

ИНВЕРСНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ ТРАНЗИСТОРА



**МАССОВАЯ
РАДИОБИБЛИОТЕКА**

Выпуск 887

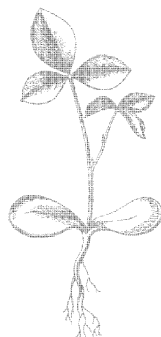
Л. Н. БОЧАРОВ

**ИНВЕРСНОЕ
ВКЛЮЧЕНИЕ
ТРАНЗИСТОРА**



«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1975



6Ф0.32
Б86
УДК 621.382.3

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

*Берг А. И., Белкин Б. Г., Борисов В. Г., Бурлянд В. А., Ванеев В. И.,
Геништа Е. Н., Гороховский А. В., Демьянов И. А., Ельяшкевич С. А.,
Жеребцов И. П., Канаева А. М., Корольков В. Г., Смирнов А. Д.,
Тарасов Ф. И., Чистяков Н. И., Шамшур В. И.*

Бочаров Л. Н.

Б86 Инверсное включение транзистора. М., «Энергия», 1975.

56 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 887)

В книге рассматриваются основные характеристики и параметры транзистора при инверсном включении. Приводятся простейшие схемы, в которых используется инверсное включение транзистора.

Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей.

Б 30404-405
051(01)-75 334-75

6Ф0.32

© Издательство «Энергия», 1975 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Транзистор (в отличие от электронной лампы) допускает инверсное (обратное) включение, при котором коллектор выполняет роль эмиттера, а эмиттер — коллектора. Эта особенность транзистора позволяет значительно упростить ряд электронных схем, в которых в процессе работы производится последовательная смена направлений передачи сигналов (меняются вход и выход элементарной схемы). Кроме того, ряд параметров транзистора при его инверсном включении улучшается. Например, уменьшаются остаточные параметры (что очень важно при использовании транзистора в качестве электронного ключа), увеличивается граничная частота транзистора в схеме с инверсным общим эмиттером, уменьшается внутренняя обратная связь, уменьшается зависимость параметров транзистора и его режима от действия различных дестабилизирующих факторов и т. п. Поэтому, несмотря на уменьшение инверсных коэффициентов передачи тока эмиттера и тока базы, при создании некоторых специальных схем может оказаться целесообразным использование инверсного включения транзистора; следует иметь в виду, что в обычной схеме включения транзистор, нагруженный на индуктивность, при резком переключении может на короткое время попадать в инверсный режим. Необходимость знакомства с инверсным режимом объясняется также тем, что ряд параметров транзистора при его обычном включении выражается через инверсные параметры.

Знание особенностей инверсного режима поможет читателю глубже уяснить себе физические процессы, протекающие в транзисторе, даст ему представление о широких (далеко не исчерпанных) возможностях его применения,

Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей, знакомых с основами транзисторной техники, общие основные сведения о которых приведены в ней лишь в том минимальном объеме, который необходим для изложения вопросов инверсного режима и сопоставления инверсных параметров с обычными. При изложении материала основной упор сделан на наиболее распространенную схему включения транзистора с общим эмиттером и рассмотрены основные аспекты инверсного включения транзистора по этой схеме.

Автор

ОБЩИЕ ПОНЯТИЯ О СПОСОБАХ ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРА

Транзисторы представляют собой трехслойную полупроводниковую структуру, образующую два взаимодействующих p - n перехода (рис. 1,а). В монокристалле транзистора можно выделить три области: *эмиттерную, базовую и коллекторную*. Переход, который образуется на границе областей эмиттер — база, называется эмиттерным, а на границе база — коллектор — коллекторным. Проводимость базы может быть как дырочной, так и электронной; соответственно различают транзисторы со структурами n - p - n и p - n - p (рис. 1,а).

Принцип работы транзисторов обоих типов одинаков, за исключением того, что в транзисторе типа n - p - n ток, текущий через базу от эмиттера к коллектору, создают *электроны*, а в транзисторе типа p - n - p этот ток создают *дырки*.

На схемах эмиттер изображают стрелкой, которая указывает прямое направление тока эмиттерного перехода (рис. 1,б). В нормальном усилительном режиме работы транзистора эмиттерный переход включают в прямом направлении, а коллекторный — в обратном (рис. 1,б).

Рассматривая трехслойную полупроводниковую структуру, можно убедиться, что у транзистора нет принципиальных различий между эмиттерным и коллекторным переходами и (при включении транзистора в схему) их можно поменять местами, т. е. коллекторный переход использовать в качестве эмиттерного, а эмиттерный — в качестве коллекторного. Но при конструировании кристалла всегда добиваются того, чтобы прямой ток эмиттерного перехода практически целиком замыкался через коллекторную цепь $I_K \approx I_E$ и основной параметр транзистора — *дифференциальный коэффициент передачи тока эмиттера*

$$\alpha = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E} \bigg|_{U_{K.6} = \text{const}} \quad (1)$$

был близок к единице ($\alpha = 0,93 \div 0,99$). Для этого необходимо выполнение следующих основных условий:

1. База транзистора должна быть настолько тонкой, чтобы инжектированные в нее носители могли относительно свободно достигать коллекторного перехода.

2. Эмиттерная область в сравнении с областью базы должна иметь большую концентрацию примеси [большую концентрацию основных носителей (рис. 1,в)], чтобы прямой ток эмиттера в основном определялся носителями, инжектируемыми эмиттером в базу.

3. Площадь коллекторного перехода должна быть в несколько раз больше площади эмиттерного перехода ($s_k > s_a$), чтобы инжектированные в базу носители при перемещении в направлении уменьшения своей концентрации попадали преимущественно в область коллекторного перехода (рис. 2, а и в). Отношение s_a/s_k обычно составляет 0,15—0,5. Вывод от базы осуществляют с помощью контактного кольца, расположенного на пластине кристалла со стороны эмиттерного перехода.

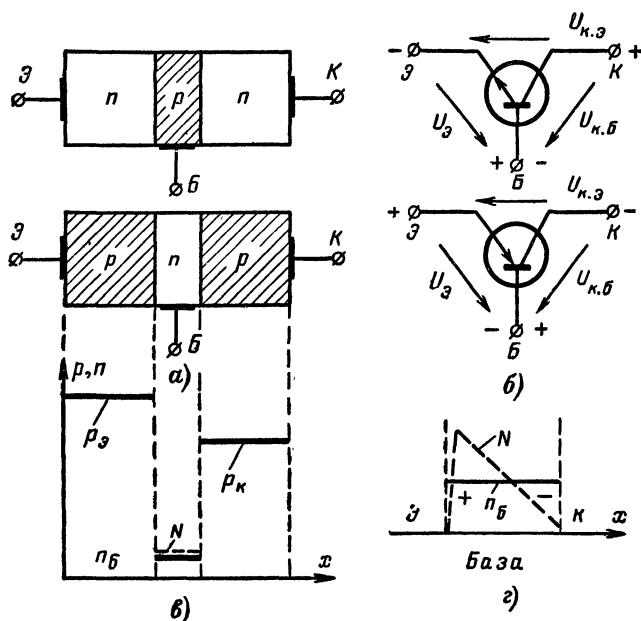


Рис. 1. Полупроводниковые трехслойные структуры транзисторов (а), условное графическое изображение транзисторов типов $n-p-n$ и $p-n-p$ (б), распределение концентрации основных носителей у бездрейфового транзистора типа $p-n-p$ в равновесном состоянии (в) и распределение концентрации примеси и основных носителей в базе дрейфового транзистора (г) (распределение концентрации примеси N в базе показано штриховой линией).

4. Чтобы увеличить максимально допустимое напряжение коллектора, которое ограничивается напряжением пробоя коллекторного перехода $U_{к.б.макс} \approx 0,8 U_{к.б.проб}$ (см. рис. 4), в область коллектора обычно вносят несколько меньшую дозу примеси, чем в область эмиттера. Следовательно, для транзистора $p-n-p$ (см. рис. 1,б) $n_б \ll p_k < p_a$.

Если концентрация примеси в базе транзистора распределена равномерно (см. рис. 1,в), то инжектированные в базу носители

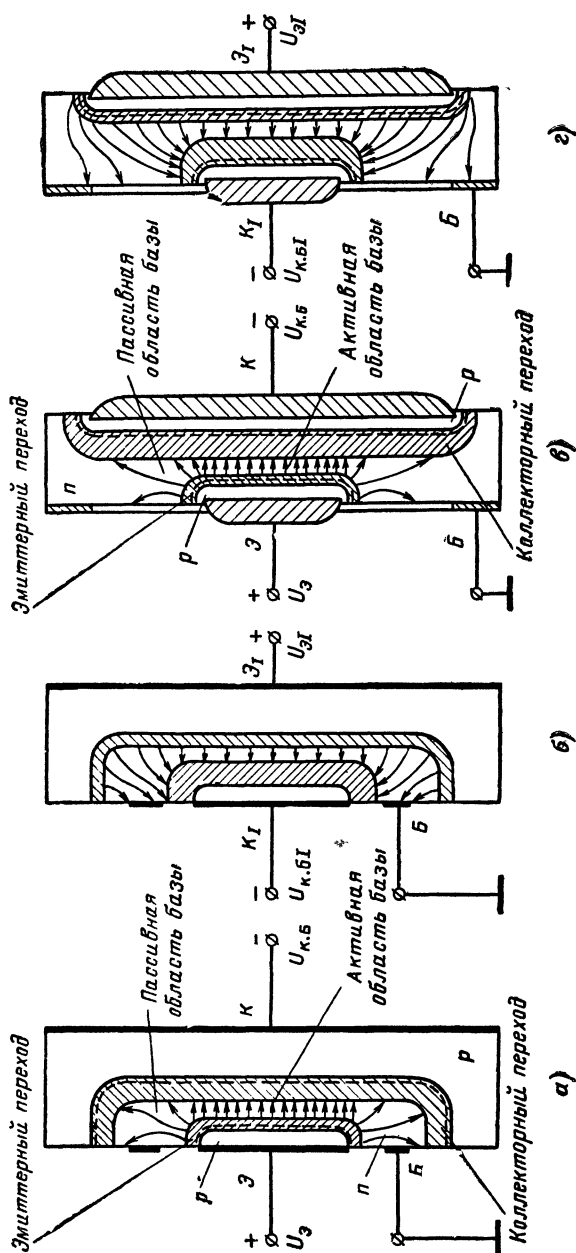


Рис. 2. Разрезы планарного транзистора (а, б) и инжекционного транзистора (в, г) (а, в — при нормальном включении транзистора, б, г — при инверсном). Стрелками показаны пути дырок в базе транзистора, движущихся под действием диффузии в направлении уменьшения концентрации.

движутся к коллекторному переходу только вследствие диффузии. Такие транзисторы называются *бездрейфовыми*. Наряду с бездрейфовыми выпускаются транзисторы, у которых концентрация примеси в базе имеет наибольшее значение возле эмиттерного перехода и наименьшее возле коллекторного. При диффузионном выравнивании концентрации подвижных носителей электрического заряда, порождаемых примесными атомами, в базе транзистора возникает электрическое поле (см. рис. 1,2). Это поле создает дрейф носителей, инжектированных в базу эмиттером, т. е. способствует их движению

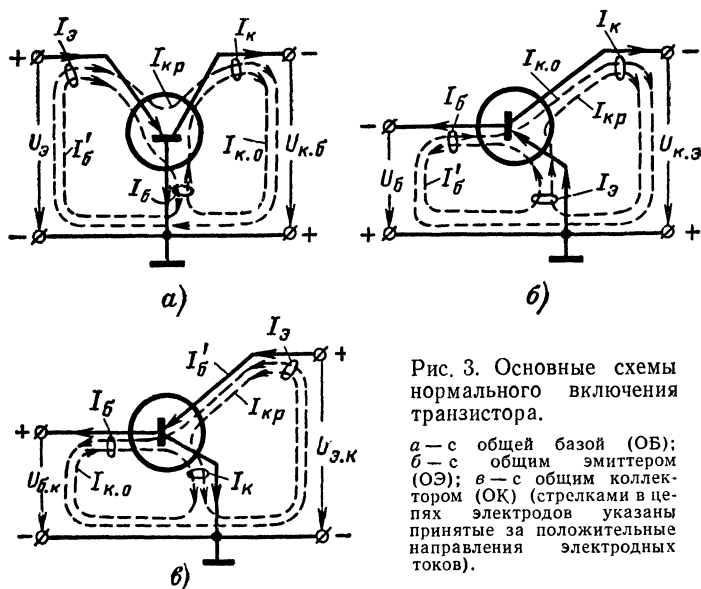


Рис. 3. Основные схемы нормального включения транзистора.

а — с общей базой (ОБ); б — с общим эмиттером (ОЭ); в — с общим коллектором (ОК) (стрелками в цепях электродов указаны принятые за положительные направления электродных токов).

в направлении коллекторного перехода. Такие транзисторы называются *дрейфовыми*. Таким образом, кристаллы как дрейфового, так и бездрейфового транзисторов оказываются несимметричными. В дальнейшем, кроме случаев, специально оговоренных, подразумевается бездрейфовый транзистор типа *p-n-p*.

На рис. 3 показаны три способа нормального включения транзистора в усилительную схему. В любом случае один из электродов транзистора оказывается общим для входной и выходной цепей. Соответственно различают схему с общей базой (ОБ), схему с общим эмиттером (ОЭ) и схему с общим коллектором (ОК). На рис. 3, а—в стрелками указаны положительные направления токов, а штриховыми контурами — составляющие этих токов: $I_{к.э}$ — ток коллектора при отсутствии тока эмиттера, т. е. *собственный обратный (неуправляемый) ток коллектора*; $I_{кр}$ — *управляемый ток коллектора*; $I_{б'}$ — *составляющая тока эмиттера, не участвующая в создании тока коллектора, которая замыкается через цепь базы*.

Отношение

$$\frac{I_{кр}}{I_3} = \frac{I_k - I_{к.о}}{I_3} = \alpha_n \quad (2)$$

называют *интегральным коэффициентом передачи тока эмиттера*.

Следует заметить, что в транзисторе, как узле тока, выполняется равенство $I_3 = I_k + I_6$. Такое же равенство справедливо и для приращений токов:

$$\Delta I_3 = \Delta I_k + \Delta I_6. \quad (3)$$

Коэффициент усиления (передачи) тока в транзисторе с ОБ

$$K_{i6} = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_3} \approx \frac{\Delta I_k}{\Delta I_3} \bigg|_{U_{к.6} = \text{const}} = \alpha \approx 1.$$

Этот коэффициент примерно равен коэффициенту α , так как приращение коллекторного тока ΔI_k в основном определяется приращением ΔI_3 и практически не зависит от величины (и изменений) $U_{к.6} \leq 0$.

При линейном усилительном режиме работы транзистора, когда $I_{кр} \gg I_{к.о}$, приращения можно заменить значениями токов; тогда

$$\alpha \approx \alpha_n \approx \frac{I_k}{I_3}. \quad (4)$$

Коэффициент усиления тока транзистора в схеме с ОЭ

$$K_{3i} = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_6} \approx \frac{\Delta I_k}{\Delta I_6} \bigg|_{U_{к.6} = \text{const}} = \beta. \quad (5)$$

Из-за относительно слабого влияния коллекторного напряжения на коллекторный ток этот коэффициент оказывается примерно равным *дифференциальному коэффициенту передачи тока базы*

$$\beta = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_6} \bigg|_{U_{к.6} = \text{const}}.$$

Используя равенства (1) и (3), можно показать, что

$$\beta = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_6} \bigg|_{U_{к.6} = \text{const}} = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_3 - \Delta I_k} \bigg|_{U_{к.6} = \text{const}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}, \quad (6)$$

откуда при $\alpha = 0,93 \div 0,99$ получаются значения для $\beta = (15 \div 100) \gg \alpha$.

При обычном режиме работы транзистора, когда $I'_6 > I_{к.о}$, приращения можно заменить значениями токов; тогда

$$\beta \approx \beta_n \approx \frac{I_k}{I_6}, \quad (7)$$

где

$$\beta_n = \frac{I_{кр}}{I'_6} = \frac{I_k - I_{к.о}}{I_6 + I_{к.о}} \quad (8)$$

— *интегральный коэффициент передачи тока базы*.

Учитывая примерные равенства (4) и (7), в дальнейшем при написании формул не делается различий между дифференциальным и интегральным коэффициентами передачи тока эмиттера, а также между дифференциальным и интегральным коэффициентами передачи тока базы. В тех случаях, когда это различие имеет значение, по смыслу рассуждений всегда можно установить, о каком коэффициенте идет речь в данной формуле или эквивалентной схеме.

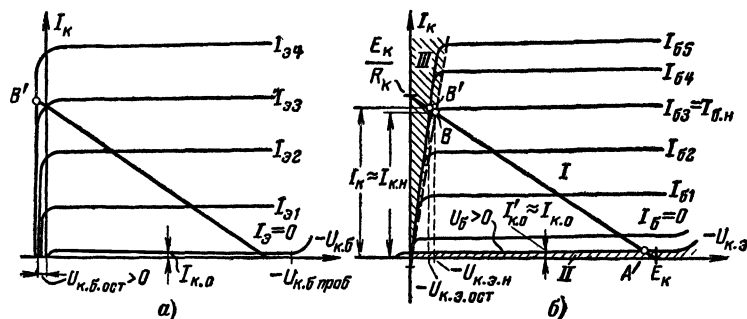


Рис. 4. Статические выходные характеристики транзистора. Статические характеристики изображены совместно с нагрузочной характеристикой (нагрузочной прямой).

а — коллекторные характеристики транзистора в схеме с ОБ; *б* — коллекторные характеристики транзистора в схеме с ОЭ.

На рис. 4 приведены статические выходные (коллекторные) характеристики транзистора для схемы с ОБ $I_K = \varphi_1(U_{К.Б})$ при $I_Б = \text{const}$ и для схемы с ОЭ $I_K = \varphi_2(U_{К.Э})$ при $I_Б = \text{const}$. Вправо по осям абсцисс отложены положительные значения $-U_{К.Б} > 0$ и $-U_{К.Э} > 0$, так как сами напряжения $U_{К.Б}$ и $U_{К.Э}$ при обычном режиме работы транзистора типа *p-n-p* отрицательны. Эти характеристики будут использованы для дальнейших пояснений.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРА В КАЧЕСТВЕ УСИЛИТЕЛЯ И ЭЛЕКТРОННОГО КЛЮЧА

На рис. 5,а показана простейшая схема усилителя напряжения на транзисторе с ОЭ. В этой схеме в коллекторную цепь транзистора включен нагрузочный резистор R_K , поэтому изменения тока коллектора I_K вызывают в схеме соответствующие изменения коллекторного напряжения $U_{К.Э}$. Взаимосвязь коллекторного напряжения с коллекторным током в усилительной схеме определяется нагрузочной характеристикой, аналитическое выражение которой можно получить на основании второго закона Кирхгофа. Полагая внутреннее сопротивление источника E_K равным нулю и учитывая, что $U_{Э.К} = -U_{К.Э}$, получим $E_K = I_K R_K + U_{Э.К} = I_K R_K - U_{К.Э}$, откуда

$$I_K = E_K / R_K + U_{К.Э} / R_K. \quad (9)$$

Выражение (9) есть уравнение прямой линии, положение которой определяют отрезки, отсекаемые ею на осях координат. При $I_K=0$ — $U_{K.э}=E_K$; при $U_{K.э}=0$ $I_K=E_K/R_K$. На рис. 4, б нагрузочная характеристика (нагрузочная прямая) изображена совместно с семейством статических выходных коллекторных характеристик. Коллекторная цепь должна одновременно удовлетворять закономерностям, устанавливаемым нагрузочной прямой и выходными статиче-

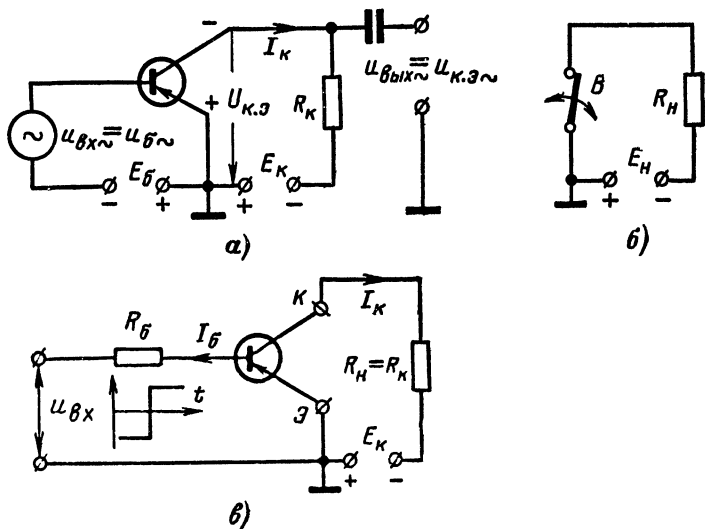


Рис. 5. Простейшая схема усилителя напряжения на транзисторе с ОЭ (а), схема коммутации электрической цепи (б) и электронный ключ на транзисторе с ОЭ (в).

скими характеристиками транзистора, что имеет место в точках пересечения данных характеристик с нагрузочной прямой. Рабочий участок нагрузочной прямой располагается в области *активного* (усилительного) режима транзистора (область I на рис. 4, б). В этой области изменения тока базы вызывают примерно пропорциональные изменения тока коллектора.

Усилительное свойство транзистора в схеме проявляется в том, что при определенной величине R_K амплитуда сигнала на выходе $U_{K.эm}$ оказывается больше амплитуды сигнала на входе $U_{бm}$. Коэффициент усиления сигнала по напряжению (коэффициент усиления напряжения) определяется выражением

$$K = \frac{U_{K.эm}}{U_{бm}} = \frac{I_{Km} R_K}{I_{бm} R_{вх.б}} \approx \beta \frac{R_K}{R_{вх.б}},$$

где $U_{K.эm} = I_{Km} R_K$ — амплитуда выходного (коллекторного) напряжения; $U_{бm} = I_{бm} R_{вх.б}$ — амплитуда входного (базового) напряжения; $I_{Km}/I_{бm} = \Delta I_K / \Delta I_b \approx \beta$ — коэффициент усиления тока, примерно равный дифференциальному коэффициенту передачи тока базы.

Важно отметить, что если в схеме выполняется условие $R_k/R_{вх.б} > 1/\beta$, то сна работает как усилитель напряжения (т. е. имеет место $K > 1$) даже при $\beta \leq 1$.

Рассмотрим кратко особенности работы транзистора в качестве электронного ключа. На рис. 5,б показана простейшая схема, в которой механический ключ B замыкает и размыкает электрическую цепь, состоящую из источника питания E_n и нагрузочного резистора R_n .

Идеальный ключ в разомкнутом состоянии должен обладать бесконечно большим сопротивлением, а в замкнутом состоянии — нулевым. Этим требованиям вполне удовлетворяют электромагнитные реле, однако все они из-за инерционности не могут производить замыкание и размыкание (коммутацию) электрической цепи с частотой выше нескольких сотен герц. В этом отношении функции ключа значительно лучше выполняют электронные приборы. На рис. 5,в показана простейшая схема электронного ключа на транзисторе с ОЭ. В этой схеме транзисторный ключ коммутирует электрическую цепь, состоящую из источника питания $E_n = E_k$ и нагрузочного резистора $R_n = R_k$. Управление работой ключа осуществляется с помощью входного напряжения $u_{вх}$, которое через резистор $R_б$ подводится к базе транзистора и создает управляющий ток $i_б$.

При $U_б > 0$ транзистор попадает в *режим отсечки* (точка A на рис. 4,б). При этом независимо от величины положительного напряжения на базе через нагрузку R_k будет протекать лишь остаточный ток коллекторной цепи $I_{к.ост} = I'_{к.о}$, который относительно мал. Его величина оказывается чуть меньше собственного обратного тока коллектора $I_{к.о}$ (см. стр. 20). Поэтому можно считать, что транзисторный ключ в этом режиме практически разомкнут и на его зажимах (выводах коллектор — эмиттер) выделяется напряжение, примерно равное E_k . Область, ограниченная сверху характеристикой $I_k = \varphi(U_{к.э})$ при $U_б > 0$ и $I_б = -I_{к.о}$, называется *областью отсечки* (на рис. 4,б помечена цифрой II).

Если $U_б < 0$, то при некотором значении тока базы $I_б \geq I_{б.н}$ транзистор попадает в *режим насыщения*, который характеризуется тем, что дальнейшее увеличение тока базы не вызывает заметного увеличения тока коллектора (точка B' на рис. 4,б). Переход транзистора в состояние насыщения осуществляется в точке B при следующих параметрах его режима: $i_б = I_{б.н}$; $i_k = I_{к.н}$; $u_{к.э} = U_{к.э.н} < 0$. В режиме насыщения через нагрузку протекает ток

$$I_k = \frac{E_k - |U_{к.о.ост}|}{R_k} \approx \frac{E_k - |U_{к.э.н}|}{R_k} = I_{к.н}, \quad (10)$$

а на транзисторе выделяется *остаточное напряжение* $U_{к.ост} \approx U_{к.э.н}$, которое относительно мало ($|U_{к.э.ост}| \ll E_k$). Поэтому можно считать, что в режиме насыщения транзисторный ключ практически замкнут. Область, помеченная на рис. 4,б цифрой III, называется *областью насыщения*. Степень насыщения транзистора в схеме с ОЭ оценивается коэффициентом насыщения $I_б/I_{б.н} = N_э$.

Следует заметить, что в режиме насыщения напряжение $U_{к.б} = U_{к.б.ост}$ меняет свой знак. У транзистора типа $p-n-p$ это напряжение становится положительным ($U_{к.б.ост} > 0$) (см. рис. 4,б), а у транзистора типа $n-p-n$ — отрицательным.

Транзистор, находящийся в насыщенном состоянии, удобно характеризовать *сопротивлением насыщения*

$$r_{н.э} = U_{к.э.ост} / I_{к} \approx U_{к.э.н} / I_{к.н} = r'_{н.э}. \quad (11)$$

Чем меньше это сопротивление, тем лучше транзисторный ключ.

Наличие остаточного напряжения и остаточного тока, являющихся *остаточными параметрами транзисторного ключа*, затрудняет его использование как переключателя в цепях с малыми токами и напряжениями, если последние соизмеримы с величинами $I_{к.ост}$ и $U_{к.э.ост}$.

ОСОБЕННОСТИ ИНВЕРСНОГО ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРА

Как уже отмечалось, у транзистора между коллекторным и эмиттерным переходами нет принципиальных различий, поэтому он допускает *инверсное включение*, при котором коллектор выполняет роль эмиттера, а эмиттер — коллектора (рис. 6).

В инверсном режиме работы коллекторный переход, выполняющий роль эмиттерного, включают в прямом направлении, а эмиттерный переход, выполняющий роль коллекторного, — в обратном направлении. При этом в случае структуры *p-n-p* дырки инжектируются в базу коллектором транзистора, а собираются (экстрагируются) — его эмиттером. В дальнейшем все параметры инверсного режима снабжаются дополнительным индексом «I». Например, K_I означает *инверсный коэффициент передачи тока*, а β_I — *инверсный коэффициент усиления* (см. рис. 2, б и г). В силу того что обычный транзистор не обладает полной симметрией, условия его работы в инверсном режиме оказываются несколько иными. Прежде всего следует отметить уменьшение коэффициента передачи тока эмиттера $\alpha_I < \alpha$, что в бездрейфовом транзисторе происходит в основном из-за разности площадей эмиттерного и коллекторного переходов $s_K > s_{э}$ ($s_{KI} < s_{эI}$). В дрейфовом транзисторе это уменьшение происходит также из-за влияния собственного поля базы, которое при нормальном включении способствует прохождению (создает дрейф) инжектированных носителей через базу, а при инверсном включении соответственно оказывает на них тормозящее действие.

Рассмотрим процесс переноса дырок через базу бездрейфового планарного транзистора типа *p-n-p* при нормальном (см. рис. 2, а) и инверсном (рис. 2, б) включениях. Базу транзистора следует разделить на активную и пассивную области. Активная область базы определяется площадью эмиттерного перехода. При нормальном включении транзистора (рис. 2, а) подавляющее большинство дырок, инжектируемых эмиттером, переходит на коллектор по кратчайшему пути через активную область базы. Здесь устанавливаются наибольший градиент в распределении концентрации дырок, наибольшая

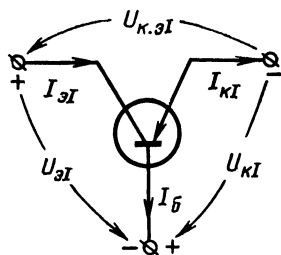


Рис. 6. Инверсное включение транзистора

(стрелками указаны направления отсчета межэлектродных напряжений).

скорость и соответственно наименьшее время их переноса. Незначительное количество дырок, диффундируя в направлении уменьшения своей концентрации, достигает коллектора по более длинному пути через пассивную область базы. Именно здесь происходит усиленная объемная и поверхностная рекомбинация дырок, являющаяся основной причиной уменьшения управляемого тока коллектора $I_{кр}$ при неизменном значении тока эмиттера ($I_3 = \text{const}$).

При инверсном включении (см. рис. 2, б) большое количество инжектируемых инверсным эмиттером дырок совершает переход к инверсному коллектору по относительно длинному пути через пассивную область базы. Причем многие из них попадают на поверхность

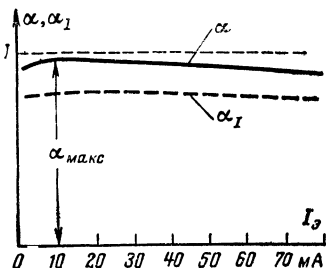


Рис. 7. Зависимость коэффициента передачи тока эмиттера от величины тока эмиттера.

кристалла возле контактного кольца базы. Поэтому в инверсном режиме становится более заметным влияние как объемной, так и поверхностной рекомбинации дырок, что и вызывает уменьшение инверсного коэффициента передачи тока α_1 . Транзисторам, изготовленным по другой технологии, например сплавным (рис. 2, в и г), присущи те же процессы и явления, приводящие к уменьшению коэффициента α_1 , что и в рассмотренной модели планарного транзистора.

Аналитический расчет зависимости $\alpha_1 = \varphi(\alpha)$ чрезвычайно сложен, так как при этом необходимо учитывать множество дополни-

тельных факторов, влияющих на потери инверсного тока эмиттера I_{31} . На основании же качественного рассмотрения процесса можно сделать следующие общие выводы: величина α_1/α тем меньше, чем больше отношение площадей $s_k/s_3 = s_{31}/s_{k1}$; она тем меньше, чем меньше отношение концентраций основных носителей (дырок) в областях коллектора и эмиттера p_k/p_3 и скорость поверхностей рекомбинации. Кроме этого, у дрейфового транзистора отношение α_1/α становится меньше при увеличении собственного поля базы. В любом случае большему значению α (при прочих равных условиях) всегда соответствует большее значение α_1 .

На рис. 7 приведена типичная зависимость $\alpha = \varphi(I_3)$. Некоторое уменьшение величины α при больших токах эмиттера связано с уменьшением эффективности эмиттера. При интенсивной инжекции дырок в базу их концентрация возле эмиттера (со стороны базы) становится большой, что вызывает увеличение в этой области концентрации электронов (основных носителей заряда базы). Усиливающаяся инжекция данных электронов из базы в эмиттер приводит к увеличению составляющей тока эмиттера I'_3 (тока базы) и соответственно к уменьшению составляющей $I_{кр}$; при этом величина $\alpha \approx \alpha_k = I_{кр}/I_3$ уменьшается. При инверсном включении из-за меньшей плотности тока на инжектирующей поверхности ($s_{31} > s_{k1}$) данный эффект проявляется значительно слабее и только при очень больших токах инверсного эмиттера. Поэтому α_1 меньше зависит от величины тока инверсного эмиттера.

Для маломощных германиевых сплавных транзисторов удовлетворительные результаты дает формула

$$\alpha_I = (0,6 \div 0,87) \left(1 - \frac{s_{\bar{3}}}{s_K}\right) + \alpha \frac{s_{\bar{3}}}{s_K}. \quad (12)$$

Произведем ориентировочный расчет α_I для транзистора, у которого диаметр эмиттерного перехода составляет 0,7 мм, диаметр коллекторного 1,2 мм, а коэффициент передачи тока эмиттера равен 0,985.

Находим отношение $s_{\bar{3}}/s_K = \pi 0,35^2/\pi 0,6^2 = 0,34$. Полагая в формуле (12) постоянный коэффициент равным $0,5(0,6+0,87) = 0,74$, получим $\alpha_I \approx 0,74(1-0,34) + 0,985 \cdot 0,34 = 0,82$.

На рис. 8 штрих-пунктирными линиями ограничена область, связывающая значения α_I и α . Верхняя линия соответствует выражению (12) при значении коэффициента 0,87, нижняя — при значении 0,6. Точками обозначены экспериментальные данные, а звездочкой — расчетные. Сплошная линия представляет собой некоторую усредненную зависимость $\alpha_I = \varphi(\alpha)$, полученную путем усреднения экспериментальных данных для сплавных германиевых транзисторов.

У кремниевых транзисторов из-за относительно высоких скоростей рекомбинации носителей на поверхности базы инверсный коэффициент α_I оказывается значительно меньшим, чем у германиевых транзисторов.

У дрейфовых транзисторов наблюдается существенное уменьшение коэффициента α_I из-за поля базы, которое при инверсном включении является тормозящим для инжектируемых в базу носителей. Уменьшение коэффициента α_I в инверсном режиме приводит к значительному уменьшению коэффициента $\beta_I = I_{KI}/I_{\bar{6}}$, так как $\beta_I = \alpha_I/(1-\alpha_I) \ll \beta = \alpha/(1-\alpha)$. Так, например, при $\alpha = 0,985$ и $\alpha_I = 0,842$ $\beta = 0,985/(1-0,985) = 65$, а $\beta_I = 0,842/(1-0,842) = 5,4$. У большинства кремниевых, а также

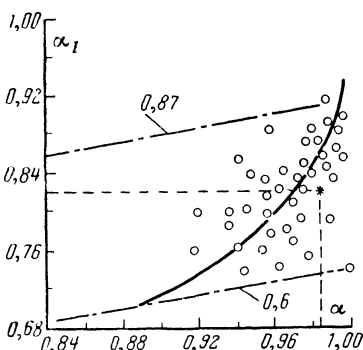


Рис. 8. Экспериментальная зависимость α_I от α .

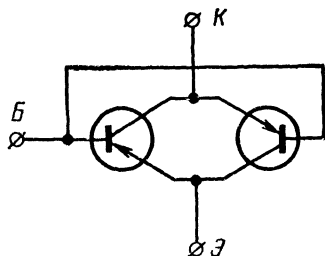


Рис. 9. Получение симметричного прибора с помощью двух параллельно соединенных обычных транзисторов.

сторы при использовании их в инверсном режиме практически не обладают усилительными свойствами.

У специальных симметричных транзисторов площади эмиттерного и коллекторного переходов выполняют одинаковыми, а также одинаковой делают концентрацию примеси в эмиттерной и коллекторной областях. У большинства этих транзисторов $\alpha_T \approx \alpha \approx 0,9$; $\beta_T \approx \beta \approx 10$.

При необходимости достаточно симметричный составной транзистор можно получить с помощью двух обычных транзисторов, включенных по схеме рис. 9. Лучшие результаты дает предельно идентичная пара транзисторов.

СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРА В ИНВЕРСНОМ РЕЖИМЕ

Все статические характеристики транзистора в инверсном режиме подобны соответствующим характеристикам его при нормальном включении. На рис. 10, а показаны *инверсные выходные (коллекторные) характеристики при $I_{Б1} = \text{const}$* , а на рис. 10, б для сравнения в том же масштабе — *обычные выходные характеристики транзистора в схеме с ОЭ*.

Статические характеристики транзистора удобно пояснять, представив транзистор в виде эквивалентной схемы по постоянному току. Общая упрощенная эквивалентная схема транзистора *p-n-p* по постоянному току приведена на рис. 11. В этой схеме эмиттерный и коллекторный переходы представлены условными диодами $D_э$ и $D_к$, элемент $r'_б$ является объемным сопротивлением базы для тока базы, генераторы тока $\alpha I_{D_э}$ и $\alpha_I I_{D_к}$ учитывают влияние, оказываемое током одного условного диода на другой.

В соответствии с общей эквивалентной схемой токи коллектора и эмиттера равны:

$$I_к = \alpha I_{D_э} - I_{D_к}; \quad (13)$$

$$I_э = I_{D_э} - \alpha_I I_{D_к}, \quad (14)$$

где $I_{D_к}$ — ток коллекторного диода; $I_{D_э}$ — ток эмиттерного диода; $\alpha I_{D_э}$ — часть тока эмиттерного диода, передаваемая в коллекторную цепь; $\alpha_I I_{D_к}$ — часть тока коллекторного диода, передаваемая в цепь эмиттера.

В простейшем случае ток диода связан с напряжением известной формулой $I = I_0(e^{39U} - 1)$. Согласно этому выражению для диодов эквивалентной схемы получим:

$$I_{D_к} = I_{D_к.0} (e^{39U_{D_к}} - 1); \quad (15)$$

$$I_{D_э} = I_{D_э.0} (e^{39U_{D_э}} - 1), \quad (16)$$

где $U_{D_к}$ и $U_{D_э}$ — напряжения на коллекторном и эмиттерном переходах; $e \approx 2,72$ — основание натурального логарифма; $I'_{D_к.0}$ и $I_{D_э.0}$ — обратные (тепловые) токи коллекторного и эмиттерного диодов.

Установим взаимосвязь между $I_{Дк.о}$ и собственным обратным током коллектора $I_{к.о}$, который измеряют при обратном включенном коллекторном переходе и разомкнутом эмиттере, т. е. при $U_k \approx \approx U_{Дк} < 0$ и $I_3 = 0$. На основании равенств (13)–(16), учитывая, что $e^{39U_{Дк}} \approx 0$, составим систему уравнений

$$I_{к.о} = \alpha I_{Дэ.о} (e^{39U_{Дэ}} - 1) + I_{Дк.о};$$

$$0 = I_{Дэ.о} (e^{39U_{Дэ}} - 1) - \alpha_I I_{Дк.о}.$$

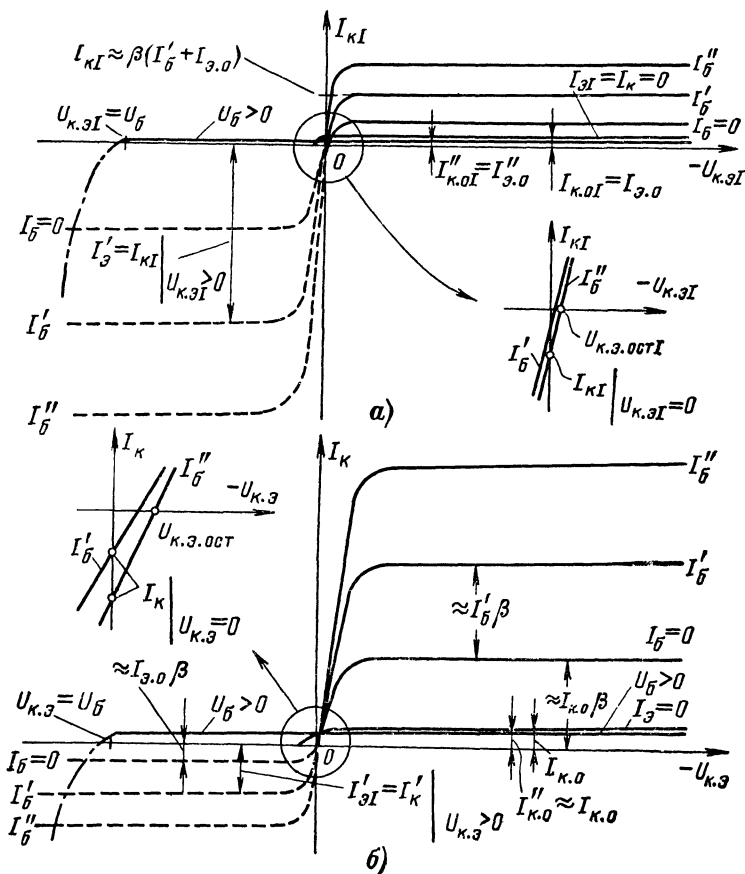


Рис. 10. Коллекторные характеристики транзистора в схеме с ОЭ.

а — при инверсном включении; б — при нормальном включении.

Решая ее относительно $I_{Дк.о}$, находим:

$$I_{Дк.о} = I_{к.о} / (1 - \alpha \alpha_I). \quad (17)$$

Аналогично устанавливается взаимосвязь между $I_{Дк.о}$ и *собственным обратным током эмиттера* $I_{э.о}$, который измеряют при обратном включенном эмиттерном переходе и разомкнутом коллекторе, т. е. при $U_{э} \approx U_{Дэ} < 0$ и $I_{к} = 0$:

$$I_{Дэ.о} = I_{э.о} / (1 - \alpha \alpha_I). \quad (18)$$

Установлено, что у транзисторов

$$I_{э.о} / I_{к.о} = \alpha_I / \alpha. \quad (19)$$

Отсюда следует, что $I_{э.о} < I_{к.о}$, так как $\alpha_I < \alpha$.

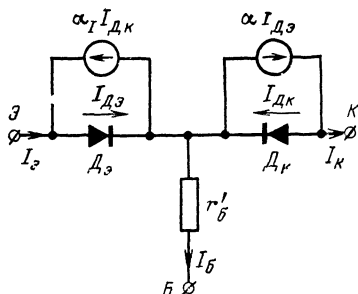


Рис. 11. Общая упрощенная эквивалентная схема транзистора *p-n-p* для постоянных токов.

При нормальном включении транзистора (когда $U_{к.б} < 0$, а $U_{э} > 0$), используя равенства (13)–(18) и учитывая, что $e^{39U_{Дк}} \approx 0$, получим систему уравнений:

$$I_{к} = \alpha \frac{I_{э.о}}{1 - \alpha \alpha_I} (e^{39U_{Дэ}} - 1) + \frac{I_{к.о}}{1 - \alpha \alpha_I}; \quad (20)$$

$$I_{э} = \frac{I_{э.о}}{1 - \alpha \alpha_I} (e^{39U_{Дэ}} - 1) - \alpha_I \frac{I_{к.о}}{1 - \alpha \alpha_I}. \quad (21)$$

Выражая двучлен $e^{39U_{Дэ}} - 1$ из второй строки и подставляя результат в первую строку, после соответствующих преобразований получаем:

$$I_{к} = \alpha I_{э} + I_{к.о}, \quad (22)$$

что полностью согласуется с формулой (2) и рис. 3, а, б и в.

Пренебрегая относительно слабым влиянием обратного тока коллекторного диода на цепь эмиттера, можно считать в соответствии с равенством (21), что

$$I_{э} \approx I_{Дэ} = \frac{I_{э.о}}{1 - \alpha \alpha_I} (e^{U_{Дэ}} - 1). \quad (23)$$

Таким образом, в нормальном режиме работы транзистор типа $p-n-p$, включенный в ОЭ, можно представить эквивалентной схемой (рис. 12, а).

Рассуждая аналогично, получаем для инверсного режима работы транзистора:

$$I_{KI} = \alpha_I I_{\varepsilon I} + I_{K.oI}; \quad (24)$$

$$I_{\varepsilon I} \approx I_{D\varepsilon I} = \frac{I_{\varepsilon.oI}}{1 - \alpha\alpha_I} (e^{U_{D\varepsilon I}} - 1). \quad (25)$$

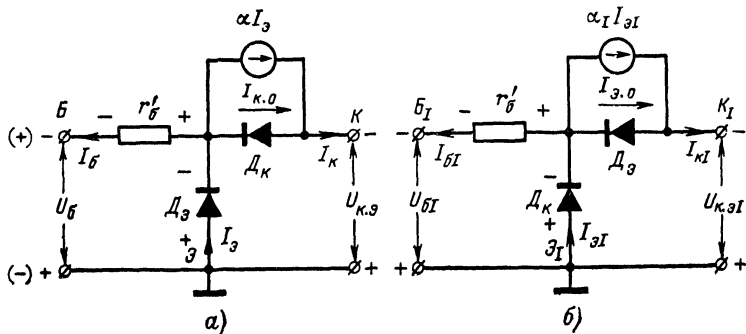


Рис. 12. Частная эквивалентная схема транзистора $p-n-p$ для постоянных токов.

а — при нормальном включении; б — при инверсном включении.

Выражениям (24) и (25) соответствует частная эквивалентная схема транзистора (рис. 12, б) с общим инверсным эмиттером (ОЭ_И).

Нетрудно заметить, что в инверсном режиме собственный обратный ток инверсного коллектора является собственным обратным током эмиттера, т. е. $I_{K.oI} = I_{\varepsilon.o}$ (соответственно $I_{\varepsilon.oI} = I_{K.o}$).

Если на базу транзистора при $U_{K.э} < 0$ подать положительное напряжение $U_б < |U_{K.э}|$, то оба перехода в схеме рис. 12, а окажутся обратно включенными. То же самое справедливо для схемы рис. 12, б при $U_{K.эI} < 0$ и $U_{бI} < |U_{K.эI}|$.

Ток коллектора при обратно включенных эмиттерном и коллекторном переходах является остаточным током коллекторной цепи $I_{K.ост}$. Используя равенства (19) и (20) и учитывая, что при указанных условиях $e^{39U_{D\varepsilon}} \approx e^{39U_{Dк}} \approx 0$, получим:

$$\begin{aligned} I_{K.ост} &= -\alpha \frac{I_{\varepsilon.o}}{(1 - \alpha\alpha_I)} + \frac{I_{K.o}}{(1 - \alpha\alpha_I)} = \frac{I_{K.o}}{(1 - \alpha\alpha_I)} - \\ &\quad - \frac{\alpha_I I_{K.o}}{(1 - \alpha\alpha_I)} = I_{K.o} \frac{(1 - \alpha_I)}{(1 - \alpha\alpha_I)}. \end{aligned} \quad (26)$$

В силу того, что $\alpha \approx 1$, остаточный ток коллекторной цепи оказывается примерно равным $I_{к.о}$, поэтому на практике обычно не делают различий между этими токами.

Ток эмиттера при обратно включенных коллекторном и эмиттерном переходах является остаточным током инверсной коллекторной цепи $I_{к.ост I} = I_{э.ост}$. Используя равенства (19) и (21) при указанных условиях, находим:

$$I_{к.ост I} = I_{э.ост} = I_{э.о} \frac{(1 - \alpha)}{(1 - \alpha_I \alpha)} \ll I_{э.о} < I_{к.о} \approx I_{к.ост}. \quad (27)$$

Этот ток оказывается значительно меньше $I_{э.о} < I_{к.о} \approx I_{к.ост}$, так как $\alpha_I < \alpha$. При реальных значениях параметров транзистора $\alpha = 0,985$ и $\alpha_I = 0,86$ (см. рис. 7) это уменьшение более чем в 10 раз. (В дрейфовых транзисторах при $\alpha_I < 0,1$ — в несколько сотен раз.)

Произведем расчет данных токов, полагая $\alpha = 0,98$ и $I_{к.о} = 2$ мкА, что примерно соответствует германиевому малоомощному транзистору. По диаграмме (см. рис. 7) находим $\alpha_I = 0,84$. Согласно равенству (19) $I_{э.о} = 0,84 \cdot 2 / 0,985 = 1,65$ мкА. По формулам (26) и (27) вычисляем:

$$I_{к.ост} = 2 \frac{1 - 0,84}{1 - 0,98 \cdot 0,84} = 2,09 = 1,8 \text{ мкА};$$

$$I_{к.ост I} = I_{э.ост} = 1,65 \frac{1 - 0,84}{1 - 0,84 \cdot 0,98} = 0,183 \text{ мкА}.$$

В силу того, что $\beta_I \ll \beta$, инверсные выходные характеристики транзистора в схеме с ОЭ в активной области располагаются значительно ниже по сравнению с обычными выходными характеристиками, снятыми при тех же значениях тока базы (см. рис. 10).

Следует обратить внимание на тот факт, что в обычной схеме транзистора с ОЭ смена знака коллекторного напряжения относительно эмиттера приводит к инверсному режиму (рис. 13), т. е.

в данном случае коллектор инжектирует дырки в базу, а эмиттер их экстрагирует. Используя понятие инверсного режима, можно определить величину тока коллектора $I_K | U_{к.э} > 0 = I_{э I}$ при $I_б = \text{const}$ и ориентировочно построить выходные статические характеристики транзистора в схеме с ОЭ в левой области (на рис. 10, б они показаны штриховыми линиями).

Рассмотрим нулевую характеристику $I_б = 0$. Известно, что в обычном режиме при обрыве цепи базы через транзистор течет сквозной ток $I_э = I_K = I_{к.скв} = I_{к.о} / (1 - \alpha) \approx \beta I_{к.о}$. При смене знака кол-

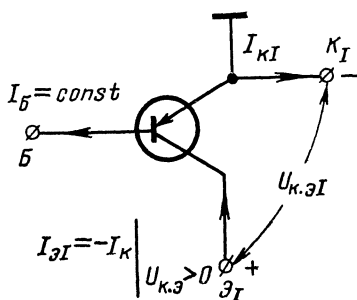


Рис. 13. Инверсная схема транзистора, поясняющая коллекторные характеристики нормально включенного транзистора при $U_{к.э} > 0$.

Используя данный способ для инверсного режима, можно построить инверсные выходные характеристики в левой области (на рис. 10, а — штриховые и штрих-пунктирные линии). При этом следует обратить внимание на то, что возникающая инверсия (в левой области характеристик) для инверсного включения приводит к нормальному режиму транзистора, т. е. при $U_{к.э.г} > 0$ эмиттер и коллектор транзистора в схеме с ОЭГ выполняют свои обычные функции.

У бездрейфового транзистора пробивное напряжение эмиттерного перехода (при $I_k = 0$) несколько меньше пробивного напряжения коллекторного перехода (при $I_b = 0$), так как эмиттерная область содержит большую дозу примеси, чем область коллектора. Поэтому $U_{э.б.проб} = U_{к.б.проб} < U_{к.б.проб}$.

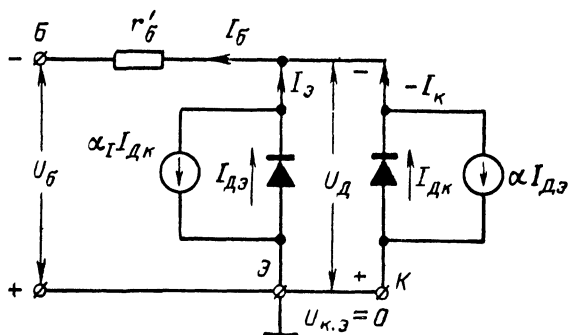


Рис. 15. Схема, поясняющая распределение тока базы транзистора между эмиттером и коллектором при $U_б < 0$ и $U_{к.э} = 0$.

В схеме транзистора с ОЭ и разомкнутой цепи базы ($I_b = 0$) величина пробивного напряжения коллекторного перехода $U_{к.э.проб}$, кроме концентрации примесей, зависит от возбуждаемого в этом переходе сквозного тока, т. е. в конечном итоге зависит от интегрального коэффициента передачи тока эмиттера и определяется выраже-

нием $U_{к.э.проб} \approx U_{к.б.проб} \sqrt[n]{1 - \alpha}$, где $n = 3 \div 5$ — коэффициент, зависящий от структуры и материала транзистора. Так как $\alpha_I < \alpha$, то для инверсного режима следует ожидать $U_{к.э.г.проб} \approx U_{к.б.проб} \sqrt[n]{1 - \alpha_I} \geq U_{к.э.проб}$.

У дрейфового транзистора из-за большой концентрации примеси в базе возле эмиттерного перехода напряжение электрического пробоя этого перехода оказывается относительно малым. Максимально допустимое напряжение инверсного коллектора дрейфового транзистора составляет 1—2 В.

При анализе работы транзистора в схемах переключателей малых токов особый интерес представляют начальные участки выходных характеристик. На рис. 10, а и б начальные участки выходных характеристик вынесены и изображены в увеличенном масштабе так, чтобы наглядно выявились свойства транзистора в режиме малых токов и напряжений. Определим токи, при которых эти характеристики пересекают оси координат.

Найдем ток коллектора при $U_{к.э}=0$; данное условие означает короткое замыкание коллектора с эмиттером (рис. 15). При $I_6 \neq 0$ ($U_6 < 0$) эмиттерный и коллекторный переходы смещаются в прямом направлении, оказываясь соединенными параллельно, поэтому для анализа этого случая необходимо пользоваться не частной, а общей эквивалентной схемой. В соответствии с рис. 15 ток базы $I_6 = I_3 + + (-I_k)$ распределяется между переходами, на которых падает одно и то же напряжение $U_{Дэ} = U_{Дк} = U_D > 0$.

Используя соотношения (13)–(18), с учетом равенства $e^{39U_{Дэ}} = e^{39U_{Дк}}$ получим:

$$I_k = \frac{\alpha I_{э.о}}{1 - \alpha \alpha_I} (e^{39U_{Дэ}} - 1) - \frac{I_{к.о}}{1 - \alpha \alpha_I} (e^{39U_{Дк}} - 1) = \\ = \frac{I_{к.о}}{1 - \alpha \alpha_I} (e^{39U_{Дэ}} - 1) (\alpha_I - 1);$$

$$I_3 = \frac{I_{э.о}}{1 - \alpha \alpha_I} (e^{39U_{Дэ}} - 1) - \frac{\alpha I_{к.о}}{1 - \alpha \alpha_I} (e^{39U_{Дк}} - 1) = \\ = \frac{I_{к.о}}{1 - \alpha \alpha_I} (e^{39U_{Дэ}} - 1) \left(\frac{\alpha_I}{\alpha} - \alpha_I \right).$$

$$\text{Следовательно, } \frac{I_3}{I_k} = \frac{I_6 + I_k}{I_k} = -\frac{\alpha_I}{\alpha} \frac{(1 - \alpha)}{(1 - \alpha_I)} = \\ = -\frac{\beta_I}{\beta},$$

откуда

$$I_k |_{U_{к.э}=0} = -I_6 \frac{\beta}{\beta_I + \beta}. \quad (28)$$

Аналогично получаем выражение для инверсного режима:

$$I_{к I} |_{U_{к.э I}=0} = -I_{6 I} \frac{\beta_I}{\beta + \beta_I}. \quad (29)$$

На основании выражений (28) и (29) можно сделать заключение, что инверсные выходные характеристики при одном и том же значении тока базы $I_6 = I_{6 I}$ пересекают ось ординат в точках, расположенных значительно ближе к нулю (см. рис. 10, а), так как $\beta_I \ll \beta$. Используя формулы (28) и (29), произведем расчет указанных токов для $I_6 = I_{6 I} = 0,5$ мА, полагая $\alpha = 0,97$ и $\alpha_I = 0,8$ (согласно рис. 7). Найдем: $\beta = 0,97/(1 - 0,97) = 32$; $\beta_I = 0,8/(1 - 0,8) = 4$.

$$-I_k |_{U_{к.э}=0} = 0,5 \cdot 32 / (32 + 4) = 0,443 \text{ мА};$$

$$-I_{к I} |_{U_{к.э I}=0} = 0,5 \cdot 4 / (32 + 4) = 0,055 \text{ мА}.$$

Найдем остаточное напряжение коллектора $U'_{к.э.ост}$ при $I_k=0$ ($I_3=I_6$); данное условие означает, что цепь коллектора разомкнута (рис. 16).

В соответствии с рис. 16 напряжение на разомкнутых зажимах коллекторной цепи оказывается равным $U_{к.э.ост} = -U_{Дэ} + U_{Дк}$.

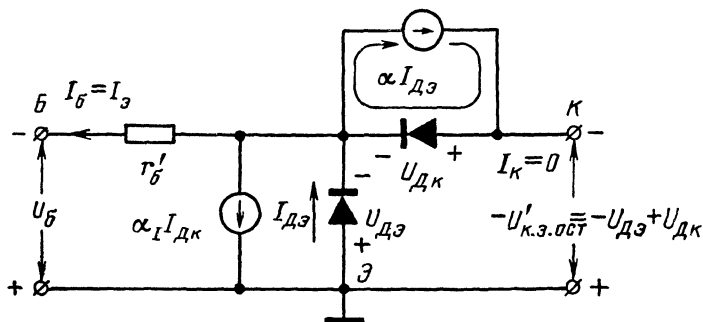


Рис. 16. Эквивалентная схема транзистора при $I_k=0$.

Используя соотношения (13)–(18), получаем:

$$0 = \frac{\alpha_I I_{к.о}}{1 - \alpha \alpha_I} (e^{39U_{Дэ}} - 1) - \frac{I_{к.о}}{1 - \alpha \alpha_I} (e^{39U_{Дк}} - 1);$$

$$I_3 = I_6 = \frac{\alpha_I I_{к.о}}{\alpha (1 - \alpha \alpha_I)} (e^{39U_{Дэ}} - 1) - \frac{\alpha_I I_{к.о}}{1 - \alpha \alpha_I} (e^{39U_{Дк}} - 1).$$

Имеем два уравнения с двумя неизвестными: $U_{Дэ}$ и $U_{Дк}$. Решая данную систему уравнений, находим:

$$U_{Дк} = \frac{1}{39} \ln \left(\frac{I_6}{I_{к.о}} \alpha + 1 \right) \approx \frac{1}{39} \ln \frac{I_6}{I_{к.о}} \alpha;$$

$$U_{Дэ} = \frac{1}{39} \ln \left(\frac{I_6 \alpha}{I_{к.о} \alpha_I} + 1 \right) \approx \frac{1}{39} \ln \frac{I_6 \alpha}{I_{к.о} \alpha_I}.$$

Приближенные равенства справедливы при $I_6 \gg I_{к.о}$, что для обычных режимов работы транзистора всегда выполняется. Отсюда

$$U_{к.э.ост} = -U_{Дэ} + U_{Дк} \approx \frac{1}{39} \ln \alpha_I. \quad (30)$$

Анализируя аналогичную схему при инверсном включении транзистора, получаем:

$$U'_{к.э.ост} = -U_{ДэI} + U_{ДкI} \approx \frac{1}{39} \ln \alpha. \quad (31)$$

Из выражений (30) и (31) следует, что $-U'_{к.э.ост I} < -U'_{к.э.ост}$, так как $\alpha_I < \alpha < 1$. Максимальному значению α (см. рис. 6) соответствует минимальное значение $-U'_{к.э.ост I}$. Ток базы, при котором остаточные напряжения минимальны, называется оптимальным током базы.

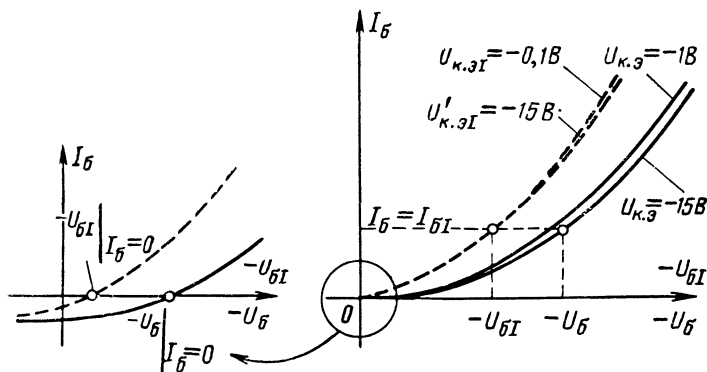


Рис. 17. Входные (базовые) характеристики транзистора в схемах с ОЭ и ОЭБ.

Определим $U'_{к.э.ост.мин}$ и $U'_{к.э.ост I мин}$ для транзистора, у которого $\alpha = 0,965$; соответственно $\alpha_I = 0,78$:

$$U'_{к.э.ост.мин} \approx \frac{1}{39} \ln 0,78 = -6,5 \text{ мВ};$$

$$U'_{к.э.ост I мин} \approx \frac{1}{39} \ln 0,965 = -0,9 \text{ мВ}.$$

На рис. 17 приведены семейства статических входных (базовых) характеристик транзистора в схемах с ОЭ и ОЭБ. Характеристики для инверсного режима показаны штриховыми линиями; относительно обычных они имеют чуть больший наклон. Согласно схеме рис. 12, а

$$U_б = -r'_б I_б - U_{Дэ}. \quad (32)$$

Значение $U_{Дэ}$ находим из выражения (23):

$$U_{Дэ} = \frac{1}{39} \ln \left[\frac{I_э}{I_{э.0}} (1 - \alpha \alpha_I) + 1 \right] \approx \frac{1}{39} \ln \frac{I_б \beta (1 - \alpha \alpha_I)}{I_{к.0} \alpha_I}. \quad (33)$$

Для инверсной схемы (см. рис. 12, б) аналогично находим:

$$U_{\text{б}I} = -r'_\text{б} I_{\text{б}I} - U_{\text{Дэ}I}; \quad (34)$$

$$U_{\text{Дэ}I} = \frac{1}{39} \ln \left[\frac{I_{\text{э}I}}{I_{\text{к.о}}} (1 - \alpha \alpha_I) + 1 \right] \approx \frac{1}{39} \ln \frac{I_{\text{б}I} \beta_I (1 - \alpha \alpha_I)}{I_{\text{к.о}} \alpha_I}. \quad (35)$$

Следовательно, при $I_{\text{б}} = I_{\text{б}I}$ значение $U_{\text{Дэ}} > U_{\text{Дэ}I}$, так как $\beta \gg \beta_I$; поэтому в соответствии с равенствами (32) и (34) при одном и том же значении тока базы имеем: $-U_{\text{б}} > -U_{\text{б}I}$ (рис. 17).

Инверсные характеристики пересекают ось абсцисс в точке, расположенной ближе к началу координат. Это можно установить по значениям $U_{\text{б}}|_{I_{\text{б}}=0} = -U_{\text{Дэ}}$ и $U_{\text{б}I}|_{I_{\text{б}I}=0} = -U_{\text{Дэ}I}$ при разомкнутой цепи базы. Известно, что при этом через транзистор в схеме с ОЭ течет сквозной ток $I_{\text{к}} = I_{\text{э}} = I_{\text{к.о}}/(1 - \alpha)$. Подставляя это значение в выражение (33), после соответствующих преобразований получаем:

$$U_{\text{б}}|_{I_{\text{б}}=0} \approx -\frac{1}{39} \ln \left[\frac{\beta}{\alpha_I} (1 - \alpha \alpha_I) + 1 \right]. \quad (36)$$

Для инверсного включения транзистора с ОЭ_I сквозной ток равен $I_{\text{к}I} = I_{\text{э}I} = I_{\text{э.о}}/(1 - \alpha_I)$. Подставляя это значение в выражение (35), после соответствующих преобразований получаем:

$$U_{\text{б}I}|_{I_{\text{б}I}=0} = -\frac{1}{39} \ln \left[\frac{\beta_I}{\alpha} (1 - \alpha \alpha_I) + 1 \right]. \quad (37)$$

Произведем расчет данных напряжений для германиевого транзистора с $\alpha = 0,97$ и $\alpha_I = 0,81$, откуда $\beta = 32,3$; $\beta_I = 4,26$.

Следовательно,

$$\begin{aligned} -U_{\text{б}}|_{I_{\text{б}}=0} &= \frac{1}{39} \ln \left[\frac{32,3}{0,81} (1 - 0,81 \cdot 0,97) + 1 \right] = 57 \text{ мВ}; \\ -U_{\text{б}I}|_{I_{\text{б}I}=0} &= \frac{1}{39} \ln \left[\frac{4,26}{0,97} (1 - 0,81 \cdot 0,97) + 1 \right] = 17 \text{ мВ}. \end{aligned}$$

Из всего сказанного в данном параграфе следует, что транзистор при инверсном включении с ОЭ_I обладает меньшими остаточными параметрами, т. е. он по своим свойствам оказывается ближе к идеальному ключу, чем транзистор при обычном включении. Остаточные параметры оказываются тем меньше, чем меньше отношение α_I α ; поэтому в схемах переключателей малых токов и напряжений иногда оказывается целесообразным использовать такие кремниевые или дрейфовые транзисторы, у которых $\alpha_I \approx \beta_I \ll 1$, несмотря на то, что эти транзисторы в инверсном режиме не обладают усилительными свойствами.

То, что инверсная входная характеристика пересекает ось абсцисс в точках, расположенных ближе к началу координат, делает целесообразным в простейшей схеме транзисторного амплитудного детектора использовать инверсное включение транзистора с ОЭ_I. Детектирующее свойство инверсной схемы оказывается лучшим также потому, что ее входное сопротивление постоянному току оказывается меньше входного сопротивления схемы при нормальном включении транзистора с ОЭ.

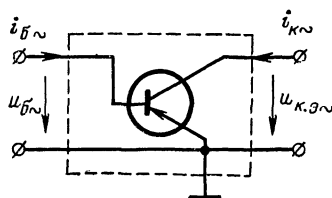
ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРА ПРИ ИНВЕРСНОМ ВКЛЮЧЕНИИ И МАЛОМ СИГНАЛЕ

В настоящее время для характеристики транзистора как усили-тельного элемента при малом сигнале в области низких частот наи-более широко используется система *h-параметров*. Применительно к схеме транзистора с ОЭ *h-параметры* определяют следующие два уравнения:

$$\left. \begin{aligned} u_{б\sim} &= h_{11э} i_{б\sim} + h_{12э} u_{к.э\sim}; \\ i_{к\sim} &= h_{21э} i_{б\sim} + h_{22э} u_{к.э\sim}, \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

которые полностью характеризуют транзистор в схеме с ОЭ, пред-ставленный в виде активного линейного четырехполюсника (рис. 18).

Рис. 18. Транзистор в схеме с ОЭ в виде активного линейного четырехполюсника (стрелками указаны направления токов и напряжений, принятых в тео-рии четырехполюсников за по-ложительные).



На рис. 19, *а* представлена упрощенная эквивалентная схема транзистора по переменному току для нормального включения, а на рис. 19, *б* — для инверсного. В схеме на рис. 19, *а* $r_э = \Delta U_э / \Delta I_э$ — дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода, которое можно вычислить, продифференцировав выражение (23). На практи-ке обычно пользуются упрощенной формулой

$$r_э \approx 26 / I_{э0}, \text{ Ом,}$$

где $I_{э0}$ — постоянная составляющая тока эмиттера, мА.

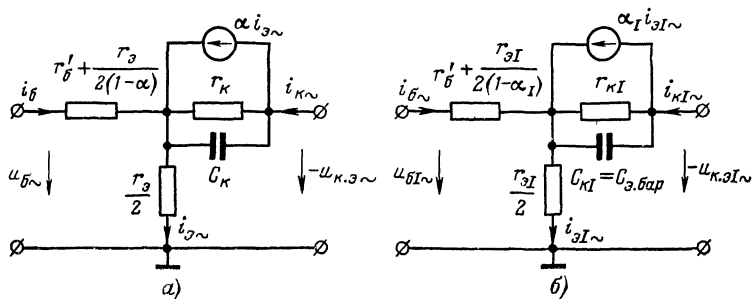


Рис. 19. Эквивалентные схемы транзистора для переменного тока.

а — для нормального включения; *б* — для инверсного. (Стрелки указывают направления переменных составляющих токов и напряжений, принятых для данных схем за положительные.)

Элемент $r_k = r_3 / 2(1 - \alpha) \mu_{k.э}$ представляет собой *дифференциальное сопротивление коллекторного перехода*, где $\mu_{k.э}$ — коэффициент, учитывающий влияние переменного коллекторного напряжения на эмиттер за счет эффекта модуляции толщины базы. Элемент $C_k = C_{k.бар} + C_{k.диф}$ представляет собой емкость коллекторного перехода. Так как коллекторный переход при работе транзистора в режиме усиления включен в обратном направлении ($C_{диф} \approx 0$), то $C_k \approx C_{k.бар}$. На низкой частоте емкость C_k влияния на работу схемы практически не оказывает. Аналогичный смысл имеют элементы эквивалентной схемы рис. 19, б.

Определим h -параметры для обеих схем и произведем их сравнение.

1. Из первой строки системы уравнений (38) определяем:

$$h_{11э} = \left. \frac{u_{6\sim}}{i_{6\sim}} \right|_{u_{k.э\sim}=0}.$$

Этот параметр называется *входным дифференциальным сопротивлением транзистора в схеме с ОЭ при короткозамкнутой по переменному току коллекторной цепи*, т. е. $h_{11э} = R_{вх.э}$ при $U_{k.э} = \text{const}$ ($u_{k.э} = 0$).

По схеме рис. 19, а при замкнутом выходе находим: $u_{6\sim} = i_{6\sim} r_6 + i_{э\sim} r_э$, откуда

$$h_{11э} = r'_6 + \frac{r_э}{2(1 - \alpha)} + \frac{r_э}{2(1 - \alpha)} = r'_6 + \frac{r_э}{1 - \alpha}.$$

Для инверсной схемы (рис. 19, б), получим:

$$h_{11эI} = r'_{6I} + \frac{r_{эI}}{1 - \alpha_I} \approx r'_{6I} + \frac{r_{эI}}{1 - \alpha_I}.$$

С помощью рис. 2 можно наглядно убедиться, что геометрические размеры базы транзистора при его нормальном и инверсном включениях оказываются практически одинаковыми. Следовательно, $r'_{6I} \approx r'_6$, что позволяет в дальнейшем не делать различия между этими сопротивлениями.

При одинаковых постоянных составляющих тока базы получим:

$$\frac{h_{11эI}}{h_{11э}} = \frac{r'_6 + 26(1 - \alpha_{нI})/I_{60}(1 - \alpha_I)}{r'_6 + 26(1 - \alpha_n)/I_{60}(1 - \alpha)} \approx 1, \quad (39)$$

где $r_э = 26(1 - \alpha_n)/I_{60}$ и $r_{эI} = 26(1 - \alpha_{нI})/I_{60}$; $\alpha \approx \alpha_n$ и $\alpha_I \approx \alpha_{нI}$.

При строгом анализе выражения (39) из-за некоторого различия коэффициентов α_I и $\alpha_{нI}$ получается значение чуть меньше единицы. Таким образом, при переходе от нормального режима к инверсному не происходит существенного уменьшения дифференциального входного сопротивления транзистора в схеме с ОЭ при условии $U_{k.э} = \text{const}$ и $I_{60} = \text{const}$.

2. Из второй строки системы уравнений (38) определяем:

$$h_{223} = \frac{i_{k\sim}}{u_{k.э\sim}} \bigg|_{I_{6\sim}=0}.$$

Этот параметр представляет собой *выходную дифференциальную проводимость транзистора в схеме с ОЭ при разомкнутой по переменному току цепи базы*, т. е. $h_{223} = 1/R_{вых.э}$ при $I_6 = \text{const}$.

По схеме рис. 19, а при разомкнутом входе получаем:

$$h_{223} = \frac{i_{k\sim}}{u_{k.э\sim}} = \frac{i_{k\sim}}{i_{k\sim} [r_э/2 + r_k(1-\alpha)]} = \frac{2}{r_э(1 + 1/\mu_{k.э})}. \quad (40)$$

По инверсной схеме (рис. 19, б) определяем:

$$h_{223I} = \frac{2}{r_{эI}(1 + 1/\mu_{k.эI})}. \quad (41)$$

Установлено, что для одномерной модели

$$\mu_{k.эI} \approx \mu_{k.э} \frac{d'_6}{d'_{6I}}, \quad (42)$$

где d'_6 — эквивалентная толщина базы при нормальном включении, а d'_{6I} — при инверсном.

Эквивалентная толщина базы характеризует усредненную длину пути дырок в базе между эмиттерным и коллекторным переходами.

Из рис. 2, а следует, что при нормальном включении транзистора лишь незначительное количество дырок перемещается в направлении коллектора через пассивную область базы; поэтому можно считать, что у нормально включенного транзистора эквивалентная толщина базы практически совпадает с толщиной ее активной области. Следует заметить, что эта толщина меньше толщины всего полупроводникового слоя базы $d'_6 < d_6$, так как коллекторный p - n переход при обратном смещении располагается в основном в области базы, имеющей меньшую концентрацию основных носителей ($n_6 \ll p_k$).

При инверсном включении транзистора (см. рис. 2, б) значительное количество дырок перемещается в направлении инверсного коллектора через пассивную область базы, поэтому эквивалентная толщина базы d'_{6I} , характеризующая усредненную длину пути дырок, оказывается существенно больше эквивалентной толщины базы нормально включенного транзистора $d'_{6I} > d'_6$. Кроме того, она значительно меньше зависит от толщины инверсного коллектора, так как эта толщина (и ее изменения) практически не влияет на длину пути дырок в пассивной области базы (рис. 2, б). Поэтому $\mu_{k.эI} < \mu_{k.э}$, что само по себе является достаточно важным, так как свидетельствует о меньшем влиянии инверсного коллекторного напряжения на инверсный эмиттер.

При одинаковых постоянных составляющих тока базы получаем:

$$\frac{h_{22\beta I}}{h_{22\beta}} = \frac{(1 - \alpha)(1 + 1/\mu_{K.3})}{(1 - \alpha_I)(1 + 1/\mu_{K.3 I})} < 1, \quad (43)$$

так как $\mu_{K.3 I} < \mu_{K.3}$ и $\alpha_I < \alpha$.

Меньшее значение выходной дифференциальной проводимости ($h_{22\beta I} < h_{22\beta}$) транзистора в схеме с ОЭ_I делает целесообразным использование этого режима в транзисторных стабилизаторах тока.

3. Параметр $h_{12\beta} = \left. \frac{u_{6\sim}}{-u_{K.3\sim}} \right|_{i_{6\sim}=0}$ называется *обратным коэффициентом передачи напряжения транзистора* в схеме с ОЭ, т. е. он является внутренним коэффициентом обратной связи транзистора в схеме с ОЭ по напряжению.

По схеме рис. 19, а при разомкнутой цепи базы находим:

$$h_{12\beta} = \frac{u_{6\sim}}{-u_{K.3\sim}} = \frac{i_{3\sim} r_3 / 2}{i_{3\sim} [r_3 / 2 + r_K (1 - \alpha)]} = \frac{1}{1 + 1/\mu_{K.3}} \approx \mu_{K.3}. \quad (44)$$

Для инверсной схемы (рис. 19, б)

$$h_{12I} \approx \mu_{K.3 I} < \mu_{K.3}. \quad (45)$$

Следовательно, транзистор с ОЭ при инверсном включении имеет меньший коэффициент обратной связи по напряжению, что может оказаться весьма полезным при конструировании некоторых специальных усилительных схем.

Уменьшение внутренней обратной связи в транзисторе означает меньшую зависимость его входных статических характеристик от величины напряжения коллекторной цепи. На рис. 17 видно, что инверсные базовые характеристики образуют более узкий веер, чем статические базовые характеристики транзистора при его обычном включении. Поэтому динамическое входное сопротивление усилительного каскада на транзисторе с ОЭ, включенного по инверсной схеме, значительно меньше зависит от величины сопротивления нагрузки, чем при обычной схеме. Следовательно, примерное равенство $R_{вх.3 I} \approx h_{11\beta I}$ оказывается более точным, чем равенство $R_{вх.3} \approx h_{11\beta}$ при $R_H \neq 0$.

4. Из второй строки системы уравнений (38) определяем:

$$h_{21\beta} = \left. \frac{i_{K\sim}}{i_{6\sim}} \right|_{u_{K.3\sim}=0} = \beta. \quad (46)$$

Известно, что $\beta_I = \frac{\alpha_I}{1 - \alpha_I} < \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$, так как $\alpha_I < \alpha$. Это

является недостатком инверсной схемы включения транзистора. Однако β_I меньше зависит от различного рода дестабилизирующих факторов, например от величины тока базы, что является несомненным преимуществом инверсного режима. На рис. 20 сплошной линией показана типичная зависимость $\beta/\beta_{\max} = \varphi_1(I_6)$ и штриховой линией $\beta_I/\beta_{I \max} = \varphi_2(I_6)$.

Уменьшение коэффициента $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$ с ростом тока $I_{\epsilon} > I_{\epsilon, \text{опт}}$ наступает из-за уменьшения коэффициента α , что согласно рис. 7 имеет место при относительно больших токах эмиттера $I_{\epsilon} > I_{\epsilon, \text{опт}}$ (большему току эмиттера на рис. 7 соответствует больший ток базы на рис. 20). Меньшая зависимость α_I от тока эмиттера I_{ϵ} предопределяет меньшую зависимость β_I от тока базы.

На высоких частотах пренебрегать комплексностью коэффициентов передачи тока эмиттера и тока базы уже нельзя, поэтому $\dot{\alpha} = \dot{I}_{\text{км}} / I_{\text{эм}}$ и $\dot{\beta} = \dot{I}_{\text{км}} / I_{\text{бм}} = \dot{\alpha} / (1 - \dot{\alpha})$. С увеличением частоты модули этих комплексных коэффициентов уменьшаются. На рис. 21, а и б сплошными линиями показаны зависимости $|\dot{\alpha}| = \psi_1(f)$ и $|\dot{\beta}| = \psi_2(f)$, которые достаточно точно выражаются формулами

$$|\dot{\alpha}| = \frac{\alpha}{\sqrt{1 + (f/f_{\alpha})^2}} \quad (47)$$

и

$$|\dot{\beta}| = \frac{\beta}{\sqrt{1 + (f/f_{\beta})^2}}, \quad (48)$$

где f_{α} — граничная частота транзистора в схеме с ОБ, при которой $|\dot{\alpha}| = \alpha / \sqrt{2}$;

$f_{\beta} \approx \frac{f_{\alpha}}{\beta + 1}$ — граничная частота транзистора в схеме с ОЭ, при которой $|\dot{\beta}| = \beta / \sqrt{2}$.

На рис. 21, а одно деление частотной оси соответствует 100 кГц, а на рис. 21, б 10 кГц. Уменьшение $|\dot{\alpha}|$ с увеличением f является следствием инерционности диффузионного процесса, обуславливающего перенос инжектированных дырок через базу. Чем длиннее путь инжектированных в базу носителей, тем меньше величина

$$f_{\alpha} \approx \frac{1,2 D}{\pi d_{\epsilon}^{'2}}, \quad (49)$$

где D — параметр полупроводниковых веществ, называемый коэффициентом диффузии; d_{ϵ}' — эквивалентная толщина базы.

При инверсном включении значительная часть инжектируемых в базу носителей достигает инверсного коллектора, двигаясь по пассивной (периферийной) части базы, т. е. по более длинному пути (см. рис. 2, б и г), поэтому $d_{\epsilon I}' < d_{\epsilon}'$ и $f_{\alpha I} \approx \frac{1,2 D}{\pi d_{\epsilon I}^{'2}} < f_{\alpha}$.

На основании качественного рассмотрения процессов, протекающих в работающем транзисторе, можно сделать следующие общие выводы: $f_{\alpha I}$ всегда меньше f_{α} ; отношение $f_{\alpha} / f_{\alpha I}$ тем больше, чем меньше отношение площадей $s_{\epsilon} / s_{\kappa}$ и чем больше значение α . На

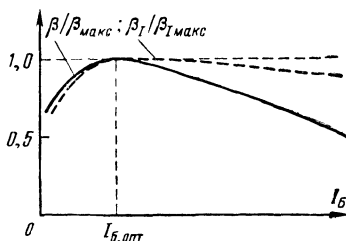


Рис. 20. Зависимости $\beta/\beta_{\text{макс}}$ и $\beta_I/\beta_{\text{макс}}$ от тока базы.

рис. 22 приведена примерная зависимость $f_\alpha/f_{\alpha I} = \varphi(\alpha)$ для германиевых сплавных транзисторов. Из диаграммы следует, что при обычных эксплуатационных значениях $\alpha = 0,93 \div 0,99$, $f_{\alpha I} = f_\alpha / 1,5 \div 5,5$. На рис. 21, а штриховой линией показана зависимость $|\dot{\alpha}_I| = \alpha_I / \sqrt{1 + (f/f_{\alpha I})^2}$.

Граничная частота транзистора в схеме с ОЭ_I связана с частотой $f_{\alpha I}$ обычным соотношением

$$f_{\beta I} \approx \frac{f_{\alpha I}}{\beta_I + 1}; \quad (50)$$

при этом оказывается, что $f_{\beta I}$ в несколько раз больше f_β . Это объясняется тем, что частоты f_α и $f_{\alpha I}$ обычно различаются в меньшее число раз (2—5), чем коэффициенты β и β_I (в 10 раз и более).

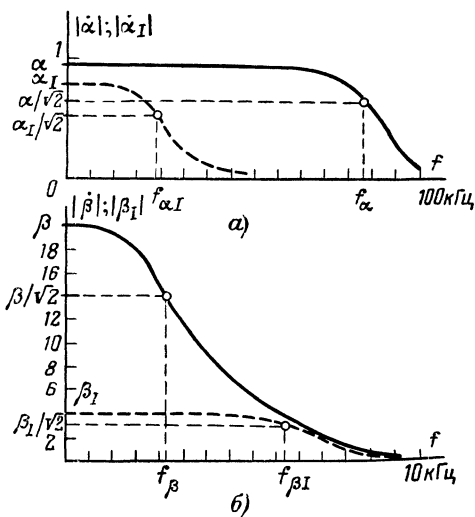


Рис. 21. Зависимости $|\dot{\alpha}|$ и $|\dot{\alpha}_I|$ от частоты (а); зависимости $|\dot{\beta}|$ и $|\dot{\beta}_I|$ от частоты (б).

На рис. 21, б штриховой линией показана зависимость

$$|\dot{\beta}_I| = \frac{\beta_I}{\sqrt{1 + (f/f_{\beta I})^2}}, \quad (51)$$

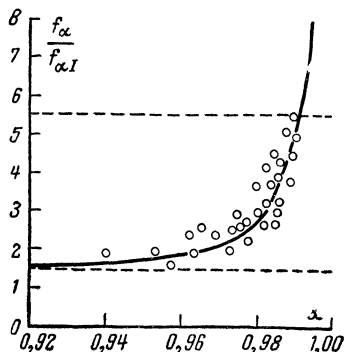
из которой следует, что частотные свойства транзистора в схеме с ОЭ при инверсном включении лучше, чем при обычном включении,

Таблица 1

Тип транзистора	$U_{к.э.ост.мин}'$ мВ	$I_{б.ост}'$ мА	$I_{к.ост}' = I_{э.ост}'$ мкА	β_I	$f_{\beta I}$
Германиевые	Сплавные бездрейфовые	0,5—2	≈0,5	0,1—2	4—15
	Диффузионные дрейфовые	0,1—0,8	0,1	0,01—0,03	0,1—0,3
Кремниевые	Сплавные бездрейфовые	1,5—4	2—3	—	0,2—2,5
	Диффузионные дрейфовые и планарные	0,2—0,5	≈0,15—0,5	0,001—0,003	0,05—0,15

так как $f_{\beta I} > f_{\beta}$. Это свойство может оказаться весьма полезным при необходимости расширения полосы равномерно усиливаемых частот усилителя, а также для сокращения переходных процессов в ключевых схемах.

Произведем расчет $f_{\beta I}$ для германиевого сплавного транзистора с $\alpha = 0,99$ и $f_{\alpha} = 20$ МГц (транзистор П407). По диаграммам (см. рис. 8 и 22) находим $\alpha_I \approx 0,88$; $f_{\alpha I} = f_{\alpha} / 5,5 = 3,7$ МГц. По формулам (6) и (50) вычисляем:



$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{0,99}{1 - 0,99} = 99;$$

$$\beta_I = \frac{\alpha_I}{1 - \alpha_I} = \frac{0,88}{1 - 0,88} = 7,35;$$

$$f_{\beta} \approx \frac{f_{\alpha}}{\beta + 1} = \frac{2 \cdot 10^7}{99 + 1} = 200 \text{ кГц};$$

$$f_{\beta I} \approx \frac{f_{\alpha I}}{\beta_I + 1} = \frac{3,7 \cdot 10^6}{7,35 + 1} =$$

Рис. 22. Экспериментальная зависимость $f_{\alpha}/f_{\alpha I}$ от α .

$$= 445 \text{ кГц};$$

$$\frac{f_{\beta I}}{f_{\beta}} = \frac{445}{200} = 2,2; \text{ обычно } f_{\beta I} = f_{\beta} (2 \div 5).$$

Следует заметить, что при инверсном включении емкость, шунтирующая инверсный коллекторный переход, является барьерной емкостью эмиттера $C_{KI} = C_{э.бар}$, которая меньше емкости C_K , так как $s_{\alpha} < s_K$. Поэтому постоянная времени коллекторной цепи транзистора в инверсном режиме $\tau_{KI} = C_{KI} r'_{б} = C_{э.бар} r'_{б}$ меньше $\tau_K = C_K r'_{б}$, что также предопределяет лучшие частотные свойства транзистора в схеме с ОЭ.

В табл. 1 приведены ориентировочные значения основных инверсных параметров для различных типов транзисторов.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИНВЕРСНОГО РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРА В СХЕМАХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ

Как отмечалось, инверсное включение транзистора находит наиболее широкое применение в схемах переключателей. Одной из основных разновидностей этих схем являются амплитудные фазочувствительные модуляторы и детекторы. Транзисторные амплитудные фазочувствительные модуляторы и детекторы используются в специальных усилителях постоянного тока (УПТ), постоянного напря-

жения (УПН), для прямого и обратного преобразований усиленного сигнала.

На рис. 23 приведена блок-схема подобного УПН. Слабый медленно изменяющийся сигнал напряжения u_c поступает непосредственно на амплитудный фазочувствительный модулятор (M), который преобразует его в амплитудно-модулированный сигнал. Данное преобразование осуществляется с помощью коммутирующего переменного напряжения u_k , имеющего постоянную частоту f_k , много большую самой высокой частоты входного напряжения $f_{c, \max}$ (f_k обычно составляет несколько сотен герц, а f_c — единицы герц).

Форма исходного напряжения u_c в преобразованном сигнале представлена огибающей, контуры которой на рис. 23 показаны штриховой линией. При смене полярности входного напряжения фа-

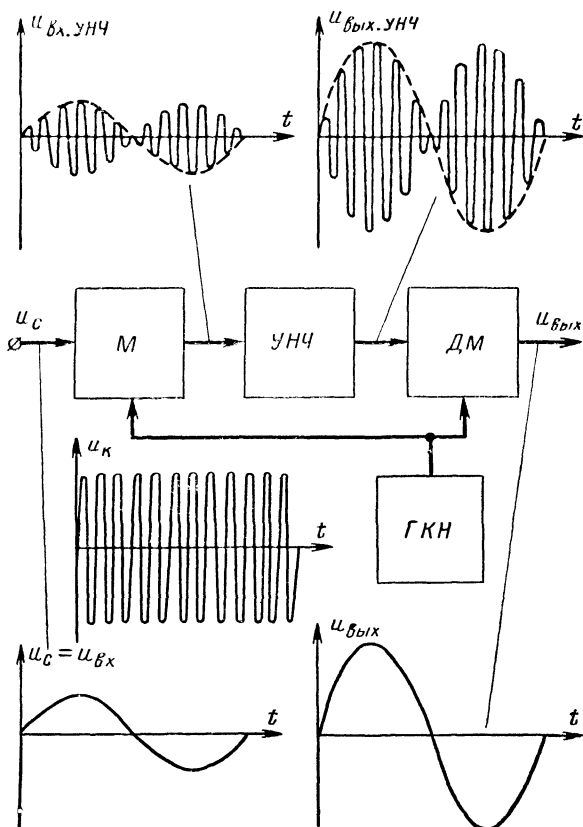


Рис. 23. Блок-схема усилителя медленно изменяющегося (постоянно-го) напряжения (УПН) с преобразованием усиляемого сигнала.

M — модулятор; $УНЧ$ — усилитель напряжения низкой частоты; $ДМ$ — демодулятор; $ГКН$ — генератор коммутирующего напряжения.

за амплитудно-модулированного сигнала изменяется на 180° . Преобразованный сигнал усиливается с помощью обычного (широкополосного) усилителя напряжения низкой частоты (УНЧ) и поступает на демодулятор (ДМ), где восстанавливается его первоначальная форма. Непосредственное усиление медленно изменяющегося напряжения (или тока) связано обычно с большими трудностями, поэтому УПТ с модуляцией и демодуляцией сигнала имеют значительно лучшие показатели.

Простейшая схема однополупериодного (однотактного) модулятора представлена на рис. 24, а. Так как данная схема по существу является электронным ключом, то для уменьшения его остаточных

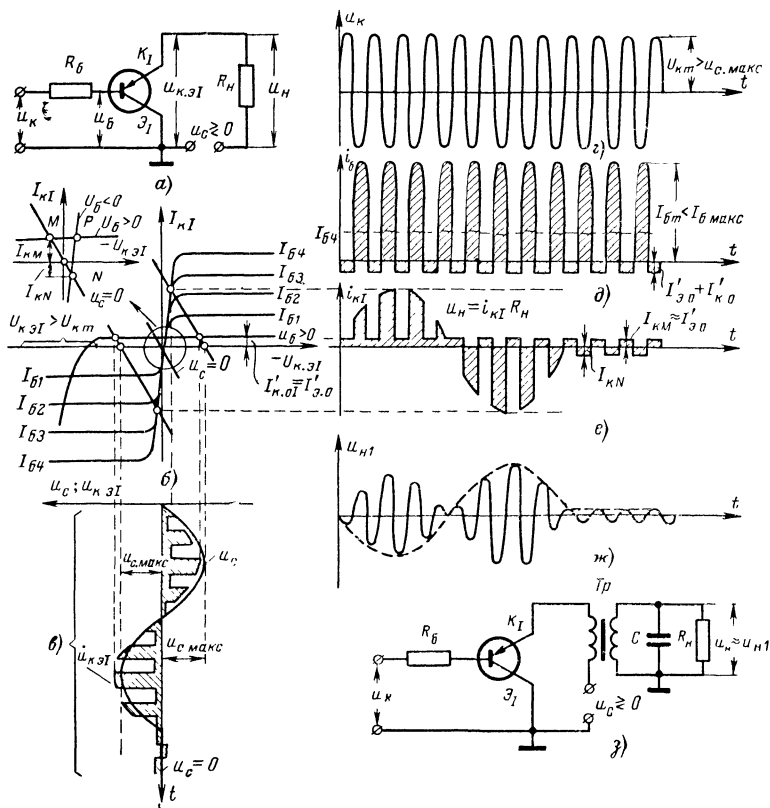


Рис. 24. Работа схемы однополупериодного амплитудного модулятора.

а — схема простейшего однополупериодного модулятора; б — выходные характеристики транзистора; в — временные диаграммы входного сигнала и коллекторного напряжения (заштриховано); г — коммутирующее напряжение; д — ток базы; е — ток коллектора; ж — первая гармоника выходного сигнала; з — схема модулятора с фильтром, выделяющим амплитудно-модулированный сигнал.

параметров транзистор в схеме целесообразно использовать при инверсном включении.

Напряжение преобразуемого сигнала u_c (рис. 24, в) подается в коллекторную цепь. Оно используется в качестве источника питания коллекторной цепи транзистора; коммутирующее напряжение u_k (рис. 24, г) подается на базу транзистора через резистор R_6 , который ограничивает величину тока базы открытого и насыщенного транзистора так, чтобы всегда выполнялось условие $I_{бт} = (U_{кт} - U_{бт})/R_6 \approx \approx U_{кт}/R_6 < I_{к.макс}/\beta$, где $I_{к.макс}$ — максимально допустимый ток коллектора. Импульсы тока базы должны иметь величину, обеспечивающую режим глубокого насыщения транзистора при любом значении u_c . Кроме этого, всегда должно выполняться неравенство $U_{кт} > > u_{с.макс}$, чтобы не происходило открытие инверсного коллекторного перехода при $u_k > 0$ (рис. 24, б). В частном случае коммутирующее напряжение может иметь прямоугольную форму.

Рассмотрим работу схемы модулятора. На рис. 24, б приведены статические выходные характеристики транзистора в схеме с ОЭ для инверсного режима, нанесенные совместно с нагрузочной характеристикой, положение которой определяют величины R_H и u_c . Так как напряжение u_c , питающее коллекторную цепь, изменяется как по величине, так и по знаку, то это вызывает соответствующие изменения положения нагрузочной характеристики. На рис. 24, б показаны положения этой характеристики для нулевого и максимальных значений напряжения u_c . Коммутирующее напряжение u_k (рис. 24, г) производит замыкание и размыкание транзисторного ключа. При отрицательном полупериоде коммутирующего напряжения ($u_k < 0$) транзисторный ключ замкнут; ток базы и ток коллектора открытого и насыщенного транзистора определяются примерными равенствами:

$$i_6 = - \frac{u_k - |u_c|}{R_6} \approx - \frac{u_k}{R_6} \Big|_{u_k < 0}; \quad (52)$$

$$i_{кI} = - \frac{u_c}{R_H + r_{н.э}} \approx - \frac{u_c}{R_{н}}. \quad (53)$$

Преобразования в равенствах (52) и (53) произведены с учетом того, что $u_k \gg u_c$ ($R_6 \gg R_{вх.э}$ и $R_H \gg r_{н.э}$).

При положительном полупериоде коммутирующего напряжения ($u_k > 0$) транзисторный ключ разомкнут; ток базы и ток инверсного коллектора независимо от величины $u_c \geq 0$ оказываются примерно равными:

$$i_6 \approx -I'_{к.0I} - I'_{э.0I} = -I'_{э.0} - I'_{к.0} = \text{const}; \quad (54)$$

$$i_{кI} \approx I'_{к.0I} = I'_{э.0} = \text{const}. \quad (55)$$

Таким образом, ток базы при синусоидальной форме коммутирующего напряжения (рис. 24, г) и в соответствии с выражениями (52) и (54) представляет собой периодическую последовательность положительных почти синусоидальных импульсов с углом отсечки, близким к 90° (рис. 24, д), а ток коллектора в соответствии с выражениями (53) и (55) приобретает форму почти прямоугольных импульсов с амплитудами прямо пропорциональными текущему (мгновенному) значению $|u_c|$ и полярностью, зависящей от знака данного напряжения (рис. 24, е).

Напряжение, выделяющееся на нагрузке R_H , повторяет форму коллекторного тока, так как $u_H = i_{KI} R_H$. С помощью фильтра можно выделить первую гармонику сигнала преобразованного модулятором u_{H1} (рис. 24, ж). Следует обратить внимание на то, что частота первой гармоники соответствует частоте коммутирующего сигнала f_K , а ее фаза сдвигается на 180° при переходе от одной полярности импульсов к другой. Этот сдвиг позволяет при обратном преобразовании сигнала вывить полярность исходного сигнала. Выделение первой гармоники сравнительно просто осуществляется с помощью трансформатора, вторичная обмотка которого зашунтирована емко-

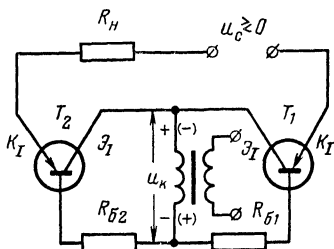
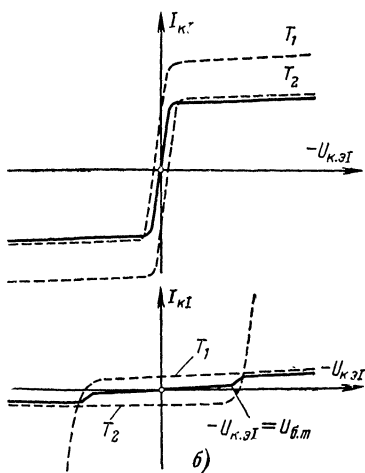


Рис. 25. Двухтранзисторный ключ с последовательной компенсацией остаточных параметров.

Рис. 26. Симметричные характеристики открытого (а) и закрытого (б) транзисторных ключей.



стью C с таким расчетом, чтобы у него проявились резонансные свойства на частоте f_K (рис. 24, з). Одновременно трансформатор позволяет согласовать выход модулятора с сопротивлением нагрузки.

Простейший однополупериодный (однотактный) модулятор обладает следующими основными недостатками:

1. Даже при инверсном включении транзистор не является идеальным ключом. На рис. 24, б начальные участки выходных характеристик транзистора вынесены и изображены в увеличенном масштабе. Из этого рисунка видно, что при положительном полупериоде коммутирующего напряжения ($u_б > 0$ и $u_е = 0$) состояние коллекторной цепи характеризуется точкой M , а при отрицательном полупериоде ($u_б < 0$ и $u_е = 0$) — точкой N . Следовательно, коллекторный ток и коллекторное напряжение продолжают модулироваться даже при $u_е = 0$ (рис. 24, в и е). Данное обстоятельство приводит к тому, что на выходе УПН (после модулятора) появляется некоторое напряжение, зависящее только от нестабильных остаточных параметров, т. е. возникает явление, называемое в усилительной технике дрейфом нуля. Очевидно, дрейф нуля будет тем меньше, чем меньше остаточные параметры (чем ближе точка P на рис. 24, б будет расположена к началу координат).

2. Обычный транзистор не является полностью симметричным, поэтому отрицательные импульсы инверсного коллекторного тока получаются несколько больше положительных импульсов (рис. 24, б). Это приводит к искажению формы огибающей первой гармоники преобразованного сигнала (рис. 24, ж).

3. Недостатком простейшего однополупериодного модулятора является также трудность качественного выделения первой гармонической составляющей сигнала.

Для уменьшения дрейфа нуля усилителя и устранения асимметрии схемы модулятора часто используют метод компенсации остаточных параметров транзистора. Достаточно хорошие результаты дает последовательное (встречное) соединение двух транзисторных ключей (рис. 25). При этом, как и в предыдущей схеме модулятора, оба транзистора целесообразно включить инверсно. К базам транзистора через ограничительные резисторы $R_{б1}$ и $R_{б2}$ прикладывается одно и то же коммутирующее напряжение, которое одновременно закрывает или открывает оба транзистора [запирающее напряжение на рис. 25 помечено знаками $(-)$ и $(+)$]. При встречном включении транзисторов T_1 и T_2 их остаточные токи и остаточные напряжения направлены противоположно, что и вызывает их взаимную компенсацию. На рис. 26, а стриховыми линиями показаны две выходные статические характеристики открытых, а на рис. 26, б — закрытых транзисторов T_1 и T_2 , взятых в отдельности. Сплошными линиями показаны характеристики последовательного двухтранзисторного ключа. При построении результирующих характеристик учтено, что при последовательном соединении транзисторов ток в общей цепи определяется меньшим из одинаково направленных токов, а результирующее напряжение равно алгебраической сумме напряжений на каждом из транзисторов.

В идеальном случае при совершенно одинаковых транзисторах результирующие характеристики получаются симметричными, проходящими через начало координат. Следовательно, при $u_c = 0$ остаточные напряжение и ток двухтранзисторного ключа обращаются в нуль. Но так как параметры транзисторов не остаются постоянными, а изменяются под воздействием различных дестабилизирующих факторов, то даже при специально подобранных идентичных транзисторах симметричность схемы в процессе работы нарушается. Однако эти изменения обычно происходят в одну сторону, поэтому остаточные параметры двухтранзисторного ключа оказываются значительно меньшими, чем у ключа, собранного на одном транзисторе. Двухтранзисторный ключ имеет еще одно достоинство по сравнению с однотранзисторным. Необходимо, чтобы у последнего запирающее напряжение $U_{бт}$ было больше по величине $u_{с.макс}$. Только в этом случае транзисторный ключ будет закрыт при любом значении u_c . В двухтранзисторном ключе, если напряжение u_c превысит величину запирающего напряжения $U_{бт}$, откроется только один транзистор; другой транзистор останется закрытым, и нормальная работа ключа не нарушится (рис. 26, б). Данная особенность двухтранзисторного ключа позволяет использовать коммутирующее напряжение в виде импульсов только открывающей полярности.

На рис. 27, а приведена схема двухполупериодного (двухтактно-го) модулятора со встречным и инверсным включением транзисторов. Вторичные обмотки трансформатора Tr_1 включены так, что коммутирующие напряжения $u_{к1}$ и $u_{к11}$ изменяются в противофазе одно относительно другого. Вследствие этого верхний I и нижний (по

схеме) *II* двухтранзисторные ключи открываются поочередно через каждую половину периода коммутирующего напряжения. За один полупериод по первому плечу первичной обмотки трансформатора протекает ток $i_I = u_c / (R'_H + 2r_{н.э})$; в следующий полупериод по второму плечу протекает такой же ток $i_{II} = u_c / (R'_H + 2r_{н.э})$, имеющий в первичной обмотке трансформатора противоположное току i_I на-

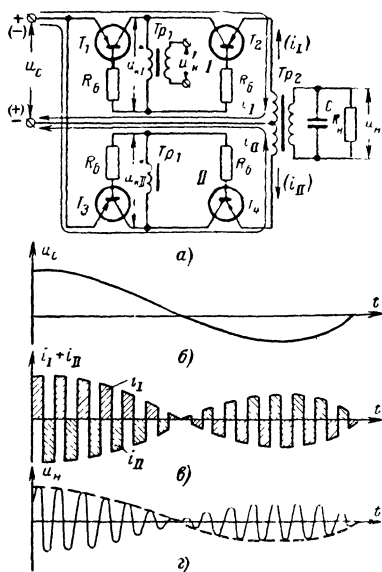


Рис. 27. Схема двухполупериодного (двухтактного) модулятора с компенсированными двухтранзисторными ключами (а) и временные диаграммы токов и напряжений в цепях модулятора (б, в и г).

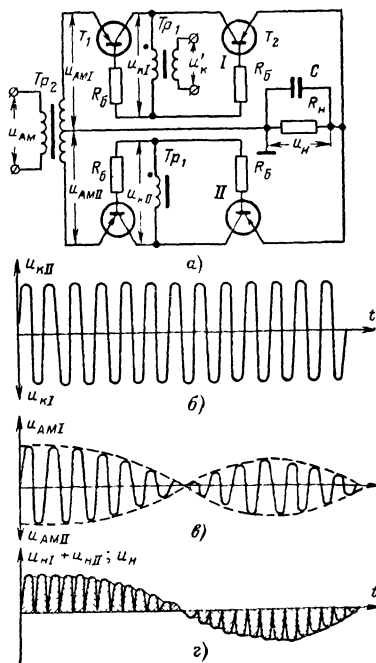


Рис. 28. Схема двухполупериодного (двухтактного) фазочувствительного демодулятора с компенсированными двухтранзисторными ключами (а) и временные диаграммы токов и напряжений в цепях демодулятора (б, в и г).

правление. При смене полярности напряжения u_c (рис. 27, б) направления токов i_I и i_{II} изменяются на противоположные. В результате на выходе создается модулированный ток (рис. 27, в). Для наглядности токи i_I и i_{II} на рис. 27, в заштрихованы с различными наклонами штриховки.

На рис. 27, г показано напряжение на нагрузке при наличии конденсатора C , образующего совместно с индуктивностями трансфор-

матора Tp_2 фильтр для выделения первой гармоники выходного сигнала.

На рис. 28, а изображена двухполупериодная (двухтактная) схема демодулятора на транзисторах, в которой, как и в предыдущей схеме двухтактного модулятора, осуществлена компенсация остаточных параметров двухтранзисторных ключей с инверсным включением транзисторов. Вторичные обмотки трансформатора Tp_1 включены так, что коммутирующие напряжения $u_{кI}$ и $u_{кII}$ изменяются в противофазе, вследствие чего верхний I и нижний по схеме II двухтранзисторные ключи открываются поочередно через каждую половину периода коммутирующего напряжения (рис. 28, б). Амплитудно-модулированное колебание после соответствующего усиления поступает на первичную обмотку дифференциального трансформатора Tp_2 ; со вторичной обмотки дифференциального трансформатора амплитудно-модулированные колебания поступают на транзисторные ключи с противоположными фазами (рис. 28, в). Необходимым условием работы демодулятора является строгая синхронность амплитудно-модулированного и коммутирующего напряжений. Данное обстоятельство особых затруднений не вызывает, так как в УПН модулятор и демодулятор используют для коммутации колебаний от одного и того же генератора коммутирующего напряжения (ГКН).

При совпадении фазы коммутирующего и амплитудно-модулированного сигналов (когда $u_c > 0$) ток первого полупериода через открытый верхний по схеме транзисторный ключ поступает в нагрузку и создает на ней положительный синусоидальный импульс напряжения (рис. 28, г)

$$u_{нI} = R_n \frac{u_{AM I}}{R_n + 2r_{н.э}} \approx u_{AM I}. \quad (56)$$

При выводе формулы (56) не учитывалось влияние емкости C . В следующий полупериод ток через открытый транзисторный ключ II поступает в нагрузку и опять создает на ней положительный синусоидальный импульс напряжения $u_{нII} \approx u_{AM II}$. На рис. 28, г для наглядности импульсы напряжения на нагрузке, создаваемые ключами I и II , заштрихованы с различными наклонами штриховки.

При отрицательном напряжении исходного сигнала ($u_c < 0$) фаза амплитудно-модулированного колебания сдвигается на 180° . В данном случае импульсы напряжения, создающие токи открываемых поочередно ключей, будут иметь уже противоположную полярность. Поэтому меняют полярность и синусоидальные импульсы напряжения на нагрузке, которые примерно равны напряжению плеч дифференциального трансформатора в соответствующие полупериоды амплитудно-модулированного колебания (рис. 28, г).

Конденсатор C , подключенный параллельно нагрузке, сглаживает импульсы напряжения, вызываемые импульсными токами ключей, что позволяет достаточно точно воспроизвести форму исходного сигнала,

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИНВЕРСНОГО РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРА В ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМАХ ЭЦВМ

Как известно, логика электронных цифровых вычислительных машин (ЭЦВМ) строится на основе двоичной системы счисления. При этом нулю приписывается один уровень напряжения, а единице — другой, например более высокий, уровень напряжения (рис. 29). На рис. 30 приведена упрощенная схема транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ), выполненная на транзисторах типа $n-p-n$ и реализу-

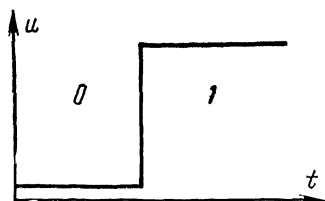


Рис. 29. Уровни напряжения, соответствующие логическим 0 и 1.

ющая логическую операцию И—НЕ. Операция И означает, что схема срабатывает только при одновременном воздействии на все входы сигнала, соответствующего логической 1 (высокий уровень напряжения). При воздействии хотя бы на один из входов логического 0 (низкий уровень напряжения) выходное напряжение принимает (или сохраняет) исходное значение. Операция НЕ непосредственного от-

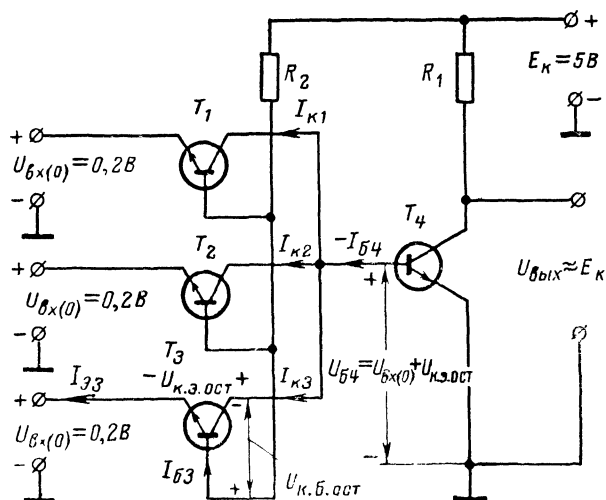


Рис. 30. Упрощенная схема ТТЛ, реализующая логическую операцию И—НЕ.

ношения к логике И не имеет, а обозначает присущее данной схеме инвертирующее свойство, заключающееся в простой смене уровня выходного сигнала. Так, например, при воздействии на все входы высоких уровней напряжения на выходе схемы выделяется низкий уровень напряжения.

Рассмотрим работу схемы ТТЛ, осуществляющую операцию И—НЕ (рис. 30). Допустим, что на все входы логической схемы с предыдущих схем подаются низкие уровни напряжения $U_{вх(0)} = 0,2$ В. При этом входные транзисторы T_1 , T_2 и T_3 оказываются нормально включенными и глубоко насыщенными. На базу выходного (кремниевого) транзистора T_4 поступает положительное напряжение $U_{б4} = U_{вх(0)} + U_{к.э.ост} \approx 0,2 + 0,1 = 0,3$ В, которое не может открыть этот транзистор, так как в данном случае $U_b \leq U_b|_{I_b=0}$ (см. рис. 17).

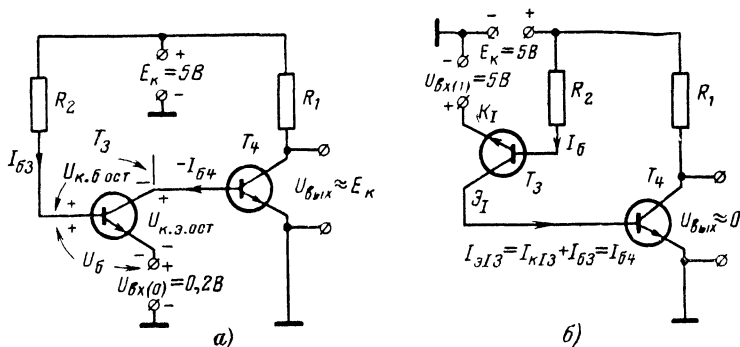


Рис. 31. Вспомогательная схема, поясняющая работу схемы ТТЛ при воздействии логических 0 на все входные транзисторы (а); вспомогательная схема, поясняющая работу ТТЛ при воздействии логических 1 на все входные транзисторы (б).

Поясним сделанное утверждение с помощью схемы (рис. 31, а), на которой все входные транзисторы (находящиеся в одинаковых условиях и соединенные параллельно, см. рис. 30) заменены одним входным транзистором T_3 . При $U_{вх(0)} = 0,2$ В входной транзистор оказывается нормально включенным и открытым, так как в цепи его базы течет положительный ток $I_{б3} = \frac{E_k - U_{вх(0)}}{R_2}$, замыкающийся

через эмиттерный переход на минус источника E_k . Следовательно, на базе транзистора T_3 относительно эмиттера выделяется положительное напряжение, что для транзистора $n-p-n$ является нормальным питающим напряжением. Следует заметить, что потенциал базы входного транзистора относительно земли численно равен $U_b + U_{вх(0)} \approx 1$ В. На коллектор входного транзистора через резистор R_1 и коллекторный переход транзистора T_4 подан плюс источника E_k , что является нормальным питающим напряжением транзистора типа $n-p-n$. С помощью резистора R_1 нетрудно добиться режима насыщения входного транзистора; при этом $U_{к.э.ост} = U_{к.э.ост} \approx 0,1$ В.

Положительного напряжения $U_{б4} = U_{вх}(0) + U_{к.з.ост} \approx 0,3$. В недостаточно, чтобы открыть выходной (кремниевый) транзистор, у которого обычно $U_{б1}|_{I_{б0}} = (0,4 \div 0,5)$ В; поэтому транзистор T_4 закрыт. В цепи его базы течет очень маленький ток — $I_{б4} = I_{к4} = 0 \div I_{к.о4}$, который является коллекторным током нормально включенного и поэтому глубоко насыщенного транзистора T_3 . У насыщенного транзистора $n-p-n$ на коллекторе относительно базы выделяется небольшое отрицательное напряжение $U_{к.б.ост}$ (см. рис. 4, а, где для транзистора типа $n-p-n$ должно быть $U_{к.б.ост} < 0$).

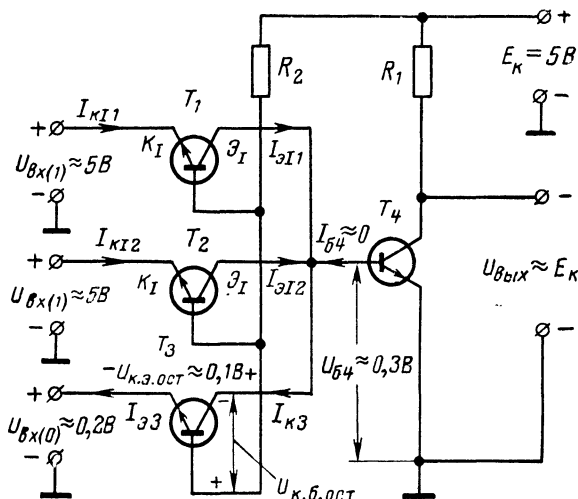


Рис. 32. Схема ТТЛ И—НЕ при воздействии 0 на один из входов.

В схеме (см. рис. 30) отрицательный ток базы закрытого выходного транзистора распределяется между коллекторами открытых и глубоко насыщенных входных транзисторов, т. е. $-I_{б4} = I_{к1} + I_{к2} + I_{к3}$. Так как выходной транзистор закрыт, то выходное напряжение логической схемы (рис. 30) приобретает высокий уровень $U_{вых} \approx E_k$, который считается исходным.

Если на один или несколько входов подать высокие уровни напряжения $U_{вх1} = 5 В$, то транзисторы этих входов окажутся включенными по инверсной схеме и насыщенными (транзисторы T_1 и T_2 на схеме рис. 32). Действительно, высокий уровень положительного входного напряжения [превышающего небольшой положительный потенциал базы $U_{б3} + U_{вх}(0) < U_{вх}(1)$] обеспечивает питание инверсных коллекторов данных транзисторов, а к их инверсным эмиттерам приложено прямое (отрицательное) напряжение $U_{к.б.ост} < 0$ с участка коллектор — база нормально включенного и насыщенного транзистора T_3 , на вход которого продолжает поступать низкий уровень входного напряжения. При этом напряжение на базе T_4

практически не изменяет своего значения $U_{б4} = U_{вх(0)} + U_{к.з.ост} \approx \approx 0,3$ В и он остается закрытым.

Коллекторные токи инверсных включенных транзисторов T_1 и T_2 приводят к увеличению эмиттерного и коллекторного токов транзистора T_3 , на входе которого низкий уровень напряжения (см. рис. 31): $I_{к3} \approx I_{э11} + I_{э12}$; $I_{б3} = I_{б3} + I_{к3}$. Входные токи схемы $I_{к11} \approx \alpha_{11} I_{э11} \times \times I_{к12} \approx \alpha_{12} I_{э12}$ и $I_{б3}$ вызывают бесполезный расход мощности источников питания и, кроме этого, увеличивают выходные токи предыдущих схем. Поэтому их желательно сделать по возможности малыми, что достигается соответствующим выбором транзисторов с малыми значениями инверсных коэффициентов передачи тока эмиттера. Обычно $\alpha_I < 0,1/m$, где m — число входов схемы. Такое условие могут удовлетворить маломощные кремниевые транзисторы.

Если на все входы схемы одновременно подать высокие уровни напряжения, то все входные транзисторы окажутся включенными по инверсной схеме и ток базы выходного транзистора станет равным $I_{б4} = I_{э11} + I_{э12} + I_{э13} > I_{б.н.}$. При данном токе базы выходной транзистор открывается и попадает в режим насыщения. Только в этом случае выходное напряжение $U_{вых}$ имеет низкий уровень, что служит информацией об одновременном воздействии высоких уровней напряжения на все входы схемы, в чем и выражается существо логической операции И.

Поясним сделанное утверждение с помощью схемы (см. рис. 31, б), на которой все входные транзисторы, находящиеся в одинаковых условиях (на всех входах присутствует 1), заменены одним транзистором T_3 .

По резистору R_2 течет ток базы транзистора T_3 . Следовательно, потенциал базы этого транзистора относительно земли меньше $E_k = = 5$ В. Входное напряжение $U_{вх}(1) = 5$ В обеспечивает питание инверсного коллектора T_3 . Ток базы $I_{б3}$ является составляющей тока $I_{б4}$ и открывает транзистор T_4 , поэтому на инверсный эмиттер входного транзистора через открытый эмиттерный переход T_4 подается минус от источника входного напряжения $U_{вх}(1)$, что обеспечивает нормальное питание инверсного эмиттера входного транзистора.

В цепи базы выходного транзистора к току базы $I_{б3}$ добавляется ток $I_{к13}$, т. е. $I_{б4} = I_{э13} = I_{б3} + I_{к13}$, что обеспечивает режим глубокого насыщения выходного транзистора.

На практике элементы ТТЛ, используемые в ЭЦВМ, выполняют в виде монолитных или гибридных интегральных схем (ИС). В этих схемах входные транзисторы ТТЛ И—НЕ обычно объединяют в многоэмиттерный транзистор (рис. 33), у которого m эмиттерных переходов имеют общую базу и общий коллекторный переход, выполненные на одном кристалле. Это соответствует схеме рис. 30, на которой все базы и коллекторы входных транзисторов соединены.

В многоэмиттерном транзисторе приходится учитывать вредное взаимное влияние эмиттерных переходов; в остальном он действует как группа дискретных входных транзисторов на схеме рис. 30, т. е. работа многоэмиттерного транзистора в ТТЛ И—НЕ связана с переходом его частных транзисторов в инверсный режим. При изготовлении многоэмиттерного транзистора добиваются того, чтобы инверсные коэффициенты передачи тока эмиттера частных транзисторов были относительно малы и находились в пределах $0,05/m < \alpha_I < < 0,1/m$.

В настоящее время в ЭЦВМ широко используются транзисторные ключи, работающие от источника переменного напряжения. На-

грузкой такого ключа может служить емкость (рис. 34). Емкость как реактивный элемент не потребляет энергии, что делает подобный ключ весьма экономичным.

При подаче на базу постоянного положительного напряжения транзистор закрыт: ключ разомкнут и переменный ток через нагрузку не протекает. Чтобы транзистор оставался закрытым как для отрицательного, так и для положительного полупериодов коллекторного напряжения, необходимо, чтобы напряжение на базе было больше

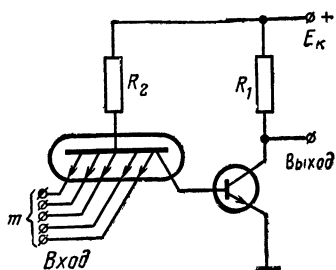


Рис. 33. Многоэмиттерный транзистор в интегральной схеме ТТЛ И-НЕ.

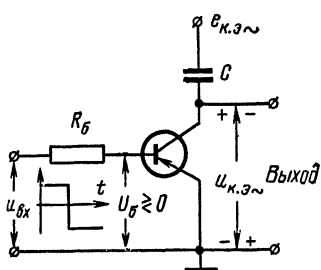


Рис. 34. Транзисторный ключ для переменного тока, работающий в микрорежиме.

амплитуды переменного напряжения, питающего коллекторную цепь ($U_b > U_{к.э.т}$). При невыполнении этого условия, т. е. если $U_{к.э.т} > U_b > 0$, коллекторный переход при $u_{к.э.} > U_b$ окажется включенным в прямом направлении, так как в этом случае $u_{к.б} = u_{к.э.} - U_b > 0$ и в коллекторной цепи появится значительный ток $I_k = -I'_б - I_{кр1} < 0$ (см. рис. 10, б и 14).

При подаче на базу постоянного отрицательного напряжения транзистор открыт: ключ замкнут и через конденсатор течет переменный ток. При действии отрицательного полупериода переменного напряжения, питающего коллекторную цепь, транзистор находится в нормальном режиме, в открытом и насыщенном состоянии. При действии положительного полупериода транзистор попадает в инверсный режим, в открытое и насыщенное состояние. Для обеспечения этого режима транзистор должен обладать относительно большим значением α_I ; лучше всего для такого ключа использовать симметричный транзистор. Однако если транзисторный ключ работает в микрорежиме, что характерно для логических схем ЭЦВМ, то особых ограничений на инверсные параметры транзистора можно не накладывать, а сам транзистор включить по инверсной схеме.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИНВЕРСНОГО РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРА В РЕВЕРСИВНЫХ СХЕМАХ

Инверсные свойства транзистора позволяют относительно просто реализовать различные схемы, в которых осуществляется реверс — изменение проводящего направления передачи сигнала с прямого на

обратное. Примером такой схемы может служить реверсивный транзистор (рис. 35, а), состоящий из симметричного силового транзистора T_1 , который обычно получают с помощью двух относительно мощных германиевых транзисторов, включенных согласно схеме рис. 9, и двух маломощных управляющих транзисторов T_2 и T_3 , подключенных параллельно переходам силового транзистора. Эмиттеры управляющих транзисторов соединяют с базой силового транзистора, а их эмиттерные переходы шунтируют резисторами R .

Управляющие транзисторы для напряжения, питающего силовой транзистор, являются делителем напряжения. При полярности управляющего напряжения, указанной на рис. 35, а, транзистор T_2 открыт и насыщен, т. е. представляет собой короткое замыкание; транзистор T_3 закрыт, т. е. представляет собой очень большое сопротивление. Для указанной на рис. 35, а полярности напряжения правый переход силового симметричного транзистора является эмиттерным, а левый — коллекторным. Таким образом, если транзистор T_2 открыт и насыщен, а транзистор T_3 закрыт, то силовой транзистор оказывается включенным по схеме рис. 35, б. Нетрудно заметить, что при этом он представляет собой короткое замыкание для силового тока, протекающего от зажима 2 к зажиму 1.

При смене полярности силового напряжения (плюс на зажиме 1 и минус на зажиме 2) левый переход силового симметричного транзистора становится эмиттерным, а правый — коллекторным, и если по-прежнему транзистор T_2 открыт и насыщен, а транзистор T_3 закрыт, то силовой транзистор оказывается включенным по схеме рис. 35, в. Нетрудно заметить, что при такой полярности силового и управляющего напряжения силовой транзистор практически закрыт.

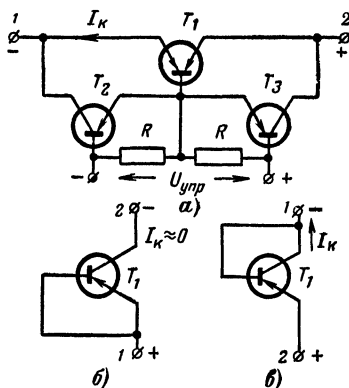


Рис. 35. Схема реверсивного составного транзистора (а), непроводящее направление силового транзистора (б) и проводящее направление силового транзистора (в).

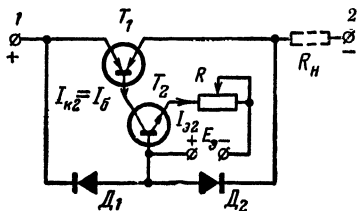


Рис. 36. Схема двустороннего регулируемого ограничителя

Следовательно, в данном случае проводящим направлением силового транзистора будет направление от зажима 2 к зажиму 1 (рис. 35, а). В силу полной симметричности схемы при смене полярности управляющего напряжения изменяется и проводящее направление силового транзистора.

На рис. 36 представлена схема двустороннего регулируемого ограничителя переменного

го тока. С помощью транзистора T_2 устанавливают требуемую величину тока базы симметричного силового транзистора, который, как и в предыдущем случае, может быть составлен из двух обычных германиевых транзисторов согласно схеме рис. 9. При любой полярности внешнего напряжения силового транзистора этот ток не меняет своего направления и остается практически неизменным, как коллекторный ток транзистора T_2 при фиксированной величине его тока эмиттера $I_{э2}$.

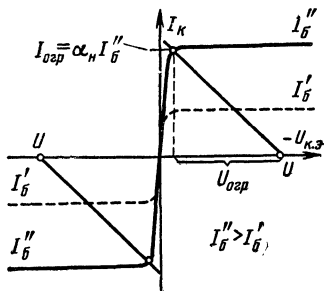


Рис. 37. Вольт-амперные характеристики двустороннего регулируемого ограничителя тока при двух различных значениях тока базы силового транзистора $I_б''$ и $I_б'$.

Если к зажиму 2 приложен минус, а к зажиму 1 — плюс, то диод D_1 закрыт и ток базы силового транзистора замыкается через коллекторную цепь транзистора T_2 и открытый диод D_2 . При смене полярности внешнего напряжения диод D_2 закрывается и ток базы силового транзистора замыкается через коллекторную цепь транзистора T_2 и открытый диод D_1 .

На рис. 37 показана вольт-амперная характеристика двустороннего ограничителя тока для двух различных значений тока базы силового транзистора.

Если последовательно с ограничителем тока включить активную нагрузку R_n (на рис. 36 показана штриховым контуром), то его можно будет использовать в качестве двустороннего ограничителя напряжения. На рис. 37 указаны пороги ограничения тока и напряжения для тока базы силового транзистора $I_б'$.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИНВЕРСНОГО РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРА В СХЕМАХ КОЛЛЕКТОРНОГО АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТОРА И УСИЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Инверсное включение транзистора можно использовать в схеме коллекторного амплитудного детектора (рис. 38, а). Работа этой схемы иллюстрируется диаграммами, представленными на рис. 38, б.

Емкость конденсатора C_1 выбирают из условия

$$\frac{1}{\omega_0 C_1} \ll R_k \ll \frac{1}{\omega_c C_1}, \quad (57)$$

где ω_0 — круговая частота несущей амплитудно-модулированных (АМ) колебаний; ω_c — круглая частота огибающей АМ колебаний, т. е. круговая частота детектируемого сигнала.

При выполнении условия (57) все высокочастотные составляющие импульсов коллекторного тока будут замыкаться через конденсатор C_1 , а составляющая сигнала (на рис. 38, б показана штрих-

пунктирной линией) вместе с постоянной составляющей коллекторного тока будет протекать по R_K . В результате на выходе амплитудного детектора выделится усиленный низкочастотный сигнал. При нормальном включении транзистора его базовая характеристика (на рис. 38, б показана штриховой линией) смещается вправо и приобретает меньший наклон, поэтому схема амплитудного детектора с нормально включенным транзистором работает значительно хуже и почти не применяется.

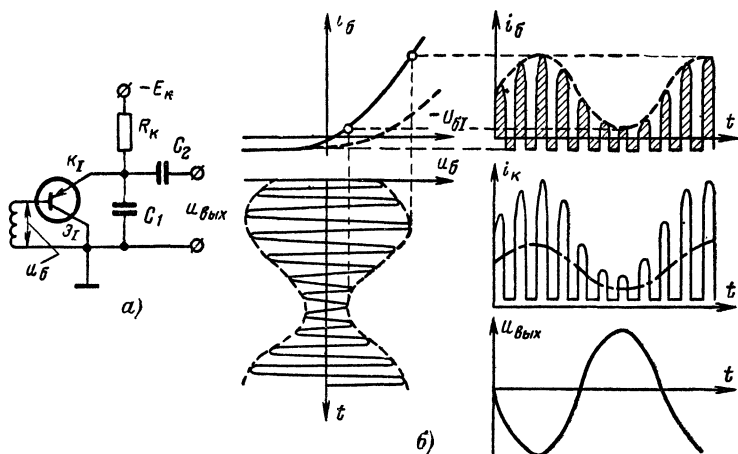


Рис. 38. Схема амплитудного коллекторного детектора (а) и временные диаграммы, иллюстрирующие его работу (б).

На рис. 39 показана схема усилителя напряжения на транзисторе с ОЭ. Данная схема оказывается особо привлекательной при больших сопротивлениях нагрузки ($R_H > 100$ кОм). Это может быть вход ламповой схемы, тиратрон с холодным катодом и электростатическим управлением, высокоомный измерительный прибор и т. п.

Как известно, коэффициент усиления по напряжению схемы с ОЭ равен

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \approx \beta \frac{R'_H}{R_{\text{вх.э}}},$$

где $R'_H = \frac{R_H R_K}{R_H + R_K}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки коллекторной цепи для переменного тока.

Сопротивление R_K (совместно с E_K) определяет положение нагрузочной прямой (рис. 40, а). Рабочую точку усилителя $U_{K.90} \approx E_K/2$ и $I_{K0} \approx E_K/2R_K$ обычно выбирают на середине этой нагрузочной прямой в районе максимального значения β , т. е. при $I_{C0} \approx I_{C.опт}$

(см. рис. 20). При этом $R_{к.опт} \approx E_k/2I_{к0} = U_{к.э0}/\beta I_{б.опт} = (0,5 \div \div 2) \text{ кОм} \ll R_n$; следовательно, $R_n \approx R_{к.опт}$. Отсюда

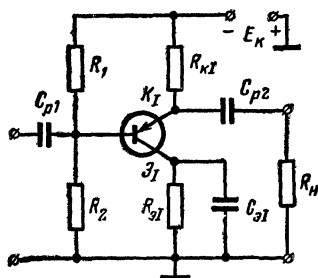


Рис. 39. Схема усилителя на транзисторе с ОЭ.

$$K \approx \beta \frac{R_{к.опт}}{R_{вх.э}} = \frac{U_{к.э0}}{I_{б.опт} R_{вх.э}}.$$

Для инверсной схемы при тех же условиях и параметрах режима $U_{к.э0I} = U_{к00}$; $I_{б0I} = I_{б0} = I_{б.опт}$ (рис. 40, б) получим:

$$R_{к.оптI} = \frac{U_{к.э0I}}{\beta I_{б0I}} = \frac{U_{к.э0}}{\beta I_{б.опт}}.$$

Отсюда $K_I \approx \beta I_{б.опт} R_{к.оптI} / R_{вх.эI} = U_{к.э0I} / I_{б.опт} R_{вх.эI} \approx K$, т. е. коэффициенты усиления по напряжению схем с ОЭ и ОЭ_I при $R_n \gg R_{к.опт}$ для оптимальных режимов примерно одинаковы, так как $R_{вх.э} \approx \approx R_{вх.эI}$. Учитывая, что некоторые другие показатели усилителя с

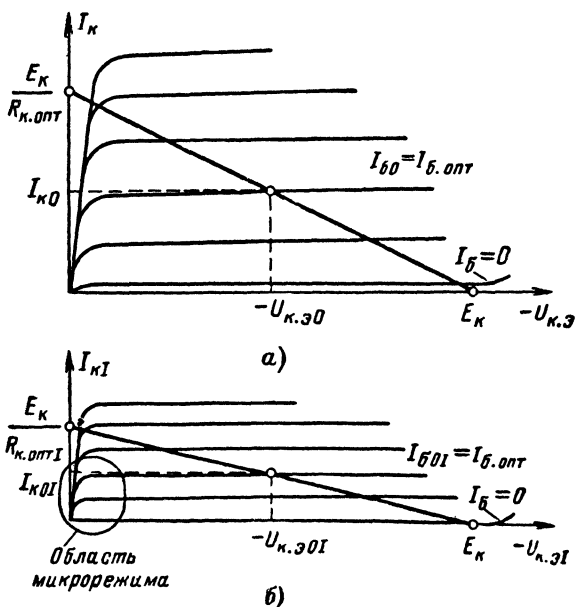


Рис. 40. Оптимальные нагрузочные характеристики усилителя при нормальном включении транзистора (а) и инверсном включении (б).

ОЭ_Г улучшаются (например, увеличивается стабильность коэффициента усиления, расширяется полоса пропускания и т. д.), схема усилителя, приведенная на рис. 39, может оказаться в некоторых случаях предпочтительнее обычной схемы с ОЭ.

В заключение отметим еще одно достоинство схемы усилителя с ОЭ_Г — ее экономичность. Во-первых, для оптимального режима постоянная составляющая инверсного коллекторного тока $I_{к0Г} \approx \approx I_{б.опт} \beta_Г$ меньше постоянной составляющей тока коллектора при обычном включении транзистора $I_{к0} \approx I_{б.опт} \beta$, так как $\beta_Г \ll \beta$ (рис. 40). Во-вторых, эта схема позволяет предельно уменьшать значения как $U_{к.э0Г}$ и $I_{к0Г}$, так и E_k при усилении сигналов с малыми амплитудами, т. е. схема оказывается более экономичной при использовании области микрорежима (рис. 40, б).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Возможность инверсного включения является важным свойством транзисторов, отличающим их от всех других усилительных электронных приборов. Знание особенностей и свойств инверсного режима поможет читателям глубже уяснить себе физические процессы, протекающие в транзисторе, а также позволит им более широко использовать транзисторы при создании новых оригинальных схем. Так как в отдельных случаях переход к инверсному режиму обычного (несимметричного) транзистора приводит к улучшению некоторых характеристик и параметров транзисторной схемы, то использование этого режима может быть рекомендовано для практического применения в радиолюбительских конструкциях. Следует заметить, что большие возможности, заложенные в инверсных свойствах транзистора, в настоящее время далеко не исчерпаны, следовательно здесь открывается широкое поле для творческой деятельности радиолюбителей.

Инверсными свойствами обладают и полевые транзисторы, причем они более симметричны, чем обычные бездрейфовые и особенно дрейфовые транзисторы. Вопрос об инверсных свойствах полевых транзисторов заслуживает отдельного рассмотрения.

Таблица прямых и инверсных параметров транзисторов

№ п.п.	Тип транзистора	Материал	β	α	f_{β}^* кГц	f_{α}^* МГц	β_I	α_I	$f_{\beta I}^*$ кГц	$f_{\alpha I}^*$ МГц	$C_{кз,осл}^*$ пФ
1	МП112	Si	15—45	0,94—0,977	33	0,5—1,5	$\leq 0,2$	$\leq 0,167$	≤ 330	$\leq 0,4$	3,5
2	МП113	Si	15—45	0,94—0,977	66	1—3	0,05—1,8	0,05—0,357	—	—	3,5
3	МП114	Si	9—24	0,9—0,96	46	0,1—1,1	0,1—2,5	0,09—0,715	≤ 113	$\leq 0,3$	2
4	МП116	Si	15—100	0,94—0,99	22	0,5—2	2—4	0,67—0,8	≤ 75	$\leq 0,3$	2
5	МП20Б	Ge	80—200	0,987—0,995	16	1,5—3	5—15	0,835—0,935	110	0,7—1,5	1,2
6	МП21В	Ge	20—100	0,95—0,99	25	1,5	5—15	0,835—0,935	80	0,8	1,2
7	П27	Ge	20—90	0,95—0,989	16,7	1	5—35	0,833—0,972	≤ 50	≤ 1	0,7
8	П29	Ge	20—50	0,95—0,98	14,2	5	14—28	0,933—0,965	16,7	3,5	0,5
9	МП36А	Ge	15—45	0,94—0,977	33	1	2—7	0,67—0,875	—	—	1,2
10	МП37	Ge	15—30	0,94—0,967	44,5	1	2—8	0,67—0,89	—	—	1,2
11	МП41	Ge	30—100	0,967—0,99	15,5	1—3	3—11	0,75—0,915	≤ 100	$\leq 1,4$	1,2
12	МП42	Ge	20—35	0,95—0,973	37	1	3—13	0,75—0,93	—	—	1,5
13	П407	Ge	100	0,99	200	20	6—30	0,857—0,967	600	≥ 6	0,3

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Общие понятия о способах включения транзистора	5
Использование транзистора в качестве усилителя и электронного ключа	10
Особенности инверсного включения транзистора	13
Статические характеристики транзистора в инверсном режиме	16
Параметры транзистора при инверсном включении и малом сигнале	27
Использование инверсного режима транзистора в схемах переключателей	34
Использование инверсного режима транзистора в логических схемах ЭЦВМ	42
Использование инверсного режима транзистора в реверсивных схемах	46
Использование инверсного режима транзистора в схемах коллекторного амплитудного детектора и усилителя напряжения	48
Заключение	52
Приложение	53

БОЧАРОВ Л. Н.

ИНВЕРСНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ ТРАНЗИСТОРА

Редактор *С. К. Жебряков*
Редактор издательства *Г. Н. Астафуров*
Обложка художника *Н. А. Князькова*
Технический редактор *О. Д. Кузнецова*
Корректор *Г. Г. Желтова*

Сдано в набор 14/II 1975 г. Подписано к печати 26/VI 1975 г.
Т-09467. Формат 84×108¹/₃₂. Бумага типографская № 2.
Усл. печ. л. 2,94. Уч.-изд. л. 3,24. Тираж 30 000 экз.
Зак. 73. Цена 14 коп.

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Владимирская типография Союзполиграфпрома
при Государственном комитете Совета Министров СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли
Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б.

УВАЖАЕМЫЙ ТОВАРИЩ!

Издательство «Энергия» и редакция МРБ книг не высылают. Литературу по вопросам радиоэлектроники и радиолюбительства можно приобрести только в организациях, занимающихся книжной торговлей.

Публикации о книгах, которые будут издаваться в текущем году, ежегодно печатаются в первых номерах журнала «Радио».

Радиолюбители, живущие в местах, где нет книжного магазина, могут обратиться в республиканские магазины научно-технической книги, имеющие отделы «Книга — почтой».

Азербайджанская ССР — г. Баку, ул. Саратова-Ефимова, 30

Армянская ССР — г. Ереван, ул. Абовяна, 17, магазин № 1

Белорусская ССР — г. Минск, 5, Ленинский проспект, 48

Грузинская ССР — г. Тбилиси, проспект Руставели, 37

Казахская ССР — Алма-Ата, ул. Чайковского, 120

Киргизская ССР — г. Фрунзе, Советская ул., 206, магазин № 1

Латвийская ССР — г. Рига, ул. Ленина, 29

Литовская ССР — г. Вильнюс, проспект Ленина, 29

Молдавская ССР — г. Кишинев, ул. Пушкина, 15, магазин «Штиинца»

Таджикская ССР — г. Душанбе, проспект Ленина, 128, магазин № 4

Туркменская ССР — г. Ашхабад, Хивинская ул., 1

Узбекская ССР — г. Ташкент, 122, Волгоградская ул., 10-а

Украинская ССР — г. Киев, 30, ул. Ленина, 10, магазин № 1. Львов, Базарная ул., 10. г. Харьков 12, ул. Свердлова, 17

Эстонская ССР — г. Таллин, проспект Ленина, 7

Подробно написано, откуда можно выписать радиотехническую литературу, в журнале «Радио», № 10 за 1971 г. Там же указаны книжные магазины по областям, краям и автономным республикам РСФСР.

Радиолюбителям, проживающим в Сибири, рекомендуется обращаться в Новосибирск, ул. Станиславского, 6, или в Хабаровск, ул. К. Маркса, 23, книжный магазин № 1.

Рекомендуется заказывать литературу только по плану текущего года. Книги Массовой радиобиблиотеки текущих лет быстро распродаются.

Книги высылаются только наложенным платежом, а по адресу: «Полевая почта» и «До востребования» — после получения их стоимости и стоимости пересылки.

Цена 14 коп.