

"

"

" " -  
 . / .: . . , . . .- :  
 ,2009.-90 .

: . . , .  
 . . , . .

## Содержание

Введение.....	4
Лабораторная работа №1.....	5
Лабораторная работа №2.....	14
Лабораторная работа №3.....	25
Лабораторная работа №4.....	35
Лабораторная работа №5.....	49
Лабораторная работа №6.....	52
Лабораторная работа №7.....	55
Лабораторная работа №8.....	62
Лабораторная работа №9.....	69
Лабораторная работа №10.....	81
Лабораторная работа №11.....	89
Список литературы.....	99

## Введение

Разработка любого электронного устройства сопровождается физическим и математическим моделированием. Физическое моделирование связано с большими материальными затратами, поскольку требуется изготовление макетов и их трудоемкое исследование. Часто физическое моделирование просто невозможно из-за чрезвычайной сложности устройства, например, при разработке больших и сверхбольших интегральных микросхем. В этом случае прибегают к математическому моделированию с использованием методов и средств вычислительной техники.

Существуют пакеты программ различного уровня сложности, например, известный пакет P-CAD, содержащий блок логического моделирования цифровых устройств или система DesignLab. Однако для начинающих они представляют значительные трудности в освоении. Как показал анализ состояния программного обеспечения схемотехнического моделирования, на этапе начального освоения методов автоматизированного проектирования и на этапах проведения поисково-исследовательских работ целесообразно рассмотреть возможность использования следующих программ: Micro-Cap V; DesignLab 8.0; Aplag 7. 0; System View1. 9, а также, рассмотренную ниже программу Electronics Workbench (EWB), разработанную фирмой Interactive Image Technologies (Канада).

Пакет предназначен для схемотехнического моделирования аналоговых и цифровых электронных устройств различного назначения, представленных большим количеством практических схем. Особенностью программы является наличие контрольно-измерительных приборов, по внешнему виду и характеристикам приближенных к их промышленным аналогам. Программа позволяет достаточно оперативно подготавливать электрические схемы аналоговых, цифровых или смешанных аналого-цифровых устройств и проводить их моделирование с получением результатов в виде осциллограмм сигналов и графиков частотных характеристик; возможно получение точных отсчетов с помощью вертикальных визирных линий. Она также позволяет контролировать режим по постоянному току в выбранных точках схемы.

## Лабораторная работа №1.

### Исследование полупроводникового диода.

Цель работы. приобретение навыков расчетов и экспериментального исследования электрических цепей с полупроводниковыми диодами.

#### Краткая теория.

### ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Полупроводниковым диодом называют полупроводниковый прибор с одним электрическим р-п-переходом и двумя выводами.

В зависимости от технологических процессов, использованных при их изготовлении, различают точечные диоды, сплавные и микросплавные, с диффузионной базой, эпитаксиальные и др.

По функциональному назначению диоды делят на выпрямительные, универсальные, импульсные, смесительные, детекторные, модуляторные, переключающие, умножительные, стабилитроны (опорные), туннельные, параметрические, фотодиоды, светодиоды, магнитодиоды, диоды Ганна и т. д.

Большинство полупроводниковых диодов выполняют на основе несимметричных р-п-переходов. Низкоомную область диодов называют эмиттером, а высокоомную — базой. Для создания переходов с вентильными свойствами используют р-п-, р-і-, п-і-переходы, а также переходы металл — полупроводник.

В реальных диодах прямая и обратная ветви вольт-амперной характеристики отличаются от идеализированной. Это обусловлено тем, что тепловой ток  $I_T$  при обратном включении составляет лишь часть обратного тока диода. При прямом включении существенное влияние на ход вольт-амперной характеристики оказывает падение напряжения на сопротивлении базы диода, которое начинает проявляться уже при токах, превышающих 2—10 мА.

При практическом использовании диодов выделять составляющие, которые искажают идеализированную вольт-ам-

перную характеристику, сложно и нецелесообразно. Поэтому у реальных диодов в качестве одного из основных параметров используют обратный ток  $I_{обр}$ , который измеряют при определенном значении обратного напряжения. У германиевых диодов  $I_{обр} \approx I_r$ .

У кремниевых  $I_{обр} \gg I_r$ . Так как значения обратного тока у диодов изменяются в широких пределах (от экземпляра к экземпляру), в паспортных данных на каждый вид диода указывается его максимально допустимое значение.

Тепловой ток и остальные составляющие обратного тока сильно зависят от температуры. Для теплового тока справедлива зависимость

$$I_r(T) = I_r(T_0) e^{\alpha \Delta T}$$

где  $\Delta T = T - T_0$ ;  $I_r(T_0)$  — тепловой ток при температуре  $T_0$ ;  $\alpha$  — постоянный коэффициент (для германия  $\alpha_{GE} \approx 0.09 K^{-1}$  при  $T < 350 K$ , для кремния  $\alpha_{Si} \approx 0.13 K^{-1}$  при  $T < 400 K$ ) (1.1)

С помощью выражения (1.1) можно ориентировочно определять обратный ток при разных температурах р-п-перехода у германиевых диодов. В кремниевых диодах в диапазоне рабочих температур доля теплового тока в полном обратном токе невелика:  $I_{обр} \approx 10^3 I_r$ . У них обратный ток в основном определяется генерационно-рекомбинационными явлениями в р-п-переходе.

Для инженерных расчетов обратного тока в зависимости от температуры окружающей среды можно пользоваться упрощенным выражением

$$I_r(T) \approx I_r(T_0) 2^{\Delta T / T^*} \quad (1.2)$$

где  $T^*$  — приращение температуры, при котором обратный ток  $I_{обр}(T_0)$  удваивается ( $T^* \approx 8/10^\circ C$  для германия и  $T^* \approx 6/7^\circ C$  для кремния).

В практике часто считают, что обратный ток германиевых диодов увеличивается в два раза, а кремниевых — в 2,5 раза при увеличении температуры на каждые 10 С. При этом фактическое изменение обратного тока обычно занижается. Так как обратный ток в кремниевых диодах на несколько порядков меньше, чем в германиевых, им часто пренебрегают.

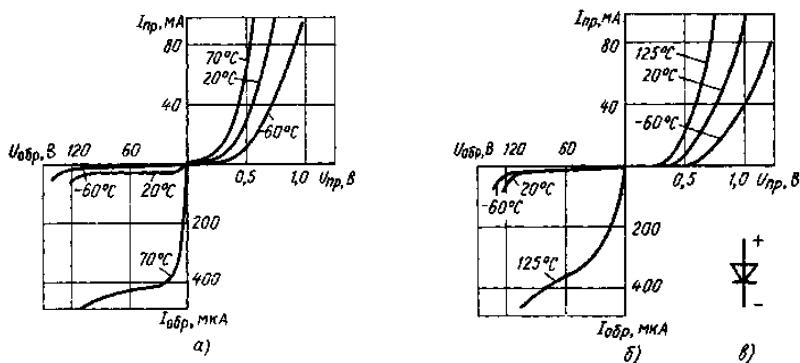
Прямая ветвь вольт-амперной характеристики диода отклоняется от идеализированной из-за наличия токов рекомбинации в р-п-переходе, падения напряжения на базе диода, изме-

нения (модуляции) сопротивления базы при инжекции в нее неосновных носителей заряда и наличия в базе внутреннего поля, возникающего при большом коэффициенте инжекции.

С учетом падения напряжения на базе диода запишем уравнение прямой ветви вольт-амперной характеристики диода:

$$I = I_T (e^{(U - I r_6) / \phi T} - 1) \quad (1.3)$$

где  $r_6$  — омическое сопротивление базы диода.



**Рис. 1.1.** Вольтамперные характеристики германиевого (а) и кремниевого (б) диодов; условное обозначение (в)

Прологарифмировав (1.3), найдем падение напряжения на диоде:

$$U = [\phi T \ln(I/I_T + 1)] + I * r_6. \quad (1.4)$$

Для малых токов  $I$  (1.4) имеет вид

$$U \approx \phi T \ln(I/I_T + 1).$$

Падение напряжения на диоде  $U$  зависит от тока  $I$ , протекающего через него, и имеет большее значение у диодов с малым  $I_T$ . Так как у кремниевых диодов тепловой ток  $I_T$  мал, то и начальный участок прямой ветви характеристики значительно более пологий, чем у германиевых (рис.1.1.). При увеличении температуры прямая ветвь характеристики становится более крутой из-за увеличения  $I_T$  и уменьшения сопротивления базы. Падение напряжения, соответствующее тому же значению прямого тока,

при этом уменьшается, что оценивается с помощью температурного коэффициента напряжения (ТКУ)  $\epsilon$ .

$$\epsilon = \Delta U / \Delta T \quad (1.5)$$

ТКУ показывает, насколько должно измениться напряжение на р-п-переходе при изменении температуры на 1 °С при  $I = \text{const}$ ,  $\epsilon = 2,2$  мВ/град. В настоящее время наиболее широко применяются микросплавные и мезадиоды (мезаэпитаксиальные), а также диоды с диффузионной базой.

Рассмотрим некоторые типы диодов, применяемых в низкочастотных цепях.

### Выпрямительные диоды.

Диоды, предназначенные для преобразования переменного тока в постоянный, к быстродействию, емкости р-п-перехода и стабильности параметров которых обычно не предъявляют специальных требований, называют выпрямительными.

В качестве выпрямительных диодов используют сплавные эпитаксиальные и диффузионные диоды, выполненные на основе несимметричных р-п-переходов.

В выпрямительных диодах применяются также и р-п-переходы, использование которых позволяет снизить напряженность электрического поля в р-п-переходе и повысить значение обратного напряжения, при котором начинается пробой. Для этой же цели иногда используют  $p^+-p$ - или  $n^+-n$ -переходы. Для их получения методом эпитаксии на поверхности исходного полупроводника наращивают тонкую высокоомную пленку. На ней методом вплавления или диффузии создают р-п-переходы, в результате чего получается структура  $p^+-p-n$  или  $n^+-n-p$ -типа. В таких диодах успешно разрешаются противоречивые требования, состоящие в том, что, *во-первых*, для получения малых обратных токов, малого падения напряжения в открытом состоянии и температурной стабильности характеристик необходимо применять материал с возможно малым удельным сопротивлением; *во-вторых*, для получения высокого напряжения пробоя и малой емкости р-п-перехода необходимо применять полупроводник с высоким удельным сопротивлением.

Эпитаксиальные диоды обычно имеют малое падение напряжения в открытом состоянии и высокое пробивное напряжение.

Для выпрямительных диодов характерно, что они имеют малые сопротивления в проводящем состоянии и позволяют пропускать большие токи. Барьерная емкость их из-за большой площади р-п-переходов велика и достигает значений десятков пикофарад.

Германиевые выпрямительные диоды могут быть использованы при температурах, не превышающих 70—80 °С, кремниевые—до 120—150 °С, арсенид-галлиевые—до 150 °С.

### **Основные параметры выпрямительных диодов и их значения у маломощных диодов**

1. Максимально допустимое обратное напряжение диода  $U_{\text{обр max}}$  — значение напряжения, приложенного в обратном направлении, которое диод может выдержать в течение длительного времени без нарушения его работоспособности (десятки — тысячи В).
2. Средний выпрямленный ток диода  $I_{\text{вп ср}}$  — среднее за период значение выпрямленного постоянного тока, протекающего через диод (сотни мА — десятки А).
3. Импульсный прямой ток диода  $I_{\text{пр и}}$  — пиковое значение импульса тока при заданной максимальной длительности, скважности и формы импульса.
4. Средний обратный ток диода  $I_{\text{обр ср}}$  — среднее за период значение обратного тока (доли мкА — несколько мА).
5. Среднее прямое напряжение диода при заданном среднем значении прямого тока  $U_{\text{пр ср}}$  (доли В).
6. Средняя рассеиваемая мощность диода  $P_{\text{ср д}}$  — средняя за период мощность, рассеиваемая диодом, при протекании тока в прямом и обратном направлениях (сотни мВт — десятки и более Вт).
7. Дифференциальное сопротивление диода  $r_{\text{диф}}$  — отношение приращения напряжения на диоде к вызвавшему его малому приращению тока (единицы — сотни Ом).

## ОСОБЕННОСТИ РЕАЛЬНЫХ p-n-ПЕРЕХОДОВ

В идеальном p-n-переходе обратный ток уже при сравнительно небольшом обратном напряжении не зависит от значения последнего. Однако при исследованиях реальных p-n-переходов наблюдается достаточно сильное увеличение обратного тока при увеличении приложенного напряжения, причем в кремниевых структурах обратный ток на 2—3 порядка выше теплового. Такое отличие экспериментальных данных от теоретических объясняется термогенерацией носителей заряда непосредственно в области p-n-перехода и существованием канальных токов и токов утечки.

*Канальные* токи обусловлены наличием поверхностных энергетических состояний, искривляющих энергетические зоны вблизи поверхности и приводящих к появлению инверсных слоев. Эти слои называют каналами, а токи, протекающие через переход между инверсным слоем и соседней областью,— канальными токами.

Емкости p-n-перехода. Наряду с электропроводностью p-n-переход имеет и определенную емкость. Емкостные свойства обусловлены наличием по обе стороны от границы электрических зарядов, которые созданы ионами примесей, а также подвижными носителями заряда, находящимися вблизи границы p-n-перехода.

Емкость p-n-перехода подразделяют на две составляющие: барьерную, отражающую перераспределение зарядов в p-n-переходе, и диффузионную, отражающую перераспределение зарядов вблизи p-n-перехода. При прямом смещении перехода в основном проявляется диффузионная емкость, при обратном (режим экстракции) заряды вблизи p-n-перехода (в базе) меняются мало и основную роль играет барьерная емкость.

Так как внешнее напряжение влияет на ширину p-n-перехода, значение пространственного заряда и концентрацию инжектированных носителей заряда, то емкость p-n-перехода зависит от приложенного напряжения и его полярности.

Барьерная емкость  $C_{бар}$  обусловлена наличием в р-п-переходе ионов донорной и акцепторной примесей, которые образуют как бы две заряженные обкладки конденсатора. При изменении запирающего напряжения, например увеличении, ширина р-п-перехода увеличивается и часть подвижных носителей заряда (электронов в области  $n$  и дырок в области  $p$ ) отсасывается электрическим полем от слоев, прилегающих к переходу. Перемещение этих носителей заряда вызывает в цепи ток:

$$I = d Q_{пер} / dt = C_{бар} * dU / dt, \quad (1.6)$$

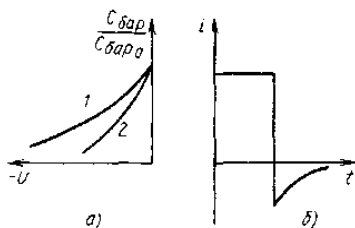
где  $d Q_{пер} / dt$  изменение заряда обедненного слоя р-п-перехода. Этот ток становится равным нулю по окончании переходного процесса изменения границ р-п-перехода.

Величину  $C_{бар}$  для резкого перехода можно определить из приближенного выражения

$$C_{бар} = (\epsilon \epsilon_0 S / t_0) \sqrt{Uk / (Uk + |U|)} \quad (1.7)$$

где  $S, t_0$  - площадь и толщина р-п-перехода при  $U=0$ .

С увеличением приложенного напряжения  $U$  барьерная ёмкость уменьшается из-за увеличения толщины перехода  $l$  (рис.1.2,а). Зависимость  $C_{бар}=f(U)$  называется вольт-фарадной характеристикой.



**Рис. 1.2.** Вольт-фарадные характеристики р-п-перехода (а) и изменение тока при изменении полярности напряжения (б): 1-плавный переход; 2—резкий переход.

При подключении к р-п-переходу прямого напряжения барьерная емкость увеличивается вследствие уменьшения  $l$ . Однако в этом случае приращение зарядов за счет инжекции играет большую роль и емкость р-п-перехода определяется в основном диффузионной составляющей емкости.

Диффузионная емкость отражает физический процесс изменения концентрации подвижных носителей заряда, накоп-

ленных в областях, вследствие изменения концентрации инжектированных носителей.

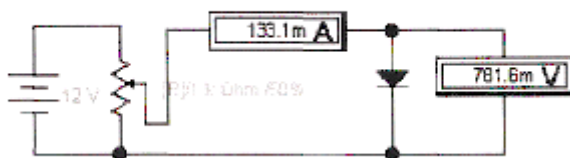
### Задания по работе.

**Задание 1.** Используя схему на рис.1.2, исследуйте прямую ветвь ВАХ диода и сравните эти данные с результатами расчётов по формуле, описывающей ВАХ р-n перехода:  $I = I_0(\exp U/U_T - 1)$ , где  $I$ - ток через переход при напряжении  $U$ ;  $I_0$ - обратный ток;  $U_T$ -температурный потенциал перехода, равный при комнатной температуре 26 мВ.

Собрать схему согласно рис. 1.2 и снять показания амперметра и вольтметра, шаг потенциометра установить 10 Ом. По результатам измерений заполнить таблицу 1.

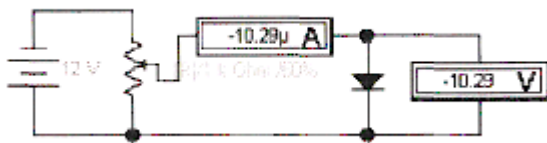
Таблица 1.

№	Сила тока $I$ , А.	Напряжение $U$ , В.	ЭДС $E$ , В.
1.			
2.			
....			



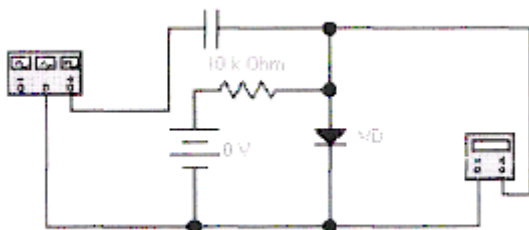
**Рис. 1.2** Схема для снятия прямой ветви ВАХ диода.

**Задание 2.** Используя схему на рис.1.3, исследуйте обратную ветвь ВАХ диода и сравните эти данные с результатами расчётов по формуле, описывающей ВАХ р-n перехода:  $I = I_0(\exp U/U_T - 1)$ , где  $I$ - ток через переход при напряжении  $U$ ;  $I_0$ - обратный ток;  $U_T$ -температурный потенциал перехода, равный при комнатной температуре 26 мВ.



**Рис. 1.3** Схема для снятия обратной ветви ВАХ диода.

**Задание 3.** Используя схему на рис.1.4, исследуйте зависимость барьерной ёмкости диода от напряжения  $U_c$  и сравните с результатами расчёта по формуле:  $C_i = C_0 (U_i/U_0 - 1)$ . Цепь для исследования состоит из источника напряжения  $U_c$ , резистора  $R$ , генератора (амплитуда 1В, частота 1МГц), мультиметра, эталонного конденсатора  $C_0$  и исследуемого диода  $VD$  типа (ideal) с барьерной ёмкостью  $C_i = 100$  пФ при нулевом напряжении на переходе.



**Рис. 1.4** Схема для исследования барьерной емкости диода.

### Контрольные вопросы.

1. Какие типы диодов Вы знаете? Приведите их условные обозначения.
2. Как определяют дифференциальное и статическое сопротивление полупроводниковых приборов?
3. Какие виды пробоя р-п перехода существуют и в чём их отличие?
4. Какими видами ёмкости обладает р-п переход?
5. В чём проявляется температурная зависимость полупроводниковых приборов?

## Лабораторная работа №2.

### Выпрямительные устройства.

Цель работы. Исследование одно- и двухполупериодных выпрямительных устройств, сравнение полученных экспериментальных данных с теоретическими, анализ работы сглаживающих фильтров, снятие внешних характеристик.

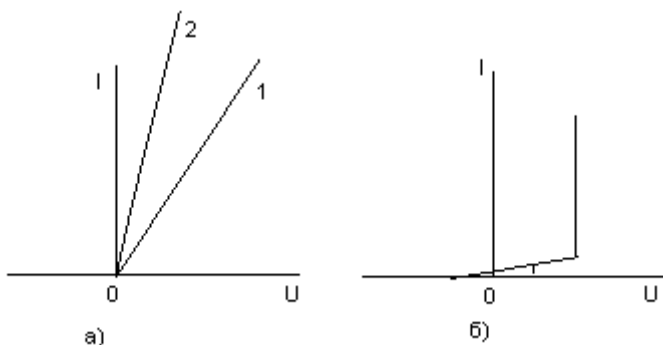
### Краткая теория.

Для питания электронной аппаратуры, электродвигателей постоянного тока, электролизных и других установок возникает необходимость в выпрямлении переменного тока в постоянный.

Под выпрямлением понимается процесс преобразования переменного тока в постоянный с помощью устройств, обладающих односторонней проводимостью (электрических вентилей).

Выпрямительные устройства обычно состоят из трех основных элементов: трансформатора, электрического вентиля и сглаживающего фильтра. Трансформатор позволяет изменять значение переменного напряжения, получаемого от источника питания до значения требуемого выпрямленного напряжения.

Выпрямление переменного тока осуществляется электрическим вентилем. Электрические вентили по своим вольт-амперным характеристикам подразделяют на две группы. К *первой* относят вакуумные электронные и полупроводниковые диоды, вольт-амперным характеристики которых для проводящего направления могут быть приближенно представлены наклонными прямыми, проходящими через начало координат (рис. 2.1, а). Ко *второй* относят газоразрядные (ионные) приборы, у которых зависимость тока от напряжения для проводящего направления может быть представлена вертикальной прямой (рис. 2.1, б).



**Рис.2.1.** ВАХ полупроводниковых диодов (а), ВАХ ионных приборов (б).

Сглаживающие фильтры предназначены для уменьшения пульсации выпрямленного тока и напряжения на выходе выпрямительных устройств.

При выпрямлении переменного тока в зависимости от числа фаз сети, питающей выпрямительное устройство, и характера нагрузки, а также требований, предъявляемых к выпрямленному току и напряжению, электрические вентили могут быть соединены по различным схемам.

При выпрямлении однофазного переменного тока простейшими схемами выпрямления являются одно- и двухполупериодная одноктактные однофазные схемы.

Одноктактными выпрямительными устройствами являются такие, в которых ток во вторичной обмотке трансформатора в процессе выпрямления протекает только в одном направлении, в двухтактных выпрямительных устройствах — в обоих направлениях.

Схема одноктактного однофазного однополупериодного выпрямления представлена на (рис.2.4.) В качестве электрического вентиля в этой схеме используется полупроводниковый диод  $D$ .

При подаче переменного синусоидального напряжения на первичную обмотку согласующего трансформатора напряжение на зажимах вторичной его обмотки будет также переменным синусоидальным, т. е.

$$U_2 = U_{2m} \sin \omega t.$$

Диод проводит электрический ток только в том случае, когда его анод относительно катода имеет положительный потенциал. Поэтому ток в цепи (вторичная обмотка трансформатора, диод и нагрузка) протекает только в одном направлении, т. е. в течение одной половины периода переменного напряжения. В результате этого ток в цепи нагрузки оказывается пульсирующим (неизменным по направлению, но изменяющимся по значению). При этом амплитудное значение тока (относительно небольшим сопротивлением диода в прямом направлении можно пренебречь)

$$I_{2m} = U_{2m} / R_H,$$

где  $R_H$  — сопротивление потребителя электроэнергии (нагрузки).

Кривая получаемого в процессе однополупериодного выпрямления пульсирующего тока может быть разложена в гармонический ряд Фурье:

$$i = I_{2m}(1/\pi + 1/2 \sin \omega t - 2/3\pi \cos 2\omega t - \dots).$$

Из приведенного выражения следует, что пульсирующий ток при однополупериодном выпрямлении, кроме переменных составляющих различных амплитуд и частот, содержит также и постоянную составляющую  $I_d = I_{2m}/\pi$ . При этом постоянную составляющую напряжения на нагрузке или среднее значение выпрямленного напряжения  $U_d$  с учетом выражения для тока  $I_{2m}$  определяют из соотношения

$$U_d = R_H I_d = (I_{2m}/\pi) R_H = U_{2m}/\pi$$

Выражая среднее значение выпрямленного напряжения через действующее значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора, имеем

$$U_d = U_{2m}/\pi = 0,45 U_2$$

Однополупериодное выпрямление переменного тока характеризуется глубокими пульсациями выпрямленного тока и напряжения (рис. 2.2.), которые обуславливаются наличием в кривых выпрямленного тока и напряжения переменных составляющих — пульсаций. Для оценки пульсаций в той или иной схеме выпрямления вводят коэффициент пульсаций —  $q$ , под которым понимается отношение амплитуды  $A_m$  наиболее выраженной гармонической составляющей, входящей в кривые выпрямленного тока или напряжения, к постоянной состав-

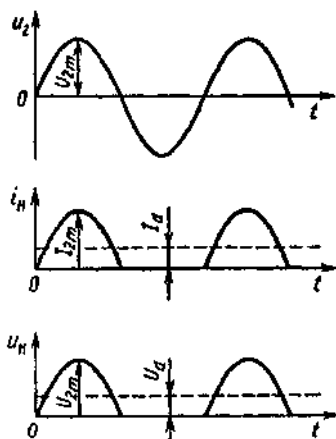
ляющей  $A_d$  тока или напряжения в выходной цепи выпрямителя:  $q = A_m / A_d$ .

Для однополупериодного выпрямления с учетом гармонических составляющих тока коэффициент пульсаций

$$q = (1/2 * I_{2m}) / (1/\pi * I_{2m}) = \pi/2$$

В течение половины периода, когда анод диода имеет отрицательный относительно катода потенциал, он тока не проводит, при этом через диод возможен некоторый относительно небольшой обратный ток, влиянием которого во многих случаях можно пренебречь.

Напряжение, воспринимаемое диодом в непроводящий полупериод, — обратное напряжение  $u_{обр}(t)$  при этом определяется значением напряжения  $u_2(t)$  на вторичной обмотке трансформатора.

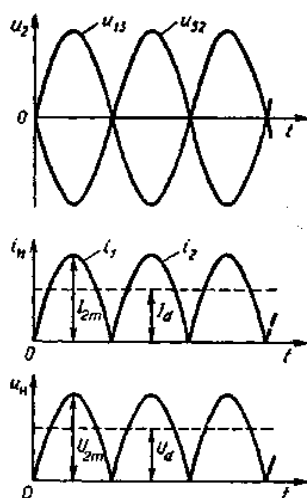


Следовательно, максимальное значение обратного напряжения, которое приложено к диоду в данной схеме, равно амплитудному значению напряжения  $U_{2m}$  на вторичной обмотке трансформатора, т. е.  $U_{обр\ max} = U_{2m}$ . Поэтому при выборе диода для схемы однополупериодного однофазного однопериодного выпрямления необходимо, чтобы максимально допустимое обратное напряжение диода было больше или равно амплитудному значению напряжения на вторичной обмотке трансформатора. ( $U_{обр\ max} \geq U_{2m}$ ).

**Рис.2.2.** Пульсации выпрямленного тока.

К недостаткам однополупериодной схемы выпрямления следует отнести значительные пульсации выпрямленного тока и напряжения, а также недостаточно высокое использование трансформатора, так как по его вторичной обмотке при этом протекает ток только в течение полупериода. Выпрямители подобного типа применяют главным образом в маломощных установках, когда выпрямленный ток мал, а достаточно удовлетворительное сглаживание пульсаций может быть обеспечено с помощью фильтра.

Схема двухполупериодного однотактного выпрямителя представлена на рис.2.5. Рассматриваемый двухполупериодный выпрямитель представляет собой сочетание двух однополупериодных выпрямителей с общей нагрузкой. При этом напряжение  $u_2$  на каждой половине вторичной обмотки трансформатора (1—3 и 3—2) можно рассматривать как два независимых синусоидальных напряжения, сдвинутых относительно друг друга по фазе на угол  $180^\circ$ . Так как каждый диод проводит ток только в течение той половины периода, когда анод его становится положительным относительно катода, то нетрудно видеть, что при заданном на рис. 2.5. направлении напряжения на вторичной обмотке трансформатора проводить ток будет диод  $D_1$ , диод  $D_2$  при этом будет закрыт. При изменении направления напряжения на вторичной обмотке трансформатора проводящим становится диод  $D_2$ , а диод  $D_1$  пропускать ток не будет, так как его анод по отношению к катоду при этом имеет отрицательный потенциал. Таким образом, диоды в схеме будут находиться в проводящем состоянии в различные полупериоды напряжения на обмотках трансформатора. В результате, диаграммы выпрямленного тока и напряжения на выходе выпрямительного устройства будут иметь вид, представленный на рис. 2.3.



**Рис.2.3.** Диаграммы выпрямленного тока и напряжения на выходе выпрямителя.

Кривую выпрямленного тока при двухполупериодном выпрямлении можно разложить в гармонический ряд Фурье:

$$i_2 = I_{2m} (2/\pi - 4/3\pi \cos 2\omega t - 4/15\pi \cos 4\omega t - \dots).$$

При этом, так же как и для схемы однополупериодного выпрямления, наряду с переменными составляющими гармонический ряд содержит и постоянную составляющую тока  $I_d = 2/\pi \cdot I_{2m}$ . Постоянная составляющая напряжения на нагрузке (среднее значение выпрямленного напряжения)

$$U_d = I_d R_H = (2I_{2m}/\pi) R_H = 2U_{2m}/\pi,$$

где  $I_{2m} = U_{2m}/R_H$  — максимальное (амплитудное) значение выпрямленного тока;  $U_{2m}$  — амплитудное значение напряжения половины вторичной обмотки трансформатора.

Как видно из рис.2.3., среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке при двухполупериодной схеме увеличивается вдвое по сравнению с однополупериодной схемой выпрямления.

Выражая среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке через действующее значение напряжения на половине вторичной обмотки трансформатора, получаем

$$U_d = 2U_{2m}/\pi = 0,9U_2.$$

Как следует из рис.2.3., пульсации тока в двухполупериодной схеме значительно уменьшаются по сравнению со схемой однополупериодного выпрямления. Коэффициент пульсации в данном случае

$$q = (4/3\pi * I_{2m}) / (2/\pi * I_{2m}) = 0.667.$$

Максимальное значение обратного напряжения на диодах в рассматриваемой схеме

$$U_{обр\ max} = 2U_{2m}.$$

Действительно, когда один из диодов пропускает ток, потенциал его катода оказывается практически равным потенциалу анода, так как незначительным падением напряжения на диоде при этом можно пренебречь. Тот же потенциал имеет и катод второго диода, в данную часть периода пропускающего ток, так как катоды обоих диодов в схеме связаны. В результате разность потенциалов катода и анода пропускающего диода равна разности потенциалов выводов 1 и 2 вторичной обмотки трансформатора, т. е.  $u_{13} + u_{32} = 2u_2$  (см. рис.2.3.).

В сравнении со схемой однополупериодного выпрямителя в двухполупериодном ток во вторичной обмотке трансформатора не содержит постоянной составляющей, так как в этой обмотке ток протекает в течение всего периода, вследствие чего подмагничивание сердечника в данном случае отсутствует, тепловые потери при этом уменьшаются.

С учетом этого применение двухполупериодной схемы выпрямления более предпочтительно, чем однополупериодной.

Снижения обратного напряжения, действующего на диод в непроводящую часть периода, и уменьшения расчетной

мощности трансформатора при двухполупериодном выпрямлении переменного тока можно достигнуть при переходе от одноконтной схемы к двухконтной (мостовой) схеме.

Выпрямитель, выполненный по мостовой схеме (рис. 2.6), позволяет получить двухполупериодное выпрямление переменного тока при полном использовании мощности трансформатора, не имеющего среднего вывода от вторичной обмотки. В этой схеме в течение полупериода, когда потенциал вывода *a* вторичной обмотки трансформатора будет выше потенциала его вывода *b*, ток пропускают диоды 1 и 3. При этом диоды 2 и 4 находятся в непроводящем состоянии. В следующий полупериод будут проводить ток соответственно диоды 2 и 4, а диоды 1 и 3 будут находиться в непроводящем состоянии. Направление тока в цепи нагрузки в течение обоих полупериодов переменного напряжения при этом не меняется.

Таким образом, рассматриваемая схема является схемой двухполупериодного выпрямления. Значения среднего выпрямленного напряжения на нагрузке и коэффициента пульсации для мостового выпрямителя определяются так же, как и для одноконтного двухполупериодного выпрямителя.

Данная схема выпрямления позволяет получить заданное выпрямленное напряжение при числе витков вторичной обмотки трансформатора, вдвое меньшем, чем в одноконтной двухполупериодной схеме выпрямления при прочих равных условиях.

Так как во вторичной обмотке трансформатора в рассматриваемой схеме протекает не пульсирующий, а синусоидальный переменный ток, это позволяет уменьшить габариты трансформатора по сравнению с трансформатором, необходимым для питания одноконтного двухполупериодного выпрямителя, рассчитанного на ту же мощность, приблизительно в 1,5 раза.

Значение максимального обратного напряжения при одинаковом выпрямленном напряжении  $U_d$  для мостовой схемы (см. рис. 2.6) также оказывается в два раза меньше, чем для одноконтной двухполупериодной схемы выпрямления (см. рис. 2.5.).

Мостовые схемы позволяют осуществлять выпрямление переменного тока в постоянный без использования согласующего трансформатора при непосредственном подведении сетевого переменного напряжения к вентильному мосту, когда напря-

жение питающей сети находится в соответствии с выпрямляемым напряжением.

Рассмотренные схемы выпрямления имеют относительно большие значения коэффициента пульсаций. Между тем для питания большей части электронной аппаратуры требуется выпрямленное напряжение с коэффициентом пульсации, не превышающим значений  $q=0,002—0,02$ .

Коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения можно значительно снизить, если на выходе выпрямителя включить сглаживающий электрический фильтр. Простейшими сглаживающими фильтрами являются конденсатор, включаемый параллельно нагрузке, и дроссель, включаемый последовательно с нагрузкой.

Другие фильтры (комбинированные), представляющие собой сочетания емкостных и индуктивных элементов, позволяют получить достаточно малые значения коэффициента пульсации.

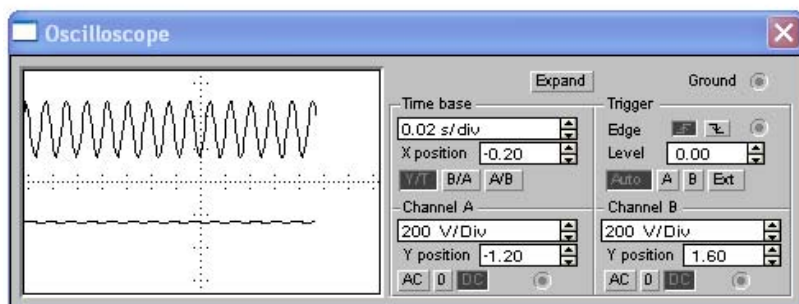
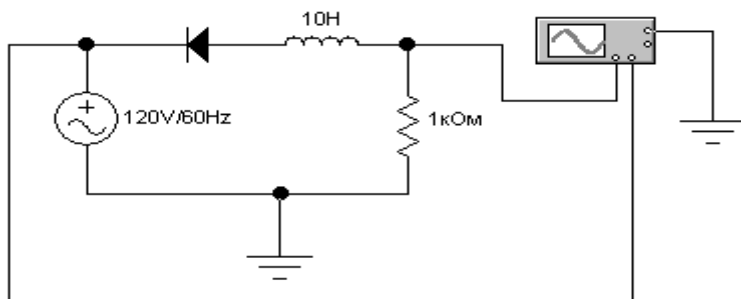
При использовании простейшего емкостного фильтра сглаживание пульсаций выпрямленного напряжения и тока происходит за счет периодической зарядки конденсатора фильтра  $C_{\Phi}$  (когда напряжение на выходе трансформатора превышает напряжение на нагрузке) и последующей его разрядки на сопротивление нагрузки  $R_H$ .

Конденсатор, как известно, не пропускает постоянной составляющей тока и обладает тем меньшим сопротивлением для переменных составляющих, чем выше их частота. Емкостные фильтры предпочтительно применять в схемах выпрямления с малыми значениями выпрямленного тока, так как при этом возрастает эффективность сглаживания.

Простейший индуктивный сглаживающий фильтр состоит из индуктивной катушки — дросселя, включаемого последовательно с нагрузкой. В результате пульсаций выпрямленного тока в катушке индуктивности возникает электродвижущая сила самоиндукции  $e_L = \pm L \cdot (di/dt)$ , которая в силу закона электромагнитной индукции стремится сгладить пульсации тока в цепи нагрузки, а следовательно, и пульсации напряжения на ее зажимах. Индуктивные фильтры обычно применяют в схемах выпрямления с большими значениями выпрямленного тока, так как в этом случае увеличивается эффективность сглажива-

ния. Пример использования катушки в качестве фильтра представлена на рисунке 2.7. На рис.2.8. представлена осциллограмма выходного сигнала со сглаживающим фильтром.

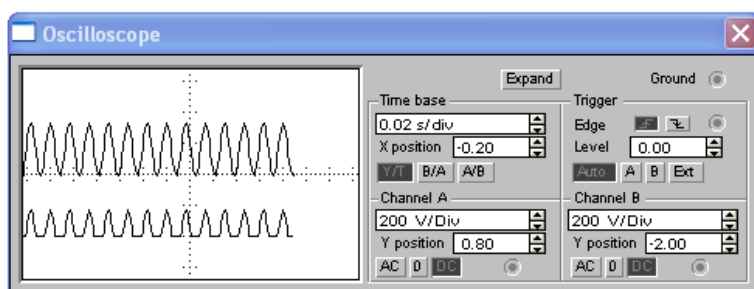
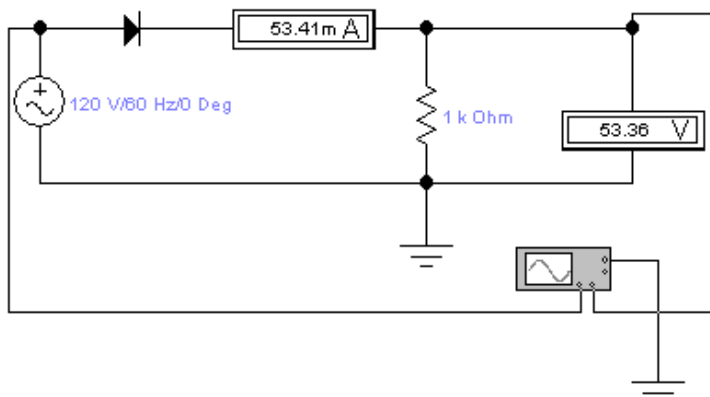
**Рис.2.7.** Использование катушки в качестве фильтра.



**Рис.2.8.** Осциллограмма выходного сигнала со сглаживающим фильтром.

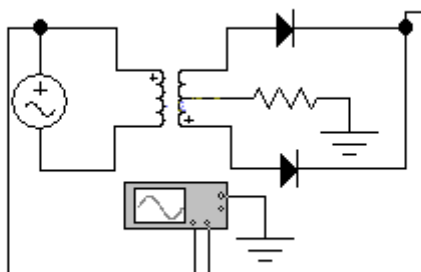
### Задания по работе.

**Задание 1.** Исследовать однополупериодный выпрямитель. Для этого соберите схему однополупериодного выпрямителя согласно **рис 2.4.**



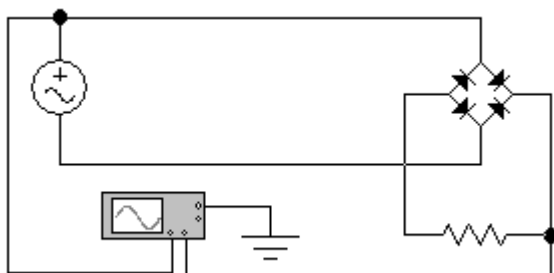
**Рис. 2.4** Схема однополупериодного выпрямителя.

**Задание 2.** Исследовать двухполупериодный выпрямитель. Для этого соберите схему рис. 2.5. Получите временную диаграмму на осциллографе.



**Рис. 2.5** Схема двухполупериодного выпрямителя.

**Задание 3.** Исследовать двухполупериодный мостовой выпрямитель. Для этого соберите схему рис. 2.6. Получите временную диаграмму на осциллографе.



**Рис. 2.6** Схема двухполупериодного мостового выпрямителя.

**Задание 4.** Провести исследование, аналогичные п. 2, при включении в схему выпрямителя:

- а) индуктивного сглаживающего фильтра;
- б) ёмкостного сглаживающего фильтра;
- в) Г-образного (LC- типа) сглаживающего фильтра;
- г) П-образного (CLC-типа) сглаживающего фильтра. Провести обработку результатов измерений.

**Задание 5.** Составить краткие выводы по работе и ответить на контрольные вопросы.

#### Контрольные вопросы.

1. Поясните назначение выпрямительных устройств.
2. Укажите, какие требования предъявляются к диодам, используемым в выпрямительных устройствах.
3. Назовите основные типы однофазных выпрямительных схем.
4. Объясните отличие однотактной схемы выпрямления от двухтактной.
5. Поясните принцип действия одно и двухполупериодной схем выпрямления.

6. Изобразите временные диаграммы напряжений и токов нагрузки одно и двухполупериодной схем выпрямления без сглаживающего фильтра.
7. Назовите основные виды сглаживающих фильтров.
8. Поясните, в каких случаях целесообразно использовать индуктивные, а в каких — емкостные фильтры или их сочетания.
9. Каково значение коэффициента пульсаций напряжения или тока исследуемых выпрямительных схем?
10. Поясните назначение согласующего трансформатора в выпрямительных схемах.

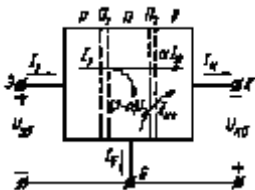
### **Лабораторная работа №3.**

#### **Изучение статических вольт- амперных характеристик транзистора.**

*Цель работы.* Исследование статических входных и выходных характеристик транзистора и определение по ним характеристических  $h$ - параметров.

#### **Краткая теория.**

При использовании транзисторов в различных схемах представляют практический интерес зависимости напряжения и тока входной цепи (входные вольт-амперные характеристики) и выходной цепи (выходные или коллекторные вольт- амперные характеристики). Эти характеристики могут быть записаны аналитически или построены графически. Последний способ наиболее прост и нагляден, поэтому он нашел преобладающее применение. Вольт-амперные характеристики снимают при относительно медленных изменениях тока и напряжения (по постоянному току), в связи с чем их называют статическими. Вид характеристик зависит от способа включения транзистора.



**Рис. 3.1** Схема включения транзистора с общей базой (ОБ).

Существуют три способа включения транзистора: с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК). О способе включения с общей базой говорилось при рассмотрении принципа действия транзистора. Различие в способах включения зависит оттого, какой из выводов транзистора является общим для входной и выходной цепей. В схеме ОБ общей точкой входной и выходной цепей является база, в схеме ОЭ — эмиттер, в схеме ОК — коллектор.

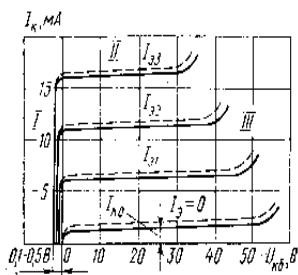
В силу того, что статические характеристики транзистора в схемах ОЭ или ОК примерно одинаковы, далее рассматриваются характеристики только для двух способов включения: ОБ и ОЭ.

**Схема с ОБ** (рис.3.1). Выходные характеристики транзистора в схеме ОБ отражают зависимость тока коллектора  $I_k$  от напряжения на коллекторе относительно базы  $U_{кб}$  при фиксированном токе эмиттера  $I_э = I_k = F(U_{кб})I_э = \text{const}$  (рис.3.2.) Здесь, рассматривается транзистор типа p-n-p, поэтому напряжение  $U_{кб}$  отрицательное.

Вольт-амперные характеристики имеют три характерные области: I — сильная зависимость  $I_k$  от  $U_{кб}$  (нелинейная начальная область),

// — слабая зависимость  $I_n$  от  $U_{кб}$  (линейная область), /// — пробой коллекторного перехода.

Для схемы ОБ характерно расположение начальной области левее оси ординат. Это обусловлено тем, что напряжение на коллекторном переходе транзистора в схеме ОБ определяется суммой внутренней разности потенциалов  $\phi_{p0}$  и внешнего напряжения  $U_{кб}$ .



**Рис. 3.2** Выходные характеристики транзистора, включённого по схеме с ОБ.

При  $U_{кб} = 0$  и заданном токе эмиттера дырки перебрасываются в коллектор из базы под действием внутренней разности потенциалов  $\phi_0$ ; при  $U_{кб} = 0$  ток  $I_k \neq 0$ . Чтобы уменьшить ток  $I_k$ , нужно создать встречный поток дырок через переход, т. е. перевести коллекторный переход путём изменения полярности напряжения  $U_{кб}$  режим инжекции носителей заряда (в режим эмиттера). При подаче некоторого напряжения положительной полярности  $U_{кб}$  (на рис. 3.2 откладывается влево от точки 0) потоки дырок через коллекторный переход будут взаимно скомпенсированы и ток  $I_3 = 0$ . Естественно, что с увеличением тока  $I_3$  для этого необходимо подать напряжение  $U_{кб}$  большей величины. Этим объясняется смещение влево начальных участков характеристик при большем токе  $I_3$ .

Особенностью характеристик в области // является их небольшой подъем при увеличении напряжения  $U_{кб}$ . Некоторое увеличение тока  $I_k$  обуславливается увеличением коэффициента передачи тока  $\alpha$  транзистора вследствие возникающего эффекта модуляции толщины базового слоя (эффекта модуляции базы), а также роста тока  $I_{к0} = F(U_{кб})$ .

Эффект модуляции базы связан с расширением коллекторного перехода  $L_k$  за счет увеличения объемного заряда в нем, вызванного повышением напряжения  $U_{кб}$ . Поскольку расширение перехода происходит главным образом за счет базового слоя, как более высокоомного, повышение напряжения  $U_{кб}$  приводит к уменьшению толщины базового слоя  $L_b$ , а следовательно, к уменьшению числа актов рекомбинаций дырок с электронами в ней, увеличению коэффициента  $\alpha$  и тока  $I_k$ .

Некоторое возрастание тока  $I_k$  на выходных характеристиках при повышении напряжения  $U_{кб}$  вследствие увеличения коэффициента  $\alpha$  за счет эффекта модуляции базы (рис. 3.2) характеризуется дифференциальным сопротивлением коллекторного перехода  $r_{к(б)} = dU_{кб}/dI_k$   $I_3 = \text{const}$ , которое может быть найдено из коллекторных характеристик как отношение приращений напряжения и тока. Для маломощных транзисторов величина  $r_{к(б)}$  составляет 0,5—1 МОм.

При  $I_3 = 0$  зависимость  $I_k = F(U_{кб})$  представляет собой обратную ветвь вольт-амперной характеристики коллекторного р-п-перехода. Обратный ток коллекторного перехода определяет составляющую  $I_{к0}$  в коллекторном токе транзистора.

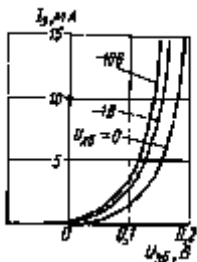
В области // выходные характеристики практически линейны и сопротивление  $r_{к(б)}$  можно принять неизменным. Тогда для этой области зависимость  $I_k = F(U_{кб})$  можно представить в аналитической форме:

$$I_k = \alpha I_3 + U_{кб}/r_{к(б)} + I_{к0} \quad (1)$$

Наличие составляющей  $I_{к0}$  в выражении (1) является одной из главных причин температурной зависимости выходных (коллекторных) характеристик транзистора. Влияние температуры приводит к изменению тока  $I_{к0}$  и смещению характеристик вверх при повышении температуры (пунктирные кривые на рис. 3.2) и вниз при ее снижении. Такое же воздействие на коллекторные характеристики (в меньшей степени) оказывает и зависимость от температуры коэффициента  $\alpha$ . Это обусловлено тем, что в рабочем диапазоне температур наблюдается некоторое увеличение коэффициента  $\alpha$  с ростом температуры.

Коллекторные характеристики можно считать эквидистантными в небольшой области изменения тока  $I_3$ . При этом равным приращениям тока  $I_3$  соответствуют примерно равные приращения тока  $I_k$  (рис. 3.2). В большом диапазоне изменения эмиттерного тока характеристики нельзя считать эквидистантными в силу их более густого расположения при малых и больших токах  $I_3$  и более редкого — при промежуточных значениях. Увеличение коэффициента  $\alpha$  и достижение им максимального значения с возрастанием эмиттерного тока объясняется относительным уменьшением числа актов рекомбинаций дырок в базе с ростом количества входящих в

нее дырок. Для маломощных транзисторов максимуму коэффициента  $\alpha$  соответствует ток эмиттера, равный 0,8—3 мА.



**Рис. 3.3** Входные характеристики транзистора, включённого по схеме с общей базой.

Для транзистора существует предел повышения коллекторного напряжения ввиду возможного электрического пробоя коллекторного перехода (область /// на рис.3.2), который может перейти в тепловой пробой. Величина допустимого напряжения  $U_{кб}$  указывается в справочниках.

*Входные характеристики* транзистора в схеме ОБ (рис. 3.3) представляют собой зависимость  $I_3 = F(U_{кб})U_{кб} = \text{const}$  и по виду близки к прямой ветви вольт-амперной характеристики р-п перехода (диода).

Входная характеристика, снятая при большем напряжении  $U_{кб}$ , располагается левее и выше. Это обусловливается эффектом модуляции базы, приводящим к повышению градиента концентрации дырок в базе и увеличению тока  $I_3$ .

**Схема с ОЭ.** В схеме с ОЭ вывод эмиттера является общим для входной и выходной цепей транзистора. Напряжения питания  $U_{бэ}, U_{кэ}$  подаются соответственно между базой и эмиттером, а также между коллектором и эмиттером транзистора. Без учета падения напряжения в базовом слое напряжение  $U_{бэ}$  определяет напряжение на эмиттерном переходе. Напряжение на коллекторном переходе находят как разность  $U_{кэ} - U_{бэ}$ .

Выходные характеристики транзистора в схеме с ОЭ определяют зависимость коллекторного тока  $I_k = F(U_{кз})$  при  $I_б = \text{const}$ . Как и для схемы ОБ, здесь можно выделить три характерные области: / — начальная область, // — относительно слабая зависимость  $I_k$  от  $U_{кз}$ , /// — пробой коллекторного перехода.

Коллекторные характеристики транзистора в схеме с ОЭ отличаются от соответствующих характеристик в схеме ОБ. В частности, они начинаются из начала координат и участок / располагается в первом квадранте. При  $U_{кз} = 0$  напряжение на коллекторном переходе равно  $U_{бэ}$ , коллекторный переход открыт и инжектирует дырки в базу. Потоки дырок через коллекторный переход (от коллектора в базу и от эмиттера в коллектор) взаимно уравниваются и ток  $I_k \approx 0$ . По мере повышения напряжения  $U_{кз}$  в области I прямое напряжение на коллекторном переходе снижается, его инжекция уменьшается, и ток  $I_k$  возрастает. На границе с областью II прямое напряжение снимается с коллекторного перехода и в области II на переходе действует обратное напряжение. Точке перехода от области / к области II соответствует напряжение  $U_{кз}$  порядка 0,5—1,5 В. Отличие характеристик для схемы ОЭ в области II покажем, выразив в (1) ток  $I_3$  через  $I_б$  и ток  $I_k$  в соответствии с формулой:  $I_3 = I_k + I_б$ . После замены  $U_{кб}$  на  $U_{кз}$  получаем коллекторные характеристики транзистора в схеме ОЭ, записанные в аналитической форме:

$$I_k = \frac{a}{1-a} I_б + \frac{U_{кк}}{r_k(b)(1-a)} + \frac{1}{1-a} I_{к0} = \beta I_б + \frac{U_{кк}}{r_k(b)/(1+b)} + (1+\beta) I_{к0}, \quad (2)$$

где  $\beta = I_k/I_б = a/(1-a)$  — коэффициент передачи тока в схеме ОЭ.

Коэффициент  $\beta$  показывает связь тока коллектора с входным током  $I_б$ . Если для транзисторов коэффициент  $a = 0,9-0,99$ , то коэффициент  $\beta = 9-99$ . Иными словами, транзистор в схеме с ОЭ дает усиление по току. Это является важнейшим преимуществом включения транзистора по схеме с ОЭ, чем, в частно-

сти, определяется более широкое практическое применение этой схемы включения по сравнению со схемой с ОБ.

Выражение (2) можно переписать в виде:

$$I_k = \beta I_{\bar{6}} + U_{k\bar{3}}/r_{k(\bar{6})} + I_{k0(\bar{3})}, \quad (3)$$

где  $r_{k(\bar{3})} = r_{k(\bar{6})}/(1 + \beta)$ ,  $I_{k0(\bar{3})} = (1 + \beta)I_{k0}$ .

Так же как и в схеме ОБ, коллекторные характеристики имеют некоторый наклон к оси абсцисс (рис.3.2.), вызванный эффектом модуляции базы. Однако этот наклон в схеме ОЭ больше, чем в схеме ОБ, так как малые изменения коэффициента  $\alpha$  под действием изменения напряжения на коллекторном переходе дают значительные изменения коэффициента  $\beta = \alpha/(1 - \alpha)$ . Указанное явление учитывается вторым слагаемым в правой части уравнения (3.). Дифференциальное сопротивление  $r_{k(\bar{3})}$  коллекторного перехода в схеме с ОЭ в  $(1 + \beta)$  раз меньше дифференциального сопротивления  $r_{k(\bar{6})}$  в схеме с ОБ и составляет 30—40 кОм.

Из принципа действия транзистора известно, что через вывод базы протекают во встречном направлении две составляющие тока (см. рис.3.1.): обратный ток коллекторного перехода  $I_{k\bar{3}}$ , и часть тока эмиттера  $(1 - \alpha)I_{\bar{3}}$ . В связи с этим нулевое значение тока базы ( $I_{\bar{6}} = 0$ ) определяется равенством указанных составляющих токов, т. е.  $(1 - \alpha)I_{\bar{3}}$ . Нулевому входному току соответствуют ток эмиттера  $I_{\bar{3}} = I_{k0}/(1 - \alpha) = (1 + \beta)I_{k0}$  и ток коллектора  $I_k = \alpha I_{\bar{3}} + I_{k0} = \alpha I_{k0}/(1 - \alpha) + I_{k0} = (1 + \beta)I_{k0}$ . Иными словами, при нулевом токе базы через транзистор в схеме с ОЭ протекает ток, называемый начальным или сквозным током  $I_{k0(\bar{3})}$  и равный  $(1 + \beta) I_{k0}$ . Этим обуславливается наличие третьей составляющей тока  $I_k$  в выражениях (2) и (3). Таким образом, ток коллектора при входном токе, равном нулю, в схеме с ОЭ в  $(1 + \beta)$  раз больше, чем в схеме с ОБ.

Если же эмиттерный переход перевести в непроводящее состояние, т. е. подать напряжение  $U_{\bar{6}\bar{3}} \geq 0$ , то ток коллектора снизится до  $I_{k0}$  (рис.3.4.) и будет определяться обратным (тепловым) током коллекторного перехода, протекающим по цепи база — коллектор. Область характеристик, лежащая ниже характеристики, соответствующей  $I_{\bar{6}} = 0$ , называют областью отсечки.

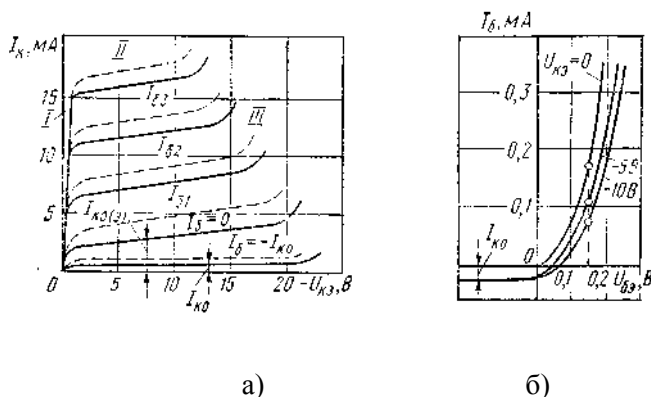


Рис.3.4. Выходные (а) и входные (б) характеристики транзистора, включенного по схеме с ОЭ.

Коллекторные характеристики в схеме ОЭ, так же как и в схеме ОБ, подвержены температурным смещениям. Однако температурные воздействия здесь проявляются сильнее, чем в схеме ОБ. Это обусловлено, во-первых, наличием множителя  $(1+\beta)$  перед  $I_{K0}$  в формуле (2) и, во-вторых, более сильными температурными изменениями коэффициента  $\beta = \alpha/(1 - \alpha)$  при относительно малых температурных изменениях коэффициента  $\alpha$ .

Более резко здесь выражена и неэквидистантность характеристик, так как зависимость коэффициента  $\alpha$  от тока эмиттера (коллектора) сильно сказывается на зависимости коэффициента  $\beta$  от тока  $I_E$  ( $I_K$ ). Необходимо указать и на тот факт, что в схеме с ОЭ пробой коллекторного перехода наступает при коллекторном напряжении в 1,5—2 раза меньшем, чем в схеме с ОБ. Входные (базовые) характеристики транзистора отражают зависимость тока базы от напряжения база — эмиттер при фиксированном напряжении коллектор — эмиттер:

$$I_B = F(U_{БЭ}) U_{KЭ} = \text{const.}$$

При  $U_{KЭ} = 0$  входная характеристика соответствует прямой ветви вольт-амперной характеристики двух р-п-переходов (эмиттерного и коллекторного), включенных параллельно.

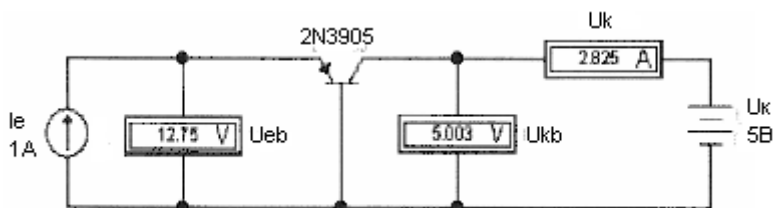
Ток базы при этом равен сумме токов эмиттера и коллектора, работающего в режиме эмиттера.

При  $U_{кз} < 0$  ток базы составляет малую часть тока эмиттера. При определенной величине  $U_{бэ}$  подача напряжения  $U_{кз} < 0$  вызывает уменьшение тока  $I_b$ , т. е. смещение вниз характеристик относительно кривой со значением  $U_{кэ} = 0$ . Дальнейшее увеличение абсолютной величины  $U_{кз}$  также смещает характеристики к оси абсцисс вследствие уменьшения тока  $I_b$  из-за эффекта модуляции базы.

В токе  $I_b$  присутствует составляющая  $I_{к0}$ . Поэтому при  $U_{кз} < 0$  входные характеристики исходят из точки с отрицательным значением тока базы, равным  $I_{к0}$ .

### Задания по работе.

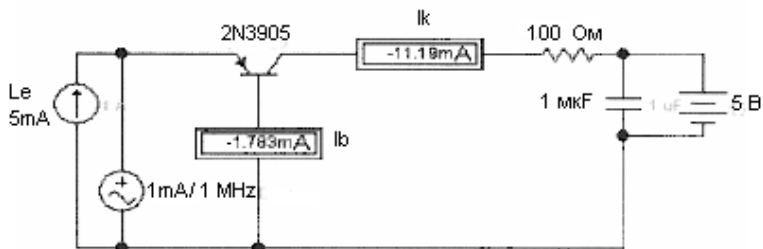
**Задание 1.** Снять семейство статических входных и выходных характеристик транзистора, включённого по схеме с общей базой, и определить по ним характеристические  $h$ -параметры. Схема для исследования ВАХ транзистора показана на рис. 3.5.



**Рис. 3.5.** Схема для снятия ВАХ транзистора с ОБ.

Семейство входных ВАХ снимается при фиксированных значениях  $U_{кб}$  путём изменения тока  $I_e$  и измерения  $U_{еб}$ . Семейство выходных ВАХ снимается при фиксированных значениях  $I_e$  путём изменения напряжения  $U_{кб}$  и измерения  $I_k$ .

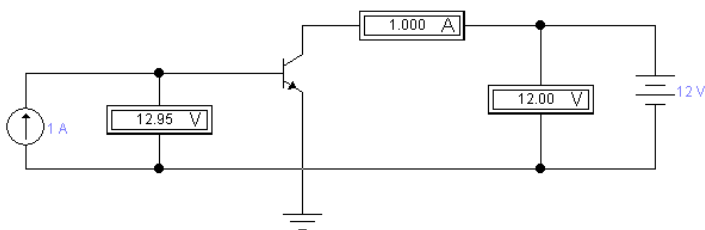
**Задание 2.** Измерить модуль коэффициента передачи тока эмиттера,  $h_{21}$  на высокой частоте. Схема для измерения модуля коэффициента передачи тока показана на рис. 3.6



**Рис. 3.6.** Схема для измерения коэффициента передачи тока.

Модуль коэффициента передачи тока  $h_{21s} = I_k / I_b$  рассчитывается по показаниям амперметров.

**Задание 3.** Снять семейство статических входных и выходных характеристик транзистора, включённого по схеме с ОЭ, и определить по ним характеристические  $h$ -параметры. Схема для исследования ВАХ транзистора показана на рис. 3.7



**Рис. 3.7.** Схема для снятия ВАХ транзистора с ОЭ.

**Задание 4.** Составить краткие выводы по работе и ответить на контрольные вопросы.

#### Контрольные вопросы.

1. Назовите типы транзисторов.
2. Нарисуйте три схемы включения транзистора в схему.
3. Установите взаимосвязь между токами эмиттера, коллектора и базы транзистора.
4. Запишите взаимосвязь между независимыми переменными транзистора как четырёхполюсника через  $h$ -параметры.

## Лабораторная работа №4.

### Изучение однокаскадных усилителей на биполярных транзисторах.

*Цель работы:* Исследование применения транзистора в схеме однокаскадного усилителя напряжения с ОЭ. Исследование влияния параметров элементов схемы усилительного каскада (с ОЭ) на его основные характеристики.

#### Краткая теория.

#### Классификация усилителей

Все усилители можно подразделить на два класса с линейным и нелинейным режимами работы.

К усилителям с линейным режимом работы (или усилителям мгновенных значений) предъявляется требование получения выходного сигнала, близкого по форме к входному. Искажения формы сигнала, вносимые усилителем, должны быть минимальными. Это достигается благодаря пропорциональной передаче усилителем мгновенных значений напряжения (тока), составляющих во времени входной сигнал. Коэффициенты усиления здесь рассчитывают по амплитудным или действующим значениям (в случае синусоидального сигнала) напряжения и тока.

Важнейшим показателем усилителей с линейным режимом работы является амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), отражающая зависимость модуля коэффициента усиления  $K_u$ , определенного для синусоидального входного сигнала, от частоты. В зависимости от вида АЧХ усилители с линейным режимом работы подразделяют (рис.4.1.) на усилители медленно изменяющегося сигнала (усилители постоянного тока — УПТ), усилители звуковых частот (УЗЧ), усилители высокой частоты (УВЧ), широкополосные усилители (ШПУ) и узкополосные усилители (УПУ).

Характерная особенность УПТ – способность усиливать сигналы с нижней частотой, приближающейся к нулю ( $f_b > 0$ ). Верхняя граница частоты  $f_v$  в УПТ может составлять в зависи-

мости от назначения  $10^3$ — $10^8$  Гц. УЗЧ характеризуется частотным диапазоном от десятков герц ( $f_n$ ) до 15—20 кГц ( $f_v$ ). УВЧ имеют полосу пропускания от десятков килогерц до десятков и сотен мегагерц. ШПУ имеют нижнюю границу частоты примерно такую же, как УЗЧ, и верхнюю – как УВЧ. На основе ШПУ выполняются *линейные импульсные усилители*.

УПУ характеризуются пропусканием узкой полосы частот.



В усилителях с нелинейным режимом работы пропорциональность в передаче мгновенных значений входного сигнала отсутствует. После достижения некоторой величины напряжения входного сигнала при его увеличении сигнал на выходе усилителя остается без изменения (ограничивается на некотором уровне). Такие усилители нашли применение для преобразования входного сигнала, например синусоидального, в импульсный сигнал (*усилители-ограничители*). Они используются также для усиления импульсов (*нелинейные импульсные усилители*).

В настоящее время усилительная техника базируется на линейных (аналоговых) интегральных микросхемах, что учитывается смысловой направленностью представленного материала.

### Усилительный каскад с ОЭ.

Основными элементами схемы с ОЭ (рис.4.2.) являются источник питания  $E_k$ , управляемый элемент-транзистор  $T$  и резистор  $R_k$ . Эти элементы образуют главную цепь усилительного каскада, в которой за счет протекания управляемого по цепи базы коллекторного тока создается усиленное переменное напряжение на выходе схемы. Остальные элементы каскада выполняют вспомогательную роль. Конденсаторы  $C_{p1}$ ,  $C_{p2}$  являются разделительными. Конденсатор  $C_{p1}$  исключает шунтирование входной цепи каскада цепью источника входного сигнала по постоянному току, что позволяет, во-первых, исключить протекание постоянного тока через источник входного сигнала по цепи  $E_k - R_I - R_I$  и, во-вторых, обеспечить независимость от внутреннего сопротивления этого источника  $K_c$  напряжения на базе  $U_{бн}$  в режиме покоя. Функция конденсатора  $C_{p2}$  сводится к пропусканию в цепь нагрузки переменной составляющей напряжения и задержанию постоянной составляющей.

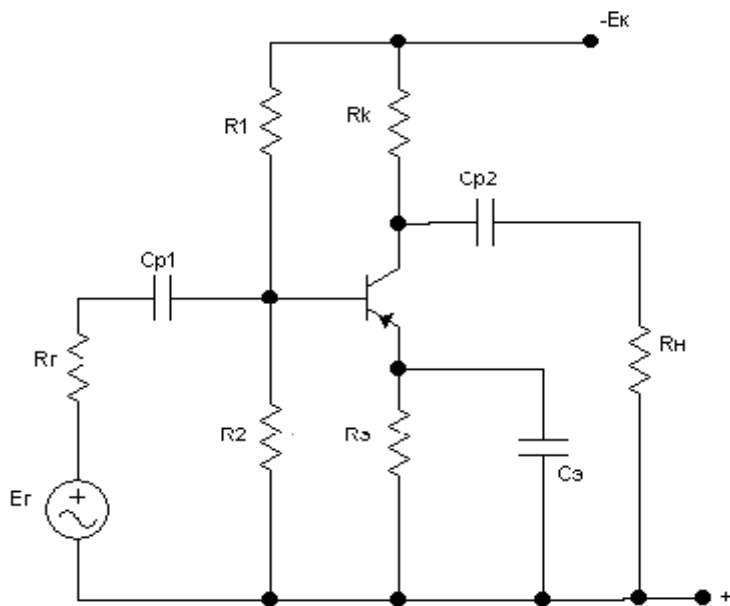


Рис.4.2. Усилительный каскад с ОЭ.

Резисторы  $R_1, R_2$  используются для задания режима покоя каскада. Поскольку биполярный транзистор управляется током, ток покоя управляемого элемента (в данном случае ток  $I_{кп}$ ) создается заданием соответствующей величины тока базы покоя  $I_{бп}$ . Резистор  $R_1$  предназначен для создания цепи протекания тока  $I_{бп}$ . Совместно с  $R_2$  резистор  $R_1$  обеспечивает исходное напряжение на базе  $U_{бп}$  относительно зажима «+» источника питания.

Резистор  $R_3$  является элементом отрицательной обратной связи, предназначенным для стабилизации режима покоя каскада при изменении температуры. Конденсатор  $C_3$  шунтирует резистор  $R_3$  по переменному току, исключая тем самым проявление отрицательной обратной связи в каскаде по переменным составляющим. Отсутствие конденсатора  $C_3$  привело бы к уменьшению коэффициентов усиления схемы.

Название схемы «с общим эмиттером» означает, что вывод эмиттера транзистора по переменному току является общим для входной и выходной цепей каскада.

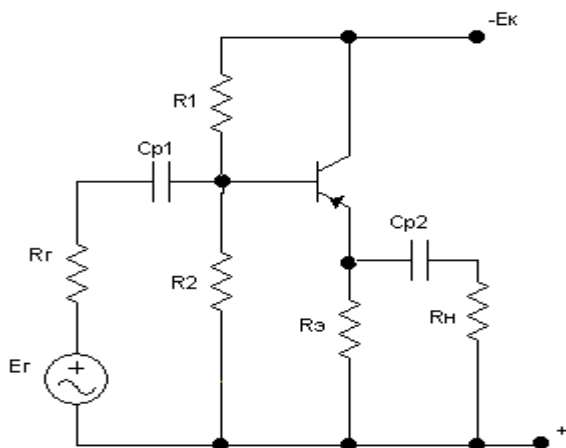
Температурная зависимость параметров режима покоя обусловливается зависимостью коллекторного тока покоя  $I_{кп}$  от температуры. Основными причинами такой зависимости являются изменения от температуры начального тока коллектора  $I_{к0(э)}$ , напряжения  $U_{бэ}$  и коэффициента  $\beta$ . Температурная неустойчивость указанных параметров приводит к прямой зависимости тока  $I_{кп}$  от температуры. При отсутствии мер по стабилизации тока  $I_{кп}$  его температурные изменения вызывают изменение режима покоя каскада, что может привести, как будет показано далее, к режиму работы каскада в нелинейной области характеристик транзистора и искажению формы кривой выходного сигнала. Вероятность появления искажений повышается с увеличением амплитуды выходного сигнала.

Принцип действия каскада ОЭ заключается в следующем. При наличии постоянных составляющих токов и напряжений в схеме подача на вход каскада переменного напряжения приводит к появлению переменной составляющей тока базы транзистора, а следовательно, переменной со-

ставляющей тока в выходной цепи каскада (в коллекторном токе транзистора). За счет падения напряжения на резисторе  $R_k$  создается переменная составляющая напряжения на коллекторе, которая через конденсатор  $C_2$  передается на выход каскада — в цепь нагрузки.

### Усилительный каскад с ОК (эмиттерный повторитель).

Схему рис. 4.3 называют каскадом с ОК, потому что коллекторный вывод транзистора по переменному току является общим электродом для входной и выходной цепей каскада. Эмиттерным повторителем схему называют вследствие того, что ее выходное напряжение, снимаемое с эмиттера транзистора, близко по величине входному напряжению ( $u_n = u_{вх} + u_{бэ} \approx u_{вх}$ ) и совпадает с ним по фазе.

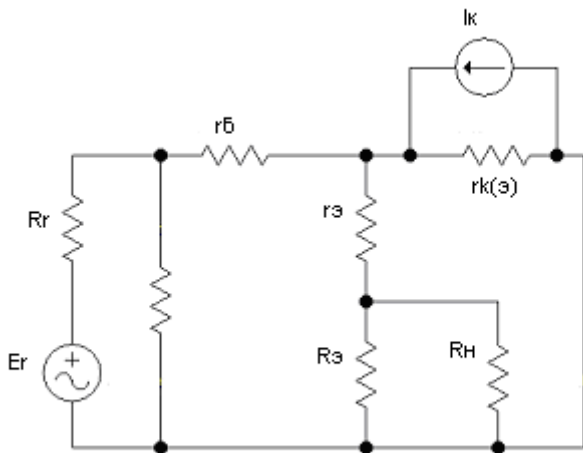


**Рис. 4.3** Схема усилительного каскада с ОК.

Резистор  $R_3$  в схеме выполняет ту же функцию, что и резистор  $R_k$  в схеме ОЭ, — создание изменяющегося напряжения в выходной цепи за счет протекания в ней тока, управляемого по цепи базы. Функция конденсатора  $C_{p2}$  сводится к передаче в нагрузку переменной составляющей выходного сигнала. Резисторы  $R_1, R_2$  предназначены для зада-

ния режима покоя каскада. Для повышения входного сопротивления резистор  $R_2$  схему часто не вводят.

Рассмотрим параметры каскада ОК по переменному току. С этой целью представим каскад его схемой замещения (рис. 4.3, а).



**Рис.4.3 (а)** Схема замещения усилительного каскада с ОК.

Входное сопротивление каскада ОК определяется параллельно соединенными сопротивлениями  $R_1$ ,  $R_2$  и сопротивлением входной цепи транзистора  $r_{бх}$ :

$$R_{вх} = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{бх}.$$

При определении  $r_{бх}$  выразим напряжение  $U_{вх}$  через ток  $I_б$ :

$$U_{вх} = I_б [r_б + (1 + \beta)(r_э + R_э \parallel R_н)]$$

и поделим напряжение  $U_{вх}$  на ток  $I_б$ :

$$r_{бх} = r_б + (1 + \beta)(r_э + R_э \parallel R_н). \quad (4.1.)$$

Сопротивление  $r_э$  для схемы ОК входит в сумме с  $R_э \parallel R_н$ , в связи с чем сопротивление входной цепи транзистора  $r_{бх}$  и входное сопротивление  $R_{вх}$  каскада ОК больше, чем в схеме ОЭ. Поскольку  $r_э$  обычно много меньше  $R_э \parallel R_н$ , а  $r_б$  меньше второго слагаемого правой части выражения

(4.1.), для входного сопротивления эмиттерного повторителя можно записать

$$R_{вх} \approx R_1 \parallel R_2 \parallel [(1+\beta)(R_3 \parallel R_H)] \quad (4.2.)$$

При выборе высокоомного входного делителя входное сопротивление каскада получается достаточно большим. Так, при  $\beta = 50$  и  $R_3 \parallel R_H = 1$  кОм  $R_{вх} = 51$  кОм. Однако при повышенных входных сопротивлениях нельзя пренебрегать сопротивлением  $r_{к(э)}$ , шунтирующим входную цепь каскада (рис.4.2.,а). В этом случае более точное выражение для входного сопротивления каскада имеет вид

$$R_{вх} = R_1 \parallel R_2 \parallel [(1+\beta)(R_3 \parallel R_H) \parallel r_{к(э)}] . \quad (4.3.)$$

Высокое входное сопротивление является одним из важнейших преимуществ каскада ОК.

*Высокое входное сопротивление требуется* в случае применения каскада в качестве согласующего звена *при работе от источника входного сигнала, обладающего высоким внутренним сопротивлением.*

Определим коэффициент усиления по току  $K_I$ . Поскольку ток  $I_H$  здесь является частью тока  $I_0$ , получим:

$$I_H = (1+\beta)I_0 \frac{R_3 \parallel R_H}{R_H} \quad (4.4.)$$

и с учетом

$$I_0 = I_{вх} R_{вх} / r_{вх}$$

получаем

$$I_H = I_{вх}(1+\beta) \frac{R_x}{r_{вх}} \frac{R_3 \parallel R_H}{R_H} \quad (4.5.)$$

Коэффициент усиления по току в схеме ОК

$$K_1 = (1 + \beta) \frac{R_x}{r_b} \frac{R_3 // R_H}{R_H}, \quad (4.6.)$$

т.е. он также зависит от соотношений  $R_{вх}$  и  $r_{вх}$ ,  $R_3$  и  $R_H$ . В предположении  $R_{вх} \approx r_{вх}$  имеем

$$K_1 \approx (1 + \beta) \frac{R_3 // R_H}{R_H} \quad (4.7.)$$

Согласно выражениям (4.6.) и (4.7.) каскад ОК обеспечивает усиление по току. При  $R_3 = R_k$  и одинаковых значениях  $R_H$  коэффициенты усиления по току в схемах ОК и ОЭ примерно одинаковы.

Коэффициент усиления по напряжению  $K_u$  рассчитывают по формуле

$$K_u \approx (1 + \beta) \frac{R_3 // R_H}{R_2 + R_{вб}} \quad (4.8.)$$

Для оценки коэффициента  $K_u$  примем  $R_{вх} \gg R_r$ , а величину  $R_{вх}$  определим приближенно по (4.2.):

$R_{вх} \approx (1 + \beta)[R_3 // R_H]$ . При этом  $K_u \ll 1$ . Точный расчет дает  $K_u < 1$  и в пределе  $\beta \rightarrow \infty$  стремится к единице. Это свойство каскада ОК используют, когда необходимо повысить мощность сигнала при сохранении величины его напряжения.

Поскольку  $K_u \ll 1$ , коэффициент усиления по мощности  $K_p$  близок по величине к  $K_1$ .

Выходное сопротивление  $R_{вых}$  каскада ОК, представляющее собой сопротивление схемы со стороны эмиттера (рис. 4.2., а), определяется из соотношения

$$R_{вых} = R_3 \left| \left( r_3 + \frac{r_b + R_2 // R_1 // R_2}{1 + \beta} \right) \right| \approx R_3 \left| r_3 \right|, \text{ где } \beta = \beta. \quad (4.9.)$$

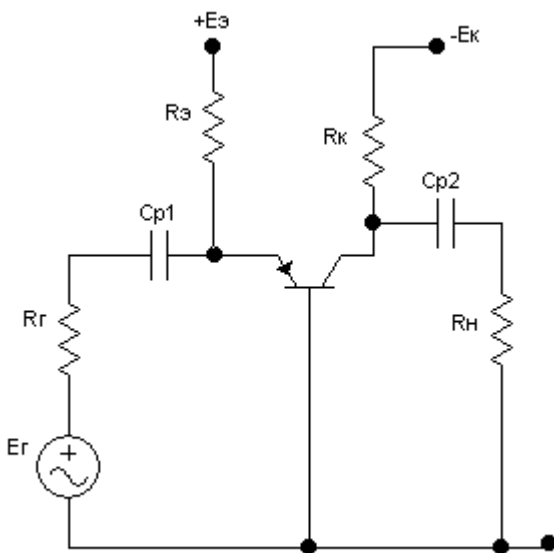
Выходное сопротивление каскада мало (10—50 Ом). Это свойство используют, когда необходимо решать задачу согласования выходной цепи усилителя с низкоомным сопротивлением нагрузки. При этом каскад ОК применяют в качестве выходного каскада усилителя.

#### Усилительный каскад с ОБ.

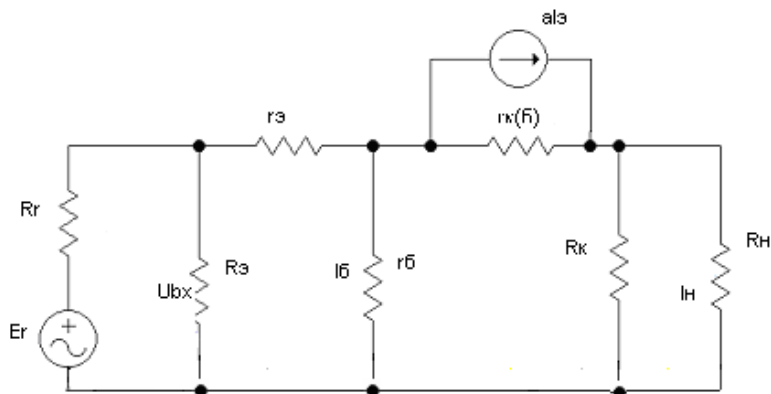
Схема каскада с ОБ приведена на рис.4.4. Его элементы  $E_э$ ,  $R_э$  предназначены для задания тока  $I_{эп}$  в режиме покоя. Остальные элементы каскада выполняют те же функции, что и в схеме ОЭ. В принципе реализация схемы ОБ допускает использование и общего источника питания  $E_к$ .

Рассмотрим параметры усилительного каскада ОБ по переменному току. Для этого воспользуемся его схемой замещения, приведенной на рис.4.3.(а).

Расчет по схеме рис.4.3.(а) дает  $R_{вх} = R_э \parallel [r_э + (1-\alpha)r_б]$ .



**Рис.4.4.** Усилительный каскад с ОБ.



**Рис. 4.4 (а)** Схема замещения усилительного каскада с ОБ.

Входное сопротивление каскада определяется главным образом сопротивлением  $r_э$  и составляет 10—50 Ом. *Малое входное сопротивление является существенным недостатком каскада ОБ*, так как этот каскад создает большую нагрузку для источника входного сигнала.

По переменной составляющей ток коллектора связан с током эмиттера соотношением  $I_к = \alpha \cdot I_э$ . Поскольку цепь эмиттера транзистора входит во входную цепь каскада, *коэффициент усиления по току здесь меньше единицы*. Соотношение для  $K_I$ , полученное из расчета схемы рис. 4.3., б, имеет вид

$$K_I \approx \alpha \frac{R_k // R_H}{R_H} \quad (4.11.)$$

Коэффициент усиления по току в схеме с ОБ существенно (в 10—50 раз) меньше, чем в схемах с ОЭ и ОК. Расчет коэффициента усиления по напряжению дает

$$K_U \approx \alpha \frac{R_K // R_H}{R_E + R_E} \quad (4.12.)$$

Согласно выражению (4.12.), коэффициент усиления по напряжению каскада с ОБ возрастает с уменьшением внутреннего сопротивления источника входного сигнала. Простейшие расчеты показывают, что при  $R_E \rightarrow 0$  коэффициент усиления по напряжению каскада с ОБ приближается к величине  $K_U$  каскада с ОЭ.

Выходное сопротивление каскада с ОБ

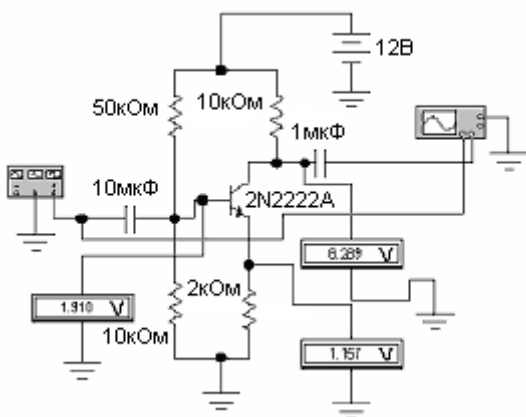
$$R_{\text{вых}} = R_K \parallel r_{k(b)} \approx R_K \quad (4.13.)$$

В схеме ОБ выходные характеристики отличаются большей линейностью, а транзистор может использоваться при большем коллекторном напряжении, чем в схеме ОЭ. В соответствии с этим каскад с ОБ будет вполне оправдан при необходимости получения повышенных значений выходного напряжения, когда каскад ОЭ не может быть применен ввиду невозможности использования транзистора по напряжению или недостаточной линейности характеристик. Усилительный каскад с ОБ при этом служит в качестве выходного каскада усилителя, а каскад с ОК — в качестве предвыходного каскада. Каскад с ОК будет представлять для каскада ОБ источник входного сигнала с малым внутренним (выходным) сопротивлением, что важно для применения каскада ОБ.

### Задания по работе.

**Задание 1.** Составьте схему для исследования каскада с общим эмиттером (по аналогии с рис. 4.5). Получите осциллограмму входного и выходного сигналов (по аналогии с примером 1). Сравните результаты расчета каскада с ОЭ с экспериментом.

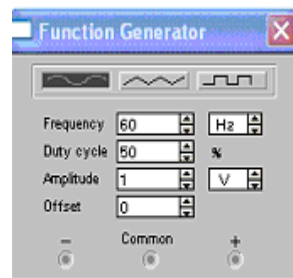
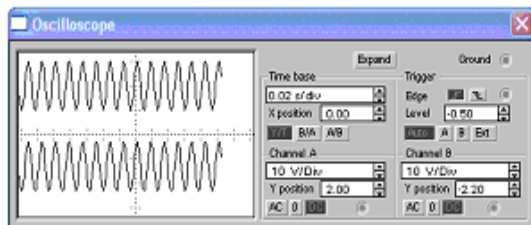
## Пример1.



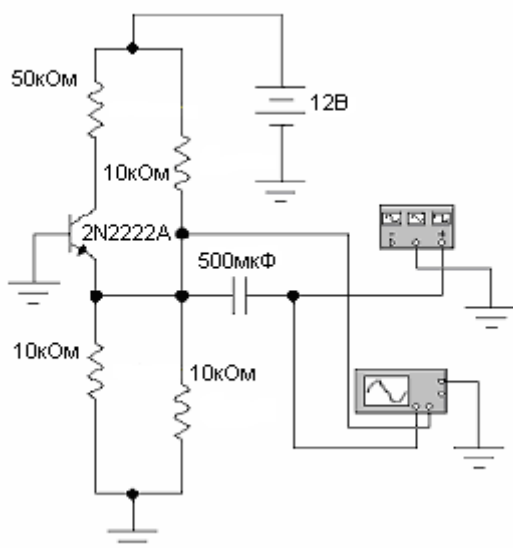
**Рис. 4.5** Однокаскадный усилитель с ОЭ.

**Задание 2.** Составьте схему для исследования каскада с ОБ (см. рис. 4.6). Получите осциллограмму входного и выходного сигналов (по аналогии с примером 2). С помощью осциллографа определите коэффициент усиления каскада с ОБ и сравните его с расчетами.

## Пример 2.



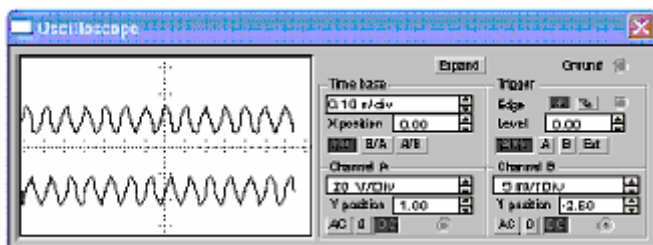
Выходная осциллограмма усилителя с ОБ.

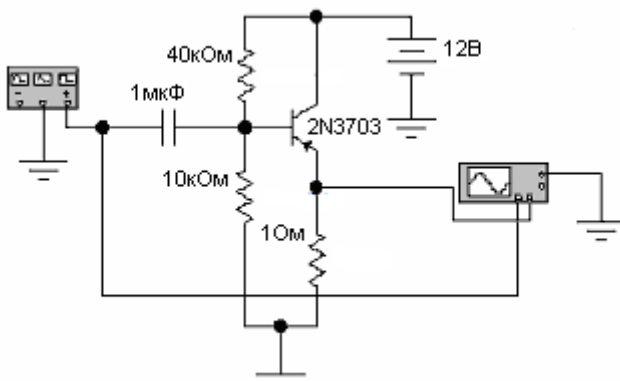


**Рис. 4.6** Однокаскадный усилитель с ОБ.

**Задание 3.** Составьте схему для исследования эмиттерного повторителя(каскада с ОК) (см. рис. 4.7). Получите осциллограмму входного и выходного сигналов (по аналогии с примером 3). С помощью осциллографа определите коэффициент усиления каскада с ОК и сравните его с расчетами.

**Пример 3.**





**Рис. 4.7** Усилительный каскад с ОК (эмиттерный повторитель).

### Контрольные вопросы.

1. От каких параметров зависит коэффициент усиления каскада на транзисторе, включённом по схеме с общим эмиттером?
2. Как определить параметры каскада по схеме с общим эмиттером при его работе в классе А?
3. Почему работа транзисторного каскада в классе В сопровождается появлением значительных искажений?
4. Чем класс усиления АВ отличается от класса С?
5. Как найти диапазон входного сигнала схемы, из условия её работы в классе А?
6. Какие методы стабилизации режима покоя Вам известны?

## Лабораторная работа №5.

### Исследование полупроводникового стабилитрона.

Цель работы. Приобретение навыков расчета и экспериментального исследования электрических цепей с полупроводниковыми стабилитронами.

#### Краткая теория.

Режим электрического пробоя р-п-перехода находит практическое применение. Такие диоды носят название полупроводниковых стабилитронов.

Напряжение стабилитрона в рабочем режиме мало зависит от тока. На рабочем участке характеристики от  $I_{\max}$  до  $I_{\min}$  зависимость напряжения от тока характеризует дифференциальное сопротивление стабилитрона:

$$R_i = \Delta U_{\text{ст.}} / \Delta I_{\text{ст.}}$$

При использовании стабилитрона для стабилизации напряжения его включают параллельно нагрузке  $R$ .

В неразветвленную часть цепи включают ограничительный резистор, сопротивление  $r$  которого должно быть значительно больше дифференциального сопротивления стабилитрона  $R_i$ .

При двухстороннем изменении питания рабочую точку на характеристике стабилитрона выбирают посередине рабочего участка, т.е.

$$I_{\text{ст}} = (I_{\max} + I_{\min}) / 2$$

Для этого напряжение питания должно быть равно:

$$\varepsilon = U_{\text{ст}} + r \cdot (I_{\text{н}} + I_{\text{ст}}) \quad (5.1.)$$

При изменении напряжения питания вследствие неустойчивости в пределах  $\Delta \varepsilon_0$  напряжение на стабилитроне и нагрузке будет изменяться на величину  $\Delta U_{\text{ст}}$ , которая значительно меньше  $\Delta \varepsilon_0$ . Из выражения (5.1.) следует:

$$\Delta \varepsilon_0 = U_{\text{ст}} + r \cdot (I_{\text{н}} + I_{\text{ст}}) = \Delta U_{\text{ст}} + r \cdot (\Delta U_{\text{ст}} / R + \Delta U_{\text{ст}} / R_i)$$

или

$$\Delta U_{\text{ст}} = \Delta \varepsilon_0 / (1 + r/R + r/R_i).$$

При  $r/R_i \gg 1$  следует  $\Delta U_{\text{ст}} \ll \Delta \varepsilon_0$  т.е. напряжение на выходе изменяется значительно меньше, чем напряжение на входе стабилитрона.

Стабилизация напряжения имеет место и при изменении сопротивления нагрузки, так при возрастании тока нагрузки  $I_n$  на  $\Delta I_n$  напряжение на стабилитроне должно снизиться на  $(r \cdot \Delta I_n)$ . Однако это не происходит, т.к. сразу же резко уменьшается ток стабилитрона и результирующее изменение тока в неразветвленной цепи будет меньше изменения тока нагрузки:

$$\Delta I_0 = \Delta I_n - \Delta I_{ct}.$$

При этом результирующее изменение напряжения нагрузки

$$\Delta U_{ct} = r \cdot (\Delta I_n - \Delta I_{ct}) \quad (5.2.)$$

получается меньше, чем при отсутствии стабилитрона т.к.

$$\Delta I_{ct} = \Delta U_{ct} / R_i$$

то из выражения (5.2.) следует

$$\Delta U_{ct} = (r \cdot \Delta I_n) / (1 + r/R_i)$$

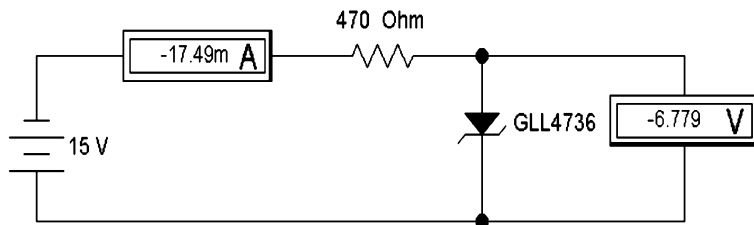
т.е. стабилизация тем выше, чем больше отношение  $r/R_i$ . Однако чрезмерное увеличение сопротивления сопряжено с большой потерей мощности в нем и поэтому является невыгодным.

Качество работы стабилизаторов напряжения характеризуется коэффициентом стабилизации.  $K_{ct}$  равен отношению относительного изменения входного напряжения стабилизатора к относительному изменению напряжения нагрузки

$$K_{ct} = (\Delta U_{вх} / U_{вх}) / (\Delta U_n / U_{нр}).$$

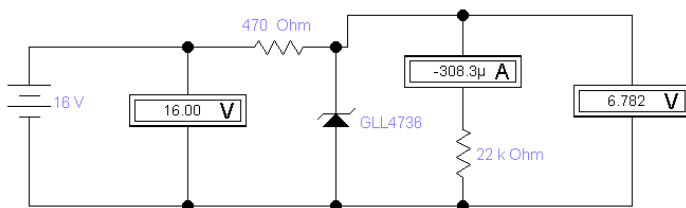
### Задания по работе.

**Задание 1.** Собрать схему для снятия обратной ветви ВАХ стабилитрона и построить график зависимости тока стабилитрона от приложенного напряжения.



**Задание 2.** Рассчитать величину тока через нагрузочный резистор 22 кОм и построить нагрузочную прямую, проходящую через рабочую точку стабилитрона. Рассчитать величину сопротивления балластного резистора.

**Задание 3.** Собрать схему и проверить расчётные значения.



Величина сопротивления балластного резистора в схеме должна соответствовать расчетному значению.

**Задание 4.** Изменить напряжение на входе до 24 В и зафиксировать показания вольтметров. Произвести построение на графике. Найти графически изменения напряжения на сопротивлении нагрузки. Сравнить расчетное значение с экспериментом.

**Задание 5.** Рассчитать коэффициент стабилизации стабилитрона. По ВАХ найти сопротивление стабилитрона.

### Контрольные вопросы.

1. Что называется стабилитроном? Для чего используется стабилитрон?
2. На каком принципе построена работа стабилитрона?
3. Объяснить принцип стабилизации на ВАХ.
4. В каких пределах  $\Delta U_{\text{бх}}$  осуществляется стабилизация при помощи стабилитрона?
5. Какие значения  $U_{\text{бх}}$  могут подаваться на промышленные стабилитроны?
6. Что такое коэффициент стабилизации, найти как коэффициент стабилизации?
7. Что такое стабилизатор? Где используются стабилизаторы?

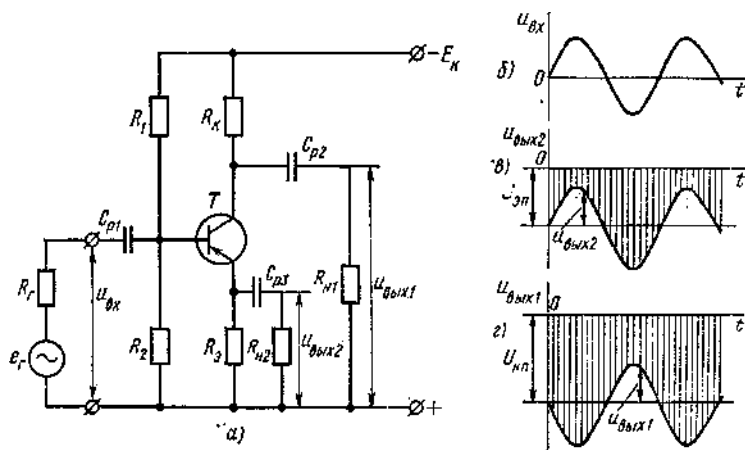
## Лабораторная работа № 6.

### Фазоинверсный каскад.

Цель работы. Изучение фазоинверсного каскада.

#### Краткая теория.

Ф а з о и н в е р с н ы й к а с к а д (каскад с разделенной нагрузкой) предназначен для получения двух выходных сигналов, имеющих сдвиг по фазе в  $180^\circ$ . Схема фазоинверсного



**Рис. 6.1.** Схема фазоинверсного каскада (а) и его временные диаграммы (б, в, г)

каскада приведена на рис.6.1., а. Выходные сигналы снимаются с коллектора и эмиттера транзистора. Сигнал  $U_{ВЫХ2}$ , снимаемый с эмиттера, совпадает по фазе с входным сигналом  $U_{BX}$  (рис. 6.1, б, в), а сигнал  $U_{ВЫХ1}$ , снимаемый с коллектора (рис. 6.1, г), находится с ним в противофазе. Диаграммы, приведенные на рис 6.1, б—г, иллюстрируют получение обоих выходных сигналов.

Рассмотрим показатели фазоинверсного каскада. Входное сопротивление каскада рассчитывают по аналогии с каскадом ОК:

$$R_{вх} = R_1 \parallel R_2 \parallel [r_6 + (1 + \beta)(r_3 + R_3 \parallel R_{н2})] \quad (6.1.),$$

или приближенно

$$R_{вх} \approx (1 + \beta)(r_3 + R_3 \parallel R_{н2}) \quad (6.2.)$$

Коэффициент усиления по напряжению по первому выходу  $K_{u1}$  определяют по аналогии с каскадом ОЭ, а по второму выходу  $K_{u2}$  — по аналогии с каскадом ОК:

$$K_{u1} \approx -(\beta(R_k \parallel R_{н1})) / (R_{г1} + R_{вх}), \quad (6.3.)$$

$$K_{u2} \approx ((1 + \beta) * (R_3 \parallel R_{н2})) / (R_{г1} + R_{вх}). \quad (6.4.)$$

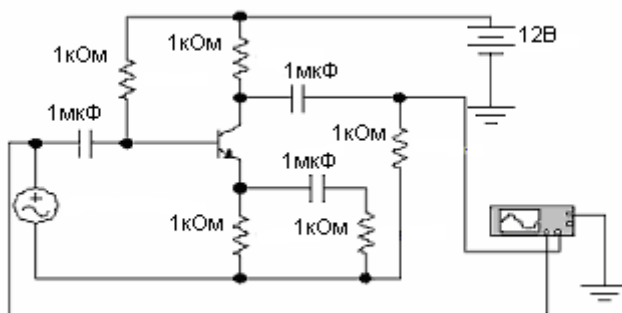
Коэффициенты усиления каскада по обоим выходам могут находиться в различных соотношениях между собой. Это определяется в основном соотношениями величин  $R_k \parallel R_{н1}$  и  $R_3 \parallel R_{н2}$ . При выполнении равенства:

$(1 + \beta) * (R_3 \parallel R_{н2}) = \beta(R_k \parallel R_{н1})$  коэффициенты усиления по обоим выходам получаются одинаковыми.

Поскольку в знаменатели соотношений (6.3.), (6.4) совместно с  $R_{г1}$  входит величина  $R_{вх}$  (6.2.), большая выражения в числителе, коэффициенты усиления  $K_{u1}$ ,  $K_{u2}$  оказываются меньше единицы.

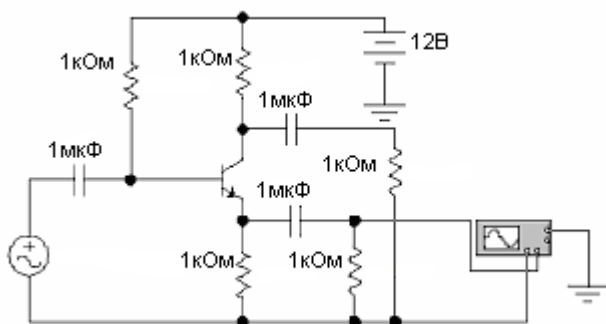
### Задания по работе.

**Задание 1.** Собрать фазоинверсный каскад согласно схеме рис. 6.2. Нагрузку подключить к выходу 1. Получить осциллограмму выходного сигнала, сделать вывод о соотношении фаз входного и выходного сигналов, по осциллографу определить коэффициент усиления схемы.



**Рис. 6.2** Фазоинверсный каскад с нагрузкой, подключённой к выходу 1.

**Задание 2.** Собрать фазоинверсный каскад согласно схеме рис. 6.3. Нагрузку подключить к выходу 2. Получить осциллограмму выходного сигнала, сделать вывод о соотношении фаз входного и выходного сигналов, по осциллографу определить коэффициент усиления схемы.



**Рис. 6.3** Фазоинверсный каскад с нагрузкой, подключённой к выходу 2.

## Контрольные вопросы.

1. Что называется фазоинверсным каскадом?
2. Для чего применяются фазоинверсным каскадом?
3. Каковы осевые показатели фазоинверсного каскада?

## Лабораторная работа № 7.

### Анализ работы электрических фильтров (RC-фильтра низких частот).

Цель работы. Изучение работы электрических фильтров.

### Краткая теория.

#### Фильтрующие элементы.

Фильтрующие элементы используются в блоках питания для фильтрации сигналов, в качестве корректирующих звеньев в системах управления и т. д. Фильтры делятся на два больших класса - пассивные и активные (отличием активного фильтра является наличие активного элемента - обычно это ОУ). Если в фильтре содержится один реактивный элемент, то такой фильтр называется фильтром первого порядка, если два - то второго порядка и т. д.

Наиболее распространенным пассивным фильтром первого порядка является интегрирующая RC-цепь. Этот фильтр в технике электропитания называется Г-образным, а в аудиотехнике - фильтром нижних частот, а в технике управления - корректирующим или интегрирующим звеном. Основными характеристиками фильтра являются АЧХ и ФЧХ. Например, для интегрирующей цепи (рис. 7.1) они описываются выражениями:

$$K(f) = 20 \log \left[ 1 / \sqrt{1 + (2 \pi f RC)^2} \right] ; \quad \varphi(f) = \arctg (-2 \pi f RC).$$

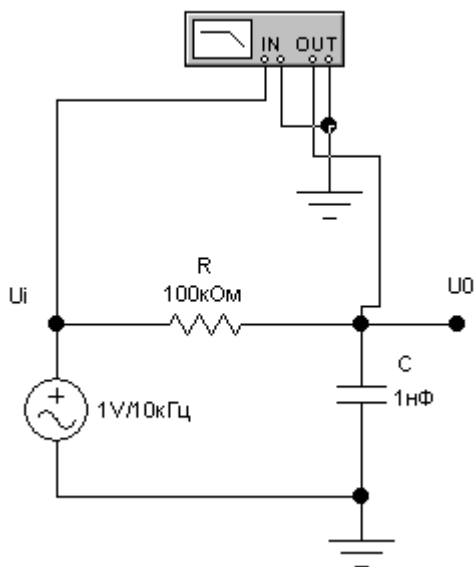
Если на рис. 7.1 поменять местами элементы R и C, то получим фильтр верхних частот.

Классической схемой фильтра второго порядка является последовательная RLC-цепь (рис. 7.2). Если выходной сигнал измерять на конденсаторе, получим ФНЧ (его АХЧ показана на рис. 7.3), а если на индуктивности - ФНЧ. Как видно из рис. 7.3, RLC-цепь обладает явными резонансными свойствами, ее АХЧ и ФХЧ описываются выражениями:

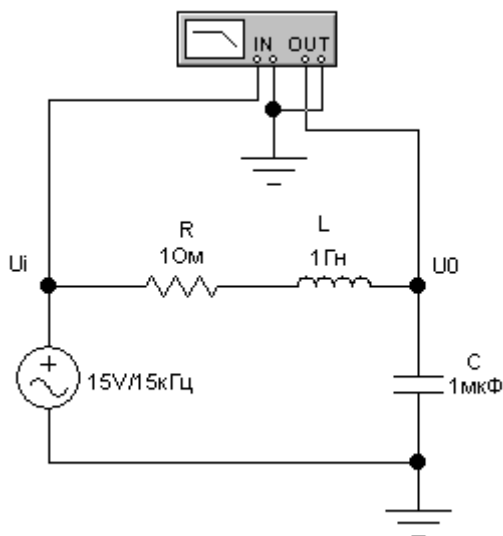
$$K(F) = 1 / \sqrt{(2dF / F_0)^2 + [1 + (F/F_0)^2]^2}; \quad \varphi = \arctg [2d / (F/F_0 - F_0/F)],$$

где  $d = R/2 \sqrt{C/L}$  - коэффициент затухания, его обратная величина называется добротностью  $Q = 1/d$ , часто определяемой как  $Q = F/\Delta F$ , где  $\Delta F$  - ширина полосы пропускания по уровню 0, 707 (-3 дБ);

$F_0 = 1/(2\pi \sqrt{LC})$  - резонансная частота.



**Рис. 7.1** Интегрирующая RC-цепь.

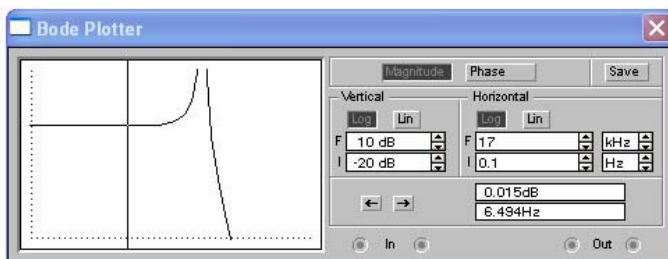


**Рис. 7.2** Последовательная RLC-цепь (фильтр 2-го порядка).

В практической реализации RLC-фильтров наибольшие трудности возникают с изготовлением катушек индуктивности, связанные с проблемой массы и геометрических размеров. С появлением ОУ эти проблемы решены с использованием активных RC -фильтров. Появились безындуктивные частотные фильтры. На рис. 7.4 приведена схема активного ФНЧ второго порядка на ОУ, АХЧ которого показана на рис. 7.5

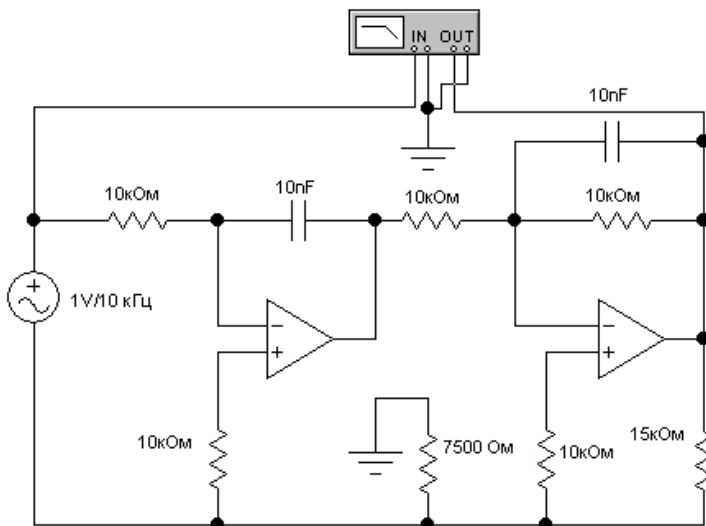
Из полосовых фильтров наибольшее распространение получили фильтры, ЛХЧ которых описываются полиномами Баттерворта, Чебышева и Бесселя; для расчета таких фильтров применяются специальные таблицы.

**Фильтры Баттерворта.** Эти фильтры характеризуются максимально плоской АЧХ в полосе пропускания. Управление величиной выходного напряжения и перестройка по частоте в широком диапазоне осуществляется в этих фильтрах проще, чем в других фильтрах, поскольку при каскадном соединении все секции настраиваются на одну и ту же частоту.

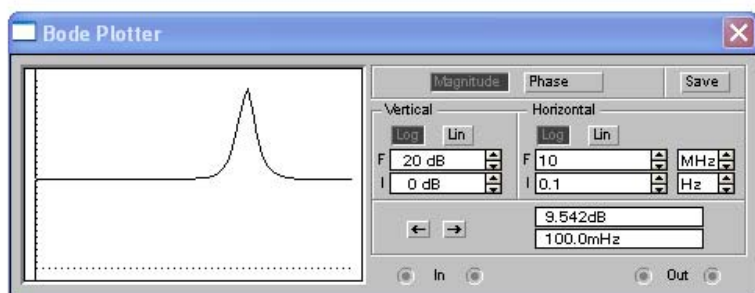


**Рис. 7.3** АЧХ фильтра 2-го порядка.

**Фильтры Чебышева.** Эти фильтры обеспечивают наивысшую крутизну АЧХ в переходной полосе частот. Однако при этом АЧХ в полосе пропускания приобретает колебательный характер. Чем больше неравномерность в полосе пропускания тем выше крутизна затухания в переходной полосе частот.



**Рис. 7.4** Активный фильтр НЧ на ОУ.

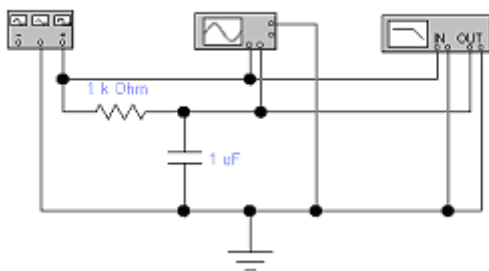


**Рис. 7.5** АЧХ фильтра нижних частот, собранного на ОУ.

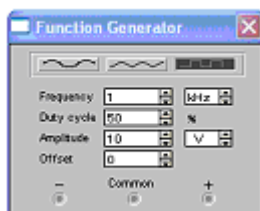
**Фильтры Бесселя.** Фильтры Бесселя обладают максимально плоской характеристикой группового времени запаздывания (производная от ФЧХ по частоте) и линейностью ФЧХ в полосе пропускания. Крутизна затухания фильтра невелика.

### Задания по работе.

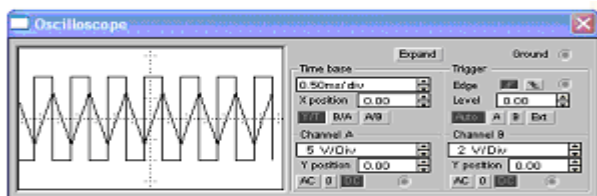
**Задание 1.** Выполнить моделирование процесса преобразования сигналов симметричной прямоугольной и треугольной формы при помощи RC- фильтра нижних частот. Построить графики сигнала на выходе фильтра, его АЧ и ФЧ характеристики. Сделать вывод о характере преобразований RC- фильтра.



а)



б)

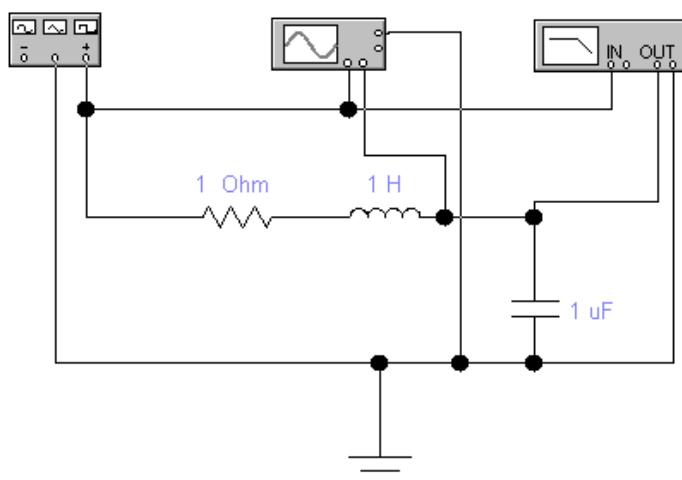


В)



Г)

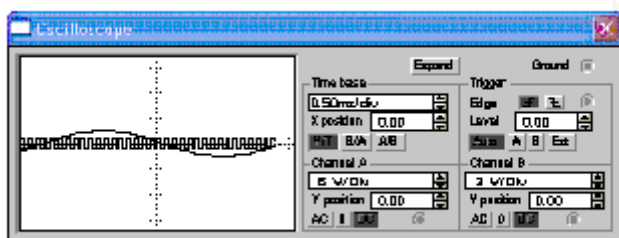
**Рис. 7.6** Схема цепи(а), установка генератора (б), изображение входного и выходного сигналов (в) и АЧХ (г).



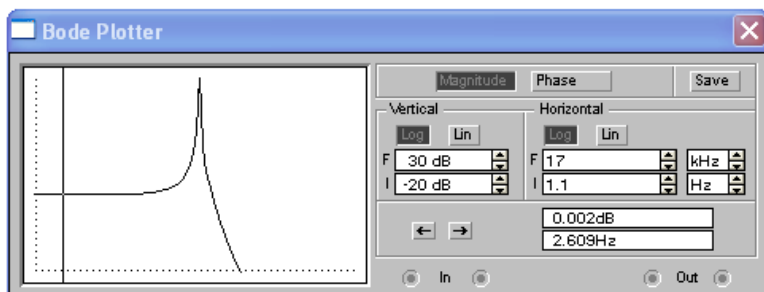
**Рис. 7.7 (а)** Последовательная RLC – цепь (фильтр 2-го порядка).

**Задание2.** На рисунке 7.6 (а) поменять местами элементы R и C и получить фильтр верхних частот. Получить изображение входного и выходного сигналов и АЧХ фильтра.

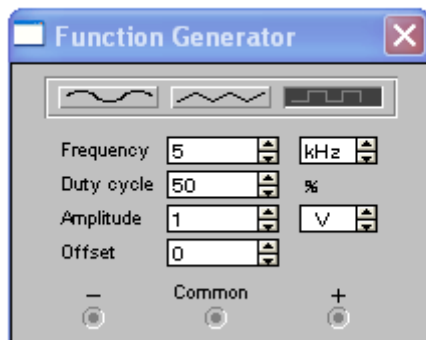
**Задание3.** Собрать последовательную RLC- цепь рис. 7.7 (фильтр 2-го порядка). Получить изображение входного и выходного сигналов и АЧХ фильтра.



б)



в)



г)

**Рис. 7.7** Схема цепи (а), изображение входного и выходного сигналов (б), АЧХ (в) и установка генератора (г).

Контрольные вопросы.

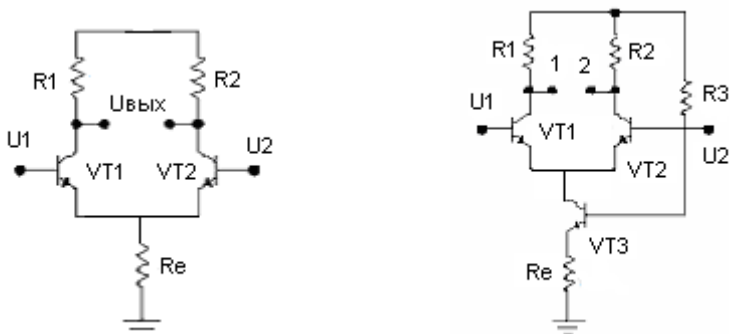
1. Что называется пассивным фильтром? Для чего они используются?
2. Что называется коэффициентом сглаживания фильтра?
3. Для RC- фильтра проведите расчёт АЧХ и ФЧХ в диапазоне частот **0,1..... 100 кГц** и сравните их с результатами моделирования.

## Лабораторная работа № 8.

### Дифференциальный усилитель.

Цель работы: Изучение дифференциального усилителя.

Дифференциальный усилитель (ДУ) является одним из основных каскадов операционного усилителя. Простейший ДУ (рис 8.1.) состоит из двух одинаковых плеч, каждое из которых содержит транзистор и резистор нагрузки. Эмиттеры транзисторов соединены между собой и через резистор  $R_e$ , подключены к общей шине. При одинаковых входных сигналах  $U_1$  и  $U_2$  токи транзисторов также будут одинаковы, а это означает, что разность потенциалов между коллекторами будет равна нулю (это случай режима усиления синфазного сигнала). Если на оба входа подать одинаковые по уровню, но разные по фазе сигналы, то в результате ток одного транзистора увеличится, а другого на столько же уменьшится..



**Рис.8.1** . Схемы простейших ДУ.

В этом случае разность потенциалов между коллекторами будет пропорциональна удвоенному значению изменения напряжения на коллекторе транзисторов. При этом через резистор  $R_e$  будет течь неизменный ток. Если положительное приращение получит сигнал только на одном входе, например, на первом, это приведет к увеличению коллекторного тока транзистора VT1 и, следовательно, тока через резистор  $R_e$ . Но увеличение падения напряжения на резисторе  $R_e$  вызовет уменьшение разности потенциалов между базой и эмиттером транзистора VT2, и его ток уменьшится, причем изменение тока транзистора VT2 будет таково, что приращения напряжений эмиттер-база обоих транзисторов будут одинаковы. Следовательно, при увеличении входного напряжения на некоторую величину потенциал эмиттера увеличится на половину этой величины. При этом приращение напряжения база-эмиттер для обоих транзисторов будет одинаковым, но разного знака.

Очевидно, что независимо от того, на какой вход каскада подаются напряжения, токи транзисторов меняются одинаково и приращения их вызваны половиной разности напряжений, приложенных между входами. Это дает основание при анализе дифференциального каскада рассматривать только одну его полови-

ну, считая, что к его входу приложено напряжение, равное половине разности напряжений на входах ДУ, а сопротивление в цепи эмиттера  $R_e$  равно нулю.

Важной характеристикой ДУ является коэффициент подавления синфазного сигнала, который показывает, во сколько раз коэффициент усиления дифференциального входного сигнала, приложенного между входами каскада, больше коэффициента усиления синфазных сигналов, действующих между каждым входом и общей шиной. Анализ показывает, что для увеличения коэффициента подавления необходимо увеличить сопротивление  $R_e$ . Однако при этом приходится сталкиваться с проблемой обеспечения необходимого режима транзисторов по постоянному току. Трудности заключаются в необходимости увеличения напряжения питания до такой величины, что его реализация становится технически нецелесообразной.

Для устранения этого недостатка вместо резистора  $R_e$ , включают транзистор по схеме с ОЭ (рис. 8.1, б), который выполняет роль источника тока. Выходное сопротивление транзистора VT3 не равно бесконечности и примерно равно дифференциальному сопротивлению коллекторного перехода.

Хотя в идеальном дифференциальном каскаде синфазный входной сигнал не вызывает появления выходного сигнала, в реальном каскаде имеется небольшой выходной сигнал. Он обусловлен не полной идентичностью характеристик транзисторов, коллекторных нагрузок и внутренних сопротивлений источников входных сигналов.

Важнейшим параметром ДУ является коэффициент усиления дифференциальной составляющей сигнала  $K$ , который часто называют просто коэффициентом усиления. При анализе ДУ может рассматриваться как каскад с ОЭ при  $R_e = 0$ . Следовательно, его коэффициент усиления определяется выражением:

$$K = \alpha R_k / [R_e + (1 - \alpha)(R_i + R_b)],$$

где  $R_k = R_1 = R_2$ ;  $R_e$  - объемное сопротивление эмиттера и базы соответственно;  $K$ , - внутреннее сопротивление источников сигнала;  $\alpha$  - коэффициент усиления тока в схеме с ОБ.

Очевидно, что коэффициент усиления ДУ значительно больше, чем у каскада с ОЭ, поскольку  $R_e = 0$  (для каскада с ОЭ коэффициент усиления обратно пропорционален  $R_e + R_e$ ). Следовательно, при го-

раздо меньшей нестабильности статического режима ДУ имеет гораздо больший коэффициент усиления, что является его вторым важным преимуществом.

В случае источников сигнала с малым внутренним сопротивлением ( $R_i < 1 \text{ кОм}$ ) и небольших рабочих токах (менее 1 мА) вторым слагаемым в знаменателе последнего выражения можно пренебречь; тогда:

$$K = \alpha(R_k + R_e).$$

При  $\alpha = 0,9$ ;  $R_k = 4 \text{ кОм}$ ;  $R_e = 10 \text{ Ом}$  получим:  $K = 360$ .

При определении коэффициента усиления синфазной составляющей на оба входа ДУ подается входной сигнал от одного источника. При таком условии коэффициент усиления определяется как:

$$K_c = \alpha R_k / 2R_i$$

Следующий параметр ДУ - коэффициент подавления синфазной составляющей  $K_{дс}$  - характеризует влияние синфазной составляющей входного сигнала на дифференциальную составляющую выходного сигнала. Поскольку на практике синфазная составляющая входного сигнала может в тысячи раз превышать дифференциальную составляющую, то значение  $K_{дс}$  должно быть меньше  $K$  на несколько порядков. Соотношение модулей двух этих величин принято характеризовать коэффициентом подавления синфазной составляющей, выраженным в децибелах:

$$K_n = 20 \lg K / K_{дс}$$

Распространенным типом синфазного сигнала являются различные помехи и наводки, действующие одновременно на оба входа. Поэтому увеличение коэффициента  $K_n$  - один из основных путей повышения помехоустойчивости ДУ. Для оценки  $K_n$  используется выражение:

$$K_n = R_i / R_e \cdot \delta,$$

где  $\delta = \Delta \alpha / \alpha + \Delta R_k / R_k$  - коэффициент асимметрии ДУ, т. е. сумма относительных разбросов параметров его плеч.

Коэффициент подавления синфазной составляющей находится в прямой зависимости от сопротивления источника сигнала  $K$ . Следовательно, это сопротивление должно быть как можно больше. Различают входные сопротивления ДУ для дифференциальной и синфазной составляющих сигнала, которые существенно различаются. Входное сопротивление для дифференциальной составляющей равно удвоенному-

входному сопротивлению каждой половины ДУ и определяется выражением:

$$R_d = 2[(\beta + 1)R_e' + R_b']$$

Например, при  $\beta = 100$ ;  $R_e' = 25 \text{ Ом}$ ; и  $R_b' = 150 \text{ Ом}$   $R_d = 5,35 \text{ кОм}$ .

Поскольку сопротивление  $R_e'$  обратно пропорционально току покоя  $I_{co}$ , то для увеличения входного сопротивления целесообразно использовать ДУ в режиме малых токов и использовать транзисторы с высокими значениями  $\beta$ , например, каскад Дарлингтона. Так, если  $I_{e0} = 50 \text{ мкА}$  и  $\beta = 2000$ , то  $R_e' = 0,5 \text{ кОм}$  и  $R_d = 2 \text{ МОм}$ .

Входное сопротивление для синфазной составляющей определяется сопротивлением источника тока  $K$ , в соответствии с выражением

$$R_c = (\beta + 1) R_i. \text{ Поскольку } R_i \gg R_e', \text{ то } R_c \gg R_d.$$

Параметр ДУ -динамический диапазон характеризует отношение максимального и минимального напряжения входных сигналов, выраженное в децибелах. Минимальный сигнал ограничивается уровнем собственных шумов, а максимальный нелинейными искажениями. Оценить максимально допустимый сигнал можно так: пусть в режиме покоя  $U_{co} = 0,5U_{CC}$ . При положительной полярности входного сигнала потенциал  $U_c$  уменьшается вплоть до нуля (насыщение), а при отрицательной полярности увеличивается вплоть до  $U_{CC}$  (запирание). В обоих случаях максимальное приращение напряжения на коллекторе составляет  $0,5U_{CC}$ . Деля эту величину на коэффициент усиления, получаем максимально допустимый входной сигнал.

Синфазные сигналы могут иметь гораздо большие амплитуды, чем дифференциальные, т. к.  $K_c \ll K_d$ . Обычно  $K_c < 1$ , поэтому синфазные входные сигналы могут составлять несколько вольт, вплоть до  $U_{CC}$ .

Неизбежная асимметрия плеч реальных ДУ является причиной того, что в режиме покоя имеется разность потенциалов между точками 1, 2, которой соответствует на входе дифференциальный сигнал, называемый напряжением смещения нуля  $U_{cm}$ . Чтобы устранить разбаланс выходных потенциалов, нужно подать на вход дифференциальный сигнал, равный  $U_{cm}$  и имеющий противоположный знак. Напряжение смещения

нуля состоит из нескольких слагаемых, каждое из которых зависит от разброса токов эмиттера, коллекторных сопротивлений и др.

Разброс токов эмиттера обусловлен разбросом тепловых токов эмиттерный переходов. Для выравнивания токов эмиттеров на вход ДУ подается дифференциальный сигнал:

$$U_{cm} = \phi \ln(I_{co}/I_{co}')$$

Для второй составляющей, обусловленной разбросом коллекторных сопротивлений разность коллекторных потенциалов в режиме покоя составит:

$$U_{cm} = 2\phi \ln(\Delta R_k / R_k)$$

Напряжение смещения нуля зависит от температуры. Эта зависимость характеризуется температурной чувствительностью, которая уменьшается вместе с уменьшением напряжения смещения. Кроме начального разброса коллекторных потенциалов, имеет место также начальный разбаланс входных токов  $I_{BX}$ . Это ток смещения. Его влияние проявляется в том, что протекая через внутреннее сопротивление источника входного сигнала, он создает на нем падение напряжения, которое равносильно появлению напряжения смещения.

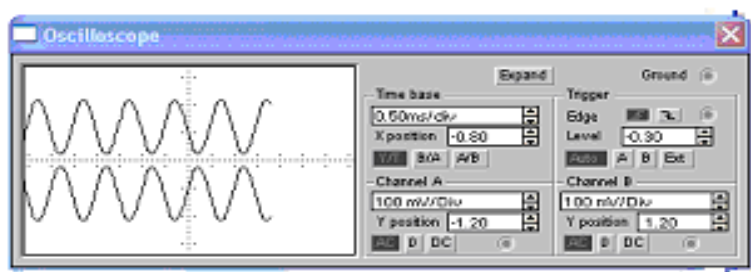
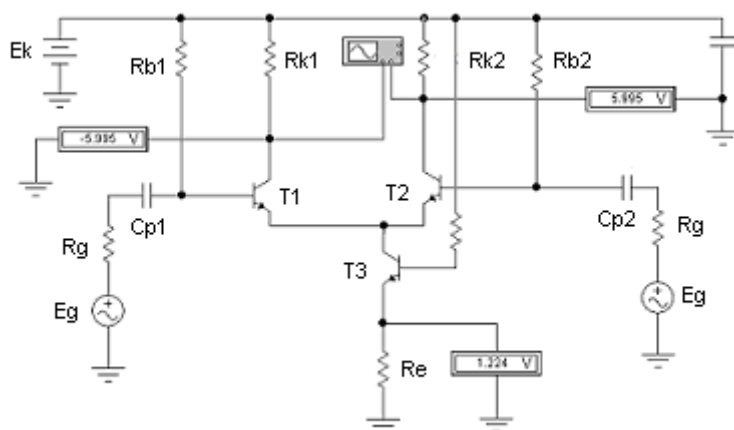
### Задания по работе.

**Задание1.** Собрать схему дифференциального усилителя согласно рис. 8.2. С помощью вольтметров, подключённых к коллекторам транзисторов ДУ, измерить напряжение смещения при изменении сопротивлений в цепи коллектора:  $R_1$ ,  $R_2$ , и сравнить полученные результаты с данными расчётов по формуле:

$U_{cn} = 2\phi(\Delta R_k / R_k)$ , где  $\phi$ - разность потенциалов между точками 1 и 2. С помощью вольтметра в эмиттерной цепи транзистора  $T_3$  проконтролировать ток покоя.

**Задание2.** В схеме рис. 8.2 между точками 1 и 2 подключить осциллограф и получить осциллограммы выходных сигналов схемы. По показаниям осциллографа определить коэффициент усиления схемы. Результат сравнить с расчётами по формуле:  $K = \alpha R_k / R'_e + (1 - \alpha) (R_1 + R_b)'$ , при выбранных параметрах транзисторов ( $R'_e = 5 \text{ Ом}$ ,  $R'_b = 10 \text{ Ом}$ ,  $\alpha = 0,99$ ). Объяснить результат.

**Задание 3.** В схеме рис. 8.2, изменяя фазу источников входных сигналов, имитировать синфазные входные сигналы, дифференциальные сигналы и смешанный режим (фазы отличаются на несколько градусов). Фиксировать осциллограммы. Результат объяснить. По показателям осциллографа определить коэффициент усиления и сравнить с расчётами.



**Рис. 8.2** Схема дифференциального усилителя.

## Контрольные вопросы.

1. Перечислить элементы из которых состоит простейший ДУ.
2. Чему равна разность потенциалов между коллекторами транзисторов VT1 и VT2, при подаче на вход синфазных сигналов?
3. Чему равна разность потенциалов между коллекторами транзисторов VT1 и VT2 при подаче на вход разных по фазе сигналов?
4. Перечислить и охарактеризовать важнейшие характеристики ДУ.
5. Записать выражение для определения коэффициента усиления ДУ в случае источника сигнала с малым внутренним сопротивлением.
6. По какой формуле можно определить коэффициент усиления синфазного сигнала.
7. Как определяется коэффициент подавления синфазной составляющей сигнала.

## Лабораторная работа № 9.

### Операционные усилители.

Цель работы: Изучение операционного усилителя.

### Краткая теория.

## ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Термин «операционный усилитель» относится к усилителям постоянного тока с большим коэффициентом усиления, имеющим дифференциальный вход (два входных вывода) и один общий выход (один вывод).

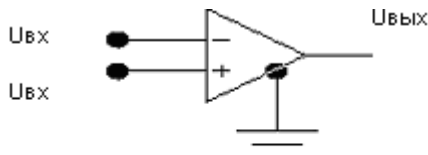


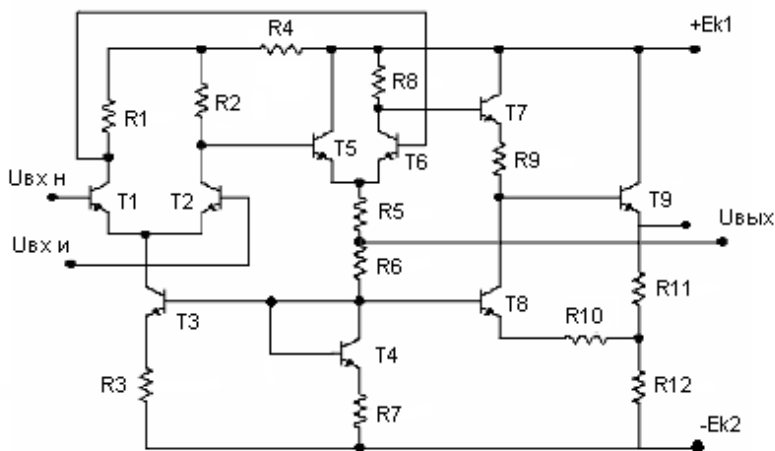
Рис.9.1. Обозначение ОУ в электронных схемах.

Название этих усилителей связано с первоначальным их применением главным образом для выполнения различных операций над аналого-

выми величинами (сложение, вычитание, интегрирование и др.). Однако благодаря достижениям в области микро-электроники и широкому выпуску операционных усилителей в интегральном исполнении открылись их более широкие схемотехнические возможности. В настоящее время операционные усилители (ОУ) играют роль многоцелевых элементов при построении аппаратуры самого различного назначения. Они применяются в усилительной технике, устройствах генерации сигналов синусоидальной и импульсной форм, в стабилизаторах напряжения, активных фильтрах и т. д.

Условное обозначение ОУ показано на рис. 9.1. Один из входов

усилителя ( $U_{вх. «+»}$ ) называется неинвертирующим, а второй ( $U_{вх.и. «-»}$ ) — инвертирующим. При подаче сигнала на неинвертирующий вход приращение выходного сигнала



**Рис.9.2.** Принципиальная схема операционного усилителя.

совпадает по знаку (фазе) с приращением входного сигнала. Если же сигнал подан на инвертирующий вход, то приращение выходного сигнала имеет обратный знак (противоположный по фазе) по сравнению с приращением входного сигнала. Инвертирующий вход часто используют для введения в операционный усилитель внешних отрицательных обратных связей.

Основу ОУ составляет дифференциальный каскад, применяемый в качестве входного каскада усилителя. Выходным каскадом ОУ обычно служит эмиттерный повторитель (ЭП), обеспечивающий требуемую нагрузочную способность всей схемы. Поскольку коэффициент усиления по напряжению эмиттерного повторителя близок к единице, необходимое значение  $K_{иоу}$  операционного усилителя достигается с помощью дополнительных усилительных каскадов, включаемых между дифференциальным каскадом и ЭП. В зависимости от количества каскадов, используемых для получения требуемого значения  $K_{иоу}$ , ОУ подразделяют на двух- и трехкаскадные.

В двухкаскадных ОУ в усилении входного сигнала участвуют входной дифференциальный каскад и один дополнительный каскад, а в трехкаскадных — входной дифференциальный и два дополнительных каскада. В трехкаскадных ОУ входной дифференциальный каскад обычно выполняют с резистивными нагрузками, а в двухкаскадных — с динамическими нагрузками. Помимо этого, операционные усилители могут содержать вспомогательные транзисторные каскады и элементы, предназначенные, например, для сдвига уровней напряжения в тракте усиления, создания источников стабильного тока, отрицательных обратных связей по синфазным ошибкам усиления и т. д.

Для иллюстрации рассмотрим принципиальную схему простейшего трехкаскадного ОУ, приведенную на рис.9.2. (микросхема 140УД1). Питание схемы осуществляется от двух источников  $+E_{к1}$  и  $-E_{к2}$  с одинаковым напряжением. Источники питания имеют общую точку:  $|E_{к1}| = |E_{к2}| = E_k$ .

Входной усилительный каскад выполнен на транзисторах  $T_1, T_2$ . Выходы первого каскада связаны с входами второго каскада на транзисторах  $T_5, T_6$ . Резистор в цепи коллектора транзистора  $T_5$  отсутствует, так как выходной сигнал второго каскада снимается только с коллектора транзистора  $T_6$ . Источник стабильного тока во втором дифференциальном каскаде не используется. Требуемая стабильность суммарного, тока  $I_3$  транзисторов  $T_5, T_6$  достигается с помощью резистора  $R_3 = R_5$ . Падение напряжения на резисторе  $R_5$  от протекания тока  $I_3$  обоих транзисторов повышает потенциал их эмиттеров, что необходимо для

непосредственной связи баз транзисторов с выходами предыдущего каскада.

Третий усилительный каскад выполнен на транзисторах  $T_7, T_8$ . Выход его связан с входом транзистора  $T_9$ , на котором реализован выходной эмиттерный повторитель. Построение третьего усилительного каскада таково, что транзисторы  $T_7, T_8$  представляют собой как бы управляемые элементы входного делителя эмиттерного повторителя. Управление транзистором  $T_7$  производится по цепи базы выходным сигналом второго каскада, управление транзистором  $T_8$  — по цепи эмиттера напряжением на резисторе  $R_{12}$ , создаваемым от протекания через этот резистор тока эмиттера транзистора  $T_9$ . Транзистор  $T_6$  входит в контур положительной обратной связи, позволяющей обеспечить высокий коэффициент усиления третьего каскада. Совместное действие транзисторов  $T_7$  и  $T_8$  направлено либо на увеличение, либо на уменьшение (в зависимости от сигнала на входе транзистора  $T_6$ ) входного напряжения эмиттерного повторителя, т. е. потенциала базы транзистора  $T_9$  относительно шины  $-E_{K2}$ . Повышение напряжения на базе транзистора  $T_9$  обусловливается уменьшением сопротивления постоянному току транзистора  $T_7$ , а также увеличением сопротивления транзистора  $T_8$ , и наоборот.

Рассмотрим характер изменения выходного напряжения ОУ при изменении сигнала на базе транзистора  $T_7$ .

При входных напряжениях ОУ  $U_{вх-в} = U_{вх.и.} = 0$  напряжение на коллекторе транзистора  $T_6$  таково, что близкие по величине потенциалы базы и эмиттера транзистора  $T_6$  относительно шины  $-E_{K2}$  равны  $+E_K$  и напряжение на выходе ОУ  $U_{вых} = 0$ .

Если под действием входных сигналов (показанных на рис.9.2. в виде полуволн) напряжение на коллекторе транзистора  $T_6$  увеличится (положительная полуволна), то увеличатся также токи  $I_6, I_3$  транзистора  $T_7$ . Это приводит к увеличению токов  $I_6, I_3$  транзистора  $T_9$ . Напряжение на резисторе  $R_{12}$  повышается, что уменьшает напряжение  $U_{бэ}$  и токи  $I_6, I_K$  транзистора  $T_8$ . Ввиду возрастания тока  $I_3$  транзистора  $T_7$  и уменьшения тока  $I_K$  транзистора  $T_8$  потенциалы базы и эмиттера транзистора  $T_9$  относительно шины  $-E_{K2}$  становятся больше  $+E_K$ . На выходе усилителя воздается напряжение по-

ложительной полярности  $U_{\text{вых}} > 0$  (на рис. 9.2. показана без скобок). При снижении напряжения на коллекторе транзистора  $T_6$  токи транзисторов  $T_7$ ,  $T_9$  уменьшаются, а токи транзистора  $T_8$  увеличиваются. Это приводит к уменьшению потенциалов базы и эмиттера транзистора  $T_9$  относительно шины -  $E_{K2}$ , на выходе усилителя будет действовать напряжение отрицательной полярности  $U_{\text{вых}} < 0$  (на рис. 9.2. показана в скобках).

Очевидно, максимальное выходное напряжение  $U_{\text{вых max}}^-$  отрицательной полярности будет близко к  $-E_{K2} = -E_K$ , а максимальное напряжение положительной полярности  $U_{\text{вых max}}^+ = +E_{K1} = +E_K$ . Реакцию усилителя на воздействие входных сигналов легко проследить, рассмотрев прохождение усиливаемого сигнала по всему тракту усиления (как показано на рис. 9.2., например, при подаче положительной полуволны напряжения на неинвертирующий вход при заземленном инвертирующем входе). Операционные усилители характеризуются усилительными, входными, выходными, энергетическими, дрейфовыми, частотными и скоростными параметрами. Рассмотрим наиболее существенные из них.

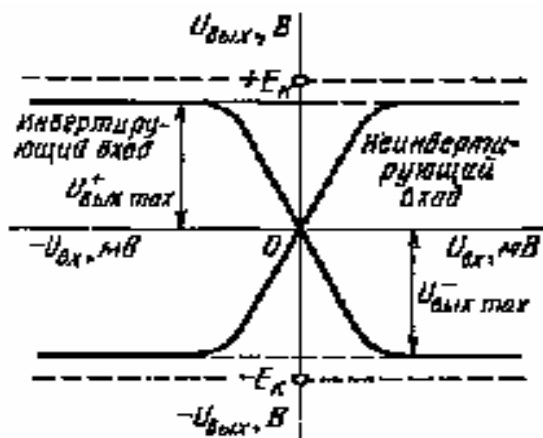


Рис. 9.3 Передаточные характеристики ОУ.

Важнейшими характеристиками ОУ являются его амплитудные (передаточные) характеристики (рис.9.3.). Их представляют в виде двух кривых, относящихся соответственно к инвертирующему и неинвертирующему входам. Характеристики снимают при подаче сигнала на один из входов при нулевом сигнале на другом. Каждая из кривых состоит из горизонтальных и наклонного участков. Горизонтальные участки кривых соответствуют режиму полностью открытого (насыщенного) либо закрытого транзистора выходного каскада (эмиттерного повторителя). При изменении напряжения входного сигнала на этих участках выходное напряжение усилителя остается без изменения и определяется напряжениями  $U_{\text{выхmax}}^-$ ,  $U_{\text{выхmax}}^+$ . Указанные значения максимальных выходных напряжений близки к напряжению  $E_K$  источников питания. Наклонному (линейному) участку кривых соответствует пропорциональная зависимость выходного напряжения от входного. Угол наклона участка определяется коэффициентом усиления  $K_{\text{УОУ}} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}}$  операционного усилителя. Значение  $K_{\text{УОУ}}$  зависит от типа ОУ и может составлять от нескольких сотен до сотен тысяч и более. Большие значения  $K_{\text{УОУ}}$  позволяют при охвате таких усилителей глубокой отрицательной обратной связью получать схемы со свойствами, которые зависят только от параметров цепи отрицательной обратной связи.

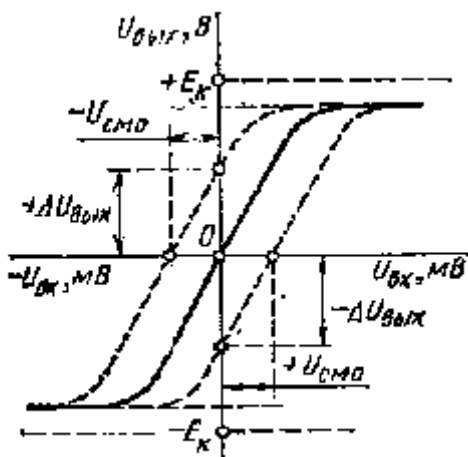
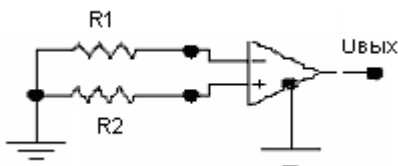


Рис.9.4 Передаточные характеристики операционного усилителя при наличии разбаланса.

Кривые, приведенные на рис. 9.3., проходят через нуль. Состояние, когда  $U_{\text{вых}} = 0$  при  $U_{\text{вх}} = 0$ , называется балансом ОУ. Однако для реальных ОУ условие баланса обычно не выполняется (наблюдается разбаланс). При  $U_{\text{вх}} = 0$  выходное напряжение ОУ может быть больше или меньше нуля ( $U_{\text{вых}} = +\Delta U_{\text{вых}}$  или  $U_{\text{вых}} = -\Delta U_{\text{вых}}$ ). На рис. 9.4. пунктирными линиями показан возможный вид передаточной характеристики реальных ОУ при входном сигнале, подаваемом на неинвертирующий вход. Напряжение  $U_{\text{см0}}$ , при котором  $U_{\text{вых}} = 0$ , называется входным напряжением смещения нуля. Оно определяет значение напряжения, которое необходимо подать на вход ОУ для создания баланса. Напряжения  $U_{\text{см0}}$  и  $\Delta U_{\text{вых}}$  связаны соотношением:

$$U_{\text{см0}} = \Delta U_{\text{вых}} / K_{\text{УОУ}}$$

Основной причиной разбаланса ОУ является существующий разброс параметров элементов дифференциального усилительного каскада (в частности, транзисторов). Зависимость от температуры параметров ОУ вызывает температурный дрейф входного напряжения смещения и температурный дрейф выходного напряжения. Входное сопротивление, входные токи смещения, разность и дрейф входных токов смещения, а также максимальное входное дифференциальное напряжение характеризуют основные параметры входных цепей операционных усилителей, которые, в свою очередь, зависят от схемы используемого дифференциального входного каскада. Наличие входных токов смещения обуславливается конечным значением входного сопротивления дифференциального каскада, а их разность — существующим разбросом параметров транзисторов (различием начальных входных токов смещения). Начальные входные токи смещения ОУ с дифференциальным каскадом на биполярных транзисторах определяются токами баз транзисторов при заземленных входах (базовыми токами транзисторов в режиме покоя), а при наличии каскадов на полевых транзисторах — токами утечек затворов.



**Рис. 9.5** Введение дополнительных резисторов во входные цепи ОУ для исключения разбаланса, создаваемого входными токами.

Необходимость учета входных токов возникает при построении схем на ОУ, когда в цепь одного или обоих его входов включаются резисторы (рис. 9.5). При неодинаковых величинах сопротивлений резисторов или входных токов падения напряжения на резисторах  $R_1$  и  $R_2$  будут неодинаковыми, что создает между входами дифференциальное напряжение и соответственно вызывает появление на выходе некоторого напряжения (разбаланса). Ввиду наличия входного напряжения смещения и входных токов смещения схемы на ОУ приходится дополнять элементами, предназначенными для начальной их балансировки. Балансировка осуществляется путем подачи на один из входов ОУ некоторого дополнительного напряжения и введения резисторов в его входные цепи.

Максимальным дифференциальным входным напряжением лимитируется напряжение, подаваемое между входами ОУ в схеме, для исключения повреждения транзисторов дифференциального каскада. Для защиты между входами ОУ включают встречно-параллельно два диода или стабилитрона.

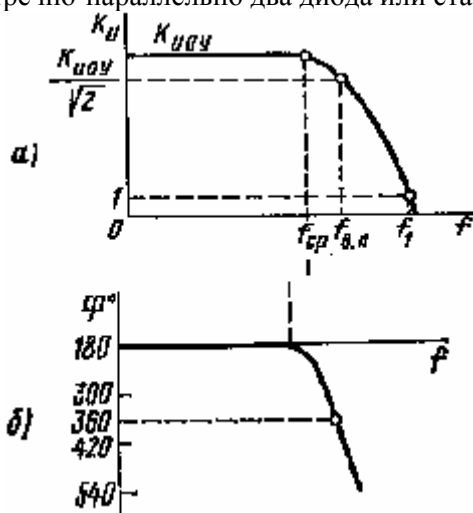


Рис.9.6. АЧХ (а) и ФЧХ (б) операционного усилителя.

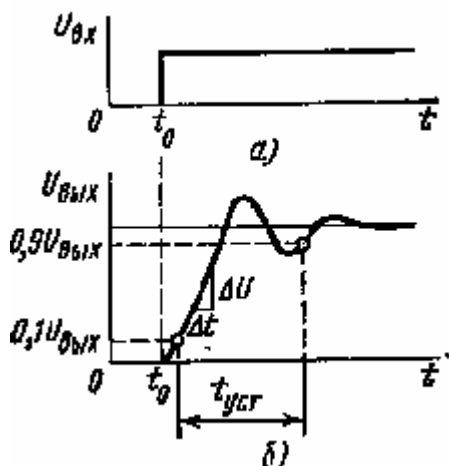
Наличие синфазного напряжения на входах ОУ вызывает появление выходной синфазной ошибки усиления. Так же как и для дифференциального каскада влияние синфазного вход-

ного напряжения оценивают коэффициентом ослабления синфазного сигнала (КОСС).

Выходными параметрами ОУ являются выходное сопротивление, а также максимальное выходное напряжение и ток. ОУ должен обладать малым выходным сопротивлением для обеспечения высоких значений напряжения на выходе при малых сопротивлениях нагрузки. Малое выходное сопротивление (десятки и сотни Ом) достигается применением на выходе ОУ эмиттерного повторителя. Максимальное выходное напряжение (положительное и отрицательное), как указывалось, близко к напряжению питания  $E_k = E_{K1} = E_{K2}$ , которое может составлять 3—15 В. Максимальный выходной ток ограничивается допустимым коллекторным током выходного каскада ОУ. Энергетические параметры ОУ оценивают максимальными потребляемыми токами от обоих источников питания и соответственно сумматорной потребляемой мощностью.

Усиление гармонических сигналов характеризуется частотными параметрами ОУ, а усиление импульсных сигналов - его скоростными или динамическими параметрами.

Частотные параметры определяют по амплитудно-частотной характеристике ОУ (рис. 9.6, а), которая имеет спадающий характер в области высокой частоты, начиная от частоты среза  $f_{ср}$ . Причиной этого является частотная зависимость параметров транзисторов и паразитных емкостей схемы ОУ. Частота  $f_1$  при которой коэффициент



та  $f_1$  при которой коэффициент усиления ОУ равен единице, называется частотой единичного усиления. По граничной частоте  $f_{вп}$ , которой соответствует снижение коэффициента усиления ОУ в  $\sqrt{2}$  раз, оценивают полосу пропускания частот усилителя, составляющую для современных ОУ десятки МГц.

**Рис.9.7.** Реакция ОУ на воздействие скачка напряжения на входе.

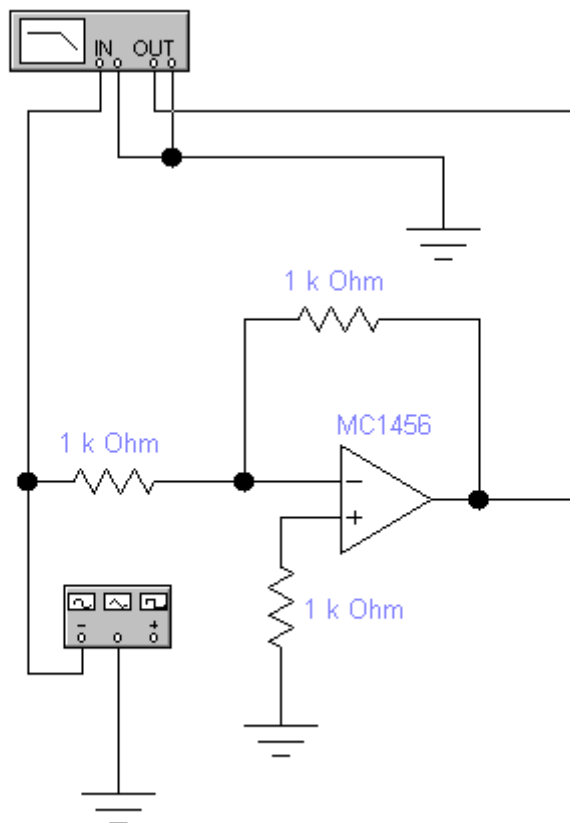
При усилении сигналов ОУ обычно охватывается отрицательной обратной связью по инвертирующему входу. Ввиду создаваемого усилителем в области высоких частот фазового сдвига выходного сигнала относительно входного фазово-частотная характеристика ОУ по инвертирующему входу приобретает дополнительный (сверх  $180^\circ$ ) фазовый сдвиг (рис. 9.7., б). Для некоторой высокой частоты полный фазовый сдвиг становится равным  $360^\circ$ , что соответствует положительной обратной связи по инвертирующему входу на этой частоте. Это приводит к самовозбуждению схемы. Для устранения самовозбуждения в ОУ вводят внешние корректирующие RC-цепи, позволяющие несколько изменить ход амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик. Параметры RC-цепей и места их подсоединения к микросхеме (для исключения самовозбуждения) указываются заводом изготовителем.

Динамическими параметрами ОУ являются скорость нарастания выходного напряжения (скорость отклика) и время установления выходного напряжения. Они определяются по реакции ОУ на воздействие скачка напряжения на входе (рис. 9.7., а, б). Скорость нарастания выходного напряжения  $V_{u_{\text{вых}}}$  находят по отношению приращения выходного напряжения к времени на участке изменения выходного напряжения от  $0,1U_{\text{вых}}$  до  $0,9U_{\text{вых}}$ . Время установления выходного напряжения  $t_{\text{уст}}$  оценивают интервалом времени, в течение которого выходное напряжение изменяется от уровня 0,1 до уровня 0,9 установившегося значения. Ряд схем ОУ допускают введение корректирующих цепей, улучшающих параметры  $V_{u_{\text{вых}}}$  и  $t_{\text{уст}}$ . Для ОУ  $V_{u_{\text{вых}}} = 0,1 / 100 \text{ В/мкс}$ , а  $t_{\text{уст}} = 0,05 / 2 \text{ мкс}$ .

Широкое практическое использование ОУ в аналоговых схемах основывается главным образом на применении в них различного рода внешних отрицательных обратных связей, чему способствует большое значение коэффициента усиления  $K_{\text{иоу}}$ , а также высокое входное и малое выходное сопротивления ОУ. Высокие качества параметров современных ОУ позволяют, в частности, без внесения заметной погрешности при расчете схем на ОУ принимать  $K_{\text{иоу}} \rightarrow \infty$ ,  $K_{\text{оу}} \rightarrow \infty$ ,  $R_{\text{вхОУ}} \rightarrow \infty$ .

### Задания по работе.

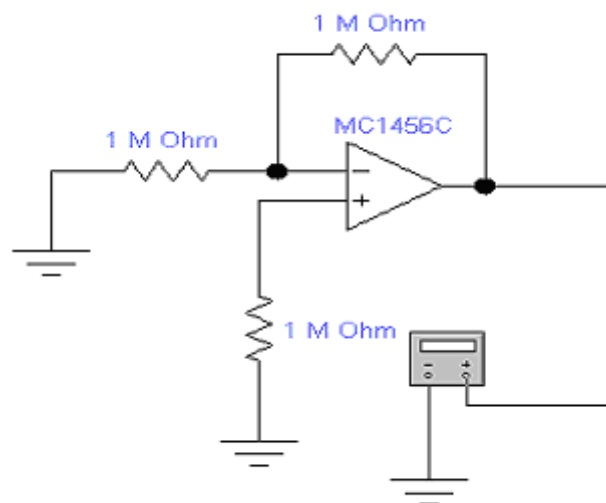
**Задание1.** Определить рабочий диапазон частот ОУ: LF157(К140УД) и LM108 (К140УД14). Для этого собрать схему согласно рис. 9.8



**Рис. 9.8** Схема для определения рабочего диапазона

Для оценки рабочего диапазона частот ОУ измеряют его АЧХ и определяют его верхнюю граничную частоту по уровню 0,707, что соответствует спаду усиления на 3дБ. Для получения АЧХ в схему включён Bode Plotter.

**Задание2.** Проверьте моделирование влияния напряжения смещения нуля ОУ на его выходное напряжение. Для этого воспользуйтесь схемой рис.9.9.



**Рис.9.9.** Схема для моделирования влияния напряжения смещения нуля ОУ на выходное напряжение.

Моделирование целесообразно проводить в следующем порядке: установить значения  $I_{bc} = I_{off} = 0$ , для  $V_{os}$  взять значения 1,3,5, 10мВ и с помощью мультиметра измерить соответствующие им выходные напряжения  $U_{oos}$ . Полученный результат сравнить с расчётами по формуле:

$$U_{oos} = V_{os} (1 + R_3/R_1).$$

Контрольные вопросы.

1. Какое устройство называется ОУ?
2. Чем отличаются передаточные характеристики ОУ по инвертирующему и неинвертирующему входам?
3. Какой вид имеет ЛАЧХ стандартного ОУ?
4. Как входное напряжение сдвига влияет на вид передаточной характеристики ОУ?
5. Зачем во входном каскаде ОУ используют дифференциальный усилитель?
6. Объясните с какой целью в ОУ используют схемы генераторов тока и “токового зеркала”.

## Лабораторная работа №10.

### Исследование основных схем включения операционных усилителей.

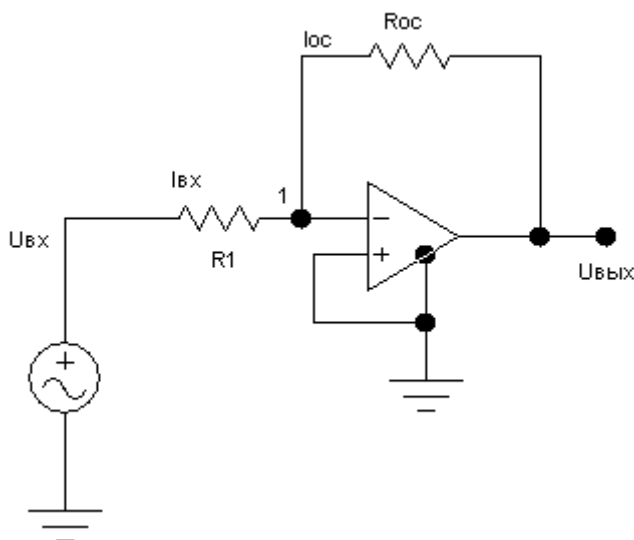
**Цель работы:** Исследование основных схем включения ОУ, определение параметров и характеристик усилительных устройств на базе ОУ.

#### Краткая теория.

Рассмотрим некоторые примеры построения аналоговых схем на ОУ, режим работы которого осуществляется в пределах линейного участка передаточных характеристик.

**Инвертирующий усилитель.** Инвертирующий усилитель (рис. 10.1.), изменяющий знак выходного сигнала относительно

входного, создается введением по инвертирующему входу ОУ с помощью резистора  $R_{oc}$  параллельной отрицательной обратной связи по напряжению. Неинвертирующий вход связывается с общей точкой входа и выхода схемы (заземляется). Входной сигнал подается через резистор  $R_1$  на инвертирующий вход ОУ.



**Рис.10.1.**Схема инвертирующего усилителя.

Показатели схемы можно определить, воспользовавшись уравнением токов для узла 1. Если принять  $R_{вх\text{оу}} = \infty$  и входной ток ОУ  $I_{оу} = 0$ , то  $I_{вх} = I_{ос}$ , откуда:

$$\frac{U_{вх} - U_0}{R_1} = - \frac{U_{вых} - U_0}{R_{оо}} \quad (10.1.)$$

При  $K_{иоу} \rightarrow \infty$  напряжение на входе ОУ  $U_0 = U_{\text{вых}}/K_{иоу} \rightarrow 0$  в связи с чем выражение (10.1) принимает вид:

$$U_{\text{вх}}/R_1 = - U_{\text{вых}}/R_{oc}. \quad (10.2.)$$

Следовательно, коэффициент усиления по напряжению инвертирующего усилителя с параллельной обратной связью  $K_{ии} = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$  определяется параметрами только пассивной части схемы:

$$K_{ии} = - R_{oc}/R_1. \quad (10.3.)$$

Выбор  $R_{oc} = R_1$ , когда  $K_{ии} = -1$ , придает схеме рис. 10.1. свойство инвертирующего повторителя напряжения (инвертора сигнала). Поскольку  $U_0 \rightarrow 0$ , входное сопротивление схемы  $R_{\text{вх}} = R_1$ . Выходное сопротивление усилителя:

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{выхо}}(1 + R_{oc}/R_1)}{K_{иоу}} \quad (10.4.)$$

при  $K_{иоу} \rightarrow \infty$  близко к нулю.

**Неинвертирующий усилитель.** Неинвертирующий усилитель (рис. 10.2.) содержит последовательную отрицательную обратную связь по напряжению, поданную по инвертирующему входу; входной сигнал подается на неинвертирующий вход ОУ.

В силу равенства нулю напряжения между входами ОУ ( $U_0 = 0$ ) входное напряжение схемы связано с выходным напряжением соотношением

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} \frac{R_1}{R_1 + R_{oc}} \quad (10.5.)$$

откуда коэффициент усиления неинвертирующего усилителя

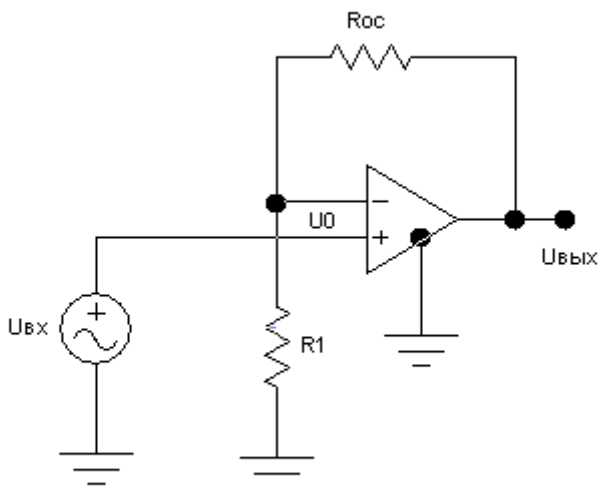
$$K_{иH} = 1 + R_{oc}/R_1. \quad (10.6.)$$

При  $R_{oc} = 0$  и  $R_1 = \infty$  приходим к схеме повторителя (рис. 10.3.)

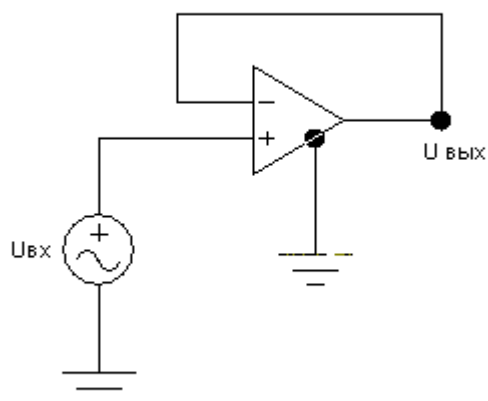
Входное сопротивление неинвертирующего усилителя  $R_{\text{вх}}$ , равное входному сопротивлению ОУ по неинверти-

рующему входу, велико; выходное сопротивление  $R_{\text{вых}} \rightarrow 0$ . Его находят из соотношения (10.4).

Неинвертирующий и инвертирующий усилители широко используются в качестве высокостабильных усилителей различного назначения.



**Рис.10.2.**Схема неинвертирующего усилителя.

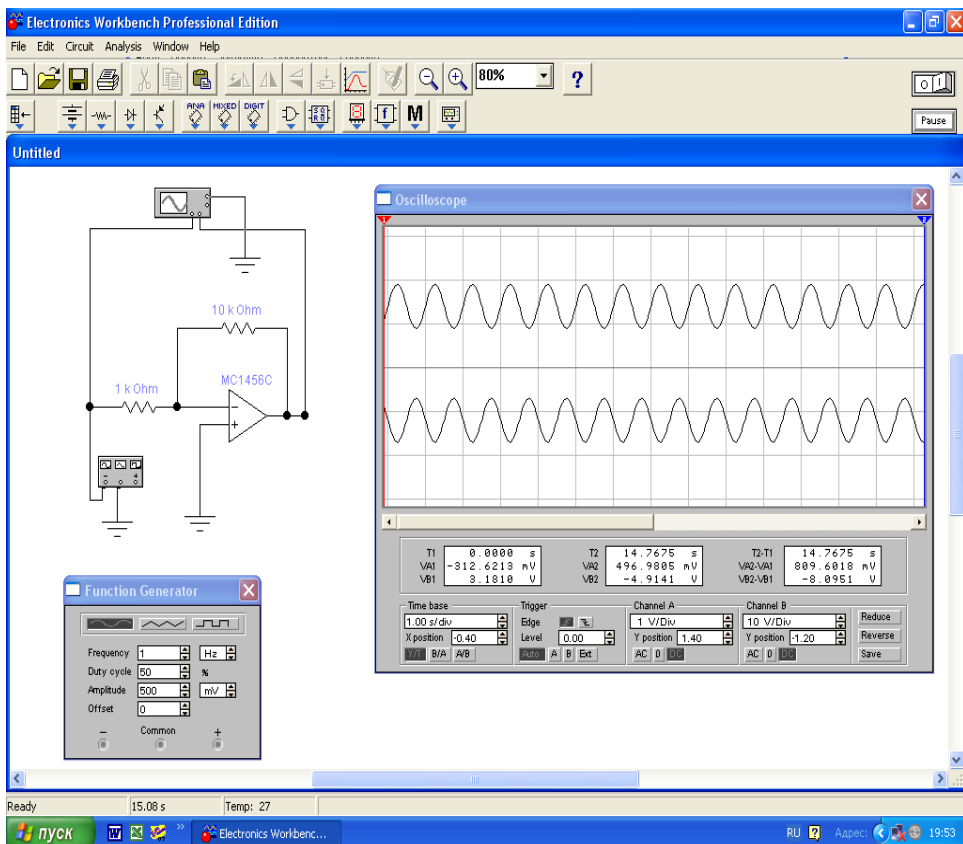


**Рис. 10.3** Схема повторителя.

## Задания по работе.

### Часть А.

**Задание 1.** Исследование инвертирующего усилителя. Собрать схему инвертирующего усилителя (на основе MC1456С) согласно рисунку 10.4. Получить осциллограммы выходных напряжений при различных значениях сопротивления обратной связи (от 10 до 150 кОм) с шагом 20 кОм.



**Рис. 10.4** Схема инвертирующего усилителя и выходная осциллограмма.

**Задание 2.** Построить график АЧХ при различных изменениях сопротивления обратной связи (от 10 до 50 кОм) с шагом 10 кОм.

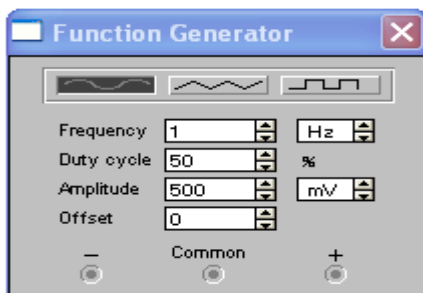
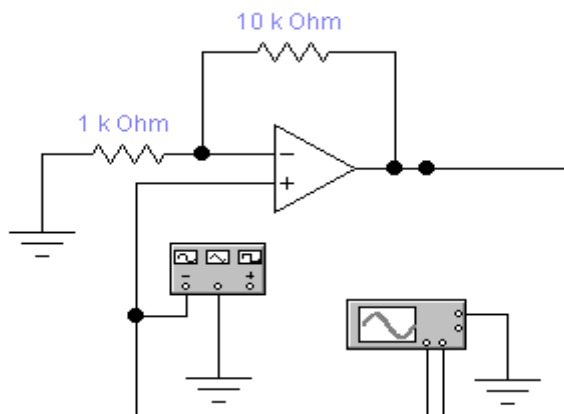
**Задание 3.** Сравнить значение коэффициента усиления по постоянному току, рассчитанным по осциллографу с коэффициентом усиления, рассчитанным по формуле

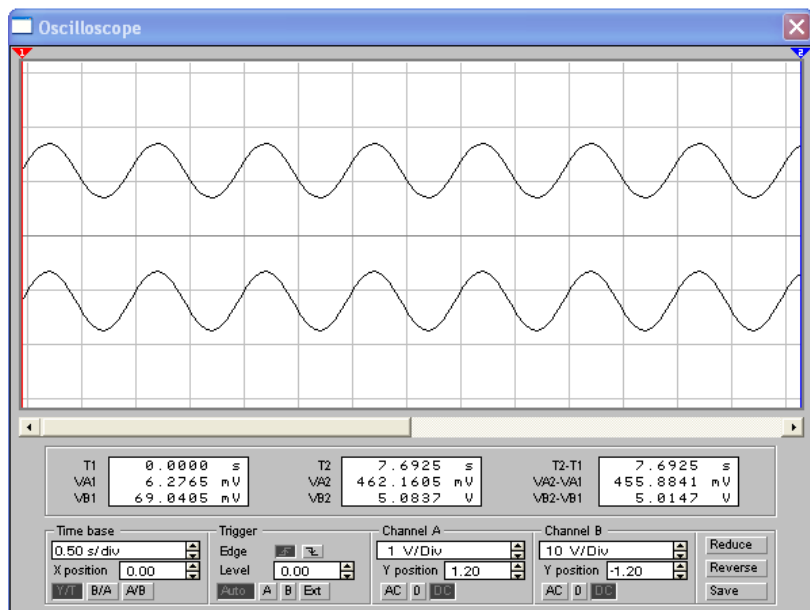
$$K_{oc} = R_{oc} / R.$$

**Задание 4.** Рассчитать входные и выходные сопротивления усилителя при различных значениях коэффициента усиления:  $R_{вх} = R_1$ ,  $R_{вых\ oc} = R_{вых.} \cdot (1 + R_{oc} / R_1) / K_{ov}$ , где  $R_{вых}$  равен 200 Ом.

### Часть В.

**Задание 1.** Исследование неинвертирующего усилителя. Собрать схему инвертирующего усилителя (на основе MC1456С) согласно рисунку 10.5. Получить осциллограммы выходных напряжений при различных значениях сопротивления обратной связи (от 10 до 150 кОм) с шагом 20 кОм.





**Рис. 10.5** Схема неинвертирующего усилителя и выходная осциллограмма.

**Задание 2.** Построить график АЧХ при различных изменениях сопротивления обратной связи (от 10 до 50 кОм) с шагом 10кОм.

**Задание 3.** Сравнить значение коэффициента усиления по постоянному току, рассчитанным по осциллографу с коэффициентом усиления, рассчитанным по формуле  $K_{oc} = R_{oc}/R + 1$ .

**Задание 4.** Рассчитать входные и выходные сопротивления усилителя при различных значениях коэффициента усиления:

Входное сопротивление  $R_{вх\ oc} = (1 + K_{oy}/K_{oc}) R_{вх}$ .

Выходное сопротивление  $R_{вых\ oc} = R_{вых} / (1 + K_{oy}/K_{oc})$

**Задание 5.** Сделать выводы по работе и ответить на контрольные вопросы.

### **Контрольные вопросы.**

1. Чему равно входное сопротивление инвертирующего усилителя?
2. Чему равно выходное сопротивление инвертирующего усилителя?
3. Как соотносятся по фазе входное и выходное напряжение инвертирующего усилителя?
4. Чему равен коэффициент усиления инвертирующего усилителя?
5. Чему равно входное сопротивление неинвертирующего усилителя?
6. Чему равно выходное сопротивление неинвертирующего усилителя?
7. Как соотносятся по фазе входное и выходное напряжение неинвертирующего усилителя?
8. Чему равен коэффициент усиления неинвертирующего усилителя?

### Список литературы.

1. Разевиг В. Д. Применение программ P-CAD и Pspice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ: В 4 выпусках. М.: Радио и связь, 1989.
2. Разевиг В. Д. Система сквозного проектирования электронных устройств Design Lab 8. 0. "Салон", 1999, 698 с.
3. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы. Справочник С. В. Якубовский и др. М.: Радио и связь, 1990, 495 с.
4. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники. М.: Советское радио, 1980, 423с.
5. Токхэйм Р. Основы цифровой техники / Пер. с англ., под ред. Е. К.Масловского. М.: "Мир", 1988, 383 с.
6. Щербаков В. И. Электронные схемы на операционных усилителях. Справочник. Киев: Техника, 1983, 231 с.
7. Коммутационные устройства радиоэлектронной аппаратуры / Под ред. Г. Я. Рыбина. М.: Радио и связь, 1985, 232 с.