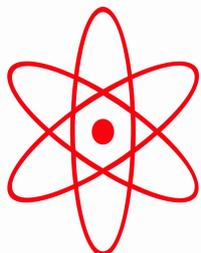


НПО УЧЕБНОЙ ТЕХНИКИ «ТУЛАНАУЧПРИБОР»

МЕТОДИЧЕСКОЕ РУКОВОДСТВО ПО ВЫПОЛНЕНИЮ
ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ



ФМБ-5

**ИЗУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ. ИЗУЧЕНИЕ
ВОЗМОЖНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В
ЭЛЕКТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ .**

Тула, 2013 г.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА.

ИЗУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ. ИЗУЧЕНИЕ ВОЗМОЖНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В ЭЛЕКТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ .

Цель работы: исследование основных принципов построения схемы усилителя на транзисторе, на операционном усилителе, снятие электрических сигналов в контрольных точках схемы, наблюдение за возникающими при этом искажениями сигналов и расчет по полученным экспериментальным данным необходимых технических параметров.

ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ.

УСИЛИТЕЛЬ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ.

Общие сведения о транзисторах.

В 1948 году Д. Бардин и В. Брайтен обнаружили, что полупроводниковые устройства с двумя $p-n$ переходами способны создавать усиление электрических колебаний по мощности. Они назвали это устройство транзистором (от английских слов "transfer" – преобразователь и "resistor" – сопротивление).

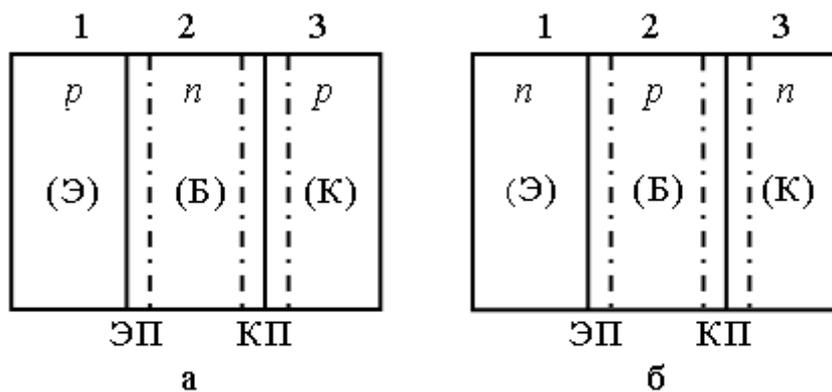


Рис. 1. Транзисторы $p-n-p$ (а) и $n-p-n$ (б) типа.

Каждая область имеет свое название:

область 1 – эмиттер (Э),

область 2 – база (Б),

область 3 – коллектор (К)

В настоящее время промышленность выпускает плоскостные транзисторы, представляющие собой монокристалл полупроводника, в котором две области с проводимостью одного типа разделены областью с проводимостью противоположного типа. Таким образом, могут быть получены структуры $p-n-p$ и $n-p-n$ типа (рис. 1). Средняя область называется базой (Б), а две другие, крайние – эмиттером (Э) и коллектором (К).

Между областями с разными типами проводимости образуются р-п переходы. Р-п переход, образующийся между эмиттером и базой, называется эмиттерным переходом (ЭП); переход, образующийся между базой и коллектором, называют коллекторным переходом (КП).



Рис. 2 Обозначение транзистора на электрических схемах а) р-п-р б)п-р-п

Эмиттер осуществляет инжекцию (т.е. введение) неосновных носителей зарядов в базу, а коллектор—экстракцию (сбор) носителей. Транзистор, у которого эмиттер и коллектор имеют электропроводность *p*-типа относится к *p-n-p*-типу. Если же база *p*-типа, а коллектор и эмиттер *n*-типа, то это транзистор *n-p-n*-типа (рис. 1). Так, если коллектор транзистора *p-n-p*-типа подключается к отрицательному полюсу источника, то коллектор транзистора *n-p-n*-типа к положительному. В условных графических изображениях эмиттер изображается в виде стрелки, которая указывает прямое направление тока эмиттерного перехода (рис. 2)

По технологии изготовления транзисторы делятся на сплавные, планарные, а также диффузионно-сплавные, мезапланарные и эпитаксиально-планарные (рис.3).

Конструктивно биполярные транзисторы оформляются в металлических, пластмассовых или керамических корпусах (рис.4).

По характеру движения носителей тока в базе различают диффузионные и дрейфовые биполярные транзисторы.

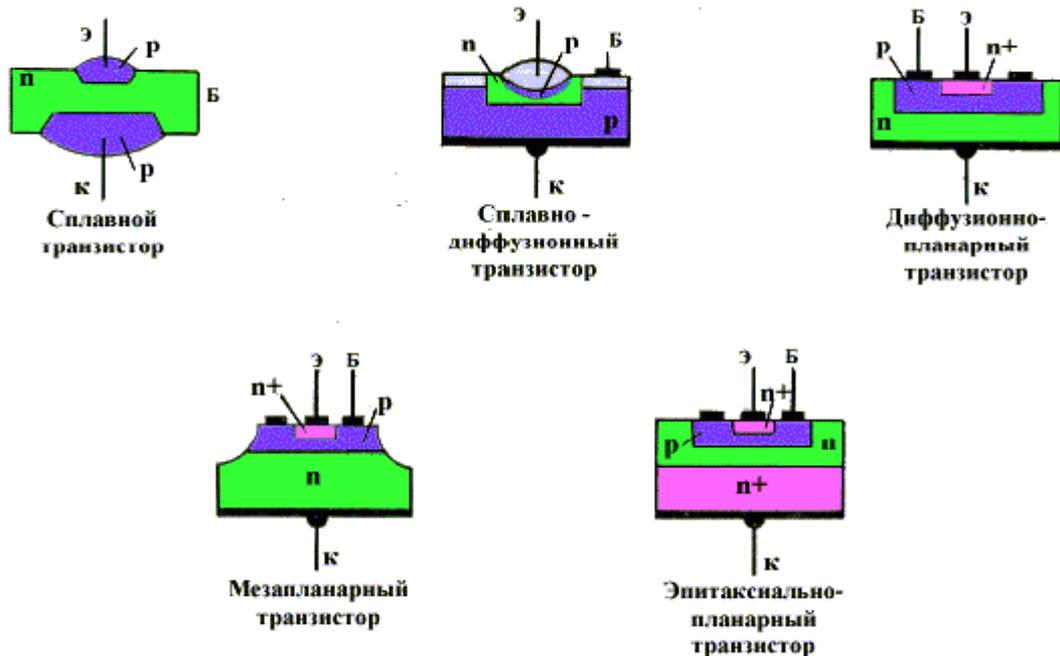


Рис.3. Разновидности транзисторов по технологии изготовления

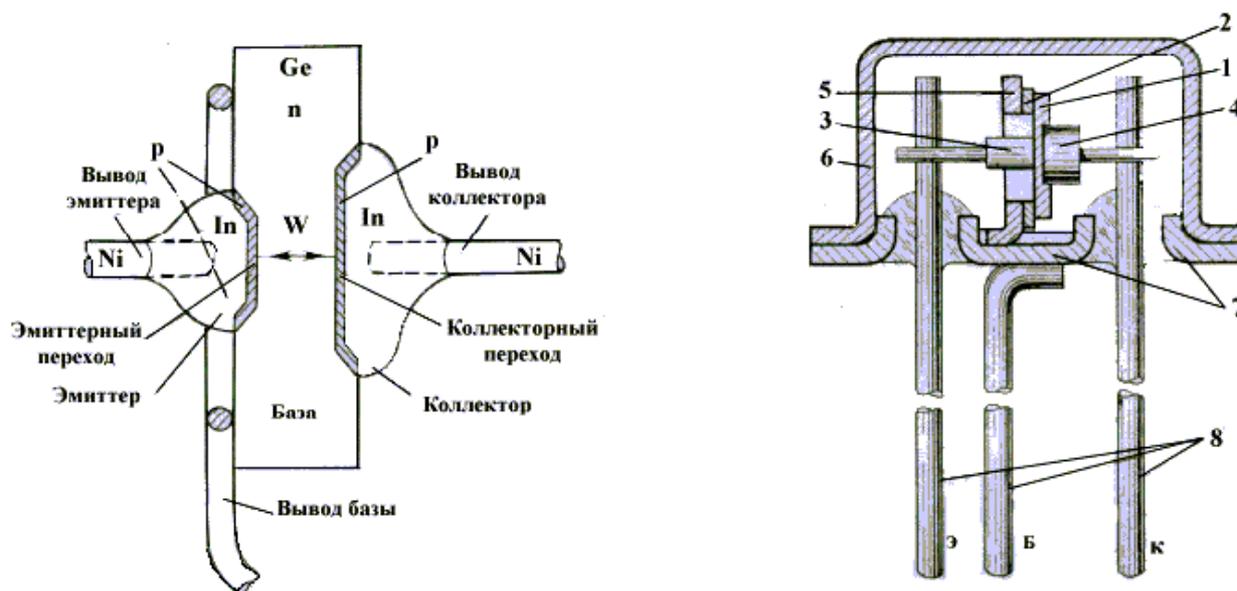


Рис.4. Конструктивное оформление биполярного транзистора

Физические процессы в биполярном транзисторе.

В рабочем режиме биполярного транзистора протекают следующие физические процессы: инжекция, диффузия, рекомбинация и экстракция.

Рассмотрим р-п переход эмиттер-база при условии, что длина базы велика. В этом случае при прямом смещении р-п перехода из эмиттера в базу инжектируются неосновные носители. Закон распределения инжектированных дырок по базе описывается следующим уравнением:

$$p_n(x) = p_{n0} e^{\beta V_G} e^{-\frac{x}{L_p}} \quad (1)$$

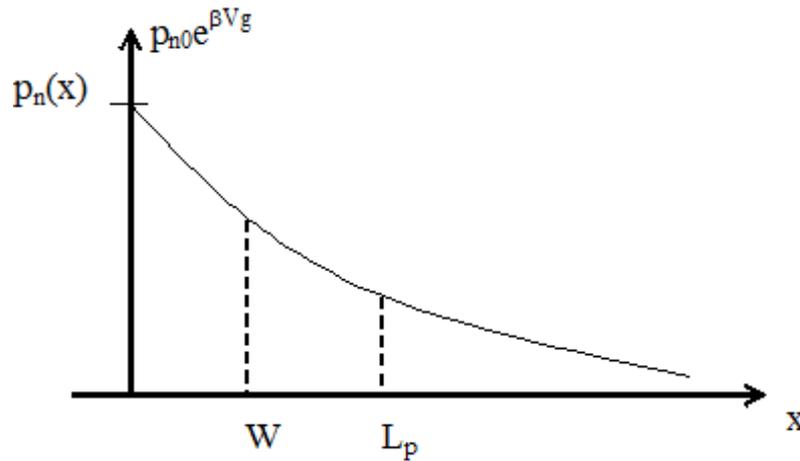


Рис.5. Распределение дырок в базе.

Процесс переноса инжектированных носителей через базу – диффузионный. Характерное расстояние, на которое неравновесные носители распространяются от области возмущения – диффузионная длина L_p . Поэтому, если необходимо, чтобы инжектированные носители достигли коллекторного перехода, длина базы W должна быть меньше диффузионной длины L_p . Это условие является необходимым для реализации транзисторного эффекта – управление током во вторичной цепи через изменение тока в первичной цепи.

В процессе диффузии через базу инжектированные неосновные носители рекомбинируют с основными носителями в базе. Для восполнения прорекомбинированных основных носителей в базе через внешний контакт должны подойти такое же количество носителей. Таким образом, ток базы – это рекомбинационный ток.

Биполярный транзистор в схеме с общим эмиттером.

С помощью данной экспериментальной установки изучается работа полупроводникового транзистора, включенного по наиболее часто применяемой на практике схеме - схеме с общим эмиттером (рис. 6). При таком включении входным электродом является база, эмиттер заземляется (общий электрод), а выходным электродом является коллектор.

Для схемы с общим эмиттером основным параметром биполярного транзистора является дифференциальный коэффициент передачи тока базы β , которым называется приращение тока коллектора dI_k к вызвавшему его приращению тока базы I_b при постоянном напряжении на коллекторе (при нагрузке в цепи коллектора).

$$h_{21э} = \beta = \left. \frac{dI_k}{dI_B} \right|_{U_k = \text{const}} \approx \frac{\Delta I_k}{\Delta I_b} \quad (2)$$

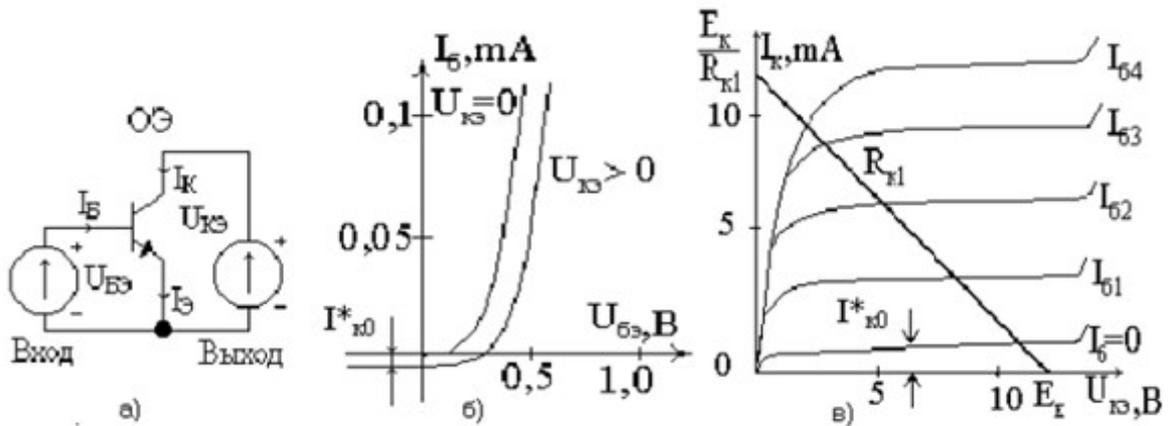


Рис. 6. Включение транзистора по схеме с общим эмиттером и его входные и выходные характеристики.

Коэффициент β показывает также коэффициент приращения по току биполярного транзистора с схеме с общей базой. Величина β равна нескольким десяткам или сотням. Между коэффициентами передачи токов эмиттера β и базы α существует связь:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \approx \frac{1}{1 - \alpha} \quad (3)$$

где $\alpha = \frac{dI_K}{dI_\varepsilon} \Big|_{U_K = const}$

Для значения $\alpha = 0,96$ коэффициент $\beta = 0,96 / (1 - 0,96) = 24$, если $\alpha = 0,99$, то $\beta = 100$. Из остальных h -параметров важное значение имеют входное дифференциальное сопротивление транзистора:

$$h_{11\varepsilon} = \Delta U_{\varepsilon\delta} / \Delta I_\delta, U_{\varepsilon\kappa} = const \quad (4)$$

и выходная дифференциальная проводимость

$$h_{22\varepsilon} = \Delta I_\kappa / \Delta U_{\varepsilon\delta}, I_\delta = const \quad (5)$$

Для схемы с ОЭ входное сопротивление единицы составляет единицы кОм, а выходная проводимость - $10^{-4} - 10^{-5}$

Входная и выходная характеристики транзистора с ОЭ представлены на рис.6. Входной характеристикой транзистора, включенного по схеме с ОЭ, является зависимость напряжения $U_{\varepsilon\delta}$ от входного тока I_δ , $U_{\varepsilon\delta} = f_1(I_\delta)$ при заданном напряжении $U_{\varepsilon\kappa}$. Совокупность таких зависимостей называется семейством входных характеристик транзистора (рис.6 б). При $U_{\varepsilon\kappa} = 0$ тепловой ток $I_{\kappa 0}$ в цепи коллектора отсутствует и зависимость $U_{\varepsilon\delta} = f_1(I_\delta)$ соответствует ВАХ эмиттерного p - n -перехода, включенного в прямом направлении. При

$U_{кэ} > 0$ в цепи коллектора появляется ток $-I_{к0}$, направленный навстречу току $I_{б}$. Для компенсации этого тока в цепи базы нужно создать ток $I_{б} = I_{к0}$, приложив соответствующее напряжение $U_{бэ}$. Это приводит к смещению входной характеристики вправо вниз.

Выходной характеристикой транзистора по схеме с ОЭ считается зависимость $I_{к} = f_2(U_{кэ})$ при заданном токе $I_{б}$ (рис.6в). Если $U_{бэ} = 0$, в цепи коллектора протекает только тепловой ток, так как в этом случае инжекция дырок из эмиттера в базу (для $p-n-p$ -транзистора $I_{к0} = -I_{б}$) или инжекция электронов из эмиттера в базу (для $n-p-n$ -транзистора) отсутствует. При $U_{кэ} = 0$ ток в цепи коллектора не проходит, это объясняется тем, что напряжение $U_{бэ}$ и $U_{кэ}$ направлены встречно друг другу, т.е. потенциал коллектора выше потенциала базы и коллекторный переход оказывается при этом закрыт. Поэтому выходные характеристики не пересекают ось ординат.

На рис.7 приведена принципиальная схема стенда для снятия вольт-амперных характеристик транзистора, включенного с ОЭ. Входная цепь (цепь базы) питается от регулируемого источника тока I положительной полярности, которой поддерживает заданный ток базы. Величина тока базы $I_{б}$ измеряется миллиамперметром PA1. Напряжение между эмиттером и базой $U_{бэ}$ измеряется внешним вольтметром. Напряжение на коллекторе устанавливается от регулируемого источника напряжения $E_{к}$. Напряжение коллектора $U_{кэ}$ измеряется с помощью внешнего вольтметра. Для измерения коллекторного тока $I_{к}$ служит миллиамперметр PA2.

При работе транзистора с коллекторной нагрузкой $R_{к}$ связь между коллекторным током $I_{к}$ и напряжением на коллекторе $U_{к}$ выражается уравнением нагрузочной характеристики:

$$I_{к} = (E_{к} - U_{к}) / R_{к} \quad (6)$$

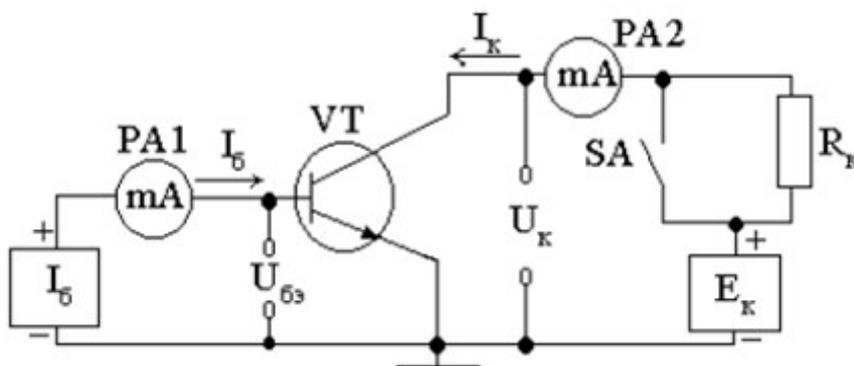


Рис. 7. Принципиальная схема стенда для снятия характеристик транзистора по точкам

Нагрузочная характеристика представляет прямую на семействе коллекторных характеристик транзистора (см. рис.б.в), пересекающуюся с осями координат E_K/R_K и E_K соответственно.

Общие сведения о режимах работы транзистора в усилительных каскадах.

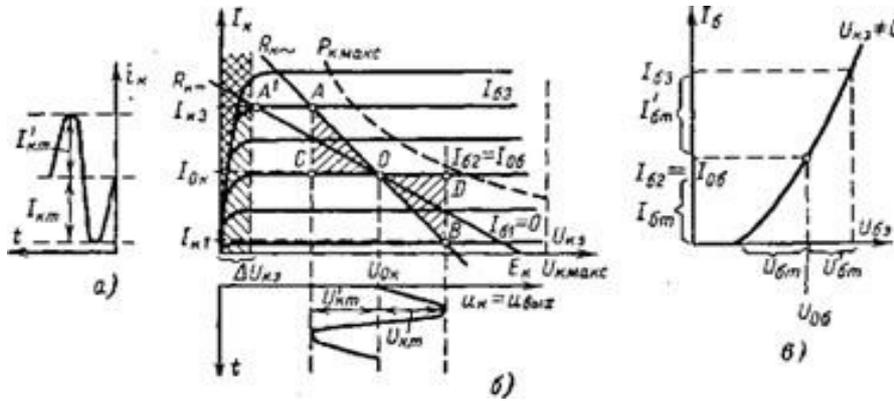


Рис. 8.

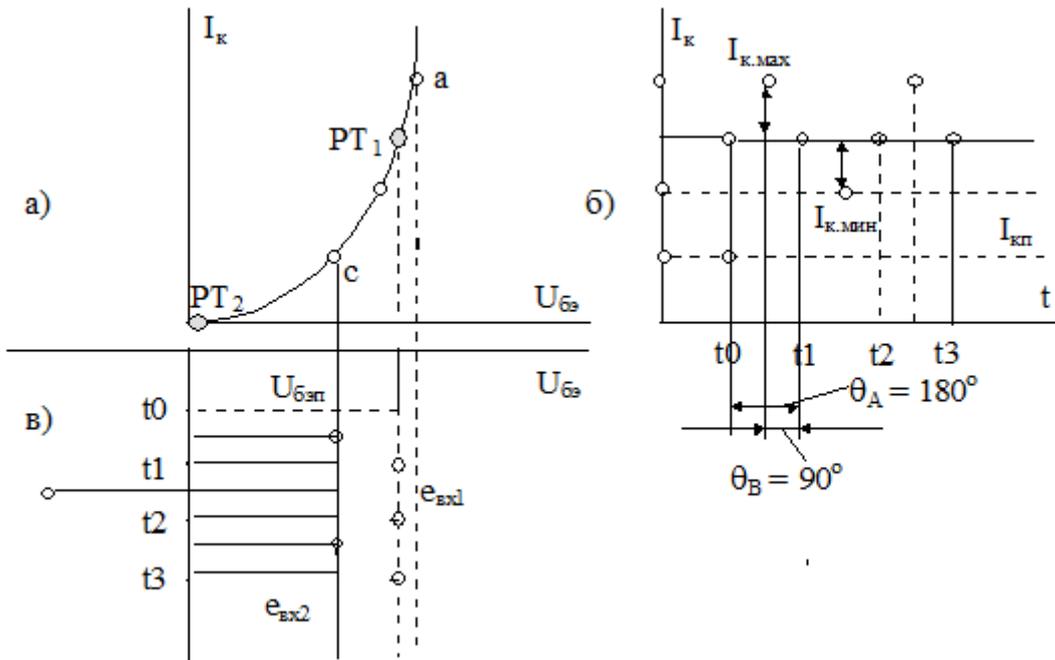


Рис. 9. Режимы усиления класса «А» и В: а – передаточная ВАХ; б – временные диаграммы коллекторного тока для режимов кл. «А» и кл. «В»; в – временные диаграммы входного напряжения при разных положениях РТ

Режимы усиления выделены в несколько классов. Для усилителей

наиболее распространенными классами усиления являются *классы А, В, С, Д*. На рис. 9, б даны временные диаграммы коллекторного тока в режимах усиления класса «А» и «В». Форма коллекторного тока дает представление об уровне нелинейных искажений в выходном сигнале усилителя в зависимости от класса усиления.

В режиме класса «А» форма коллекторного тока почти идеальная, то есть уровень нелинейных искажений в выходном сигнале усилителя будет практически незаметен. Такая совершенная форма выходного тока возможна лишь в том случае, если рабочая точка задана на квазилинейном участке ВАХ (в данном случае это точка PT_1): положение РТ выбирают так, чтобы амплитуда переменной составляющей выходного тока была меньше тока покоя. В режиме класса «А» ток через транзистор течет непрерывно в течение всего периода изменения входного сигнала. Для оценки времени протекания тока через транзистор вводится понятие угла отсечки коллекторного тока « θ » – это половина интервала времени, в течение которого через транзистор течет ток. Угол отсечки коллекторного тока выражен обычно в градусах или радианах. В режиме класса «А» угол отсечки коллекторного тока $\theta_A = 180^\circ$. К недостатку рассмотренного режима следует отнести низкий коэффициент полезного действия (КПД $< 0,5$), так как в этом режиме велик коллекторный ток покоя $I_{кп}$. Из-за низкого КПД режим класса «А» рекомендуется использовать в каскадах предварительного усиления, а также в маломощных выходных каскадах.

В режиме класса «В» (на рис. 2.10, а – PT_2) форма коллекторного тока далека от идеальной, то есть уровень нелинейных искажений, по сравнению с режимом класса «А», резко возрос. Но КПД усилителя достаточно высокий, так как ток покоя сильно уменьшился, поэтому режим класса «В» рекомендуется использовать в двухтактных выходных усилителях средней и большой мощности, надо отметить, что в чистом виде этот режим используется редко. Чаще в качестве рабочего режима используется промежуточный режим – режим класса «АВ» в котором меньше нелинейные искажения. Угол отсечки коллекторного тока в режиме класса «В» в идеальном случае $\theta_B = 90^\circ$, а в режиме класса «АВ» – $< 90^\circ$.

В режиме класса «С» ток покоя равен нулю, угол отсечки меньше, чем в режиме класса «В». Режим класса «С» рекомендуется использовать в мощных резонансных усилителях, где нагрузкой является резонансный контур.

В режиме класса «Д» транзистор находится в двух устойчивых состояниях – открыт-закрыт, то есть режим класса «Д» – это ключевой режим.

В классе А начальное положение рабочей точки на нагрузочной прямой и амплитуда входного (управляющего) тока выбираются так, чтобы рабочая точка не выходила за те пределы нагрузочной прямой, где изменения тока коллектора прямо пропорциональны изменениям тока базы (отрезок АВ, ограниченный токами $I_{к1}$ и $I_{к3}$, на рис. 8, б). При работе в классе А ток коллектора не

прекращается (транзистор всегда открыт) (рис. 8, а). Работа усилителя в классе А характеризуется минимальными нелинейными искажениями и невысоким к. п. д. Режим усиления класса А применяется в тех случаях, когда необходимы минимальные искажения, а выходная мощность и к. п. д. не имеют решающего значения. В классе А работают все каскады усилителей напряжения и маломощные выходные каскады.

Схема резистивного усилителя низкой частоты на биполярном транзисторе.

Усилительный каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме ОЭ, является одним из наиболее распространенных асимметричных усилителей. Принципиальная схема такого каскада, выполненная на дискретных элементах, изображена на рис. 10.

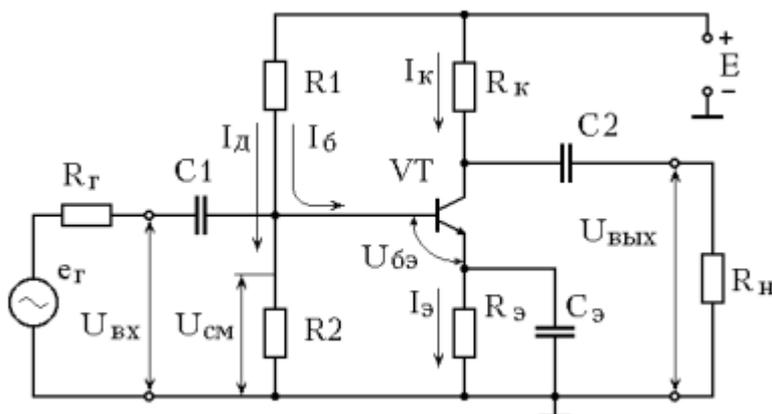


Рис. 10. Усилительный каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером

В этой схеме резистор R_k , включенный в главную цепь транзистора, служит для ограничения коллекторного тока, а также для обеспечения необходимого коэффициента усиления. При помощи делителя напряжения R_1R_2 задается начальное напряжение смещения на базе транзистора VT , необходимое для режима усиления класса А.

Цепь $R_эC_э$ выполняет функцию эмиттерной термостабилизации точки покоя; конденсаторы C_1 и C_2 являются разделительными для постоянной и переменной составляющих тока. Конденсатор $C_э$ шунтирует резистор $R_э$ по переменному току, так как емкость $C_э$ значительна.

Анализ работы каскада на постоянном токе производят с помощью эквивалентной схемы (рис. 11.), в которой транзистор заменен Т-образной схемой замещения. В этой эквивалентной схеме все физические процессы, происходящие в транзисторе, учитываются при помощи малосигнальных Н-параметров транзистора, которые приведены ниже.

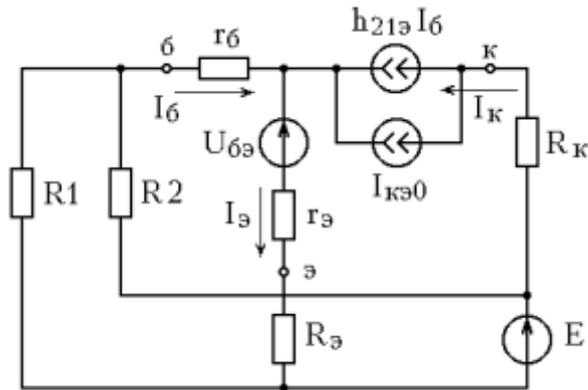


Рис. 11. Схема замещения усилительного каскада.

$$r_б = h_{11э} - r_э(h_{21э} + 1)$$

- омическое сопротивление базовой области (достигает 100...200 Ом);

$$I_{кэ0} = I_{кб0} / (1 - h_{21б})$$

- обратный сквозной ток транзистора;

$$U_{бэ}$$

- контактная разность потенциалов эмиттерного перехода;

$$h_{21э} I_{бп}$$

- "генератор тока", характеризующий усилительные свойства транзистора;

$$r_э = \frac{h_{21э}}{h_{22э}} \approx \varphi_T / I_э$$

- дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода;

$$r_к^* = \frac{r_к}{h_{21э} + 1}; r_к = \frac{1}{h_{22б}}$$

- дифференциальное сопротивление коллекторного перехода для схемы ОЭ и ОБ соответственно.

При подаче на вход усилителя напряжения сигнала неизменной амплитуды при различных частотах выходное напряжение в зависимости от частоты сигнала будет изменяться, так как сопротивление конденсаторов C1, C2 на разных частотах различно. Зависимость коэффициента

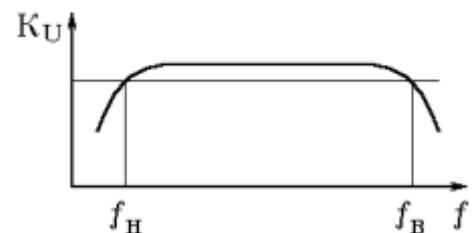


Рис. 12. Типичный вид АЧХ усилительного каскада с ОЭ.

усиления от частоты сигнала получило название частотной характеристики усилителя (амплитудно-частотной характеристики, АЧХ).

Электрические режимы работы каскада. Статический режим работы каскада характеризуется постоянным падением напряжения на всех элементах схемы, измеряемых при отсутствии входного сигнала. В статическом режиме через транзистор протекают токи покоя ($I_{кп}$, $I_{бп}$), соответствующие рабочей точке на выходных ВАХ транзистора, которые задаются соответствующим выбором параметров внешних линейных элементов (R_1 , R_2 , R_k , $R_э$). Статический режим работы транзистора описывается статической линией нагрузки, которая представляет собой геометрическое место точек, координаты которых ($U_{кэ}$ и I_k) соответствуют возможным значениям точки покоя каскада. Аналитически статическая линия нагрузки описывается уравнением:

$$E = U_{кэ} + I_k(R_k + R_э).$$

Точку покоя в режиме А выбирают посередине участка статической линии нагрузки, пересекающей линейные участки выходных ВАХ транзистора. Для исключения возможных искажений формы усиливаемого сигнала параметры режима покоя должны удовлетворять следующим условиям

$$\begin{aligned} U_{кп} &> U_{Вых.А} + U_{к.ост} \\ I_{кп} &> I_{к.А} + I_{кэ0} \end{aligned} \quad (7)$$

где $U_{кэп}$, $I_{кп}$ - напряжение коллектор-эмиттер и ток коллектора в режиме покоя;
 $U_{Вых.А}$, $I_{к.А}$ - амплитуда напряжения и тока в нагрузке;
 $U_{к.ост}$ - напряжение коллектор-эмиттер, соответствующее области начальных участков выходных ВАХ транзистора;
 $I_{кэ0}$ - начальный сквозной ток при максимальной температуре.

Для питания усилителей используются источники напряжения с малым внутренним сопротивлением, поэтому можно считать, что по отношению к входному сигналу резисторы R_1 и R_2 включены параллельно и их можно заменить одним эквивалентным $R_B = R_1R_2/(R_1+R_2)$.

Важным критерием для выбора номиналов резисторов $R_э$, R_1 и R_2 является обеспечение температурной стабильности статического режима работы транзистора. Значительная зависимость параметров транзистора от температуры приводит к неуправляемому изменению коллекторного тока ΔI_k , вследствие чего могут возникнуть нелинейные искажения усиливаемых сигналов.

Нестабильность коллекторного тока в общем случае зависит от

нестабильности обратного (теплового) тока коллекторного перехода $\Delta I_{к60}$, напряжения между базой и эмиттером $\Delta U_{6э}$ и коэффициента передачи тока $\Delta h_{21э}$. Эта зависимость описывается уравнением:

$$\Delta I_{к} = \frac{h_{21э}}{1+h_{21э}\gamma_{Б}} \left[\frac{\Delta I_{к60}(h_{21э}+1)}{h_{21э}} - \frac{\Delta U_{6э}}{R_{э}+R_{Б}} + (I_{6п}+I_{к60}) \frac{\Delta h_{21э}}{h_{21э}} \right] \quad (8)$$

Величина, вынесенная за квадратные скобки, получила название коэффициент нестабильности S:

$$S = \frac{h_{21э}}{1+h_{21э}\gamma_{Б}} \quad , \quad (9)$$

где $\gamma_{Б} = R_{э}/(R_{э}+R_{Б})$ коэффициент, показывающий какая часть коллекторного тока ответвляется в цепь базы.

Все источники нестабильности в уравнении (8) зависят от температуры сложным образом. У германиевых транзисторов наибольшее влияние оказывает нестабильность теплового тока, а у кремниевых - нестабильность коэффициента передачи тока. Поэтому расчет по уравнению (8) дает очень приблизительные результаты.

Как видно из выражения (9) величина S в общем случае не зависит от температуры и режима работы транзистора, а определяется соотношением между сопротивлениями режимных резисторов $R_{э}$ и $R_{Б}$. Очевидно, что чем меньше коэффициент нестабильности, тем лучше, так как при этом ток коллектора изменяется в меньших пределах.

При изменении $\gamma_{Б}$ от 1 ($R_{э} \gg R_{Б}$) до 0 ($R_{Б} \gg R_{э}$) коэффициент нестабильности изменяется в пределах:

$$S_{\min} = h_{21э}/(1 + h_{21э}) = h_{21Б} ; \quad S_{\max} = h_{21э}.$$

Следовательно, для достижения наилучшей температурной стабилизации режима надо увеличивать сопротивление $R_{э}$. Однако это приводит к необходимости повышать напряжение питания E и увеличивает потребляемую от него мощность. При уменьшении сопротивлений резисторов R1 и R2 также возрастает потребляемая мощность, снижающая экономичность схемы и уменьшается входное сопротивление усилительного каскада.

В практических расчетах значение коэффициента нестабильности S выбирают в зависимости от материала, из которого изготовлены транзисторы, а также в зависимости от температуры окружающей среды, при которой будет работать проектируемый усилитель.

Динамический режим работы каскада характеризуется изменениями токов и напряжений в цепях схемы при подаче сигнала на вход усилителя. В этом режиме для анализа работы каскада используют малосигнальную эквивалентную схему для области средних частот (рис. 3). При этом пренебрегают влиянием реактивных элементов схемы (емкости разделительных и эмиттерного конденсаторов, а также емкость коллекторного перехода).

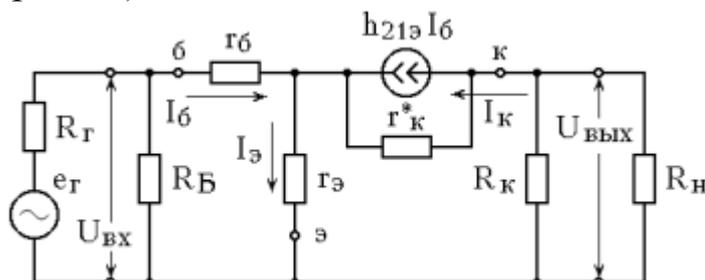


Рис. 13. Схема замещения усилительного каскада в динамическом режиме.

Все возможные значения токов и напряжений транзистора находятся на пересечении его статических ВАХ с динамической линией нагрузки (ЛН~). Поскольку сопротивление нагрузки транзистора по переменному току $R_{к\sim}$ меньше, чем сопротивление по постоянному току ($R_k + R_э$), то ЛН~ проходит круче, однако она обязательно должна проходить через точку покоя (рис. 14). При этом угол наклона ЛН~ к оси абсцисс определяется формулой:

$$\alpha = \arctg(1/R_{к\sim}), \quad (10)$$

где $R_{к\sim}$ - эквивалентное сопротивление коллекторной цепи транзистора для переменного тока.

Однако формулой (10) можно пользоваться, если масштабы токов и напряжений одинаковы. Если же это условие не выполняется, то необходимо вводить уравнивающий коэффициент:

$$K_m = m_U / m_I,$$

где m_U - масштаб напряжений (В/дел);
 m_I - масштаб токов (мА/дел).

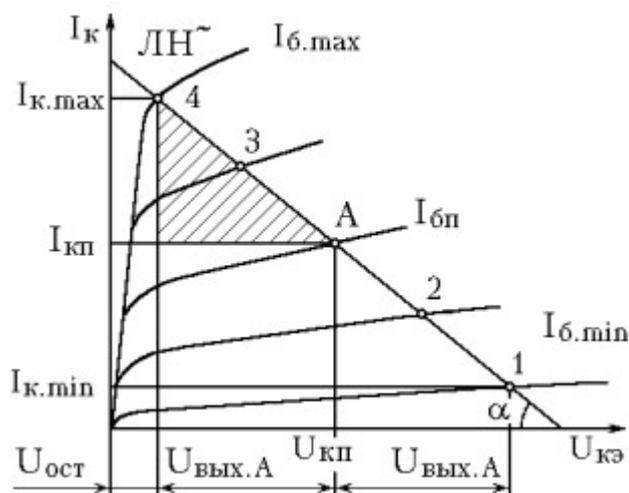


Рис. 14.

Из геометрических построений можно определить

$$R_{k\sim} = U_{кэ}^* / I_{к}^* = m_U l_U / m_I l_I ,$$

где $U_{кэ}^*$ и $I_{к}^*$ - физические координаты произвольной точки на ЛН~, l_U и l_I - геометрические координаты этой же точки.

или с учетом K_M

$$R_{k\sim} = K_m (l_U / l_I) ,$$

тогда

$$K_m / R_{k\sim} = l_I / l_U = \operatorname{tg} \alpha ,$$

откуда

$$\alpha = \operatorname{arctg}(K_m / R_{k\sim}) . \quad (11)$$

Примечание: величину $R_{k\sim}$ следует подставлять в Омах.

При помощи динамической линии нагрузки можно определить амплитудные значения токов и напряжений транзистора. Для этого на графике выполняют следующие построения:

- на оси абсцисс откладывают амплитуду выходного напряжения $U_{\text{вых.А}}$ симметрично относительно $U_{кп}$;
- из полученных точек восстанавливают перпендикуляры до пересечения с ЛН~, а затем определяют значения токов $I_{к.макс}$, $I_{к.мин}$ в точках 4 и 1 и соответствующие им значения тока базы $I_{б.макс}$, $I_{б.мин}$ (при необходимости через точки 1 и 4 проводят дополнительные характеристики), тогда амплитуды токов вычисляют по формулам:

$$I_{к.А} = (I_{к.макс} - I_{к.мин}) / 2 ; \quad (12)$$

$$I_{б.А} = (I_{б.макс} - I_{б.мин}) / 2 ;$$

- переносят значения $I_{б.макс}$ и $I_{б.мин}$ на семейство входных характеристик, определяют напряжения $U_{бэ.макс}$, $U_{бэ.мин}$ и вычисляют амплитуду входного напряжения каскада, считая, что по переменному току эмиттер транзистора соединен с общим проводом через $C_э$:

$$U_{\text{вх.А}} = (U_{бэ.макс} - U_{бэ.мин}) / 2 . \quad (13)$$

Основные параметры каскада. Анализ работы каскада при помощи малосигнальной эквивалентной схемы (рис. 13) позволяет определить такие его параметры, как входное и выходное сопротивления, коэффициенты усиления тока, напряжения и мощности. Входное сопротивление каскада с ОЭ слабо зависит от сопротивления нагрузки, у маломощных каскадов колеблется от 300 до 3000 Ом, а у мощных бывает и меньше 10 Ом. Величина $R_{\text{вх.к}}$ определяется суммарным влиянием входного сопротивления транзистора

$$h_{11э} = r_{б} + r_{э}(1 + h_{21э})$$

и шунтирующим его эквивалентным сопротивлением базового делителя $R_{\text{Б}}$. С учетом сказанного

$$R_{\text{вх.к}} = R_{\text{Б}} \parallel h_{11э} = R_{\text{Б}} h_{11э} / (R_{\text{Б}} + h_{11э}) \quad (14)$$

Выходное сопротивление каскада определяют, подавая на выходные зажимы переменное напряжение при отключенной нагрузке и нулевом входном сигнале.

Если считать, что доля коллекторного тока, ответвляющаяся в цепь базы, мала, тогда из эквивалентной схемы каскада очевидно, что выходной ток каскада протекает по двум параллельным ветвям $R_{\text{к}}$ и $r_{эд} + r_{\text{к}}^*$. Учитывая что $r_{\text{кд}}^* \gg r_{эд} \gg R_{э}$, то

$$R_{\text{вых.к}} = r_{\text{к}}^* \parallel R_{\text{к}} = R_{\text{к}} r_{\text{к}}^* / (R_{\text{к}} + r_{\text{к}}^*) \quad (15)$$

В прикидочных расчетах величиной $r_{\text{к}}^*$ обычно пренебрегают, тогда

$$R_{\text{вых.к}} \approx R_{\text{к}} \quad (16)$$

Коэффициенты усиления по напряжению, току и мощности соответственно равны:

$$\begin{aligned} K_U &= \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \\ K_I &= \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} \\ K_P &= \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = K_U \cdot K_I \end{aligned} \quad (17)$$

В связи с тем, что восприятие органов чувств человека подчиняется логарифмическому закону, коэффициенты усиления нередко выражаются в

децибеллах или неперах, для чего пользуются соотношения:

$$\begin{aligned} K_I[\partial B] &= 20 \cdot \lg K_I & K_U[\partial B] &= 20 \cdot \lg K_U & K_P[\partial B] &= 10 \cdot \lg K_P & (18) \\ K_I[неп] &= \ln K_I & K_U[неп] &= \ln K_U & K_P[неп] &= 0,5 \cdot \ln K_P \end{aligned}$$

Коэффициенты усиления по напряжению и току, как правило, комплексные величины, характеризующиеся как модулем, так и фазой. Это связано с тем, что отдельные составляющие спектра сигнала усиливаются по разному из-за наличия реактивных компонентов и инерционности активных приборов.

Усилитель может усиливать подводимые к его входу сигналы с напряжением не ниже $U_{вх\ min}$ так как более слабые сигналы заглушаются напряжением собственных шумов усилителя и не выше $U_{вх\ max}$ как иначе усилитель вносит очень большие нелинейные искажения. Отношением $\frac{U_{ex.\ max}}{U_{ex.\ min}}$ характеризуется диапазон напряжений сигнала, усиливаемых данным усилителем без чрезмерных помех и искажений, и называется динамическим диапазоном усилителя:

$$D = \frac{U_{ex.\ max}}{U_{ex.\ min}} ; \quad D[\partial B] = 20 \cdot \lg \frac{U_{ex.\ max}}{U_{ex.\ min}} \quad (19)$$

Введение коэффициента D , характеризующего динамический диапазон, необходимо потому, что максимально допустимое входное напряжение усилителя ограничено искажениями сигнала, вызванными выходом рабочих точек усилительных каскадов за пределы линейного участка характеристики. Минимально допустимое напряжение обычно ограничено уровнем собственных шумов усилителя, на фоне которых полезный сигнал не удается выделить. В ряде случаев напряжением U_{exmin} считается сигнал, который дает выходное напряжение, равное действующему значению напряжения шумов усилителя.

ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ.

Операционным усилителем называется интегральная микросхема, представляющая собой усилитель с параметрами, приближающимися к идеальным. Это — очень высокий коэффициент усиления (сотни тысяч), практически бесконечно большое входное и малое (десятки Ом) выходное сопротивление, устойчивость к воздействию помехи и др.

Частотная характеристика ОУ не имеет резкого спада в области низких частот, а верхняя граничная частота имеет достаточно большое значение (сотни мегагерц).

ОУ строится по двух- или трехкаскадной схеме. Входным каскадом ОУ является балансный дифференциальный усилитель, имеющий два сигнальных входа. Питание ОУ осуществляется, как правило, от двух разнополярных источников питания одинакового напряжения. Условное обозначение ОУ представлено на рис. 15

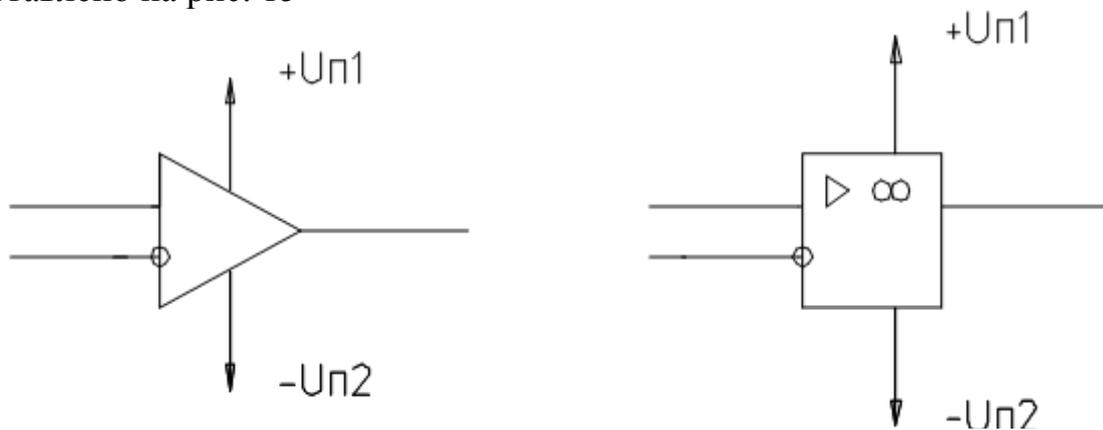


Рис. 15. Условное графическое обозначение операционного усилителя.

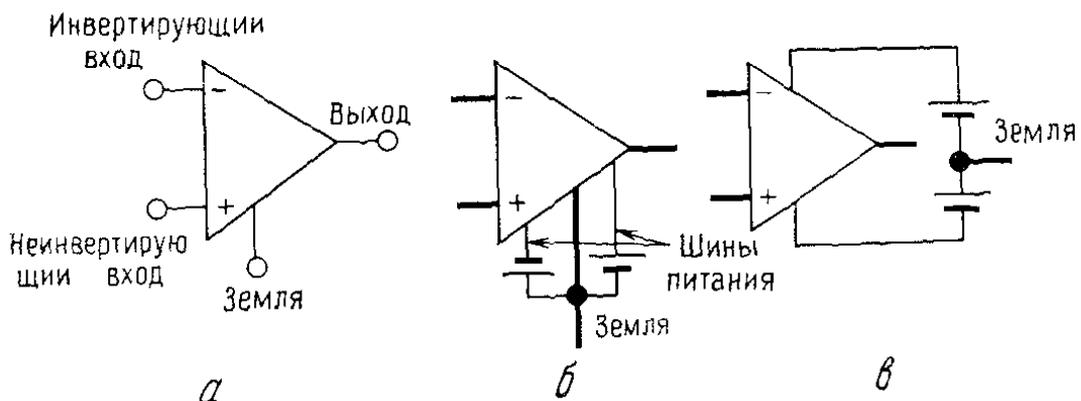


Рис. 16. Условное графическое обозначение операционного усилителя и основные сигнальные выводы.

Направление прохождения сигнала со входа на выход ОУ видно из его символического обозначения рис. 15, рис. 16, имеющего треугольную конфигурацию. Три из четырех показанных на рисунке 16 сигнальных выводов

представляют собой минимальное число выводов действующего ОУ. Это инвертирующий вход, не инвертирующий вход и выход. Четвертый сигнальный вывод — земля — может быть реализован либо физически (16-б) либо потенциально (общий провод питания на рис. 16 -в).

Помимо упомянутых выше сигнальных выводов реальный ОУ снабжается, если это необходимо, дополнительными выводами для частотной коррекции, установки нуля сдвига или регулировки тока питания.

Верхний на рисунках 15 вход ОУ - неинвертирующий входом (при подаче сигнала на этот вход фаза сигнала на выходе совпадает с фазой входного), а нижний — инвертирующим входом (при подаче сигнала на этот вход фаза сигнала на выходе противоположна фазе входного).

Поскольку коэффициент усиления собственно ОУ очень велик, то использование его в качестве усилителя возможно лишь при охвате его отрицательной обратной связью (при отсутствии ООС даже крайне малый сигнал “шума” на входе ОУ даст на выходе ОУ напряжение, близкое к напряжению насыщения).

Наиболее типичные схемы усилителя на базе ОУ имеют вид, представленный на рис. 17. Коэффициенты усиления таких усилителей определяются параметрами цепи ООС и формулы для их вычисления приведены на рисунке.

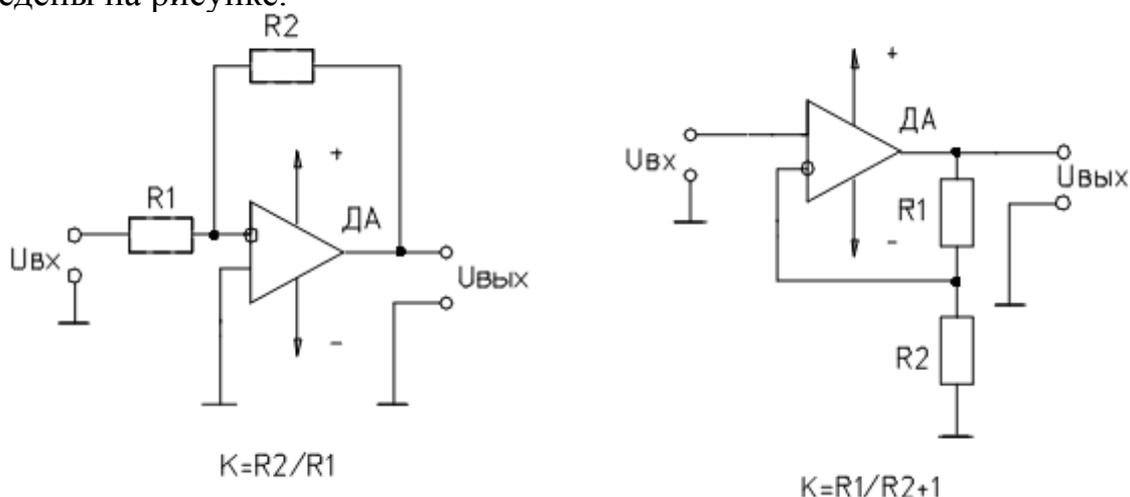


Рис. 17. Типичные схемы усилителя на базе ОУ

Амплитудные передаточные характеристики инвертирующего и неинвертирующего усилителей с обратной связью представлены на рис. 18 (соответственно 18-а и 18-б).

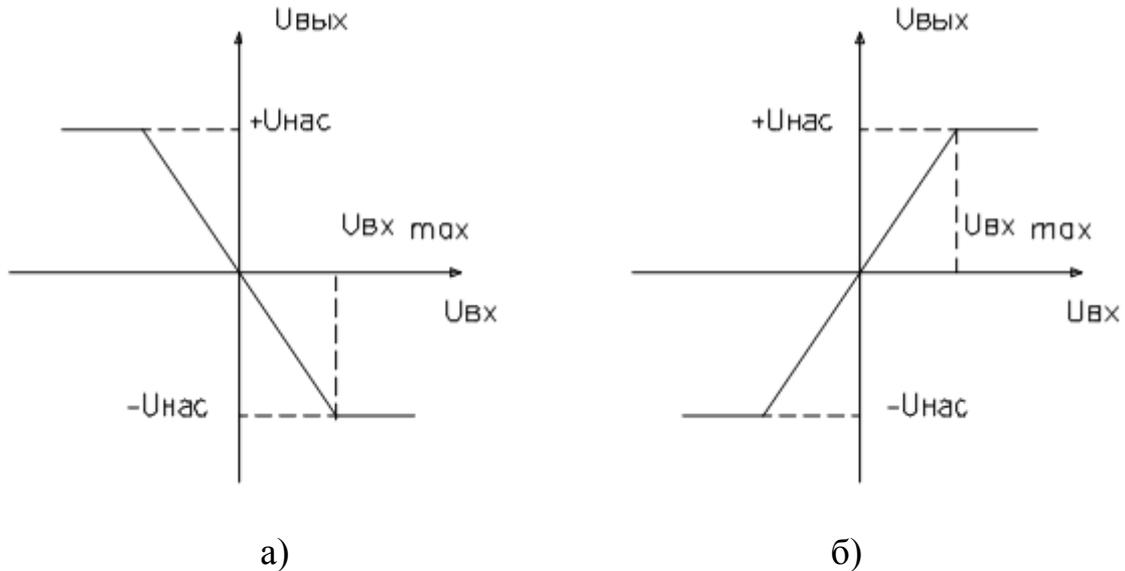


Рис. 18. Амплитудные передаточные характеристики ОУ

Наклон рабочего участка характеристики определяется, очевидно, коэффициентом (K) усиления каскада.

На характеристиках имеются ярко выраженные участки насыщения, которые характеризуются тем, что, начиная с некоторого значения входного напряжения $U_{вх \max}$, выходное напряжение не увеличивается, а остается постоянным на уровне некоторого значения $\pm U_{нас}$, которое определяется напряжением питания микросхем ОУ. Обычно $\pm U_{нас}$ меньше напряжения питания $\pm U_{п}$ на (1 — 3 В).

При усилении переменного напряжения участок насыщения проявляет себя тем, что амплитуда выходного напряжения не увеличивается, а остается на уровне $\pm U_{нас}$, и появляются нелинейные искажения, возрастающие с ростом входного сигнала, (рис. 19.).

Как и для усилителя на биполярном транзисторе, для ОУ можно ввести основные параметры усилительного каскада:

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} \quad K_U [\text{дБ}] = 20 \cdot \lg K_U \quad K_U [\text{nep}] = \ln K_U$$

$$D = \frac{U_{вх \max}}{U_{вх \min}} \quad D [\text{дБ}] = 20 \cdot \lg \frac{U_{вх \max}}{U_{вх \min}}$$

Дополнительно иногда вводят и другие параметры. Например:

Частота единичного усиления f_1 - значение частоты входного сигнала, при котором значение коэффициента усиления напряжения ОУ падает до единицы. Этот параметр определяет максимально реализуемую полосу усиления ОУ. Выходное напряжение на этой частоте ниже, чем для постоянного тока примерно в 30 раз.

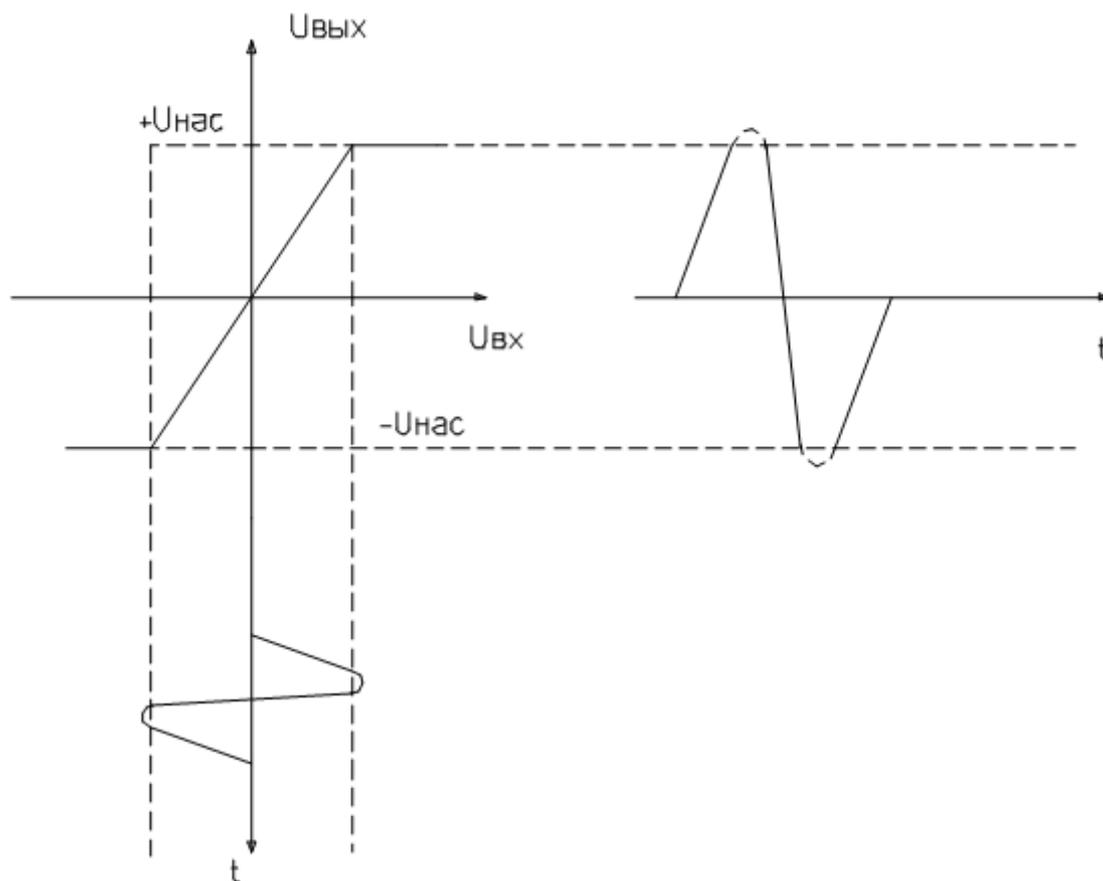


Рис. 19. Нелинейные искажения в ОУ

Скорость нарастания выходного напряжения $VU_{\text{вых}}$ - отношение изменения $U_{\text{вых}}$ от 10 до 90% от своего номинального значения ко времени, за которое произошло это изменение. Параметр характеризует скорость отклика ОУ на ступенчатое изменение сигнала на входе; при измерении ОУ охвачен ООС с общим коэффициентом усиления от 1 до 10.

Напряжение смещения $U_{\text{см}}$ - значение напряжения, которое необходимо подать на вход ОУ, чтобы на выходе напряжение было равно нулю. Операционный усилитель реализуется в виде микросхемы со значительным числом транзисторов, характеристики которых имеют разброс по параметрам, что приводит к появлению постоянного напряжения на выходе в отсутствие сигнала на входе. Параметр $U_{\text{см}}$ помогает разработчикам рассчитывать схемы устройств, подбирать номиналы компенсационных резисторов.

Входные токи $I_{\text{вх}}$ - токи, протекающие через входные контакты ОУ. Эти токи обусловлены базовыми токами входных биполярных транзисторов и токами утечки затворов для ОУ с полевыми транзисторами на входе. Входные токи, проходя через внутреннее сопротивление источника сигнала, создают падения напряжений, которые могут вызвать появление напряжений на выходе в отсутствие сигнала на входе.

Все параметры ОУ изменяют свое значение - дрейфуют с изменением температуры. Особенно важным дрейфом является дрейф напряжения смещения.

Максимальное входное напряжение $U_{вх}$ - напряжение, прикладываемое между входными контактами ОУ, превышение которого ведет к выходу параметров за установленные границы или разрушению прибора.

Максимальное синфазное входное напряжение $U_{вх.сф}$ - наибольшее значение напряжения, прикладываемого одновременно к обоим входным выводам ОУ относительно нулевого потенциала, превышение которого нарушает работоспособность прибора.

Выходной ток - максимальное значение выходного тока ОУ, при котором гарантируется работоспособность прибора. Это значение определяет минимальное сопротивление нагрузки. Очень важно при расчете комплексного сопротивления нагрузки учитывать, что при переходных процессах включения (выключения) ОУ значения емкостной или индуктивной составляющей сопротивления нагрузки резко изменяются, и при неправильном подборе нагрузки схема может выйти из строя. Часто вместо значения $I_{вых}$ в документации приводят минимальное значение сопротивления нагрузки $R_{н.мин}$. Большая часть ОУ, разработанных в последнее время, имеет каскад, ограничивающий величину входного тока при внезапном замыкании выходного контакта на шину источника питания или нулевой потенциал. Предельный выходной ток при этом - ток короткого замыкания $I_{к.з}$ равен ~ 25 мА.

Операционные усилители и их применение. Математические операции, реализуемые при помощи ОУ.

Операционный усилитель изначально был спроектирован для выполнения математических операций (отсюда его название), путём использования напряжения как аналоговой величины. Такой подход лежал в основе аналоговых компьютеров, в которых ОУ использовались для моделирования базовых математических операций (сложение, вычитание, интегрирование, дифференцирование и т. д.). Однако идеальный ОУ является многофункциональным схмотехническим решением, он имеет множество применений помимо математических операций.

Рассмотрим основные простейшие математические операции, реализуемые с помощью схем на ОУ.

Операция интегрирования. Наиболее важное значение для аналоговой вычислительной техники имеет применение операционных усилителей для реализации операций интегрирования. Как правило, для этого используют инвертирующее включение ОУ (рис.20).

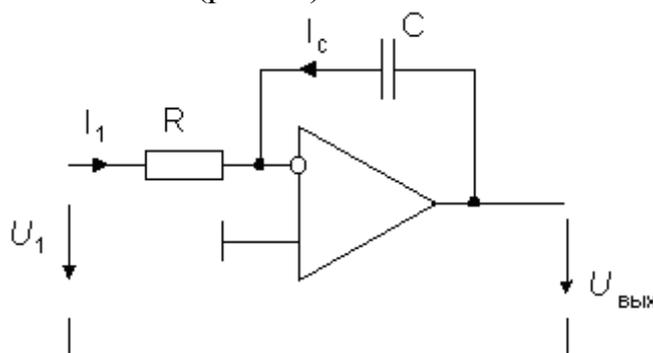


Рис. 20. Схема инвертирующего интегратора

По первому закону Кирхгофа с учетом свойств идеального ОУ (входной ток ОУ равен нулю) следует для мгновенных значений: $i_1 = -i_C$. Поскольку $i_1 = u_1/R$, а выходное напряжение схемы равно напряжению на конденсаторе:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = u_C(t) = u_C(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i_C(t) dt \quad (20)$$

то выходное напряжение определяется выражением:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = u_{\text{ВЫХ}}(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t u_1(t) dt \quad (21)$$

Постоянный член $u_{\text{ВЫХ}}(0)$ определяет начальное условие интегрирования. С помощью схемы включения, показанной на рис.21, можно реализовать необходимые начальные условия. Когда ключ $S1$ замкнут, а $S2$ разомкнут, эта схема работает так же, как цепь, изображенная на рис.20. Если же ключ $S1$ разомкнуть, то зарядный ток при идеальном ОУ будет равен нулю, а выходное напряжение сохранит значение, соответствующее моменту выключения. Для задания начальных условий следует при разомкнутом ключе $S1$ замкнуть ключ $S2$. В этом режиме схема моделирует инерционное звено и после окончания переходного процесса, длительность которого определяется постоянной времени R_3C , на выходе интегратора установится напряжение:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -(R_3 / R_2)U_2. \quad (22)$$

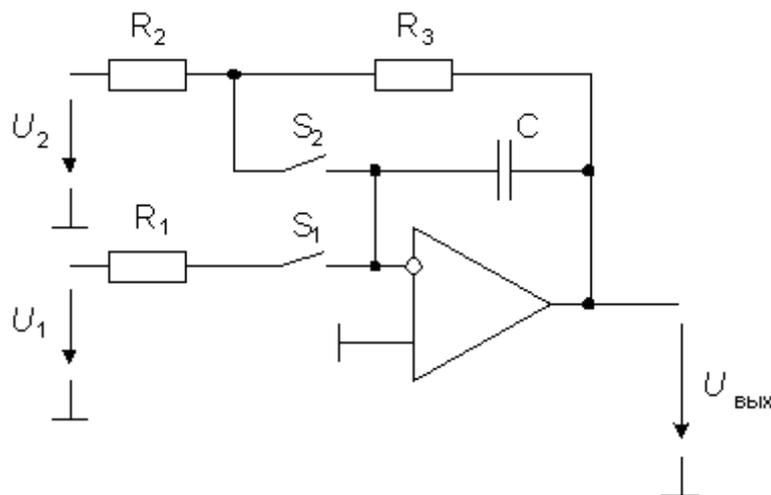


Рис. 21. Интегратор с цепью задания начальных условий

После замыкания ключа $S1$ и размыкания ключа $S2$ интегратор начинает интегрировать напряжение U_1 , начиная со значения (22). Фирма Burr-Brown выпускает двухканальный интегратор АСF2101 со встроенными

интегрирующими конденсаторами емкостью 100 пФ ключами сброса и хранения. Входные токи усилителей не превышают 0,1 пА.

Используя формулу для определения коэффициента передачи инвертирующего усилителя и учитывая, что в схеме на рис. 20 $R_1=R$, а вместо R_2 включен конденсатор с операторным сопротивлением $Z_2(s)=1/(sC)$, можно найти передаточную функцию интегратора:

$$K(s) = -\frac{1}{sRC} \quad (23)$$

Пусть на схему рис. 22 подаются импульсы прямоугольной формы.

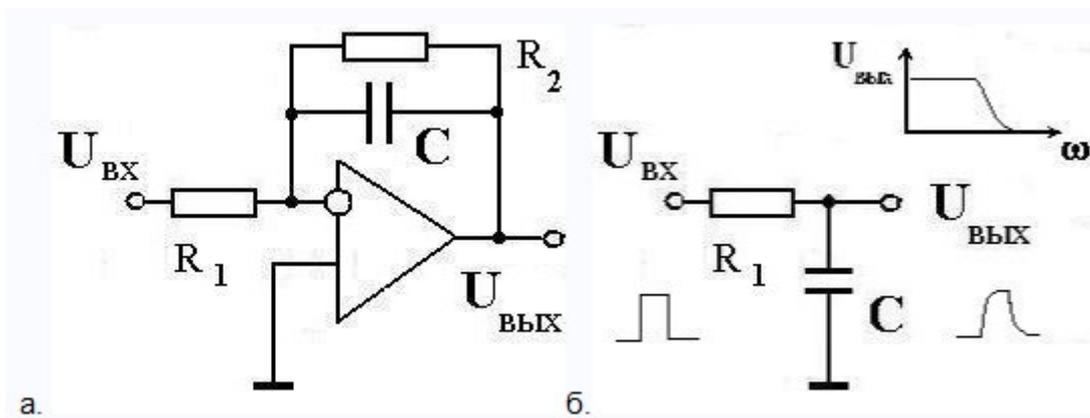


Рис. 22. Схема интегратора на ОУ и форма сигналов при подаче на вход прямоугольных импульсов.

Схема интегратора, показанная выше на рис 22, одновременно является активным фильтром нижних частот (ФНЧ). На рис 22 б) приведена интегрирующая RC - цепочка, являющаяся пассивным ФНЧ, и ее амплитудно-частотная характеристика (АХЧ).

При подаче на вход импульса прямоугольной формы (рисунок 22 б) на выходе мы увидим импульс с передним и задним фронтами, "затянутые" по экспоненциальному закону:

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{ex}} \frac{R_2}{R_1} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (24)$$

Приближенно, при временах τ , меньших $\tau \ll RC$, на выходе получим проинтегрированный входной сигнал:

$$U_{\text{вых}} \approx -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{ex}} dt, \quad \text{при } t \leq 0,1 RC \quad (25)$$

При синусоидальном сигнале его форма не меняется, при этом амплитуда уменьшается при частотах порядка $1/RC$:

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{(1 + i\omega CR_2)} \quad (26)$$

Прямоугольный импульс (рис 23 а) можно рассматривать как два скачка (две ступеньки) напряжения бесконечной длительности (рис 23 б). Рассмотрим изменение напряжения на конденсаторе от действия одной такой ступеньки.

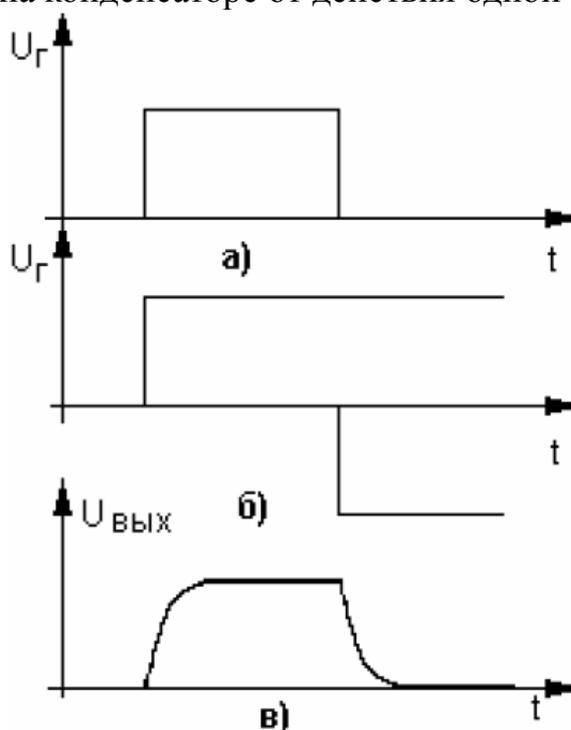


Рис. 23. Представление прямоугольного сигнала и форма сигнала с интегрирующей цепи.

Для этого, предположим, что электрическая цепь собрана со специальным электрическим ключом (рис.24). Пример такого ключа – телеграфный ключ. В момент замыкания ключа в схеме возникнет переходной процесс.

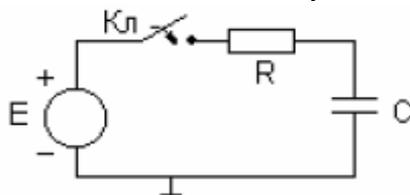


Рис. 24. Схема RC – цепи с электрическим ключом и источником ЭДС.

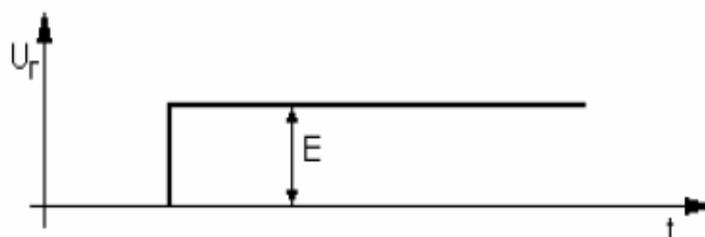


Рис. 25. Форма сигнала при замыкании ключа в цепи.

Замыкание ключа аналогично подачи на схему сигнала, имеющего форму скачка напряжения (рис. 25).

Сущность происходящего в цепи после замыкания ключа отражает один из законов коммутации, который гласит: напряжение на конденсаторе не может измениться скачком, т. е. мгновенно. Понять этот закон нетрудно, вспомнив, что электрическая энергия, запасённая в конденсаторе W , равняется:

$$W = \frac{QU_c}{2} = \frac{CU_c^2}{2}$$

где C — ёмкость конденсатора, U_c — напряжение на его выводах. Если бы напряжение на конденсаторе могло измениться мгновенно, то, как следует из приведенной формулы, мгновенно бы изменилась и электрическая энергия, т. е. Источник энергии от которого конденсатор заряжался должен был бы иметь бесконечно большую мощность P : $P = \frac{\Delta W_E}{\Delta t} \rightarrow \infty$ при $\Delta t \rightarrow 0$. Подобных источников энергии в природе нет, поэтому напряжение на конденсаторе будет изменяться постепенно.

Приведенные выкладки позволяют понять, какие процессы будут протекать в приведенной на рис. 24 RC — цепи.

В первый момент после замыкания ключа напряжение на конденсаторе останется равным нулю. При этом по закону Ома ток в цепи в начальный момент времени $I(0)$ будет равен: $I(0) = E/R$. Этим током конденсатор в первый момент и будет заряжаться. Но по мере зарядки конденсатора будет создаваться падение напряжения, противодействующее напряжению источника э.д.с.

Для того, чтобы найти закон изменения напряжения в цепи и закон изменения напряжения на конденсаторе нужно вспомнить, что сила тока определяется как количество заряда, проходящего через сечение проводника в единицу времени $I = \frac{\Delta Q}{\Delta t}$.

Отсюда заряд в конденсаторе можно определить по формуле:

$$Q = \int_0^{t_H} I(t) dt$$

где $I(t)$ - ток зарядки конденсатора, t_H - момент измерения.

Поскольку $U_C = Q/C$, получаем $U = \frac{1}{C} \int_0^{t_H} I(t) dt$.

Второй закон Кирхгофа в рассматриваемой RC-цепи для любого момента времени t_H будет иметь следующий вид:

$$E = I(t)R + \frac{1}{C} \int_0^t I(t) dt.$$

Решение этого уравнения даёт следующий результат:

$$I(t) = I(0)e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{\tau}},$$

где $\tau=RC$ - постоянная времени заряда конденсатора. График изменения тока от времени приведён на рис.26. а.

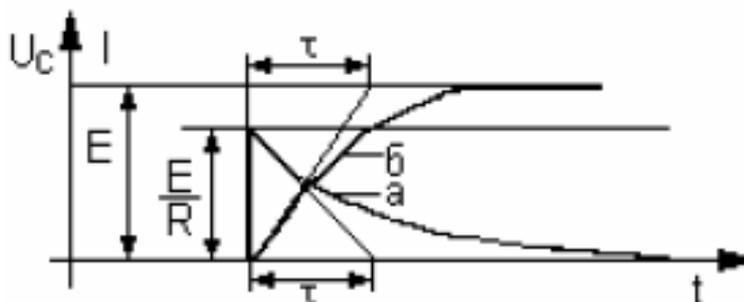


Рис. 26. Зависимость тока в RC-цепи и напряжения на конденсаторе от времени.

Изменения напряжения на конденсаторе $U_C(t)$ будет происходить по закону:

$$U_{\text{вых1}} = U_C = \frac{q}{C} = U_0 \left(1 - \underbrace{1 + \frac{t}{RC} + O\left(\frac{t}{RC}\right)^2}_{= \exp(-t/RC)} \right),$$

т. е. $U_C = U_0(1 - \exp(-t/RC))$.

Эта зависимость называется переходной характеристикой цепи. График изменения напряжения на конденсаторе приведён на рис.26 б.

Вернемся к рис. 23. После рассмотрения сигнала с выхода интегрирующей электрической цепи при подачи на вход одной ступеньки, легко понять рис. 23 в, показывающий форму сигнала на выходе интегратора при подачи на вход прямоугольных импульсов.

Рассмотрим временные параметры интегрирующей RC-цепи, определяемые из переходной характеристики, при подаче на вход RC-цепи прямоугольного импульса напряжения (рис.27а). Поскольку напряжение на выходе цепи снимается с конденсатора, а по закону коммутации напряжение на конденсаторе не может измениться скачком, напряжение на выходе должно постепенно изменяться во времени.

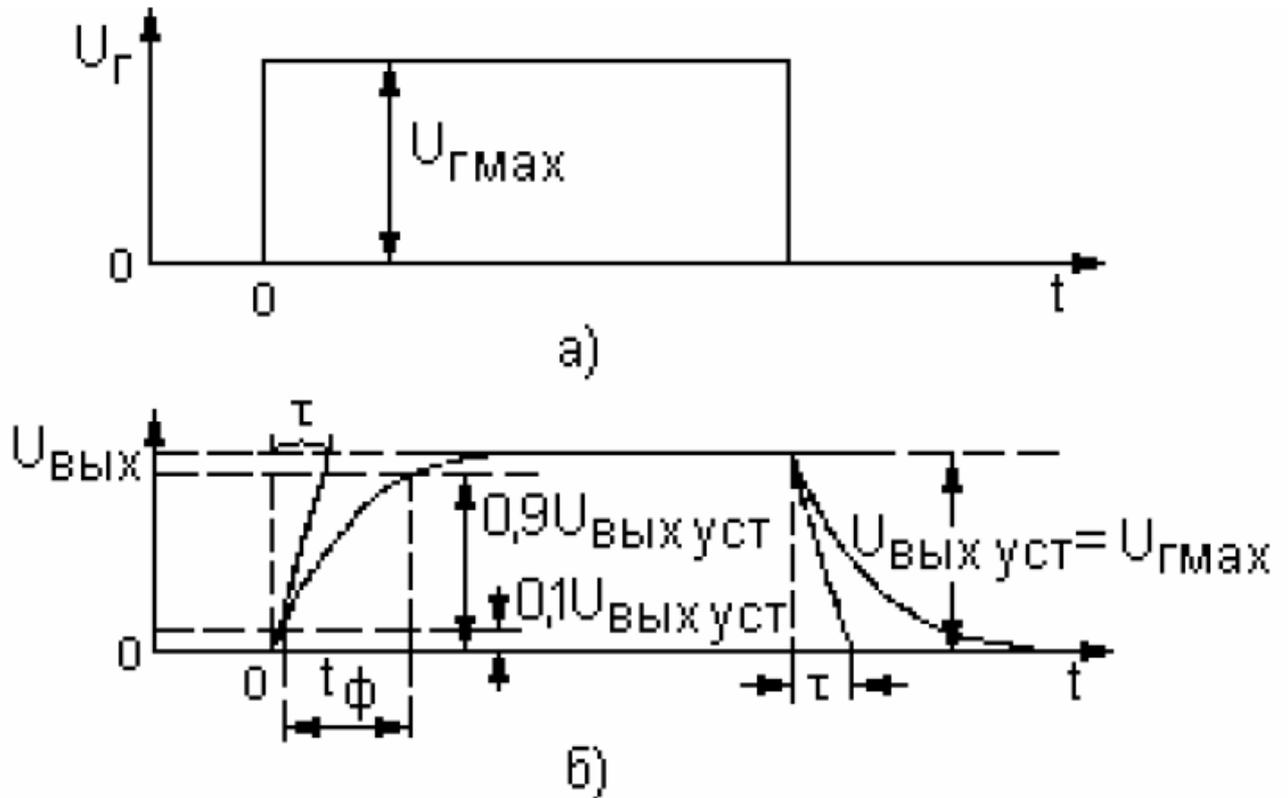


Рис. 27. Импульсы напряжения на входе а) и на выходе б) интегрирующей RC-цепи.

Постоянную времени τ можно определить как время, в течение которого выходное напряжение достигает значения, отличающегося от установившегося на $1/e$. Графический способ определения τ (из построенной переходной характеристики) показан на рис.27б.

Для характеристики импульсного процесса обычно используют параметр t_{Φ} – время нарастания фронта, который определяется как время, в течение которого напряжение на выходе изменяется от уровня $0,1U_{\text{ВЫХ}}$ до $0,9U_{\text{ВЫХ}}$ (рис.27,б). Для рассматриваемой RC-цепи t_{Φ} определяется по полуэмпирической формуле: $t_{\Phi} = 2,2\tau$.

Операция дифференцирования. Поменяв местами резистор и конденсатор в схеме интегратора на рис. 20, получим дифференциатор (рис. 28).

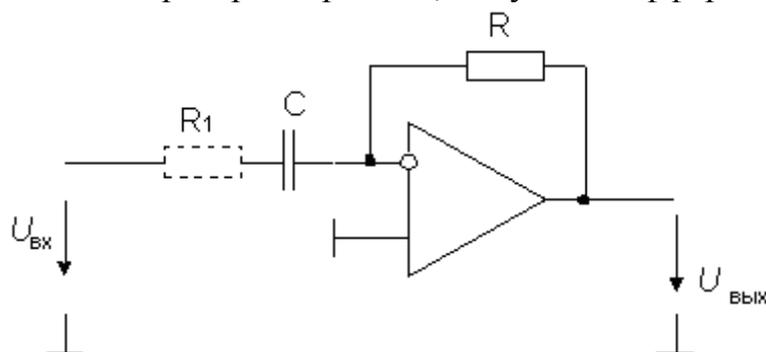


Рис. 28. Схема дифференциатора.

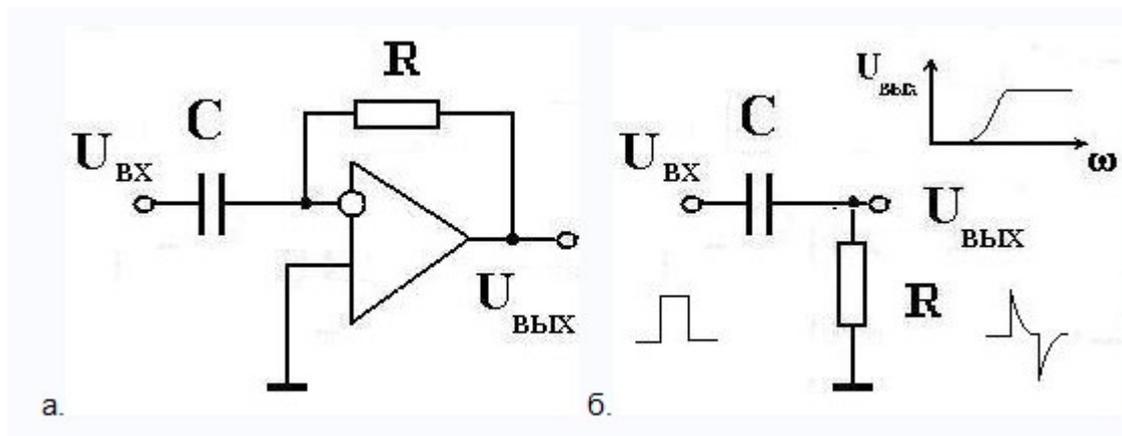


Рис. 29. Схема дифференциатора на ОУ и форма сигналов при подачи на вход прямоугольных импульсов.

Применение первого закона Кирхгофа для инвертирующего входа ОУ в этом случае дает следующее соотношение:

$$C(dU_{\text{ВХ}}/dt) + U_{\text{ВЫХ}}/R = 0,$$

или

$$U_{\text{ВЫХ}} = -RC(dU_{\text{ВХ}}/dt).$$

Практическая реализация дифференцирующей схемы, показанной на рис. 29, сопряжена со значительными трудностями по следующим причинам:

- во-первых, схема имеет чисто ёмкостное входное сопротивление, которое в случае, если источником входного сигнала является другой операционный усилитель, может вызвать его неустойчивость;
- во-вторых, дифференцирование в области высоких частот, в соответствии с выражением, приводит к значительному усилению составляющих высоких частот, что ухудшает соотношение сигнал/шум;
- в-третьих, в этой схеме в петле обратной связи ОУ оказывается включенным инерционное звено первого порядка, создающее в области высоких частот запаздывание по фазе до 90° :

Устранить эти недостатки позволяет включение последовательно с конденсатором дополнительного резистора R_1 (на рис. 28 показан пунктиром).

Следует отметить, что введение такой коррекции практически не уменьшает диапазона рабочих частот схемы дифференцирования, т.к. на высоких частотах из-за снижения усиления в цепи обратной связи она все равно работает неудовлетворительно.

Таким образом, дифференцирующая схема это активный фильтр верхних частот (ФВЧ). На рис. 29 приведена дифференцирующая RC - цепочка, являющаяся пассивным ФВЧ, и ее амплитудно-частотная характеристика (АХЧ) с подъемом в области высоких частот. На этот же рисунке мы можем видеть

искажение прямоугольного сигнала.

Напряжение на выходе цепи будет определяться падением напряжения на резисторе R : $U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_R(t) = I(t)R$. Зависимость $I(t)$ была нами приведена на рис.26-а. Следовательно, напряжение на выходе будет иметь вид, представленный на рис.30 (окончание импульса входного напряжения означает отрицательный скачок напряжения).

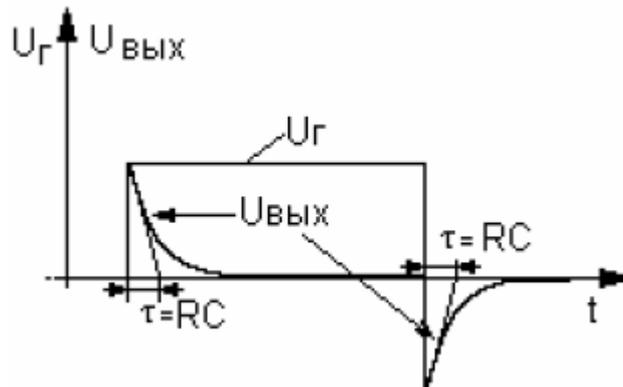


Рис. 30. Сигналы на входе и выходе дифференцирующей RC-цепи и графическое определение постоянной времени τ .

НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ.

Нелинейные искажения сигнала проявляются в виде искажения его формы, что в свою очередь, приводит к появлению в спектре выходного сигнала паразитных гармонических составляющих. Нелинейные искажения усилителя обусловлены нелинейностью как входных, так и выходных статических характеристик транзисторов. При выборе режима работы транзисторов часто приходится находить компромиссное решение между желанием максимально использовать его усилительные свойства и необходимостью получения минимальных нелинейных искажений сигнала. Этот компромисс разрешается путем выбора оптимального соотношения между внутренним сопротивлением источника сигнала R_g и входным сопротивлением усилительного каскада.

Если обеспечить возбуждение усилителя в режиме источника напряжения, т.е. $R_g \ll R_{\text{вх.к}}$, то при синусоидальном напряжении $u_{\text{бз}}$ (кривая 1 на Рис. 31.) за счет нелинейности входной характеристики форма коллекторного тока существенно искажается ($I'_k > I''_k$).

Если $R_g \gg R_{\text{вх.к}}$ (режим источника тока), то при возбуждении усилителя синусоидальным током i_b (кривая 2 на Рис. 31.) нелинейность входной характеристики мало влияет на форму коллекторного тока. Однако при уменьшении $R_{\text{вх.к}}$ возрастает мощность, отбираемая от источника сигнала и влияние нелинейности становится существенным.

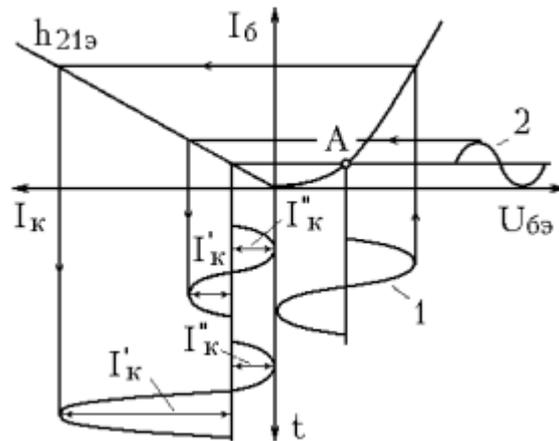


Рис. 31.

Количественная оценка коэффициента нелинейных искажений производится с помощью сквозной динамической характеристики, которая представляет собой зависимость выходного тока от напряжения источника входного сигнала $I_k = f(U_{вх})$ (рис. 32.). Для ее построения используют точки пересечения линии нагрузки ЛН~ с типовыми выходными характеристиками транзистора. Если таких точек меньше пяти, то недостающие характеристики следует достроить используя метод линейной интерполяции.

В полученных точках определяют значения токов коллектора ($I_{к.min}$, $I_{к1}$, $I_{кп}$, $I_{к2}$, $I_{к.max}$) и соответствующие им значения тока базы ($I_{б.min}$, $I_{б1}$, $I_{бп}$, $I_{б2}$, $I_{б.max}$) — см. рис. 14. Затем переносят значения тока базы на семейство входных характеристик (рис. 6 б) и определяют соответствующие напряжения ($U_{бэ.min}$, $U_{бэ1}$, $U_{бэп}$, $U_{бэ2}$, $U_{бэ.max}$). Величина $U_{вх.к}$ для одноконтурной схемы ОЭ определяется выражением (см. схему рис. 10):

$$U_{вх.к} = U_{бэ} + I_{б} \cdot R_{г} \quad (27)$$

с помощью которого вычисляют недостающие координаты $U_{вх.min}$, $U_{вх1}$, $U_{вх.п}$, $U_{вх2}$, $U_{вх.max}$ и строят график.

Известно, что в одноконтурном каскаде при симметричном входном сигнале нелинейные искажения создает вторая гармоника (амплитуды остальных малы).

В этом случае коэффициент нелинейных искажений определяется отношением амплитуд первой и второй гармоник коллекторного тока.

$$K_{Г2} = I_{2A} / I_{1A} ,$$

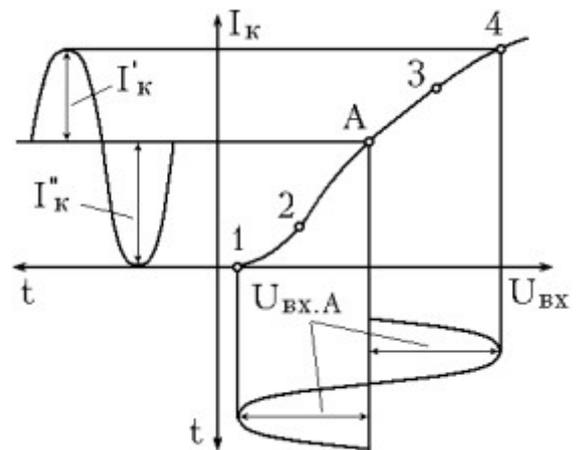


Рис. 32.

Методы гармонического анализа позволяют вычислить K_g с помощью геометрических построений. Определив по сквозной характеристике значения токов $I_{кА}$ и $I''_{кА}$, соответствующие амплитудным значениям положительной и отрицательной полуволны входного напряжения, вычисляют коэффициент гармоник:

$$K_{г2} = 0,5 \frac{I'_{кА} - I''_{кА}}{I'_{кА} + I''_{кА}} . \quad (28)$$

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ.

Приборы и оборудование.

Лабораторная работа выполняется на комбинированном лабораторном приборе ФМБ-5. Установленные и измеренные значения параметров измеряются с помощью универсальных мультиметров и электронного осциллографа. В данном эксперименте предпочтительно использовать двухканальный ЖКД запоминающий осциллограф со встроенным анализатором спектра. Лабораторный комплекс для исследования усилителей условно разделен на три зависимых модуля: 1) МОДУЛЬ-1 «РЕЗИСТИВНЫЙ УНЧ НА ТРАНЗИСТОРЕ» со встроенным «БЛОКОМ ПИТАНИЯ» с регулируемым напряжением. 2) МОДУЛЬ-2, МОДУЛЬ-3 «ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НА ИМС TL072» С «БЛОКОМ ГЕНЕРАТОРОВ».

Эксперимент состоит из двух частей. **Первая часть работы** выполняется с помощью МОДУЛЯ-1 и предназначена для исследования Усилителя Низкой Частоты на биполярном транзисторе. Принципиальная электрическая схема эксперимента по исследованию УНЧ на биполярном транзисторе приведена на рис. 33.

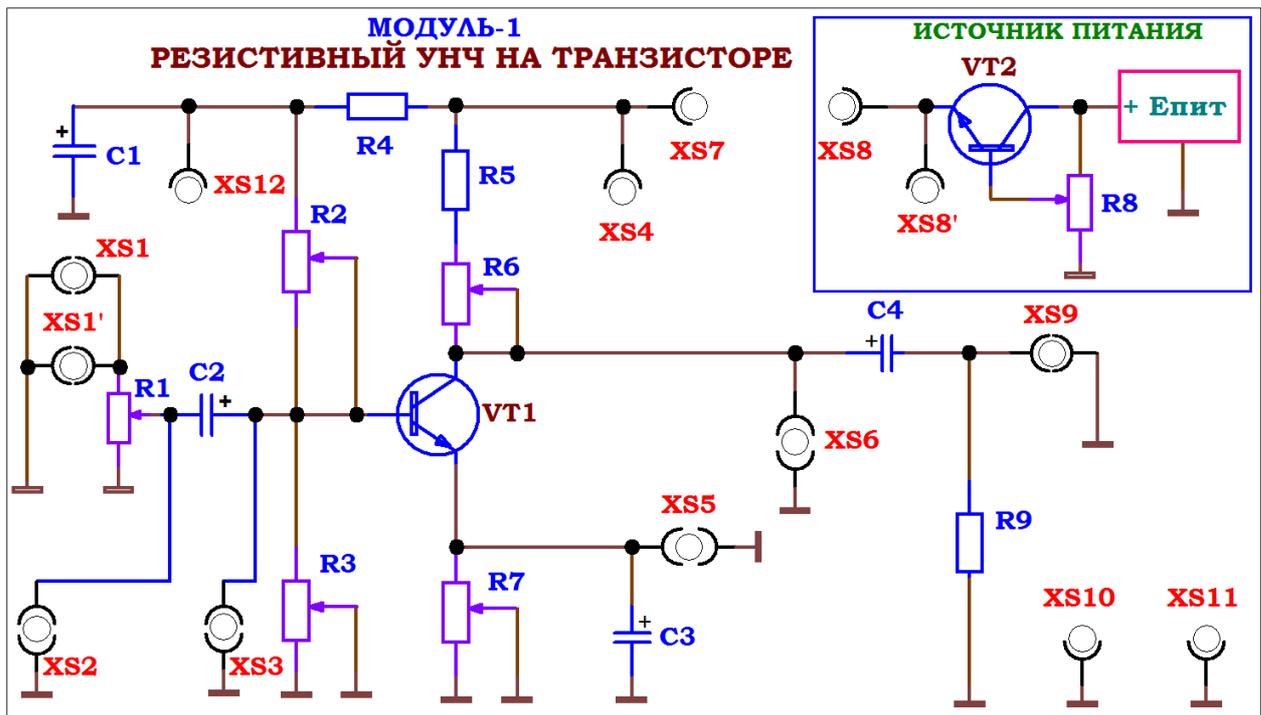


Рис. 33. Модуль-1 «РЕЗИСТИВНЫЙ УНЧ НА ТРАНЗИСТОРЕ»

Модуль представляет собой одну из возможных реализаций схемы усилителя переменного сигнала низкой (звуковой) частоты. Переменный резистор R1, отображенный на схеме, предназначен для регулировки амплитуды входного сигнала. В качестве нагрузки усилителя используется резистор $R9=2\text{ кОм}$.

Для работы усилителя необходимо подать питание на схему, соединив выводы XS7 (либо параллельно соединённый ||XS4) – XS8 (либо параллельно соединённый ||XS8') через мультиметр, включенный в режим измерения постоянного тока DC 200 m. Это позволяет наблюдать за током потребления усилителя в различных режимах работы.

Учебный модуль усилителя собран по наиболее распространенной схеме усилительного каскада на биполярном транзисторе VT1, включенном по схеме с ОЭ.

Для регулировки напряжения питания, подаваемого на схему от встроенного источника питания, предусмотрен регулятор, собранный на транзисторе VT2. Регулировка напряжения питания схемы производится переменным резистором R8. Установленное значение напряжения питания может быть измерено мультиметром, подключенным в режим вольтметра постоянного тока DCV 20 V, к выводам XS10 (||XS11) (корпус) и XS4 (||XS7) схемы. **Не следует устанавливать напряжение питания усилителя выше 12 В.**

В этой схеме постоянный резистор R5 и переменный R6, включенные в главную цепь транзистора, служат для ограничения коллекторного тока, а также для обеспечения необходимого коэффициента усиления. При помощи делителя напряжения R2R3, собранного на переменных сопротивлениях, задается начальное напряжение смещения на базе транзистора VT1, необходимое для режима усиления класса А.

Цепь R7C3 выполняет функцию эмиттерной термостабилизации точки покоя; конденсаторы C2 и C4 являются разделительными для постоянной и переменной составляющих тока. Конденсатор C3 шунтирует резистор R7 по переменному току, так как емкость C3 значительна.

C1=100 мкФ; C2=10 мкФ; C3=100 мкФ; C4=10 мкФ; R4=1 кОм; R5=1 кОм; R9=2 кОм. Для измерения переменных сопротивлений (R2, R3, R6, R7) следует использовать один из универсальных мультиметров, подключив его в режиме омметра Ω к соответствующим измерительным клеммам, находящимся справа от сопротивления (справа от соответствующей ручки регулировки), значение которого необходимо определить.

Для начала работы на вход XS1 (||XS1') усилителя на биполярном транзисторе с помощью сдвоенной перемычки типа «тюльпан — тюльпан» необходимо подать гармонический (синусоидальный) сигнал небольшой амплитуды с «БЛОКА ГЕНЕРАТОРОВ» МОДУЛЯ-1,2 «ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ», воспользовавшись для этого генератором с перестраиваемой частотой и регулируемой амплитудой выход XS23 (||XS24).

«БЛОК ГЕНЕРАТОРОВ» формирует несколько различных сигналов:

1) Прямоугольный сигнал с перестраиваемой частотой и регулируемой амплитудой – выход XS21 (||XS22); 2) Синусоидальный гармонический сигнал с перестраиваемой частотой и регулируемой амплитудой — выход XS23 (||XS24); 3) Синусоидальный гармонический сигнал с фиксированной частотой и регулируемой амплитудой — выход XS25 (||XS26).

Амплитуда и частота сигналов с выходов генераторов регулируются соответствующими ручками (R17; R18; R19; ЧАСТОТА ГРУБО, ПЛАВНО). Для регулировки частоты доступна плавная регулировка для более точной настройки выходной частоты генератора. Генератор работает без автоматической регулировки усиления (АРУ), поэтому амплитуда выходного сигнала с генератора зависит от частоты. В контрольных точках схемы выведены соответствующие клеммы для подключения электронного осциллографа и для измерения параметров цепи по постоянному току (базового, коллекторного и эмиттерного напряжений).

Вторая часть работы выполняется с помощью МОДУЛЕЙ-2,3 «ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НА ИМС TL072». Микросхема TL072 представляет собой двухканальный операционный усилитель с низким уровнем шумов (фактически два независимых ОУ в одной микросхеме). Принципиальная электрическая схема эксперимента по исследованию усилителя низкой частоты на ОУ приведена на рис.34.

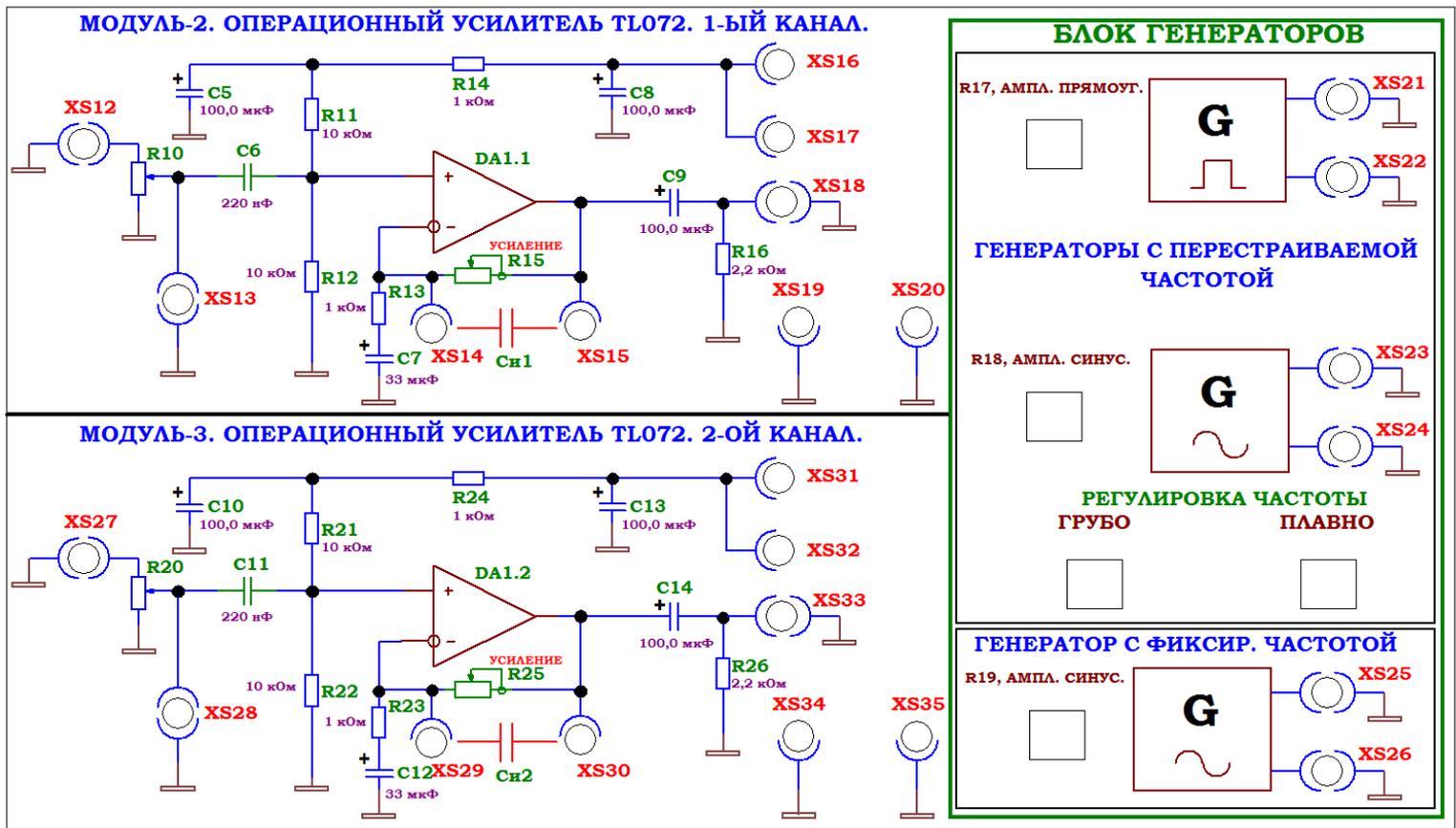
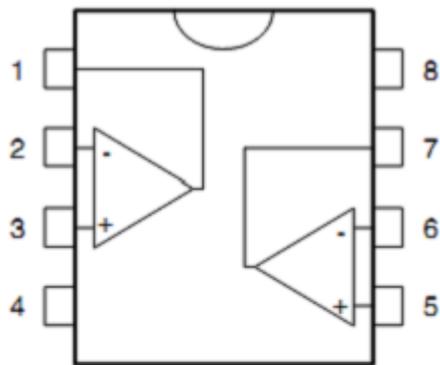


Рис. 34. Модуль-2,3 «ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ TL072»

Учебные модули МОДУЛЬ-2 и МОДУЛЬ-3 представляют собой реализацию усилительной схемы, собранной на ИМС типа TL072 на базе типовой схемы включения Операционного Усилителя. Выдержки из паспорта на данную микросхему, назначение выводов и типовое устройство приведены на рис. 35-36.



НАЗНАЧЕНИЕ ВЫВОДОВ TL072

1 - ВЫХОД 1 КАНАЛ;
 2 - ИНВЕРСНЫЙ ВХОД 1 КАНАЛ;
 3 - ПРЯМОЙ ВХОД 1 КАНАЛ;
 4 - V_{cc}^- (МИНУС ПИТАНИЯ);
 5 - ПРЯМОЙ ВХОД 2 КАНАЛ;
 6 - ИНВЕРСНЫЙ ВХОД 2 КАНАЛ;
 7 - ВЫХОД 2 КАНАЛ;
 8 - V_{cc}^+ (ПЛЮС ПИТАНИЯ);

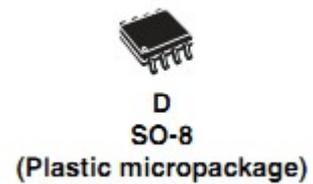
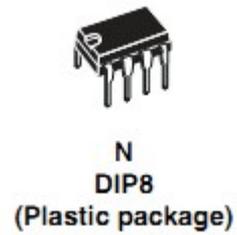


Рис. 35. Назначение выводов и внешний вид ИМС TL072.

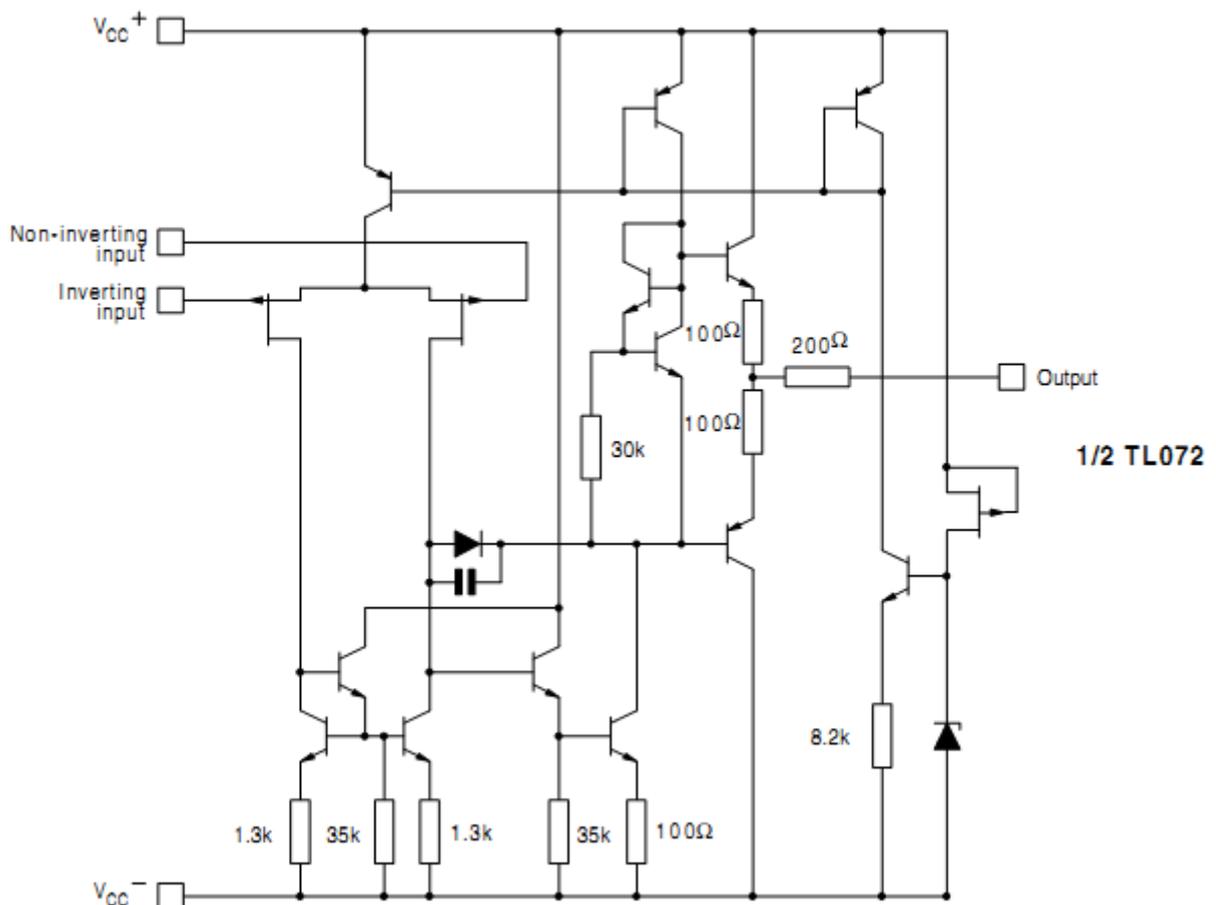


Рис. 36. Внутреннее устройство одного из каналов ИМС TL072.

Два канала ОУ TL072 для большей наглядности разнесены в два разных МОДУЛЯ-2,3. Таким образом, операционный усилитель условно делится на две части (микросхемы DA1.1 и DA1.2). При этом следует помнить, что разделение это несколько формально, в частности, подав питание с регулируемого источника постоянного тока на клеммы XS16 (||XS17) МОДУЛЯ-2, одновременно подаётся питание и на выводы XS31 (||XS32) МОДУЛЯ-3. Это вызвано тем, что данные выводы соединены внутри микросхемы и представляют собой единый вывод ВХОД ПИТАНИЯ Vcc.

Т. е. подключив к источнику питания постоянного тока одну из частей микросхемы TL072 (DA1.1 либо DA1.2), нет необходимости подавать питание на другую часть микросхемы (другой канал уже будет автоматически подключен к источнику питания).

Для работы усилителя необходимо подать питание на схему, соединив выводы XS16 (||XS17||XS31||XS32) с выходом XS8 (||XS8') БЛОКА «ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ» через мультиметр, включенный в режим измерения постоянного тока DC 200 m. Это позволяет наблюдать за током потребления усилителя в различных режимах работы.

Для регулировки напряжения питания, подаваемого на схему от встроенного источника питания, предусмотрен регулятор, собранный на транзисторе VT2 (БЛОК «ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ»). Регулировка напряжения питания схемы производится переменным резистором R8. Установленное значение напряжения питания может быть измерено мультиметром, подключенным в режим вольтметра постоянного тока DCV 20 V, к выводам XS19 (||XS20||XS34||XS35) (корпус) и XS8 (||XS8') стенда.

Для начала работы на вход XS12 первого канала либо на вход XS27 второго канала усилителя TL072 с помощью сдвоенной перемычки типа «тюльпан — тюльпан» необходимо подать гармонический (синусоидальный) сигнал небольшой амплитуды с «БЛОКА ГЕНЕРАТОРОВ» МОДУЛЯ-1,2 «ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ», воспользовавшись для этого генератором с перестраиваемой частотой и регулируемой амплитудой выход XS23 (||XS24).

Переменные резисторы R10, R20, отображенные на схеме, предназначены для регулировки амплитуды входного сигнала первого и второго канала усилителя соответственно. Переменные резисторы «УСИЛЕНИЕ R15, R25» необходимы для регулировки коэффициента усиления каждого из каналов (гнезда для измерения данных сопротивлений находятся слева и справа от соответствующей ручки управления). Мультиметр при этом должен находиться в положении «Ω».

Клеммы Си1 (XS14 – XS15) и Си2 (XS29 – XS30) предназначены для подключения к схеме интегрирующего конденсатора. В данном случае, подавая на входы усилителя прямоугольные импульсы, на выходах будут наблюдаться «проинтегрированные» сигналы (см. рис. 22).

Порядок выполнения.

1. Перед включением установки в сеть проверить целостность всех соединительных сигнальных и сетевых проводов. Разобраться с принципиальными блок-схемами опытов, в назначении кнопок, переключателей и ручек прибора. **Все соединительные провода и контрольные точки использовать следует только по назначению, запрещается замыкать выходы контрольных точек, которые не предназначены для этого в данной работе!**
2. Включить учебную установку и электронный осциллограф в сеть ~ 220 В с помощью прилагаемых силовых сетевых кабелей евро-стандарта. Поставить переключатель «СЕТЬ» на панели учебного модуля и осциллографа в положение «ВКЛ», при этом должен загореться сигнальный индикатор «СЕТЬ».
3. **Перед началом эксперимента настоятельно рекомендуется ознакомиться с инструкцией по эксплуатации применяемого в работе учебного осциллографа.**
4. Приступить к выполнению первой части лабораторной работы. Первая часть выполняется с помощью «МОДУЛЯ-1 «РЕЗИСТИВНЫЙ УНЧ НА ТРАНЗИСТОРЕ».
5. Подать питание на усилительный каскад, соединив выводы XS7 – XS8 через мультиметр, включенный в режим измерения постоянного тока DC 20 mA. Это позволяет наблюдать за током потребления усилителя в различных режимах работы. Для соединения использовать один из универсальных мультиметров из комплекта.
6. Сдвоенной перемычкой типа «тюльпан — тюльпан» подключить вход XS1 (||XS1') усилителя к выходу XS23 (||XS24) БЛОКА «ГЕНЕРАТОРОВ» G (синусоидальный генератор с перестраиваемой частотой и амплитудой).
7. Подключить выход усилителя XS9 соединительным проводом типа «тюльпан — BNC» ко входу Y электронного осциллографа. На некоторых экземплярах учебных осциллографов входы имеют номера «КАНАЛ 1», «КАНАЛ 2», в этом случае сигнал можно подать на любой из каналов, предварительно включив его соответствующим переключателем либо кнопкой (СН1, СН2, КАН1, КАН2) рис. 2.1, рис. 2.2.
8. Установить предварительно все ручки управления МОДУЛЯ-1 «РЕЗИСТИВНЫЙ УНЧ НА ТРАНЗИСТОРЕ» в среднее положение. Ручку управления «АМПЛИТУДА СИН. R18» БЛОКА «ГЕНЕРАТОР» повернуть немного по часовой стрелке, тем самым подав на вход усилителя тестовый гармонический синусоидальный сигнал небольшой (несколько десятков милливольт) амплитуды. Амплитуду сигнала, подаваемого на вход усилителя, также можно регулировать ручкой «R1» МОДУЛЯ-1 «РЕЗИСТИВНЫЙ УНЧ НА ТРАНЗИСТОРЕ» (см. рис. 33).

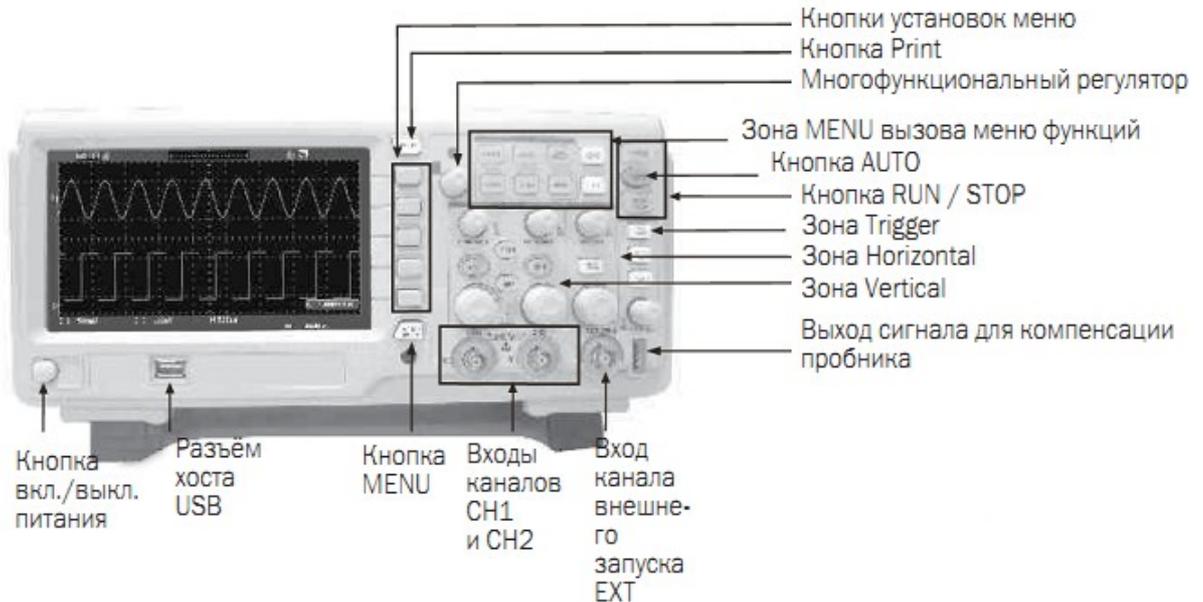


Рис. 2.1. Элементы управления передней панели ЖКД осциллографа

9. Вращением ручек VOLTS/DIV и TIME/DIV (ВОЛЬТ/ДЕЛ, ВЕРТ и ВРЕМЯ/ДЕЛ, ГОР.) и ручек POSITION осей X и Y («СМЕЩЕНИЕ») на осциллографе добиться визуально наиболее удобного изображения сигнала. Для дополнительной синхронизации можно использовать ручку LEVEL («УРОВЕНЬ»). Нажатием кнопки «МЕНЮ СИНХР» установить режим внутренней синхронизации, т. е. синхронизации тем же каналом, к которому вы подаете исследуемый сигнал (за подробностями следует обратиться к инструкции по работе с осциллографом данного типа). Зайти в меню настроек каналов, вызываемое нажатием кнопок КАН1 либо КАН1. Для каждого канала установить режим АС — закрытый вход: блокировка входа по постоянному току и ослабление сигналов фильтром с частотой среза 10 Гц.
10. Плавным вращением ручки регулировки напряжения питания R8 по часовой стрелке, установить напряжение питания усилителя $\frac{3}{4}$ от максимального значения. Вращая ручки базового делителя R2 и R3, ручку ограничения коллекторного тока R6 и резистор R7 в эмиттерной цепи, добиться максимальной амплитуды гармонического сигнала на выходе схемы с минимальными искажениями.

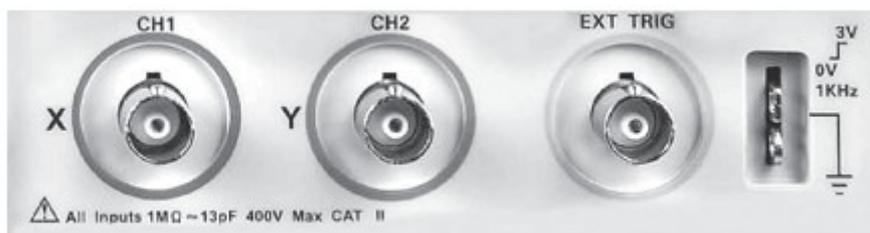


Рис. 2.2. Разъемы передней панели осциллографа. CH1, CH2: входные разъемы каналов 1 и 2 для подключения исследуемых сигналов; EXT TRIG: входной разъем для подключения источника пускового сигнала внешней синхронизации.

11. Подать на второй свободный канал осциллографа (КАН1 или КАН2) сигнал со входа усилителя (выбрать свободную клемму XS1 или XS1') с помощью второго соединительного провода типа «тюльпан — BNC» из комплекта рис. 2.2

12. С помощью ручек регулировки VOLTS/DIV (ВОЛЬТ/ДЕЛ, ВЕРТ) установить одинаковые масштабы по оси Y для сигналов на входе и выходе усилителя. Текущие

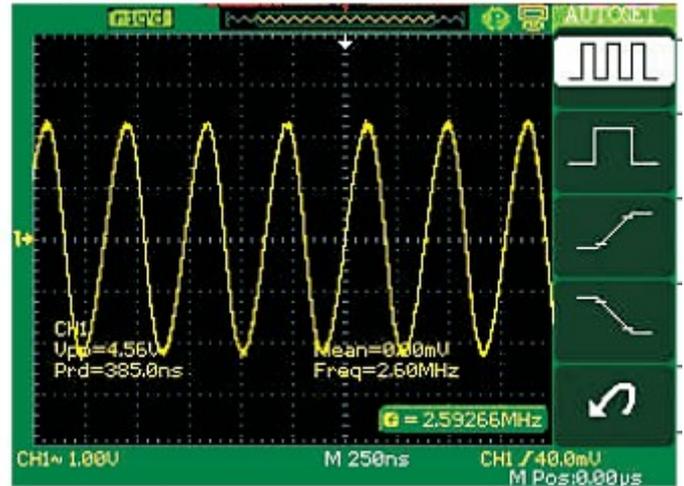


Рис. 2.3. Вид осциллограммы сигналов, получаемых на ЖКД осциллографе.

установленные масштабы и другая информация для каждого из входных сигналов отображается внизу осциллограммы рис. 2.3 (CH1=1.00 V — означает, что для канала 1 установлен масштаб по оси Y с коэффициентом 1V/клетка; M 2.50 mS означает, что для двух каналов установлен масштаб по оси X-время с коэффициентом развертки 2,5 мсек/клетка). Сравнить полученные сигналы в одинаковом масштабе.

13. Измерить амплитуду входного сигнала $U_{вх}$, поступающего через разделительную емкость C2 на вход усилителя. Для этого следует подключить один из измерительных проводов типа «тюльпан — BNC» к клемме XS3. После измерений амплитуду входного сигнала не менять. Для измерений для каждого канала в настройках осциллографа должен быть установлен режим АС — **закрытый вход**. Так как входной сигнал достаточно мал, по сравнению с сигналом с выхода усилителя, то для точного измерения амплитуды входного сигнала, следует вращать ручку управления коэффициентом масштаба по оси Y для канала, на который вы подаете входной сигнал, для получения наилучшего для измерения вида входного синусоидального сигнала.

14. После настройки усилителя ручками управления на наилучшее усиление с наименьшим коэффициентом гармоник, измерить вторым мультиметром из комплекта установленное значение сопротивлений R2, R3, R6, R7 (гнезда для измерения сопротивлений находятся справа от соответствующей ручки управления). Мультиметр должен находиться в положении «Ω». Рассчитать коэффициент усиления для данного режима

как $K_{ус} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}$, где $U_{вх}$ и $U_{вых}$ значения амплитуд сигналов в

относительных % соответственно на входе и выходе схемы. Типичные значения коэффициента усиления данной схемы в пределах 30 — 200

единиц.

15. Исследовать зависимость работы схемы усилителя от напряжения питания $U_{пит}$. Для этого при неизменных положениях других ручек регулировки, вращать ручку регулировки напряжения питания R8. Измерять установленное значение $U_{пит}$ следует мультиметром, подключенным в режим вольтметра постоянного тока DCV 20 V, к выводам XS10 (||XS11) (корпус) и XS4 схемы. Построить графики зависимости амплитуды выходного сигнала от $U_{пит}$: $U_{вых} = U_{вых}(U_{пит})$ и коэффициента усиления $K_{ус} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}$ от напряжения питания: $K_{ус} = K_{ус}(U_{пит})$. Для каждого значения напряжения питания вычислить потребляемую данной схемой мощность как $P_{п} = U_{пит} \cdot I_{пит}$, где $I_{пит}$ — ток потребления, измеряемый мультиметром, включенным в разрыв схемы XS7 – XS8. **Не следует устанавливать напряжение питания усилителя выше 12 В.**
16. Определить диапазон значений напряжения питания, при которых усилитель остается работоспособным.
17. Установив ручку регулировки напряжения питания R8 в среднее положение, вращать ручку регулировки сопротивления базового делителя R2.
18. Для каждого установленного значения сопротивления R2 базового делителя измерять амплитуду сигнала на выходе $U_{вых}$ с помощью осциллографа, а значение сопротивления измерять мультиметром, подключив его к клеммам измерения сопротивления.
19. Для каждого установленного значения R2 определить коэффициент усиления $K_{ус} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}$, где $U_{вых}$ — амплитуда выходного сигнала, зарегистрированная осциллографом и построить графики зависимости данных величин от значения сопротивления R2.
20. Установив ручку R2 в среднее положение, проделать пп. 18 — 19 для сопротивления R3 базового делителя.
21. Исследовать работу схемы от установленного значения сопротивления, ограничивающего ток коллектора R6. Для этого для каждого установленного значения сопротивления R6 измерять амплитуду сигнала на выходе $U_{вых}$ с помощью осциллографа, а значение сопротивления измерять мультиметром, подключив его к клеммам измерения сопротивления.
22. Для каждого установленного значения R6 определить коэффициент усиления $K_{ус} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}$, где $U_{вых}$ — амплитуда выходного сигнала, зарегистрированная осциллографом и построить графики зависимости данных величин от значения сопротивления R6.

23. Повторить пп. 21 — 22 для сопротивления R7 схемы.
24. Настроить усилитель на наилучший режим работы (максимальная амплитуда выходного сигнала и наименьший коэффициент гармоник), вращая ручки R2, R3, R6, R7.
25. Изменяя на генераторе амплитуду сигнала, наблюдать за искажениями выходного сигнала, возникающими при подаче на вход усилителя слишком большой амплитуды.
26. Построить амплитудную характеристику усилителя как зависимость $U_{\text{вых}}=U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$ в относительных единицах и выделить на ней линейный участок.
27. При данных положениях резисторов R2, R3, R6, R7 определить мощность, потребляемую схемой от источника питания как $P_n=U_{\text{ист}} \cdot I_n$, где $U_{\text{ист}}$ — напряжение питания схемы, I_n — ток потребления схемы по показаниям мультиметра, подключенного в разрыв цепи питания XS7 – XS8. Изменяя значения переменных сопротивлений наблюдать за искажениями сигнала и за изменением потребляемой мощности от источника питания. Измерить потребляемую мощность на «холостом ходу», т. е. при отключенном генераторе.
28. Провести эксперименты при других частотах генератора, изменяя входную частоту гармонического сигнала ручкой «РЕГУЛИРОВКА ЧАСТОТЫ ГРУБО, ПЛАВНО».
29. Сдвоенной переключкой типа «тюльпан — тюльпан» подключить вход XS1 (||XS1') усилителя к выходу XS21 (||XS22) БЛОКА «ГЕНЕРАТОРОВ» **G** (генератор прямоугольных импульсов с перестраиваемой амплитудой и частотой сигнала).
30. Исследовать работу схемы, аналогично пп. 13 — 28 при подаче на вход УНЧ прямоугольных импульсов.
31. Сделать вывод о работе УНЧ на транзисторе в разных режимах.
32. Перейти ко второй части эксперимента. Вторая часть выполняется с помощью с помощью МОДУЛЕЙ-2,3 «ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НА ИМС TL072».
33. Для работы усилителя необходимо подать питание на схему, соединив выводы XS16 (||XS17||XS31||XS32) с выходом XS8 (||XS8') БЛОКА «ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ» через мультиметр, включенный в режим измерения постоянного тока DC 200 m. Это позволяет наблюдать за током потребления усилителя в различных режимах работы.
34. Подключить выход усилителя XS18 соединительным проводом типа «тюльпан — BNC» ко входу «КАНАЛ 1» либо «КАНАЛ 2» осциллографа, предварительно включив его соответствующим переключателем либо кнопкой (CH1, CH2, KAN1, KAN2) рис. 2.1, рис. 2.2.
35. Подать на вход усилителя TL072 (клемма XS12 для первого канала либо клемма XS27 для второго канала) гармонический сигнал небольшой амплитуды с «БЛОКА ГЕНЕРАТОРОВ» МОДУЛЯ-1,2 «ОПЕРАЦИОННЫЙ

УСИЛИТЕЛЬ», воспользовавшись для этого генератором с перестраиваемой частотой и регулируемой амплитудой (выход XS23 (||XS24)). Выход генератора подключается к исследуемой схеме с помощью сдвоенной переключки типа «тюльпан — тюльпан».

36. Подключить вход усилителя XS13 (до разделительного конденсатора) соединительным проводом типа «тюльпан — BNC» к свободному входу «КАНАЛ 1» либо «КАНАЛ 2» осциллографа, предварительно включив его соответствующим переключателем либо кнопкой (СН1, СН2, КАН1, КАН2) рис. 2.1, рис. 2.2.
37. Ручки управления «R10», предназначенную для регулировки амплитуды входного сигнала первого канала усилителя и ручку «УСИЛЕНИЕ R15», предназначенную для регулировки коэффициента усиления установить в средние положения.
38. Настроить усилитель на наилучший режим работы (максимальная амплитуда выходного сигнала и наименьший коэффициент гармоник), вращая ручки R10, R15.
39. Измерить амплитуду входного сигнала $U_{вх}$, поступающего на вход усилителя (клемма XS13). Для этого следует подключить один из измерительных проводов типа «тюльпан — BNC» к клемме XS13. После измерений амплитуду входного сигнала не менять. Для измерений для каждого канала в настройках осциллографа должен быть установлен режим **АС — закрытый вход**. Так как входной сигнал достаточно мал, по сравнению с сигналом с выхода усилителя, то для точного измерения амплитуды входного сигнала, следует вращать ручку управления коэффициентом масштабирования по оси Y для канала, на который вы подаете входной сигнал, для получения наилучшего для измерения вида входного синусоидального сигнала.

40. Рассчитать коэффициент усиления для данного режима как $K_{ус} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}$,

где $U_{вх}$ и $U_{вых}$ значения амплитуд сигналов в относительных % соответственно на входе и выходе схемы.

41. Оценить коэффициент усиления можно теоретически. Для этого следует измерить значение сопротивления переменного резистора «УСИЛЕНИЕ R15» (гнезда для измерения сопротивления находятся слева и справа от соответствующей ручки управления). Мультиметр при этом должен находиться в положении «Ω». Теоретическое значение коэффициента усиления будет определяться как $K_{ус теор} \approx 1 + \frac{R15}{R13}$. В нашей схеме при расчетах следует принять значение сопротивления резистора $R13=1$ кОм.

42. Сравнить экспериментально найденное значение коэффициента усиления с теоретическими оценками для данного режима работы схемы ОУ.
43. Исследовать зависимость работы схемы усилителя от напряжения питания $U_{пит}$. Для этого при неизменных положениях других ручек регулиров-

ки, вращать ручку регулировки напряжения питания R8. Измерять установленное значение $U_{пит}$ следует мультиметром, подключенным в режим вольтметра постоянного тока DCV 20 V, к выводам XS10 (||XS11) (корпус) и XS16 (||XS17) схемы. Построить графики зависимости амплитуды выходного сигнала от $U_{пит}$: $U_{вых}=U_{вых}(U_{пит})$ и коэффициента усиления

$$K_{ус} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}$$

от напряжения питания: $K_{ус}=K_{ус}(U_{пит})$. Для каждого значения

напряжения питания вычислить потребляемую данной схемой мощность как $P_{п}=U_{пит} \cdot I_{пит}$, где $I_{пит}$ — ток потребления, измеряемый мультиметром, включенным в разрыв схемы XS16 – XS8. Определить диапазон значений напряжения питания, при которых усилитель остается работоспособным.

44. Изменяя на генераторе амплитуду сигнала, наблюдать за искажениями выходного сигнала, возникающими при подаче на вход усилителя слишком большой амплитуды.
45. Построить амплитудную характеристику усилителя как зависимость $U_{вых}=U_{вых}(U_{вх})$ в относительных единицах и выделить на ней линейный участок.
46. Провести эксперименты при других частотах генератора, изменяя входную частоту гармонического сигнала ручкой «РЕГУЛИРОВКА ЧАСТОТЫ ГРУБО, ПЛАВНО».
47. Сдвоенной переключкой типа «тюльпан — тюльпан» подключить вход XS12 усилителя к выходу XS21 (||XS22) БЛОКА «ГЕНЕРАТОРОВ» G (генератор прямоугольных импульсов с перестраиваемой амплитудой и частотой сигнала) и исследовать работу схемы при подачи на вход прямоугольных импульсов.
48. Повторить действия пп. 33 — 47 для второго канала усилителя на микросхеме TL072.

49. По умолчанию осциллограф воспроизводит сигналы в зависимости от времени в режиме YТ, поэтому для наблюдения фигур Лиссажу следует перевести осциллограф в режим фигур Лиссажу (XY). Для этого необходимо зайти в меню ДИСПЛЕЙ, нажав соответствующую кнопку на передней панели управления осциллографа и выбрать ФОРМАТ XY, нажав соответствующую кнопку рис. 2.4

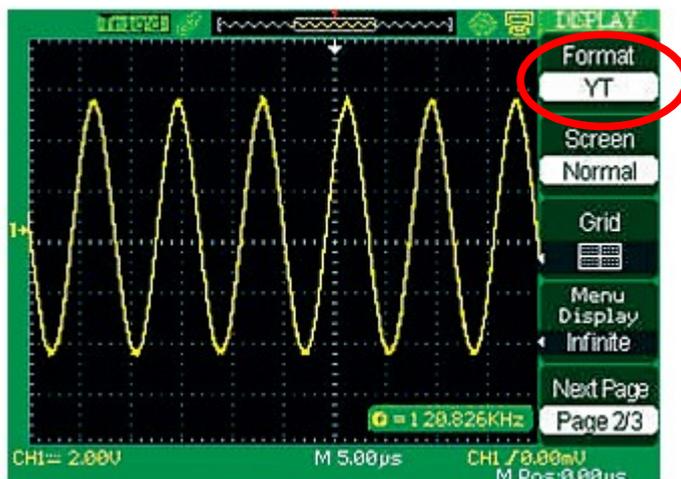


Рис. 2.4. Включение режима XY.

50. Подать на вход первого канала усилителя TL072 синусоидальный сигнал с перестраиваемой частотой (выход XS23(||XS24)), а на вход второго кана-

ла усилителя синусоидальный сигнал фиксированной частоты ~ 300 Гц (выход XS25 (||XS26)).

51. С выхода первого канала XS18 и второго канала XS33 усилителя подать сигналы на входы КАН1 и КАН2 осциллографа. Все ручки регулировки на панели учебной установки следует установить в среднее положение.
52. С помощью регулятора канала CH1 ВОЛЬТ/ДЕЛ и POSITION выберите нужный масштаб и положение по горизонтали. С помощью регуляторов канала CH2 ВОЛЬТ/ДЕЛ и POSITION выберите нужный масштаб и положение по вертикали. Вращением регулятора ВРЕМЯ/ДЕЛ (ГОРИЗОНТ) выберите нужную частоту дискретизации для получения устойчивого изображения.
53. Плавным вращением ручек регулировки «ЧАСТОТА ГРУБО, ПЛАВНО» изменять частоту перестраиваемого генератора и добиться изображения вращающегося эллипса на экране осциллографа. Если это возможно, получите другие изображения, соответствующие фигурам Лиссажу рис. 2.5. По фигурам Лиссажу определите частоту сигнала с выхода генератора с фиксированной частотой и сравните полученный результат с техническими данными на прибор (генератор с фиксированной частотой настроен на частоту генерации ~ 300 Гц).

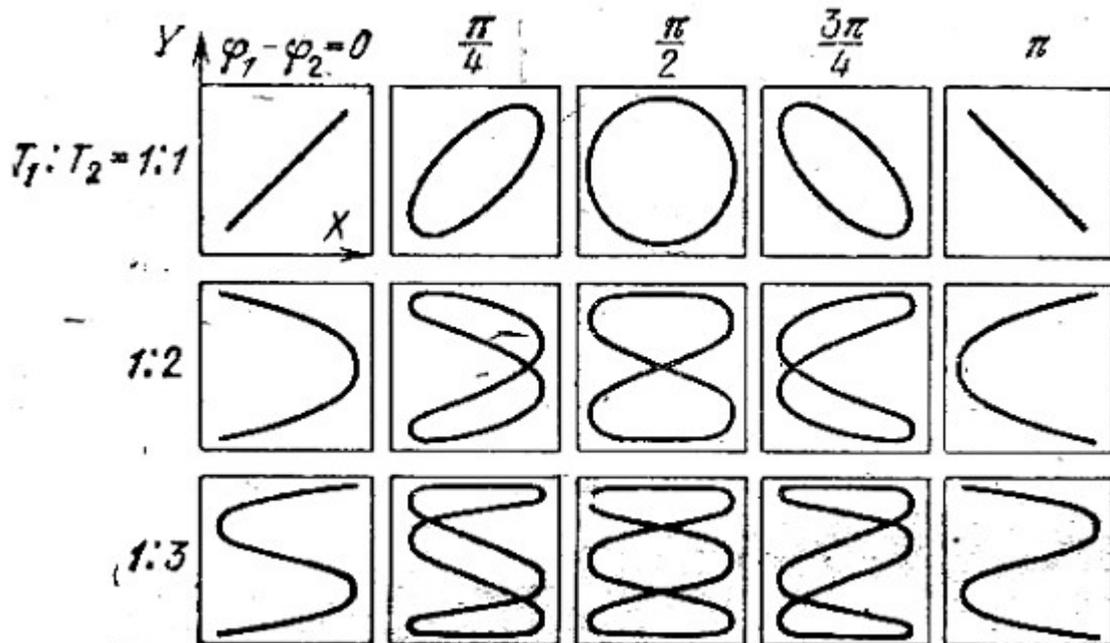


Рис. 2.5. Фигуры Лиссажу для колебаний одинаковой амплитуды с различными соотношениями периодов $T_1 : T_2$ и различной разностью фаз $\delta = \varphi_1 - \varphi_2$

54. Подать на вход одного из каналов операционного усилителя МОДУЛЬ-2,3 (XS12 либо XS27) прямоугольный сигнал с выхода XS21 (||XS22) генератора прямоугольных импульсов «БЛОКА ГЕНЕРАТОРОВ» и, подключая к клеммам Си1 (XS14 – XS15) и Си2 (XS29 – XS30) конденсаторы различного номинала из комплекта наблюдать за интегрированием входного прямоугольного сигнала операционным

усилителем (рис. 22). Для этого к выходу соответствующего канала операционного усилителя (XS18 либо XS33) следует подключить КАНАЛ1 либо КАНАЛ2 осциллографа соединительным проводом типа «тюльпан — BNC» из комплекта.

55. Срисуйте сигнал по клеткам на миллиметровую бумагу.

56. Пользуясь рис. 27 и полученной вами осциллограммой, оцените графически постоянную времени τ и t_{Φ} – время нарастания фронта импульса.

57. По окончании работы отключить учебную установку и осциллограф от сети, поставив переключатели «СЕТЬ» на панели установки и осциллографа в положение «выкл» и вынуть сетевые вилки из розеток.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ.

1. Что такое $p-n$ переход? Какими свойствами он обладает?
2. Что такое база, эмиттер, коллектор?
3. Какие физические процессы лежат в основе работы транзистора?
4. Какие свойства транзистора позволяют использовать его для усиления электрических сигналов?
5. Что такое коэффициент усиления по току? Как он определяется?
6. Какие характеристики транзистора определяют его основные свойства?
7. Что такое инжекция носителей тока?
8. В какой области биполярного транзистора происходит инжекция носителей тока?
9. Что означает термин «биполярный транзистор»? Какие еще типы транзисторов вы знаете?
10. Какую роль играют электроны в работе $p-n-p$ транзистора?
11. Какую роль играют дырки в работе $p-n-p$ транзистора?
12. Что такое основные и неосновные носители тока в полупроводниках?
13. Какие носители тока инжектируются в базу в $p-n-p$ транзисторе и $n-p-n$ транзисторе?
14. Какие физические процессы происходят в базовой области транзистора после инжекции туда неосновных носителей тока?
15. Что называется операционным усилителем ?
16. Каков порядок величин основных параметров ОУ ?
17. Сколько и какие входы у ОУ ? Почему они так называются ?
18. Чем объясняется необходимость введения отрицательной обратной связи в схемах усилителей на базе ОУ ?
19. Какова нижняя граница частотного диапазона работы ОУ ?
20. Чем определяется коэффициент усиления на базе ОУ ?
21. Какими параметрами усилителя на базе ОУ определяется диапазон входного напряжения усилителя ?
22. Чем определяется максимальное значение напряжения на выходе ОУ?

РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА.

1. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. // М.: Мир. 1984, Т. 1 455 с. Т.2 455 с.
2. Маллер Р.А, Кейминс Т. Элементы интегральных схем. // М.: Мир, 1986, 630 с.
3. Ефимов И.Е., Козырь И.Я., Горбунов Ю.И. Микроэлектроника. (Физические и технологические основы, надежность). // М.: Высшая школа. 1995, 464 с.
4. Справочник. Полупроводниковые приборы. Нефедов А.В., Гордеева В.И. Отечественные полупроводниковые приборы и их зарубежные аналоги. // М.: КУБК-а. 1998, 401 с.
5. Забродин Ю.С. Промышленная электроника — М. : Высшая школа, 1982.
6. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Ч. I, II: Пер. с англ. / Под ред. М.В. Гальперина — М. : Мир., 1983.
7. Основы промышленной электроники / Под ред. В.Г. Герасимова — М. : Высшая школа, 1986.
8. Щербаков В.И., Гредов Г.И. Электронные схемы на операционных усилителях : Справочник. — Киев : Техника, 1983.

ДЛЯ СВОБОДНОГО РАСПРОСТРАНЕНИЯ
НПО УЧЕБНОЙ ТЕХНИКИ «ТУЛАНАУЧПРИБОР»