

ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ЗАМЕНА ТРИОДА

Рассмотрение транзистора как активного линейного четырехполюсника (см. § 4.10) удобно для расчета электрических схем. Однако оно имеет и ряд недостатков, которые связаны прежде всего с тем, что параметры четырехполюсника вводят в известной степени формально и каждый из них может отражать влияние сразу нескольких физических процессов. Поэтому получаются сложные зависимости параметров четырехполюсника от режима работы транзистора (постоянных напряжений и токов), от частоты и температуры. Чтобы упростить эти зависимости, свойства транзистора при малом переменном сигнале описывают с помощью эквивалентных схем. Под эквивалентной понимают электрическую схему, составленную из линейных элементов электрических цепей (сопротивлений, емкостей, индуктивностей, генераторов тока или напряжения), которая по своим свойствам при данном сигнале (например, при малом переменном) не отличается от реального объекта (транзистора). Графическое изображение эквивалентных схем позволяет более экономно зафиксировать основные соотношения. При расчетах с помощью эквивалентных схем сначала определяют токи и напряжения в самой схеме и затем переходят к каким-то другим параметрам, например параметрам четырехполюсника.

Никакая эквивалентная схема из конечного числа элементов не может быть полностью эквивалентной реальному транзистору, т.е. все эквивалентные схемы оказываются приближенными. Чем проще эквивалентная схема, чем меньше она содержит элементов, тем легче ею пользоваться, но обычно тем менее точно она отражает свойства реального транзистора.

По способу построения различают формальные и физические эквивалентные схемы:

Формальные эквивалентные схемы строят на основе описания транзистора с помощью уравнений четырехполюсника (рис. 4.26). Как видно из рисунка, каждая схема содержит по четыре элемента: два сопротивления (комплексных) и два генератора тока или напряжения. Такие эквивалентные схемы не имеют никаких преимуществ по сравнению с описанием транзистора как четырехполюсника путем задания его параметров (или соответствующих уравнений).

Формальные эквивалентные схемы можно представить в другой форме: например, построить так, чтобы в схеме был только один активный элемент (рис. 4.27). Обычно эти схемы по способу начертания подразделяют на Т- и П-образные. Чтобы установить связь элементов одногенераторных формальных схем с параметрами четырехполюсника, можно записать выражения для токов и напряжений в них, а затем сопоставить со значениями токов и напряжений четырехполюсника. Например, для Т-образной эквивалентной схемы с генератором ЭДС (рис. 4.27, а) в режиме холостого хода на выходе

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= I_1(z_1 + z_3), \\ \dot{U}_2 &= \dot{U}_m + I_1 z_3. \end{aligned} \right\} (4.68)$$

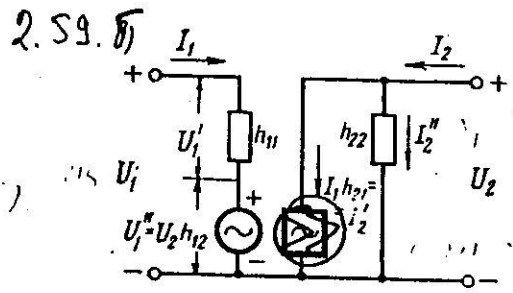
в режиме холостого хода на входе

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= I_2 z_3, \\ \dot{U}_2 &= I_2(z_2 + z_3). \end{aligned} \right\} (4.69)$$

$$\begin{cases} U_1 = h_{11} I_1 + U_2 h_{12} \\ I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} U_2 \end{cases}$$

Эквивалентная схема транзистора на низких частотах для h -параметров, построенная по уравнениям (2.58), (2.59) приведена на рис. 2.59б. Ее входная цепь строится так же, как и в схеме для g -параметров, а выходная — как в схеме для g -параметров.

Следует заметить, что эквивалентный генератор эдс во всех эквивалентных схемах характеризуется величиной его эдс и нулевым сопротивлением протекающему току, в то время как генератор тока характеризуется величиной создаваемого им тока и бесконечно большим сопротивлением для тока внешней цепи.



Физические эквивалентные схемы составляют на основании физических соображений для определенных типов конструкций транзистора, для определенного частотного диапазона, ориентируясь на определенную схему включения транзистора (с общим эмиттером, общей базой, общим коллектором). Каждый вывод физической эквивалентной схемы соответствует электроду транзистора. Заметим, что в формальных эквивалентных схемах различают только входные и выходные зажимы независимо от того, какими электродами транзистора они являются.

Физическую эквивалентную схему строят, выделяя мысленно некоторые части в транзисторе и рассматривая отдельно процессы в этих частях.

~~За основу построения обычно берут формальную эквивалентную схему идеализированного транзистора, называемого *одномерной теоретической моделью*. При изучении одномерной теоретической модели транзистора считают, что носители заряда в нем движутся по параллельным путям, а поверхностная рекомбинация только изменяет время жизни носителей. Кроме того, в одномерной теоретической модели не учитывают влияние объемных сопротивлений и токов, проходящих через барьерные емкости переходов. При таких предположениях получается, что параметры формальной эквивалентной схемы довольно просто выразить через конструктивные параметры идеализированного транзистора (толщину базы), режим его работы, свойства материала.~~

К одномерной теоретической модели транзистора добавляют элементы, учитывающие другие процессы, например падения напряжений на объемных сопротивлениях, токи через емкости и т. д.

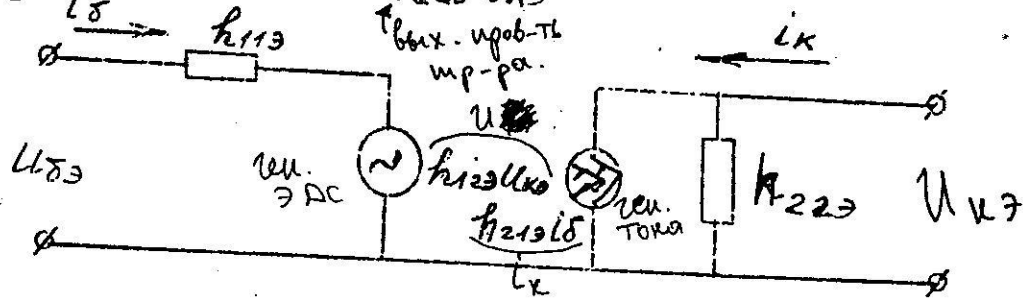
вх. соуп. тр-ра

Схема ОЭ.

коэф. обр. связи по напряжению

$$\begin{cases} U_{\delta\delta} = h_{11\delta\delta} I_{\delta\delta} + h_{12\delta\delta} U_{K\delta} \\ I_K = h_{21\delta\delta} I_{\delta\delta} + h_{22\delta\delta} U_{K\delta} \end{cases}$$

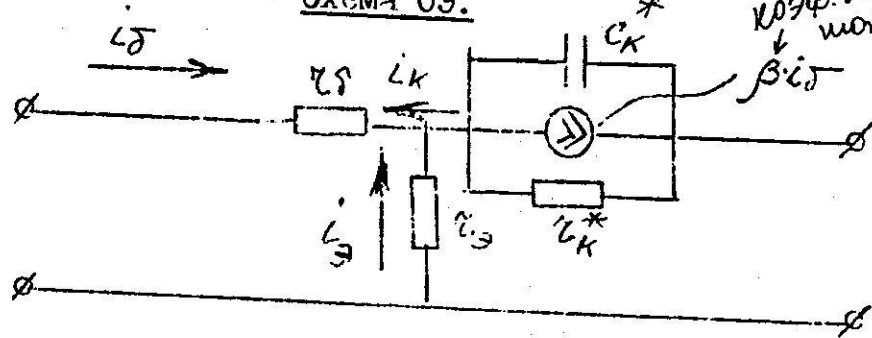
диф. коэф. пер. тока



В схеме 2 ид. источника: 1/ источник напряжения ЭДС = $h_{12\delta\delta} U_{K\delta}$.
 2/ источник тока $I = h_{21\delta\delta} I_{\delta\delta}$. Усиленные свойства триода - h_{21} .
 дифференциальный коэф. передачи тока

Схема ОЭ.

коэф. передачи тока базы $\beta I_{\delta\delta}$



C_K - барьерная емкость коллекторного перехода.

сопротивл экв. ст-ти $Z_K^* = \frac{Z_K}{1+\beta}$ реальное диф. соуп. колл. перехода

$$C_K^* = C_K (1 + \beta)$$

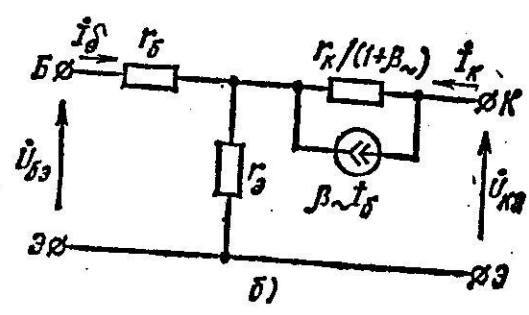
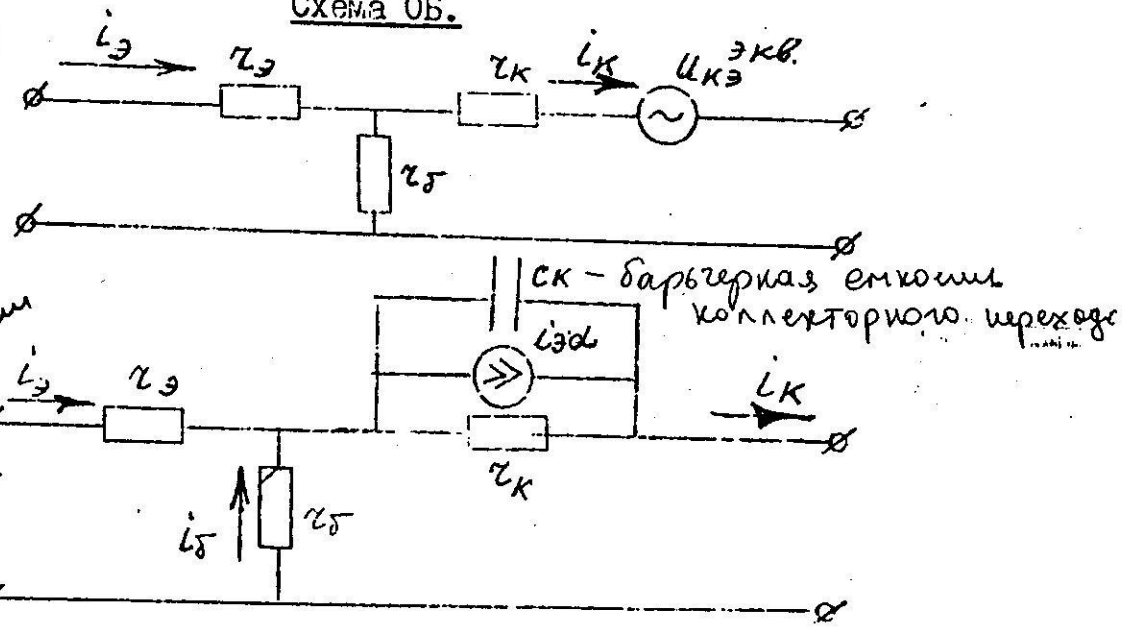


Схема ОБ.



Копирование
схемы параметров
зависит от параметров
модели. Для области
коротких частот
элементы еще не
включают влияния
в пер-ре \Rightarrow

$r_{ki}; r_{эi}; r_б$ - внутренние параметры

- r_{ki} - сопротивление коллекторного перехода;
- $r_{эi}$ - эмиттерный переход;
- $r_б$ - сопротивление базы.

Модель шунта Эберса - Молла

При необходимости анализа работы транзистора в режиме большого сигнала, когда имеют значение его нелинейные свойства, находит применение эквивалентная схема транзистора, предложенная Эберсом и Моллом (рис. 4.24). Она состоит из двух диодов — эмиттерного и коллекторного, включенных встречно, и двух источников тока, отображающих взаимодействие этих диодов.

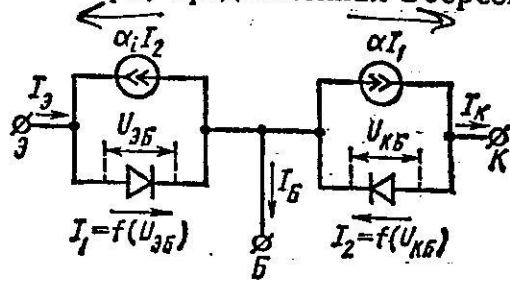


Рис. 4.24

Токи эмиттера и коллектора определяются уравнениями

$$I_{Э} = I_1 - \alpha_i I_2, \quad (4.75)$$

$$I_{К} = \alpha I_1 - I_2, \quad (4.76)$$

где α_i — коэффициент передачи тока коллектора при инверсном включении транзистора, т. е. при подаче на коллектор прямого, а на эмиттер — обратного напряжений; α — коэффициент передачи тока эмиттера при обычном включении транзистора.

Токи диодов определяются уравнениями

$$I_1 = I_{11} (\exp \kappa U_{ЭБ} - 1), \quad (4.77)$$

$$I_2 = I_{22} (\exp \kappa U_{КБ} - 1), \quad (4.78)$$

где I_{11} и I_{22} — токи диодов, измеряемые при $U_{КБ} = 0$ и $U_{ЭБ} = 0$ соответственно.

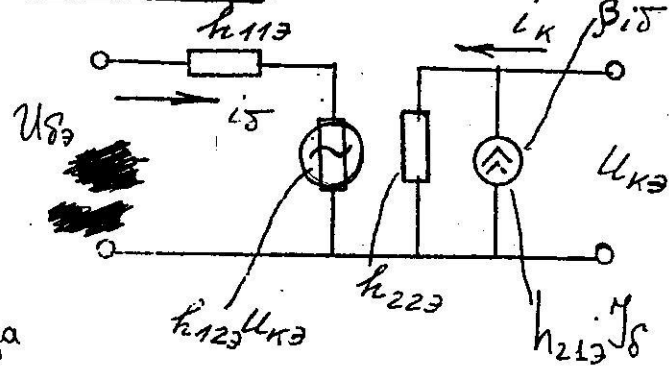
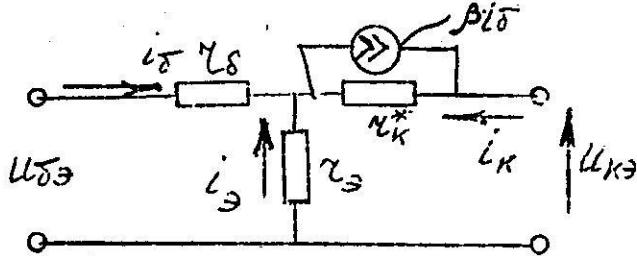
Обычно эти токи выражают через токи экстракции $I_{Э0}$ и $I_{К0}$, измеряемые при $I_{К} = 0$ и $I_{Э} = 0$ соответственно.

Пусть $I_{Э} = 0$, а $\exp \kappa U_{КБ} \ll 1$. Тогда из выражений (4.75), (4.77) и (4.76) получим: $I_1 = \alpha_i I_2$, $I_2 = -I_{22}$, $I_{К0} = \alpha \alpha_i I_2 - I_2$. Аналогично при $I_{К} = 0$ и $\exp \kappa U_{ЭБ} \ll 1$ найдем $I_{Э0} = I_1 - \alpha_i \alpha I_1$. Отсюда

$$I_{11} = \frac{I_{Э0}}{1 - \alpha \alpha_i}, \quad I_{22} = \frac{I_{К0}}{1 - \alpha \alpha_i}. \quad (4.79)$$

При практическом использовании этих соотношений необходимо помнить о различии между токами экстракции $I_{Э0}$, $I_{К0}$ и реально измеряемыми собственным и обратными токами транзистора $I_{ЭБ0}$ и $I_{КБ0}$. В связи с указанным токи I_{11} и I_{22} лучше рассчитывать по прямой ветви характеристики. Заметим также, что с учетом отмеченных ограничений для определения токов I_{11} и I_{22} справедливы соотношения $I_{11} \approx I_{ЭБК}$ и $I_{22} \approx I_{КБК}$.

СВЯЗЬ МЕЖДУ H И Z-ПАРАМЕТРАМИ ТРИОДА



$r_э$ - дифференциальное сопротивление эмитерного перехода; r_k - г.с. кол. перехода

Для входных и выходных напряжений из схем 1/ и 2/.

$$\begin{cases} U_{\delta\epsilon} = i_{\delta} \cdot r_{\delta} + r_{\epsilon} (i_k + i_{\delta}) \\ U_{k\epsilon} = \beta \cdot i_{\delta} \cdot r_k^* + r_{\epsilon} (i_k + i_{\delta}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_{\delta\epsilon} = h_{11\epsilon} \cdot i_{\delta} + h_{12\epsilon} U_{k\epsilon} \\ U_{k\epsilon} = \beta i_{\delta} \frac{1}{h_{22\epsilon}} + h_{21\epsilon} \cdot i_{\delta} \end{cases}$$

$$r_k^* = \frac{r_k}{1 + \beta}$$

Учитывая, что:

$$\begin{cases} |U_{\delta\epsilon}| \ll |U_{k\epsilon}| \\ i_{\delta} \ll i_k, i_{\epsilon} \\ i_k \approx i_{\epsilon} \end{cases} \quad U_{\delta\epsilon} = -U_{\epsilon\delta}$$

Сопоставим, получим:

от "h" к "z".

$$r_{\delta} = \frac{h_{12\delta}}{h_{22\delta}}, \quad r_{\epsilon} = h_{11\delta} - \frac{(1+h_{21\delta}) \cdot h_{12\delta}}{h_{22\delta}}$$

$$r_k \approx \frac{1}{h_{22\delta}}$$

от "z" к "h".

входное сопр. тр-ра $h_{11\delta} = r_{\epsilon} + r_{\delta} (1 - h_{21\delta})$

коэф. обр. связи по напряж. $h_{12\delta} = \frac{r_{\delta}}{r_k + r_{\delta}}$

пер. по кол. $h_{21\delta} = -\frac{\beta r_k + r_{\delta}}{r_k + r_{\delta}}$

вх. пров-ть тр-ра $h_{22\delta} = \frac{1}{r_k}$

$$h_{11\epsilon} = \frac{r_{\epsilon}}{2r_k}$$

$$h_{11\delta} = r_{\delta} + r_{\epsilon} (1 + \beta)$$

$$h_{22\epsilon} = \frac{1}{2r_k}$$

$h_{21\delta} \approx \beta$
дифференц. коэф. передачи тока

ОБ аналогично
ОЭ

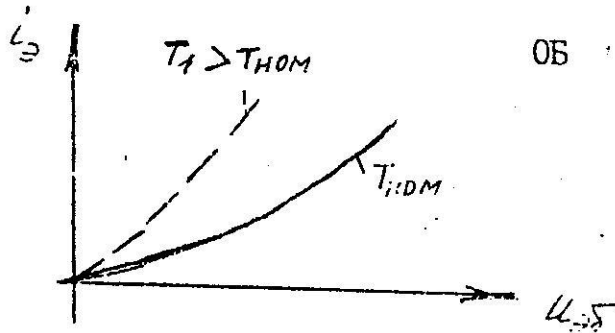
60

15.10.55
6 очередь

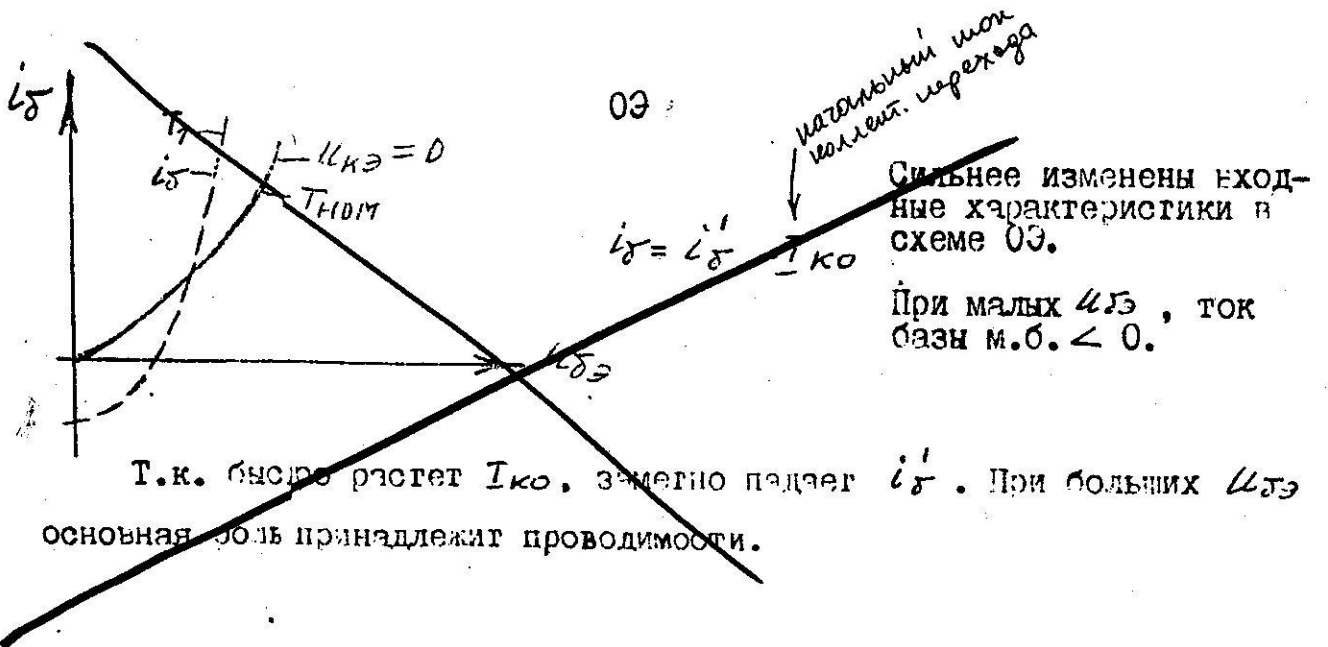
ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ

При изменении температуры изменяются статические характеристики как входные — за счет того, что меняется существенно проводимость эмиттера и базы, что рекомбинирует ток базы существенно изменяется /увеличивается концентрация неосновных носителей/, так и выходные — меняется обратный ток коллекторного перехода и проводимость коллектора.

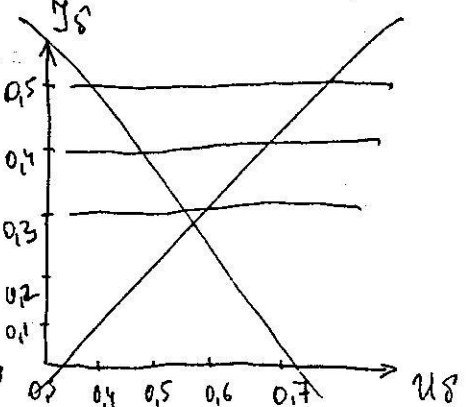
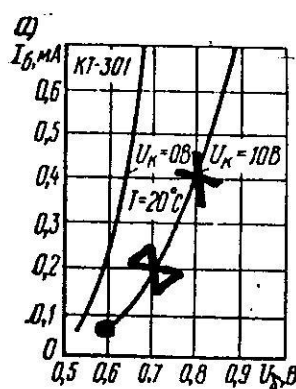
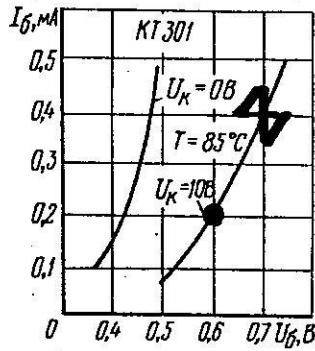
Входные характеристики:



Вследствие термической генерации основных носителей ток эмиттера увеличивается и характеристики смещаются влево



Выходные и входные характеристики транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, существенно зависят от температуры (рис. 2.63). Это объясняется тем, что изменения коэффициента передачи тока и обратного тока коллектора в схеме с общим эмиттером увеличиваются по сравнению с этими величинами в схеме с



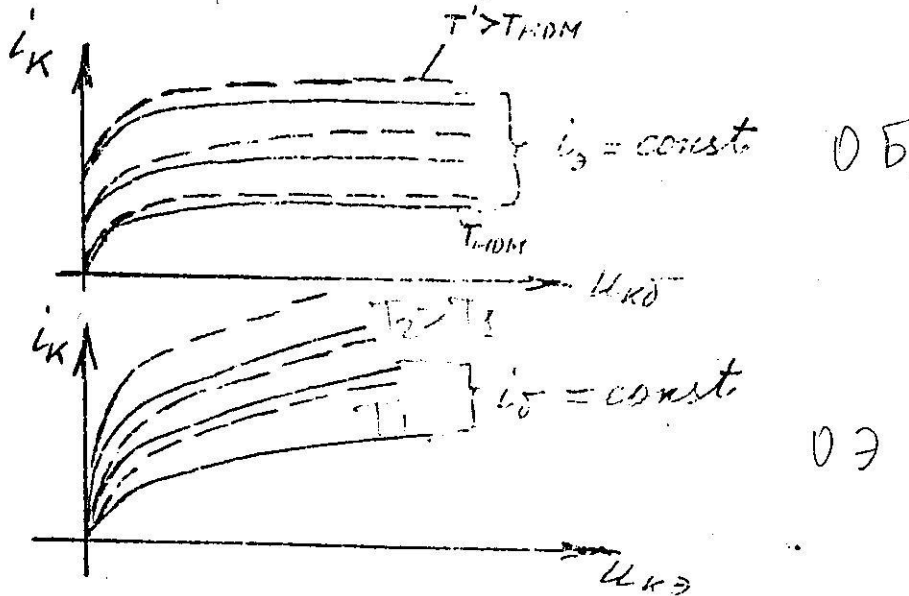
общей базой примерно в $(\beta + 1)$ раз, т. е. в десятки или даже сотни раз:

Относительное изменение тока коллектора

$$\left. \frac{dI_K}{I_K} \right|_{0.9} = (\beta + 1) \left. \frac{dI_K}{I_K} \right|_{0.5} \quad (2.61)$$

Такая сильная температурная зависимость наблюдается при $I_B = \text{const.}$

Выходные характеристики.



Схеме 0Б 2 основных фактора -

1. увеличение проводимости δ ,
2. рост обратного тока.

Схема 0Э основная причина резкого изменения характеристик - это изменение рекомбинированной составляющей $i_{\bar{c}}$ за счет изменения концентрации основных носителей, 2 пр. увелич. I_{k0} .

Сравнивая характеристики транзистора для двух схем включения, следует отметить более высокую устойчивость к температурным воздействиям транзистора, включенного по схеме с общей базой.

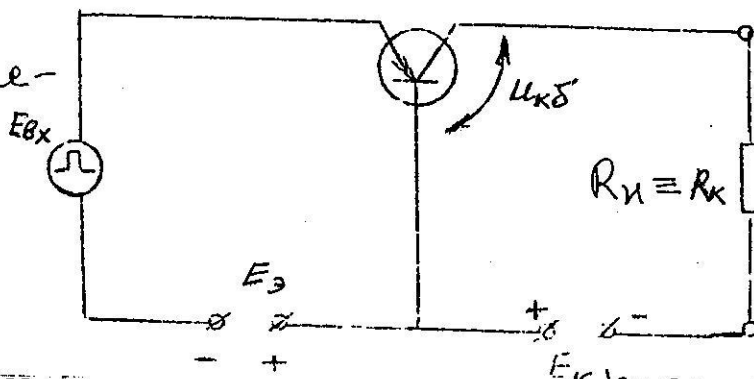
Особенности работы транзисторов в импульсных схемах

(Лушманов)

В некоторых областях техники, например, в радиолокации, телевидении, электронных вычислительных машинах и других применяют устройства, которые генерируют, усиливают или формируют электрические импульсы, а также осуществляют переключение для передачи сигналов из одной цепи в другую. Такие устройства называются импульсными или переключающими. Их действие значительно отличается от работы схем в непрерывном режиме. Во-первых, в них происходят резкие и кратковременные изменения напряжения или тока, причем существенно изменяется состояние активных элементов схемы (например, резко изменяется сопротивление транзистора). Во-вторых, из-за резкого изменения напряжения или тока активный элемент работает в нелинейных областях характеристик. Наконец, в-третьих, на выходе импульсного устройства часто не требуется точно воспроизводить входной сигнал, и выходное напряжение определяется лишь наличием или отсутствием входного сигнала.

Будем считать, что форма используемых импульсов прямоугольная. Чтобы реальный импульс на выходе схемы возможно больше приближался к идеальному прямоугольному, она должна иметь малые реактивные параметры элементов и хорошие частотные характеристики применяемых транзисторов.

Иногда
состояние
генерации
импульсов



Упр-ие
нагрузочной
характеристики

$$E_k = I_k R_k + U_{кв}$$

$$I_k = 0 \quad E_k = U_{кв}$$

$$U_{кв} = 0 \quad I_k = \frac{E_3}{R_k}$$

На рис. 2.78 приведено семейство статических выходных характеристик транзистора в схеме ОБ с нагрузочной характеристикой для сопротивления нагрузки R_n . При подаче на вход транзистора обратного напряжения в цепи эмиттера возникает обратный ток. Эта область

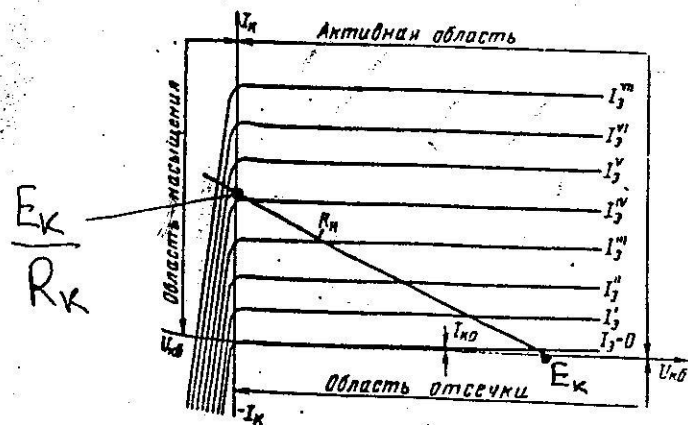


Рис. 2.78. Области работы транзистора

на нагрузочной характеристике, где $I_3 \leq 0$, является областью отсечки, в пределах которой транзистор практически заперт. При $I_3 > 0$ с увеличением эмиттерного тока быстро возрастает и коллекторный ток I_k — эта область называется активной. Наконец, когда рабочая точка на нагрузочной характеристике достигает точки перегиба статических характеристик, дальнейшее увеличение тока I_3 уже не вызы-

вает заметного роста тока I_k . Это определяет область насыщения, в которой транзистор полностью открыт.

В импульсных схемах можно судить о работе транзистора по прохождению через него идеального прямоугольного импульса. Допустим, что на эмиттер подается идеальный прямоугольный импульс тока i_3 большой величины (рис. 2.79а). Выходной сигнал i_k

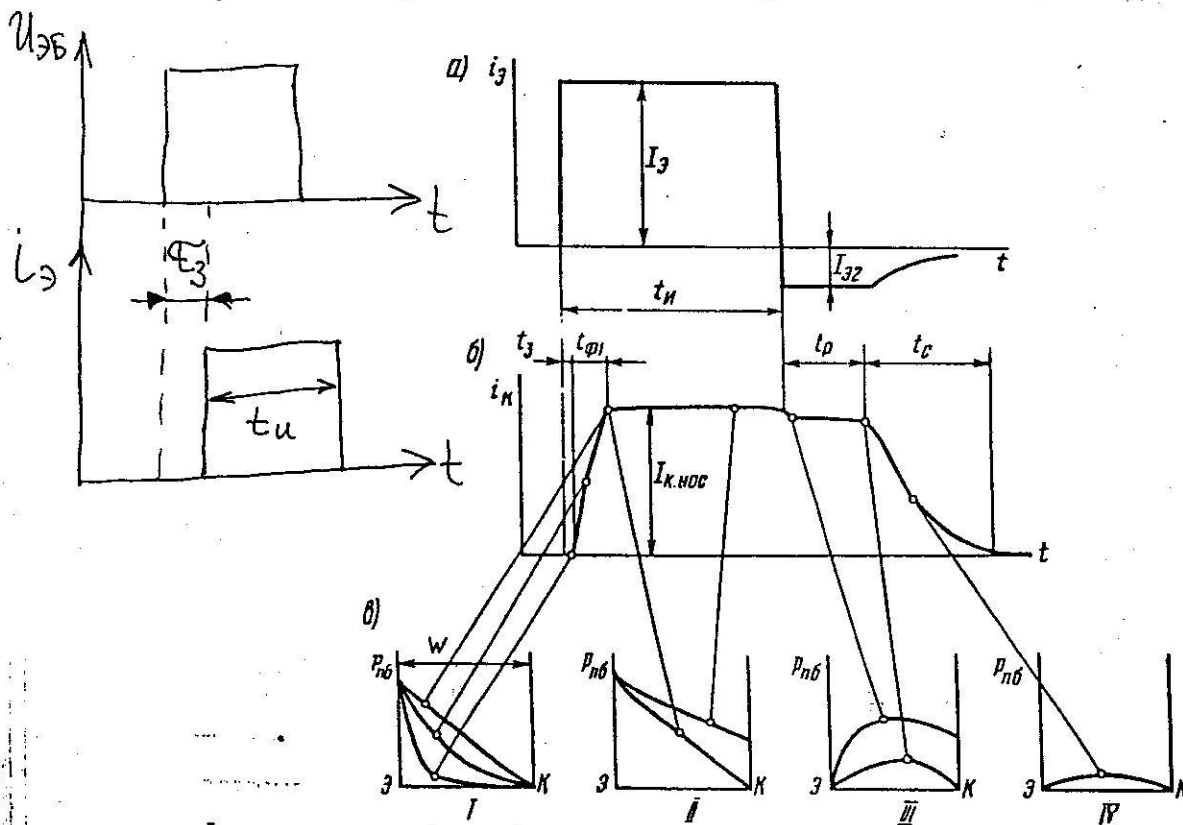


Рис. 2.79. К пояснению работы транзистора в импульсном режиме:
 а) входной импульс; б) выходной импульс; в) распределение концентраций дырок в базе для разных моментов времени

снимается с малого сопротивления в коллекторной цепи (рис. 2.79б). Рассмотрим схему включения транзистора с общей базой; длительность входного импульса в прямом направлении t_n — его величина — I_3 . Пусть в начальный момент времени транзистор находился в режиме отсечки при обратном напряжении на обоих переходах и был заперт. При подаче на его вход импульса тока I_3 в прямой полярности ток I_k возникает не сразу, а задерживается на время t_3 из-за конечного времени диффузии инжектированных дырок до коллекторного перехода. Время задержки можно определить по приближенной формуле, считая условно, что за это время ток возрастает до 10% своего конечного значения — тока насыщения: $t_3 = 0,2/\omega_\alpha$, где $\omega_\alpha = 2\pi f_\alpha$. Время задержки часто не принимают во внимание, так как оно значительно меньше длительности фронта импульса.

130

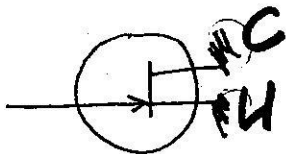
Процесс установления коллекторного тока, определяемый явлением дисперсии по скорости инжектированных дырок, характеризуется длительностью фронта выходного импульса. За это время рабочая точка из области отсечки по нагрузочной прямой (рис. 2.78) быстро проходит активную область. Так как в цепь коллектора включена нагрузка, в квазистатическом режиме напряжение $U_{кб}$ падает до нуля (если амплитуда входного импульса тока достаточна) и далее из обратного становится прямым — наступает режим насыщения, при котором коллекторный ток практически не зависит от входного: $I_k = I_{кн} = (E_k + U_{кб})/R_{в}$, где E_k — эдс источника питания коллекторной цепи, а $U_{кб}$ — напряжение на коллекторном переходе в режиме насыщения. Так как обычно $U_{кб} \ll E_k$, $I_{кн} \approx E_k/R_{в}$.

Длительность фронта $t_{ф1}$ (рис. 2.79) равна времени перехода транзистора из режима отсечки через активный режим в режим насыщения: при этом считают, что за это время ток возрастает от 0,1 до 0,9 значения $I_{к нас}$. В режиме насыщения наличие прямого напряжения на коллекторном переходе вызывает инжекцию дырок из коллектора в базу, и в последней дополнительно накапливаются дырки. Длительность фронта $t_{ф1}$ тем меньше, чем больше ток $I_{с}$, и зависит от времени диффузии дырок через базу, т. е. от частотных свойств транзистора.

На рис. 2.79в показано распределение концентрации дырок в базе в активном режиме (кривые I), в режиме насыщения (кривые II) и, наконец, при запираании эмиттерного перехода (кривые III и IV), когда входной импульс отсутствует ($I_{с} = 0$) и транзистор заперт.

В момент выключения эмиттера ток I_k несколько уменьшается в результате изменения падения напряжения на сопротивлении базы r_b , после чего поддерживается почти постоянным, пока не уменьшится концентрация дырок в базе в результате их рекомбинации или ухода через переходы. Время рассасывания t_p определяется как интервал времени с момента выключения входного импульса и связанного с этим изменением направления тока базы I_b до момента, когда концентрация дырок у коллекторного перехода уменьшится до нуля. Величина t_p зависит от конструкции эмиттера, величины тока $I_{с}$ и длительности импульса $t_{и}$. С увеличением $I_{с}$ t_p растет, а с увеличением $t_{и}$ t_p вначале растет в связи с увеличением концентрации дырок в базе; при установлении же стационарного распределения дырок рост t_p прекращается. Для уменьшения t_p на входе цепи в момент окончания действия импульса $I_{с}$ создают ток обратного направления $I_{с2}$, что ускоряет рассасывание дырок в базе. По истечении времени t_p рабочая точка транзистора переходит на границу активной области и начинается спад выходного тока, обусловленный статистическим характером распределения скоростей и траекторией дырок в базе и определяемый частотными свойствами транзистора. За время спада t_c транзистор возвращается через активный режим в исходное состояние — в режим отсечки и вновь запирается. Обычно t_c определяется как время, в течение которого ток уменьшается от 0,9 до 0,1 тока насыщения.

Длительность фронта в обычном транзисторе в схеме ОБ при небольшом сопротивлении в коллекторной цепи порядка 1 мкс. время спада в 2—3 раза больше его. При использовании высокочастотных транзисторов время фронта и спада можно уменьшить приблизительно в 10 раз. В высокочастотных транзисторах обнаружено значительное влияние емкостей переходов на длительность переходных процессов, в то время как процессы переноса носителей и их рекомбинации перестают играть основную роль.



Полевой транзистор — это полупроводниковый прибор, усилительные свойства которого обусловлены потоком основных носителей, протекающим через проводящий канал и управляемым электрическим полем.

Полевой транзистор с управляющим переходом — это полевой транзистор, управление потоком основных носителей в котором происходит с помощью выпрямляющего электрического перехода, смещенного в обратном направлении.

Устройство и принцип действия транзистора с *p-n*-затвором

Общие сведения. Полевыми транзисторами называют полупроводниковые приборы, у которых для управления током используется зависимость электрического сопротивления токопроводящего слоя от напряженности поперечного электрического поля.

Слой полупроводника, в котором регулируется поток носителей заряда, называется *каналом*. Электрическое поле, воздействующее на сопротивление канала, создается с помощью расположенного над каналом металлического электрода, называемого *затвором*.

Затвор должен быть электрически изолирован от канала. В зависимости от способа изоляции различают:

транзисторы с *управляющим p-n-переходом* или с *p-n-затвором* (изоляция затвора от канала осуществляется обедненным слоем *p-n*-перехода);

транзисторы с *металлополупроводниковым затвором* или *затвором Шоттки* (изоляция затвора от канала осуществляется обедненным слоем *m-n*- или *m-p*-перехода);

транзисторы, у которых затвор изолирован от канала диэлектриком, — транзисторы с *изолированным затвором* (рассматриваются в следующем параграфе).

Устройство. Устройство транзистора с *p-n*-затвором показано на рис. 7.1, а. На подложке из *p*-кремния создается тонкий слой полупроводника *n*-типа, выполняющий функции канала, т. е. токопроводящей области, сопротивление которой регулируется электрическим по-

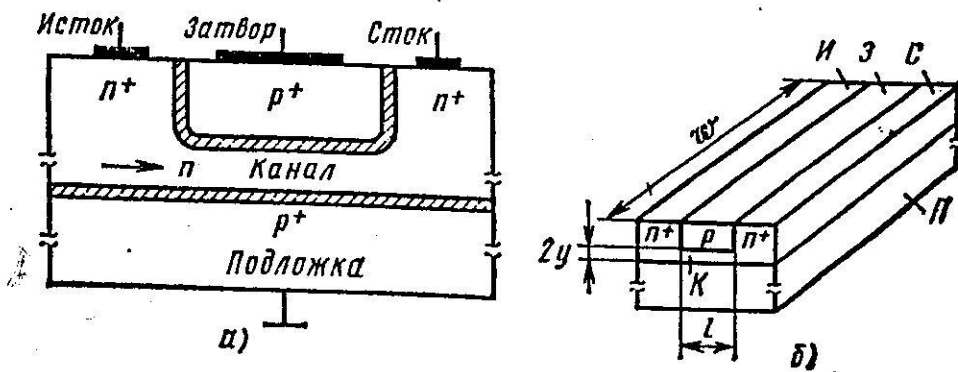


Рис. 7.1

лем. Канал изолирован *p-n*-переходами как от подложки, так и от находящегося над ним затвора — электрода, под которым создается электрическое поле, воздействующее на сопротивление канала. На концах канала находятся *исток* и *сток* — сильно легированные *n⁺*-области, с помощью которых канал включается в цепь управляемого тока.

Длину канала *l* (рис. 7.1, б) делают очень малой (единицы микрометров), ширину канала *w* — по возможности большой (обычно в сотни и даже тысячи раз больше длины).

Рассмотренный полевой транзистор имеет канал с электропроводностью *n*-типа, или, как говорят, *n*-канал. Существуют также транзисторы с *p*-каналом, они имеют такое же устройство и принцип действия, отличаются лишь полярностью напряжений питания.

Принцип действия. Прикладывая к затвору обратное напряжение *U_{зи}*, можно изменять ширину верхнего *p-n*-перехода. При этом *p-n*-переход, проникая на большую или меньшую глубину в канал, изменяет толщину канала *2y*, а следовательно, и его электрическую проводимость. В результате будет изменяться величина тока *I_с*, протекающего по каналу и в выходной цепи транзистора, под воздействием приложенного к стоку напряжения *U_{си}*. На этом принципе и основано действие транзистора с *p-n*-затвором.

Нижний *p-n*-переход (канал — подложка) служит для изоляции канала от подложки и установки начальной толщины канала. Подложка может служить вторым управляющим электродом либо подключаться к затвору.

Полевые транзисторы с металлополупроводниковым затвором (затвором Шоттки) имеют принцип действия практически такой же, как транзисторы с *p-n*-затвором; присущие им особенности будут отмечены в соответствующих местах.

Полевой транзистор с *p-n*-переходом. В полевых транзисторах, как уже указывалось, управление потоком основных носителей заряда осуществляется в области полупроводника, называемой каналом, путем изменения его поперечного сечения с помощью электрического поля. Полевой транзистор можно выполнить в виде триода или тетрода. Полевой транзистор — триод имеет следующие три электрода: исток, через который в канал втекают основные носители; сток, через который они вытекают из канала, и затвор, предназначенный для регулирования поперечного сечения канала. Впервые идея полевого транзистора была предложена в 1952 г., но в течение ряда лет полевой транзистор оставался лабораторным прибором. В настоящее время существует множество типов полевых транзисторов, которые в ряде устройств работают более эффективно, чем биполярные. Преимуществом полевых транзисторов является также и то, что ассортимент полупроводниковых материалов для их изготовления значительно шире (так как они работают только с основными носителями заряда), благодаря чему возможно создание, например, температуростойких приборов. Большое значение также имеют низкий уровень шумов и высокое входное сопротивление этих транзисторов.

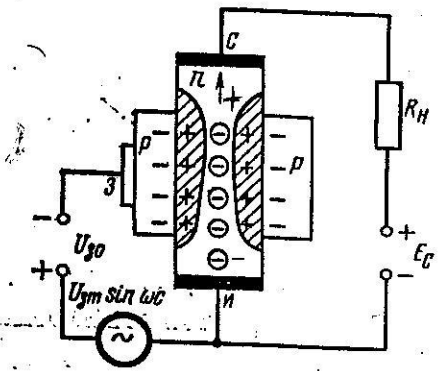


Рис. 2.85. Схема включения полевого транзистора

На рис. 2.85 приведена схема включения полевого транзистора. Во входную цепь включены источник обратного смещения U_{30} на $p-n$ -переходе между затвором и каналом и источник переменного напряжения сигнала

$U_{3m} \sin \omega t$, которое требуется усилить. Выходная цепь состоит из источника постоянного напряжения E_c плюсом подсоединенного к стоку и сопротивления нагрузки R_n . Исток является общей точкой схемы. Контакты истока и стока невыпрямляющие. Канал может иметь электропроводимость как p -типа, так и n -типа; по-

скольку $\mu_n > \mu_p$, выгоднее применять n -канал. Затвор выполняют в виде двух полупроводниковых пластин p -типа, соединенных вместе и охватывающих n -канал с двух сторон.

Полевой транзистор работает следующим образом. При отсутствии сигнала на входе основные носители заряда — электроны под действием ускоряющего электрического поля в канале ($E = 10^5 \div 10^4$ В/см) дрейфуют в направлении от истока к стоку, в то время как $p-n$ -переход для них заперт. Ток, создаваемый этими электронами, определяется как напряжением стока U_c , так и сопротивлением канала. Последнее зависит от поперечного сечения канала, которое ограничивается $p-n$ -переходом. Поскольку потенциал электрического поля линейно возрастает от истока к стоку вдоль канала, толщина $p-n$ -перехода минимальна вблизи истока и максимальна вблизи стока, и канал сужается вдоль $p-n$ -перехода от стока к истоку. Таким образом, наибольшим сопротивлением канал обладает в наиболее узкой своей части.

Если в результате подачи к затвору переменного напряжения сигнала результирующее обратное напряжение на затворе $U_3 = -U_{30} + U_{3m} \sin \omega t$ повысится, то толщина $p-n$ -перехода по всей его длине увеличится, а площадь сечения канала и, следовательно, ток в цепи стока уменьшаются. Указанный эффект будет тем сильнее, чем больше удельное сопротивление материала полупроводника, поэтому полевые транзисторы выполняют из высокоомного материала. При больших обратных напряжениях на затворе сечение канала в его узкой части станет равным нулю, и ток через канал прекратится. Такой режим называется режимом отсечки.

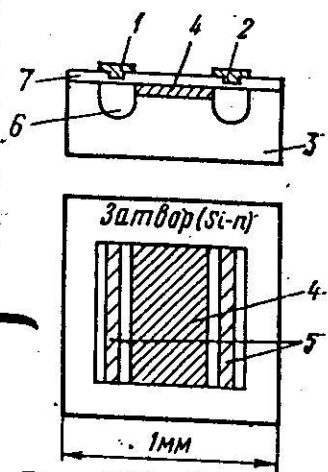


Рис. 2.86. Конструкция планарного полевого транзистора типа КП102:

- 1 — исток; 2 — сток;
- 3 — затвор n -типа; 4 — канал p -типа; 5 — алюминиевый контакт; 6 — омический контакт (p^+); 7 — защитное покрытие SiO_2 .

На рис. 2.86 схематически изображена конструкция современного полевого кремниевого транзистора типа КП102 с каналом p -типа, изготовленного по диффузионно-планарной технологии. Транзистор представляет собой прямоугольный кристалл кремния площадью около 1 мм². Методом диффузии в теле кристалла образован канал — тонкая область с p -проводимостью. Сам кристалл обладает n -проводимостью и является затвором. По краям канала также методами диффузии образованы более массивные участки с p -проводимостью — сток и исток. На них нанесены алюминиевые контакты. Между затвором и каналом образуется $p-n$ -переход.

На рис. 2.87а изображено семейство статических выходных характеристик кремниевого полевого транзистора КП102 с каналом p -типа: ток в цепи стока I_c в функции напряжения на стоке U_c при различных значениях напряжения затвора U_3 и $R_n = 0$. Каждая ха-

характеристика имеет два участка — омический (для малых U_c) и насыщения (для больших U_c). При $U_3=0$ с увеличением напряжения U_c ток I_c вначале нарастает почти линейно, однако далее характеристика перестает подчиняться закону Ома; ток I_c начинает расти медленно, ибо его увеличение приводит к повышению падения напряжения в канале и потенциала вдоль канала. Вследствие

X
 U_c
 U_3
 ↓ канал
 ↑ толщина

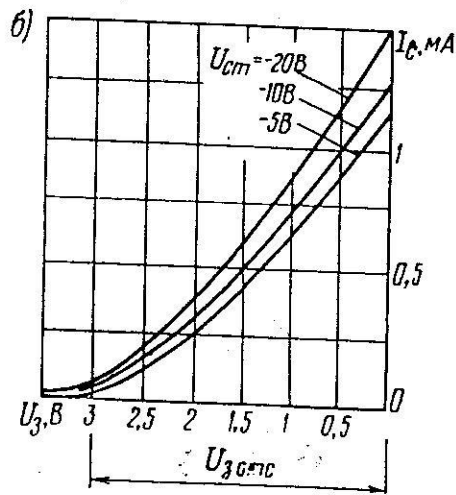
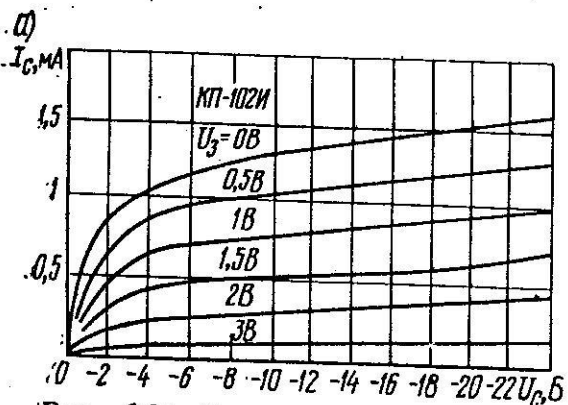


Рис. 2.87. Статические характеристики полевого транзистора типа КП102:
 а) выходные; б) характеристики прямой передачи

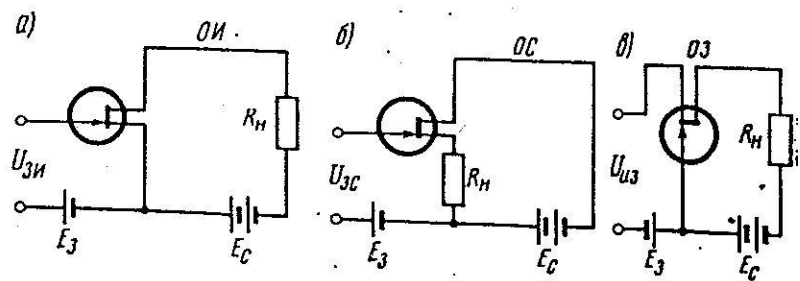
этого увеличиваются толщина запирающего слоя и сопротивление канала, а также замедляется возрастание самого тока I_c . При некотором напряжении насыщения U_{c0} сечение канала приближается к нулю и рост I_c прекращается.

Следующая характеристика, снятая при некотором положительном обратном напряжении затвора U'_3 , когда запирающий слой имеет большую толщину при тех же значениях U_c , будет более пологой на начальном участке и насыщение наступит раньше (при меньших значениях U'_{c0}). Эти характеристики напоминают по своему виду анодные характеристики пентода. Затвор играет роль сетки электронной лампы и изменение напряжения U_3 управляет изменением тока I_c в выходной цепи. Исток эквивалентен катоду, а сток — ее аноду.

Семейство характеристик прямой передачи изображено на рис. 2.87б. Для удобства сравнения их с анодно-сеточными характеристиками пентода и практического использования положительное обратное напряжение затвора отложено влево от начала координат. Постоянным параметром характеристик является напряжение стока. Из характеристик видно, что напряжение отсечки U_3 отсечки равно 3 В и мало зависит от напряжения стока. Раствор характеристик позволяет прикладывать к полевому транзистору сигналы с относительно большими амплитудами (порядка 1,5 В, что значительно больше, чем это возможно для биполярного транзистора).

Полевой транзистор, подобно электронным лампам и биполярным транзисторам, может работать в трех схемах включения — в схеме с общим истоком (рис. 2.88а), в схеме с общим стоком (рис. 2.88б) и в схеме с общим затвором (рис. 2.88в). Схеме с общим истоком соответствует ламповая схема включения с общим катодом, схеме с общим стоком — схема с общим анодом, а схеме с общим затвором — схема с общей сеткой.

Рис. 2.88. Схемы включения полевого транзистора:
 а) с общим истоком; б) с общим стоком; в) с общим затвором



Характеристики полевых транзисторов аналогичны характеристикам экранированных ламп, поэтому основным параметром, используемым при расчете усилительного каскада с полевым транзистором, является статическая крутизна характеристики прямой передачи, т. е. отношение изменения тока стока к напряжению между затвором и истоком:

$$S = \left. \frac{\Delta I_c}{\Delta U_3} \right|_{U_c = \text{const}} \frac{\text{мА}}{\text{В}} \quad (2.107)$$

(эта величина для полевых транзисторов находится в пределах от 0,5 до 5 мА/В); междуэлектродные емкости затвор-исток $C_{зи}$, затвор-сток $C_{зс}$ и сток-исток $C_{си}$. Для транзистора типа КП102 $C_{зи} = 3$ пФ, $C_{зс} = 2$ пФ и $C_{си} = 0,2$ пФ. По аналогии с электронными лампами дифференциальное выходное сопротивление здесь определяется как

$$R_{\text{вых}} = R_i = \left. \frac{\Delta U_c}{\Delta I_c} \right|_{U_3 = \text{const}}, \text{ Ом} \quad (2.108)$$

Оно составляет примерно десятки—сотни килоомов. Статический коэффициент усиления по напряжению находится в пределах $\mu = 25 \div 100$. Коэффициент усиления по напряжению при оптимальной нагрузке $R_{\text{н опт}}$ равен 10 или более.

Исходя из принципа действия и структуры полевого транзистора, можно составить его эквивалентную схему для низких частот (рис. 6.5).

Сопротивления r_c и r_n представляют собой объемные сопротивления кристалла полупроводника на участках между концами канала и контактами стока и истока соответственно. Эти сопротивления зависят от конструкции транзистора и технологии его изготовления. На низких частотах влиянием сопротивления r_c

можно пренебречь по сравнению с обычно большим сопротивлением нагрузки в цепи стока и большим дифференциальным сопротивлением канала r_i . Общее для входной и выходной цепей сопротивление r_n является сопротивлением внутренней обратной связи в полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком. Падение напряжения на этом сопротивлении при прохождении тока стока оказывается обратным для $p-n$ -перехода. В свою очередь, увеличение обратного напряжения на $p-n$ -переходе затвора транзистора приводит к уменьшению тока стока.

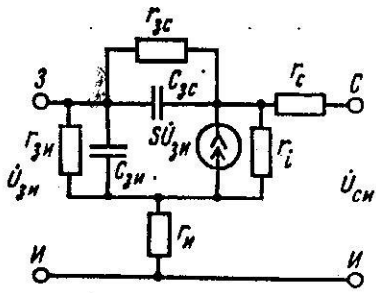


Рис. 6.5. Физическая эквивалентная схема полевого транзистора

Емкости $C_{зи}$ и $C_{зс}$, сопротивления $r_{зи}$ и $r_{зс}$ замещают в этой эквивалентной схеме $p-n$ -переход с его барьерной емкостью и большим активным дифференциальным сопротивлением при обратном смещении.

Генератор тока, включенный параллельно сопротивлению канала, отражает усилительные свойства транзистора. Ток этого генератора пропорционален входному напряжению $U_{зи}$; коэффициентом пропорциональности является крутизна характеристики S .

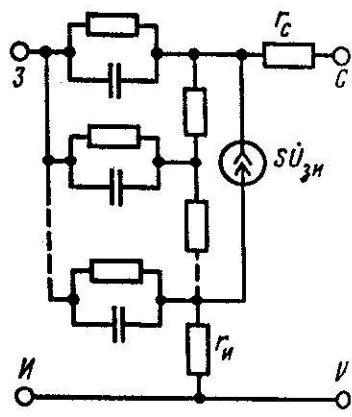


Рис. 6.6. Физическая эквивалентная схема с распределенными параметрами полевого транзистора

Нужно учитывать, что емкость и сопротивление затвора распределены по всей его площади и что сопротивление канала также является распределенным. В этом случае эквивалентная схема полевого транзистора должна быть представлена в виде схемы с распределенными параметрами (рис. 6.6). Однако такая схема значительно сложнее для выяснения свойств и характеристик полевых транзисторов.

Ток затвора во входной цепи триода $I_з$ — обратный ток, создаваемый неосновными носителями через $p-n$ -переход, чрезвычайно мал (порядка 10^{-9} А и менее). Поэтому входное сопротивление полевого транзистора $R_{вх} = \Delta U_з / \Delta I_з$ очень высокое (порядка нескольких мегомов), входная же емкость мала, так как переход находится под обратным напряжением. Этими качествами полевой транзистор выгодно отличается от биполярных транзисторов с двумя $p-n$ -переходами. При работе полевого транзистора на высоких частотах основное значение имеет емкость $C_{зИ}$. Максимальная рабочая частота определяется постоянной времени входной цепи $f = 1 / 2\pi RC_{зИ}$, где R — сопротивление канала, через которое заряжается емкость. Анализ показывает, что по частотным свойствам полевой транзистор не имеет особых преимуществ перед биполярным. Практически были осуществлены полевые транзисторы с мак-

симальной частотой генерации до 30 ГГц. Но с точки зрения быстродействия полевой транзистор превосходит биполярный, так как работает на основных носителях заряда при отсутствии их накопления.

В импульсном режиме чрезвычайно полезным достоинством полевого транзистора является почти полное отсутствие остаточного напряжения в цепи канала во включенном состоянии. Закрытый полевой транзистор оказывает сопротивление постоянному току между стоком и истоком более 10^8 Ом.

Температурная зависимость тока истока связана с изменением подвижности основных носителей, заряда в материале канала. Для кремниевых транзисторов крутизна S уменьшается с увеличением температуры. Кроме того, с повышением температуры увеличивается собственная проводимость полупроводника; возрастает входной ток $I_з$ через переход и, следовательно, уменьшается $R_{вх}$. У полевых кремниевых транзисторов с $p-n$ -переходом при комнатной температуре ток затвора порядка 1 нА. При увеличении температуры ток удваивается на каждые 10°C (рис. 2.89).

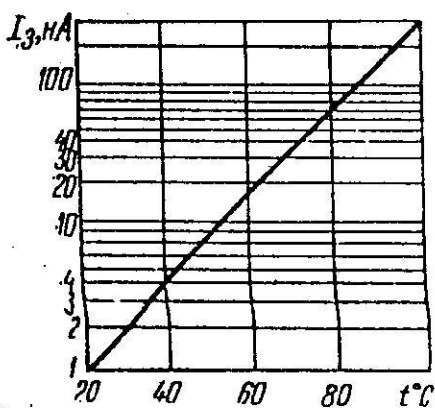


Рис. 2.89. Температурная зависимость тока затвора полевого транзистора типа КП102

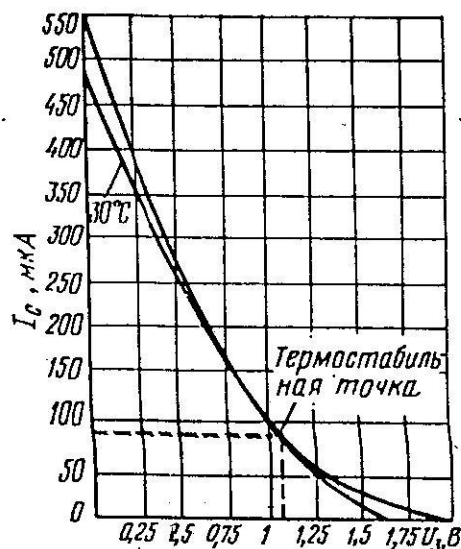


Рис. 2.90 К определению положения термостабильной точки полевого транзистора

Особенность полевых транзисторов заключается в наличии у них термостабильной точки, т. е. точки, в которой ток стока практически постоянен при различных температурах (рис. 2.90). Это объясняется следующим образом. При повышении температуры из-за уменьшения подвижности носителей удельная проводимость канала уменьшается, а следовательно, уменьшается и ток стока. Одновременно сокращается ширина $p-n$ -перехода, расширяется проводящая часть канала и увеличивается ток. Эти два противоположных процесса при определенном выборе рабочей точки могут взаимно компенсироваться. Ориентировочное положение термостабильной точки можно найти по формуле: $U_{zt} = U_{з стс} - 0,65 В$.

При правильном выборе ее положения основной причиной дрейфа тока стока может быть высокоомный резистор в цепи затвора. С изменением тока затвора в зависимости от температуры будет изменяться падение напряжения по входной цепи, которое изменит рабочий ток стока.

Полевые транзисторы с $p-n$ -переходом целесообразно применять во входных устройствах усилителей при работе от высокоомного источника сигнала, в чувствительной по току измерительной аппаратуре, импульсных схемах, регуляторах уровня сигнала и т. п.

Полевой транзистор с изолированным затвором (МДП-транзистор). Этот транзистор имеет структуру металл—диэлектрик—полупроводник и может быть двух типов: с индуцированным каналом (рис. 2.91а) и с встроенным каналом (рис. 2.91б и в). Если основой транзистора является кремний, то диэлектриком может быть слой окиси кремния, поэтому такую структуру иногда называют МОП-транзистор (металл—окисел—полупроводник).

Транзистор с индуцированным каналом (рис. 2.91а) имеет области истока n^+ и стока n^+ , которые выведены путем металлизации через отверстие в окиси кремния на контакты — исток и сток. На слой двуокиси окиси кремния напыляют слой алюминия, служащий затвором. Можно считать, что алюминиевый затвор и полупроводниковый материал p -типа образуют плоский конденсатор с окисным диэлектриком. Если на металлическую часть затвора подать положительное напряжение, то положительный заряд обкладки затвора индуцирует соответствующий отрицательный заряд в полупроводниковой области канала.

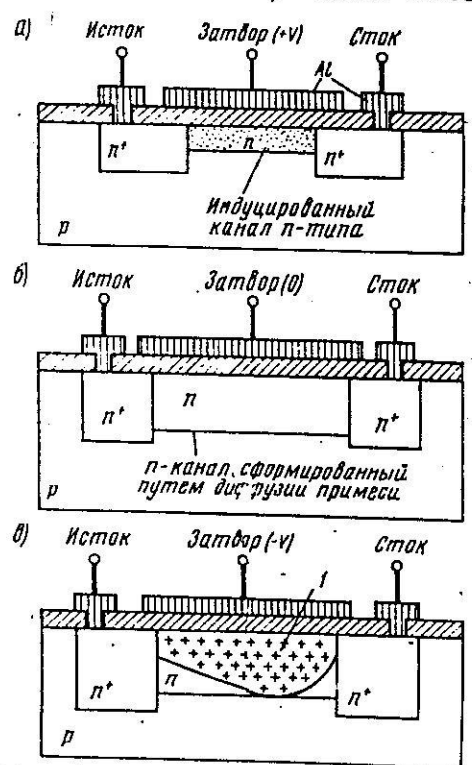


Рис. 2.91. МДП-транзисторы: а) с индуцированным каналом; б), в) с встроенным каналом.

С возрастанием положительного напряжения этот заряд, созданный притянутыми из глубины p -области полупроводника электронами, превращает поверхностный слой полупроводника p -типа в проводящий канал n -типа, соединяющий исходные n^+ области истока и стока. Поэтому уменьшается сопротивление материала между истоком и стоком, что ведет к увеличению тока стока. Таким образом, благодаря электростатической индукции между истоком и стоком происходит инверсия типа проводимости полупроводника. Слой полупроводника p -типа превращается в полупроводник n -типа. До инверсии сопро-

тивление между истоком и стоком определяется сопротивлением закрытого перехода, так как до инверсии имеет место структура p^+-p-n^+ . После инверсии образуется канал n -проводимости и структура становится n^+-n-n^+ . Меняя напряжение на затворе, можно управлять током стока. Если взять подложку n -типа, то можно построить МДП-транзистор с индуцированным p -каналом, который управляется отрицательным напряжением на затворе.

Транзистор с встроенным каналом имеет конструкцию, подобную предыдущей. Между истоком и стоком методом диффузии создают канал с проводимостью n -типа при проводимости подложки p -типа. Возможно другое сочетание. Канал имеет проводимость p -типа, а подложка — проводимость n -типа. В отсутствие напряжения на затворе (рис. 2.91б) ток между истоком и стоком определяется сопротивлением n -канала. При отрицательном напряжении на затворе концентрация носителей заряда в канале уменьшается и в нем появляется обедненный слой (рис. 2.91в). Сопротивление между истоком и стоком увеличивается и ток уменьшается. При положительном напряжении на затворе ток стока увеличивается, потому что в канале индуцируется дополнительный отрицательный заряд, увеличивающий его проводимость.

Handwritten notes on the left margin, including a small schematic diagram of a transistor and some illegible text.

Транзисторы с изолированным затвором изготавливают планарным методом, при этом выбирают примерно следующие конструктивные данные: длину канала $l=2\div 10$ мкм, ширину канала $w=100\div 5000$ мкм, толщину изолирующего слоя затвора $\delta=0,1\div 0,2$ мкм. Толщина канала, определяемая глубиной проникновения поля в полупроводник, обычно равна $0,1\text{--}0,2$ мкм. Толщина обедненного слоя составляет единицы микрометра. Заглубление n^+ -областей лежит в пределах 5 мкм. Концентрация примеси в подложке $N\approx 10^{15}\text{см}^{-3}$.

Выходные характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом p -типа приведены на рис. 2.92а, а с встроенным ка-

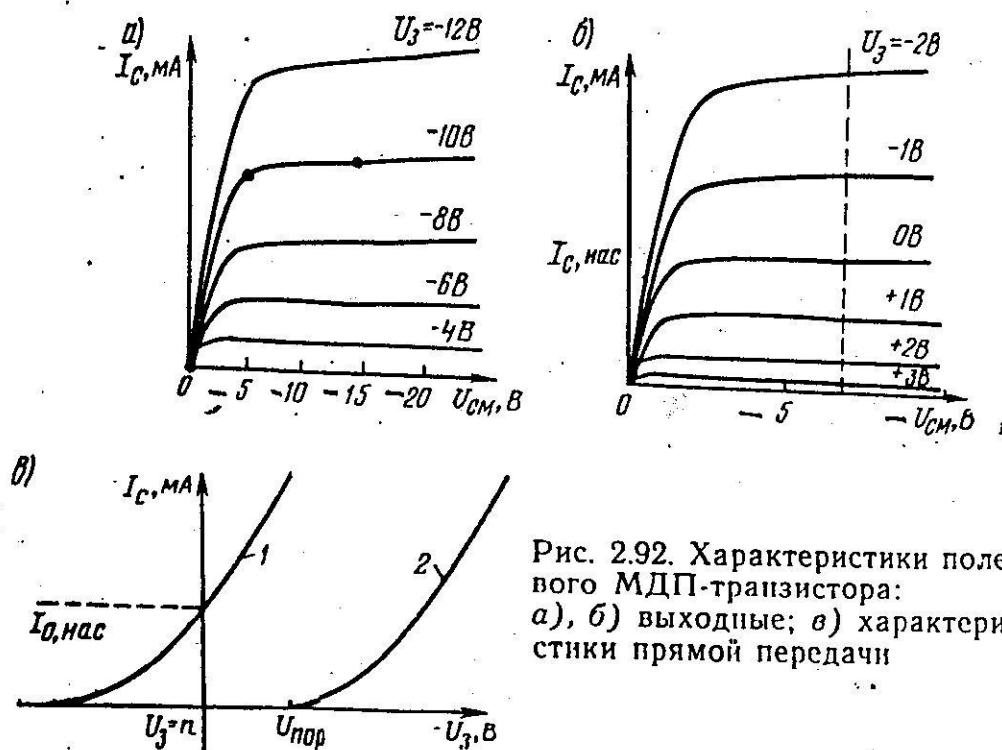


Рис. 2.92. Характеристики полевого МДП-транзистора: а), б) выходные; в) характеристики прямой передачи

налом — на рис. 2.92б. На рис. 2.92в приведены характеристики прямой передачи МДП-транзисторов со встроенным (кривая 1) и индуцированным (кривая 2) каналами. На рис. 2.93 приведена характеристика прямой передачи МДП-транзистора в разных масштабах тока стока. Левая шкала — линейная, а правая пропорциональна $\sqrt{I_{ст}}$. Из рисунка видна квадратичность передаточной ха-