

Государственный комитет РСФСР по делам науки и высшей школы

САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

В. С. УСОВ Б. А. МАРТЫНОВ Ю. Н. НОВИКОВ

240

Учебное Копирование

**БАЗОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА УСТАНОВОК
ФИЗИЧЕСКОГО ЭКСПЕРИМЕНТА
(ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ, КЛЮЧИ,
ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА)**

Учебное пособие

10

18

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ 1991

Государственный комитет РСФСР по делам науки и высшей школы

САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ

В.С.УСОВ

Б.А.МАРТЫНОВ

Ю.Н.НОВИКОВ

БАЗОВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И УСТРОЙСТВА УСТАНОВОК ФИЗИЧЕСКОГО ЭКСПЕРИМЕНТА
(ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ, КЛЮЧИ, ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА)

Учебное пособие

Санкт-Петербург 1991

УДК 621.396

Базовые элементы и устройства установок физического эксперимента (транзисторные усилители, ключи, импульсные устройства): Учеб. пособие / В.С.Усов, Б.А.Мартынов, Ю.Н.Новиков; Под ред. Ю.Н.Новикова; Санкт-Петербург. гос. техн. ун-т. Санкт-Петербург, 1991. 76 с.

Рассматриваются физические основы работы транзисторов и принципы построения на их основе усилителей, ключей, элементов аналоговой интегральной схемотехники, импульсных устройств. Излагается теоретический материал, приводятся описания лабораторных работ, методические рекомендации по их выполнению, а также задачи с решениями. Предназначено для студентов вторых, третьих курсов физических и электротехнических специальностей, изучающих дисциплины "Радиоэлектроника", "Радиоэлектронные методы экспериментальной физики", "Основы электротехники и электроники", "Основы радиофизики", "Радиотехнические цепи и сигналы" и др.

Ил. - 54.

Печатается по решению редакционно-издательского совета Санкт-Петербургского государственного технического университета

Рецензент: кафедра физики и радиоэлектроники Высшего командного зенитно-ракетного училища (Санкт-Петербург)

© Санкт-Петербургский государственный
технический университет, 1991.

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, ключей, импульсных устройств. Пособие содержит теоретический материал, методические указания к лабораторным работам, а также задачи с решениями. Изучение теоретических разделов позволяет подготовиться к лабораторным работам и выполнить их без обращения к дополнительной литературе. В разделе, содержащем задачи и решения, представлены подходы, которые часто применяются при расчетах простых усилительных каскадов. По ходу решений приводятся важные для практики дополнительные теоретические сведения. Этот материал может быть полезен при подготовке к практическим занятиям, а также в процессе самостоятельной научно-исследовательской работы.

Пособие состоит из двух глав. В первой рассматриваются характеристики транзисторов, способы их описания, основные принципы построения транзисторных усилителей. Во второй главе транзисторы исследуются с точки зрения использования их в качестве электронных ключей и для построения транзисторных импульсных устройств.

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 схеменных решениях, которые широко используются в настоящее время как в самостоятельных применениях, так и в качестве структурных элементов устройств аналоговой интегральной схемотехники. Имеются в виду усилители и буферные каскады с генераторами стабильного тока в цепи питания, дифференциальные усилители. Ряд традиционных усилительных схем разобран в разделе, посвященном решению задач. 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

первой главы пособия. Программа работы разделена на две части: в первой исследуются свойства биполярных транзисторов и простых усилительных каскадов, построенных на них, во второй – подобные исследования проводятся 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.

Вторая глава пособия посвящена другой важной стороне использования транзисторов – в качестве электронных ключей. Транзисторный ключ-инвертор имеет самостоятельные применения, а также является основой для построения более сложных устройств – компараторов, триггеров, формирователей импульсов и делителей частоты (однотактных релаксаторов), генераторов импульсов (мультивибраторов). В пособии рассмотрены статические и динамические свойства транзисторных ключей и изложены основные сведения по принципам построения импульсных устройств на биполярных транзисторах – триггера Шмитта, однотактного релаксатора, автоколебательного мультивибратора. Экспериментальное исследование их свойств проводится в процессе выполнения лабораторной работы "Транзисторные ключи и устройства на их основе". Для подготовки к работе необходимо изучить теоретический материал второй главы пособия в полном объеме.

В разработке и создании лабораторных стендов принимали участие сотрудники кафедры радиофизики СПбГУ И.В.Воронов, Ф.А.Копылов, Н.К.Кривов, В.Н.Мельников, Н.Н.Ястребов. Шрифты редактора "СНИ WRITER" для графического изображения элементов электронных схем разработал А.В.Тетянко.

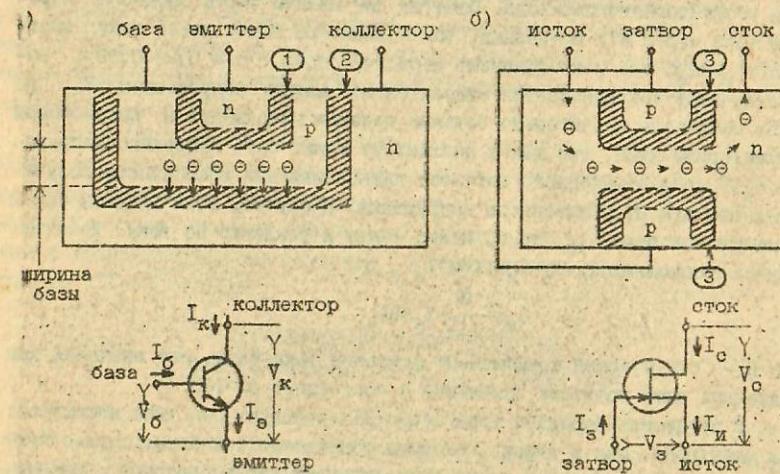
- 4 -

Глава I

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ И ЭЛЕМЕНТЫ АНАЛОГОВОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМОТЕХНИКИ

I. 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.



— областя пространственного заряда $p-n$ переходов:
 ① – эмиттерного, ② – коллекторного, ③ – затвор-канального.

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

В БТ имеются 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 смешен в пропускном направлении. На коллекторном переходе смещение $V_{K0} = V_K - V_B > 0$, поэтому он смешен в запорном направлении.

Из физики полупроводников известно, что смешенный в пропускном

направлении $p-n$ переход *инжектирует*^{*)} неосновные носители (дырки в n -области из p -области и электроны в p -области из n -области). В БТ обеспечивается значительное превышение концентрации основных носителей в эмиттере над их концентрацией в базе, так что в $n-p-n$ приборе доминирует инжекция электронов в базу. Отметим, что требуемое для инжекции напряжение V_b 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 перехода и "втягивается" в коллектор ускоряющим электрическим полем запорного слоя коллекторного перехода. Отметим две важные черты процесса переноса тока через БТ: во-первых, ток коллектора почти равен току эмиттера ($I_c = \alpha I_b$, где α -коэффициент передачи тока, $\alpha \sim 0,98-0,99$); во-вторых, этот ток вызывается относительно малым напряжением V_b , но может создавать значительно большие падения напряжения в высокоомной коллекторной цепи, так как к коллектору может быть приложено напряжение $V_k > V_b$. Из отмеченного вытекает принципиальная возможность получения с помощью БТ усиления по напряжению. В случае, если входным током является ток базы I_b , то возможно также и усиление по току. Действительно, поскольку $I_c = I_b - I_k = (1-\alpha)I_b$, то

$$I_c = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_b = B I_b,$$

где B - статический коэффициент усиления тока базы, его значения при указанных выше пределах изменения α составляют 50-100.

В процессах передачи тока через БТ участвуют оба типа носителей: 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 носителей - основные носители области канала (в нашем случае n -канала - электроны), отсюда его другое название - "униполярный". Здесь переход затвор - канал смешен в запорном направлении, а ток переносится от истока к стоку потоком электронов через узкий *канал* между областями пространственного заряда $p-n$ перехода.

**) Инжекция* - принудительное "выприскивание" носителей под действием приложенной извне разности потенциалов, поникающей высоту потенциального барьера $p-n$ перехода по отношению к равновесному состоянию. Обратный процесс удаления инжектированных носителей при запорном смещении называется *экстракцией*.

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

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 канала составляет десятки - сотни килоом) 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 десятковnanoампер). 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_{max} ^{*)}. На умеренных частотах, пока не сказывается инерционность процессов переноса тока в транзисторах, значение K_{max} у современных приборов может составлять 10^4-10^5 и более.

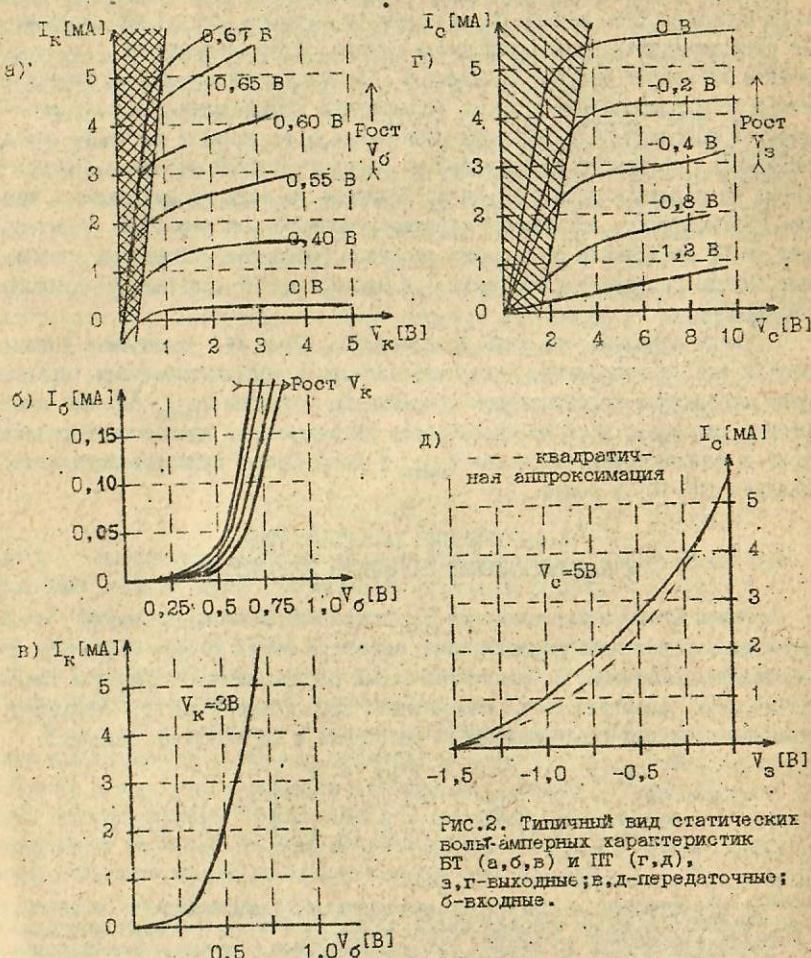
2. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И МАЛОСИГНАЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Статические вольт-амперные характеристики связывают между собой токи электродов и напряжения 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:

$$\left. \begin{array}{l} I_c = F_1(V_b, V_k) \\ I_k = F_2(V_b, V_k) \end{array} \right\} \text{БТ} \quad \left. \begin{array}{l} I_s = F_1(V_s, V_c) \\ I_c = F_2(V_s, V_c) \end{array} \right\} \text{ПТ.}$$

**)* K -коэффициент усиления по мощности на гармоническом сигнале; он равен отношению средней мощности на выходе (в нагрузке каскада) к средней мощности на входе. Его максимальное значение, достигаемое при согласованной нагрузке, и называют K_{max} .

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



- 8 -

Как у БТ, так и у ПТ рабочей областью характеристик в усиленном режиме является незаштрихованная зона с пологими выходными характеристиками, именно в ней обеспечивается наибольшее усиление сигнала и наименьшие 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 $I_D = 1.5-2.0$ В по V_D), соответствует его работе в режиме управляемого сопротивления и также используется в некоторых устройствах.

В режиме усиления малых сигналов переменного тока любой усиительный 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 $=$), совокупность значений которых определяет рабочую точку прибора, и малые переменные составляющие (символ $\tilde{\cdot}$). Транзисторы представляются эквивалентными четырехполюсниками, имеющими четыре независимых малосигнальных параметра (рис.3). Фактически обе разновидности транзисторов имеют по три внешних вывода, поэтому два 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 функций F_1 и F_2 в ряд Тейлора относительно рабочей точки (V_{10}, V_{20}) и удержании только линейных членов получим

$$I_1 = F_1(V_{10}, V_{20}) + \left. \frac{\partial F_1}{\partial V_1} \right|_{\text{п.т.}} \tilde{U}_1 + \left. \frac{\partial F_1}{\partial V_2} \right|_{\text{п.т.}} \tilde{U}_2 ;$$

$$I_2 = F_2(V_{10}, V_{20}) + \left. \frac{\partial F_2}{\partial V_1} \right|_{\text{п.т.}} \tilde{U}_1 + \left. \frac{\partial F_2}{\partial V_2} \right|_{\text{п.т.}} \tilde{U}_2 .$$

- 9 -

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

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

Здесь y_{11} - входная проводимость при короткозамкнутом (по переменному току) выходе ($u_2 = 0$);

y_{21} - проводимость прямой передачи 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 ($V_1 = V_2 = 0$), в окрестностях которой выполнялось разложение в степенной ряд вольт-амперных характеристик. Таким образом, уравнения (I) соответствуют 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:

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

Если принять $V_1 = V_\sigma$, $V_2 = V_\kappa$, $I_1 = I_\sigma$, $I_2 = I_\kappa$ для БТ (соответственно, $V_1 = V_s$, $V_2 = V_c$, $I_1 = I_s$, $I_2 = I_c$ 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 $I_1 = I_3 = 0$):

$$y_{21} = \frac{\partial F_2}{\partial V_s} \Big|_{\text{р.т.}} = S; \quad y_{22} = \frac{\partial F_2}{\partial V_c} \Big|_{\text{р.т.}} = \frac{1}{R_d}$$

(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:

$$y_{11} = \frac{\partial F_1}{\partial V_\sigma} \Big|_{\text{р.т.}}; \quad y_{21} = \frac{\partial F_2}{\partial V_\sigma} \Big|_{\text{р.т.}} = S;$$

$$y_{12} = \frac{\partial F_1}{\partial V_\kappa} \Big|_{\text{р.т.}}; \quad y_{22} = \frac{\partial F_2}{\partial V_\kappa} \Big|_{\text{р.т.}}$$

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.:

$$h_{21} = \frac{\partial I_\kappa}{\partial I_\sigma} \Big|_{\text{р.т.}}$$

Сочетано, что $h_{21} = y_{21}/y_{11}$.

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

$$I_\kappa = I_\kappa^m I_\sigma [\exp(V_\sigma/U_T) - 1]$$

Здесь I_{k^-} - коэффициент, называемый обратным током насыщения коллектор-перехода; $U_t = kT/q$ - температурный потенциал: k - постоянная Больцмана, q - заряд электрона, T - абсолютная температура ($U_t = 25,5$ мВ при $T=300$ 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

$$y_{22} = I_{k^-} / U_Y$$

где U_Y - напряжение Эрли. (У кремниевых приборов $U_Y \sim 80-200$ 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:

$$y_{11} = I_{k^-} / h_{21} / U_t ; \quad y_{12} = -I_{k^-} / h_{21} / U_Y ; \quad (2)$$

$$y_{21} = S = I_{k^-} / U_t ; \quad y_{22} = I_{k^-} / U_Y$$

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 в виду квадратичную аппроксимацию передаточной характеристики этого прибора (см. рис. 2, д):

$$I_c = I_{cm} \left(1 - \frac{V_3}{V_0} \right)^2,$$

где I_{cm} - ток стока при $V_3 = 0$; V_0 - напряжение запирания ПТ при данном V_c . Параметры аппроксимации легко находятся по статической характеристике, и тогда крутизна прибора $S = dI_c / dV_3$ в любой рабочей точке $I_c =$ может быть оценена по формуле

$$S = \frac{2\sqrt{I_{cm}}}{(-V_0)} \sqrt{I_c}.$$

В случае выбора рабочей точки в зоне пологих участков выходных характеристик (на рис. 2, г не заштрихована) V_0 и I_{cm} 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 ликвидируется соображениями наглядности и удобства. Так, системе уравнений транзистора в y -параметрах чаще всего сопоставляют П-образную эквивалентную схему (рис. 4).

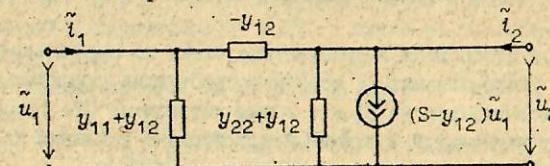


Рис. 4. Малосигнальная П-образная эквивалентная схема транзисторов.

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. 5, а), и даже, при более грубом приближении, полагать $y_{12} = 0$ (рис. 5, б). Для ПТ можно считать, что $y_{11} = y_{12} = 0$ (рис. 5, в). Однако при этом могут возникнуть заметные ошибки в описании свойств ПТ даже на относительно низких частотах (порядка сотен герц - единиц килогерц). Поэтому эквивалентную схему на рис. 5, в часто эмпирически дополняют межэлектродными емкостями C_{zi} (затвор - исток), C_{cs} (сток - затвор) и C_{ci} (сток - исток), учитывающими динамические инерционные свойства ПТ. Получается вариант, изображенный на рис. 5, г, справедливый для значительно более широкой области частот.

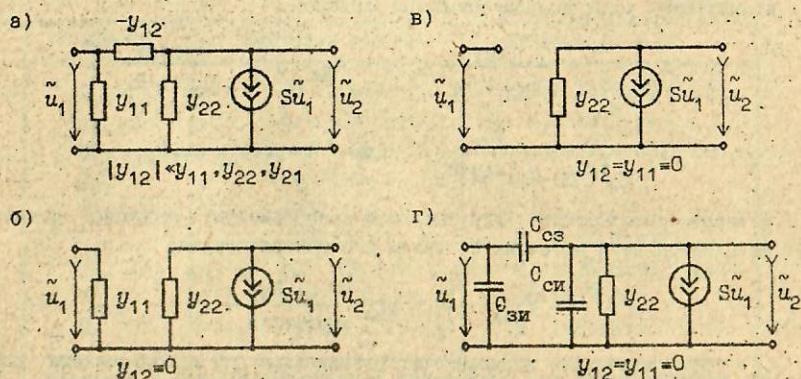


Рис. 5. Упрощенные эквивалентные схемы для БТ (а, б) и ПТ (в, г).

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.

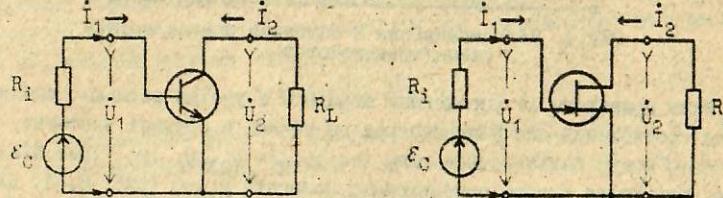


Рис.6. Эквивалентные схемы простейших усилительных каскадов на БТ и ПТ.

Будем предполагать, что источник сигнала E_C представляет собой гармоническую ЭДС, поэтому все переменные токи и напряжения на схемах представляются их комплексными амплитудами. Поскольку система (I) линейна, то она справедлива для комплексных амплитуд. Дополнив (I) очевидным равенством $\dot{U}_2 = i_2 R_L$, нетрудно найти три соотношения, характеризующие усилительные свойства каскада:

$$\left. \begin{aligned} K_u &= \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{-y_{21}}{y_{22} + 1/R_L}; & Y_{bx} &= y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + 1/R_L}; \\ K_i &= \frac{i_2}{i_1} = \frac{y_{21}}{y_{11} + \Delta y \cdot R_L}, \quad \text{где } \Delta y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

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

$$Y_{bx} = \frac{i_2}{\dot{U}_2} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + 1/R_i}. \quad (4)$$

Дополнительные возможности, возникающие при использовании комплексных амплитуд, состоят в простом распространении выражений (3), (4) на случай, когда y -параметры, сопротивления нагрузки и (или) источни-

ка не являются чисто активными. Достаточно в этих формулах заменить R_i и R_L на соответствующие импедансы Z_i , Z_L .

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

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

$$K_u = \frac{-SR_L}{1+y_{22}R_L}; \quad Y_{bx} = 0; \quad K_i \rightarrow \infty; \quad Y_{bx} = \frac{1}{R_d}.$$

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

$$\left. \begin{aligned} K_u &\sim -SR_L; & Y_{bx} &\sim y_{11} = S/h_{21}; \\ Y_{bx} &= \frac{\Delta y R_1 + y_{22}}{1+y_{11}R_1}; & K_i &\sim \frac{y_{21}}{y_{11}} = h_{21}. \end{aligned} \right.$$

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 порядки величин, проведем оценку при реальных значениях параметров БТ и ПТ, положив $R_L = 2$ кОм и $R_i = 2$ кОм. Исходные и полученные значения сведены в таблицу I, в ней же приведены значения коэффициента усиления по мощности $K_p = |K_u| \cdot |K_i|$ в логарифмических единицах измерения—дБ.

Таблица I

Параметр	Значение для БТ	Значение для ПТ
y_{11}	10^{-3} См	$0 [J1, 6 \cdot 10^{-7}$ См]
y_{21}	$0,1$ См	$2,5 \cdot 10^{-3}$ См
y_{12}	$-2 \cdot 10^{-7}$ См	$0 [-J4, 4 \cdot 10^{-8}$ См]
y_{22}	$2 \cdot 10^{-5}$ См	$2 \cdot 10^{-5}$ См
K_u	-200	-5
K_i	100	$\infty [J6, 6 \cdot 10^3]$
Y_{bx}	10^{-3} См	$0 [J3, 8 \cdot 10^{-7}$ См]
Y_{bx}	$3,3 \cdot 10^{-5}$ См	$2 \cdot 10^{-5}$ См
K_p	43 дБ	$\infty [45$ дБ]

Значения в квадратных скобках рассчитаны для эквивалентной схемы на рис.5, г при $f = 1$ кГц, $C_{os} = C_{zi} = 7$ пФ, $C_{zi} = 18$ пФ.

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

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 рис.7. Очевидно, что если $|I_1| < |I_2|$ (это обычно имеет место, т.к. $h_{21} \gg 1$), то $\dot{U}_2 \approx -I_2 R_L$ 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 единицу, но обычно близок к ней (т.к. $|K_u'| \gg 1$), поэтому схему 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:

$$Y_{\text{вх}} = \frac{-i_1}{\dot{U}_1} = \frac{-i_1}{\dot{U}_2 - \dot{U}_1} = \frac{-Y_{\text{вх.оз}}}{K_u' - 1} = \frac{Y_{\text{вх.оз}}}{1 + |K_u'|};$$

- 16 -

$$Z_{\text{вх}} = \frac{1}{Y_{\text{вх}}} = (1 + |K_u'|) \cdot Z_{\text{вх.оз}}$$

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 E_c и полагая вместо R_L подключенным источник напряжения \dot{U}_2 , получим:

$$I_L = I_1 + I_2 = y_{11} \dot{U}_1 + (y_{21} \dot{U}_1 + y_{22} \dot{U}_2)$$

С другой стороны, $\dot{U}_1 = \dot{U}_2 - I_1 R_i = \dot{U}_2 - y_{11} R_i \dot{U}_1$. Следовательно, $\dot{U}_1 = \dot{U}_2 / (1 + y_{11} R_i)$, что после подстановки в формулу для I_L приводит к выражению:

$$Y_{\text{вых}} = \frac{I_L}{\dot{U}_2} = y_{22} + \frac{y_{21} + y_{11}}{1 + y_{11} R_i} \approx y_{22} + \frac{S}{1 + y_{11} R_i} R_i \rightarrow S$$

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 п. 4-5 эквивалентные схемы по переменному току простых транзисторных каскадов должны быть дополнены вспомогательными элементами, обеспечивающими режим питания транзистора и, если это необходимо, развязку цепей постоянного и переменного тока. Кроме того, так как характеристики транзисторов существенно подвержены влиянию температуры 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.8, а).

Здесь через R_b протекает незначительный ток базы, поэтому можно считать $U_b=0$, тогда ток эмиттера в рабочей точке определяется из диаграммы, приведенной на рис.8, б. На ней видны вольт-амперная харак-

- 17 -

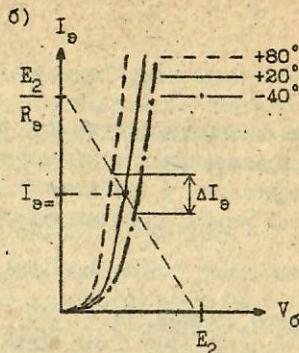
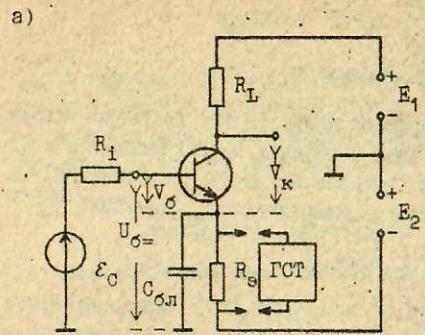


Рис.8. Принципиальная схема усилительного каскада на БТ с общим эмиттером (а) и диаграмма его статического режима (б).

теристика источника E_2 с резистором R_s и статические характеристики БТ (по току эмиттера) при трех значениях температуры окружающей среды*. Такие зависимости легко могут сниматься и приводятся в справочниках. Пересечения графиков определяют рабочую точку БТ при данной температуре, т.е. значение тока I_{B0} ; ΔI_B — изменение рабочего тока в диапазоне температур.

Из построения на рис.8, б отчетливо видно, что температурная нестабильность тока ΔI_B тем больше, чем круче идет прямая линия, т.е. чем меньше E_2 и R_s . Следовательно, для стабилизации усилительных свойств каскада (вспомним, что все y -параметры непосредственно зависят от $I_K=I_{B0}$) необходимо увеличивать E_2 и R_s . Очевидно, что это приводит к росту мощности, потребляемой от источника E_2 и бесполезно расходуемой в R_s , поэтому не всегда удается так действовать.

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

*) Влияние напряжения коллектора на ток эмиттера не учтено (для каждого значения температуры "веер" характеристик, реально очень узкий, заменен на одну кривую).

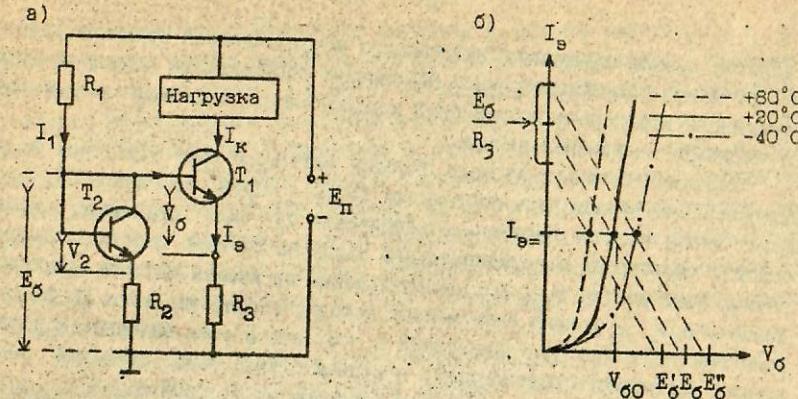


Рис.9. Принципиальная схема ГСТ (а) и пояснения ее работы (б).

Принцип действия термокомпенсированного ГСТ иллюстрируется рис.9, б. Цепочки R_1 , T_2 (в диодном включении), R_2 образуют делитель напряжения, через который пропускается ток I_1 , так что напряжение E_σ задано и почти не зависит от I_B . Его величина (при $I_1 \gg I_C$) легко находится с помощью принципа суперпозиции:

$$E_\sigma = E_\pi \frac{R_2}{R_1+R_2} + V_2 \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

Транзисторы, изготовленные на одной подложке в едином технологическом процессе, имеют идентичные характеристики и одинаковые температурные коэффициенты изменения напряжений V_2 и V_B . Поэтому, подбирая нужное соотношение R_1 и R_2 , можно заставить меняться E_σ с температурой (E'_σ , E''_σ , E'''_σ на рис.9, б). Тогда, если $V_2 \approx V_B$, что обычно имеет место, ток эмиттера T_1 находится как

$$I_{B0} \approx \frac{1}{R_3} \left[\frac{E_\pi - E_\sigma}{R_1+R_2} R_2 - V_\sigma \left(1 - \frac{R_1}{R_1+R_2} \right) \right] = \frac{(E_\pi - E_\sigma) R_2}{(R_1+R_2) R_3} \quad (5)$$

По отношению к нагрузке рассмотренная схема ведет себя как почти идеальный источник постоянного тока $I_K \approx I_{B0}$, поскольку выходной ток практически не зависит от напряжения на коллекторе E_1 . Реальное дифференциальное выходное сопротивление очень велико и приближается к сопротивлению коллекторного перехода (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 запорном направлении коллекторного перехода независимо от величины напряжения на нем.

Вернемся теперь к каскаду с общим эмиттером (рис.8, а). Как бы ни питалась эмиттерная цепь постоянным током — через R_b или ГСТ, для того чтобы входное переменное напряжение U_b было приложено между базой и эмиттером, в принципиальную схему необходимо ввести блокировочный конденсатор $C_{бл}$. Его сопротивление на низкой 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 $C_{бл}$ следует выбирать из условия $C_{бл} > S/\omega_{н.гр}$.

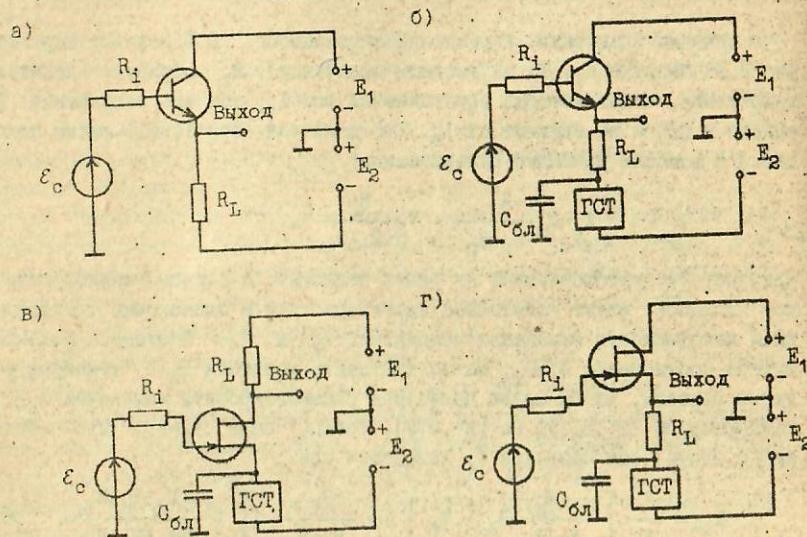


Рис. 10. Принципиальные схемы каскадов с общим коллектором (а, б), с общим истоком (в) и с общим стоком (г).

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

- 20 -

$$V_k = E_1 - I_k R_L + V_b =$$

Сопротивление 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 $K_u \sim SR_L$ 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:

$$\text{ДД} = 20 \lg \frac{U_{\text{вх.макс}}}{U_{\text{вх.мин}}} \text{ [дБ].}$$

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 $U_{\text{вх},\text{макс}}^2$ определяют по заданному отклонению амплитудной характеристики каскада $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$, 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.2,б) или передаточных характеристик БТ и ПТ (рис.2,в,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 отмечалось 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 подзапирания). 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, возникают при уровне входных сигналов, достаточном для запирания транзисторов на часть периода и (или) для выхода в режим насыщения (в заштрихованные зоны на рис.2,а,г). В этом случае выходной ток ограничивается по размаху и появляется характеристическая "отсечка" синусоидального сигнала (односторонняя — при наличии либо запирания, 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.

Динамическая передаточная характеристика представляет собой за-

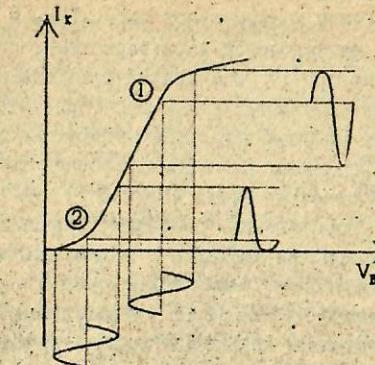


Рис.11. Отсечка тока в транзисторном каскаде при высоком уровне входного сигнала на базе.

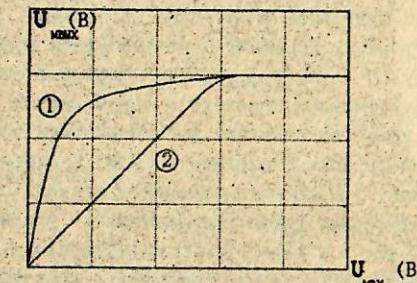


Рис.12. Амплитудные характеристики каскадов с общим эмиттером (1) и с общим коллектором (2).

нисимость I_K от V_B при текущем значении напряжения на коллекторе V_K , определяемом нагрузкой коллекторной цепи. Так, в каскаде на рис.8,а начальный участок динамической характеристики, соответствующий активному режиму транзистора ($V_K > 0$), практически совпадает со статической передаточной характеристикой (рис.2,в). Горизонтальный ее участок соответствует режиму насыщения и ограничению тока коллектора на уровне $\sim E_1/R_L$. 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 $U_{bx} > 20$ мВ, начинает проявляться нелинейность входной и передаточных характеристик, рост амплитуды выходного тока и напряжения отстает от роста U_{bx} . При $U_{bx} > 50...60$ мВ начинает проявляться отсечка тока, причем при относительно небольших значениях R_L раньше оказывается запирание 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 $(1-K_u)U_{bx}$. Поэтому первый фактор - нелинейность характеристики эмиттерного перехода - проявляется в незначительной степени. Резкий излом амплитудной характеристики возникает лишь при появлении отсечки за счет запирания и (или) насыщения 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.

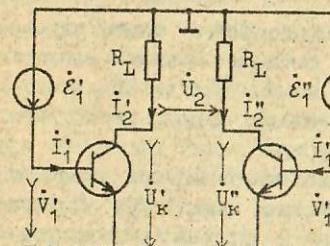


Рис.13. Эквивалентная схема дифференциального каскада усиления.

Если оба транзистора идентичны и находятся в одинаковом режиме по постоянному току, то на основании второго уравнения системы (1) комплексные амплитуды токов коллекторов записутся в виде:

$$\begin{aligned}\dot{I}_2' &= y_{21}\dot{V}_1' + y_{22}\dot{U}'_K, \\ \dot{I}_2'' &= y_{21}\dot{V}_1'' + y_{22}\dot{U}''_K.\end{aligned}$$

Тогда

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

С другой стороны, из рис.8 видно, что $\dot{V}_1'' - \dot{V}_1' = \dot{e}_1'' - \dot{e}_1'$; $\dot{U}_2 = \dot{U}''_K - \dot{U}'_K$. Поэтому

$$\dot{U}_2 = \frac{-y_{21}}{y_{22}+1/R_L} (\dot{e}_1'' - \dot{e}_1') = K_d (\dot{e}_1'' - \dot{e}_1'), \quad (6)$$

Коэффициент усиления K_d , входящий в (6), называют *дифференциальным*, так как он характеризует отношение \dot{U}_2 к разности подводимых к 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 формулках (3) раздела 4. Из формулы (6) следует, что при подаче противофазных сигналов на входы ($\dot{e}_1' = -\dot{e}_1'' = \dot{e}_0$) на выходе получаем $\dot{U}_2 = 2K_d\dot{e}_0$; при подаче синфазных сигналов ($\dot{e}_1' = \dot{e}_1'' = \dot{e}_0$) 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 \dot{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

$$\dot{U}_2 = K_d(\dot{\varepsilon}_1 - \dot{\varepsilon}_1'') + K_{\text{оф}}(\dot{\varepsilon}_1 + \dot{\varepsilon}_1''). \quad (7)$$

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

$$\text{КОСС} = 20 \lg(|K_d/K_{\text{оф}}|).$$

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

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

Сравнивая этот результат с (7), находим, что

$$K_d = -SR_L; \quad K_{\text{оф}} = \frac{-\Delta SR_L}{1+2SR_E}; \quad \text{КОСС} = 20 \lg \left[\frac{S}{\Delta S} \left(1 + 2SR_E \right) \right] \text{ (дБ)}.$$

Например, если $\Delta S = 0,055 \text{ см}$, $S = 0,02 \text{ см}$, $R_E = 5,4 \text{ к}\Omega$, $R_L = 6 \text{ к}\Omega$, то

Особенно отчетливо проявляются достоинства ДУ при его технологическом исполнении в виде интегральной полупроводниковой микросхемы (ИМС), что обычно и 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 $\dot{\varepsilon}_1 = \dot{\varepsilon}_1'' = 0$ 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. Поэтому происходит сильное подавление дрейфовых компонент выходного напряжения, т.е. 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 $K_u = \pm K_d/2$ 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 \dot{E}_1 и \dot{E}_1'' . Если в общем случае разложить каждую из этих ЭДС на соответствующие составляющие: $\dot{E}_1 = \dot{E}_{\text{сф}} + \dot{E}_{\text{пф}}$; $\dot{E}_1'' = \dot{E}_{\text{сф}} - \dot{E}_{\text{пф}}$, 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:

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

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

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.

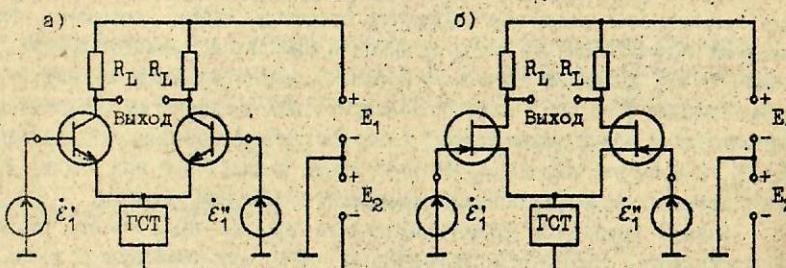


Рис.14. Дифференциальные усилители на БТ (а) и ПТ (б).

Генератор стабильного тока (ГСТ) особенно удобен для питания эмиттерных цепей дифференциального каскада, в этом случае его роль не ограничивается стабилизацией рабочего тока транзисторов. ГСТ также обеспечивает малую чувствительность 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 $y_{21}/y_{22} \sim 5 \cdot 10^3$ для БТ с параметрами из табл. I. Если усилительный каскад выполнен на $n-p-n$ транзисторах, то сочетающийся с ним в качестве динамической нагрузки ГСТ должен быть на $p-n-p$ 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 (\dot{E}_1, \dot{E}_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 $|\dot{E}_1|, |\dot{E}_1''| > 20$ мВ. Отклонение графиков на рис.15 от прямой соответствует запиранию или, в зависимости от рабочей точки, насыщению одного из транзисторов. Оценка динамического диапазона дает значения, близкие к приводившимся для каскада с общим эмиттером (порядка 60...70 дБ). 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).

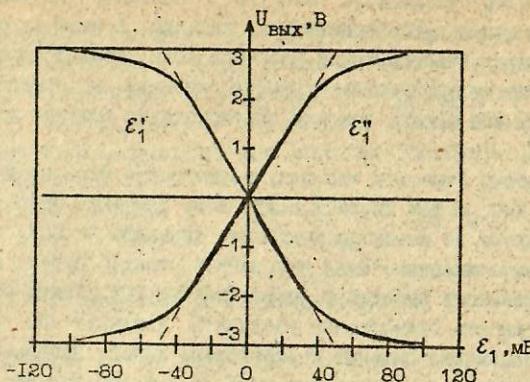


Рис.15. Передаточные характеристики ДУ на БТ при $E_1=6\text{В}$, $|K_D|=60$ по первому (ε_1') и второму (ε_1'') входам.

В заключение данного раздела отметим, что в силу своих уникальных свойств ДУ служит основой для построения широкого класса аналоговых 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 семействах вольт-амперных характеристик биполярных транзисторов (БТ) и полевых транзисторов (ПТ), о способах оценки и измерения малосигнальных параметров; приобретают умения и навыки расчетов и измерений параметров элементарных усилительных каскадов на БТ и ПТ; закрепляют знания основных принципов линейной аналоговой интегральной схемотехники.

Программа работы разделена на две части.

ЧАСТЬ 1. Семейства вольт-амперных характеристик БТ и простейшие каскады усиления на БТ:

- наблюдение семейств статических вольт-амперных характеристик БТ с помощью харктерографа;
- измерение и теоретические оценки малосигнальных У-параметров БТ;
- измерение и расчет параметров усилительных каскадов с общим эмиттером и эмиттерного повторителя.

ЧАСТЬ 2. Семейства вольт-амперных характеристик ПТ, простейшие каскады усиления на ПТ, дифференциальный каскад усиления (ДУ):

- наблюдение семейств статических вольт-амперных характеристик ПТ с помощью харктерографа;
- измерение и теоретические оценки малосигнальных У-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 двухполлярный источник питания. В работе используются биполярные транзисторы п-р-п типа и полевые транзисторы с п-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 прилагается конкретные методические рекомендации по выполнению пунктов задания.

2.2. ИЗМЕРЬТЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРА y_{21} , y_{22} .

Измерения проводятся в режиме "РУЧН" переключателя S2. Регулировкой V_3 добейтесь на экране попадания выбранной рабочей точки (номинальных значений тока и напряжения) ($I_{C=}$, $V_{C=}$) на наблюдаемую кривую из семейства I (V). Определите соответствующее этому случаю (номинальное) значение напряжения затвора ($V_{3=}$). Измерьте параметр y_{22} , приближенно равный отношению $(\Delta I_C / \Delta V_C)$ в рабочей точке. Затем переведите переключатель S1 в положение $I_C (V_3)$ и измерьте параметр $y_{21}=S$, приближенно равный отношению $(\Delta I_C / \Delta V_3)$ в районе ($V_{3=}$) и ($V_{C=}$).

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 $y_{21}=S$.

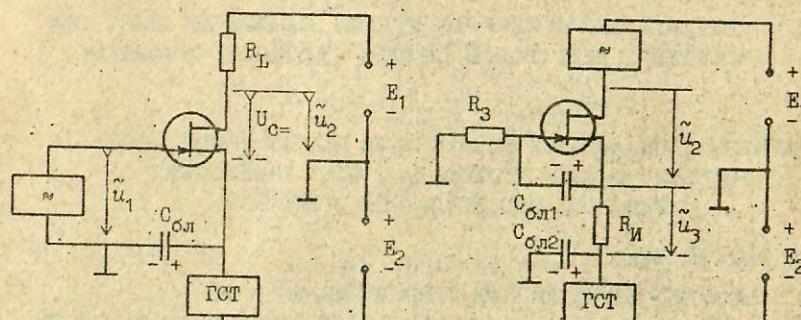


Рис.20. Схема измерения y_{21} .

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 этом 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

$$y_{21} = (U_2 / R_L) / U_1.$$

- 38 -

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

Источник гармонических колебаний включается в коллекторную цепь соединением корпусного зажима с плюсовым контактом источника питания. 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 затвора по постоянному току. В цепь истока включается измерительный резистор R_I , 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:

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

3.3. СОПОСТАВЬТЕ ИЗМЕРЕННЫЕ Y-ПАРАМЕТРЫ С ПОЛУЧЕННЫМИ ИЗ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИКИ.

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

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

- 39 -

При подготовке к выполнению первой и второй частей работы следует изучить параграфы I-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 сопоставительных таблиц. Отчет должен заканчиваться выводами, в которых анализируются и объясняются полученные результаты.

Часть I.

СЕМЬЯСТВА ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ И ПРОСТЕЙШИЕ КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

1. ВЫБОР РАБОЧЕЙ ТОЧКИ.

1.1. ЗАДАЙТЕСЬ ЗНАЧЕНИЕМ КОЛЛЕКТОРНОГО ТОКА В РАБОЧЕЙ ТОЧКЕ (варианты: 1.0; 2.0; 3.0; 5.0 мА). КОЛЛЕКТОРНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ В РАБОЧЕЙ ТОЧКЕ ПОДДЕРЖИВАЙТЕ НА УРОВНЕ 5.5-6.0 ВОЛЬТ.

2. ИССЛЕДОВАНИЕ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА С ПОМОЩЬЮ ХАРАКТЕРИОГРАФА.

2.1. ПОЛУЧИТЕ НА ЭКРАНЕ ОСЦИЛЛОГРАФА ВЫХОДНЫЕ $I_k(U_k)$ И ВХОДНЫЕ $I_b(U_b)$ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫБРАННОГО БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА. ЗАРИСОВЫЙ ОСЦИЛЛОГРАММЫ.

Характеристики наблюдаются с помощью приставки - характеристиографа, размещенного на лицевой панели стенда и двухканального осциллографа, включенного в режим "Х-Y". Исследуемый транзистор вставляется в соответствующий его панели разъем, затем переключателем S1 "РЕЖИМ" выбирается вариант семейства вольт-амперных характеристик, переключатель S2 "РУЧН-АВТ" должен при этом находиться в положении "АВТ". Переключатель S3 "ПРЕДЕЛЫ I_b " поставьте в положение, при котором выбранное значение тока коллектора в рабочей точке попадает в диапазон измерения выходных характеристик.

2.2. ИЗМЕРЬТЕ ДИССЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРА h_{21} , y_{21} .

Измерения проводятся в режиме "РУЧН" переключателя S2. Регулировкой I_b добейтесь на экране попадания выбранной рабочей точки - номинальных коллекторных тока и напряжения ($I_{k=}$, $U_{k=}$) - на наблюдаемую кривую из семейства $I_k(U_k)$. Определите соответствующее этому случаю

(номинальное) значение тока базы $I_{b=}$. Затем, задавая небольшое приращение току I_b в режимах $I_k(U_k)$ и $I_k(U_b)$, измерьте соответствующие приращения тока коллектора I_k . Вычислите значения параметров по формулам:

$$h_{21} = (\Delta I_k / \Delta I_b); \quad y_{21} = S \approx (\Delta I_k / \Delta U_b).$$

2.3. ИЗМЕРЬТЕ ДИССЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ ПАРАМЕТР ТРАНЗИСТОРА y_{11} .

Переведите переключатель S1 в положение $I_b(U_b)$ и найдите y_{11} как отношение $(\Delta I_b / \Delta U_b)$ при номинальных (соответствующих рабочей точке) значениях $I_{b=}$ и $U_{k=}$.

3. ИЗМЕРЕНИЕ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ У-ПАРАМЕТРОВ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ.

3.1. СОВЕРИТЕ СХЕМУ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ y_{11} И y_{21} (рис.16). ВКЛЮЧИТЕ НАПРЯЖЕНИЕ ПИТАНИЯ И УСТАНОВИТЕ РАБОЧУЮ ТОЧКУ.

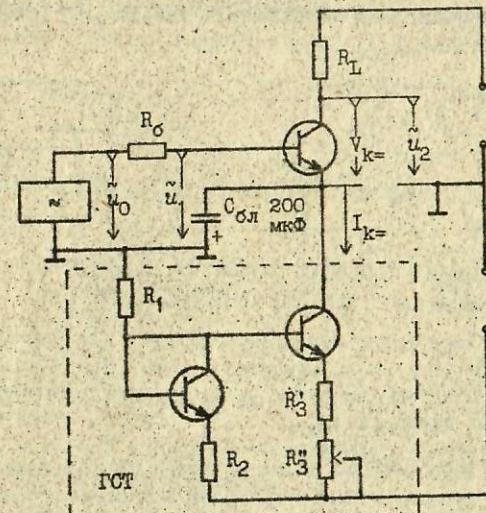


Рис.16. Схема измерения y_{11} и y_{21} .

Нагрузочный резистор $R_L = 100$ Ом обеспечивает режим, близкий к короткому замыканию выхода для любого варианта рабочего тока транзистора. В цепь генератора стабильного тока (ГСТ) встроен переменный резистор R_3' для установки тока рабочей точки и резистор $R_3'' = 100$ Ом для ог-

граничения тока. Рабочая точка устанавливается регулировкой R_3 и напряжения питания E_1 , коллекторное напряжение контролируется на уровне 5.5-6.0 В вольтметром постоянного напряжения.

ИЗМЕРЬТЕ МАЛОСИГНАЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ y_{11} И y_{21} .

Измерение малосигнальных параметров производится при подаче на вход транзистора гармонического колебания, частоте 2-3 кГц, при этом емкость $C_{\text{бл}}$ надежно блокирует по переменному току эмиттерную цепь. Для нахождения y_{11} и y_{21} измерьте 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:

$$y_{11} = \left(\frac{U_0 - U_1}{R_0} \right) / U_1; \quad y_{21} = \left(\frac{U_2}{R_L} \right) / U_1.$$

3.1. СОБЕРИТЕ СХЕМУ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРА y_{22} (рис.17).

ИЗМЕРЬТЕ y_{22} .

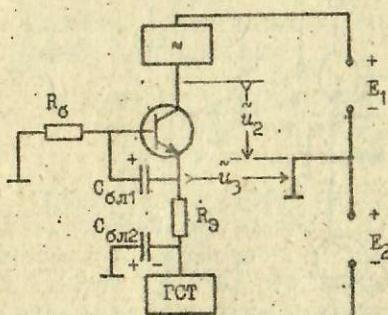


Рис.17. Схема измерения y_{22} .

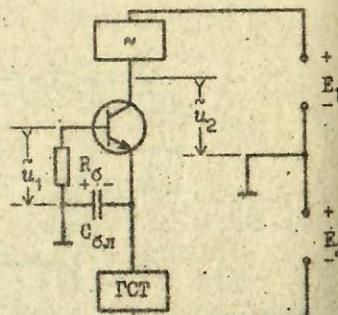


Рис.18. Схема измерения y_{12} .

Источник гармонических колебаний включается в коллекторную цепь соединением корпусного зажима с плюсовым контактом источника питания. Резистор $R_0=1\text{k}\Omega$ обеспечивает замыкание цепи базы по постоянному току. В цепь эмиттера включается измерительный резистор R_3 , значение которого выбирается в диапазоне 50-100 Ом. Измерение проводится для заданной рабочей точки при подаче на коллектор транзистора колебания с амплитудой 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_0 (150...200 Ом) включается в цепь базы. Параметр y_{12} находится по результатам измерения амплитуд напряжений \tilde{u}_1 и \tilde{u}_2 :

$$y_{12} = \left(\frac{U_1}{R_0} \right) / U_2.$$

3.4. ПРОВЕДИТЕ ОЦЕНКУ y -ПАРАМЕТРОВ ДЛЯ ЗАДАННОЙ 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 :

$$\begin{aligned} y_{11} &= I_K / h_{21} / U_T; & y_{12} &= -I_K / h_{21} / U_Y; \\ y_{21} &= S = I_K / U_T; & y_{22} &= I_K / U_Y. \end{aligned}$$

4. ИЗМЕРЕНИЕ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ПРОСТЕЙШИХ КАСКАДОВ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ.

4.1. СОБЕРИТЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД С ОБЩИМ ЭМИТЕРОМ (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 проводятся при подаче на вход усилителя гармонического колебания на частоте 2-3 кГц. Для нахождения K_u , K_i , K_p , R_{bx} 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:

$$|K_u| = \frac{U_2}{U_1}; \quad K_i = \left(\frac{U_2}{R_L} \right) / \left(\frac{U_0 - U_1}{R_0} \right); \quad K_p = |K_u| \cdot K_i; \quad R_{bx} = U_1 / \left(\frac{U_0 - U_1}{R_0} \right).$$

4.3. РАССЧИТАЙТЕ КОЭФФИЦИЕНТЫ УСИЛЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ, ТОКА И МОЩНОСТИ, ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ПО ФОРМУЛАМ:

$$K_U = -y_{21} \cdot R_L = -S \cdot R_L; \quad K_I = h_{21}; \quad K_P = |K_U| \cdot K_I; \quad R_{\text{вх}} = \frac{1}{y_{11}} = \frac{h_{21}}{y_{21}}.$$

4.4. СНИМТЕ АМПЛИТУДНУЮ ХАРАКТЕРИСТИКУ $U_2 = f(U_1)$ УСИЛИТЕЛЯ С ОБЫЧНЫМ 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 наблюдаются заметные искажения синусоиды на выходе усилителя, до уровня слабого сигнала (5...6 мВ).

4.5. СОБЕРИТЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД С ОБЫЧНЫМ КОЛЛЕКТОРОМ (рис.19). ВКЛЮЧИТЕ НАПРЯЖЕНИЕ ПИТАНИЯ И УСТАНОВИТЕ РАБОЧУЮ ТОЧКУ.

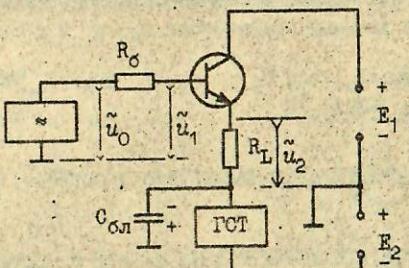


Рис.19. Схема измерения параметров усилителя с общим коллектором.

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 $R_{\text{вх}}$ приходится заметно увеличить значение R_b до 20-30 кОм.

4.7. СНИМТЕ АМПЛИТУДНУЮ ХАРАКТЕРИСТИКУ $U_2 = f(U_1)$ УСИЛИТЕЛЯ С ОБЫЧНЫМ КОЛЛЕКТОРОМ.

Измерения проводятся так же, как в п.4.4.

4.8. ИЗМЕРЬТЕ ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ УСИЛИТЕЛЯ С ОБЫЧНЫМ 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 должно быть нулевым. Тогда

$$R_{\text{вых}} = \frac{U_2' - U_2''}{(U_2'/R_L') - (U_2''/R_L')}.$$

4.9. РАССЧИТАЙТЕ КОЭФФИЦИЕНТЫ УСИЛЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ, ТОКА И МОЩНОСТИ, ВХОДНОЕ И ВЫХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ПО ФОРМУЛАМ:

$$K_U' = S \cdot R_L; \quad K_U = \frac{|K_U'|}{1 + |K_U'|}; \quad K_I = 1 + h_{21}; \quad K_P = K_U \cdot K_I;$$

$$R_{\text{вх}} = (1 + |K_U'|) \cdot \frac{h_{21}}{S}; \quad R_{\text{вых}} = \frac{1}{S}.$$

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

Часть 2.
СЕМЕЙСТВА ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ,
ПРОСТЕЙШИЕ КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ,
ИССЛЕДОВАНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ.

I. ВЫБОР РАБОЧЕЙ ТОЧКИ.

1.1. ЗАДАЙТЕСЬ ЗНАЧЕНИЕМ ТОКА СТОКА В РАБОЧЕЙ ТОЧКЕ (варианты: 1.0; 2.0; 3.0; 5.0 мА). НАПРЯЖЕНИЕ СТОКА В РАБОЧЕЙ ТОЧКЕ РЕКОМЕНДУЕТСЯ ПОДДЕРЖИВАТЬ НА УРОВНЕ 5.5-6.0 ВОЛЬТ.

2. ИССЛЕДОВАНИЕ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА С ПОМОЩЬЮ ХАРАКТЕРИОГРАФА.

2.1. ПОЛУЧИТЕ НА ЭКРАНЕ ОСЦИЛЛОГРАФА ВЫХОДНЫЕ $i_C(V_C)$ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫБРАННОГО ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА И ЗАРИСУЙТЕ ОСЦИЛЛОГРАММЫ.

Характеристики наблюдаются с помощью приставки - характеристиографа, размещенного на лицевой панели стенда и двухканального осциллографа в режиме "Х-У". Исследуемый транзистор вставляется в соответствующий его панели разъем, переключатель S2 "РУЧН-АВТ" должен при этом находиться в положении "АВТ".

4.4. СНИМТЕ АМПЛИТУДНУЮ ХАРАКТЕРИСТИКУ $U_2=f(U_1)$ УСИЛИТЕЛЯ С ОБЫЧНЫМ 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 ОБЫЧНЫМ 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}_2' и \tilde{u}_2'' , соответствующих различным значениям сопротивлений нагрузки: $R_L' = 390 \text{ Ом}$ и $R_L'' = 150 \text{ Ом}$. 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

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

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

4.7. РАССЧИТАЙТЕ КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ И ВЫХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ПО ФОРМУЛАМ:

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

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, а) ИЛИ ПОЛЕВЫХ (рис.23, б) ТРАНЗИСТОРАХ. ВКЛЮЧИТЕ НАПРЯЖЕНИЕ ПИТАНИЯ И УСТАНОВИТЕ РАБОЧУЮ ТОЧКУ.

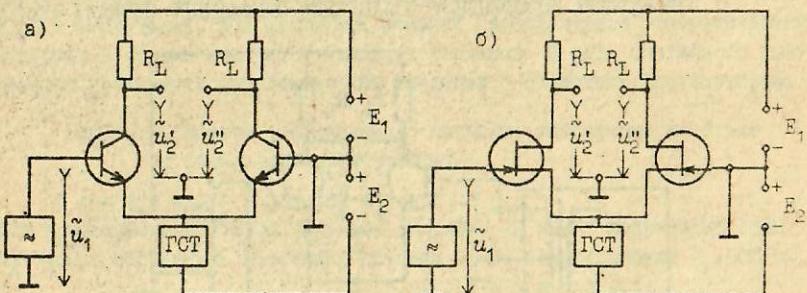


Рис.23. Дифференциальный усилитель на биполярных (а) и полевых (б) транзисторах.

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_O следует установить равным удвоенному значению токов коллекторов (стоков), соответствующим рабочей точке каждого транзистора. Постоянны напряжения на коллекторах (стоках) рекомендуется поддерживать на уровне 5.5...6.0 вольт.

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' и 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:

$$|K_D| = (U_2' + U_2'') / U_1; \quad |K_{\Pi 1}| = U_2' / U_1; \quad |K_{\Pi 2}| = U_2'' / U_1.$$

5.3. РАССЧИТАЙТЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ И ПЛЕЧЕВОЙ КОЭФФИЦИЕНТЫ УСИЛЕНИЯ ПО ФОРМУЛАМ:

$$K_D = -U_{21} R_L = -S R_L; \quad K_{\text{П}} = \pm K_D / 2.$$

5.4. ИЗМЕРЬТЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ И КОЭФФИЦИЕНТ ПОДАВЛЕНИЯ СИНФАЗНОЙ ПОМЕХИ В РЕЖИМАХ ПРОТИВОФАЗНОГО (рис.24) И, СООТВЕТСТВЕННО, СИНФАЗНОГО ВОЗВУЖДЕНИЯ ВХОДОВ.

ВЫЧИСЛИТЕ КОЭФФИЦИЕНТ ОСЛАБЛЕНИЯ СИНФАЗНОГО СИГНАЛА (КОСС).

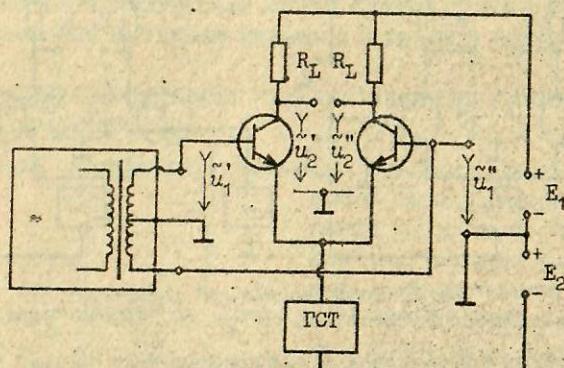


Рис.24. Дифференциальный усилитель в режиме противофазного возбуждения входов.

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 входами ду. Выходные напряжения \tilde{U}_1 и \tilde{U}_2 удобно измерять двухканальным осциллографом, при этом удается наблюдать синфазность или противофазность колебаний. Исходные коэффициенты находятся после измерения амплитуд входных и выходных напряжений по формулам:

$$K_D = \frac{U'_2 + U''_2}{U'_1 + U''_1}; \quad K_{\text{СФ}} = \frac{|U'_2 - U''_2|}{2 U'_1}; \quad \text{КОСС} = 201g \frac{K_D}{K_{\text{СФ}}}.$$

5.5. СОПОСТАВЬТЕ И ОБЪЯСНИТЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ И РАСЧЕТОВ.

10. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

В этом параграфе представлены примеры расчетных задач. И по схемам, и по тем данным, которые обычно известны, они являются типичными задачами, возникающими при разработке простых усилительных каскадов на биполярных и полевых транзисторах. Задачи снабжены подробными решениями, знакомящими с приемами, оценками, приближениями и упрощениями, которые обычно применяются на практике при построении транзисторных усилителей. При изложении решений используются теоретический материал и обозначения из предыдущих разделов. В ряде случаев по ходу решения приводятся дополнительные сведения о свойствах транзисторов.

ЗАДАЧА 1. Расчет усилительного каскада, собранного по схеме с общим эмиттером (рис.25).

Исходные данные.

Тип транзистора - KT315B ($I_{21}=50$; $\Delta V_{GS}/\Delta t = -2 \text{ мВ/К}$; напряжение Эрли $U_Y=140\text{В}$). Напряжение источника питания $E=6\text{В}$. Сопротивление $R_F=800 \Omega$.

Требуется.

1. Выбрать элементы цепи, обеспечивающие:

- а) режим работы транзистора:
 $I_K=3.5 \pm 0.35 \text{ мА}$ в диапазоне температур от -40°C до $+80^\circ\text{C}$;
- б) коэффициент усиления на средних частотах $|K|=110$.

2. Найти значения $K_1, R_{VX}, R'_VX, R_{VYX}$.

Решение.

1. Выбор значений элементов цепи, обеспечивающих заданный режим.

Согласно условиям задачи $I_S = I_{K21}$.

Действительно, $I_S = I_{K21}/n_{21} = 3.5(\text{мА})/50 = 70 \mu\text{A}$, т.е. $I_S \ll I_K$. В дальнейшем будем этим пользоваться. С учетом заданных температурных свойств транзистора передаточные характеристики (см. рис.2,в) можно приближенно представить так, как изображено на рис.26,б. На характеристики наложена прямая, соответствующая уравнению $E_O = I_S R_3 + V_{O21}$. Это уравнение вытекает из эквивалентной схемы (рис.26,б) при $I_S \ll I_{21}$. В соответствии с рис.26,а

$$\frac{\Delta I_S}{\Delta t} = -\frac{1}{R_3} \frac{\Delta V_{O21}}{\Delta t}$$

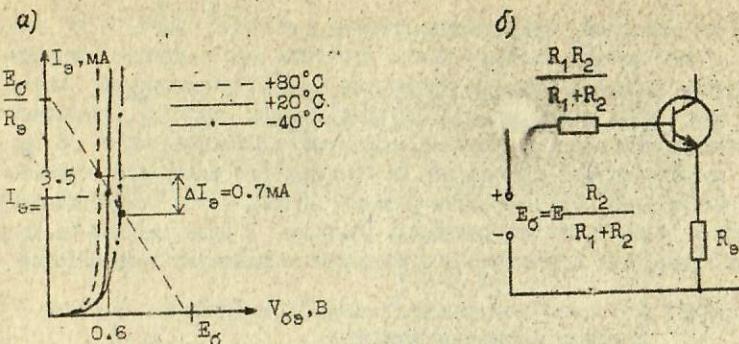


Рис.26.

Отсюда для заданных в условии значений получаем: $R_e = 240 \text{ мВ} / 0.7 \text{ мА} = 340 \Omega$. При этом $E_o = I_s \cdot R_e + V_{be} = 1.2 + 0.6 = 1.8 \text{ В}$.

Теперь можно рассчитать сопротивления R_1 и R_2 . Постоянный ток $I_2 =$ через сопротивление R_2 должен значительно превосходить ток базы. Практика показывает, что можно выбрать пятикратное превышение. Исходя из этого, имеем

$$R_2 \approx \frac{E_o}{5 \cdot I_b} \approx 5.1 \text{ к}\Omega; \quad R_1 \approx \frac{E - E_o}{5 \cdot I_b + I_b} \approx 10 \text{ к}\Omega.$$

2. Вычисление малосигнальных параметров.

Для вычисления малосигнальных Y -параметров воспользуемся оценочными соотношениями (2):

$$y_{21} = \frac{I_K}{U_T} = \frac{3.5 \text{ мА}}{25.5 \text{ мВ}} = 0.14 \text{ см}; \quad y_{11} = \frac{1}{h_{21}} y_{21} = 2.8 \cdot 10^{-3} \text{ см};$$

$$y_{22} = \frac{I_K}{U_Y} = 2.5 \cdot 10^{-5} \text{ см}; \quad y_{12} = -\frac{y_{22}}{h_{21}} = -5 \cdot 10^{-7} \text{ см};$$

$$\Delta y = 1.4 \cdot 10^{-7} \text{ см}^2.$$

3. Вычисление R_K .

При расчете R_K исходим из заданного значения $|K|=110$. Считаем, что C_3 выбрано достаточно большого значения и отрицательная обратная связь отсутствует. Согласно формулам, приведенным в разделе 4,

$$R_K = \left(\frac{y_{21}}{|K|} - y_{22} \right)^{-1} = 800 \Omega.$$

При этом значении R_K напряжение $V_{K3}=2\text{В}$ и заметно превышает напряжение насыщения $\approx 0.3\text{В}$.

4. Вычисление $K_1, R_{bx}, R_{vых}$.

По формулам из раздела 4 получаем:

$$K_1 = \frac{y_{21}}{y_{11} + \Delta y R_K} = 48; \quad R_{bx} = \frac{1}{y_{11}} = 350 \Omega; \quad \frac{1}{R'_{bx}} = y_{11} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2};$$

$$R'_{bx} = 317 \Omega; \quad R_{vых} = 23.6 \text{ к}\Omega.$$

П р и м е ч а н и е.

Для исключения отрицательной обратной связи резистор R_3 шунтируется конденсатором C_3 . Емкость C_3 можно выбрать по формуле $C_3 > y_{21}/2\pi f_2$, где f_2 – нижняя частота спектра усиливаемого сигнала. Пусть f_2 составляет 100 Гц, тогда емкость C_3 должна быть больше 220 мкФ.

ЗАДАЧА 2. Расчет усилителя с отрицательной обратной связью по току.

Задание.

Для усилителя, рассмотренного в задаче 1, проследить, как изменяются $|K|$ и R_{bx} на средних частотах при введении отрицательной обратной связи по току ($C_3 \rightarrow 0$).

Решение.

Схема усилителя с отрицательной обратной связью изображена на рис.27,а. Ей соответствует эквивалентная схема для переменных токов (комплексных амплитуд), приведенная на рис.27,б.

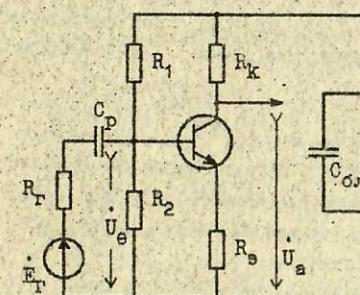


Рис.27, а.

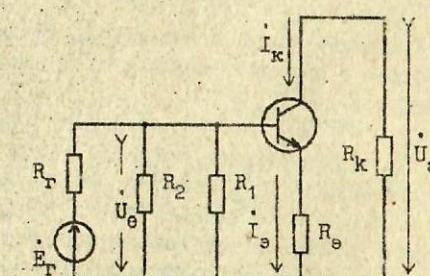


Рис.27, б.

Коэффициент усиления, как видно из эквивалентной схемы, равен

$$K = \frac{\dot{U}_a}{\dot{U}_e} = \frac{-I_K R_K}{I_s R_e + U_{be}}.$$

Поскольку коэффициент усиления по току h_{21} достаточно высок, справедливо положить $I_k \approx I_K$. Тогда

$$K = \frac{-R_K}{R_3 + U_{ce}/I_K}$$

Последующие преобразования проведем, представив комплексную амплитуду коллекторного тока через Y -параметры: $I_k = y_{21}U_{ce} + y_{22}\dot{U}_{ke}$. Получаем

$$\dot{U}_{ce}/I_k = \frac{1}{y_{21} + (\dot{U}_{ke}/\dot{U}_{ce}) \cdot y_{22}}$$

Отношение $(\dot{U}_{ke}/\dot{U}_{ce})$ можно вычислить по формуле для коэффициента усиления, подставив вместо R_K сумму $R_K + R_e$:

$$\dot{U}_{ke}/\dot{U}_{ce} = \frac{y_{21}(R_K + R_e)}{1 + y_{22}(R_K + R_e)}$$

С учетом этого

$$\dot{U}_{ce}/I_k = (1/y_{21}) + (y_{22}/y_{21})(R_K + R_e)$$

Таким образом, для коэффициента усиления имеем

$$K = \frac{-R_K}{R_3 + (1/y_{21}) + (y_{22}/y_{21})(R_K + R_e)}$$

Численные значения параметров, входящих в эту формулу, были вычислены ранее в задаче I. Анализируя их, можно убедиться, что с малой погрешностью

$$K = -(R_K/R_e) = -2.5.$$

Таким образом, введение отрицательной обратной связи (отсоединение ёмкости C_3 в схеме на рис.25) приводит к значительному уменьшению коэффициента усиления. Однако коэффициент усиления K перестает зависеть от параметров транзистора, что повышает стабильность параметров усилителя по отношению к внешним воздействиям.

Входное сопротивление для схемы усилителя (рис.27,а) равно:

$$Z_{bx} = U_{bx}/I_{bx} = (I_K R_3 + U_{ce})/I_0 = (1/y_{11}) + h_{21}R_e = R_{bx}$$

Оно чисто активное (вещественное). Полстановка численных значений даёт следующие результаты:

$$R_{bx} = 350 + 50 \cdot 340 = 17.4 \text{ к}\Omega; R'_{bx} = (R_{bx} + R_1 + R_2) = 2.8 \text{ к}\Omega.$$

Следовательно, введение отрицательной обратной связи по току значительно повышает входное сопротивление усилителя.

ЗАДАЧА 3. Расчет параметров усилительного каскада с отрицательной обратной связью по напряжению (рис.28).

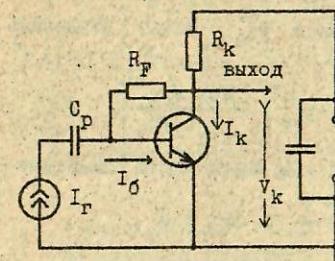


Рис.28.

Исходные данные
Тип транзистора - КТ315В ($h_{21}=50$;
напряжение Эрли $U_Y=140$ В). Напряжение источника питания $E=6$ В. Сопротивления: $R_K=1$ к Ω , $R_F=27$ к Ω .

Требуется

1. Найти рабочую точку транзистора и малосигнальные Y -параметры.
2. Рассчитать выходное сопротивление усилительного каскада с отрицательной обратной связью (ОС) относительно зажимов подключения коллекторной нагрузки R_K ; рассчитать входное сопротивление каскада.

Решение

1. Для нахождения рабочей точки составим согласно схеме каскада соотношение для постоянного тока базы I_0 :

$$I_0 = \frac{E - V_{ce} - I_K R_K}{R_F} = \frac{I_K}{h_{21}}$$

Отсюда

$$I_K = \frac{E - U_{ce}}{R_K + R_F/h_{21}}$$

Считая $V_{ce} \approx 0.6$ В, получим

$$I_K = 3.5 \text{ мА};$$

$$V_{ce} = E - I_K R_K = 2.5 \text{ В.}$$

Таким образом, значения Y -параметров такие же, как в задаче I. т.е.

$$y_{11} = 2.8 \cdot 10^{-3} \text{ см}; \quad y_{21} = 0.14 \text{ см}; \quad y_{12} = -5 \cdot 10^{-7} \text{ см}; \quad y_{22} = 2.5 \cdot 10^{-5} \text{ см.}$$

2. Для расчета выходного и входного сопротивлений каскада заметим, что его эквивалентная схема на переменном токе для средних частот сводится к параллельному соединению двух четырехполюсников (рис.29).

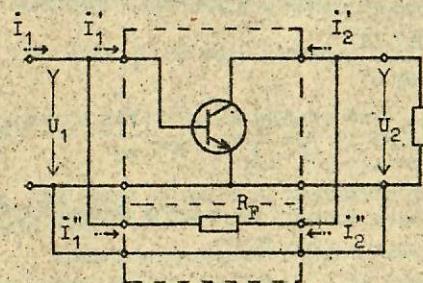


Рис.29.

Так как $I_1 = I'_1 + I''_1$, $I_2 = I'_2 + I''_2$, $U_1 = U'_1 + U''_1$, $U_2 = U'_2 + U''_2$, то нетрудно показать, что Y -матрица результирующего четырехполюсника (схемы с ОС) будет суммой Y -матриц каждого из четырехполюсников. Для нижнего четырехполюсника, как легко убедиться прямой проверкой, Y -параметры таковы:

$$y''_{11} = y''_{22} = \frac{1}{R_F}; \quad y''_{21} = y''_{12} = -\frac{1}{R_F}.$$

далее, обозначив параметры транзистора через y_{ik} , можно вычислить $y_{ik} = y'_{ik} + y''_{ik}$ и затем $y_{\text{вх}}$ и $y_{\text{вых}}$:

$$y_{\text{вх}} = y_{11} - \frac{y_{12} y_{21}}{y_{22} - 1/R_K}; \quad ; \quad y_{\text{вых}} = y_{22} - \frac{y_{12} y_{21}}{y_{11} - 1/R_F}.$$

По условию задачи при $R_F = 27$ кОм, $R_K = 1$ кОм имеют место следующие неравенства:

$$y'_{11} > \frac{1}{R_F}; \quad y'_{21} > \frac{1}{R_F}; \quad |y'_{12}| < \frac{1}{R_F}; \quad y'_{22} < \frac{1}{R_F},$$

поэтому формулы можно упростить:

$$y_{\text{вх}} \approx y_{11} + y'_{21} \frac{R_K}{R_F} = y_{11} (1 + h_{21e} \frac{R_K}{R_F});$$

$$y_{\text{вых}} \approx (y_{22} + \frac{1}{R_F}) + y'_{21} \frac{R_K}{R_F} = y_{22} + (1 + h_{21e}) \frac{1}{R_F} y'_{22} + \frac{h_{21e}}{R_F}.$$

Таким образом, под действием отрицательной обратной связи по напряжению с параллельной подачей тока обратной связи на вход происходит снижение входного и выходного сопротивлений усилительного каскада:

$$Z_{\text{вх.ОС}} = \frac{1/y'_{11}}{1 + h_{21e} R_K / R_F} = \frac{357 \text{ Ом}}{2.85} = 125 \text{ Ом}; \quad (\text{без ОС } Z_{\text{вх}} = 357 \text{ Ом});$$

$$Z_{\text{вых.ОС}} = \frac{1}{y'_{22} + h_{21e} / R_F} = 533 \text{ Ом}; \quad (\text{без ОС при } R_F = \infty, Z_{\text{вых}} = \frac{y'_{11}}{\Delta y'} = 20 \text{ кОм}).$$

ЗАДАЧА 4. Расчет усилительного каскада на полевом транзисторе, собранного по схеме с общим истоком (рис.30, а).

Исходные данные

тип транзистора - КП103К (характеристика $I_S(V_3)$ задана графиком на рис.30, б, $R_d = 1/y_{22} = 100$ кОм). Напряжение источника питания $E = 12$ В. Сопротивления: $R_i = 1.1$ кОм, $R_C = 6$ кОм.

Требуется

1. Найти коэффициент усиления K на средних частотах.
2. Проследить, как изменится K при извлечении отрицательной обратной связи ($C_{\text{и}} \rightarrow 0$).

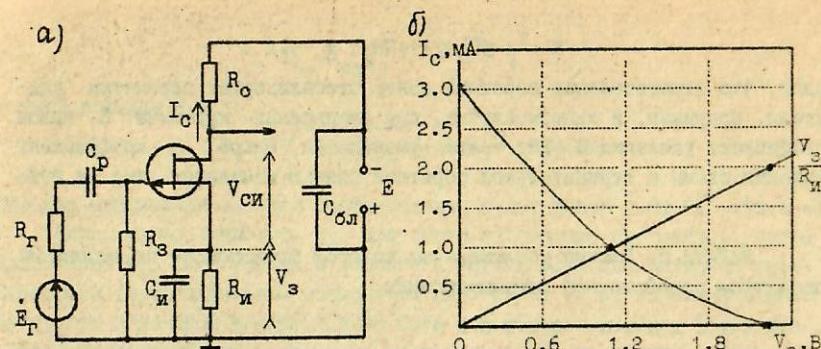


Рис.30.

Решение

По заданной характеристики рассчитаем режим питания транзистора (ток стока I_C и напряжение V_3 в рабочей точке). Рабочая точка находится на пересечении графиков $I_C(V_3)$ и $I_C = V_3/R_C$. Ещё, как видно из рисунка, соответствуют $I_C = 1 \text{ мА}$ и $V_3 = 1.1 \text{ В}$, а также значение крутизны S , равное

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_3} = 1.3 \text{ мСм.}$$

Коэффициент усиления находится по формуле

$$K = \frac{-SR_C}{1 + y_{22} R_C} \approx -SR_C = -7.2.$$

Вычислим для контроля напряжение $V_{\text{СИ}}$. Оно равно

$$V_{\text{СИ}} = E - I_C(R_C + R_i) = 4.9 \text{ В}$$

и, как видно из рис.2, а, находится на пологом участке выходных характеристик.

Коэффициент усиления равен -7.2 , если R_i шунтируется на рабочих частотах емкостью $C_{\text{и}}$. Её удаление приводит к появлению отрицательной обратной связи по переменному току. В этом случае коэффициент усиления будет равен

$$K = \frac{-R_C}{R_i + (1/S) + (y_{22} / y_{21})(R_C + R_i)}.$$

(Выход формулы проводится так же, как в задаче 2). Оценив значения слагаемых в знаменателе, можно упростить это выражение:

$$K = (-SR_C)/(1+SR_{II}) \approx -3.2$$

Видно, что отрицательная обратная связь стабилизирует параметры усилителя. Например, в данном случае, при уменьшении крутизны S вдвое коэффициент усиления $K \sim SR_C$ также уменьшится вдвое, а коэффициент усиления схемы с отрицательной обратной связью изменится лишь на 29%: $K \sim 2.27$.

ЗАДАЧА 5. Расчет усилителя на полевом транзисторе по заданным параметрам передаточной характеристики.

Исходные данные

Транзистор - КП303Е (транзистор п-канальный), $R_d=100$ кОм, параметры передаточной характеристики $I_C(V_3)$ следующие: $I_C(0)=I_{CM}=4.0$ мА; напряжение запирания $V_O=-3.0$ В. Напряжение источника питания $E=12$ В.

Требуется

Построить схему усилителя для усиления сигналов на средних частотах, вычислить коэффициент усиления.

Решение

Для построения усилителя выберем схему с общим истоком (рис.31). Установку рабочей точки будем производить с помощью автосмещения.

Для расчета воспользуемся квадратичной аппроксимацией передаточной характеристики по заданным значениям I_{CM} и V_O :

$$I_C = I_{CM} \left(1 - \frac{V_3}{V_O}\right)^2$$

Крутизна S (малосигнальный параметр Y_{21}) находится дифференцированием этого выражения:

$$S(I_C) = \frac{dI_C}{dV_3} = \frac{2}{-V_O} \sqrt{I_{CM} \cdot I_C}$$

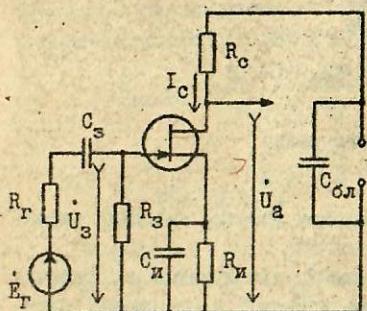


Рис.31.

Выберем значение тока в рабочей точке: $I_{C0}=2$ мА. Найдем соответствующее ему значение крутизны:

$$S = \frac{2}{3} \sqrt{4 \cdot 2} = 1.89 \text{ мСм.}$$

Вычислим R_{II} , при котором обеспечивается ток рабочей точки I_{C0} . Поскольку ток затвора ничтожно мал, напряжение $V_3 = -I_{C0} \cdot R_{II}$. Следовательно,

$$I_{C0} = I_{CM} \left(1 + \frac{I_{C0} \cdot R_{II}}{V_O}\right)^2$$

Отсюда находим R_{II} :

$$R_{II} = \left(\sqrt{\frac{I_{C0}}{I_{CM}}} - 1\right) \cdot \frac{V_O}{I_{C0}} = 440 \text{ Ом.}$$

Падение напряжения на этом сопротивлении будет равно 0.88 В.

Теперь можно вычислить R_C . Для этого необходимо проследить, чтобы напряжение V_{SI} не попадало в область с крутым наклоном выходных характеристик (заштрихованная область на рис. 2,г), т. е. напряжение между стоком и истоком всегда должно быть больше 1.5...2.0 В. Если принять, что максимальная амплитуда колебаний переменной составляющей напряжения V_{SI} не превосходит 1 В, то получим оценку $V_{SI} > (1 \text{ В} + 2 \text{ В})$. Выберем значение этого напряжения с запасом. Пусть оно будет равно 5 В. При этом

$$R_C = \frac{E - V_{SI}}{I_{C0}} = R_{II} \approx 3 \text{ кОм.}$$

Для вычисления коэффициента усиления воспользуемся формулой из раздела 4:

$$K = \frac{-SR_C}{1 + Y_{22}R_C}$$

Так как $Y_{22}R_C = (1/R_d) \cdot R_C \times 1$, то $K \sim -SR_C = -5.7$.

Сопротивление R_3 выбирается очень большим (сотни кОм - единицы МОм).

Для исключения отрицательной обратной связи резистор R_{II} шунтируется конденсатором C_{II} . Оценить значение C_{II} можно по формуле $C_{II} > S/2\pi f_H$, где f_H - нижняя частота спектра усиливаемого сигнала. Пусть f_H составляет 100 Гц, тогда емкость C_{II} должна быть больше 3 мкФ. Оценка для емкости C_3 имеет вид: $C_3 > 1/(2\pi f_H (R_3 + R_T))$. При $R_3 = 1$ МОм и $R_T = 1$ кОм получаем $C_3 > 1.5$ нФ.

ЗАДАЧА 6. Расчет коэффициентов усиления и ослабления синфазной помехи в плече дифференциального усилителя (рис.32).

Исходные данные

Транзисторы кремниевые, одинаковые. Напряжения источника питания: $E_1 = E_2 = 6$ В. Сопротивления: $R_g = 5.4$ кОм, $R_C = 6$ кОм.

Требуется

1. Найти дифференциальный K_D и плечевой K_{II} коэффициенты усиления.
2. Найти коэффициент ослабления синфазной помехи в плече КОСП, под которым понимается величина отношения дифференциального коэффициента усиления K_D к K_{sp} — коэффициенту передачи синфазной компоненты с входа на одно плечо.

Решение

1. Ток I_0 через сопротивление R_3 можно найти по формуле

$$I_0 = (E_2 - V_{be}) / R_3.$$

Полагая $V_{be} \approx 0.6$ В (типичное значение для кремниевых транзисторов при токах коллектора несколько миллиампер), получим $I_0 = 1$ мА. Для токов эмиттеров I'_3 и I''_3 справедливо: $I'_3 = I''_3 = I_0/2 = 0.5$ мА. Теперь можно вычислить дифференциальный коэффициент усиления:

$$|K_D| = |U_{21}| R_C \approx (I_0 / U_T) R_C = 0.02 (\text{см}) \cdot 6 (\text{k}\Omega) = 120.$$

Плечевые коэффициенты усиления будут в два раза меньше:

$$|K_{II1}| = |K_{II2}| = |K_D|/2 = 60.$$

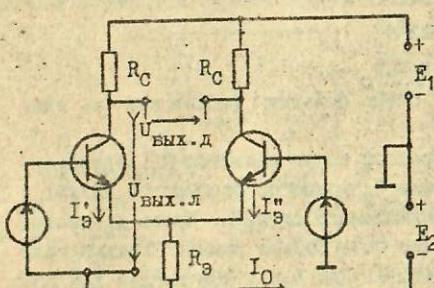


Рис.32.

2. Для синфазной помехи R_3 представляет собой резистор отрицательной обратной связи по току, но через него течет двойной ток каждого плеча, поэтому для каждого плеча коэффициент передачи синфазной компоненты можно найти по формуле $K_{sp} = -R_K / (2R_3)$, см. решение задачи 2. Тогда искомый коэффициент ослабления синфазного сигнала в плече будет равен

$$\text{КОСП} = |K_D / K_{sp}| = 2S R_3 = 216.$$

ЗАДАЧА 7. Расчет параметров дифференциального усилителя (рис.32) при нарушенной симметрии.

Исходные данные

Транзисторы кремниевые, одинаковые. Напряжения источника питания: $E_1 = E_2 = 6$ В. Сопротивления: $R_3 = 5.4$ кОм, $R_C = 6$ кОм.

Нарушена симметрия плеч на 5% по значениям крутизны транзисторов, т.е. $S' = 1.055 S_0$, $S'' = 0.955 S_0$. Для других малосигнальных параметров транзисторов известно, что $U_{22}^* = U_{22}'' = 0$; $U_{12}^* = U_{12}'' = 0$; $U_{11}^* = S_1$; $U_{11}'' = S_1''$; S_1, S_1'' — вещественные числа.

Требуется

1. Найти дифференциальный коэффициент усиления K_D и коэффициент ослабления синфазной помехи КОСС.

Решение

Эквивалентная схема ДУ по переменному току изображена на рис. 33.

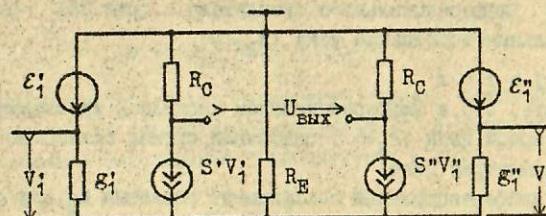


Рис.33.

Для неё можно записать три очевидных соотношения:

$$U_{VH} = (S''V_1 - S'V_1)R_C; \quad V_1 - V_1'' = E_1 - E_1'';$$

$$V_1 g_1 + V_1'' g_1'' = -S'V_1 - S''V_1 = (E_1 - V_1) / R_E.$$

После исключения V_1 и V_1'' в первом из них с помощью второго и третьего получаем выражение

$$U_{VH} = R_C \left[-\frac{2S''S'' + g_1''S'' + g_1''S'}{g_1'' + g_1'' + S'S'' + 1/R_E} (E_1 - E_1'') + \frac{S''E_1'' - S'E_1}{1 + R_E(g_1'' + g_1'' + S'' + S')} \right].$$

Если учесть, что $S''S'' \gg g_1''g_1'$, то последнюю формулу можно существенно упростить:

$$U_{VH} = R_C \left[-\frac{2S''S''}{S'' + S''} (E_1 - E_1'') + \frac{1}{1 + R_E(S'' + S'')} (S''E_1'' - S'E_1) \right].$$

Обозначив $S' = S + \Delta S$, $S'' = S - \Delta S$ и удержав члены лишь первого порядка малости по $\Delta S/S$, окончательно получим:

$$U_{\text{вых}} = -SR_C(\varepsilon_1 - \varepsilon_1'') - \frac{\Delta SR_C}{1+2SR_E} (\varepsilon_1 + \varepsilon_1'').$$

Таким образом, $K_D \approx -SR_C = -120$. (по результатам задачи 6);

$$K_{\text{сф}} = -0.05 \cdot 120 / (1 + 2 \cdot 0.02 \cdot 5400) \approx -0.028; \text{КОСС} = 201g(120/0.028) \approx 73 \text{ дБ.}$$

ЗАДАЧА 8. Расчет коэффициента усиления дифференциального усилителя с источником тока в цепи питаания.

Исходные данные

В схеме дифференциального усилителя (рис.33) резистор R_E заменен идеальным источником тока ($R_E \rightarrow \infty$).

Требуется

1. Показать, что в дифференциальном каскаде с идеальным источником тока в эмиттерной цепи ($R_E \rightarrow \infty$) синфазный сигнал полностью подавляется даже при несимметрии плеч.

2. Найти дифференциальный коэффициент усиления K_D для случая $R_C = R_C''; U_{12} = U_{12}'' = 0; U_{11}, U_{22} \ll S'; U_{11}'', U_{22}'' \ll S''$.

Решение

Эквивалентная схема ДУ по переменному току изображена на рис. 34.

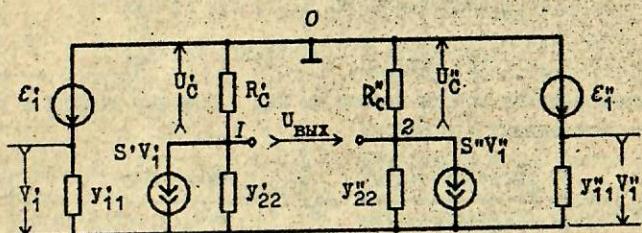


Рис.34.

Очевидно, что $U_{\text{вых}} = U_C' - U_C''$; $V_1 - V_1'' = \varepsilon_1 - \varepsilon_1''$. Дополнив эти соотношения уравнениями по первому закону Кирхгофа для узлов 0, 1, 2

$$V_1 y_{11} + V_1'' y_{11}'' = \frac{U_C'}{R_C} + \frac{U_C''}{R_C}, \quad -S' V_1 = \frac{U_C'}{R_C} + y_{22}' (U_C' + V_1 - \varepsilon_1),$$

$$-S'' V_1'' = \frac{U_C''}{R_C} + y_{22}'' (U_C'' + V_1'' - \varepsilon_1''),$$

можно исключить переменные V_1 , V_1'' и свести задачу к следующим двум уравнениям (при выводе учтены неравенства $y_{11}, y_{22} \ll S'$; $y_{11}'', y_{22}'' \ll S''$):

$$U_C' \left[1 + \frac{y_{22}' R_C'' + y_{22}'' R_C'}{S' + S''} \right] = \frac{S' S'' R_C}{S' + S''} (\varepsilon_1 - \varepsilon_1'');$$

$$U_C'' \left[1 + \frac{y_{22}' R_C'' + y_{22}'' R_C'}{S' + S''} \right] = -\frac{S' S'' R_C}{S' + S''} (\varepsilon_1'' - \varepsilon_1).$$

Отсюда найдем

$$U_{\text{вых}} = \frac{-S' S'' (R_C' + R_C'')} {[S' (1 + y_{22}' R_C'') + S'' (1 + y_{22}'' R_C')]} (\varepsilon_1 - \varepsilon_1'').$$

Как видно, усиливается только разностный сигнал, синфазная составляющая не воздействует на выходное напряжение. В частном случае при $R_C' = R_C'' = R_C$ последнее соотношение преобразуется к виду:

$$U_{\text{вых}} = \frac{2(\varepsilon_1 - \varepsilon_1'')}{(K'_U)^{-1} + (K''_U)^{-1}}, \quad \text{где } K'_U = \frac{-S'}{y_{22}'+1/R_C}; \quad K''_U = \frac{-S''}{y_{22}''+1/R_C}.$$

Таким образом,

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