

Санкт-Петербургский государственный
Технический университет

В.С.Усов Б.А.Мартынов Ю.Н.Новиков

БАЗОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА УСТАНОВОК
ФИЗИЧЕСКОГО ЭКСПЕРИМЕНТА
(ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ)

Учебное пособие

ВВЕДЕНИЕ

В электронных устройствах различного назначения, в том числе входящих в состав установок физического эксперимента, применяется разнообразная элементная база: транзисторы разных типов, операционные усилители, цифровые логические элементы. В данном пособии рассматриваются физические основы работы биполярных и полевых транзисторов, излагаются принципы построения транзисторных усилителей. Пособие содержит теоретический материал и методические указания к лабораторным работам. Изучение теоретических разделов позволяет подготовиться к лабораторным работам и выполнить их без обращения к дополнительной литературе. Этот материал может быть полезен при подготовке к практическим занятиям, а также в процессе самостоятельной научно-исследовательской работы.

Анализ усилительных свойств транзисторов проводится параллельно для биполярных и полевых транзисторов на основе единого подхода. Выявляются сходные и отличительные черты этих приборов, особенности использования их в усилительных устройствах. При изложении принципов построения усилителей упор сделан на таких схемных решениях, которые широко используются в настоящее время как в самостоятельных применениях, так и в качестве структурных элементов устройств аналоговой интегральной схемы техники. Имеется ввиду усилители и буферные каскады с генераторами стабильного тока в цепи питания, дифференциальные усилители. Следует отметить, что в пособии представлены физические основы теории транзисторов и транзисторных усилителей, и главное внимание сосредоточено на вопросах, не требующих учета особенностей поведения этих приборов в высокочастотной области. Лабораторная работа «Усилительные свойства транзисторов и элементы аналоговой интегральной схемотехники» является стержневой основой пособия. Программа работы разделена на две части: в первой исследуются свойства биполярных транзисторов и простых усилительных каскадов, построенных на них, во второй – подобное исследование проводится для полевых транзисторов, там же изучаются свойства дифференциальных усилителей. Подробно программа исследований по каждой части лабораторной работы приведена непосредственно в описании. Там же указано, на каких разделах теории необходимо сосредоточить основное внимание в процессе подготовки к работе.

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ И ЭЛЕМЕНТЫ АНАЛОГОВОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМОТЕХНИКИ

1. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ О ФИЗИЧЕСКИХ ОСНОВАХ РАБОТЫ БИПОЛЯРНОГО И ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРОВ.

Схематический разрез биполярного и полевого транзисторов показан на рис. 1. Здесь представлены биполярный транзистор (БТ) типа n-p-n и полевой транзистор (ПТ) с управляющим p-n переходом и каналом n-типа.

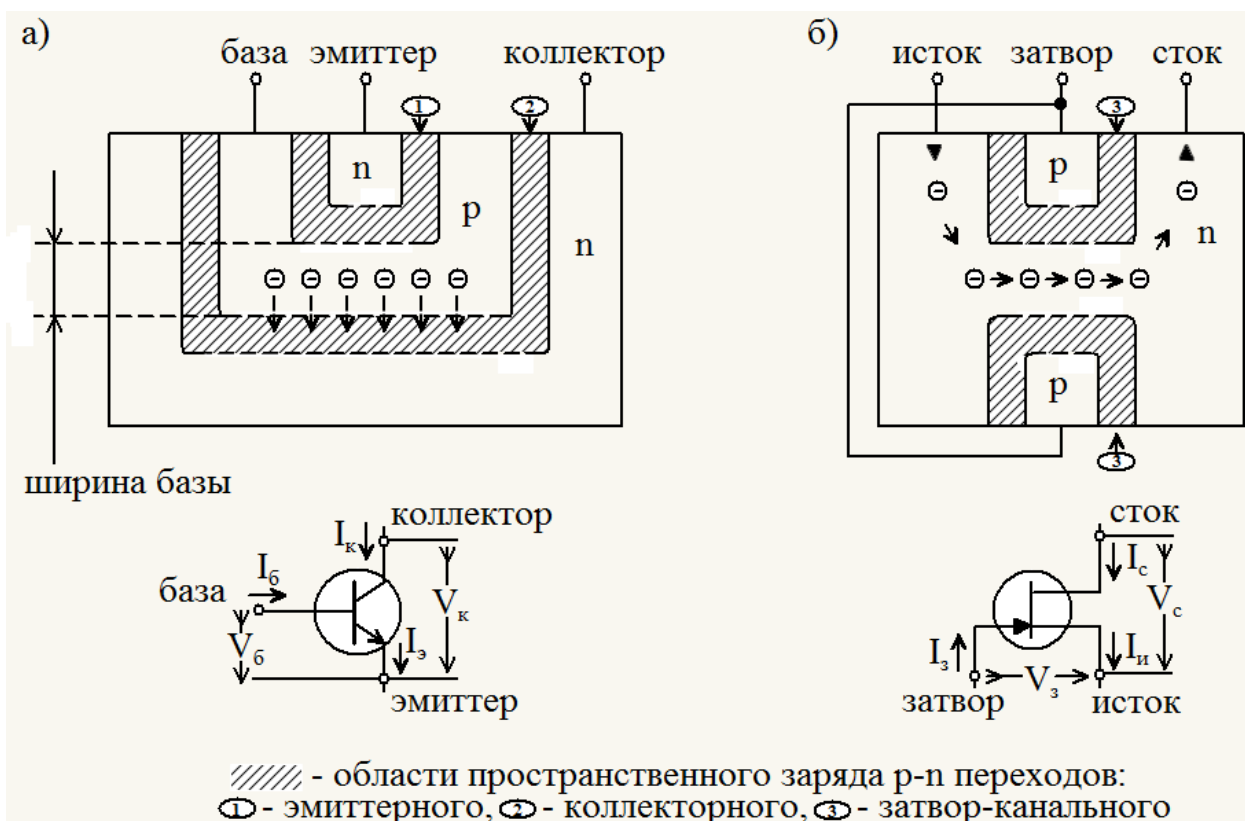


Рис.1. схематическое изображение конструкций типовых БТ (а) и ПТ (б) .

В БТ имеется два p-n перехода – эмиттерный и коллекторный, расположенные в непосредственной близости (ширина базы очень мала, обычно это единицы-десятки микрон). На эмиттерный переход подается $V_b > 0$, так что он смещен в пропускном направлении. На коллекторном переходе смещение $V_{кб} = V_k - V_b > 0$, поэтому он смещен в *запорном* направлении.

Из физики полупроводников известно, что смещенная в пропускном направлении p-n переход *инжектирует*¹ неосновные носители (дырки в n-

¹ Инжекция – принудительное впрыскивание носителей под действием приложенной извне разности потенциалов, понижающей высоту потенциального барьера p-n перехода

области из p-области и электроны из p-область в n-области). В БТ обеспечивается значительное превышении концентрации основных носителей в эмиттере над их концентрации в базе, так что в n-p-n приборе доминирует инжекция электрона в базу. Отметим, что требуемое для инжекции напряжение V_6 невелико, оно порядка контактной разности потенциалов эмиттерного перехода (0,5-0,6 В для кремния).

Поток электронов почти без потерь, так как ширина базы много меньше длины их свободного пробега, достигает коллекторного пробега и втягивается в коллектор, ускоряющим электрическим полем запирающего слоя коллекторного перехода. Отметим две важные черты процесса переноса тока через БТ: во-первых, ток коллектора почти равен току эмиттера, ($I_k = \alpha I_3$, где α – коэффициент передачи тока и $\alpha \approx 0,98-0,99$); во-вторых, этот ток вызывается относительно малым напряжением V_6 , но может создавать значительно большее падение напряжения в высокоомной коллекторной цепи, так как коллектором может быть предложено напряжение $V_k \gg V_6$. Из отмеченного вытекает принципиальная возможность получения с помощью БТ усиления по напряжению. В случае, если входным током является I_6 , то возможно также и усиление по току. Действительно, поскольку $I_6 = I_3 - I_k = (1 - \alpha)I_3$, то

$$I_k = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_6 \equiv \beta I_6,$$

Где β – статистический коэффициент усиления тока базы, его значение при указанных выше пределах изменения α составляет от 50 до 100.

В процессах передачи тока через БТ участвуют оба типа носителя: как электроны, так и дырки, которыми замыкается ток базы существующий за счет рекомбинации электронно-дырочных пар в базовой области. Отсюда и название прибора – «биполярный».

В полевом транзисторе в процессе переноса тока участвует только один вид носителя – основные носители области канала (в нашем случае n-канала – электроны), отсюда и его другое название – «униполярный». Здесь переход затвор – канал смещен в запирающем направлении, а ток переносится от истока к истоку потоком электронов через узкий канал между областями пространственного заряда p-n перехода.

Управление током осуществляется при изменении напряжения V_3 за счет изменения ширины зон пространственного заряда и как следствие сопротивления канала. При достаточно больших $V_3 = V_0$ обедненные области смыкаются, канал перекрывается и ток стока прекращается совсем.

по отношению к равновесному состоянию. Обратный процесс удаления инжектированных носителей при запирающем смещении называется экстракцией.

В работе ПТ существенную роль играет электрическое поле затворного перехода (поперечное по отношению к каналу), именно оно управляет сопротивлением проводящей части канала. Этим объясняется его основное название: полевой транзистор. Возможность усиления по напряжению в этом приборе обусловлена эффективным управлением током в высокоомной выходной цепи (сопротивление составляет десятки-сотни килоом) и посредством относительно малых изменений запорного напряжения на переходе затвор-канал. Усиление по току весьма велико, так как входной ток – ток утечки обратносмещенного p-n перехода – очень мал (в ПТ из кремния он порядка десятков наноампер). Типичное значение выходного тока – тока стока – в маломощных ПТ составляет единицы миллиампер, таким образом, оба типа транзисторов БТ и ПТ способны усиливать и ток, и напряжение выходного сигнала и обладают большим предельно достижимым коэффициентом усиления по мощности K_{pmax} .²

На умеренных частотах пока не сказывается инерционность процесса переноса тока в транзисторах значение K_{pmax} у современных приборов может составлять $10^4 - 10^5$ и более.

2. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И МАЛОСИГНАЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Статические вольт-амперные характеристики связывают между собой токи электродов и напряжение между ними при сколь угодно медленном их изменении (в статике), существует целый ряд различных вариантов выражения этих электрических переменных друг через друга, например, удобным является следующий выбор зависимых и независимых величин:

$$\begin{array}{cc}
 \left. \begin{array}{l} I_b = F_1(V_b, V_k) \\ I_k = F_2(V_b, V_k) \end{array} \right\} & \text{БТ} \\
 \left. \begin{array}{l} I_3 = F_1(V_3, V_c) \\ I_c = F_2(V_3, V_c) \end{array} \right\} & \text{ПТ}
 \end{array}$$

Именно такие семейства статических характеристик ПТ обычно снимаются и приводятся в справочной литературе. Для БТ это не всегда так, но в целях единообразия описания свойств прибора используем указанный вариант. Типичные семейства характеристик изображены на рис 2.

² K_p – коэффициент усиления по мощности на гармоническом сигнале; он равен отношению средней мощности на выходе (нагрузке каскада) к средней мощности на входе. Его максимальное значение, достигаемое при согласованной нагрузке и называют K_{pmax} .

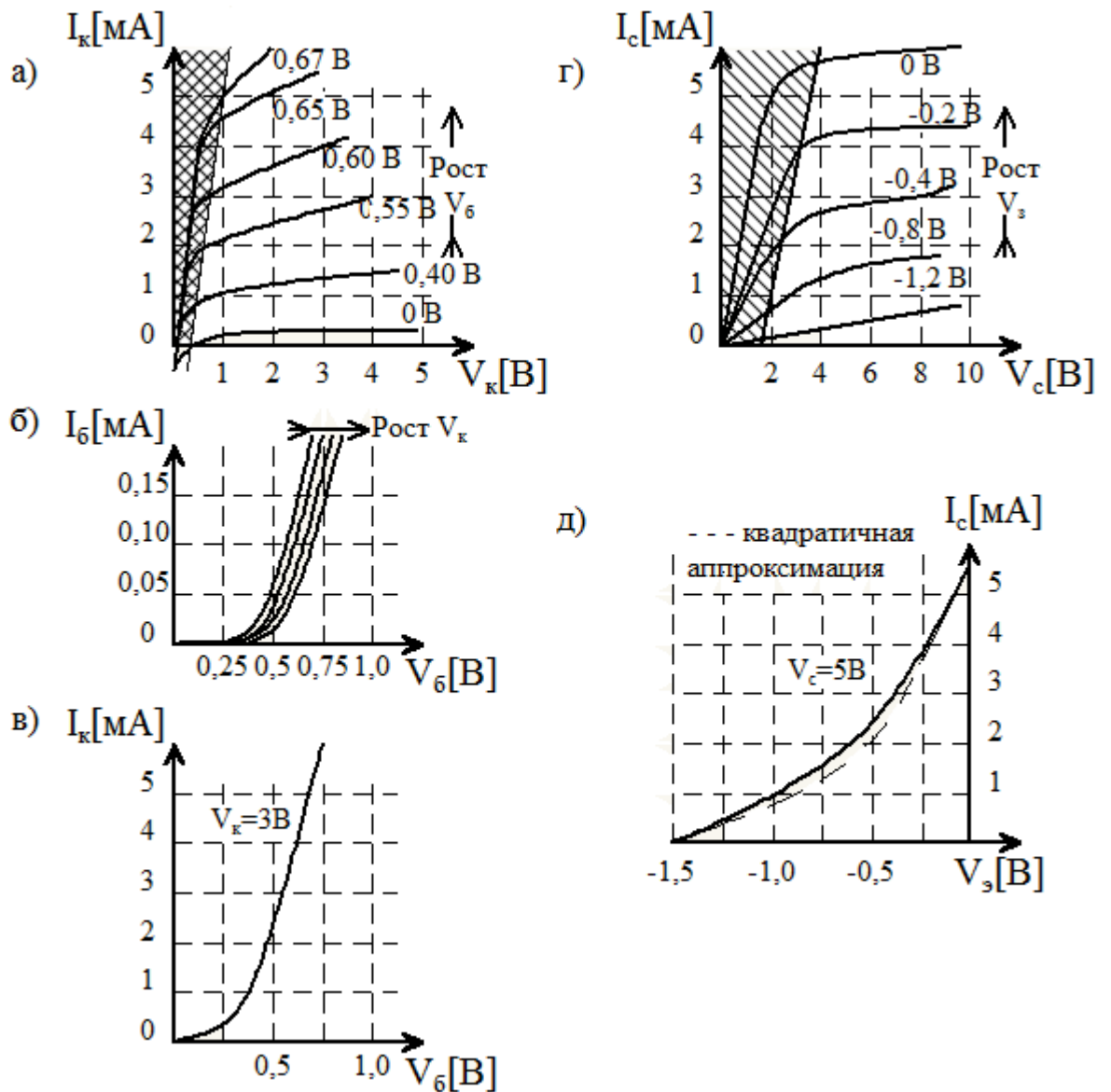


Рис.2. Типичный вид статических вольт-амперных характеристик БТ (а,б,в) и ПТ (г,д), а,г – выходные; в,д – передаточные; б – входные

Как у БТ, так и у ПТ рабочей областью характеристик в усилительном режиме является незаштрихованная зона с пологими выходными характеристиками, именно в ней обеспечивается наибольшее усиление сигнала и наименьшее его искажения. Заштрихованная зона характеристик БТ соответствует так называемому *режиму насыщения* (коллекторный переход смещен в пропускном направлении) и используется во многих импульсных и цифровых устройствах. Заштрихованная зона характеристик ПТ несколько более широкая (до 1,5-2,0 В по V_c), соответствует его работе в режиме управляемого сопротивления и также используется в некоторых устройствах.

В режиме усиления малых сигналов переменного тока любой усилительный прибор может быть охарактеризован системой малосигнальных параметров, отражающих линеаризованные связи малых переменных токов и напряжений на его зажимах. В этом случае все токи и напряжения разбиваются на *постоянные составляющие* (символ $\bar{=}$), совокупность значений которых определяют рабочую точку прибора, и малые переменные составляющие (символ $\tilde{\sim}$) транзисторы представляются эквивалентными четырехполюсниками, имеющие четыре независимых малосигнальных параметра

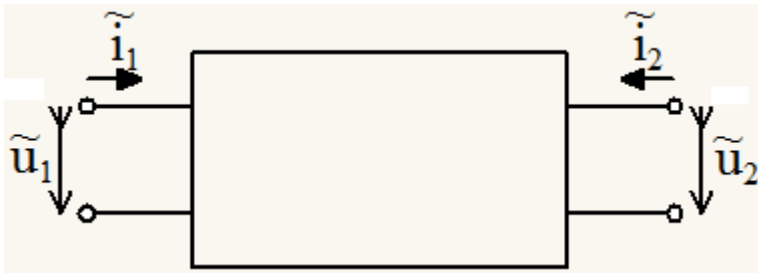


Рис.3. Эквивалентный малосигнальный четырехполюсник.

Фактически обе разновидности транзисторов имеют по три внешних вывода, поэтому для зажима эквивалентного четырехполюсника окажутся соединенными накоротко. Общепринято эти зажимы изображать как нижние на рис. 3, а присоединенный к ним электрод называть общим, поскольку он принадлежит входной и выходной цепям.

Если у прибора заданы функциональные связи вида $I_1 = F_1(V_1, V_2)$; $I_2 = F_2(V_1, V_2)$, то при разложении функции F_1 и F_2 в ряд Тэйлора относительно рабочей точки ($V_{1=}$, $V_{2=}$) и удержании только линейных членов получим:

$$I_1 = F_1(V_{1=}, V_{2=}) + \left. \frac{\partial F_1}{\partial V_1} \right|_{p.t.} \tilde{u}_1 + \left. \frac{\partial F_1}{\partial V_2} \right|_{p.t.} \tilde{u}_2;$$

$$I_2 = F_2(V_{1=}, V_{2=}) + \left. \frac{\partial F_2}{\partial V_1} \right|_{p.t.} \tilde{u}_1 + \left. \frac{\partial F_2}{\partial V_2} \right|_{p.t.} \tilde{u}_2 .$$

Обозначая соответствующие частные производные через y_{kj} , запишем уравнения эквивалентного четырехполюсника, которые принято называть уравнениями в y – параметрах:

$$\begin{cases} \tilde{i}_1 = y_{11}\tilde{u}_1 + y_{12}\tilde{u}_2; \\ \tilde{i}_2 = y_{21}\tilde{u}_1 + y_{22}\tilde{u}_2 . \end{cases} \quad (1)$$

Здесь y_{11} – входная проводимость при короткозамкнутом (по переменному току) выходе ($\tilde{u}_2=0$);

y_{21} – проводимость прямой передаче при короткозамкнутом выходе, обычно называемая крутизной передаточной характеристики;

y_{12} – проводимость обратной передачи при короткозамкнутом входе ($\tilde{u}_1=0$);

y_{22} – выходная проводимость при короткозамкнутом входе.

Система четырех y – параметров исчерпывающе описывает свойства четырехполюсника по отношению к малым переменным токам и напряжениям на его зажимах. Следует подчеркнуть, что конкретные значения малосигнальных параметров соответствуют конкретной рабочей точке, где $(V_1=, V_2=)$, в окрестностях которой выполнялось разложение в степенной ряд вольт-амперных характеристик. Таким образом, уравнение (1) соответствует линейному малосигнальному эквиваленту рассматриваемого прибора для некоторой заданной рабочей точки.

При рассмотренном выше способе введения малосигнальных параметров на основе семейств статических вольт-амперных характеристик прибора их значения вещественны. Матрица вещественных y – параметров адекватно описывает поведение прибора в диапазоне не слишком высоких частот (или скоростей изменения) переменных токов и напряжений, когда остаются справедливыми статические характеристики.

В случае необходимости понятие о малосигнальных параметрах может быть обобщено и на область более высоких частот. Тогда на гармонических сигналах в рамках метода комплексных амплитуд значения y – параметров становятся комплексными.

3. СПОСОБЫ НАХОЖДЕНИЯ Y-ПАРАМЕТРОВ. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Из выражений y -параметров через частные производные ясен способ их приближенного нахождения по статическим характеристикам:

$$y_{kj} \approx \left. \frac{\Delta i_k}{\Delta u_j} \right|_{\text{р.т.}}, \text{ (точнее } \lim_{\Delta u_j \rightarrow 0} \left. \frac{\Delta i_k}{\Delta u_j} \right|_{\text{р.т.}} \text{)}$$

Если принять $V_1=V_б, V_2=V_к, I_1=I_б, I_2=I_к$ для БТ (соответственно, $V_1=V_3, V_2=V_с, I_1=I_3, I_2=I_с$ для ПТ), то эквивалентный четырехполюсник будет

отвечать включению БТ с общим эмиттером (ПТ – с общим истоком). Такие схемы включения называются основными, поскольку наиболее часто встречаются на практике. Вводимые ниже малосигнальные параметры относятся именно к ним.

Для ПТ, работающего на низких частотах, отличны от нуля только два параметра (так как $I_1=I_3=0$) :

$$y_{21} = \left. \frac{\partial F_2}{\partial V_3} \right|_{p. t.} \equiv S; \quad y_{22} = \left. \frac{\partial F_2}{\partial V_c} \right|_{p. t.} \equiv \frac{1}{R_d}$$

(S – крутизна ПТ в рабочей точке, R_d – дифференциальное сопротивление стока). Эти параметры находят по статическим характеристикам или измеряют специальными приборами.

Для БТ значимы все четыре y – параметра:

$$\begin{aligned} y_{11} &= \left. \frac{\partial F_1}{\partial V_6} \right|_{p. t.}; & y_{21} &= \left. \frac{\partial F_2}{\partial V_6} \right|_{p. t.} \equiv S; \\ y_{12} &= \left. \frac{\partial F_1}{\partial V_k} \right|_{p. t.}; & y_{22} &= \left. \frac{\partial F_2}{\partial V_k} \right|_{p. t.} . \end{aligned}$$

Их не всегда удобно находить по семействам статических характеристик, поэтому y -параметры либо измеряют специальными приборами, либо оценивают по известным данным справочного характера. Для поиска этих параметров также применяют некоторые результаты физической теории БТ. Так, например, широко используется справочный параметр h_{21} – коэффициент усиления тока базы при короткозамкнутом выходе, т.е.:

$$h_{21} = \left. \frac{\partial I_k}{\partial I_6} \right|_{p. t.}$$

Очевидно, что $h_{21} = y_{21}/y_{11}$

Для оценки $y_{21} \equiv S$ физическая теория дает очень простое соотношение, основанное на приближенном выражении, связывающем коллекторный ток с напряжением на базе:

$$I_2 \approx I_k \approx I_s (\exp(V_6 / U_T) - 1)$$

Здесь I_s – коэффициент, называемый обратным ток насыщения коллекторного перехода;

$U_T = kT/q$ – температурный потенциал: k – постоянная Больцмана, q – заряд электрона, T – абсолютная температура ($U_T = 25,5$ мВ при 300 К). На основании приведенного выражения получается формула для крутизны:

$$S = I_k / U_T$$

Проводимость y_{22} отлична от нуля вследствие эффекта Эрли (эффект модуляции ширины базы за счет изменения конфигурации области

пространственного заряда коллекторного перехода при переменном напряжении). Для нее найдена простая эмпирическая формула :

$$y_{22} = I_{к\epsilon} / U_Y,$$

где U_Y - напряжение Эрли. (У кремниевых приборов $U_Y \approx 80-200$ В).
Наконец, для проводимости y_{12} теория дает оценку через связь ее с y_{22} :

$$y_{12} = -y_{22} / h_{21}.$$

Итак, получаем набор оценочных формул:

$$y_{11} = I_{к\epsilon} / h_{21} U_T ; \quad y_{12} = -I_{к\epsilon} / h_{21} U_Y; \quad (2)$$

$$y_{21} \equiv S = I_{к\epsilon} / U_T ; \quad y_{22} = I_{к\epsilon} / U_Y .$$

К сожалению, физическая теория ПТ не дает столь простых и универсальных способов оценки его параметров по известной рабочей точке. В ряде случаев бывает полезно иметь ввиду квадратичную аппроксимацию передаточной характеристики этого прибора (см рис.2, д):

$$I_C = I_{см} (1 - V_3 / V_0)^2 ,$$

Где $I_{см}$ – ток стока при $V_3 = 0$; V_0 – напряжение запираения ПТ при данном V_c . Параметры аппроксимации легко находятся по статической характеристике, и тогда крутизна прибора $S = \partial I_C / \partial V_3$ в любой рабочей точке $I_{C=}$ может быть оценена по формуле:

$$S = \frac{2\sqrt{I_{см}}}{-V_0} \sqrt{I_{C=}}$$

В случае выбора рабочей точки в зоне пологих участков выходных характеристик (на рис. 2 г не заштрихована) V_0 и $I_{см}$ слабо зависят от V_c .

Для понимания на качественном уровне тех или иных свойств транзисторных усилительных устройств бывает полезно представить транзистор его эквивалентной малосигнальной схемой. Таких схем существует очень много, и выбор среди них диктуется соображениями наглядности и удобства. Так, системе уравнений транзистора в у-параметрах чаще всего сопоставляют П-образную эквивалентную схему. Рис. 4

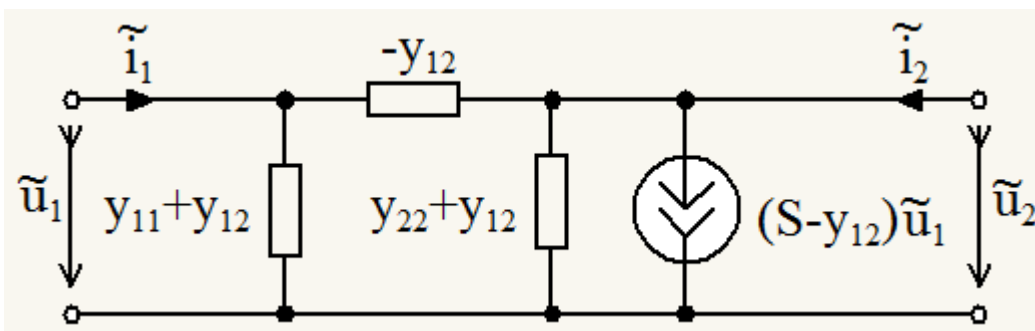


Рис.4. Малосигнальная П-образная эквивалентная схема транзисторов.

Ниже приведены ее упрощенные варианты с учетом реально выполняющихся соотношений для y -параметров на низких и средних частотах. Для БТ часто можно пользоваться тем, что $|y_{12}| \ll y_{22}, y_{11}, y_{21}$ (рис. 5а), и даже, при более грубом приближении, полагать $y_{12} = 0$ (рис. 5б). Для ПТ нужно считать, что $y_{11} = y_{12} = 0$ (рис. 5в). Однако при этом могут возникать заметные ошибки в описании свойств ПТ даже на относительно низких частотах (порядка сотен герц – единиц килогерц). Поэтому эквивалентную схему на рис. 5в часто эмпирически дополняют межэлектродными емкостями $C_{зи}$ (затвор - исток), $C_{сз}$ (сток - затвор) и $C_{си}$ (сток - исток), учитывающими динамические инерциальные свойства ПТ. Получается вариант, изображенный на рис. 5г, справедливый для значительно более широкой области частот.

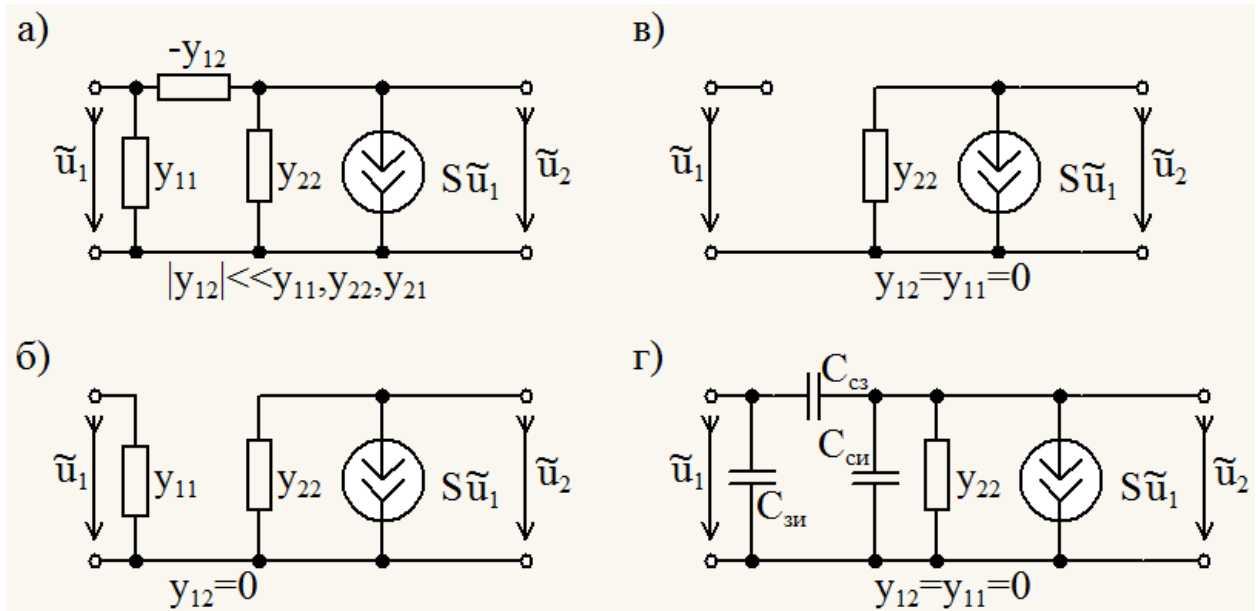


Рис.5. Упрощенные эквивалентные схемы для БТ (а,б) и ПТ (в,г).

4. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ СВОЙСТВА ПРОСТЕЙШИХ КАСКАДОВ НА ТРАНЗИСТОРАХ

На рис. 6 изображены эквивалентные схемы по переменному току наиболее часто употребляемых на практике простейших усилительных каскадов: с общим эмиттером на БТ и с общим истоком на ПТ. Такое включение обеспечивает наибольший достижимый коэффициент усиления по мощности.

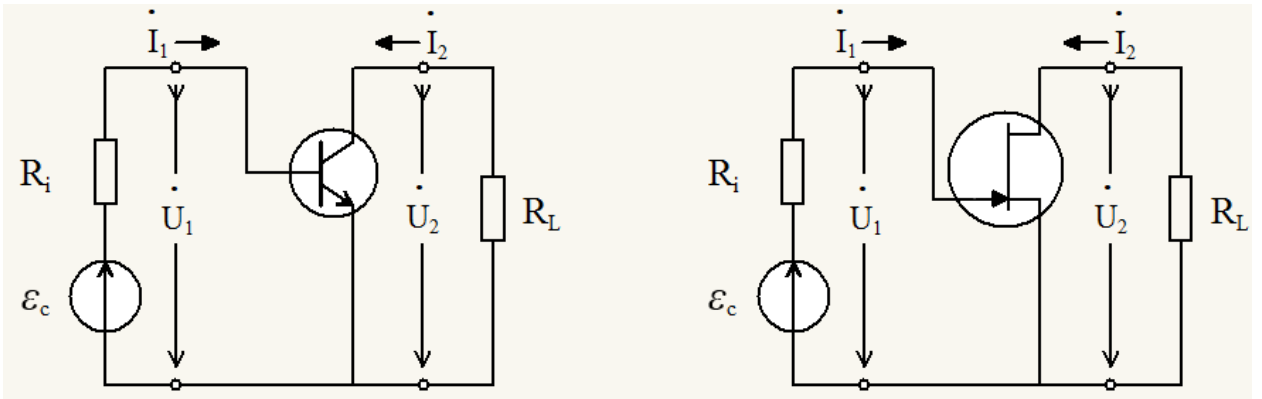


Рис.6. Эквивалентные схемы простейших усилительных каскадов на БТ и ПТ.

Будем предполагать, что источник сигнала ε_c представляет собой гармоническую ЭДС, поэтому переменные токи и напряжение на схемах представляется их комплексными амплитудами. Поскольку система (1) линейна, то она справедлива для комплексных амплитуд. Дополнив первую схему очевидным равенством $\dot{U}_2 = -\dot{I}_2 R_L$, нетрудно найти три соотношения характеризующие усилительные свойства каскада.

$$\left. \begin{aligned}
 K_u &= \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{-y_{21}}{y_{22} + 1/R_L} ; & Y_{\text{вх}} &= y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + 1/R_L} \\
 K_i &= \frac{I_2}{I_1} = \frac{y_{21}}{y_{11} + \Delta y R_L}, & \text{где } \Delta y &= y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}.
 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Четвертое соотношение (для выходной проводимости) получим, исключая из выходной цепи источник ε путем его закорачивания:

$$Y_{\text{вых}} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + 1/R_i} \quad (4)$$

Дополнительные возможности, возникающие при использовании комплексных амплитуд, состоят в простом распространении выражения (3) и (4) на случай, когда у-параметры, сопротивления нагрузки и (или) источника не являются чисто активными. Достаточно в этих формулах заменить R_i и R_L на соответствующие импедансы Z_i , Z_L .

Соотношения 3 и 4 могут быть существенно упрощены с учетом типичных значений у-параметров БТ и ПТ, а также их сопоставления с проводимостью нагрузки.

Конкретно для каскада на ПТ (при $y_{11} = y_{12} = 0$) имеем:

$$K_U = \frac{-SR_L}{1 + y_{22}R_L} ; Y_{\text{вх}} = 0 ; K_i \rightarrow \infty ; Y_{\text{вых}} = 1/R_d .$$

Для каскада на БТ чаще всего выполняется неравенство $y_{22} \ll 1/R_L$ (y_{22} имеет порядок $10^{-4} - 10^{-5}$ См), тогда:

$$K \approx -SR_L; \quad Y_{\text{вх}} \approx y_{11} = S/h_{21};$$

$$Y_{\text{вых}} = \frac{\Delta y R_i + y_{22}}{1 + y_{11} R_i}; \quad K_i \approx \frac{y_{21}}{y_{11}} = h_{21}.$$

Так как $S > 0$, то знак минус в выражениях для K_u показывает, что рассматриваемые каскады изменяют на π фазу подводимого сигнала (инвертируют его).

Чтобы представить себе порядок величин, проведем оценку при реальных значениях параметров БТ и ПТ, положив $R_L = 2$ кОм и $R_i = 2$ кОм. Исходные полученные значения сведены в таблицу 1, в ней же приведены значения коэффициента усиления по мощности $K_p = |K_u| * |K_i|$ в логарифмических единицах измерения – децибелах дБ).

Таблица 1

Параметр	Значение для БТ	Значение для ПТ
y_{11}	10^{-3} См	0 [1.6*10 ⁻⁷ См]
y_{21}	0,1	2,5*10 ⁻³
y_{12}	-2*10 ⁻⁷ См	0 [-4,4*10 ⁻⁸ См]
y_{22}	2*10 ⁻⁵ См	2*10 ⁻⁵ См
K_u	-200	-5
K_i	100	∞ [6,6*10 ³]
$Y_{\text{вх}}$	10 ⁻³ См	0 [3,8*10 ⁻⁷ См]
$Y_{\text{вых}}$	3,3*10 ⁻⁵ См	2*10 ⁻⁵ См
K_p	43 дБ	∞ [45 дБ]

Значение в квадратных скобках рассчитаны для эквивалентной схемы на рис. 5,г при $f=1$ кГц, $C_{сз}=C_{си}=7$ пФ, $C_{зи}=12$ пФ.

$$K_p[\text{дБ}] = 10 \lg \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}$$

В современной полупроводниковой схемотехнике употребляется много других вариантов построения схем усилительных каскадов, имеющих те или иные достоинства и специфические особенности. Далее кратко рассматриваются два из них: эмиттерный повторитель и дифференциальный каскад.

5. ОСОБЕННОСТИ ЭМИТТЕРНОГО (ИСТОКОВОГО) ПОВТОРИТЕЛЯ

Эквивалентная схема по переменному току эмиттерного повторителя, называемого также каскадом с общим коллектором, изображена на рисунке 7.

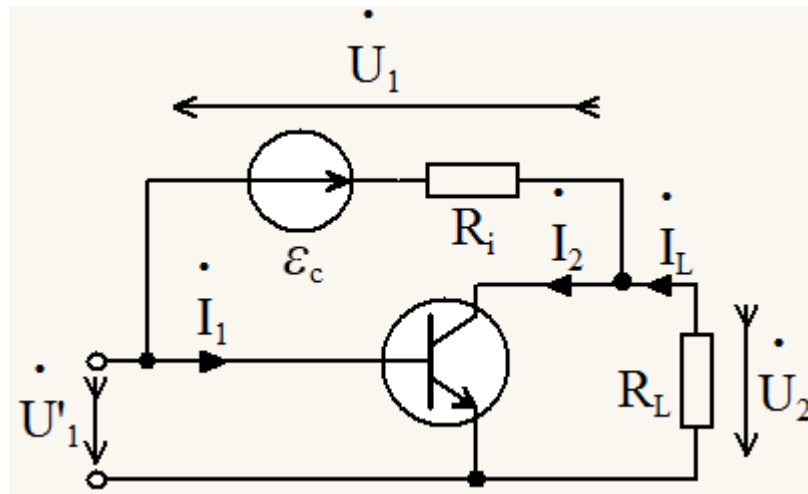


Рис.7. Эквивалентная схема эмиттерного повторителя.

Очевидно, что если $|\dot{I}_1| \ll |\dot{I}_2|$ (это обычно имеет место, так как $h_{21} \gg 1$), то

$$\dot{U}_2 \approx -\dot{I}_2 R_L \quad \text{и для коэффициента усиления } K'_U = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{-y_{21}}{y_{22} + 1/R_L}$$

Справедливо прежнее выражение (3). Но теперь входным напряжением каскада является $\dot{U}_1 = \dot{U}_2 - \dot{U}'_1$ поэтому

$$K_U = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{K'_U}{K'_U - 1} = \frac{|K'_U|}{1 + |K'_U|} < 1.$$

Итак, коэффициент передачи по напряжению здесь не превышает 1, но обычно близок к ней (т.к. $|K'_u| \gg 1$), поэтому схему и называют повторителем (напряжение, подведенное относительно коллектора к базе, повторяется на эмиттере – отсюда «эмиттерный повторитель»).

В то же время, этот каскад усиливает ток в $1 + h_{21}$ раз (входной ток – базовый, выходной – эмиттерный), поэтому является усилителем (мощность сигнала на выходе больше входной).

Нетрудно также убедиться, что у этой схемы по сравнению с каскадом с общим эмиттером существенно больше входное сопротивление:

$$Y_{\text{вх}} = \frac{-\dot{I}_1}{\dot{U}_1} = \frac{-\dot{I}_1}{\dot{U}_2 - \dot{U}'_1} = \frac{-Y_{\text{вх.оэ}}}{K'_U - 1} = \frac{Y_{\text{вх.оэ}}}{1 + |K'_U|};$$

$$Z_{\text{вх}} = \frac{1}{Y_{\text{вх}}} = (1 + |K'_u|) * Z_{\text{вх.оэ}}.$$

Другим свойством эмиттерного повторителя является его большая выходная проводимость, которая при умеренных значениях R_i приближается к S .

Действительно, в приближении $y_{12}=0$, замыкая на рис.7 источник ε_c и полагая вместо R_L подключенным источник напряжения U_2 , получим:

$$\dot{I}_L = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 = y_{11}\dot{U}'_1 + (y_{21}\dot{U}'_1 + y_{22}\dot{U}'_2)$$

С другой стороны $\dot{U}'_1 = \dot{U}_2 - \dot{U}_1 = \dot{U}_2 - \dot{I}_1 R_i = \dot{U}_2 - y_{11} R_i \dot{U}'_1$. Следовательно,

$\dot{U}'_1 = \dot{U}_2 / (1 + y_{11} R_i)$, что после подстановки в формулу для I_L приводит к выражению:

$$Y_{\text{вых}} = \frac{\dot{I}_L}{\dot{U}_2} = y_{22} + \frac{y_{21} + y_{11}}{1 + y_{11} R_i} \approx y_{22} + \frac{S}{1 + y_{11} R_i} \approx S \quad (R_i \rightarrow 0)$$

Таким образом, эмиттерный повторитель служит своеобразным трансформатором сопротивления (от высокого R_i к низкому $Z_{\text{вых}}$; от низкого R_L к высокому $Z_{\text{вх}}$) одновременно увеличивающим мощность сигнала. Такое свойство обуславливает целый ряд его применений в качестве согласующего (буферного развязывающего) устройства. Подобными свойствами обладает также истоковый повторитель – аналогичная схема на ПТ. Для нее выходное сопротивление оценивается по формуле $Y_{\text{вых}} \approx S$ при любых R_i так как у ПТ $y_{11}=0$.

6. ПОСТРОЕНИЕ ПРИНЦИПИАЛЬНЫХ СХЕМ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

Рассмотренные в пункте 4, 5 эквивалентные схемы по переменному току простых транзисторных каскадов должны быть дополнены вспомогательными элементами, обеспечивающими режим питания транзистора, если это необходимо, развязку цепей постоянного и переменного тока. Кроме того, так как характеристики транзисторов существенно подвержены влиянию температур окружающей среды, то должна быть решена проблема термостабилизации режима транзистора. Поясним, как это делается на примере каскада на БТ с общим эмиттером. Наиболее простым способом питания БТ является схема с двумя источниками (рис. 8а).

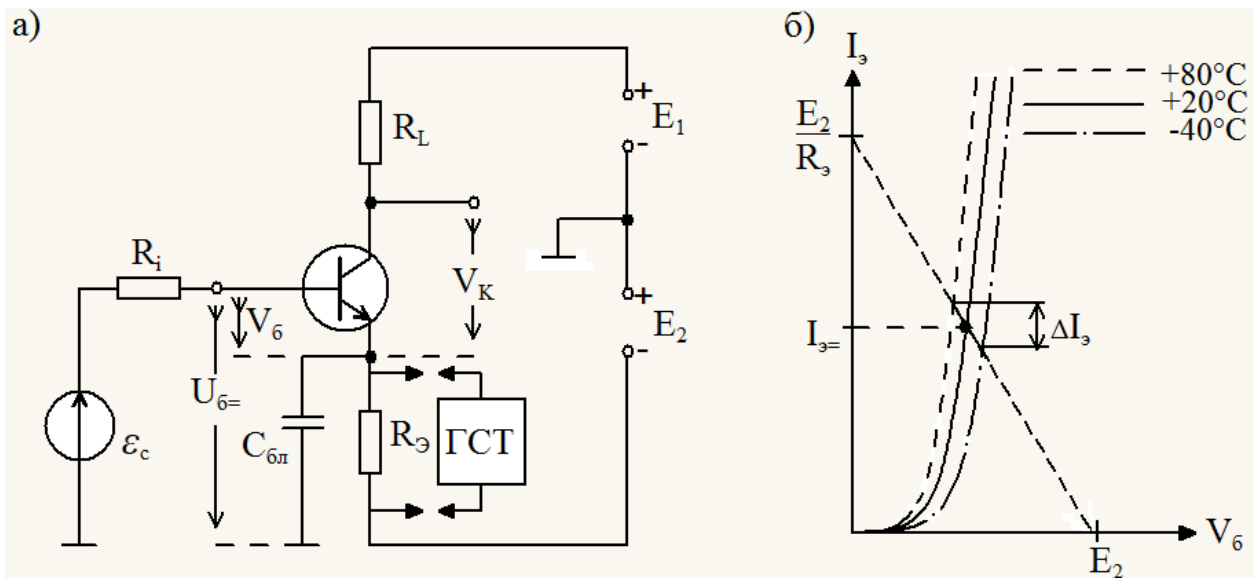


Рис.8. Принципиальная схема усилительного каскада на БТ с общим эмиттером (а) и диаграмма его статического режима (б).

Здесь через R_i протекает незначительный ток базы, поэтому можно считать, что $U_{6=}=0$, тогда ток эмиттера в рабочей точке определяется из диаграммы, приведенной на рис. 8б. На ней видны вольт-амперная характеристика источника E_2 с резистором R_3 и статические характеристики БТ по току эмиттера. При трех значениях температуры окружающей среды³. Такие зависимости легко могут сниматься и приводятся в справочниках. Пересечения графиков определяют рабочую точку БТ при данной температуре, то есть значение тока $I_{3=}$; ΔI_3 – изменение рабочего тока в диапазоне температур.

Из построения на рис. 8б отчетливо видно, что температурная стабильность тока ΔI_3 тем больше, чем круче идет прямая линия, то есть чем меньше E_2 и R_3 . Следовательно, для стабилизации усилительных свойств каскада (вспомним, что все u -параметры непосредственно зависит $I_{K\approx} I_{3=}$) необходимо увеличивать E_2 и R_3 . Очевидно, что это приводит к росту мощности, потребляемой от источника E_2 и бесполезно расходуемой в R_3 , поэтому не всегда удается так действовать.

В современной схемотехнике, особенно в интегральной проводниковой, часто применяется прием, позволяющий стабилизировать весьма жестко ток питания транзистора при умеренных значениях E_2 . Для этого используется специальная схема генератора стабильного тока (ГСТ), изображенного на рис. 9а.

³ Влияние напряжения коллектора на ток эмиттера не учтено (для каждого значения температуры «веер» характеристика, реально очень узкие, заменен на одинаковую кривую).

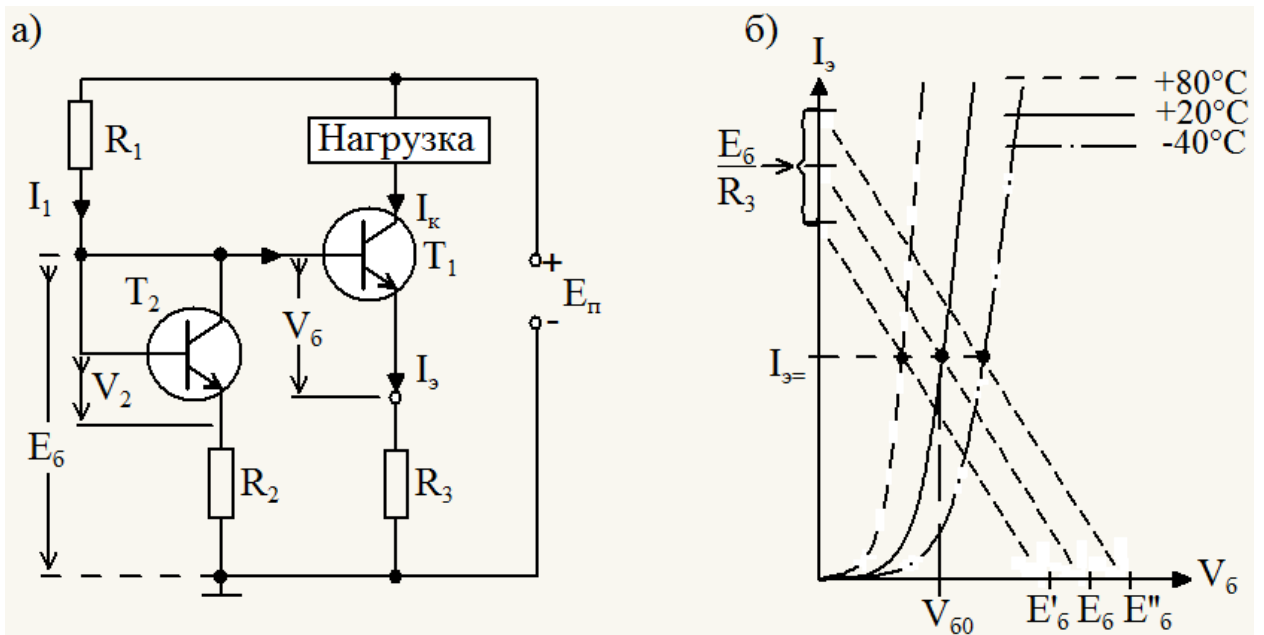


Рис.9. Принципиальная схема ГСТ (а) и пояснения её работы (б).

Принцип действия термокомпенсированного ГСТ иллюстрируется на рис. 9б. И дальше цепочки R_1 , T_2 (в диодном включении), R_2 образует делитель напряжения, через который пропускается ток I_1 , так как напряжение E_6 задано и почти не зависит от I_6 . Его величина при ($I_1 \gg I_6$) легко находится с помощью принципа суперпозиции:

$$E_6 = E_{\Pi} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Транзисторы, изготовленные на одной подложке в едином технологическом процессе, имеют идентичные характеристики и одинаковые температурные коэффициенты изменения напряжения V_2 и V_6 . Поэтому, подбирая нужное соотношение $R_1 \gg R_2$, можно заставить меняться E_6 с температурой таким образом, чтобы почти полностью скомпенсировать изменения $I_{3=}$ с температурой (E_6' , E_6 , E_6'' на рис. 9б). Тогда, если $V_2 \approx V_6$, что обычно имеет место, ток эмиттера T_1 находится как

$$I_{3=} \approx \frac{1}{R_3} \left(\frac{E_{\Pi}}{R_1 + R_2} R_2 - V_6 \left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \right) = \frac{(E_{\Pi} - V_6) R_2}{(R_1 + R_2) R_3}$$

По отношению к нагрузке рассмотренная схема ведет себя как почти идеальный источник постоянного тока $I_k \approx I_e$, поскольку выходной ток практически не зависит от напряжения на коллекторе T_1 . Реальное дифференциальное выходное сопротивление очень велико и приближается к сопротивлению коллекторного перехода (от 3-5 МОм). Указанное свойство является прямым следствием вытекающего из физического принципа действия БТ факта полной экстракции неосновных носителей из базы у

границы смещенного в запиорном направлении коллекторного перехода независимо от величины напряжения на нем.

Вернемся теперь к каскаду с общим эмиттером (рис. 8а). Как бы не питалась эмиттерная цепь постоянным током – через R_3 или ГСТ, для того, чтобы входное переменное напряжение \tilde{u}_6 было приложено между базой и эмиттером, в принципиальную схему необходимо ввести блокировочный конденсатор $C_{6л}$. Его сопротивление на низшей частоте рабочего диапазона $\omega_{н.гр.}$ должно быть меньше выходного сопротивления БТ со стороны эмиттера. Как уже отмечалось в п.5, это и есть выходное сопротивление эмиттерного повторителя, в худшем случае оно примерно равно $1/S$, поэтому значение $C_{6л}$ следует выбирать из условия $C_{6л} > S / \omega_{н.гр.}$

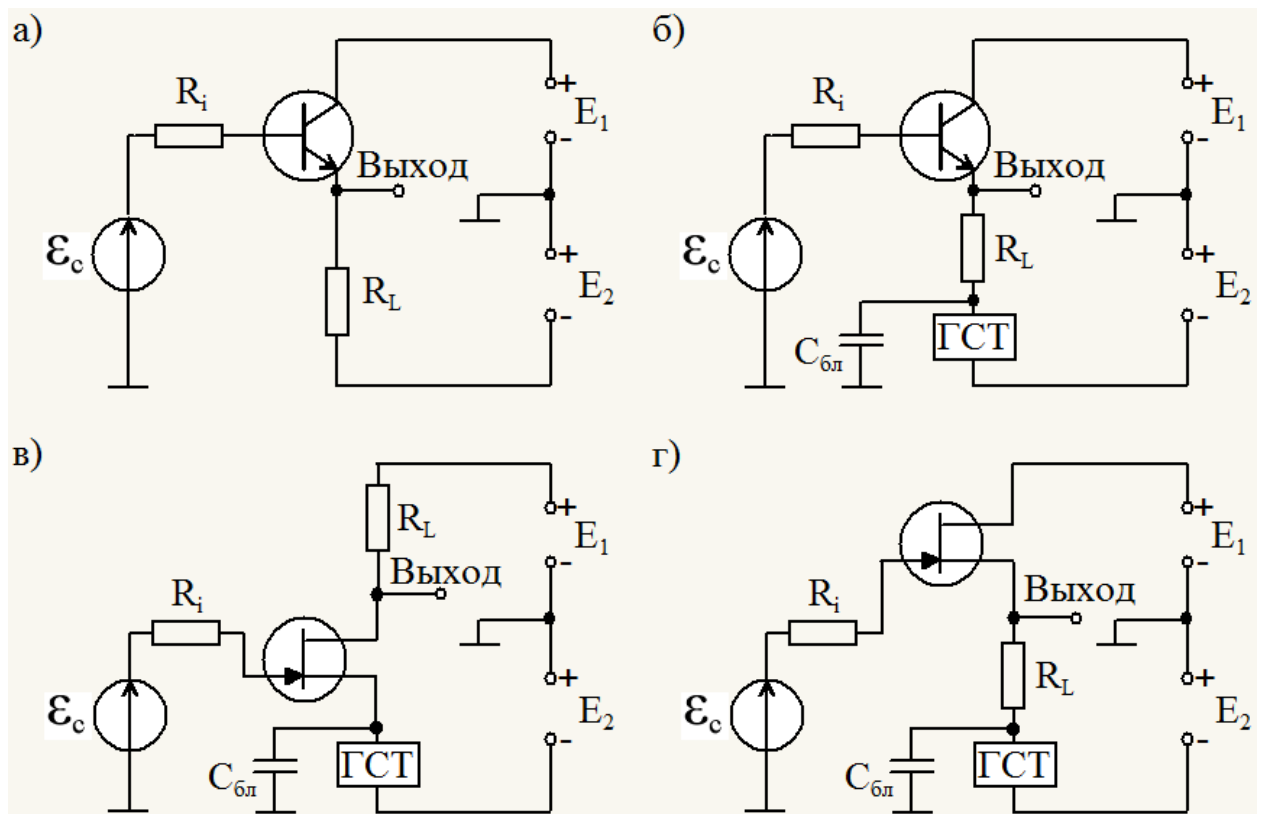


Рис.10. Принципиальная схема каскадов с общим коллектором (а,б), с общим истоком (в) и с общим стоком (г).

Наконец, необходимо обеспечить надлежащий режим питания коллекторной цепи, для чего обычно требуется подать $V_{к=} \approx 2-5$ В. В нашем случае $V_{6=} \approx 0$, так как падение напряжения на R_i создается малым постоянным током базы. Тогда $V_{к=}$ рассчитывается по формуле:

$$V_{к=} = E_1 - I_{к=} R_L + V_{6=} .$$

Сопrotивление коллекторной нагрузки R_L играет важную роль в работе каскада. С него снимается выходной переменный сигнал, создаваемый коллекторным током и поэтому R_L определяет значение коэффициента усиления по напряжению (вспомним формулу $K_U \approx -SR_L$ из раздела 4). Кроме того, в многокаскадных усилителях R_L может существенно влиять на частотные свойства в области высоких частот, обсуждение чего выходит за рамки данной работы. Таким образом, на выбор R_L влияют, в первую очередь, требуемые свойства рассчитываемого усилителя на переменном токе. Исходя из них и следует его выбирать. После того, как значение R_L выбрано, остается подобрать E_1 для обеспечения нормального режима питания каскада.

Точно таким же образом может осуществляться питание каскадов с общим коллектором, соответствующих каскадов на ПТ (рис.10).

7. ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН ПРОСТЕЙШИХ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

Во всех предыдущих разделах усилительные каскады предполагались идеально линейными. Что достаточно близко соответствует условиям их работы только при малых сигналах переменного тока. При повышении уровня сигнала рано или поздно условия малости будут нарушены, форма выходного сигнала окажется искаженной. При очень слабых сигналах на входе усилителя линейность их передачи не нарушается, но уровень полезного напряжения может оказаться сравнимым с уровнем собственных шумов, помех и наводок, действующих в каскаде. Поэтому форма сигнала на выходе опять-таки окажется искаженной.

Динамическим диапазоном называют перепад амплитуд входных сигналов, передаваемых усилительным каскадом с достаточно малыми искажениями. Обычно его измеряют в децибелах:

$$\text{ДД} = 201g \frac{U_{\text{вх.макс}}}{U_{\text{вх.мин}}} \quad [\text{дБ}]$$

Нижняя граница ДД определяется уровнем собственных шумов, помех и наводок, способным замаскировать слабый входной сигнал. В рассмотренных ранее простейших усилительных каскадах типичные значения $U_{\text{вх.мин}}$ составляют единицы-десятки микровольт. Верхняя граница связана с нелинейностью транзисторов, ее значение зависит от вида вольт-амперных характеристик и от положения рабочей точки. В простейшем случае $U_{\text{вх.макс}}$ определяют по заданному отклонению амплитудной характеристики каскада $U_{\text{мвых}} = f(U_{\text{макс}})$, снятой при гармоническом входном напряжении от линейного закона (например, на 10%).

При нарушении линейности режима работы усилителя синусоидальный входной сигнал вызовет на выходе несинусоидальное по форме периодическое колебание, содержащее высшие гармонические

составляющие. Поэтому нелинейные свойства каскада часто характеризуют коэффициентом нелинейных искажений («клирфактором»):

$$K_f = \sqrt{U_{M2}^2 + U_{M3}^2 + \dots + U_{MN}^2} / U_{M1}$$

Где $U_{M1} \dots U_{MN}$ – амплитуды соответствующих гармоник выходного сигнала.

Искажения формы сигнала могут вызываться как нелинейностью входных характеристик БТ (см. рис.2б) или передаточных характеристик БТ и ПТ (рис. 2в, д), так и нелинейностью выходных характеристик транзисторов (рис. 2 а, г). Так как входные и передаточные характеристики БТ близки к экспоненте $\exp(V_b/U_T)$, что изучалось в разделе 3, то вызываемые ими нелинейные искажения становятся заметными при амплитудах сигнала на переходе база-эмиттер порядка U_T (≈ 26 мВ при комнатной температуре). При этом эффект нарушения пропорциональности размаха выходного тока по отношению к размаху входного напряжения не столь заметен по сравнению с искажением формы (в частности, при синусоидальном входном напряжении появляется вторая гармоника тока базы и коллектора). Кроме того, возможно косвенное проявление нелинейности за счет детектирования (выпрямления) входного сигнала и сопутствующего изменения рабочей точки транзистора (его подзапираания). Этот эффект также снижает коэффициент усиления каскада при больших сигналах.

Наиболее сильные нелинейные искажения, приводящие к резкому нарушению линейности передачи сигнала и к снижению коэффициента усиления, возникает при уровне входных сигналов, достаточно для запираания транзисторов на часть периода и (или) для захода в режим насыщения (в заштрихованные зоны на рис. 2а, г). В этом случае выходной ток ограничивается по размаху и появляется характерная «отсечка» синусоидального сигнала (односторонняя - при наличии либо запираания, либо насыщения, или двусторонняя при действии и того и другого механизмов ограничения). На рис. 11 явление отсечки тока иллюстрируется с помощью динамической передаточной характеристики БТ.

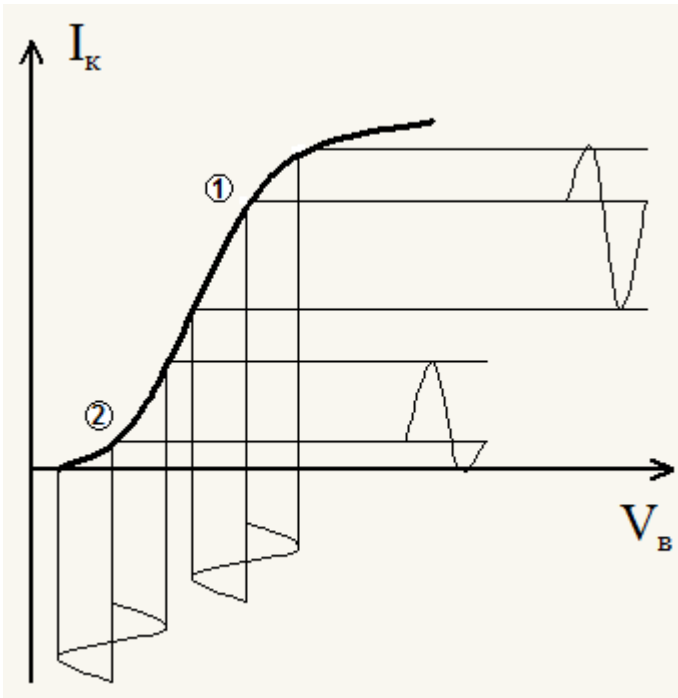


Рис.11. Отсечка тока в транзисторном каскаде при высоком уровне входного сигнала на базе.

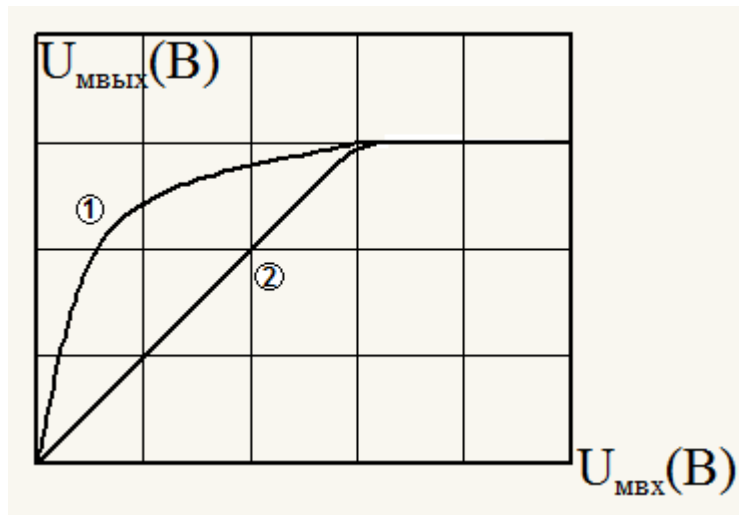


Рис.12. Амплитудные характеристики каскадов с общим эмиттером (1) и с общим коллектором (2).

Динамическая передаточная характеристика представляет собой зависимость I_k от V_b при текущем значении напряжения на коллекторе V_k , определяемом нагрузкой коллекторной цепи. Так, в каскаде на рис. 8а начальный участок динамической характеристики, соответствующий активному режиму транзистора ($V_k > 0$), практически совпадает со статической передаточной характеристикой (рис. 2в). Горизонтальный ее участок соответствует режиму насыщения и ограничению тока коллектором на уровне $\approx E_1/R_L$. При двух различных положениях рабочей точки на рис. 11 раньше будет наблюдаться отсечка сверху (случай 1) или снизу (случай 2).

Приведенные соображения позволяют качественно объяснить вид амплитудных характеристик каскадов с общим эмиттером (или общим истоком), с общим коллектором (или с общим стоком). Типичный вид таких характеристик показан на рис.12. В усилительном каскаде с общим эмиттером наклон амплитудной характеристики на начальном участке определяется малосигнальным коэффициентом усиления $|K_u|$. Затем, при амплитуде входного напряжения $U_{вх} \geq 20$ мВ, начинает проявляться нелинейность входной и передаточных характеристик, рост амплитуды выходного тока и напряжения отстает от роста входного напряжения. При $U_{вх} \geq 50 \dots 60$ мВ начинает проявляться отсечка тока, причем при относительно небольших значениях R_L раньше сказывается запирающее действие транзистора на части периода входного гармонического сигнала. На последнем, наиболее пологом участке характеристики отсечка становится двусторонней, размах сигнала на выходе почти перестает расти.

В эмиттерном повторителе ситуация совершенно другая вследствие того, что к эмиттерному переходу приложена лишь малая часть входного сигнала с амплитудой $(1-K_u)U_{вх}$. Потому первый фактор – нелинейность характеристики эмиттерного перехода – проявляется в незначительной степени. Резкий излом амплитудной характеристики возникает лишь при появлении отсечки за счет запирающего и (или) насыщающего действия БТ.

Таким образом, динамический диапазон каскада с общим эмиттером при указанных выше ориентировочных значениях уровня помех и шумов составит 60 ... 70 дБ, а у эмиттерного повторителя – до 90...100 дБ. Подобные рассуждения и оценки справедливы и при сопоставлении динамических характеристик соответствующих простейших каскадов на ПТ.

В заключение отметим, что основным способом борьбы с нелинейными искажениями и способом расширения динамического диапазона по верхней границе является использование отрицательной обратной связи, рассмотрение которой выходит за рамки данной работы.

8. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Дифференциальный усилитель (ДУ) представляет собой симметричный каскад на двух идентичных транзисторах с соединенными между собой эмиттерами, суммарный постоянный ток которых задается источником питания с высоким внутренним сопротивлением R_E ; в идеале это должен быть источник постоянного тока. Такой каскад имеет два входа (на базы обоих БТ) и выход между коллекторами, называемый симметричным. Эквивалентная схема ДУ по переменному току при питании эмиттеров от идеального источника тока изображена на рис. 13. Здесь ε_1' , ε_1'' – комплексные амплитуды источников гармонических колебаний; \dot{U}_2 , \dot{U}'_k , \dot{U}''_k – комплексные амплитуды выходного напряжения и напряжений на коллекторах транзисторов каждого плеча.

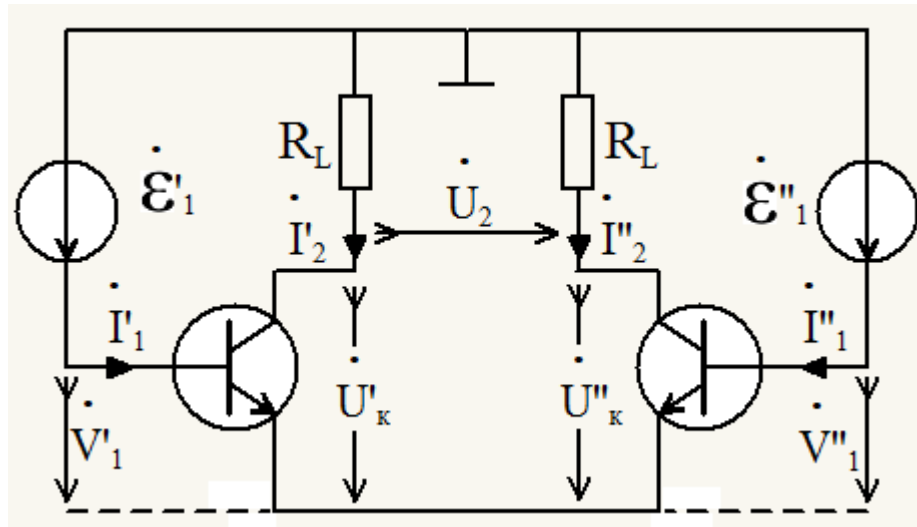


Рис.13. Эквивалентная схема дифференциального каскада усиления

Если оба транзистора идентичны и находятся в одинаковом режиме по постоянному току, то на основании второго уравнения системы (I) комплексные амплитуды токов коллекторов запишутся в виде

$$\dot{I}'_2 = y_{21} \dot{V}'_1 + y_{22} \dot{U}'_k,$$

$$\dot{I}''_2 = y_{21} \dot{V}''_1 + y_{22} \dot{U}''_k,$$

$$\text{Тогда } \dot{U}_2 = (\dot{I}''_2 - \dot{I}'_2) R_L = y_{21} R_L (\dot{V}''_1 - \dot{V}'_1) + y_{22} R_L (\dot{U}''_k - \dot{U}'_k)$$

$$\text{С другой стороны, из рис.8 видно, что } \dot{V}''_1 - \dot{V}'_1 = \dot{\epsilon}'_1 - \dot{\epsilon}''_1; \quad \dot{U}_2 = \dot{U}''_k - \dot{U}'_k.$$

Поэтому

$$\dot{U}_2 = \frac{-y_{21}}{y_{22} + 1/R_L} (\dot{\epsilon}'_1 - \dot{\epsilon}''_1) \equiv K_d (\dot{\epsilon}'_1 - \dot{\epsilon}''_1)$$

Коэффициент усиления K_d , входящий в (6), называют *дифференциальным*, так как он характеризует отношение \dot{U} к разности подводимых ко входам напряжений, отсюда и само название каскада. Отметим также, что в рассмотренном случае идеальной симметрии и при $R_E \rightarrow \infty$ значение K_d совпадает с коэффициентом усиления по напряжению каскада с общим эмиттером K_u' , определенным в формулах (3 раздела 4). Из формулы (6) следует, что при подаче противофазных сигналов на входы ($\epsilon_1' = -\epsilon_1'' = \epsilon_0$) на выходе получаем $\dot{U} = 2K_d \epsilon_0$; при подаче синфазных сигналов ($\epsilon_1' = \epsilon_1''$) напряжение на выходе отсутствует ($\dot{U}_2 = 0$).

Интересно отметить, что правая часть формулы 6 сохраняет свой вид и при *нарушении симметрии плеч* при условии, что $R_E \rightarrow \infty$, то есть при питании эмиттерной цепи от идеального источника постоянного тока. Как показывает соответствующий расчет изменяется лишь значение K_d , которое в случае

одинаковых нагрузок плеч ($R_L' = R_L'' = R_L$) выражается через коэффициенты усиления каждого плеча:

$$K_D = \frac{2}{(K_u')^{-1} + (K_u'')^{-1}}.$$

Таким образом, и в этом важном для практики более общем случае синфазная составляющая входных сигналов не оказывает *никакого* влияния на напряжение симметричного выхода U_2 . Это особое свойство ДУ, которое обычно называют *подавлением синфазной помехи*, предопределяет его высокую стабильность, в частности, температурную.

Полное подавление синфазной помехи имеет место и при *конечном* R_E , но только при условии идеальной симметрии плеч. При наличии отклонений в параметрах транзисторов и (или) в сопротивлениях нагрузки плеч на выходе появится некоторая составляющая напряжения, пропорциональная не разности, а сумме входных сигналов, так что

$$\dot{U}_2 = K_D(\dot{\epsilon}'_1 - \dot{\epsilon}''_1) + K_{сф}(\dot{\epsilon}'_1 + \dot{\epsilon}''_1). \quad (7)$$

В выражении (7) через $K_{сф}$ обозначен коэффициент передачи синфазной компоненты. Важным для практики параметром, характеризующим качество ДУ (степень его близости к идеальному варианту), является отношение $|K_D/K_{сф}|$, измеряемое обычно в логарифмических единицах (децибелах), оно называется коэффициентом ослабления синфазного сигнала (КОСС):

$$\text{КОСС} = 201g(|K_D/K_{сф}|)$$

Чтобы дать оценку степени влияния R_E на неидеальность ДУ, приведем результат анализа схемы с конечным значением R_E в приближении $R_L' = R_L'' = R_L$ и $y_{12} = y_{22} = 0$. Если положить $y'_{21} = S + \Delta S$; $y''_{21} = S - \Delta S$, считая $\Delta S \ll S$, то

$$\dot{U}_2 = -SR_L(\dot{\epsilon}'_1 - \dot{\epsilon}''_1) - \frac{\Delta SR_L}{1 + 2SR_E}(\dot{\epsilon}'_1 + \dot{\epsilon}''_1).$$

Сравнивая этот результат с (7), находим что

$$K_D = -SR_L; \quad K_{сф} = \frac{-\Delta SR_L}{1 + 2SR_E}; \quad \text{КОСС} = 201g\left(\frac{S}{\Delta S}(1 + 2SR_E)\right) \text{ [дБ]}.$$

Например, если $\Delta S = 0,05$ См, $S = 0,02$ См, $R_E = 5,4$ кОм, $R_L = 6$ кОм, то $K_D = -120$, $K_{сф} = -0,028$, $K_{осс} \approx 73$ дБ.

Особенно отчетливо проявляются достоинства ДУ при его технологическом исполнении в виде интегральной полупроводниковой микросхемы (ИМС), что обычно имеет место в современной электронике. Благодаря размещению транзисторов и резисторов на единой полупроводниковой подложке и их изготовлению в едином технологическом цикле параметры плеч ДУ

оказываются идентичными с высокой степенью точности. Как следствие, значения КОСС для ИМС ДУ достигает 80-100 дБ и более.

Важнейшее преимущество ИМС ДУ – это малый дрейф нуля на выходе. Дрейфом нуля называют самопроизвольные изменения (флуктуации) напряжения на выходе каскада, не связанные с наличием входных сигналов. Очевидно, в идеальном случае при $\varepsilon_1' = \varepsilon_1'' = 0$ должно быть $U_2 = 0$; реально же напряжение выхода отлично от нуля и меняется с течением времени. Эти изменения происходят под действием различных причин случайного характера (колебания температуры окружающей среды, нестабильность источников питания, старение транзисторов и т.п.). В случае интегрального исполнения флуктуации токов в плечах каскада оказываются сильно коррелированными, причем взаимозависимые их компоненты воздействуют на выход аналогично синфазным помехам. Потому происходит сильное подавление дрейфовых компонент выходного напряжения, то есть резкое уменьшение дрейфа нуля. Это, в частности, позволяет успешно использовать ДУ для усиления сколь угодно медленно меняющихся сигналов (как говорят на практике, для усиления постоянных токов). Именно такие сигналы неотличимы от дрейфовых компонент и маскируются (подавляются) процессом дрейфа нуля в простых усилительных каскадах типа схемы с общим эмиттером, существенно ограничивая их применение для усиления постоянного тока.

Другим достоинством ДУ является его универсальность, в частности, возможность различных вариантов подачи и съема сигналов. Так, входной сигнал можно подавать только на один вход, замкнув другой на общую точку. Выходной сигнал на практике бывает необходимо снять несимметричным способом, тогда используют съем с любого из коллекторов относительно общей точки схемы. Соответствующий коэффициент усиления $K_{\Pi} = \pm K_{\text{д}}/2$ называют *плечевым*. Следует иметь в виду, что при таком способе съема заметно ухудшается подавление синфазной помехи.

Важным параметром дифференциального каскада является его входное сопротивление. Вследствие присущим ДУ свойствам симметрии и подавления синфазных составляющих входного сигнала входное сопротивление оказывается совершенно различным для синфазных и противофазных ЭДС на входах ε_1' и ε_1'' . Если в общем случае разложить каждую из этих ЭДС на соответствующие составляющие: $\varepsilon_1' = \varepsilon_{\text{сф}} + \varepsilon_{\text{пф}}$; $\varepsilon_1'' = \varepsilon_{\text{сф}} - \varepsilon_{\text{пф}}$, то такие же компоненты могут быть выделены и во входных токах: $I_1' = I_{\text{сф}} + I_{\text{пф}}$; $I_1'' = I_{\text{сф}} - I_{\text{пф}}$. Теперь можно определить два значения входного сопротивления:

$$R_{\text{вх}}^{\text{пф}} = \frac{2\varepsilon_{\text{пф}}}{I_{\text{пф}}} = \frac{2}{y_{11}}; \quad R_{\text{вх}}^{\text{сф}} = \frac{\varepsilon_{\text{сф}}}{I_{\text{сф}}} = 2h_{21}R_E.$$

Видно, что при $y_{11} \approx 10^{-3} \text{ см}$, $R_E \approx 10^5 \text{ Ом}$, $h_{21} \approx 10^2$ входные сопротивления для противофазных и синфазных составляющих сигнала отличаются 10^4 .

Дифференциальный каскад может быть построен и на ПТ, однако, такие варианты редко используются из-за малых достижимых значений $|K_d|$. Чаще встречается в интегральной схемотехнике дополнение ДУ на БТ входными каскадами (обычно истоковыми повторителями) на ПТ, что позволяет увеличить входное сопротивление при не слишком высоких частотах.

На рис. 14. Изображены принципиальные схемы дифференциальных каскадов на БТ и ПТ. Заметим, что при идеальных ГСТ эти схемы в точности соответствуют эквивалентной схеме, приводившейся на рис. 13, и полученные ранее выражения должны точно выполняться для каскадов на рис. 14. Полезно еще отметить, что дифференциальные каскады не требуют для компоновки схемы никаких конденсаторов, что позволяет реализовать их преимущества при усилении сигналов «постоянного тока». По этой же причине ДУ очень удобен для реализации средствами интегральной полупроводниковой технологии.

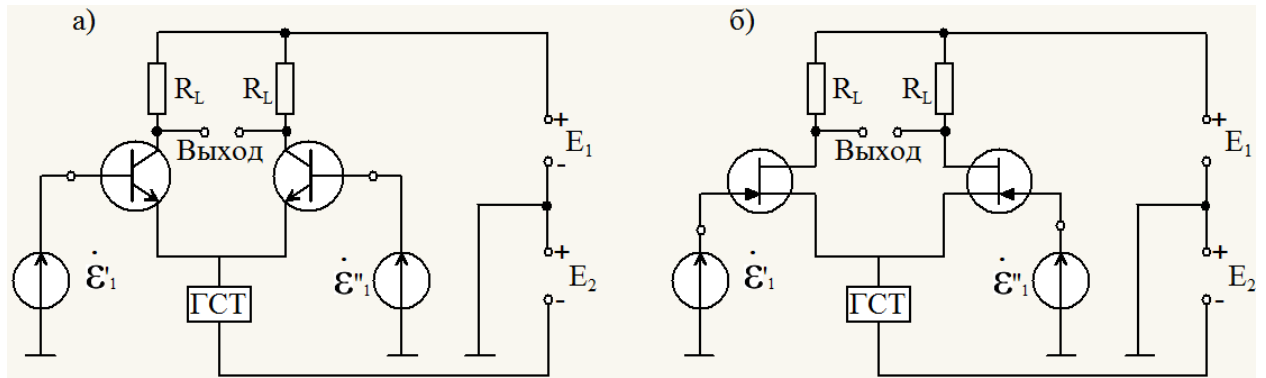


Рис.14. Дифференциальные усилители на БТ (а) и ПТ (б).

Генератор стабильного тока (ГСТ) особенно удобен для питания эмиттерных цепей дифференциального каскада, в том случае его роль не ограничивается стабилизацией рабочего тока транзисторов. ГСТ также обеспечивает малую чувствительность каскада к помехе, действующей синфазно на оба входа, так как соответствует большим значениям R_E (до 3...5 Мом).

Интересно отметить еще одну возможность использования ГСТ в усилительных ИМС, в том числе и в ДУ. Если заменить сопротивление нагрузки R_L в любом из рассмотренных выше каскадов на ГСТ, то *динамическое сопротивление нагрузки* (для переменного тока) будет соответствовать дифференциальному выходному сопротивлению ГСТ. Таким образом, появляется возможность существенно увеличить усиление по напряжению, не повышая напряжения питания коллекторных цепей. Например, в ДУ значение $|K_d|$ может быть приближено к $u_{21}/u_{22} \approx 5 \cdot 10^3$ для БТ с параметрами из таблицы 1. Если усилительный каскад выполнен на n-p-n

транзисторах, то сочетаемый с ним в качестве динамической нагрузки ГСТ должен быть на р-п-р приборах. Подобный принцип комплементарной (дополняющей по типу проводимости полупроводниковых областей) динамической нагрузки широко применяется в ИМС как на биполярных, так и на полевых транзисторах.

Ввиду того, что ДУ способен передавать сколь угодно медленно меняющиеся сигналы удобно его динамические свойства охарактеризовать так называемыми передаточными характеристиками по симметричному выходу. Передаточные характеристики ДУ связывают мгновенные значения сигналов на входах (ε_1' , ε_1'') и на симметричном выходе ($U_{\text{вых}}$). На рис. 15 представлены типичные графики для случая идеальной симметрии. Такие зависимости дают наглядное представление об искажениях больших сигналов и о верхней границе динамического диапазона. В ДУ на БТ, как и в каскаде с общим эмиттером, нелинейность статических входных и передаточных характеристик транзистора приводит к искаженной передаче сигнала при $|\varepsilon_1'|, |\varepsilon_1''| \geq 20$ мВ. Отклонение графиков на рис. 15 от прямой соответствует заклиниванию или в зависимости от рабочей точки, насыщению одного из транзисторов. Оценка динамического диапазона дает значения, близкие к приведенным для каскада с общим эмиттером (порядка 60...70дБ). Полезно заметить, что передаточные характеристики более информативны, чем амплитудные, так как позволяют по форме входного сигнала построить выходной и оценить степень его искажений (в частности, для синусоидального сигнала на входе – клирфактор).

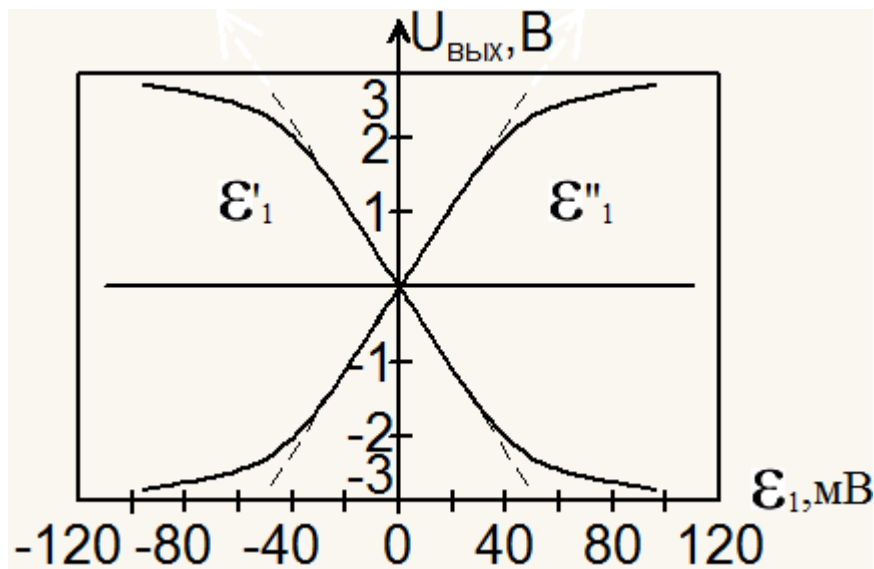


Рис.15. Передаточные характеристики ДУ на БТ при $E_1=6\text{В}$, $|K_d|=60$ по первому (ε'_1) и второму (ε''_1) входам.

В заключение данного раздела отметим, что в силу своих уникальных свойств ДУ служит основой для построения широкого класса аналогичных ИМС, таких, как операционные усилители, компараторы, стабилизаторы напряжения, видеоусилители, балансные модуляторы, и демодуляторы.

9.МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЕ . «УСИЛИТЕЛЬНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ И ЭЛЕМЕНТЫ АНАЛОГОВОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМОТЕХНИКИ»

В процессе подготовки к работе, в ходе ее выполнения и при анализе результатов студенты получают и углубляют знания о характеристиках биполярных транзисторов (БТ) и полевых транзисторов (ПТ), о способах оценки измерения малосигнальных параметров; приобретают умения и навыки расчетов и измерений параметров элементарных каскадов на БТ и ПТ; закрепляют знания основных принципов линейной интегральной схемотехники.

Программа разделена на две части.

ЧАСТЬ 1 .Простейшие каскады усиления на БТ:

- измерение и теоретические оценки малосигнальных Y -параметров БТ;
- измерение и расчет параметров усилительных каскадов с общим эмиттером и эмиттерного повторителя.

ЧАСТЬ 2. Простейшие каскады усиления на ПТ, дифференциальный каскад усиления (ДУ):

- измерение и теоретические оценки малосигнальных Y -параметров ПТ;

- измерение и расчет параметров усилительных каскадов с общим истоком и истокового повторителя;- измерение и расчет основных параметров ДУ при различных способах подачи входного и съема выходного сигналов.

Исследуемые устройства собираются на монтажной плате, содержащей двухполярный источник питания. В работе используются биполярные транзисторы n-p-n типа и полевые транзисторы с n каналом. Тип транзисторов и справочные данные для них приведены на рабочем месте. Все цепи и устройства, подлежащие исследованию, собираются установкой транзисторов, резисторов и конденсаторов в гнезда, расположенные на плате. Для наблюдений и измерений используется двухканальный осциллограф, генератор гармонических колебаний, вольтметры. Все они снабжены инструкциями по применению. К каждой лабораторной установке прилагаются конкретные методические рекомендации по выполнению пунктов задания.

При подготовке к выполнению первой и второй частей работы следует изучить параграфы 1-7, перед выполнением второй части необходимо дополнительно изучить параграф 8. После окончания программы работы составляется отчет, в котором приводятся схемы измерений, результаты расчетов и измерений в виде графиков, осциллограмм, численных значений и сопоставленных таблиц. Отчет должен заканчиваться выводами, в которых анализируются и объясняются полученные результаты.

ЧАСТЬ 1

ПРОСТЕЙШИЕ КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ НА БТ

1. Выбор рабочей точки.

Задайтесь значением коллекторного тока в рабочей точке (варианты: 1.0; 2.0; 3.0; 4.0; 5.0 мА). Коллекторное напряжение в рабочей точке поддерживайте на уровне 5.6-6.0 Вольт.

2. Параметры рабочей точки контролируйте каждый раз после сборки новой схемы.

3. ИЗМЕРЕНИЕ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ Y - ПАРАМЕТРОВ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ.

3.1. Соберите схему измерения параметров y_{11} и y_{21} (рис.16). Включите напряжение питания и установите рабочую точку.

$R_6 = 1 \text{ кОм}$

Нагрузочный резистор $R_L = 100 \text{ Ом}$ обеспечивает режим, близкий к короткому замыканию выхода для любого варианта рабочего тока транзистора. В цепь генератора стабильного тока (ГСТ) встроен переменный резистор для установки тока. Рабочая точка устанавливается регулировкой тока ГСТ и напряжения питания E_1 .

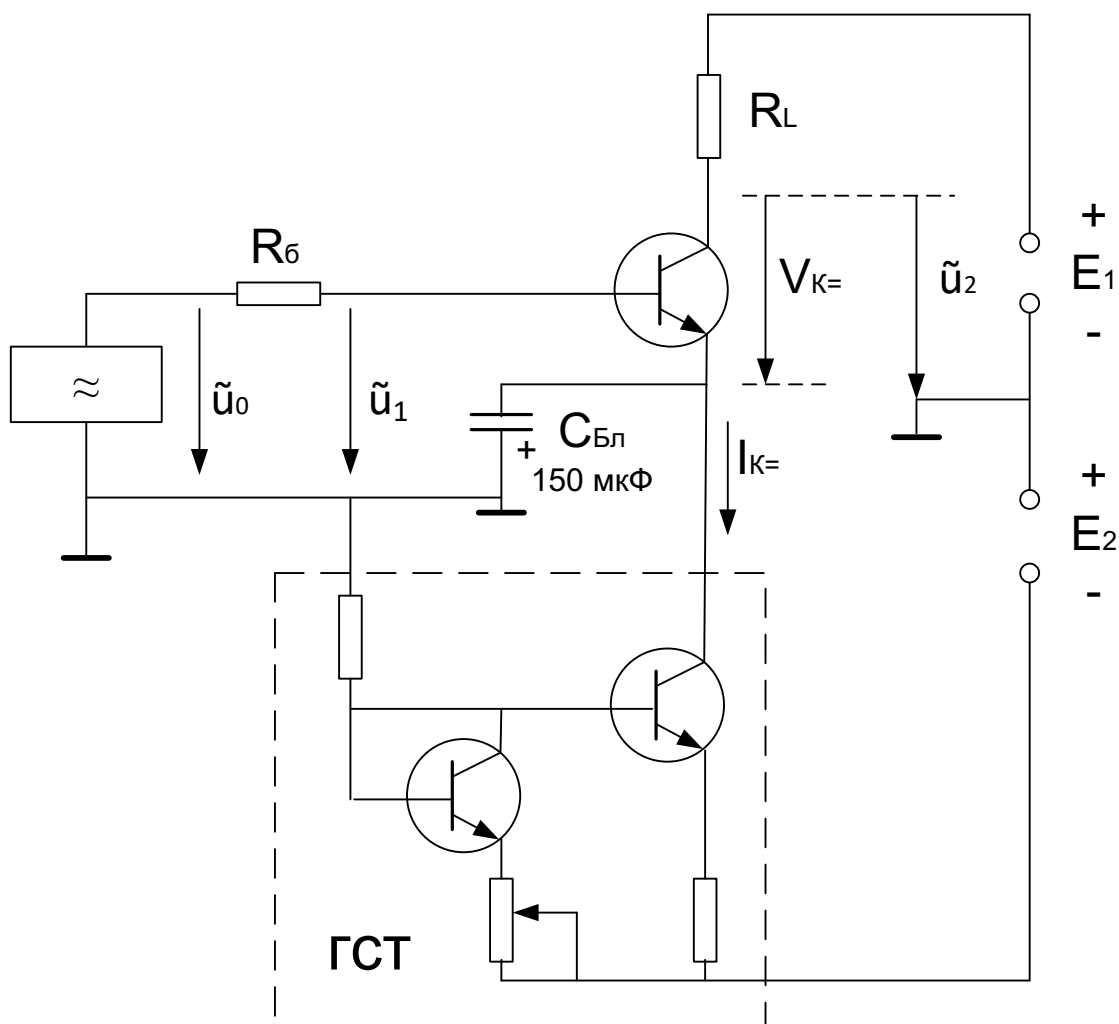


Рис.16. Схема измерения y_{11} и y_{21} .

Измерьте малосигнальные параметры y_{11} и y_{21} . Измерение малосигнальных параметров производится при подаче на вход транзистора гармонического колебания частотой 2-3 кГц, при этом емкость $C_{бл}$ надежно блокирует по переменному току эмиттерную цепь. Для нахождения y_{11} и y_{21} измерьте амплитуды U_0 , U_1 , U_2 напряжения \tilde{u}_0 , \tilde{u}_1 , \tilde{u}_2 ,

соблюдая условия малости сигнала амплитуда напряжения \tilde{u}_1 не должна превышать 5...6 мВ). Искомые параметры находятся по формулам:

$$y_{11} = \left(\frac{U_0 - U_1}{R_6} \right) / U_1 ; \quad y_{21} = \left(\frac{U_2}{R_L} \right) / U_1.$$

3.1. Соберите схему измерения параметра y_{22} (рис.17). Измерьте y_{22} .

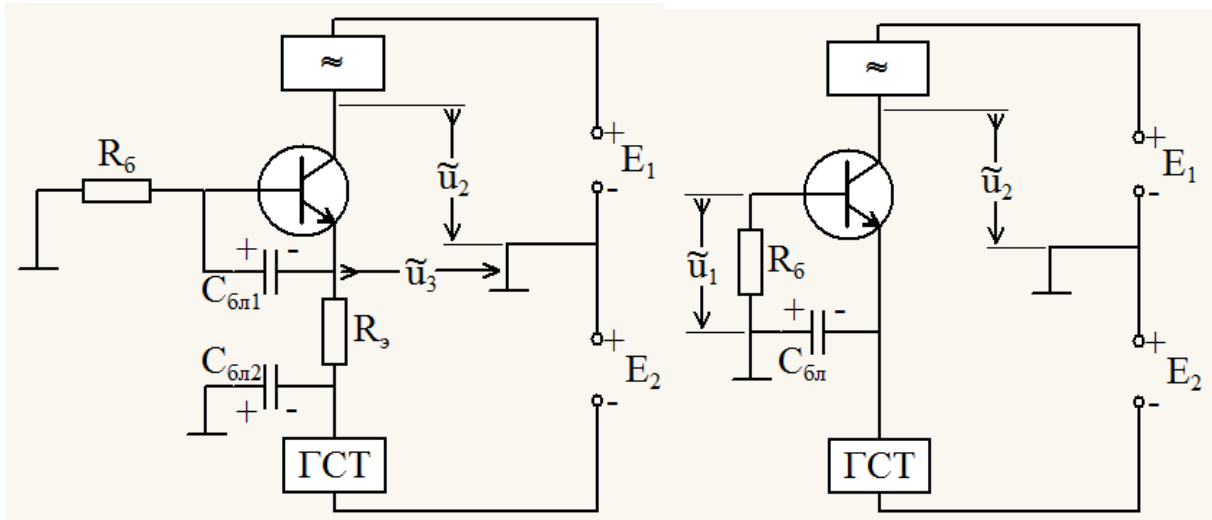


Рис.17. Схема измерения y_{22} .

Рис.18. Схема измерения y_{10} .

Источник гармонических колебаний включается в коллекторную цепь. При этом, «земля» генератора соединяется с плюсовым контактом источника питания макета. Резистор $R_6 = 1$ кОм обеспечивает замыкание цепи базы по постоянному току. В цепь эмиттера включается измерительный резистор R_3 значение которого набирается в диапазоне 50-100 Ом. Измерение проводится для заданной рабочей точки при подаче на коллектор транзистора колебания с амплитуд 2-3 в. Параметр y_{22} находится по результатам измерения амплитуд напряжений \tilde{u}_2 и \tilde{u}_3 :

$$y_{22} = \left(\frac{U_3}{R_3} \right) / U_2.$$

3.3. Соберите схему измерения малосигнального параметра y_{12} (рис.18) и измерьте y_{12} .

Измерение проводится аналогично предыдущему случаю. Измерительный резистор R_6 (150...200 Ом) включается в цепь базы. Параметр y_{12} находится по результатам измерения амплитуд напряжений \tilde{u}_1 и \tilde{u}_2 :

$$y_{12} = \left(\frac{U_1}{R_6} \right) / U_2.$$

3.4. Проведите оценку y - параметров для заданном рабочей точки. Сопоставьте оценочные параметры с измеренными. Для оценки следует воспользоваться формулами (2) из раздела 3 и справочными данными транзистора h_{21} и U_Y :

$$Y_{11}=I_{K\equiv}/h_{21}/U_T; \quad y_{12}=-I_{K\equiv}/h_{21}/U_Y; \\ Y_{21}=S=I_{K\equiv}/U_T; \quad y_{22}=I_{K\equiv}/U_Y .$$

4. ИЗМЕРЕНИЕ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ПРОСТЕЙШИХ КАСКАДОВ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ.

4.1. Соберите усилительный каскад с общим эмиттером (рис.16).

Включите напряжение питания и установите рабочую точку. В качестве R_L следует использовать резистор, при котором реализуется заданный режим работы транзистора по постоянному току (соответствующее значение R_L указано на лабораторной установке).

4.2. Измерьте коэффициенты усиления напряжения, тока и мощности, входное сопротивление.

Измерения проводится при подаче на вход усилителя гармонического колебания на частоте 2-3 кГц. Для нахождения K_U , K_i , K_p , $R_{ВХ}$ следует измерить амплитуды U_0 , U_1 , U_2 напряжений \tilde{u}_0 , \tilde{u}_1 , \tilde{u}_2 , соблюдая условия малости сигнала (амплитуда напряжения \tilde{u}_1 не должна превышать 5-6 мВ). Искомые параметры находятся по формулам :

$$|K_U|=\frac{U_2}{U_1}; \quad K_i=\frac{U_2}{R_L}/\left(\frac{U_0-U_1}{R_6}\right); \quad K_p=|K_U|K_i; \quad R_{ВХ}=U_1/\left(\frac{U_0-U_1}{R_6}\right) .$$

4.3. Рассчитайте коэффициенты усиления напряжения, тока и мощности, входное сопротивление по формулам :

$$K_U \cong -y_{21}R_L \cong -SR_L; \quad K_i=h_{21}; \quad K_p=|K_U|K_i; \quad R_{ВХ}=\frac{1}{y_{11}}=\frac{h_{21}}{y_{21}} .$$

4.4 Снимите амплитудную характеристику $U_2=f(U_1)$ усилителя с общим эмиттером (рис.16).

Измерения проводятся на той же частоте. Форма выходных колебаний контролируется осциллографом. Амплитуда U_1 входного напряжения \tilde{u}_1 изменяется от значений, при которых наблюдается заметные искажения синусоиды на выходе усилителя, до уровня слабого сигнала (5...6 мВ).

4.5. Соберите усилительный каскад с общим коллектором (рис.19). Включите напряжение питания и установите рабочую точку.

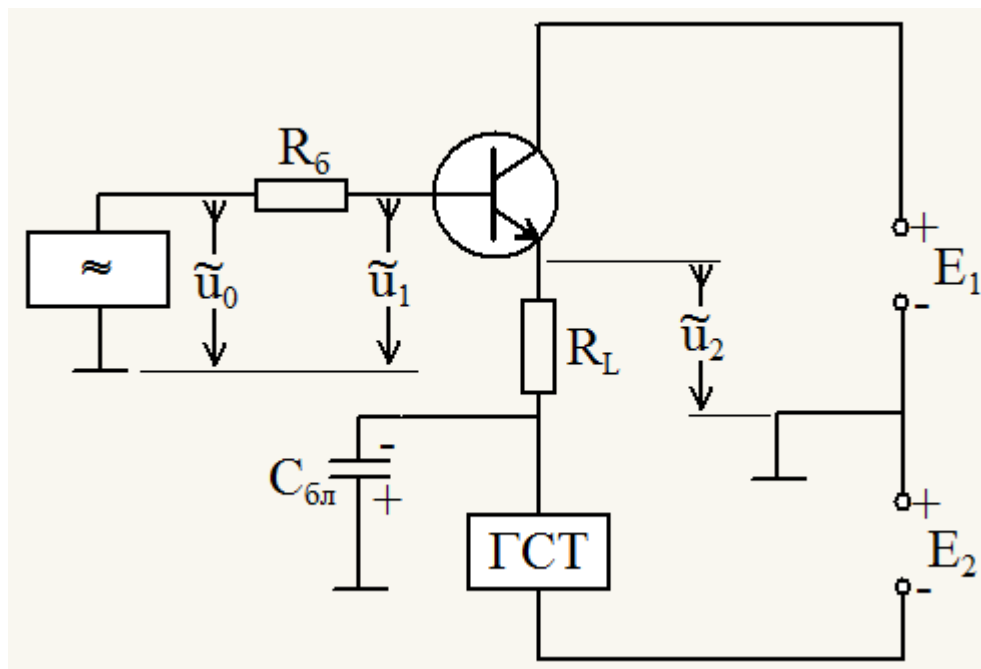


Рис.19. Схема измерения параметров усилителя с общим коллектором.

4.6. Измерьте коэффициенты усиления напряжения, тока и мощности, входное сопротивление.

Измерения и вычисления искомых параметров проводятся аналогично предыдущему случаю. Отличие состоит в том, что для повышения точности измерения $R_{вх}$ приходится заметно увеличить значение R_6 до 20-30 кОм.

4.7. Снимите амплитудную характеристику $U_2 = f(U_1)$ усилителя с общим коллектором.

Измерения проводятся так же, как в п.4.4.

4.8. Измерьте выходные сопротивления усилителя с общим коллектором.

Выходное сопротивление находится по результатам измерения выходных напряжений \tilde{u}'_2 и \tilde{u}''_2 , соответствующих различным значениям сопротивлений нагрузки: $R'_L = 50$ Ом и $R''_L = 20$ Ом. При этих опытах амплитуду U_1 напряжения \tilde{u}_1 следует поддерживать на одном уровне (10-20 мВ), а сопротивление R_6 должно быть нулевым. Тогда

$$R_{\text{вых}} = \frac{U_2' - U_2''}{\left(\frac{U_2''}{R_L''}\right) - \left(\frac{U_2'}{R_L'}\right)}$$

4.9. Рассчитайте коэффициенты усиления напряжения, тока и мощности, входные и выходные сопротивления по формулам:

$$K'_U = -SR_L; K_U = \frac{|K'_U|}{1+|K'_U|}; K_I = 1+h_{21}; K_P = K_U K_I; R_{вх} = (1+|K'_U|) \frac{h_{21}}{S}; R_{вых} \sim \frac{1}{S}.$$

4.10. Приведите измеренные и рассчитайте значения для обеих схем усилителя в виде сводной таблицы. Сопоставьте результаты.

ЧАСТЬ 2

ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ, ПРОСТЕЙШИЕ КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ, ИССЛЕДОВАНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ.

1. Выбор рабочей точки.

1.1. Задайтесь значением тока стока в рабочей точке (варианты: 1.0; 2.0; 3.0; 4.0; 5.0 мА). Напряжения стока в рабочей точке рекомендуется поддерживать на уровне 5.5-6.0 Вольт.

2. Параметры рабочей точки контролируйте каждый раз после сборки новой схемы.

3. ИЗМЕРЕНИЕ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ Y-ПАРАМЕТРОВ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ.

3.1 СОБЕРИТЕ СХЕМУ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРА y_{21} (РИС.20). ВКЛЮЧИТЕ НАПРЯЖЕНИЕ ПИТАНИЯ И УСТАНОВИТЕ РАБОЧУЮ ТОЧКУ. ИЗМЕРЬТЕ ПАРАМЕТР $y_{21} \cong S$.

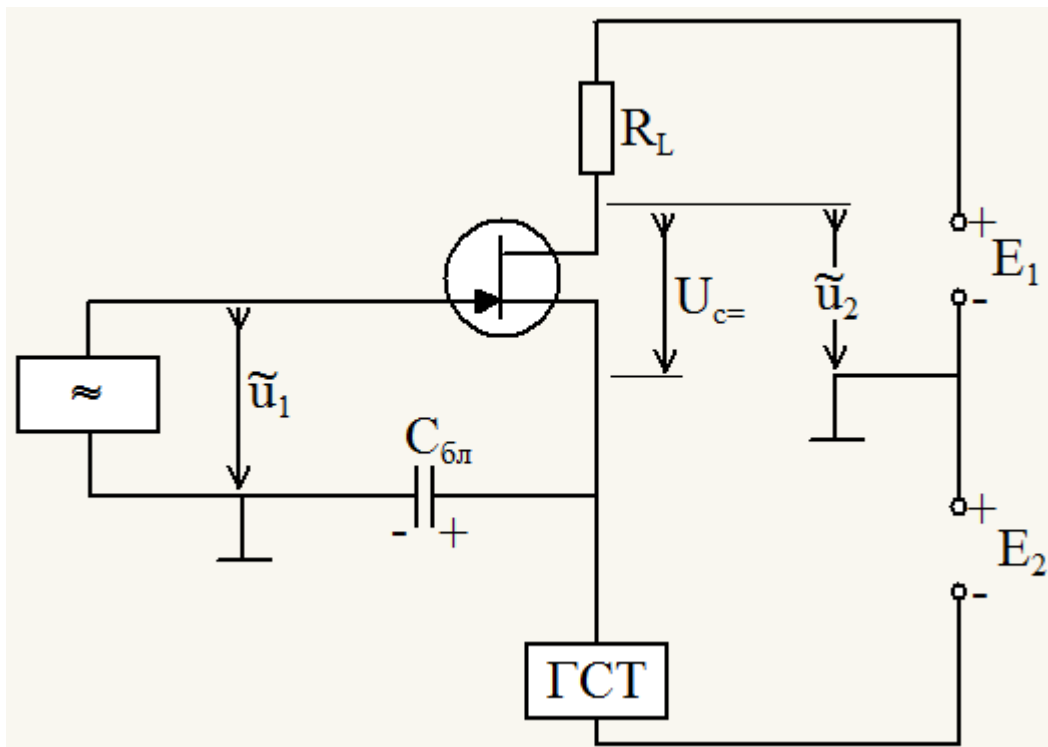


Рис.20. Схема измерения y_{21} .

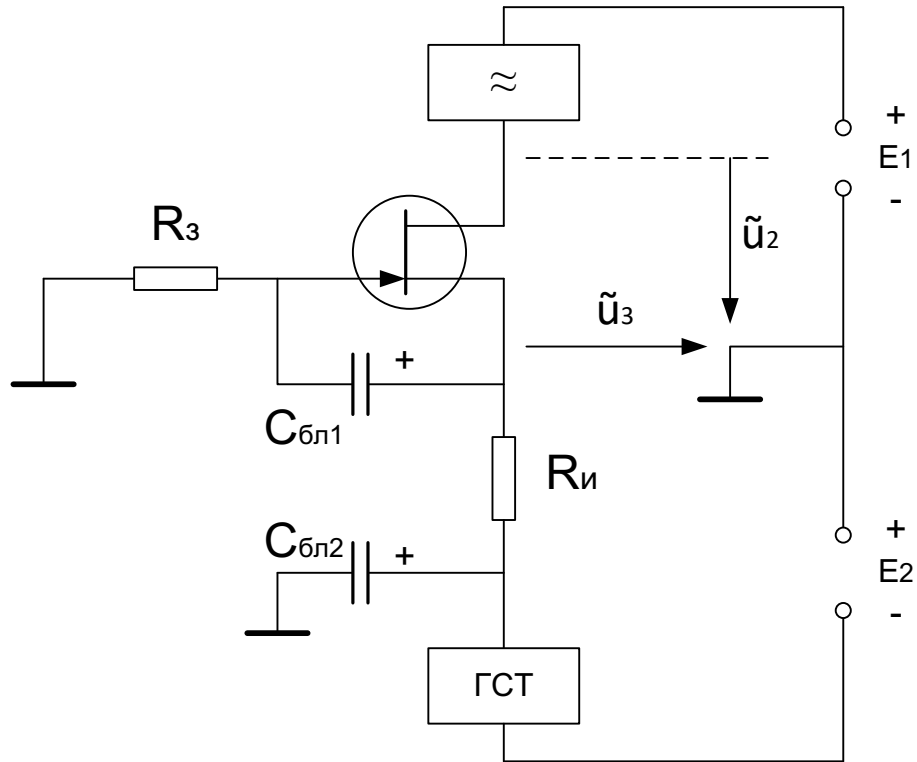


Рис.21. Схема измерения y_{22} .

Измерение малосигнального параметра y_{21} проводится при подаче на вход транзистора гармонического колебания на частоте 2-3 кГц, при том емкость $C_{бл}$ надежно блокирует по переменному току цепь истока. Нагрузочный резистор $R_L=100$ Ом обеспечивает режим, близкий к короткому замыканию выхода для любого варианта рабочего тока транзистора. Для нахождения y_{21} измерьте амплитуды U_1 и U_2 напряжений \tilde{u}_1 и \tilde{u}_2 , соблюдая условия малости сигнала (амплитуда напряжения \tilde{u}_1 не должна превышать 10-20 мВ). Параметр y_{21} находится по формуле $y_{21} = (U_2 / R_L) / U_1$.

3.2 СОБЕРИТЕ СХЕМУ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРА y_{22} (РИС.21). ИЗМЕРЬТЕ y_{22} .

Источник гармонических колебаний включается в стоковую цепь. При этом, «земля» генератора соединится с плюсовым контактом источника питания макета. Обратите внимание на правильное подключение блокировочных конденсаторов (сравните полярности выводов конденсаторов на схемах рис. 21 и рис. 17). Резистор R_3 (2...5 кОм) обеспечивает замыкание цепи раствором по постоянному току. В цепь истока включается измерительный резистор $R_{и}$, значение которого выбирается в диапазоне 50...100 Ом. Измерение проводится для заданной рабочей точки при подаче на сток транзистора колебания \tilde{u}_2 с амплитудой 2..3 В. Параметр y_{22} находится по

результатам измерения амплитуд напряжений \tilde{u}_2 и \tilde{u}_3 и вычислений по формуле:

$$y_{21} = (U_3/R_n)/U_2.$$

4. ИЗМЕРЕНИЕ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ПРОСТЕЙШИХ ТРАНЗИСТОРНЫХ КАСКАДОВ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ.

4.1 СОБЕРИТЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД С ОБЩИМ ИСТОКОМ (РИС.20). ВКЛЮЧИТЕ НАПРЯЖЕНИЕ ПИТАНИЯ И УСТАНОВИТЕ РАБОЧУЮ ТОЧКУ.

В качестве R_L следует использовать резистор, при котором реализуется заданный режим работы транзистора по постоянному току (соответствующее значение R_L указано на лабораторной установке).

4.2 ИЗМЕРЬТЕ КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ.

Измерения проводятся при подаче на вход усилителя гармонического колебания на частоте 2-3 кГц. Для нахождения K_U измерьте амплитуды U_1 и U_2 напряжений \tilde{u}_1 и \tilde{u}_2 , соблюдая условия малости сигнала (амплитуда напряжения \tilde{u}_1 не должна превышать 10-20 мВ). Коэффициент усиления напряжения K_U находится по формуле:

$$|K_U| = U_2 / U_1.$$

4.3 РАССЧИТАЙТЕ КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПО ФОРМУЛЕ

$$K_U = \frac{-y_{21} R_L}{1 + y_{22} R_L} \approx -y_{21} R_L \equiv -S R_L;$$

4.4 СНИМИТЕ АМПЛИТУДНУЮ ХАРАКТЕРИСТИКУ $U_2 = f(U_1)$ УСИЛИТЕЛЯ С ОБЩИМ ИСТОКОМ (РИС.20).

Измерения проводятся на той же частоте. Форма выходных колебаний контролируется осциллографом. Амплитуда U_1 входного напряжения \tilde{u}_1 изменяется от значений, при которых наблюдаются заметные искажения синусоиды на выходе усилителя, до уровня слабого сигнала (10 мВ).

4.5 СОБЕРИТЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД С ОБЩИМ СТОКОМ (РИС.22). ВКЛЮЧИТЕ НАПРЯЖЕНИЕ ПИТАНИЯ И УСТАНОВИТЕ РАБОЧУЮ ТОЧКУ.

4.6 ИЗМЕРЬТЕ КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ И ВЫХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ.

Измерение коэффициента усиления проводится аналогично предыдущему случаю. Выходное сопротивление находится по результатам измерения выходных напряжений \tilde{u}_1' и \tilde{u}_2'' , соответствующих различным значениям

сопротивлений нагрузки: $R_L'=390$ Ом и $R_L''= 150$ Ом. При этих опытах амплитуду U_1 напряжения \tilde{u}_1 следует поддерживать на одном уровне (20...50 мВ), а сопротивление R_3 должно быть нулевым. Тогда

$$R_{\text{вых}} = \frac{U_2' - U_2''}{\left(\frac{U_2''}{R_L''}\right) - \left(\frac{U_2'}{R_L'}\right)}$$

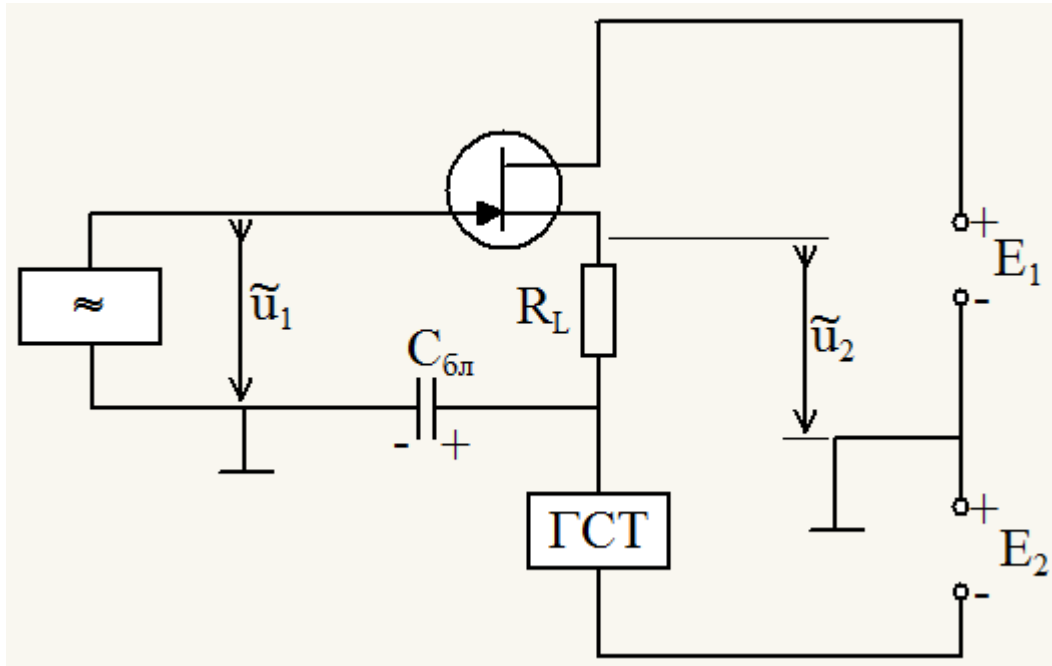


Рис.22. Схема измерения параметров усилителя с общим стоком.

4.7 РАССЧИТАЙТЕ КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ И ВЫХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ПО ФОРМУЛАМ:

$$K_U' = -SR_L ; \quad K_U = \frac{|K_U'|}{1 + |K_U'|} ; \quad R_{\text{вых}} \sim \frac{1}{S} .$$

4.8 ПРИВЕДИТЕ ИЗМЕРЕННЫЕ И РАССЧИТАННЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ДЛЯ ОБЕИХ СХЕМ УСИЛИТЕЛЯ В ВИДЕ СВОДНОЙ ТАБЛИЦЫ. СОПОСТАВЬТЕ РЕЗУЛЬТАТЫ.

4.9 СНИМИТЕ АМПЛИТУДНУЮ ХАРАКТЕРИСТИКУ $U_2=f(U_1)$ УСИЛИТЕЛЯ.

5. ИССЛЕДОВАНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ СПОСОБАХ ПОДАЧИ ВХОДНОГО И СЪЕМА ВЫХОДНОГО СИГНАЛОВ.

5.1 СОБЕРИТЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ КАСКАД НА БИПОЛЯРНЫХ (РИС. 23 в) И ПОЛЕВЫХ (РИС. 23б) ТРАНЗИСТОРАХ. ВКЛЮЧИТЕ НАПРЯЖЕНИЕ ПИТАНИЯ И УСТАНОВИТЕ РАБОЧУЮ ТОЧКУ.

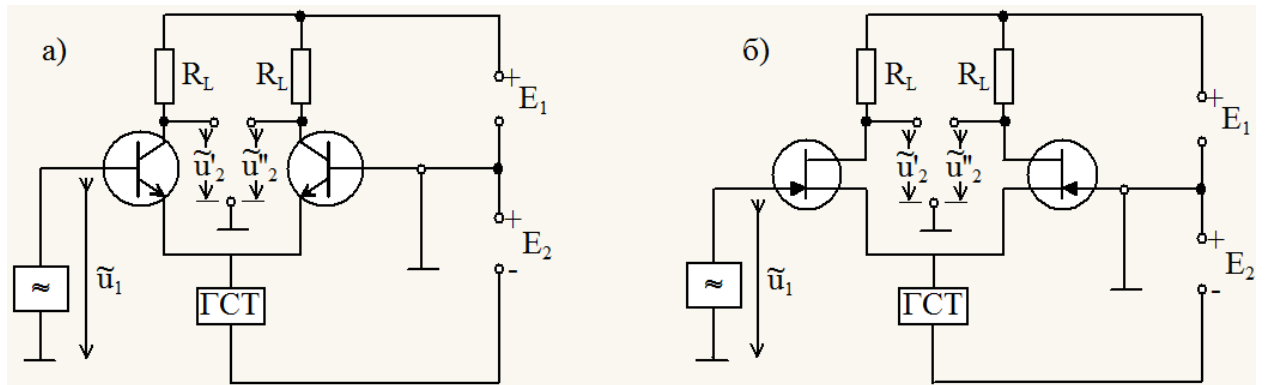


Рис.23. Дифференциальный усилитель на биполярных (а) и полевых (б) транзисторах.

Режим работы транзисторов по постоянному току следует привести в соответствие с ранее использовавшимся. Для этого сопротивления нагрузочных резисторов R_L должны иметь прежние значения, а ток ГСТ I_0 следует установить равным удвоенному значению токов коллекторов (стоков), соответствующих рабочей точке каждого транзистора. Постоянные напряжения на коллекторах (стоках) рекомендуется поддерживать на уровне 5,5 ... 6,0 В.

5.2 ИЗМЕРЬТЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ И ПЛЕЧЕВОЙ КОЭФФИЦИЕНТЫ УСИЛЕНИЯ В РЕЖИМЕ ПОДАЧИ СИГНАЛА НА ОДИН ВХОД.

Измерения проводятся при подаче на левый вход усилителя гармонического колебания на частоте 2 ... 3 кГц. Правый вход усилителя соединяется с корпусом. Для нахождения искомых параметров измерьте амплитуды U_1, U_2', U_2'' напряжений $\tilde{u}_1, \tilde{u}_2'$ и \tilde{u}_2'' , соблюдая условия малости сигнала. Дифференциальный и плечевые коэффициенты усиления находятся по формулам

$$|K_d| = (U_2' + U_2'') / U_1; \quad |K_{П1}| = U_2' / U_1; \quad |K_{П2}| = U_2'' / U_1.$$

5.3 РАССЧИТАЙТЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ И ПЛЕЧЕВОЙ КОЭФФИЦИЕНТЫ ПО ФОРМУЛАМ:

$$K_d = -y_{21} R_L \cong -S R_L; \quad K_{П} = \pm K_d / 2.$$

5.4 ИЗМЕРЬТЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ И КОЭФФИЦИЕНТ ПОДАВЛЕНИЯ СИНФАЗНОЙ ПОМЕХИ В РЕЖИМАХ

ПРОТИВОФАЗНОГО (РИС.24) И, СООТВЕТСТВЕННО, СИНФАЗНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ ВХОДОВ. ВЫЧИСЛИТЕ КОЭФФИЦИЕНТ ОСЛАБЛЕНИЯ СИНФАЗНОГО СИГНАЛА (КОСС).

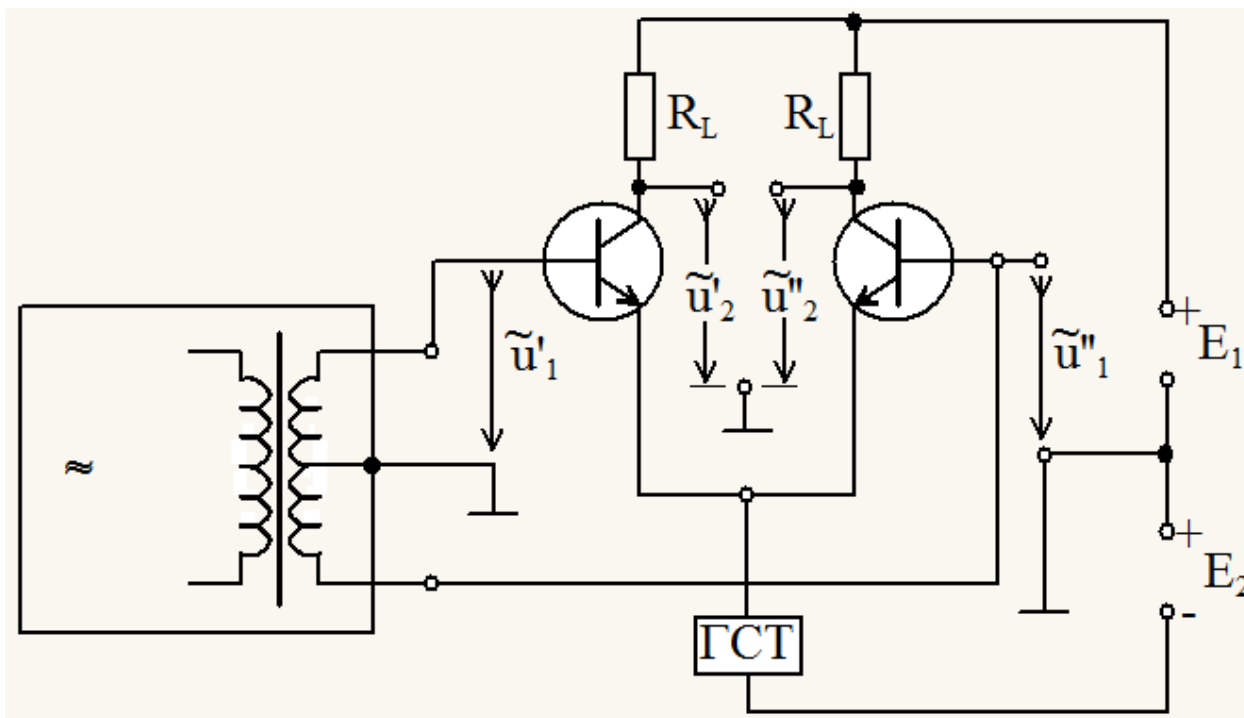


Рис.24. Дифференциальный усилитель в режиме противофазного возбуждения входов.

Измерения следует проводить подводя к входам дифференциального усилителя поочередно противофазные и синфазные гармонические колебания. Для получения противофазных колебаний удобно воспользоваться генератором, имеющим на выходе обмотку трансформатора со средней точкой, которую надлежит соединить с корпусом (рис. 24).

Крайние точки трансформатора соединяются с входом ДУ. Выходные напряжения \tilde{u}_2' и \tilde{u}_2'' удобно измерять двухканальным осциллографом, при этом удастся наблюдать синфазность или противофазность колебаний. Искомые коэффициенты находятся после измерения амплитуд входных и выходных напряжений по формулам:

$$|K_{д}| = \frac{U_2' + U_2''}{U_1' + U_1''} ; |K_{сф}| = \frac{U_2' - U_2''}{2U_1'} ; КОСС = 201g \left| \frac{K_{д}}{K_{сф}} \right| .$$

5.5 СОПОСТАВЬТЕ И ОБЪЯСНИТЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ И РАСЧЕТОВ.