

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное агентство по образованию
Технологический институт
Федерального государственного образовательного
учреждения высшего профессионального образования
“Южный федеральный университет”

В.В. Христич

ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ

по курсу
Электроника

Учебное пособие

Таганрог 2009

Рецензенты:

Н.Н. Прокопенко,

доктор технических наук, профессор, ректор Южно-российского
государственного университета экономики и сервиса;

А.Ф. Гришков,

кандидат технических наук, старший научный сотрудник,
заместитель директора по научной работе Таганрогского НИИ связи.

Христич В.В. Лабораторный практикум по курсу “Электроника”.

– Таганрог: Изд-во ТТИ, 2009. – 148 с.

ISBN 978-5-8327-0324-4

Даны теоретические сведения и методика исследования элементов и устройств аналоговой техники: биполярных и МДП-транзисторов; усилителей переменного и постоянного тока; усилителей с обратной связью; линейных и нелинейных решающих усилителей; стабилизаторов постоянного напряжения; активных *RC*-фильтров; мультивибраторов и генераторов линейно изменяющегося напряжения.

Методика исследования предполагает использование моделей реальных элементов в программе Multisim 9.

Лабораторные работы предназначены для студентов направления подготовки 220200 – “Автоматизация и управление” и 230100 – “Информатика и вычислительная техника”.

Табл. 18. Ил. 98.

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. Лабораторная работа № 1. Транзисторы	4
2. Лабораторная работа № 2. Усилители переменного тока	18
3. Лабораторная работа № 3. Усилители постоянного тока с обратной связью . . .	35
4. Лабораторная работа № 4. Линейные решающие усилители	55
5. Лабораторная работа № 5. Нелинейные решающие усилители	77
6. Лабораторная работа № 6. Стабилизаторы постоянного напряжения	94
7. Лабораторная работа № 7. Активные RC -фильтры	108
8. Лабораторная работа № 8. Генераторы импульсов	129

1. Лабораторная работа № 1

ТРАНЗИСТОРЫ

Цель работы: изучение устройства, свойств, вольт-амперных характеристик и параметров биполярных и МДП-транзисторов; приобретение навыков в исследовании полупроводниковых приборов.

1.1. Описание схем опытов

1.1.1. Объекты исследования:

- * Q1 и Q2 (рис. 1.1) – биполярный транзистор типа $n-p-n$;
- * Q1 и Q2 (рис. 1.2) – МДП-транзистор с индуцированным каналом n -типа.

1.1.2. Источники питания:

- * П – источник постоянного тока для питания базы биполярного транзистора;
- * V1 – источник постоянного напряжения для задания напряжения смещения на затвор МДП-транзистора;
- * XFG1 – функциональный генератор; здесь используется как источник управляемого постоянного напряжения для питания коллектора биполярного транзистора или стока МДП-транзистора.

1.1.3. Измерительные приборы:

- * U1 – вольтметр постоянного тока; используется для измерения напряжения на базе или затворе транзистора Q1;
- * U2 – вольтметр постоянного тока; используется для измерения напряжения на коллекторе или стоке транзистора Q1;
- * U3 – амперметр постоянного тока; используется для измерения тока коллектора или стока транзистора Q1;
- * U4 – амперметр постоянного тока; используется для измерения тока базы биполярного транзистора Q1;
- * XIV1 – характериограф; используется для снятия семейства выходных вольт-амперных характеристик (ВАХ) биполярного транзистора Q2 или стоковых ВАХ МДП-транзистора Q2.

1.2. Экспериментальное исследование

1.2.1. Режим непосредственных измерений.

Включить схему эксперимента (рис. 1.1 либо 1.2). Открыв панель источника П (либо V1), установить минимальное значение тока базы $I_{\delta} = I_b$ (напряжения на затворе $U_{zu} = V_{gs}$) из указанных в табл. 1.1 (табл. 1.2). Открыть панель прибора XFG1 и установить минимальную амплитуду переменного напряжения (Amplitude = 0.001 pV). Последовательно задавая значения постоянного напряжения на выходе XFG1 (Offset) из ряда, указанного в табл. 1.1 (табл. 1.2), измерить при каждом значении $U_{кз} = V_{ce}$ ($U_{cu} = V_{ds}$) ток коллектора $I_{к} = I_c$ (ток стока $I_c = I_d$) и напряжение на базе $U_{бз} = V_{be}$. Данные занести в соответствующую таблицу (табл. 1.1 либо 1.2). Эту же процедуру повторить при других (указанных в табл. 1.1, 1.2) значениях тока базы $I_{\delta} = I_b$ (напряжения на затворе $U_{zu} = V_{gs}$).

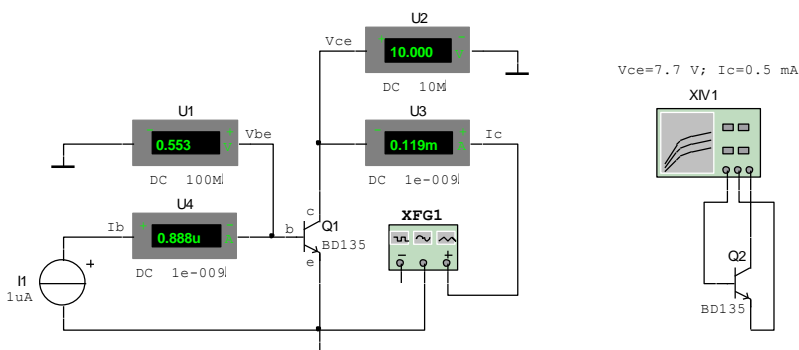


Рис. 1.1. Схема опыта для исследования ВАХ биполярного транзистора

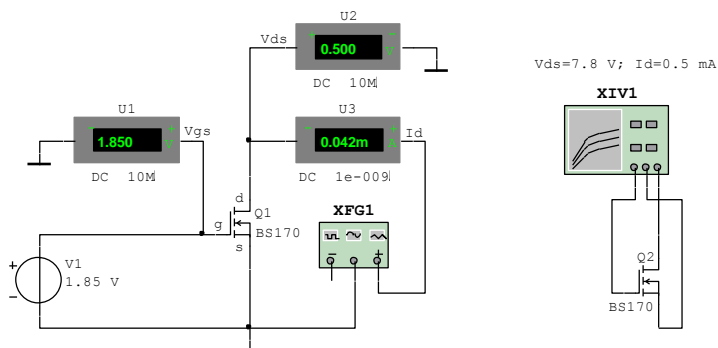


Рис. 1.2. Схема опыта для исследования ВАХ МДП-транзистора

Таблица 1.1

I_{θ} , мкА	Измеряемая величина	$U_{кэ}$, В						
		0	0,5	1	2	4	7	10
1	$I_{к}$, мА							
	$U_{\thetaэ}$, В							
5	$I_{к}$, мА							
	$U_{\thetaэ}$, В							
9	$I_{к}$, мА							
	$U_{\thetaэ}$, В							
13	$I_{к}$, мА							
	$U_{\thetaэ}$, В							
17	$I_{к}$, мА							
	$U_{\thetaэ}$, В							

Таблица 1.2

$U_{зи}$, В	Измеряемая величина	$U_{си}$, В						
		0	0,5	1	2	4	7	10
1,85	I_c , мА							
1,89	I_c , мА							
1,93	I_c , мА							
1,97	I_c , мА							
2,01	I_c , мА							

1.2.2. Автоматический режим.

Этот режим используется для снятия выходных ВАХ $I_{\kappa} = f(U_{\kappa э})$ ($I_{\delta} = const$) биполярного транзистора и стоковых ВАХ $I_c = f(U_{си})$ ($U_{зи} = const$) МДП-транзистора. Вначале, прежде чем запустить процесс исследования, при выключенном питании схемы открыть панель характериографа XIV1 и, нажав кнопку Sim_Param, произвести следующие установки:

* для биполярного транзистора –

Source Name: V_ce

Start: 0 В

Stop: 10 В

Increment: 50 мВ

Source Name: I_b

Start: 1 мА

Stop: 17 мА

Num steps: 9 ;

* для МДП-транзистора –

Source Name: V_ds

Start: 0 В

Stop: 10 В

Increment: 50 мВ

Source Name: V_gs

Start: 1.85 В

Stop: 2.01 В

Num steps: 9 .

Затем включить и через непродолжительное время (после установления изображения) выключить схему эксперимента. Перемещая курсор в заданные (например, табл. 1.1 либо 1.2) точки оси x (т.е. оси напряжений $U_{\kappa э}$ либо $U_{си}$), считать из нижней строки панели прибора значения токов I_{κ} (I_c) и I_{δ} (напряжения $U_{зи}$). Параметры каждого графика семейства ВАХ определять при одном и том же положении курсора, переходя от одного графика к другому, щелкнув на соответствующем графике левой клавишей мыши. Чтобы более точно отобразить графики на миллиметровой бумаге, необходимо считать показания с экрана характериографа в дополнительных (по отношению к указанным в табл. 1.1 и 1.2) точках оси x , в частности точке перегиба. Семейство ВАХ, отображенное на экране осциллографа, используется также при определении параметров транзистора.

1.2.3. Определение параметров транзисторов.

Параметры транзисторов определяются в заданной рабочей точке, координаты которой ($U_{кэ}^0 = V_{ce}$, $I_{к}^0 = I_c$ либо $U_{си}^0 = V_{ds}$, $I_c^0 = I_d$) указаны на соответствующем рисунке. Измеряемыми здесь параметрами биполярного транзистора являются коэффициент передачи базового тока β и дифференциальное сопротивление закрытого коллекторного p - n -перехода $r_{кэ}$ в схеме с общим эмиттером, а параметрами МДП-транзистора – крутизна s и внутреннее сопротивление (дифференциальное сопротивление канала) r_c .

При определении параметра β либо s необходимо вначале установить курсор в заданную точку $x_0 = U_{кэ}^0$ (либо $x_0 = U_{си}^0$). При неизменном напряжении $U_{кэ} = U_{кэ}^0$ ($U_{си} = U_{си}^0$) снять показания токов коллектора $I_{к1}$, $I_{к2}$ (либо токов стока I_{c1} , I_{c2}) и токов базы $I_{б1}$, $I_{б2}$ (либо напряжений $U_{зи1}$, $U_{зи2}$) в двух точках, соответствующих двум соседним графикам, расположенным ниже и выше ординаты рабочей точки $y_0 = I_{к}^0$ либо $y_0 = I_c^0$. Найти разности

$\Delta I_{к} = I_{к2} - I_{к1}$; $\Delta I_{б} = I_{б2} - I_{б1}$; $\Delta I_c = I_{c2} - I_{c1}$; $\Delta U_{зи} = U_{зи2} - U_{зи1}$
и вычислить параметры

$$\beta = \frac{\Delta I_{к}}{\Delta I_{б}} \text{ (при } U_{кэ} = U_{кэ}^0 \text{); } s = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}} \text{ (при } U_{си} = U_{си}^0 \text{)}.$$

Чтобы определить параметр $r_{кэ}$ (r_c), необходимо задать приращение напряжению $U_{кэ}$ ($U_{си}$), переместив курсор из одного положения $x_1 < x_0$ в другое $x_2 > x_0$, и считать приращение напряжения $\Delta U_{кэ} = U_{кэ2} - U_{кэ1}$ ($\Delta U_{си} = U_{си2} - U_{си1}$) и тока $\Delta I_{к} = I_{к2} - I_{к1}$ ($\Delta I_c = I_{c2} - I_{c1}$) по графику, расположенному ближе всего к заданной ординате y_0 (т.е. при $I_{б} = const$ либо $U_{зи} = const$). Тогда

$$r_{кэ} = \frac{\Delta U_{кэ}}{\Delta I_{к}} \text{ (при } I_{б} = const \text{); } r_c = \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_c} \text{ (при } U_{зи} = const \text{)}.$$

При определении $\Delta U_{кэ}$ ($\Delta U_{си}$) можно принять $U_{кэ2} = U_{кэ}^0 + 1\text{ В}$, $U_{кэ1} = U_{кэ}^0 - 1\text{ В}$ ($U_{си2} = U_{си}^0 + 1\text{ В}$, $U_{си1} = U_{си}^0 - 1\text{ В}$). Для вариантов 8 – 12 из-за недостаточной точности представления значений I_c при $I_c > 1\text{ мА}$ (на экране характеристики XIV1) сопротивление r_c рекомендуется определять по характеристике, соответствующей значению $U_{зи} = 1,95\text{ В}$.

1.3. Содержание отчета:

- * цель работы;
- * схемы опытов;
- * расчет параметров транзисторов;
- * таблицы опытных данных;
- * графики вольт-амперных характеристик;
- * выводы по результатам экспериментального исследования.

1.4. Сведения и комментарии

1.4.1. Биполярные транзисторы.

Биполярный транзистор состоит из трех слоев полупроводника с чередующимися типами проводимости: n - p - n или p - n - p (на рис. 1.3 приведена структура биполярного транзистора типа n - p - n). На границах слоев с разным

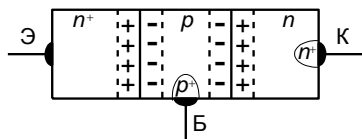


Рис. 1.3. Идеализированная структура биполярного транзистора

типом проводимости образуются два встречно включенных p - n -перехода (эмиттерный и коллекторный), потенциальные барьеры которых создаются ионизированными атомами примесей (“+” и “-” на рис. 1.3). У реального транзистора один из крайних слоев

(эмиттер) имеет гораздо большую концентрацию примеси по сравнению с другим крайним слоем и является источником подвижных носителей заряда, тогда как второй крайний слой (коллектор) отличается гораздо большей площадью p - n -перехода, что позволяет ему более эффективно собирать носители заряда, инжектированные эмиттером и прошедшие средний слой, называемый базой. Чтобы уменьшить в базе вероятность рекомбинации носителей заряда, перемещающихся из эмиттера в коллектор, базу делают сравнительно высокоомной (с низкой концентрацией примеси) и узкой.

В зависимости от полярности внешних источников питания различают четыре режима работы биполярного транзистора: активный режим, режим двойной инжекции, режим отсечки и инверсный режим. В активном режиме работы (рис. 1.4, а) напряжение между эмиттером и базой ($U_{эб}$) является прямым, а между коллектором и базой ($U_{кб}$) – обратным, поэтому эмиттерный переход открыт, а коллекторный закрыт. Под действием прямого напряжения $U_{эб}$ основные носители заряда (здесь – электроны) из эмиттера переходят в базу, где они становятся неосновными носителями, для которых закрытый коллекторный переход не является препятствием, поэтому они свободно переходят в коллектор, создавая во внешней цепи коллекторный ток I_k (направление положительного тока противоположно движению электронов), при этом только очень небольшая часть носителей заряда успевает рекомбинировать в базе, образуя основную составляющую тока базы I_{δ} . Другая составляющая ($I_{ок}$) образуется неосновными носителями (дырками) коллектора (собственные неосновные носители заряда базы не играют существенной роли, поскольку их в высокоомной базе немного). Этот небольшой ток $I_{ок}$ протекает также и в коллекторной цепи в составе тока I_k :

$$I_k = \alpha I_{\delta} + I_{ок}.$$

В этом выражении коэффициент передачи тока эмиттера α показывает, какая часть приращения тока эмиттера передается в коллектор:

$$\alpha = \frac{\Delta I_{\kappa}}{\Delta I_{\varepsilon}} \bigg|_{U_{\kappa\delta} = \text{const}}.$$

Учитывая, что ток эмиттера равен сумме токов коллектора и базы, т.е.

$$I_{\varepsilon} = I_{\kappa} + I_{\delta},$$

выражение для тока базы можно записать в таком виде:

$$I_{\delta} = I_{\varepsilon}(1 - \alpha) - I_{\text{ок}}.$$

Поскольку $\alpha \approx 0,95 \dots 0,999$, ток базы I_{δ} составляет только незначительную часть тока эмиттера.

Закрытый коллекторный переход имеет сравнительно большую ширину и расположен преимущественно в базе как более высокоомном слое. Поэтому увеличение обратного напряжения $U_{\kappa\delta}$ приводит к уменьшению эффективной ширины базы, что, во-первых, уменьшает вероятность рекомбинации носителей в базе, а во-вторых, понижает потенциальный барьер эмиттерного перехода (основные носители заряда базы сдвигаются в сторону эмиттерного перехода, частично нейтрализуя заряды ионов p - n -перехода). Изменение ширины базы и ее свойств под действием обратного коллекторного напряжения называется эффектом модуляции ширины базы (эффектом Эрли).

Изменяя в небольших пределах напряжение $U_{\varepsilon\delta}$, можно значительно изменять ток эмиттера I_{ε} , а значит, и ток коллектора I_{κ} , т.е. управлять большой мощностью в выходной цепи (напряжение $U_{\kappa\delta}$ в активном режиме может быть большим), затрачивая сравнительно небольшую мощность во входной цепи (цепи эмиттер–база) – в этом и проявляются усилительные свойства биполярного транзистора.

В режиме двойной инжекции (режиме насыщения) напряжения $U_{\varepsilon\delta}$ и $U_{\kappa\delta}$ прямые (рис. 1.4,б) и оба p - n -перехода открыты, при этом крайние слои выполняют как функции эмиттеров, инжектируя носители заряда (здесь – электроны) в базу, так и функции коллекторов, собирая носители заряда, прошедшие базу. Обозначив ток, образованный электронами эмиттера, через $I_{\varepsilon\kappa}$, а ток, образованный электронами коллектора, через $I_{\varepsilon\kappa}$, запишем выражения для внешних токов:

$$I_{\varepsilon} = I_{\varepsilon\varepsilon} - \alpha_i I_{\varepsilon\kappa}; \quad I_{\kappa} = -I_{\varepsilon\kappa} + \alpha I_{\varepsilon\varepsilon},$$

где α_i – инверсный коэффициент передачи тока.

Поскольку структура реального биполярного транзистора асимметрична (площадь коллекторного перехода больше площади эмиттерного перехода, а слой коллектора высокоомнее слоя эмиттера), $\alpha_i < \alpha$. При равенстве внешних напряжений составляющие тока коллектора примерно равны, поэтому I_{κ} близок к ну-

лю. При уменьшении прямого напряжения от значения $U_{кб} = U_{эб}$ модуль составляющей $-I_{эк}$ уменьшается, поэтому увеличивается ток $I_{к}$, причем резко, поскольку он равен разности двух составляющих. Подстановка выражений $I_{э}$ и $I_{к}$ в равенство $I_{э} = I_{к} + I_{б}$ дает следующее выражение для тока базы:

$$I_{б} = I_{ээ}(1 - \alpha) + I_{эк}(1 - \alpha_i),$$

подтверждающее тот факт, что базовый ток в режиме двойной инжекции равен сумме двух токов рекомбинации.

В режиме отсечки оба p - n -перехода закрыты под действием обратных напряжений $U_{эб}$ и $U_{кб}$, вследствие чего через переходы протекают только небольшие неуправляемые токи неосновных носителей заряда.

Если к коллекторному переходу приложить прямое напряжение, а к эмиттерному – обратное, то поменяются роли у коллектора и эмиттера (инверсный режим работы), и транзистор будет работать в активном режиме, но не так эффективно из-за конструктивной асимметрии транзистора.

Биполярные транзисторы подразделяются на диффузионные и дрейфовые. В названиях “диффузионные” и “дрейфовые” отражается механизм движения носителей заряда через базу: диффузия под действием градиента концентрации носителей заряда и дрейф под действием градиента электрического потенциала. У дрейфовых транзисторов за счет неравномерной концентрации примеси в базе создается электрическое поле, ускоряющее движение носителей заряда через базу, что увеличивает коэффициент передачи эмиттерного тока и граничную частоту. В микросхемах в основном используются дрейфовые транзисторы.

Биполярный транзистор описывается семействами входных и выходных вольт-амперных характеристик, т.е. зависимостями входного тока от входного напряжения при постоянном выходном напряжении и зависимостями выходного тока от выходного напряжения при постоянном входном токе. Для схемы с общей базой, когда входной и выходной источники напряжения имеют общий зажим на базе (рис. 1.4,а и б) семейства входных и выходных ВАХ, т.е.

$$I_{э} = f(U_{эб})|_{U_{кб}=\text{const}} \text{ и } I_{к} = f(U_{кб})|_{I_{э}=\text{const}},$$

приведены на рис. 1.4,в и г. Вне зависимости от типа транзистора (n - p - n или p - n - p), т.е. вне зависимости от истинной полярности входных и выходных напряжений, основную часть характеристик размещают в первом квадранте, откладывая справа от оси токов значения прямых напряжений $U_{эб}$ (входные ВАХ) и значения обратных напряжений $U_{кб}$ (выходные ВАХ).

Входная характеристика при $U_{кб} = 0$ (коллекторный переход закорочен) – это характеристика диода, составленного из эмиттерного p - n -перехода и соответствующих областей полупроводника. При подаче на коллекторный

переход обратного напряжения $U_{кб}$ база сужается и потенциальный барьер эмиттерного перехода уменьшается (эффект модуляции ширины базы), поэтому эмиттерный ток $I_э$ увеличивается при неизменном напряжении $U_{эб}$, что и является причиной смещения входной ВАХ влево относительно характеристики при $U_{кб} = 0$. Дальнейшее увеличение обратного напряжения $U_{кб}$ смещает входную ВАХ незначительно.

Активному режиму работы транзистора соответствуют участки выходных ВАХ (рис. 1.4,з), расположенные в первом квадранте, где наблюдается только слабая зависимость тока коллектора $I_к$ от коллекторного напряжения, вызванная модуляцией ширины базы (при увеличении обратного напряжения $U_{кб}$ база сужается, вероятность рекомбинации носителей заряда в базе уменьшается, уменьшается и ток базы, что при неизменном токе $I_э$ приводит к увеличению тока коллектора $I_к$). При подаче прямого напряжения $U_{кб}$ (влево от начала координат) транзистор переходит в режим двойной инжекции, когда коллекторный ток равен разности двух токов, что объясняет его резкую зависимость от прямого напряжения $U_{кб}$. При $I_э = 0$ протекает очень незначительный тепловой ток $I_{ок}$ (режим отсечки). В случае больших обратных напряжений $U_{кб}$ возможен электрический пробой коллекторного перехода, а если мощность, рассеиваемая транзистором, $P_{рас} = U_{кб} I_к$ превысит допустимую, может произойти тепловое разрушение транзистора.

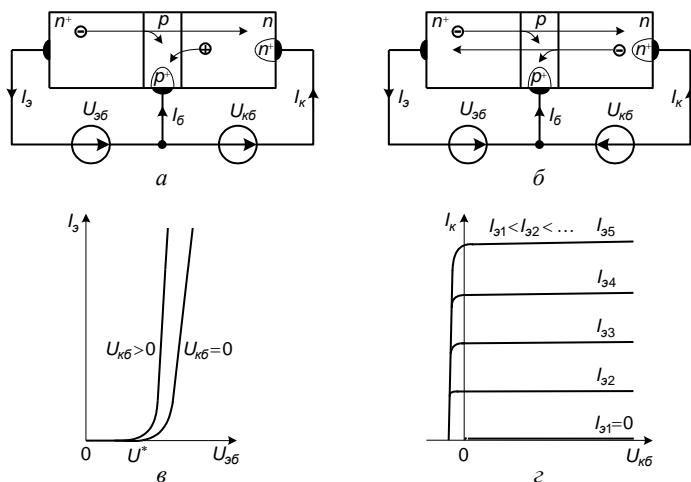


Рис. 1.4. Биполярный транзистор: а и б – схемы включения в активном режиме и режиме двойной инжекции; в и г – входные и выходные ВАХ в схеме с общей базой

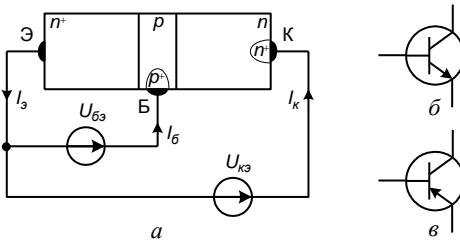
Если входной и выходной источники напряжения имеют общий зажим на эмиттере транзистора (схема с общим эмиттером на рис. 1.5,а), то

входным током является ток базы $I_{\bar{o}}$, а выражение коллекторного тока как функции тока базы можно получить, выполнив подстановку $I_{\bar{o}} = I_{\kappa} + I_{\bar{o}}$ в $I_{\kappa} = \alpha I_{\bar{o}} + I_{\text{ок}}$:

$$I_{\kappa} = \beta I_{\bar{o}} + I_{\text{кн}}.$$

Здесь $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{\Delta I_{\kappa}}{\Delta I_{\bar{o}}}\bigg|_{U_{\kappa}=\text{const}}$ – коэффициент передачи базового тока;

$I_{\text{кн}} = \frac{I_{\text{ок}}}{1-\alpha}$ – начальный ток коллектора при $I_{\bar{o}} = 0$, он значительно больше



тока $I_{\text{ок}}$, протекающего через коллекторный переход при нулевом токе эмиттера.

Резкая зависимость тока коллектора I_{κ} от напряжения $U_{\kappa\bar{o}}$ при малых значениях $U_{\kappa\bar{o}}$ (рис. 1.5, д) вызвана тем, что на этом начальном участке транзистор работает в режиме двойной инжекции, поскольку как к эмиттерному, так и к коллекторному переходам (в последнем случае через источник $U_{\kappa\bar{o}}$) приложено прямое напряжение $U_{\bar{o}\bar{o}}$. На пологом участке ВАХ (в активном режиме) зависимость I_{κ} от $U_{\kappa\bar{o}}$ вызвана эффектом модуляции ширины базы, причем этот эффект в схеме с общим эмиттером выражен сильнее (большой наклон ВАХ),

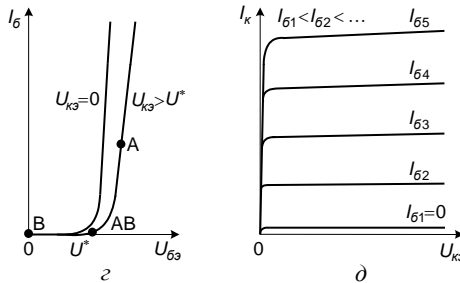


Рис. 1.5. Биполярный транзистор: а – схема включения с общим эмиттером; б и в – $n-p-n$ - и $p-n-p$ -транзистор; з и д – входные и выходные ВАХ в схеме с общим эмиттером

что можно объяснить следующим образом. При увеличении обратного напряжения $U_{\kappa\bar{o}}$, приложенного к коллекторному переходу через источник $U_{\bar{o}\bar{o}}$, база транзистора сужается, увеличивается ток эмиттера $I_{\bar{o}}$, а ток базы $I_{\bar{o}}$ уменьшается. Поскольку характеристики снимаются при фиксированном токе базы, чтобы восстановить прежнее значение $I_{\bar{o}}$, требуется еще более увеличить ток $I_{\bar{o}}$, а это приводит к увеличению тока коллектора.

Поскольку при $U_{\kappa\bar{o}} = 0$ транзистор работает в режиме двойной инжекции, ток базы в этом режиме больше тока базы при работе транзистора в активном режиме, поэтому входная характеристика при обратном $U_{\kappa\bar{o}}$ прохо-

дит правее характеристики, снятой при $U_{кз} = 0$ (рис. 1.5,з). Эффект модуляции ширины базы при дальнейшем увеличении обратного напряжения $U_{кз}$ проявляется слабо, поэтому все входные характеристики, снятые при обратных напряжениях $U_{кз}$, располагаются близко друг от друга.

Схемы, в которых используются транзисторы, анализируются на постоянном и переменном токе раздельно. При анализе на постоянном токе биполярный транзистор представляется в виде нелинейной физической модели Молла–Эберса, а при анализе на переменном токе, когда транзисторы работают в активном режиме, – в виде малосигнальной эквивалентной схемы (моделирующей схемы), изображенной на рис. 1.6. В этой схеме

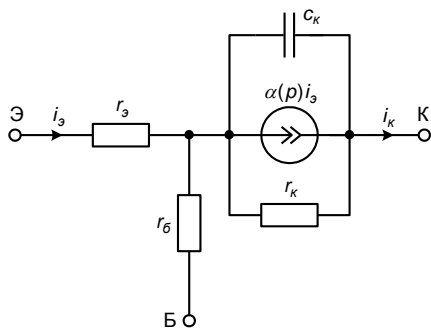


Рис. 1.6. Моделирующая схема биполярного транзистора

$r_э = \varphi_T / I_э \approx 0,025 / I_э$ – дифференциальное сопротивление открытого эмиттерного перехода; $r_б$ – сумма сопротивлений активной и пассивной областей базы ($r_б = 1 \dots 200$ Ом); $c_к$ – барьерная емкость коллекторного перехода ($c_к = 0,1 \dots 800$ пФ); $r_к$ – дифференциальное сопротивление закрытого коллекторного перехода, моделирующее влияние $U_{кб}$ на ток $I_к$ через эффект модуляции ширины базы ($r_к = 50 \dots 10000$ кОм).

Генератор тока моделирует процесс управления коллекторным током $i_к$ со стороны тока эмиттера $i_э$ ($i_к$ и $i_э$ – малые приращения соответствующих токов $I_к$ и $I_э$). Зависимость α от частоты $p = j\omega$ описывается выражением

$$\alpha(p) = \frac{\alpha}{1 + p/\omega_\alpha}$$

и вызвана тем фактом, что перемещение носителей заряда через базу происходит не мгновенно, а в течение некоторого времени. Коэффициент α изменяется на достаточно низкой частоте ($\omega \rightarrow 0$), где он максимален. С увеличением частоты коэффициент $\alpha(\omega)$ уменьшается и на частоте $\omega_\alpha = 2\pi f_\alpha$ становится равным $\alpha/\sqrt{2}$. Граничная частота коэффициента передачи эмиттерного тока f_α у разных типов биполярных транзисторов разная (от нескольких килогерц до нескольких гигагерц). Широкий диапазон приведенных выше значений параметров объясняется широкой номенклатурой биполярных транзисторов, различающихся по мощности (малой, средней, большой) и граничной частоте (низкой, высокой, сверхвысокой).

1.4.2. МДП-транзисторы.

Полевые транзисторы с изолированным каналом (МДП-транзисторы) подразделяются на транзисторы со встроенным и индуцированным каналом. Структура МДП-транзистора (М – металл; Д – диэлектрик; П – полупроводник) со встроенным каналом представляет собой подложку из полупроводника p - или n -типа, в которую встраивается канал в виде полупроводника другого типа проводимости (на рис. 1.7,а канал n -типа). Полупроводниковый канал отделен от металлического затвора (З) тонким слоем диэлектрика, в качестве которого (в случае кремниевой подложки) чаще всего используется двуокись (окисел) кремния SiO_2 (отсюда еще одно название МДП-транзисторов – МОП-транзисторы). К каналу через области с повышенной концентрацией примеси (на рис. 1.7,а области n^+) подсоединяются металлические выводы, называемые, как и соответствующие области канала, стоком (С) и истоком (И). Полупроводниковая подложка (чаще всего кремний), изолированная от внешней среды диэлектриком (SiO_2), также имеет металлический вывод (П), который обычно соединяется с истоком для того, чтобы p - n -переход между каналом и подложкой был закрыт. Это обеспечивает изоляцию канала от подложки при нормальной полярности напряжения U_{cu} (рис. 1.7,а).

У МДП-транзисторов со встроенным каналом нелинейность сто-

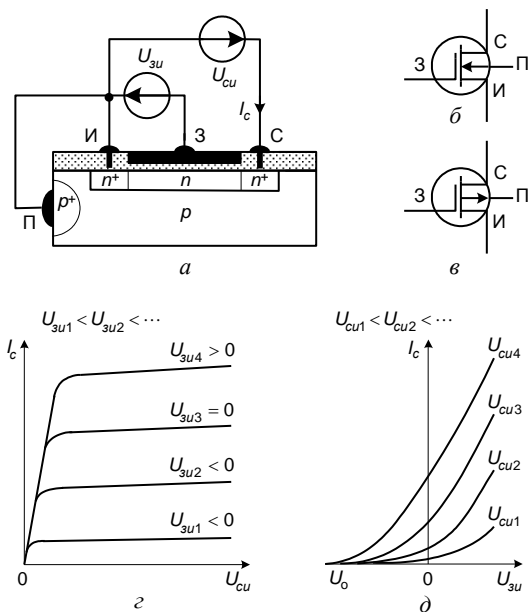


Рис. 1.7. МДП-транзисторы со встроенным каналом: а – структура и схема включения; б, в – обозначение; г и д – семейства стоковых и сток-затворных ВАХ

ковых характеристик (рис. 1.7,г) объясняется тем, что при увеличении напряжения U_{cu} , подсоединенного одним своим зажимом к стоку, а другим к затвору (через источник U_{zu}), подвижные носители заряда вытесняются из области канала, расположенной под затвором, в области с повышенной концентрацией примеси (n^+ на рис. 1.7,а), что приводит к увеличению сопротивления канала. Происходящее при этом обеднение канала подвижными носителями заряда, как и в случае транзистора с управляющим

p - n -переходом, будет по длине канала неравномерным (наибольшим у стока). Повышение по модулю напряжения между затвором и истоком $U_{зи}$, при указанной на рис. 1.7,а полярности, также приводит к обеднению канала, но только равномерному по длине канала (без учета областей n^+), поэтому стоковые характеристики при $U_{зи} < 0$ пройдут ниже относительно характеристики, снятой при $U_{зи} = 0$ (рис. 1.7,з).

МДП-транзисторы со встроенным каналом могут работать и в режиме обогащения при другой (по сравнению с показанной на рис. 1.7,а) полярности напряжения $U_{зи}$. В этом режиме основные носители заряда (в данном случае электроны) под действием поля затвора будут втягиваться в канал из областей n^+ (p^+ в случае подложки n -типа), тем самым обогащая канал подвижными носителями заряда (которых в канале при $U_{зи} = 0$ сравнительно немного), поэтому стоковые характеристики в режиме обогащения расположатся выше характеристики, снятой при $U_{зи} = 0$. Сток-затворные вольт-амперные характеристики (рис. 1.7б,д) могут быть построены по данным стоковых характеристик (рис. 1.7,з), для чего необходимо при выбранных значениях $U_{си}$ провести прямые, параллельные оси токов, и отметить точки пересечения указанных прямых со стоковыми характеристиками. Поскольку у МДП-транзисторов канал от затвора изолирован диэлектриком, входное сопротивление (сопротивление участка затвор–исток) таких транзисторов очень велико. У МДП-транзисторов с каналом p -типа (условное графическое обозначение показано на рис. 1.7,в) полярности напряжений $U_{зи}$ и $U_{си}$ противоположны тем, что присущи транзисторам с каналом n -типа, но стоковые характеристики транзисторов с p -каналом, как и транзисторов с n -каналом, принято изображать в первом квадранте.

Отличительной особенностью МДП-транзисторов с индуцированным каналом является отсутствие встроенного канала (рис. 1.8,а), поэтому у них стоковый ток I_c равен нулю не только при нулевом или отрицательном (в случае p -подложки) напряжении на затворе, но и при небольших положительных напряжениях, поскольку на пути между стоком и истоком находятся два встречно-включенных p - n -перехода. Только при напряжении $U_{зи}$, превышающем пороговое напряжение U_o , в той части подложки, которая расположена непосредственно под затвором, наводится (индуцируется) канал, который образуется из втянутых полем затвора неосновных носителей заряда (одновременно из указанной области подложки полем затвора вытесняются основные носители заряда). Чтобы облегчить образование канала и улучшить его управляемость, подложку МДП-транзистора делают из полупроводника с низкой концентрацией примеси. При увеличении напряжения $U_{зи} > U_o$ канал обогащается подвижными носителями заряда, и ток стока увеличивается (рис.

1.8,д). Механизм действия напряжения U_{cu} , обуславливающий форму сток-вых характеристик МДП-транзисторов с индуцированным каналом (рис.

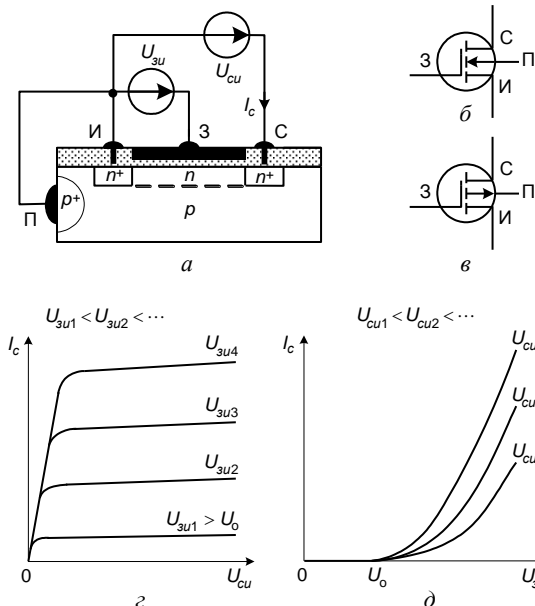


Рис. 1.8. МДП-транзисторы с индуцированным каналом: а – структура и схема включения; б, в – обозначение; г и д – семейства сток-вых и сток-затворных ВАХ

электрического пробоя, и при таких токах стока, когда мощность, рассеиваемая транзистором в виде тепла, меньше допустимой мощности, выше которой возможен тепловой пробой.

Существует разновидность МДП-транзисторов с индуцированным каналом – МНОП-транзисторы, у которых между пленкой двуокиси кремния (О) и металлическим затвором (М) помещен слой еще одного диэлектрика – нитрида кремния (Н). Характерной особенностью таких транзисторов является то, что у них путем подачи на затвор импульса напряжения определенной полярности можно установить низкий или высокий уровень порогового напряжения U_o (например, 3 или 15 вольт). Это связано с тем, что под действием импульсного напряжения определенной амплитуды на границе между нитридом кремния и двуокисью кремния происходит накопление зарядов, которые могут сохраняться в течение нескольких лет.

Относительно малых приращений напряжений, вызванных действием источника входного сигнала, транзистор можно рассматривать как линейный элемент электрической цепи и представлять в виде малосигнальной эквивалентной схемы. Эквивалентные схемы подразделяются на два класса: схемы

1.8,з), примерно такой же, как и у транзисторов со встроенным каналом. Условное графическое обозначение МДП-транзисторов с индуцированным n -каналом показано на рис. 1.8,б, а с p -каналом – на рис. 1.8,в. МДП-транзисторы с индуцированным каналом применяются гораздо шире по сравнению с транзисторами со встроенным каналом, что вызвано, в первую очередь, отсутствием у них тока стока при нулевом напряжении на затворе.

Сток-вых характеристики, приведенные на рис. 1.7,з и 1.8,з, сняты при напряжениях U_{cu} , меньших напряжения элек-

замещения и моделирующие схемы. Схема замещения составляется на основе уравнений эквивалентного четырехполюсника, а моделирующая схема – путем моделирования физических процессов в транзисторе.

В моделирующей эквивалентной схеме полевого транзистора, приведенной на рис. 1.9, не показаны сопротивления между затвором и каналом, что

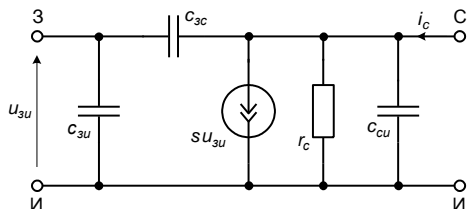


Рис. 1.9. Моделирующая схема МДП-транзистора

оправданно, поскольку их значения очень большие: $10^6 \dots 10^9$ Ом у полевых транзисторов с управляющим p - n -переходом и $10^{12} \dots 10^{14}$ Ом у МДП-транзисторов. Все элементы моделирующей схемы – дифференциальные, т.е. определенные для приращений токов и напряжений, обозначенных в схеме строчными буквами.

Источник тока, действующий в выходной цепи, управляется входным напряжением u_{zu} , причем эффективность управления отображается параметром “крутизна”, показывающим насколько изменится ток стока I_c при изменении напряжения U_{zu} и постоянном напряжении U_{cu} :

$$s = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{zu}} \bigg|_{U_{cu} = \text{const}}.$$

Типовые значения крутизны полевых транзисторов – $1 \dots 25$ мА/В. Внутреннее сопротивление

$$r_c = \frac{\Delta U_{cu}}{\Delta I_c} \bigg|_{U_{zu} = \text{const}}$$

на начальных линейных участках стоковых характеристик (при малых напряжениях U_{cu}) моделирует сопротивление материала канала, а на пологих участках – еще и процесс обеднения канала под действием U_{cu} (в этом режиме типовые значения $r_c \approx 5$ кОм ... 200 МОм). Внутреннее сопротивление r_c и крутизну s в рабочей точке (т.е. при заданных значениях U_{zu} , U_{cu} и I_c) можно вычислить, определив соответствующие приращения на графиках стоковых и сток-затворных ВАХ. Емкости c_{zu} и c_{zc} моделируют барьерную емкость закрытого p - n -перехода между затвором и каналом (у транзисторов с управляющим p - n -переходом) или емкость плоского конденсатора, образованного металлическим затвором и полупроводниковым каналом (у МДП-транзисторов); у маломощных транзисторов $c_{zu} \approx c_{zc} \approx 0,03 \dots 10$ пФ. Емкость c_{cu} полевых транзисторов, включая и транзисторы с управляющим p - n -

переходом, является барьерной емкостью закрытого p - n -перехода между стоком и подложкой; она обычно меньше емкостей $c_{зи}$ и $c_{зс}$.

2. Лабораторная работа № 2

УСИЛИТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Цель работы: изучение способов установления и стабилизации режима по постоянному току транзистора в однокаскадном усилителе; получение представления о назначении элементов схем усилителей; приобретение знаний о параметрах и частотных характеристиках усилительного каскада; приобретение навыков в исследовании линейных усилителей.

2.1. Описание схем опытов

2.1.1. Объекты исследования:

- * УПРТ-б (рис. 2.1) – однокаскадный усилитель переменного тока на биполярном n - p - n -транзисторе с общим эмиттером;
- * УПРТ-п (рис. 2.2) – однокаскадный усилитель переменного тока на МДП-транзисторе (с индуцированным n -каналом) с общим истоком.

2.1.2. Назначение схемных элементов:

- * Q_1 – транзистор; служит для преобразования энергии источника постоянного напряжения V_1 в энергию усиливаемого сигнала;
- * C_1 – разделительный конденсатор; развязывает по постоянному току вход каскада и выход источника сигнала (выход предыдущего каскада) и связывает их по переменному току; вызывает завал амлитудно-частотной характеристики (АЧХ) в области нижних частот;
- * C_2 – блокирующий конденсатор в цепи эмиттера (истока) транзистора; исключает падение коэффициента усиления в рабочем диапазоне частот, вызванное действием отрицательной обратной связи, образованной элементом R_4 ; вызывает завал АЧХ в области нижних частот;
- * R_1, R_2 – резистивный делитель постоянного напряжения от источника V_1 ; задает постоянное напряжение на базу (затвор) транзистора, обеспечивая заданный рабочей точкой ток коллектора I_K^0 (ток стока I_C^0); от величины сопротивлений R_1 и R_2 зависит входное сопротивление каскада, низкочастотная постоянная времени входной цепи, а также стабильность рабочей точки (режима по постоянному току) каскада на биполярном транзисторе;
- * R_3 – резистор в цепи коллектора (стока) транзистора; преобразует изменение тока коллектора (стока), вызванное действием входного сигнала, в выходное напряжение сигнала; является нагрузкой каскада, от величины сопротивления которой зависит коэффициент усиления каскада; определяет (при заданном токе I_K^0 либо I_C^0) постоянное напряжение между коллектором (стоком) и эмиттером (истоком);

* R4 – резистор в цепи эмиттера (истока); служит для стабилизации рабочей точки (режима по постоянному току), во многом определяя ее положение на семействе выходных (стоковых) вольт-амперных характеристик транзистора.

2.1.3. Измерительные приборы:

* U1 – амперметр постоянного тока; используется для измерения тока коллектора I_{κ}^0 (стока I_c^0) в рабочей точке транзистора;

* U2 – вольтметр постоянного тока; используется для измерения постоянного напряжения на эмиттере $U_{\mathcal{I}}^0$ (истоке U_u^0) транзистора;

* U3 – амперметр постоянного тока; используется для измерения тока базы I_{δ}^0 в рабочей точке биполярного транзистора;

* U4 – вольтметр постоянного тока; используется для измерения постоянного напряжения на затворе $U_{\mathcal{I}}^0$ в рабочей точке МДП-транзистора;

* XFG1 – функциональный генератор; имитирует источник входного гармонического сигнала;

* XMM1 – вольтметр переменного тока; используется для измерения действующего напряжения E_r на выходе генератора XFG1 (на входе In усилителя);

* XMM2 – вольтметр постоянного или переменного тока; используется для измерения постоянного напряжения на коллекторе U_{κ}^0 (стоке U_c^0) транзистора в рабочей точке или переменного напряжения на выходе Out усилителя;

* XSC1 – осциллограф; используется для контроля формы выходного сигнала.

2.2. Экспериментальное исследование

2.2.1. Исследование на постоянном токе.

Определяются параметры рабочей точки. Процедура исследования: открыть панель генератора XFG1 и установить минимальный уровень амплитуды сигнала (Amplitude), задав размерность pV; открыть панель вольтметра XMM2 и перевести его в режим для измерения постоянного напряжения; включить питание схемы и через непродолжительное время, после окончания переходных процессов, выключить его; считать показания измерительных приборов. В результате становятся известными: постоянный ток коллектора I_{κ}^0 (стока I_c^0); постоянный ток базы I_{δ}^0 ; постоянное напряжение на затворе $U_{\mathcal{I}}^0$; постоянное напряжение на коллекторе U_{κ}^0 (стоке U_c^0) и постоянное напряжение на эмиттере $U_{\mathcal{I}}^0$ (истоке U_u^0). Вычислив

$$U_{\kappa\mathcal{I}}^0 = U_{\kappa}^0 - U_{\mathcal{I}}^0; \quad U_{c\mathcal{I}}^0 = U_c^0 - U_{\mathcal{I}}^0; \quad U_{\mathcal{I}u}^0 = U_{\mathcal{I}}^0 - U_u^0,$$

занести полученные данные в табл. 2.1 и 2.2.

2.2.2. Определение номинального коэффициента усиления.

Номинальный коэффициент усиления усилителя переменного тока

$$K_0 = \frac{U_{\text{вых}}}{E_{\text{г}}}$$

определяется в области средних частот, где минимальны частотные искажения, для чего необходимо иметь предварительные сведения об этой области. Кроме того, не имея информации о максимальной амплитуде неискаженного выходного сигнала, определение K_0 следует проводить при небольшом напряжении $U_{\text{вых}}$ на выходе Out усилителя, установив для этого соответствующее значение напряжения $E_{\text{г}}$ на входе In усилителя.

Процедура измерения напряжений $U_{\text{вых}}$ и $E_{\text{г}}$ следующая: открыть панели вольтметров XMM1 и XMM2 и перевести их в режим для измерения переменного напряжения; открыть панель входного источника гармонического сигнала XFG1 и установить частоту (Frequency) $f_0 = 10$ кГц; включить питание схемы; увеличивая амплитуду (Amplitude) сигнала генератора XFG1, установить на выходе Out усилителя напряжение $U_{\text{вых}} = 100$ мВ (измерять вольтметром XMM2); выключить питание схемы; считать показания вольтметра XMM1, т.е. определить напряжение $E_{\text{г}}$ на входе In усилителя (отметить также величину амплитуды сигнала генератора XFG1).

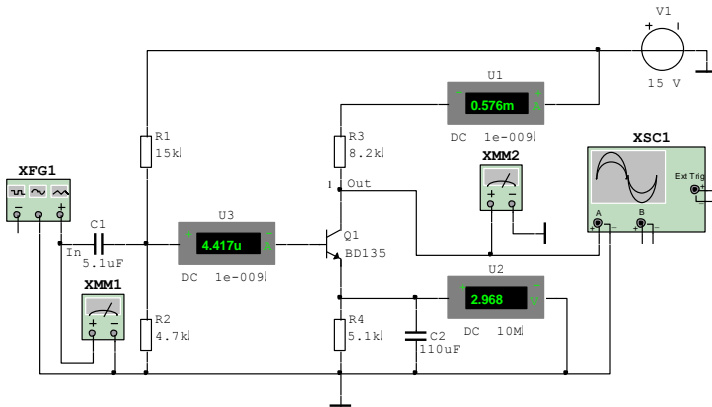


Рис. 2.1. Схема опыта для исследования однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе

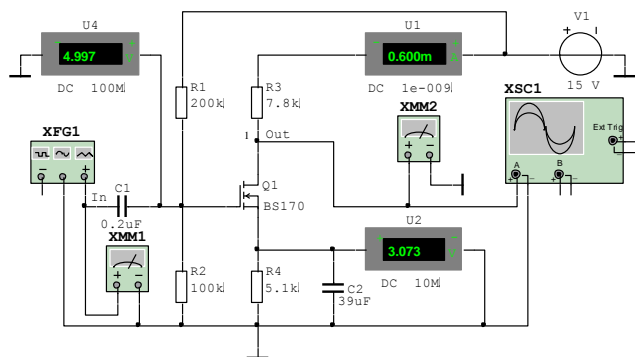


Рис. 2.2. Схема опыта для исследования однокаскадного усилителя на МДП-транзисторе

Таблица 2.1

Параметры	$U_{кз}^0$, В	I_K^0 , мА	I_0^0 , мкА	K_0	f_n , Гц
опытные					
расчетные					—
Погрешность, %					—

Таблица 2.2

Параметры	$U_{си}^0$, В	I_c^0 , мА	$U_{эл}^0$, В	K_0	f_n , Гц
опытные					
расчетные			—		—
Погрешность, %			—		—

2.2.3. Определение верхней границы динамического диапазона.

Чтобы иметь представление о верхней границе динамического диапазона усилителя, необходимо исследовать как изменяется форма выходного сигнала при увеличении амплитуды входного гармонического сигнала. Процедура исследования: открыть панели приборов XSC1 и XFG1; включить на непродолжительное время питание схемы; установить курсор 1 на экране осциллографа в точку минимума выходного напряжения, а курсор 2 – в точку максимума; считать из строк T1 и T2 панели осциллографа экстремумы (А) положительной и отрицательной полуволн выходного сигнала; сложив (с учетом знака) эти показания, получим разность амплитуд ΔA , по относительной величине которой ($|\Delta A/A|$) можно судить о пригодности данного усилителя для работы с такими амплитудами выходного сигнала. Точно такие же измерения провести, увеличив амплитуду входного сигнала в 10 раз; сделать выводы об изменении погрешности $|\Delta A/A|$. Увеличить амплитуду входного сигнала еще в несколько раз до появления искажений выходного сигнала в виде ограничения сверху и снизу.

2.2.4. Исследование амплитудно-частотной характеристики.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) усилителя может быть исследована или в режиме непосредственных измерений, или в автоматическом режиме. АЧХ – это зависимость коэффициента усиления

$$K(f) = \frac{U_{\text{вых}}(f)}{E_{\text{г}}}$$

от частоты f входного сигнала. Чтобы получить эту зависимость в режиме непосредственных измерений необходимо выполнить следующую процедуру: открыть панели приборов ХММ1, ХММ2 и XFG1; включить питание схемы; установить амплитуду сигнала генератора XFG1 такой, какой она была определена в п. 2.2.2; изменяя частоту генератора в диапазоне 20 Гц ... 100 кГц, считать показания вольтметра ХММ2 ($U_{\text{вых}}$), заполняя подготовленную для этого таблицу ($E_{\text{г}}$ контролировать вольтметром ХММ1). Количество и положение точек из этого частотного диапазона можно выбрать произвольно, но так чтобы по этим точкам можно было воспроизвести на миллиметровой бумаге график АЧХ (например, начиная с $f = 10$ Гц, каждую последующую частоту задавать в 2 раза больше предыдущей). Среди выбранных точек обязательно должна быть точка, соответствующая нижней граничной частоте $f_{\text{н}}$ полосы пропускания, т.е. частоте, на которой коэффициент усиления $K(f)$ уменьшается (без учета знака) по сравнению с K_0 в $\sqrt{2}$ раз (в общем случае может быть задан другой уровень).

При исследовании АЧХ в режиме (Simulate/Analyses/) AC Analysis не следует включать питание схемы и открывать панели измерительных приборов. После включения этого режима необходимо произвести следующие установки:

AC Analysis

Frequency Parameters

Start frequency (FSTART)	10	Hz
Stop frequency (FSTOP)	1	MHz
Sweep type	Decade	
Number of points per decade	100	
Vertical scale	Linear.	

Output variables

Selected variables for analysis
All variables
\$1

Запустить режим анализа, щелкнув мышью по кнопке Simulate. На поле графика АЧХ, отображенного на экране монитора, ввести координатную сетку (View/Show/Hide Grid) и курсоры (View/Show/Hide Cursors). Перемещая курсор 1, считать из таблицы AC Analysis координаты точек графика $f = x_1$ и $K(f) = y_1$, заполнив подготовленную для этого таблицу. Число точек графика и их положение выбирается точно так же, как и в режиме непосредственных измерений (максимальное значение $K(f) = K_0$ можно зафиксировать курсором 2, сравнив при этом значения K_0 и f_0 этого пункта и пункта 2.2.2 и обратив внимание, что коэффициент K_0 отрицателен, как это следует из фазо-частотной характеристики).

2.3. Поверочный расчет

По данным лабораторной работы № 1 (β , $r_{\kappa\beta}$; s , r_c) и указанным на схеме параметрам схемных элементов рассчитать координаты рабочей точки и номинальный коэффициент усиления каскадов на биполярном транзисторе с общим эмиттером и МДП-транзисторе с общим истоком.

2.3.1. Расчетные формулы каскада на биполярном транзисторе:

* координаты рабочей точки –

$$U_{\kappa\beta}^0 = E_{\pi} - U_{\beta}^0 - I_{\kappa}^0 R_3; \quad I_{\kappa}^0 = I_{\beta}^0 - I_{\theta}^0; \quad I_{\theta}^0 \approx I_{\beta}^0 / (\beta + 1),$$

где $U_{\beta}^0 \approx E_{\pi} R_2 / (R_1 + R_2) - U^*$; $I_{\beta}^0 = U_{\beta}^0 / R_4$; $U^* \approx 0,6$ В; $E_{\pi} = 15$ В – напряжение источника питания V1;

* номинальный коэффициент усиления –

$$K_0 = -\frac{\alpha R_3}{r^*},$$

где $\alpha = \beta / (1 + \beta)$ – коэффициент передачи эмиттерного тока;

$r^* = r_{\beta} + r_{\theta} (1 - \alpha)$ – входное сопротивление транзистора в схеме с общей базой;

$r_{\beta} \approx 0,025 / I_{\beta}^0$ и $r_{\theta} \approx 100$ Ом – параметры малосигнальной эквивалентной схемы биполярного транзистора.

2.3.2. Расчетные формулы каскада на МДП-транзисторе:

* координаты рабочей точки –

$$U_{cu}^0 = E_{\pi} - U_u^0 - I_c^0 R_3; \quad I_c^0 = I_u^0 = U_u^0 / R_4,$$

где $U_u^0 = E_{\pi} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{zu}^0$; $E_{\pi} = 15$ В; значение U_{zu}^0 определено в п. 2.2.1;

* номинальный коэффициент усиления –

$$K_0 = -\frac{s R_3}{1 + R_3 / r_c}.$$

Различие между расчетным и опытным значениями K_0 связано с недостаточной точностью определения крутизны s в лабораторной работе № 1.

2.4. Содержание отчета:

- * цель работы;
- * схемы однокаскадных усилителей;
- * расчет параметров усилителей;
- * таблицы опытных и расчетных данных;
- * графики амплитудно-частотных характеристик;
- * выводы по результатам экспериментального исследования.

2.5. Сведения и комментарии

2.5.1. Параметры и характеристики усилителей.

Усилитель предназначен для усиления мощности электрического сигнала, что достигается за счет энергии источников питания. Активными эле-

ментами, с помощью которых осуществляется управление энергией источников питания, чаще всего являются транзисторы.

При анализе электронных цепей в режиме малого сигнала усилитель

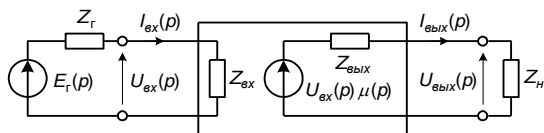


Рис. 2.3. Эквивалентная схема усилителя

представляют в виде линейного эквивалентного четырехполюсника (рис. 2.3), у которого $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$ – соответственно входное и выходное сопротивления, а $\mu(p)$ – коэффициент уси-

ления напряжения в режиме холостого хода (p – обобщенный оператор, принимающий частные значения в зависимости от типа преобразования). Если $|Z_{вх}| \gg |Z_r|$, то усилитель управляется напряжением, при обратном соотношении – током. Усилитель имеет потенциальный или токовый выход в зависимости от соотношения между выходным сопротивлением и сопротивлением нагрузки: $|Z_{вых}| \ll |Z_n|$ или $|Z_{вых}| \gg |Z_n|$. В общем случае усилитель характеризуется тремя коэффициентами усиления: напряжения $K(p) = U_{вых}(p)/U_{вх}(p)$, тока $K_I(p) = I_{вых}(p)/I_{вх}(p)$ и мощности $K_P(p) = P_{вых}(p)/P_{вх}(p)$, которые можно выразить через параметры эквивалентной схемы:

$$K(p) = \mu(p) \frac{Z_n}{Z_n + Z_{вых}}; \quad K_I(p) = \mu(p) \frac{Z_{вх}}{Z_n + Z_{вых}}; \quad K_P(p) = K(p) K_I(p).$$

Поскольку параметры $Z_{вх}$, $Z_{вых}$, K , K_I , K_P зависят от p , их называют функциями: $Z_{вх}(p)$ – входная функция; $Z_{вых}(p)$ – выходная

функция; $K(p)$, $K_I(p)$, $K_P(p)$ – передаточные функции. Если рассматриваются свойства усилителя в частотной области, то $p = j\omega$ – мнимая частота и передаточные функции имеют вид

$$K(j\omega) = K(\omega) e^{j\varphi(\omega)}.$$

Зависимость модуля $K(\omega)$ от частоты ω называется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), а зависимость аргумента $\varphi(\omega)$ – фазочастотной характеристикой (ФЧХ). Общий вид этих характеристик показан на рис. 2.4. Номинальный коэффициент усиления K_0 усилителя переменного тока

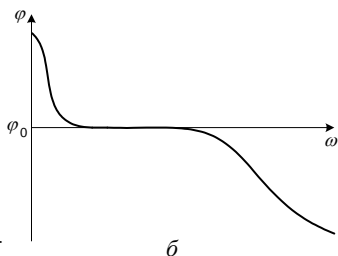
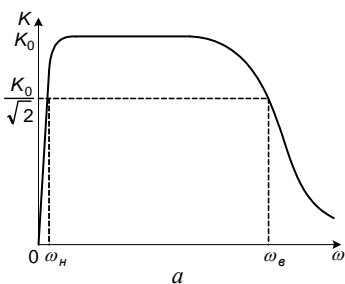


Рис. 2.4. Частотные характеристики усилителей: а – АЧХ; б – ФЧХ

(УПРГ) определяется в области средних частот, где фазовый сдвиг $\varphi_0 = \pi\kappa$ ($\kappa=0, 1, 2, \dots$). Отклонение $K(\omega)$ от горизонтальной прямой K_0 характеризует частотные искажения, которые оцениваются соответствующим коэффициентом $M(\omega) = K(\omega)/K_0$. Частоты, на которых коэффициент частотных искажений $M(\omega)$ равен определенной величине (чаще всего 0,707), называются граничными частотами полосы пропускания: ω_n – нижняя граничная частота; ω_g – верхняя граничная частота. Фазовые искажения характеризуются величиной отклонения реальной ФЧХ от касательной, проведенной к ней в точке, где $\varphi(\omega) = \varphi_0$.

Во временной области свойства усилителя описываются переходной характеристикой, являющейся реакцией усилителя на скачок входного напряжения (или тока): $h(t) = u_{\text{вых}}(t)/u_{\text{вх}}(t)$. Общий вид изменения выходного

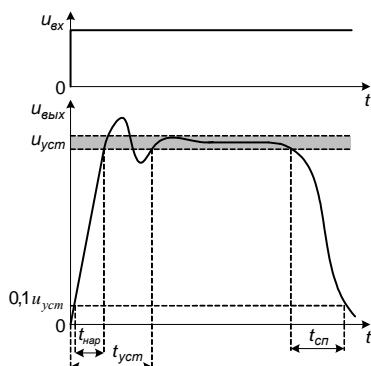


Рис. 2.5. Переходная характеристика усилителя

напряжения $u_{\text{вых}}(t)$ при скачкообразном изменении входного напряжения $u_{\text{вх}}(t)$ от нуля до некоторого постоянного значения показан на рис. 2.5. Временные искажения в области малых времен характеризуются временем нарастания $t_{\text{нар}}$ и временем установления $t_{\text{уст}}$, а в области больших времен – временем спада $t_{\text{сп}}$. Время установления $t_{\text{уст}}$ отсчитывается до того момента, после которого выходное напряжение не будет выходить за пределы заданного коридора значений (обычно это 5...10 % от установившегося значения $u_{\text{уст}}$). Аналитическое

выражение переходной характеристики получают путем обратного преобразования Лапласа произведения изображения единичного скачка и передаточной функции:

$$h(t) = L^{-1} \left[\frac{1}{p} K(p) \right].$$

Кроме переходной характеристики, к временным относится также импульсная характеристика $g(t) = dh(t)/dt$.

Переходные искажения в области малых времен, как и частотные (фазовые) искажения в области верхних частот, вызываются паразитными емкостями схемы, межэлектродными емкостями МДП-транзисторов, барьерной емкостью, а также инерционностью носителей в базе биполярных транзисторов. В

усилителях переменного тока в качестве элементов межкаскадной связи используются разделительные конденсаторы, а для устранения местных отрицательных обратных связей по переменному току – блокирующие конденсаторы. Эти конденсаторы и являются причиной переходных искажений в области больших времен и частотных (фазовых) искажений в области нижних частот.

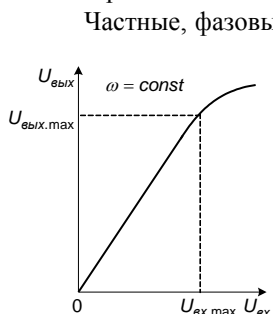


Рис. 2.6. Амплитудная характеристика усилителя

Частные, фазовые и переходные искажения являются линейными, поскольку они вызваны наличием в схеме линейных реактивных элементов или их аналогов и не приводят к изменению формы гармонического сигнала. Нелинейные искажения в усилителе возникают при большом выходном сигнале из-за нелинейных свойств транзисторов и проявляются в нарушении пропорциональной зависимости между амплитудами выходного и входного сигналов ($U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вх}}$ на рис. 2.6), а также в искажении формы гармонического сигнала, что приводит к появлению на выходе усилителя высших

гармоник (2-й, 3-й и т.д.). Мерой нелинейных искажений гармонического сигнала служит коэффициент гармоник

$$k_2 = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} k_{2k}^2},$$

где $k_{2k} = A_k/A_1$ – коэффициент k -й гармоники; A_1 – амплитуда первой (основной) гармоники; A_k – амплитуды высших гармоник. При вычислении k_2 часто ограничиваются учетом только нескольких первых гармоник, поскольку амплитуды высших гармоник, как правило, резко убывают с ростом их номеров.

Строго говоря, амплитудная характеристика (рис. 2.6) начинается не из точки “0”, что связано с электрическими флуктуациями, т.е. с шумами схемных элементов (в основном транзисторов). Шумовые свойства усилителя оцениваются коэффициентом шума

$$F_{ш} = \frac{P_{с.вх}/P_{ш.вх}}{P_{с.вых}/P_{ш.вых}},$$

который показывает во сколько раз отношение мощностей сигнала (P_c) и шума ($P_{ш}$) на выходе усилителя хуже (меньше) этого же отношения на его входе. Таким образом, для каждого усилителя существует вполне определенный диапазон амплитуд усиливаемых сигналов (от U_{min} до U_{max}), так называемый динамический диапазон

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

который, с одной стороны, ограничивается допустимым отношением сигнал/шум, а с другой стороны, – допустимым значением коэффициента гармоник. Параметр D измеряется в децибелах.

Электронный усилитель в общем случае состоит из отдельных каскадов, соединенных между собой последовательно (рис. 2.7). Функция передачи всего усилителя $K(p) = U_{\text{вых}}(p)/U_{\text{вх}}(p)$ равна произведению функций передачи $K_i(p)$ отдельных (i -х) каскадов:

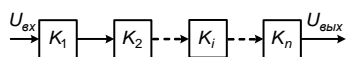


Рис. 2.7. Структурная схема усилителя

$$K(p) = \prod_{i=1}^n K_i(p),$$

откуда следует, что амплитудно-частотная характеристика усилителя является произведением АЧХ каскадов, а фазочастотная характеристика – соответственно суммой их ФЧХ:

$$|K(p)| = K(\omega) = \prod_{i=1}^n K_i(\omega); \quad \varphi(\omega) = \sum_{i=1}^n \varphi_i(\omega).$$

Каждый каскад состоит из одного или нескольких основных активных элементов (транзисторов) и вспомогательных элементов, обеспечивающих режим по постоянному току (режим покоя) активных элементов, что требуется для работы каскада в линейном режиме.

2.5.2. Усилительные каскады на биполярных транзисторах.

Рабочая точка биполярного транзистора, определяющая режим покоя, характеризуется значениями тока и напряжения коллектора при отсутствии входного сигнала (I_0 и U_0 на рис. 2.8) и должна располагаться в рабочем секторе семейства выходных вольт-амперных характеристик. Рабочий сектор

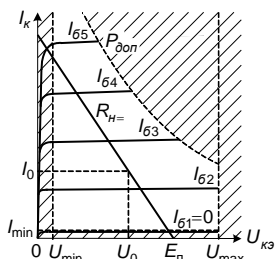


Рис. 2.8. Рабочий сектор семейства выходных ВАХ

ограничивается, с одной стороны, участками с нелинейной зависимостью между выходным и входным сигналами ($I_k \leq I_{\min}$ – режим отсечки; $U_{кэ} \leq U_{\min}$ – режим насыщения), а с другой стороны, участками, где возможен электрический ($U_{кэ} \geq U_{\max}$) или тепловой пробой (при рассеиваемой транзистором мощности $P_{\text{рас}} = U_{кэ} I_k$ больше допустимой $P_{\text{доп}}$). В пределах рабочего сектора положение рабочей точки определяется требованиями к параметрам каскада, таким как коэффициент усиления, потребляемая мощность, максимальная выходная мощность, коэффициент полезного действия и др.

На рис. 2.9 приведена схема усилительного каскада на биполярном транзисторе с общим эмиттером (ОЭ), отличающаяся тем, что входной сигнал $U_{\text{вх}}(p)$ подается на базу, а выходной сигнал $U_{\text{вых}}(p)$ снимается с

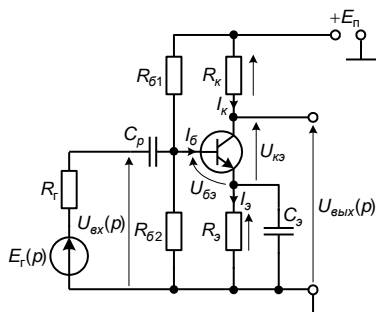


Рис. 2.9. Усилительный каскад ОЭ

коллектора (источник питания E_{Π} является источником напряжения с очень малым внутренним сопротивлением). При нулевом входном напряжении ($U_{\text{вх}} = 0$) постоянный ток коллектора $I_{\text{к}}$ и базы $I_{\text{б}}$, а также напряжение $U_{\text{кэ}}$ (т.е. режим покоя) полностью определяются значением E_{Π} и сопротивлениями резисторов $R_{\text{б1}}$, $R_{\text{б2}}$, $R_{\text{к}}$ и $R_{\text{э}}$, что видно из выражения для тока базы и выражения нагрузочной прямой по постоянному току ($R_{\text{н}} =$ на

рис. 2.8):

$$I_{\text{б}} = \frac{E_{\Pi}}{R_{\text{б1}}} - \frac{I_{\text{э}}R_{\text{э}} + U_{\text{бэ}}}{R_{\text{б1}} \parallel R_{\text{б2}}};$$

$$U_{\text{кэ}} = E_{\Pi} - I_{\text{к}}R_{\text{к}} - I_{\text{э}}R_{\text{э}} \approx E_{\Pi} - I_{\text{к}}(R_{\text{к}} + R_{\text{э}}) = E_{\Pi} - I_{\text{к}}R_{\text{н}}.$$

Основное назначение резистора $R_{\text{к}}$ – это преобразование изменения тока коллектора, вызванное входным сигналом $U_{\text{вх}}(p)$, в выходное напряжение сигнала $U_{\text{вых}}(p)$. От величины сопротивления $R_{\text{к}}$ зависит коэффициент усиления по напряжению каскада. Разделительный конденсатор C_p позволяет изолировать каскад по постоянному току от источника входного сигнала, в качестве которого может быть и предыдущий усилительный каскад. С помощью делителя $R_{\text{б1}}$, $R_{\text{б2}}$ на базу транзистора от источника питания подается постоянное напряжение, смещающее эмиттерный p - n -переход в прямом направлении, т.е. задается ток базы $I_{\text{б}}$. Поскольку падение напряжения на резисторе $R_{\text{э}}$ смещает эмиттерный переход в обратном направлении, это должно учитываться при расчете сопротивлений резистивного делителя $R_{\text{б1}}$, $R_{\text{б2}}$. Назначение резистора $R_{\text{э}}$ – стабилизация режима по постоянному току транзистора, т.е. уменьшение нестабильности, вызываемой, в частности, изменением температуры окружающей среды. Поскольку при введении в схему резистора $R_{\text{э}}$ возникает отрицательная обратная связь не только на нулевой частоте, но и на остальных частотах, коэффициент усиления каскада уменьшается,

и чтобы это исключить, параллельно R_3 включают блокирующий конденсатор C_3 большой емкости.

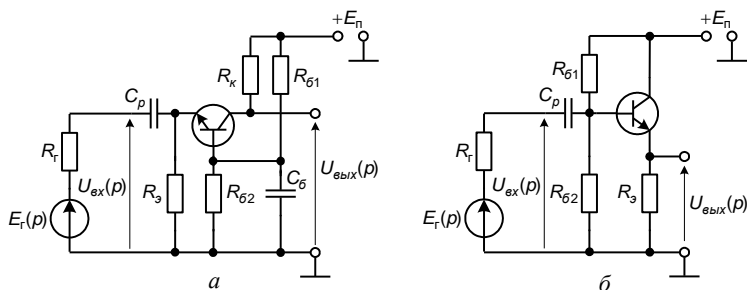


Рис. 2.10. Усилительные каскады: а – ОБ; б – ОК

Другие схемы каскадов на биполярном транзисторе (с общей базой – ОБ и общим коллектором – ОК) приведены на рис. 2.10. В схеме эмиттерного повторителя (рис. 2.10,б) резистор R_3 , кроме стабилизации режима по постоянному току, осуществляет также функцию резистора R_k в схемах рис. 2.9 и 2.10,а, т.е. преобразует изменение эмиттерного (коллекторного) тока, вызванное входным сигналом $U_{ex}(p)$, в выходное напряжение $U_{вых}(p)$. Анализ

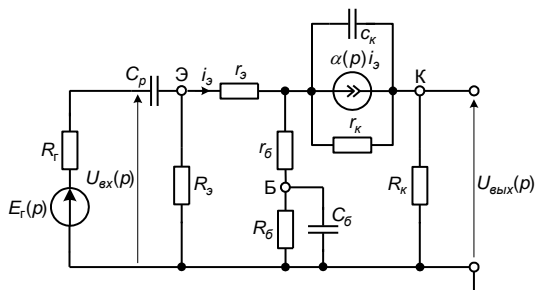


Рис. 2.11. Малосигнальная эквивалентная схема каскада ОБ

каскадов выполняется на основе их эквивалентных схем (на рис. 2.11 в качестве примера приведена малосигнальная эквивалентная схема каскада на биполярном транзисторе с общей базой). Учитывая, что высокочастотная постоянная времени каскада τ_6 гораздо меньше его низкочастотных постоянных времени, анализ

каскада можно провести отдельно для областей средних, нижних и верхних частот. Результаты анализа в виде выражений для коэффициента усиления напряжения в области средних частот K_0 , высокочастотной постоянной времени τ_6 , входного и выходного сопротивлений R_{6x} , R_{6yx} приведены в табл. 2.3, где $r^* = r_3 + r_6(1 - \alpha)$; $R_6 = R_{61} \parallel R_{62}$ – параллельное соединение сопротивлений (выражения для τ_6 и R_{6yx} даны для случая $R_r = 0$).

Таблица 2.3

Схема	K_0	τ_6	R_{6x}	R_{6yx}
-------	-------	----------	----------	-----------

ОЭ	$-\frac{\alpha R_\kappa}{r^*}$	$\frac{r_3 + r_{\bar{\delta}}}{r^*} \left(\frac{1}{\omega_\alpha} + c_\kappa R_\kappa \right)$	$R_{\bar{\delta}} \parallel \frac{r^*}{1-\alpha}$	$R_\kappa \parallel \left(r_\kappa \frac{r^*}{r_3 + r_{\bar{\delta}}} \right)$
ОБ	$\frac{\alpha R_\kappa}{r^*}$	$\frac{r_3 + r_{\bar{\delta}}}{r^*} \left(\frac{1}{\omega_\alpha} + c_\kappa R_\kappa \right)$	$R_3 \parallel r^*$	$R_\kappa \parallel \left(r_\kappa \frac{r^*}{r_3 + r_{\bar{\delta}}} \right)$
ОК	$\frac{R_3}{r^* + R_3}$	$c_\kappa r_{\bar{\delta}}$	$R_{\bar{\delta}} \parallel \frac{r^* + R_3}{1-\alpha}$	$R_3 \parallel r^*$

Без учета блокирующих емкостей ($C_3 = 0$, $C_{\bar{\delta}} = 0$) функция передачи любого из рассмотренных здесь каскадов описывается выражением

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + p\tau_\varepsilon + \frac{1}{p\tau_\kappa}},$$

где низкочастотная постоянная времени $\tau_\kappa = C_p(R_\Gamma + R_{\text{вх}})$ для всех каскадов одинакова, а высокочастотная будет различной для разных каскадов:

$$\text{ОЭ} - \tau_\varepsilon = \frac{R'_3 + r_{\bar{\delta}}}{R'_3 + r_{\bar{\delta}}(1-\alpha)} \left(\frac{1}{\omega_\alpha} + c_\kappa R_\kappa \right); \quad \text{ОБ} - \tau_\varepsilon = \frac{r_3 + R'_{\bar{\delta}}}{r_3 + R'_{\bar{\delta}}(1-\alpha)} \left(\frac{1}{\omega_\alpha} + c_\kappa R_\kappa \right);$$

$$\text{ОК} - \tau_\varepsilon = c_\kappa r_{\bar{\delta}}$$

($R'_3 = R_3 + r_3$; $R'_{\bar{\delta}} = R_{\bar{\delta}} + r_{\bar{\delta}}$). При оговоренных условиях ($C_3 = 0$, $C_{\bar{\delta}} = 0$) и другие параметры схем ОЭ и ОБ отличаются от приведенных в табл. 2.3:

$$\text{ОЭ} - K_0 = -\frac{\alpha R_\kappa}{r^* + R_3}, \quad R_{\text{вх}} = R_{\bar{\delta}} \parallel \frac{r^* + R_3}{1-\alpha}, \quad R_{\text{вых}} = R_\kappa \parallel \left(r_\kappa \frac{R'_3 + r_{\bar{\delta}}(1-\alpha)}{R'_3 + r_{\bar{\delta}}} \right);$$

$$\text{ОБ} - K_0 = \frac{\alpha R_\kappa}{r^* + R_{\bar{\delta}}(1-\alpha)}, \quad R_{\text{вх}} = R_3 \parallel (r^* + R_{\bar{\delta}}(1-\alpha)), \quad R_{\text{вых}} = R_\kappa \parallel \left(r_\kappa \frac{r_3 + R'_{\bar{\delta}}(1-\alpha)}{r_3 + R'_{\bar{\delta}}} \right).$$

Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики каскадов имеют вид, показанный на рис. 2.4. Спад АЧХ в области нижних частот возникает из-за увеличения сопротивлений разделительного C_p и блокирующего C_3 ($C_{\bar{\delta}}$) конденсаторов, что приводит к уменьшению входного (управляющего) напряжения, приложенного между базой и эмиттером транзистора. Искажения, возникающие из-за блокирующих конденсаторов, можно оценить, выполнив подстановку в выражение для K_0 схемы ОЭ (ОБ) вместо R_3 ($R_{\bar{\delta}}$) комплексного сопротивления $Z_3 = R_3/(1 + pC_3R_3)$ ($Z_{\bar{\delta}} = R_{\bar{\delta}}/(1 + pC_{\bar{\delta}}R_{\bar{\delta}})$).

В области верхних частот уменьшение сопротивления закрытого коллекторного p - n -перехода (из-за барьерной емкости c_k) приводит к большему шунтированию генератора выходного тока ($\alpha(p)i_j$ на рис. 2.11), что уменьшает выходное напряжение $U_{вых}(p)$, т.е. снижает коэффициент усиления каскада $K(\omega)$. Спад АЧХ в области верхних частот вызывается также уменьшением коэффициента передачи эмиттерного тока $\alpha(p)$, который является параметром генератора выходного тока $\alpha(p)i_j$. Поскольку используемый в этой лабораторной работе транзистор высокочастотный, уменьшение коэффициента усиления в области верхних частот наблюдается на частотах порядка мегагерц и выше.

Сравнивая свойства различных каскадов на биполярном транзисторе, можно сделать следующие выводы: каскад ОЭ дает усиление как по току, так и по напряжению, причем он инвертирует входной сигнал; каскад ОБ является усилителем напряжения (коэффициент усиления по току меньше единицы), он имеет низкое входное сопротивление; каскад ОК (эмиттерный повторитель) усиливает ток, тогда как его коэффициент усиления по напряжению меньше единицы (может быть очень близок к единице), и отличается малым выходным сопротивлением и широкой полосой пропускания.

2.5.3. Усилительные каскады на МДП-транзисторах.

Рабочая точка МДП-транзистора, определяющая режим покоя, характеризуется значениями тока и напряжения стока при отсутствии входного сигнала (U_0 и I_0 на рис. 2.12) и должна располагаться в рабочем секторе семейства стоковых характеристик. Рабочий сектор ограничивается, с одной

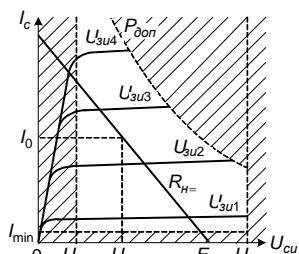


Рис. 2.12. Рабочий сектор семейства стоковых ВАХ

стороны, участками с нелинейной зависимостью между выходным и входным сигналами ($I_c \leq I_{min}$ — режим отсечки; $U_{cu} \leq U_{min}$ — режим насыщения), а с другой стороны, участками, где возможен электрический ($U_{cu} \geq U_{max}$) или тепловой пробой (при рассеиваемой транзистором мощности $P_{pac} = U_{cu} I_c$ больше допустимой P_{don}).

В пределах рабочего сектора положение рабочей точки определяется требованиями к параметрам каскада, таким как коэффициент усиления, потребляемая мощность, максимальная выходная мощность, коэффициент полезного действия и др.

На рис. 2.13 приведена схема усилительного каскада на МДП-транзисторе (с индуцированным каналом) с общим истоком (ОИ), характеризующая

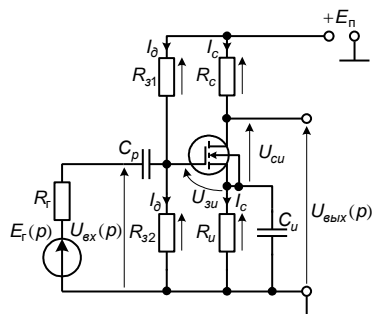


Рис. 2.13. Усилительный каскад ОИ

ся тем, что входной сигнал $U_{\text{вх}}(p)$ подается на затвор, а выходной сигнал $U_{\text{вых}}(p)$ снимается со стока (источник питания $E_{\text{п}}$ является источником напряжения с очень малым внутренним сопротивлением). При нулевом входном напряжении ($U_{\text{вх}} = 0$) постоянный ток стока I_c , а также напряжения $U_{\text{си}}$ и $U_{\text{зи}}$ (т.е. режим покоя) определяются значением $E_{\text{п}}$ и сопротивлениями резисторов R_c, R_{31}, R_{32}, R_u , что можно видеть, рассмотрев уравнения входной (затвор–истоковой) и выходной (сток–истоковой) цепей:

$$U_{\text{зи}} = I_c R_{32} - I_c R_u = E_{\text{п}} \frac{R_{32}}{R_{31} + R_{32}} - I_c R_u;$$

$$U_{\text{си}} = E_{\text{п}} - I_c (R_c + R_u).$$

Уравнение выходной цепи можно изобразить на графиках стоковых ВАХ (рис. 2.12) в виде нагрузочной прямой по постоянному току $R_{\text{н}} = R_c + R_u$. Поскольку МДП-транзистор с индуцированным каналом работает в режиме обогащения канала, на затвор относительно истока должно подаваться напряжение в такой же полярности, как и на сток, что обеспечивается резистивным делителем R_{31}, R_{32} . Так как у МДП-транзистора затвор изолирован от канала диэлектриком, сопротивления резисторов R_{31} и R_{32} можно выбрать достаточно большими, что позволяет уменьшить емкость разделительного конденсатора C_p , отделяющего по постоянному току каскад от источника входного сигнала, в качестве которого может быть и предыдущий усилительный каскад. Назначение резистора R_u – стабилизация положения рабочей точки, отклонение которой от заданной происходит из-за разброса параметров элементов схемы (транзистора, резисторов, источника питания) или изменения условий окружающей среды, в частности температуры. Стабилизирующее действие резистора в цепи истока объясняется тем, что при увеличении (уменьшении) тока стока I_c , возникшего по той или иной причине, увеличивается (уменьшается) падение напряжения на R_u , что приводит, как видно из выражения для $U_{\text{зи}}$, к уменьшению (увеличению) напряжения $U_{\text{зи}}$ и, как следствие, к уменьшению отклонения тока I_c . Такое действие резистора R_u проявляется не только в отношении режима по постоянному току, но и в отношении входного переменного напряжения $U_{\text{вх}}(p)$, что приводит к снижению коэффициента усиления K_0 каскада. Чтобы это исключить, параллельно резистору R_u включается блокирующий конденсатор C_u большой емкости. Как видно из уравнения выходной цепи, от величины сопротивления R_c зависит (при заданном токе I_c) напряжение $U_{\text{си}}$, поэтому нельзя его значительно увеличивать, что желательно, поскольку при этом возрастает эффективность преобразования изменения тока стока, вызванного

входным сигналом, в выходное напряжение $U_{вых}(p)$, т.е. увеличивается коэффициент усиления по напряжению.

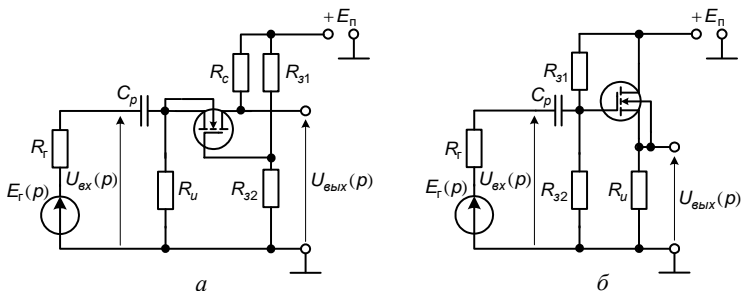


Рис. 2.14. Усилительные каскады: а – ОЭ; б – ОС

Две другие схемы включения транзистора в усилительном каскаде приведены на рис. 2.14. В схеме с общим затвором (ОЗ) входной сигнал подается на исток, а выходной снимается со стока, тогда как в схеме с общим стоком (ОС) выходной сигнал снимается с истока, а входной подается на затвор.

Анализ каскада на переменном токе проводится с использованием его малосигнальной эквивалентной схемы, составленной из моделирующей схемы транзистора и элементов внешних цепей, при этом напряжение $u_{3и}$ моделирующей схемы должно быть выражено через переменные эквивалентной схемы каскада. Поскольку емкости разделительного и блокирующего конденсаторов C_p и

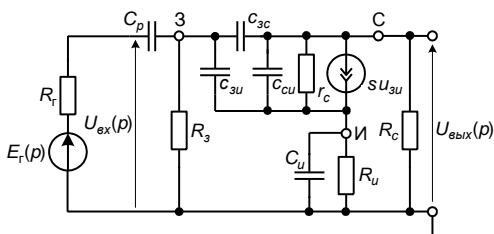


Рис. 2.15. Малосигнальная эквивалентная схема каскада ОЭ

C_u гораздо больше емкостей транзистора $c_{3и}$, $c_{3с}$ и c_{cu} , анализ каскада можно выполнить отдельно для каждой области частот: средних (полагая $C_p = C_u = \infty$; $c_{3и} = c_{3с} = c_{cu} = 0$), верхних ($C_p = C_u = \infty$) и нижних ($c_{3и} = c_{3с} = c_{cu} = 0$).

На рис. 2.15 приведена малосигнальная эквивалентная схема каскада с общим истоком. Результаты анализа этой схемы в виде выражения коэффициента усиления в области средних частот $K_0 = U_{вых}/U_{вх}$, а также выражений входного сопротивления $R_{вх}$ и входной емкости $C_{вх}$ представлены в табл. 2.4, где $s_\partial = s/(1 + R_c/r_c)$ – динамическая крутизна, а $R_3 = R_{31} \parallel R_{32}$. Чтобы получить выражения выходного сопротивления $R_{вых}$ и выходной емкости $C_{вых}$, достаточно провести анализ этой же эквивалентной схемы, переключив источник напряжения $E_r(p)$ с

входных на выходные зажимы (при этом свободный зажим C_p можно непосредственно подсоединить к общей шине, т.е. положить на входе каскада $R_T = 0$, что позволяет получить более простые выражения выходных параметров). Аналогично анализируются и две другие схемы каскадов (ОЗ и ОС). Приведенные в табл. 2.4 выражения параметров каскадов с различными схемами включения транзистора являются приближенными, учитывающими реальные значения параметров элементов схемы.

Таблица 2.4

Схема	K_0	R_{ex}	C_{ex}	$R_{вых}$	$C_{вых}$
ОИ	$-s_{\partial} R_c$	R_z	$c_{зс}(1 - K_0)$	$R_c \parallel r_c$	$c_{cu} + c_{зс}$
ОЗ	$s_{\partial} R_c$	$\frac{R_u}{1 + s_{\partial} R_u}$	$c_{cu}(1 - K_0)$	$R_c \parallel r_c$	$c_{cu} + c_{зс}$
ОС	$\frac{s R_u}{1 + s R_u}$	R_z	$c_{зс}$	$\frac{R_u}{1 + s R_u}$	$c_{cu} + c_{зу}$

Учитывая резкое различие между емкостью разделительного конденсатора и емкостями транзистора, функцию передачи каскада в широком диапазоне частот (при условии $C_u = 0$) можно записать в такой форме:

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + p\tau_{\theta} + \frac{1}{p\tau_n}},$$

где $\tau_n = C_p(R_T + R_{ex})$, $\tau_{\theta} = C_{вых}R_{вых}$ – низкочастотная и высокочастотная постоянные времени. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики каскада имеют вид, показанный на рис. 2.4. Спад АЧХ в области нижних частот объясняется действием разделительного конденсатора C_p (с уменьшением частоты сигнала сопротивление конденсатора C_p возрастает и напряжение сигнала на входном зажиме транзистора уменьшается), а в области верхних частот – действием емкостей $c_{зу}$, $c_{зс}$, c_{cu} (с увеличением частоты сигнала сопротивление емкостей уменьшаются, и генератор тока $su_{зу}$, который поставляет сигнал на выход каскада, в большей мере шунтируется этими емкостями).

При отсутствии конденсатора C_u выражения для K_0 и $R_{вых}$ будут отличаться от табличных:

$$K_0 = -\frac{s_{\partial} R_c}{1 + s_{\partial} R_u}; \quad R_{вых} = R_c \parallel [r_c(1 + s R_u)].$$

Если необходимо учесть влияние C_u на частотные свойства каскада, то можно поступить формально, заменив в выражении для K_0 активное со-

противление R_u на комплексное $Z_u = R_u / (1 + pC_u R_u)$. Наличие в схеме конденсатора C_u приводит к дополнительным частотным и фазовым искажениям в области нижних частот.

Сравнивая однотипные параметры различных каскадов, можно сделать следующие выводы: каскад ОИ инвертирует входной сигнал; каскад ОЗ по сравнению с другими каскадами имеет наименьшее входное сопротивление; каскад ОС (истоковый повторитель) отличается малым выходным сопротивлением, малой входной емкостью, широкой полосой пропускания, но низким значением коэффициента усиления напряжения ($K_0 < 1$).

3. Лабораторная работа № 3

УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Цель работы: изучение схемотехники усилителей постоянного тока (УПТ), свойств усилителей с обратной связью; приобретение знаний о параметрах и частотных характеристиках УПТ с разомкнутой и замкнутой петлей обратной связи; приобретение навыков в исследовании многокаскадных усилителей с обратной связью.

3.1. Описание схем опытов

3.1.1. Объект исследования:

* ДУ (рис. 3.1, 3.2) – дифференциальный усилитель постоянного тока на биполярных транзисторах, у которого I_{n-} и I_{n+} – соответственно инвертирующий и неинвертирующий входы, а I_{out} – выход.

3.1.2. Назначение схемных элементов:

* Q1, Q2 – усилительные элементы входного балансного (дифференциального) каскада;

* Q3, R13 – генератор тока в цепях эмиттеров транзисторов Q1, Q2 балансного каскада;

* Q4, R11, R14 – цепь смещения для генераторов тока на транзисторах Q3 и Q10;

* R5, R6 – резисторы в цепях эмиттеров транзисторов Q1, Q2; способствуют увеличению входного сопротивления усилителя и снижению нелинейных искажений;

* Q5, Q6, R9, R10 – активная нагрузка балансного каскада (Q6, R10 – генератор тока; Q5, R9 – цепь смещения для Q6);

- * Q7 – второй каскад усилителя (эмиттерный повторитель; способствует увеличению усиления балансного каскада);
- * Q11, Q12 – выходной двухтактный каскад по схеме с общим коллектором;
- * Q8, Q9, Q10, R15 – цепь смещения выходного каскада, вводящая его в режим класса АВ (Q10, R15 – генератор тока; Q8, Q9 обеспечивают необходимое напряжение между базами транзисторов выходного каскада);
- * Q13, Q14, R7, R8 – схема защиты выходного каскада от последствий короткого замыкания выхода усилителя;
- * D1 – стабилитрон; служит для согласования по постоянному току выхода балансного каскада и входа выходного каскада;
- * R12 – вспомогательный элемент; обеспечивает устойчивость усилителя по постоянному току.

3.1.3. Внешние элементы схемы усилителя:

- * V1, V2 – источники постоянного напряжения для питания усилителя;
- * V3 – вспомогательный источник переменного напряжения; используется при измерении выходного сопротивления усилителя;
- * R1, R2 – цепь отрицательной обратной связи;
- * R3 – вспомогательный элемент, способствующий уменьшению дрейфа нуля на выходе усилителя;
- * R4 – резистор, имитирующий нагрузку усилителя.

3.1.4. Измерительные приборы:

- * XFG1 – функциональный генератор; имитирует источник входного гармонического сигнала;
- * XMM1 – вольтметр переменного тока; используется для измерения действующего напряжения E_r на выходе генератора XFG1;
- * XMM2 – вольтметр переменного тока; используется для измерения действующего напряжения U_{ex} на инвертирующем входе In- усилителя;
- * XMM3 – вольтметр переменного тока; используется для измерения действующего напряжения $U_{вых}$ на выходе Out усилителя;
- * XSC1 – осциллограф; используется для контроля формы выходного сигнала;
- * XMM4 – вольтметр переменного тока; используется для измерения действующего напряжения $E_{д.и}$ на выходе источника V3.

3.2. Экспериментальное исследование

Вначале исследуется усилитель без отрицательной обратной связи, для чего резистор R2 отсоединяется от выходного узла 1 и подсоединяется к общей шине (при этом не нарушается эквивалентность схемы усилителя с разомкнутой петлей обратной связи). Чтобы не изменялся номер выходного узла (1), необходимо вначале отсоединять резистор R2 (от узла 1 или 0), а только потом подсоединять его (соответственно к узлу 0 или 1).

3.2.1. Определение номинального коэффициента усиления и входного сопротивления.

Поскольку исследуется усилитель постоянного тока, у которого отсутствуют частотные искажения в области нижних частот, измерения параметров усилителя следует проводить на достаточно низкой частоте. Процеду-

ра исследования: включить питание схемы рис. 3.1; открыть панели всех измерительных приборов, кроме осциллографа; установить в окнах панели генератора XFG1 частоту (Frequency) $f_0 = 100$ Гц и амплитуду (Amplitude), при которой напряжение на выходе Out усилителя равно одному вольту, т.е. $U_{\text{вых}} = 1$ В; выключить питание схемы; считать показания приборов ХММ1 и ХММ2, тем самым определив напряжения E_r и U_{ex} . По этим данным вычислить номинальный коэффициент усиления и входное сопротивление:

$$K_0 = \frac{U_{\text{вых}}}{E_r}; \quad R_{\text{вх}} = R_1 \frac{U_{\text{ex}}}{E_r - U_{\text{вх}}}.$$

Значения этих параметров, в зависимости от наличия или отсутствия обратной связи (ОС) в усилителе, внести в ту или иную строку табл. 3.1, учитывая при этом, что данный усилитель с входа In- является инвертирующим, поэтому $K_0 < 0$ как в случае замкнутой, так и разомкнутой петли ОС.

Чтобы убедиться в отсутствии существенных нелинейных искажений при заданной здесь амплитуде выходного сигнала, необходимо открыть панель осциллографа XSC1 и измерить разность $\Delta A = |A^-| - |A^+|$ между экстремумами отрицательной (A^-) и положительной (A^+) полуволн выходного сигнала. Результат можно считать удовлетворительным, если $|\Delta A / A^+| < 5\%$.