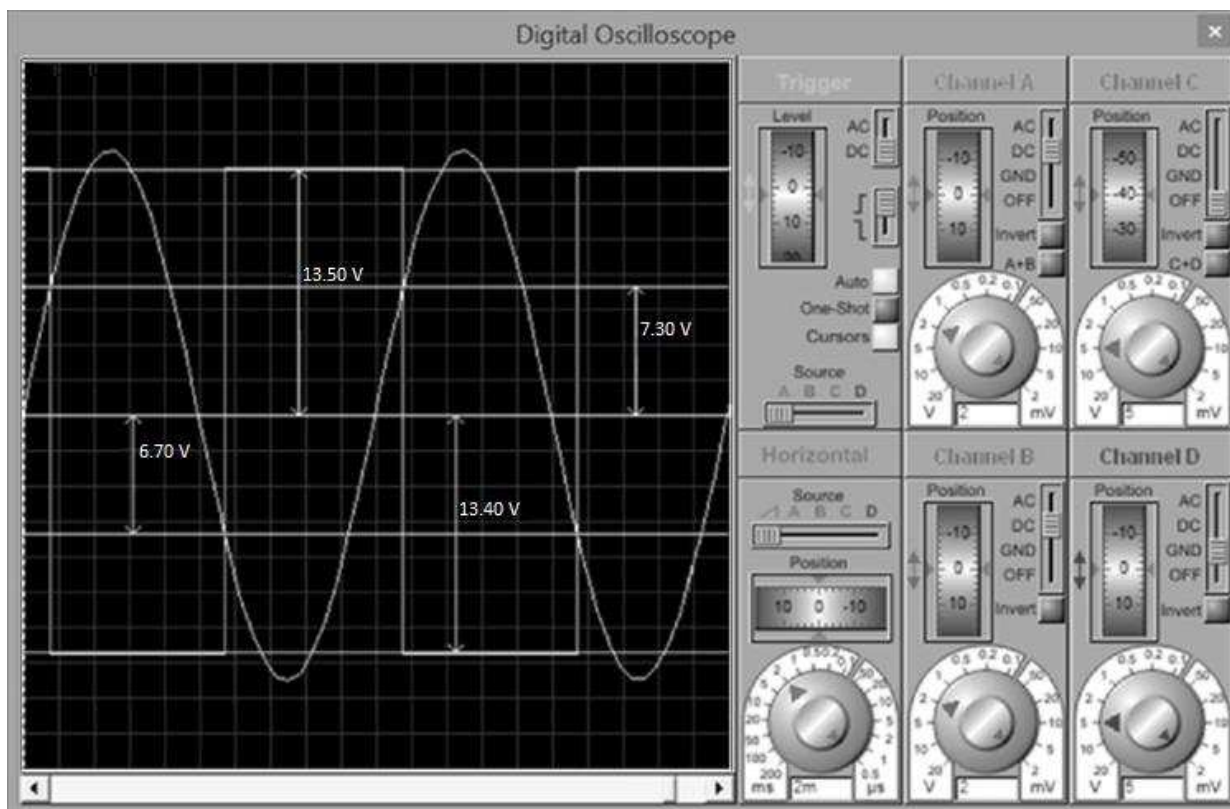


Рис. 8.9. Измерение параметров передаточной характеристики триггера Шмитта (моделирование в системе Proteus)

7. Рассчитать необходимые значения номиналов элементов одной из схем рис. 8.7 и собрать мультивибратор. Включить питание и пронаблюдать выходной сигнал мультивибратора. В случае его отсутствия (при использовании программы-симулятора) добавить в схему элементы устранения устойчивого стационарного состояния, аналогично способам, показанным на рис. 8.8.

8. Измерить длительность «полупериодов» выходного сигнала мультивибратора на операционном усилителе. Сравнить их с заданными значениями.

Содержание отчета

Отчет должен содержать:

1. Задание лабораторной работы – длительность «полупериодов», напряжение источника питания и марку транзисторов для мультивибратора на биполярных транзисторах и длительность «полупериодов» и марку ОУ – для мультивибратора на операционном усилителе.

2. Расчёт номиналов элементов схемы мультивибратора на биполярных транзисторах и его полную схему с номиналами элементов.

3. Длительность «полупериодов» выходного сигнала мультивибратора на биполярных транзисторах и их сравнение с заданными значениями.

4. Схему триггера Шмитта с номиналами элементов, теоретический расчёт параметров его передаточной характеристики – $U_{\text{нас+}}$, $U_{\text{нас-}}$, $U_{\text{п+}}$, $U_{\text{п-}}$, и измеренные значения этих параметров.

5. Расчёт номиналов элементов схемы мультивибратора на операционном усилителе и его полную схему с номиналами элементов.

6. Длительность «полупериодов» выходного сигнала мультивибратора на операционном усилителе и их сравнение с заданными значениями.

Лабораторная работа 9

ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

ключевые слова и термины

обратная связь, коэффициент петлевого усиления
отрицательная обратная связь, глубокая ООС
положительная обратная связь, регенеративный усилитель
генератор, условие баланса фаз, условие баланса амплитуд
мягкий режим возбуждения генерации
жёсткий режим возбуждения генерации

Рассмотрим усилитель, охваченный обратной связью (ОС), как это изображено на рис. 9.1. Сумматор складывает входной сигнал с выходным, умноженным на некоторый коэффициент (как правило, меньший 1).

Получающаяся сумма $U_{\text{ВХ}} + \beta U_{\text{ВЫХ}}$ поступает на вход усилителя и усиливается в K раз: $K(U_{\text{ВХ}} + \beta U_{\text{ВЫХ}}) = U_{\text{ВЫХ}}$. Из получившегося уравнения нетрудно выразить $U_{\text{ВЫХ}}$:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \frac{K}{1 - K\beta}.$$

Таким образом, усилитель, охваченный обратной связью, не перестаёт являться усилителем, однако его коэффициент усиления принимает другое значение:

$$\tilde{K} = \frac{K}{1 - K\beta}.$$

Величина $K\beta$ получила название *коэффициент петлевого усиления*. Рассмотрим два принципиально разных случая – когда коэффициент петлевого усиления меньше нуля, и когда он больше нуля.

В первом случае, когда $K\beta < 0$, обратная связь называется *отрицательной обратной связью* (ООС). Коэффициент усиления усилителя, охваченного

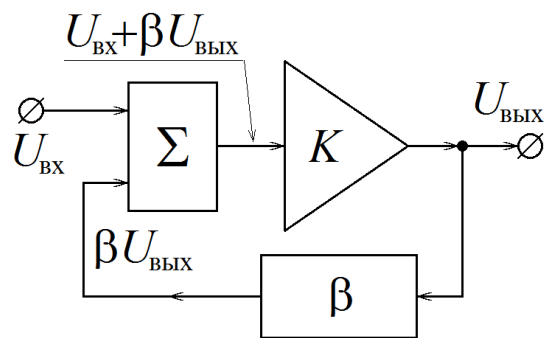


Рис. 9.1. Усилитель, охваченный обратной связью

ООС, уменьшается. Можно показать, что уменьшается также неравномерность частотной характеристики усилителя и его нелинейные искажения. ООС с $(1 - K\beta) \gg 1$ называют *глубокой отрицательной обратной связью*. Усилители с глубокой ООС имеют равномерную частотную характеристику, и их коэффициент усиления определяется не собственным коэффициентом усиления усилителя, а параметрами звена обратной связи. Типичными примерами усилителей с глубокой ООС являются инвертирующий и неинвертирующий усилители на ОУ.

Во втором случае, когда $K\beta > 0$, обратная связь называется *положительной обратной связью* (ПОС). Коэффициент усиления усилителя, охваченного ПОС, увеличивается. К сожалению, увеличиваются также неравномерность частотной характеристики усилителя и его нелинейные искажения, поэтому увеличение коэффициента усиления усилителя за счёт введения ПОС существенно снижает качество усилителя. Усилитель, охваченный ПОС с коэффициентом петлевого усиления $0 < K\beta < 1$ называют *регенеративным усилителем*.

Можно ожидать, что теперь следует рассмотреть случай с $K\beta > 1$. Однако, как будет показано ниже, этот случай никогда не реализуется на практике, и реализуем только случай с $K\beta = 1$.

Рассмотрим теперь случай $K\beta = 1$. Как нетрудно убедиться непосредственной подстановкой, в этом случае коэффициент усиления усилителя, охваченного ПОС, стремится к бесконечности: $\tilde{K} \rightarrow \infty$. Это означает, что на выходе усилителя может возникать отличный от нуля сигнал, даже, если на вход усилителя подаётся 0. Таким образом, усилитель, охваченный положительной обратной связью с коэффициентом петлевого усиления, равным 1, превращается в *генератор*.

Условие $K\beta = 1$ – более сложно, чем кажется на первый взгляд. И коэффициент усиления усилителя K , и коэффициент передачи звена обратной связи β являются частотно зависимыми комплексными величинами:

$$K(\omega) = |K(\omega)|e^{j\arg[K(\omega)]} \text{ и } \beta(\omega) = |\beta(\omega)|e^{j\arg[\beta(\omega)]},$$

следовательно, условие $K\beta = 1$ превращается в два условия:

$$\begin{aligned} |K(\omega)| \times |\beta(\omega)| &= 1; \\ \arg[K(\omega)] + \arg[\beta(\omega)] &= 2\pi n, \quad n - \text{любое целое число.} \end{aligned}$$

Первое из этих условий носит название *условие баланса амплитуд*, и, как будет показано ниже, выполняется (или не выполняется) автоматически, второе – название *условие баланса фаз*. Условие баланса фаз определяет частоту выходного сигнала генератора. Если оно выполняется только на одной частоте, то выходной сигнал представляет собой синусоиду именно этой частоты. Возможна ситуация, когда баланс фаз выполняется на нескольких частотах, или на бесконечном наборе частот. Так, мультивибратор можно рассматривать, как усилитель, охваченный ПОС с выполнением условия баланса фаз на бесконечном наборе эквидистантных частот, и синусоиды с этими частотами (и разными амплитудами), суммируясь, формируют прямоугольный сигнал (в полном соответствии с формулой разложения в ряд Фурье).

Подавляющее большинство реальных усилителей получают питание от источника (источников) напряжения с постоянным фиксированным значением напряжения. Из этого следует, что с ростом амплитуды входного сигнала (поскольку амплитуда выходного – ограничена) коэффициент усиления усилителя должен уменьшаться, а при амплитуде входного сигнала, стремящейся в бесконечность (теоретически) – стремиться к нулю. Такой характер зависимости коэффициента усиления типичного усилителя от амплитуды сигнала показан на рис. 9.2. Проведём на графике зависимости $K(A)$ горизонтальную прямую линию на уровне $1/\beta$. Если на всём диапазоне изменения A эта линия находится выше графика $K(A)$, то везде выполняется условие $K\beta < 1$, то есть условие баланса амплитуд не выполняется нигде и генерация не возникает. Более интересные процессы наблюдаются, если на некоторых участках прямая $1/\beta$ проходит ниже графика $K(A)$. На этих участках $K\beta > 1$.

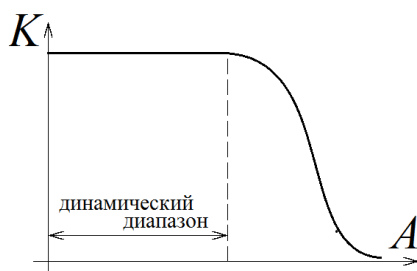


Рис. 9.2. Типичный вид зависимости коэффициента усиления усилителя от амплитуды

коэффициент петлевого усиления больше 1, и при проходе сигналом всей петли обратной связи (вход усилителя) – (усилитель) – (выход усилителя) – (звено обратной связи) – (вход усилителя) амплитуда сигнала должна увеличиться. Такая картина будет повторяться до той поры, пока амплитуда сигнала не станет такой, что коэффициент усиления станет равным $1/\beta$, то есть вы-

полнится условие баланса амплитуд $K\beta = 1$. Эта амплитуда и станет амплитудой выходного сигнала генератора в установившемся режиме. Описанный процесс развития генерации схематично показан на рис. 9.3. Такой процесс присущ так называемым генератором с *мягким режимом возбуждения генерации*. В них колебания сколь угодно малой амплитуды (например, тепловые шумы) усиливаются всё больше и больше, пока их амплитуда не установится равной стационарному значению, при котором $K = 1/\beta$, то есть выполняется условие баланса амплитуд $K\beta = 1$.

Альтернативой генераторам с мягким режимом возбуждения генерации являются генераторы с *жестким режимом возбуждения генерации*, которые строятся на усилителях с зависимостью коэффициента усиления от амплитуды, схематично представленной на рис. 9.4. В них для малых значений амплитуды сигнала $K < 1/\beta$, поэтому сигналы небольшой амплитуды постепенно

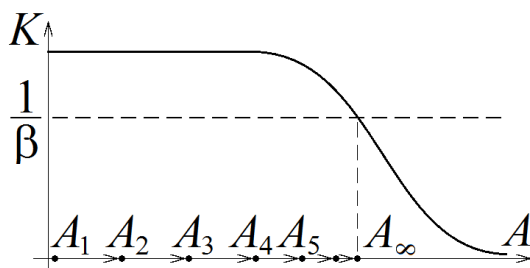


Рис. 9.3. Развитие генерации в генераторе с мягким режимом возбуждения генерации

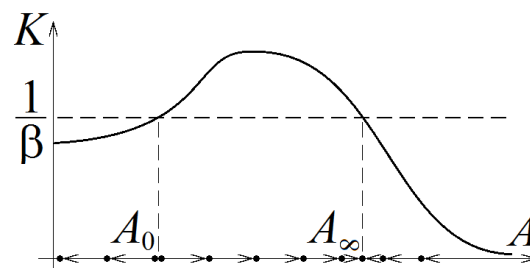


Рис. 9.4. Развитие генерации в генераторе с жестким режимом возбуждения генерации

уменьшаются по амплитуде до нуля, и только, если амплитуда сигнала превышает некоторое пороговое значение A_0 , она начинает увеличиваться

вплоть до стационарного значения A_{∞} . В генераторах с жёстким режимом возбуждения генерации тепловые шумы не способны непрерывно увеличивать амплитуду вплоть до выхода на стационарный режим, и чтобы в генераторе возникли колебания, необходимо кратковременно подать на вход усилителя сигнал с амплитудой, превышающей пороговое значение A_0 , только тогда сигнал начинает нарастать по амплитуде вплоть до стационарного значения A_{∞} .

Таким образом, для выполнения баланса амплитуд требуется, чтобы коэффициент усиления усилителя превышал значение $1/\beta$ хотя бы при каком-нибудь значении амплитуды. В этом случае амплитуда выходного сигнала будет увеличиваться до той поры, когда условие баланса амплитуд не будет выполняться в точности.

Выполнение баланса фаз зависит от совокупной фазово-частотной характеристики последовательно соединённых усилителя и звена обратной связи. Генерация возможна на тех частотах, где совокупная ФЧХ пересекает уровень 0 ($2\pi n$). Можно показать, что крутизна (наклон) ФЧХ в этой точке определяет стабильность частоты выходного сигнала генератора – чем круче ФЧХ пересекает уровень 0, тем стабильнее будет частота генерируемого сигнала.

Генераторы синусоидальных колебаний можно строить на базе низкочастотных усилителей, не сдвигающих фазу усиливаемого сигнала. Если использовать для этих целей усилители на ОУ, то возникают два варианта:

1. Неинвертирующий усилитель на ОУ. В этом случае для того, чтобы выполнилось условие баланса фаз, звено обратной связи должно давать фазовый сдвиг 0 (или быть кратным 2π).

2. Инвертирующий усилитель на ОУ. Инвертирование означает фазовый сдвиг π , поэтому для удовлетворения условия баланса фаз звено обратной связи должно сдвигать фазу сигнала также на π (возможно, на $\pi + 2\pi n$).

Помимо условия баланса фаз, при построении генератора на базе ОУ необходимо обеспечить баланс амплитуд. В случае использования инверти-

рующего усилителя с этим проблем не возникает – коэффициент усиления инвертирующего усилителя на ОУ можно сделать любым (при соответствующем выборе сопротивлений резисторов). В случае же использования неинвертирующего усилителя на ОУ коэффициент его усиления оказывается всегда больше 1, поэтому, при необходимости создать неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления, меньшим 1, следует использовать либо два инвертирующих усилителя, включённые один за другим, либо резистивный делитель напряжения, нагруженный на усилитель.

При построении генераторов на базе усилителей на ОУ следует уделять внимание согласованию подключения звена обратной связи к ОУ и ОУ к звену обратной связи. Выходное сопротивление усилителей на ОУ близко к 0, поэтому при подключении усилителя на ОУ к звену обратной связи никаких дополнительных мер предпринимать не нужно. Входное сопротивление неинвертирующего усилителя на ОУ стремится в бесконечность, поэтому в этой ситуации никаких дополнительных мер также предпринимать не нужно. Входное сопротивление инвертирующего усилителя на ОУ, к сожалению, определяется входным сопротивлением усилителя. Поэтому при подключении звена обратной связи к инвертирующему усилителю необходимо либо использовать в качестве буферного каскада повторитель напряжения (на ОУ), либо строить этот инвертирующий усилитель с достаточно большим входным сопротивлением (увеличивать соответствующие сопротивления).

Контрольные вопросы

1. Возможно ли построение генератора на базе усилителя с коэффициентом усиления, меньшим 1?
2. Возможно ли построение генератора на базе идеального усилителя и резистивного делителя напряжения?

3. При использовании идеального инвертирующего усилителя, каков должен быть фазовый сдвиг в звене обратной связи для построения на его основе генератора?

4. Выполняются ли баланс амплитуд и баланс фаз в бензиновом электрогенераторе?

5. Можно ли построить генератор синусоидальных колебаний на базе усилителя, осуществляющего для синусоидальных сигналов любой частоты фазовый сдвиг $\pi/4$?

6. Можно ли построить генератор с использованием в качестве звена обратной связи одной RC -цепочки?

7. Чем отличается релаксационный генератор от генератора синусоидальных колебаний?

8. Как зависит время установления стационарных колебаний генератора синусоидальных колебаний от вида его АЧХ?

Программа лабораторной работы

1. Получить у преподавателя задание – тип операционного усилителя и схему звена обратной связи.

2. Измерить АЧХ и ФЧХ звена обратной связи. Определить по ФЧХ частоту f_0 , на которой возможно выполнение баланса фаз в генераторе на этой частоте ФЧХ принимает значение 0° ($\pm 360^\circ$, $\pm 720^\circ$, ...), либо значение $\pm 180^\circ$ ($\pm 540^\circ$, $\pm 900^\circ$, ...). Определить значение АЧХ на частоте f_0 : $H(f_0)$. Вычислить коэффициент усиления усилителя на ОУ: $K = 1/H(f_0)$.

3. Построить на операционном усилителе заданного типа усилитель (инвертирующий или неинвертирующий – в зависимости от результата выполнения п.2) с коэффициентом усиления, незначительно превышающем значение K , полученное в п.2.

4. Собрать схему генератора. При необходимости обеспечить согласование звена обратной связи с усилителем.

5. Включить питание генератора. С помощью осциллографа проконтролировать его выходной сигнал. В случае его отсутствия обеспечить выход генератора из возможного стационарного состояния с постоянным напряжением на выходе (жёсткий режим возбуждения генерации). Для этого можно на короткое время подключить вход усилителя к одному из источников питания, либо подключить к входу усилителя (через разделительный конденсатор) источник переменного напряжения малой (не больше 1 мВ) амплитуды.

6. Прецизионно изменяя коэффициент усиления усилителя (изменяя сопротивление одного из резисторов схемы усилителя), найти критическое значение коэффициента усиления, когда выход колебаний на стационарный режим будет осуществляться стабильно, но достаточно медленно, и форма выходного сигнала будет очень близка к синусоидальной. Сравнить найденное значение коэффициента усиления со значением, полученным в п.3.

7. Измерить частоту выходного сигнала генератора и сравнить её с частотой, полученной в п.2.

Содержание отчета

Отчет должен содержать:

1. Задание лабораторной работы – тип операционного усилителя и схему звена обратной связи.
2. Таблицу и график фазово-частотной характеристики звена обратной связи. Определённые по графику (и/или таблице) тип усилителя, входящего в состав генератора (инвертирующий или неинвертирующий) и значения частоты f_0 , на которой возможно выполнение баланса фаз.
3. Таблицу и график амплитудно-частотной характеристики звена обратной связи. Определённый по графику (и/или таблице) значение АЧХ звена обратной связи на частоте f_0 и рассчитанный по нему коэффициент усиления усилителя K_0 , обеспечивающий выполнение баланса амплитуд.
4. Схему генератора с вычисленными номиналами элементов.
5. Критический коэффициент усиления усилителя генератора и его сравнение со значением, полученным в п.3.
6. Измеренную частоту выходного сигнала генератора и её сравнение со значением, полученным в п.2.

Приложение
Основные параметры некоторых
биполярных транзисторов

транзистор	тип	$U_{кэ\text{ max}}$, В	$I_{к\text{ max}}$, мА	β	P_{max} , Вт
BC546	n-p-n	100	100	100...700	0,5
BC556	p-n-p	65	100	100...350	0,5
BC547	n-p-n	100	100	400...800	0,5
BC557	p-n-p	45	100	100...300	0,5
BC550BP	n-p-n	45	100	100...460	0,5
BC558AP	p-n-p	25	100	50...250	0,5
2N3904	n-p-n	40	200	100...450	0,5
2N3906	p-n-p	40	200	50...300	0,6
2N1711	n-p-n	80	500	50...200	0,8
2N1893	n-p-n	80	500	50...200	0,8
BD135	n-p-n	45	1500	30...60	1,25
BD136	p-n-p	45	1500	30...60	1,25
BD139	n-p-n	80	1500	40...80	1,25
BD140	p-n-p	80	1500	35...80	1,25
TIP41	n-p-n	60	6000	10...60	65
TIP42	p-n-p	60	6000	20...60	65

Оглавление

Лабораторная работа 1 ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ	3
Лабораторная работа 2 СТАБИЛИТРОН.....	14
Лабораторная работа 3 УСИЛИТЕЛИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ	21
Лабораторная работа 4 УСИЛИТЕЛИ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ	31
Лабораторная работа 5 СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ	45
Лабораторная работа 6 ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ	58
Лабораторная работа 7 ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ	69
Лабораторная работа 8 МУЛЬТИВИБРАТОРЫ	81
Лабораторная работа 9 ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ	94
Приложение Основные параметры некоторых биполярных транзисторов.....	103