

лектора ΔI_K возник только за счет приращения тока эмиттера ΔI_\varnothing .

Параметр h_{216} численно равен физическому параметру — дифференциальному коэффициенту передачи тока эмиттера в схеме с ОБ, но имеет отрицательный знак:

$$h_{216} = -\alpha.$$

Последнее объясняется тем, что когда транзистор представляют как четырехполюсник, за положительные направления входного и выходного токов принимают направления в сторону четырехполюсника, т. е. положительными считаются токи, втекающие в полюсники (см. рис. 3.18). А в схеме с ОБ, как было показано выше, коллекторный ток вытекает из транзистора и поэтому считается отрицательным.

$$h_{216} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KB}} \right|_{I_\varnothing = \text{const}} \quad \text{Выходная проводимость транзистора.}$$

Условие $I_\varnothing = \text{const}$ указывает на то, что в данном случае прирост коллекторного тока ΔI_K обусловлен лишь изменением ΔU_{KB} коллекторного напряжения.

h-параметры транзистора, включенного по схеме ОЭ.

h-параметры транзистора, включенного по схеме с ОЭ, могут быть измерены с помощью схемы для снятия статических характеристик транзистора с ОЭ (см. рис. 3.10).

Для схемы с ОЭ:

$$\begin{aligned} u_1 &= u_{B\varnothing} = \Delta U_{B\varnothing}; & i_1 &= i_B = \Delta I_B; \\ u_2 &= u_{K\varnothing} = \Delta U_{K\varnothing}; & i_2 &= i_K = \Delta I_K. \end{aligned}$$

$$h_{116} = \left. \frac{\Delta U_{B\varnothing}}{\Delta I_B} \right|_{U_{K\varnothing} = \text{const}} \quad \text{— входное дифференциальное сопротивление транзистора, в заданной точке;}$$

$$h_{126} = \left. \frac{\Delta U_{B\varnothing}}{\Delta U_{KB}} \right|_{I_B = \text{const}} \quad \text{— коэффициент обратной связи по напряжению;}$$

$$h_{216} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KB}} \right|_{U_{K\varnothing} = \text{const}} \quad \text{— коэффициент усиления по току,}$$

обозначаемый ранее β ;

$$h_{226} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KB}} \right|_{I_B = \text{const}} \quad \text{— выходная проводимость.}$$

ОПРЕДЕЛЕНИЕ *h*-ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРА ПО ЕГО СТАТИЧЕСКИМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ

Для определения *h*-параметров транзистора по его статическим характеристикам необходимо иметь не менее двух входных и двух выходных характеристик. В справочниках обычно приводят-

ся две входные характеристики, соответствующие $U_K = 0$ и $U_K = -5$ В, а также семейство коллекторных характеристик. Определение *h*-параметров по статическим характеристикам рассмотрим на конкретных примерах. Для этого воспользуемся семействами статических характеристик, приведенными на рис. 3.5 и 3.11.

Указанные характеристики соответствуют одним и тем же типам транзисторов. Поскольку значения этих параметров зависят от тока эмиттера, в справочниках приводится значение указанного тока, при котором определялись параметры (для маломощных транзисторов обычно при $I_\varnothing = 1$ мА).

На рис. 3.20 приведены в увеличенном масштабе начальные участки эмиттерных характеристик, изображенных на рис. 3.5. Параметр h_{116} определяют по пересечению со статической характеристикой, соответствующей $U_{KB} = 0$. Отрезок OA , заключенный между характеристиками, обозначим $\Delta U'_{EB}$. Тогда

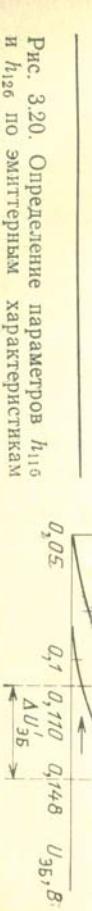
$$h_{116} = \left. \frac{\Delta U'_{EB}}{\Delta I_B} \right|_{U_{KB} = \text{const}} = \frac{0,148 - 0,110}{(1,25 - 0,70) \cdot 10^{-3}} \Big|_{U_{KB} = -5 \text{ В}} = 36,4 \text{ Ом.}$$

Для определения параметра h_{126} из точки O проводим горизонтальную линию до пересечения со статической характеристикой, соответствующей $U_{KB} = 0$. Отрезок OA , заключенный между характеристиками, обозначим $\Delta U'_{EB}$. Тогда

$$h_{126} = \left. \frac{\Delta U'_{EB}}{\Delta U_{KB}} \right|_{I_\varnothing = \text{const}} = \frac{0,148 - 0,110}{0 - (-5)} \Big|_{I_\varnothing = 1 \text{ мА}} = 7,6 \cdot 10^{-5},$$

остановимся подробнее на физическом смысле параметра h_{126} . Этот параметр, как известно, характеризует воздействие коллекторного напряжения на ток эмиттера. Из рассмотренного примера следует, что изменение напряжения на коллекторе на 5 В вызывает такой же по величине прирост тока эмиттера, как изменение напряжения на эмиттере на 0,148–0,110 = 0,038 В. Действительно, за счет изменения U_{KB} от 0 до –5 В (при неизменном $U_{EB} = 0,148$ В) ток эмиттера возрос от 1 до 2,25 мА (точка, определяющая ток эмиттера, переместилась по вертикали из положения A в положение B). Для того чтобы при новом значении $U_{KB} = -5$ В ток эмиттера уменьшился до первоначального значения 1 мА (так как надо выполнить условие $I_\varnothing = \text{const}$), необходимо уменьшить напряжение U_{EB} от 0,148 до 0,110 В (точка, определяющая величину тока эмиттера, переместится по характеристике, соответствующей $U_{KB} = -5$ В, из положения B в положение 0). Таким образом, приросты напряжения $\Delta U_{KB} = -5$ В и $\Delta U'_{EB} = 0,038$ В равнозначны по своему воздействию на ток эмиттера. Уменьшив в 5 раз значения обеих этих величин, получим, что 1 В изменения напряжения на коллекторе равнозначен по своему воздействию на ток эмиттера изменинию напряжения на эмиттере на $7,6 \cdot 10^{-3}$ В. Это и показывает параметр h_{126} в нашем примере.

Рис. 3.20. Определение параметров h_{116} и h_{126} по эмиттерным характеристикам транзистора



Параметр h_{126} дает возможность учесть влияние изменений напряжения на коллекторе на эмиттерную цепь путем включения в последнюю эквивалентного генератора с ЭДС, равной $e = h_{126}U_K$, что наило отражение в эквивалентной схеме транзистора для h -параметров, изображенной на рис. 3.19, где $u_2 = u_K$ — напряжение сигнала на коллекторе.

Параметр h_{19} определяется аналогично параметру h_{116} по статической входной характеристике $I_B = f(U_{K9})$ при $U_{K9} = -5$ В. Для определения параметра h_{219} входная характеристика для $U_{K9} = 0$ В оказывается неприводной. Дело в том, что параметр h_{129} характеризует влияние коллекторного напряжения на эмиттерный переход и через него на ток базы. При $|U_{K9}| < |E_B|$ ток базы резко возрастает, но не из-за влияния коллекторного напряжения на эмиттерный переход, а за счет того, что коллекторный переход оказывается под прямым напряжением и ток базы становится равным сумме прямых (диффузионных) токов эмиттерного и коллекторного переходов (см. рис. 3.12). Поэтому параметр h_{129} следует вычислять по формуле:

$$h_{129} = 12,5 h_{229}/I_9,$$

где I_9 — значение тока эмиттера в мА, при котором были определены параметры h_{116} и h_{226} . В нашем примере $I_9 = 1$ мА. Таким образом, для вычисления параметра h_{129} необходимо сначала определить параметр h_{229} .

Перейдем к определению

параметров h_{21} и h_{22} по выходным характеристикам. Определение параметров h_{216} и

h_{226} по семейству коллекторных характеристик для схемы с ОВ дает большую погрешность, поскольку невозможно с необходимой точностью определить по характеристикам величину ΔI_K , соответствующую выбранному значению ΔI_9 при вычислении параметра h_{216} , а также прирост коллекторного тока ΔI_K , вызванный изменением коллекторного напряжения, необходимо для определения h_{226} (коллекторные характеристики для схемы с ОВ идут почти параллельно горизонтальной оси).

Поэтому параметры h_{216} и h_{226} лучше определять че-

рез h -параметры для схемы с ОЭ, пользуясь формулами пересчета:

$$|h_{216}| = h_{219}/(1 + h_{219}), \quad h_{226} = h_{229}/(1 + h_{219}).$$

Параметры же h_{219} и h_{229} с достаточной для практических расчетов точностью можно определить по коллекторным характеристикикам. На рис. 3.21 приведены три коллекторные характеристики для схемы с ОЭ, воспользовавшись которыми определим параметры h_{219} и h_{229} :

$$h_{219} = \frac{\Delta I'_K}{\Delta U_{K9}} \Bigg|_{U_{K9}=\text{const}} = \frac{I_{K(B)} - I_{K(A)}}{I_{B3} - I_{B1}} \Bigg|_{U_{K9}=-10V} = \frac{29 - 10}{0,6 - 0,2} = 47,5;$$

$$h_{229} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{K9}} \Bigg|_{I_B=\text{const}} = \frac{I_{K(r)} - I_{K(B)}}{U_{K9} - U_{K2}} \Bigg|_{I_B=0,4 \text{ mA}} =$$

$$= \frac{(20 - 19,5) \cdot 10^{-3}}{-5 - (-15)} = 50 \cdot 10^{-6} \text{ См.}$$

$$R_{\text{вых},9} = 1/h_{229} = 1/(50 \cdot 10^{-6}) = 20 \text{ кОм.}$$

По полученным значениям параметров h_{219} и h_{229} вычислим по формуле пересчета:

$$|h_{215}| = h_{219}/(1 + h_{219}) = 47,5/(1 + 47,5) = 0,979;$$

$$h_{225} = h_{229}/(1 + h_{219}) = 50 \cdot 10^{-6}/(1 + 47,5) = 1,03 \cdot 10^{-6} \text{ См};$$

$$R_{\text{вых},5} = 1/h_{225} = 1/(1,03 \cdot 10^{-6}) = 970 \text{ кОм.}$$

Имея значения параметров h_{215} и h_{225} , можно вычислить параметры:

$$h_{119} = h_{116}/(1 - |h_{215}|) = 36,4/(1 - 0,979) = 1733 \text{ Ом};$$

$$h_{129} = 12,5 h_{229}/I_9 = 12,5 \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 0,625 \cdot 10^{-3}.$$

Параметр h_{119} , как было отмечено, может быть определен по базовой характеристике, соответствующей $U_{K9} = -5$ В. Но в данном примере это затруднено из-за малого значения тока базы: участок характеристики, на котором необходимо определить прирост тока базы, расположен в самом ее начале. Поэтому для большей точности h_{119} определен по формуле пересчета. Если известны h -параметры для схемы с ОВ, то можно вычислить физические параметры транзистора. Для этого сначала в зависимости от заданного тока эмиттера определить

$$r_9 = \Phi_9/I_9 \approx 25/I_9$$

(где I_9 — в мА), затем

$$r_6 = \frac{h_{116} - r_9}{1 - |h_{215}|}; \quad r_K = \frac{1}{h_{225}}; \quad \alpha = |h_{215}|$$

Рис. 3.21. Определение параметров h_{219} и h_{229} по коллекторным характеристикам транзистора

ЗАВИСИМОСТЬ h -ПАРАМЕТРОВ ОТ РЕЖИМА РАБОТЫ И ТЕМПЕРАТУРЫ

Режим работы транзистора определяется током эмиттера и напряжением на коллекторе. Значения параметров зависят от режима: так параметры транзисторов малой мощности, приводимые в справочниках, обычно соответствуют $I_E = 1$ мА и $U_K = -5$ В.

На рис. 3.22, а показаны зависимости h -параметров для схемы с ОБ от тока эмиттера, а на рис. 3.22, б — от напряжения на

$h_{216}, h_{225}, \text{мкГн}$

$U_K = -5$

$h_{216} \cdot 10^{-4}$

h_{115}

h_{225}

h_{115}

h_{216}

h_{115}

h_{225}

h_{115}

h_{216}

h_{115}

h_{225}

h_{115}

h_{216}

h_{115}

h_{225}

h_{115}

h_{216}

h_{115}

h_{216}

h_{115}

h_{216}

h_{115}

h_{216}

h_{115}

h_{216}

h_{115}

h_{216}

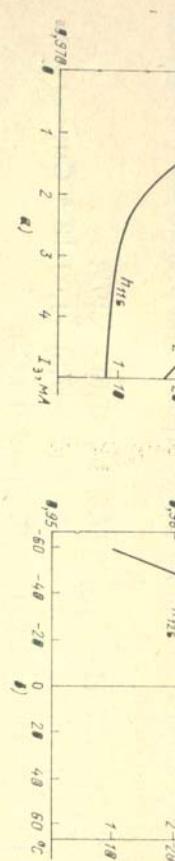
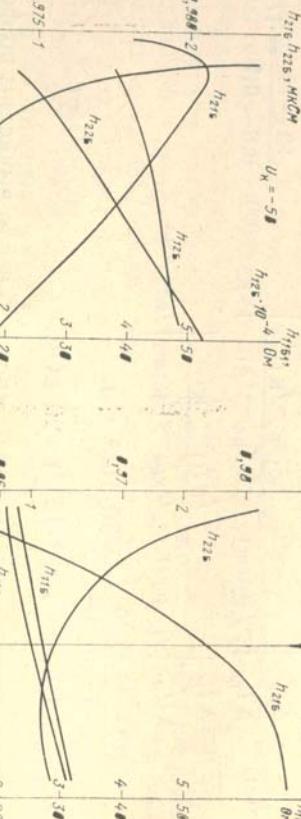


Рис. 3.22. Зависимость h -параметров транзистора с ОБ:

* — тока эмиттера, δ — от напряжения на коллекторе, σ — от температуры

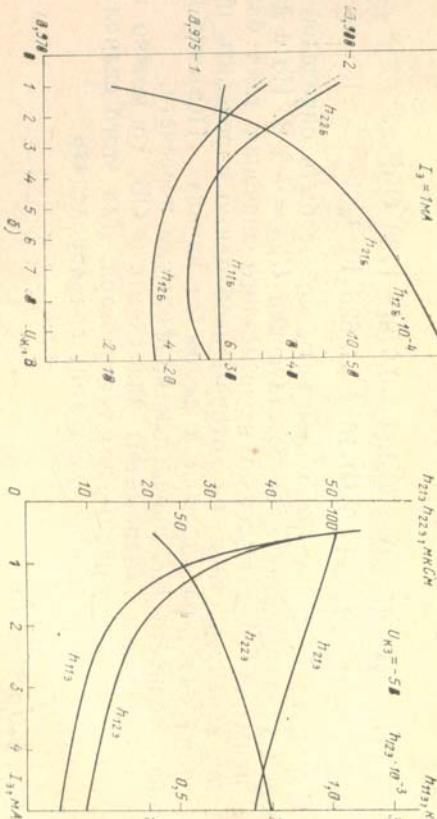


Рис. 3.23. Зависимость h -параметров транзистора с ОЭ от тока эмиттера

коллекторе. Из кривых рис. 3.22 видно, что увеличение тока эмиттера вызывает уменьшение коэффициента передачи тока эмиттера h_{216} . Уменьшается также и без того малое входное сопротивление транзистора h_{115} . Поэтому выбор режима с $I_E > 1$ мА для маломощных транзисторов должен быть обоснованным. Уменьшение h_{216} при увеличении тока эмиттера объясняется в основном уменьшением коэффициента инжеекции. При большем токе I_E в базу эмиттера поступает больше носителей заряда и поэтому уменьшается ее удельное сопротивление r_b . Это, как следует из (3.1), приводит к уменьшению коэффициента инжеекции. Уменьшение параметра h_{115} при росте I_E очевидно из рассмотрения эмиттерной характеристики транзистора: рабочая точка переходит на участок с большей крутизной.

Коллекторное напряжение наиболее сильно влияет на параметр h_{216} . Рост коэффициента передачи тока эмиттера при повышении коллекторного напряжения объясняется модуляцией толщины базы: из-за расширения коллекторного перехода уменьшается толщина базы, а при этом увеличивается коэффициент переноса дырок α , а значит, — и коэффициент передачи тока эмиттера. Остальные параметры при $|U_K| > 5$ В зависят от коллекторного напряжения слабо.

В § 3.4 было рассмотрено влияние температуры на статические характеристики транзистора. В частности, было показано, что при повышении температуры эмиттерная характеристика смещается влево, т. е. ток эмиттера увеличивается при неизменном напряжении на эмиттере. Изменение тока эмиттера, как мы только что видели, приводит к изменению параметров. Такую зависимость параметров транзистора от температуры можно назвать косвенной. Зная зависимость тока эмиттера от температуру, можно определить, пользуясь кривыми рис. 3.22, а, температурную зависимость параметров. Однако даже при неизменном режиме транзистора изменения температуры приводят к изменениям его параметров, т. е. имеет место непосредственная зависимость параметров от температуры (рис. 3.22, б). Здесь наиболее существенной является температурная зависимость коэффициента передачи тока эмиттера h_{216} . При повышении температуры h_{216} увеличивается. Это объясняется в основном температурной зависимостью времени жизни t_c : с повышением температуры t возрастает, это согласно (1.3) и (3.2) приводит к увеличению коэффициента переноса α , следовательно, к росту h_{216} .

На рис. 3.23 приведены зависимости h -параметров для схемы с ОЭ от тока эмиттера.

Выводы. 1. При анализе и расчете транзисторных схем пользуются эквивалентной схемой транзистора и соответствующей ей системой параметров. 2. Наилучшим образом структуру транзистора и его свойства выражают Т-образная эквивалентная схема и соответствующая ей система физических параметров. Физические параметры определяются свойствами самого транзистора и не зависят от схемы его включения. Поэтому их называют собствен-

ними. Однако не все из этих параметров могут быть измерены непосредственно. Поэтому система физических параметров не нашла широкого применения на практике.

3. Наибольшее применение на практике имеет система h -параметров, в которой параметры транзистора определяются как параметры активного линейного четырехполюсника. Все h -параметры легко измеряются.

4. h -параметры имеют различные значения для схем включения транзистора с ОБ и с ОЭ. 5. h -параметры могут быть определены по статическим характеристикам транзистора. Для большей точности результатов рекомендуется по эмиттерным характеристикам определять параметры $h_{11\alpha}$ и $h_{12\alpha}$ и по базовой для $U_{\text{КЭ}} = -5 \text{ В}$ — параметр $h_{21\alpha}$. По коллекторным характеристикам для $U_{\text{КЭ}} = h_{21\alpha}$ и $h_{22\alpha}$. Остальные параметры: $h_{21\beta}$, $h_{22\beta}$ и $h_{12\beta}$ вычислять по формулам.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Приведите физические параметры транзистора и его эквивалентную схему для этой системы параметров.
2. Приведите систему h -параметров транзистора. Почему эта система является наибольшее применение на практике?
3. Как по статическим характеристикам транзистора определить h -параметры?
4. Чем определяется режим работы транзистора?
5. Как и почему параметр $h_{21\beta}$ зависит от режима работы транзистора?
6. Объясните зависимость параметра $h_{11\alpha}$ от тока эмиттера.
7. Как зависит от температуры параметр $h_{21\beta}$?

3.6. ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРА. ДРЕЙФОВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

На высоких частотах усиительная способность транзистора снижается. Это происходит в основном по двум причинам: из-за конечного времени перемещения дырок через базу и шунтирующего действия емкости коллекторного перехода.

Для того чтобы инжектированные в базу дырки достигли коллекторного перехода, требуется некоторое время. За это время происходит соответствующее изменение фазы переменной составляющей тока эмиттера, и поэтому переменная составляющая тока коллектора отстает по фазе от переменной составляющей тока эмиттера на некоторый угол $\varphi_{k\alpha}$. На низких частотах (порядка единиц килогерц) этот фазовый свид настолько мал, что им можно пренебречь и считать все переменные токи в транзисторе находящимися в фазе, как показано на векторной диаграмме рис. 3.24, а. На высоких частотах (порядка ме-

тагерц) указанный фазовый свид становится значительным и приводит к увеличению тока базы и уменьшению тока коллектора (рис. 3.24, б). В результате этого уменьшаются коэффициенты передачи тока эмиттера $h_{21\beta}$ и тока базы $h_{21\alpha}$.

При наличии свдвига фаз между токами коллектора и эмиттера, а также между токами коллектора и базы коэффициенты передачи тока эмиттера и базы становятся комплексными величинами и определяются выражениями:

$$\left. \begin{aligned} h_{21\beta} &= h_{21\alpha}/(1 + jf/h_{21\beta}); \\ h_{21\alpha} &= h_{21\alpha}/(1 + jf/h_{21\alpha}), \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

где $h_{21\beta}$ и $h_{21\alpha}$ — значения коэффициентов передачи тока на низкой частоте, $f_{21\beta}$ и $f_{21\alpha}$ — частоты, на которых значения коэффициентов передачи тока уменьшаются в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с значениями на низкой частоте, называемые *пределными*. Модули и углы выражений (3.6) могут быть определены по формулам:

$$|h_{21\beta}| = \frac{h_{21\alpha}}{\sqrt{1 + (f/f_{21\beta})^2}};$$

$$|h_{21\alpha}| = \frac{h_{21\beta}}{\sqrt{1 + (f/f_{21\alpha})^2}},$$

$$\operatorname{tg} \varPhi_{21\alpha} = -f/f_{21\beta};$$

$$\operatorname{tg} \varPhi_{21\beta} = -f/f_{21\alpha}.$$

На рис. 3.25 приведены частотные зависимости модулей коэффициентов передачи тока эмиттера и базы. Из рисунка видно, что предельная частота для транзистора, включенного по схеме с ОБ, намного ниже предельной частоты при включении по схеме с ОЭ, т. е. частотные свойства транзистора в схеме с ОЭ хуже, чем в схеме с ОБ.

Частотные свойства транзистора часто характеризуют также граничной частотой $f_{\text{гр}}(f_r)$, на которой коэффициент передачи тока базы $h_{21\alpha}$ уменьшается до единицы. Границная частота связана с предельными частотами следующими соотношениями:

$$f_{21\beta} = (1 + mh_{21\beta})f_r; \quad f_{21\alpha} \approx f_{\text{гр}}/h_{21\beta}$$

(коэффициент m равен 0,2 для бездрейфовых и 0,6 для дрейфовых транзисторов).

Шунтирующее действие емкости коллекторного перехода рассматрим с помощью эквивалентной схемы, изображенной на рис. 3.26. На высоких частотах сопротивление емкости C_k уменьшается и становится сопротивлением $(R_h + r_0)$. При этом значительная часть тока $h_{21\beta}$, создаваемого генератором тока, замыкается через C_k . В результате уменьшаются ток на выходе схемы и падение напряжения на R_h , т. е. уменьшается усиление. При $1/\omega C_k = (R_h + r_0)$ через емкость будет замыкаться при-

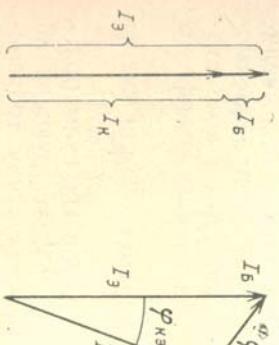


Рис. 3.24. Соотношения между токами в транзисторе на низких (a) и верхних (б) частотах

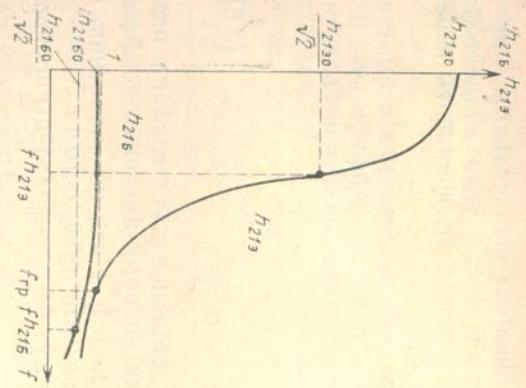


Рис. 3.25. Частотные зависимости коэффициентов передачи тока при включении транзистора с ОБ и ОЭ

мерно 50% тока $h_{216}i_3$, так как $r_k \gg 1/\omega C_k$ и $r_{ik} \gg (R_h + r_b)$. Поэтому током, отвечающимся в r_k , можно пренебречь. Для простоты будем также учитывать влияние $R_r + r_s$. Чем выше частота, при которой выполняется это равенство, тем лучше частотные свойства коллекторной цепи. Однако частотные свойства определяются не только цепи, как видно из приведенного равенства, определяются не только данными самого транзистора, но и зависят от сопротивления нагрузки R_h . Если же принять $R_h = 0$, то получим значение круговой частоты $\omega_k = 1/r_k C_k$, характеризующее частотные свойства непосредственно самого транзистора. Произведение $r_k C_k$ называется постоянной времени цепи обратной связи.

На предельной и граничной частотах транзистор еще может усиливать или генерировать колебания. Но есть более высокая частота f_{\max} , называемая *максимальной частотой генерации*, на которой коэффициент усиления по мощности становится равным единице, т. е. транзистор полностью теряет усиительную способность и не может генерировать колебания в схеме автогенератора. Эта частота определяется по формуле

$$f_{\max} = \sqrt{h_{216} f_{216} / 30 r_k C_k},$$

где f_{216} в герцах, $r_k C_k$ — в пикосекундах, f_{\max} — в мегагерцах. Итак, для улучшения частотных свойств транзистора необходимо уменьшать время перемещения инжектированных носителей заднего перехода через базу, емкость коллекторного перехода и сопротивление базы.

Однако выполнить все требования вместе невозможно, так как они противоречивы. Для уменьшения времени перемещения носителей заряда через базу надо уменьшать ее толщину, но при этом увеличивается сопротивление базы. Уменьшение удельного сопротивления базы за счет увеличения концентрации примеси в ней

приводит к уменьшению ширины коллекторного перехода и, следовательно, к увеличению емкости C_k . Поэтому транзисторы, у которых перемещение носителей заряда через базу осуществляется за счет диффузии (бездрейфовые), имеют относительно низкие значения граничной частоты — единицы — десятки мегагерц.

Сократить время перемещения носителей под действием электрического поля можно не только уменьшением ее толщины, но и повышением скорости перемещения носителей под действием дрейфового поля. Этот принцип былложен в основу при разработке высокочастотных дрейфовых транзисторов. У дрейфовых транзисторов ускоряющее электрическое поле в базе образуется за счет разной концентрации примеси в ней: вблизи эмиттерного перехода большой ($10^{17} \dots 10^{19} \text{ см}^{-3}$), вблизи коллекторного перехода малой (10^{14} см^{-3}). Последнее достигается технологически введением примеси методом диффузии. Из-за указанной разницы концентрации примеси, а значит и основных носителей заряда, например свободных электронов в базе с электропроводностью N-типа, образуется градиент концентрации свободных электронов. Под действием этого градиента свободные электроны начнут перемещаться в сторону коллекторного перехода. В результате чего между выступившими положительными зарядами атомов донорной примеси вблизи эмиттерного перехода и объемным зарядом отрицательно заряженных свободных электронов вблизи коллекторного перехода образуется электрическое поле, препятствующее дальнейшему перемещению свободных электронов к коллекторному переходу.

Для основных носителей заряда в базе устанавливается динамическое равновесие: действие градиента концентрации уравновешивается действием электрического поля. Неосновные же носители заряда — дырки, инжектированные из эмиттера и дифундирующие в базе, будут под действием электрического поля ускорять свое движение к коллектору. У дрейфовых транзисторов из-за наличия низкоомного слоя базы (с большой концентрацией примеси) вблизи эмиттерного перехода r_b получается достаточно малым даже при очень тонкой базе несмотря на то, что слой базы вблизи коллекторного перехода имеет низкую концентрацию примеси и соответственно большое удельное сопротивление. Из-за малой концентрации примесей в базе вблизи коллектора и в самом коллекторе (последнее необходимо для получения требуемой разницы концентраций примеси в слоях базы, расположенных около эмиттера и около коллектора) коллекторный переход получается довольно широким. Соответственно емкость коллекторного перехода у дрейфового транзистора почти в 10 раз меньше чем у бедрейфового. Таким образом, дрейфовый транзистор имеет очень тонкую базу при малых r_b и C_k , что само по себе существенно улучшает частотные свойства транзистора. С учетом же действия ускоряющего поля в базе дрейфовый транзистор приобретает очень высокие частотные свойства. У современных высокочастотных транзисторов граничная частота достигает 1500 ...

.. 2000 МГц. Такие транзисторы могут применяться на СВЧ. Используемым материалом для их изготовления служит германий, и они имеют структуру NPN , поскольку подвижность свободных электронов у германия наибольшая (см. табл. 1.1).

Выходы. 1. Для того чтобы транзистор хорошо усиливал токи высоких частот, он должен иметь очень тонкую базу и малые емкости коллекторного перехода и сопротивления базы.

2. Выполнить указанные требования в одном и том же бездрейфовом транзисторе невозможно из-за их противоречивости. Поэтому бездрейфовые транзисторы имеют относительно низкую граничную частоту (до 3 МГц).

3. Хорошие частотные свойства имеют дрейфовые транзисторы, у которых база имеет неодинаковую концентрацию примеси: большую около эмиттера и малую около коллектора. Возникающее в результате этого электрическое поле в базе ускоряет движение инъектированных носителей заряда к коллекторному переходу, благодаря чему улучшаются частотные свойства транзистора.

4. Из-за низкоомного слоя в базе вблизи эмиттера уменьшение толщины базы не приводит к существенному увеличению ее сопротивления. Это дает возможность получить транзистор с очень тонкой базой при малом ее сопротивлении и с малой емкостью коллекторного перехода. Благодаря этому, а также ускоряющему действию электрического поля, граничная частота у дрейфовых транзисторов может достигать 2000 МГц.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему на высоких частотах снижается усиительная способность транзистора?
2. Что такое предельная частота?
3. Что такое граничная частота?
4. В каком случае транзистор имеет лучшие частотные свойства: при включении по схеме с ОБ или с ОЭ?
5. Что такое максимальная частота генерации?
6. Чем дрейфовый транзистор отличается от бездрейфового?
7. За счет чего дрейфовый транзистор обладает лучшими частотными свойствами, чем бездрейфовый?

3.7. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ, КЛАССИФИКАЦИЯ И СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЙ ТРАНЗИСТОРОВ

Основные электрические параметры транзисторов, приводимые в справочниках:

I_{CBO} — дифференциальный коэффициент передачи тока базы, f_{gr} — граничная частота (или f_{h216} — предельная частота). Иногда в справочниках вместо f_{gr} или f_{h216} приводится частота, при которой измерен дифференциальный коэффициент передачи тока базы. В этом случае граничная частота может быть определена по формуле $f_{gr} = f_{h216}/\gamma_{эм}$.

Для многих транзисторов (для высокочастотных, как правило) в справочниках приводятся также значения постоянной времени цепи обратной связи τ_{eC} и емкости коллекторного перехода C_e .

К основным параметрам транзистора относятся также вакуумные параметры предельных режимов, которые рекомендуются не превышать, но при которых еще обеспечивается заданная надежность. Это максимально допустимые:

$U_{KB\max}$ — постоянное обратное напряжение коллектор—база,

$U_{CE\max}$ — постоянное напряжение коллектор—эмиттер;

$I_{K\max}$ — постоянный ток коллектора,

$P_{K\max}$ — мощность на коллекторе,

$t_{p\max}$ — температура коллекторного перехода.

Остановимся на тепловых параметрах транзистора. При работе транзистора в усиительном режиме токи эмиттера и коллектора примерно одинаковы, а напряжение на эмиттерном переходе много меньше напряжения на коллекторе. Поэтому мощностью, выделяемой в эмиттерном переходе, пренебрегают и за мощность, выделяемую транзистором, принимают мощность коллекторного перехода. Способность транзистора рассеивать выделяемую мощность в окружающую среду в виде тепла зависит от материала, размеров и конструкции транзистора. Интенсивность отвода тепла от перехода в окружающую среду принято оценивать тепловым сопротивлением перехода — окружающая среда $R_{t.p.c}$, которое показывает повышение температуры перехода относительно окружающей среды, приходящееся на 1 Вт выделяемой мощности:

$$R_{t.p.c} = (t_p - t_c)/P_K \text{ °C/Bт.}$$

В транзисторах средней и большой мощности для лучшего отвода тепла вывод коллектора соединяют с корпусом транзистора. При изменении специальных теплоотводов — радиаторов — позволяет значительно повысить максимальную допустимую мощность транзистора. В этом случае тепловое сопротивление $R_{t.p.c}$ является суммой тепловых сопротивлений участков: 1) переход — корпус транзистора ($R_{t.p.k}$), 2) корпус транзистора — теплоотвод ($R_{t.k.t}$) и 3) теплоотвод — окружающая среда ($R_{t.p.c}$). Из этих трех тепловых сопротивлений только $R_{t.p.k}$ характеризует тепловые свойства самого транзистора и поэтому приводится в справочниках.

Транзисторы принято классифицировать в основном по двум наиболее важным показателям: максимально допустимой мощности рассеяния на коллекторе и граничной частоте. По мощности рассеяния транзисторы делятся на три группы: малой мощности ($P_{K\max}$ до 0,3 Вт), средней ($P_{K\max}=0,3...1,5$ Вт) и большой ($P_{K\max}$ более 1,5 Вт). В свою очередь, транзисторы каждой из этих групп делятся на низкочастотные (с f_{gr} до 3 МГц), среднечастотные (с f_{gr} 3...30 МГц) и высокочастотные (с f_{gr} более 30 МГц). Транзисторы с граничной частотой более 300 МГц относят к сверхвысокочастотным.

Обозначение транзисторов согласно ГОСТ 10862—72 состоит из пяти элементов:

первый элемент — буква или цифра, обозначающая, как и у диодов, исходный материал: Г или 1 — германий, К или 2 — кремний; А или 3 — арсенид галлия; буквенное обозначение имеют транзиستоры, предназначенные для устройств широкого применения, цифровое — для устройств специального назначения; второй элемент — буква Т — показывает, что данный прибор относится к подклассу биполярных транзисторов;

третий элемент — цифра, указывающая на принадлежность транзистора к одной из приведенных выше классификационных групп по рассеиваемой мощности и граничной частоте; малой мощности: низкочастотные (1), среднечастотные (2), высокочастотные (3);

средней мощности: низкочастотные (4), среднечастотные (5), высокочастотные (6); большой мощности: низкочастотные (7), среднечастотные (8), высокочастотные (9);

четвертый элемент — число, обозначающее порядковый номер разработки транзистора от 01 до 99;

пятый элемент — буква, характеризующая деление технологического типа транзистора на параметрические группы. Пример обозначения: КТ312Б — кремниевый транзистор широкого применения, малой мощности, высокой частоты, номер разработки 12, группы Б.

Транзиستоры, разработанные до 1964 г., имеют обозначения, состоящие из трех элементов:

первый элемент — буква П (полупроводниковый триод, транзистор) или МП (унифицированном корпусе);

второй элемент — цифры, обозначающие материал, назначение и порядковый номер прибора:

для низкой частоты (до 5 МГц):

при мощности рассеяния до 0,25 Вт: германьевые от 1 до 99, кремниевые от 101 до 199;

при мощности рассеяния выше 0,25 Вт: германьевые от 201 до 299, кремниевые от 301 до 399;

для высокой частоты (свыше 5 МГц):

при мощности рассеяния до 0,25 Вт: германьевые от 401 до 499; кремниевые от 501 до 599;

при мощности рассеяния выше 0,25 Вт: германьевые от 601 до 699; кремниевые от 701 до 799;

третий элемент — буква, обозначающая разновидность транзистора данного типа. Например, МП39В — низкочастотный германиевый транзистор с мощностью рассеяния до 0,25 Вт, группы Б (с повышенным коэффициентом передачи тока базы).

3.8. ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

Методом сплавления, кратко описанным выше, изготавлиают бездрейфовые низкочастотные транзисторы. Объясняется это тем, что при образовании областей эмиттера и коллектора трудно по-

лучить ровный фронт вплавления и поэтому базу приходится делать относительно толстой (50..60 мкм). Сплавные транзисторы выпускают на мощности от десятков милливатт до десятков ватт.

Дрейфовые (высокочастотные) транзисторы могут быть изготовлены с помощью диффузионной, сплавно-диффузионной, мезосплавно-диффузионной, планарной и эпитаксиально-планарной технологий.

Диффузионный метод изготовления транзисторов основан на том, что скорость диффузии донорной и акцепторной примесей в германий и кремний резко различны: в германий быстрее диффундируют атомы донорной примеси, а в кремний — акцепторные. Поэтому при одновременной диффузии донорной и акцепторной примесей (двойная диффузия) за одно и то же время атомы этих примесей проникают в исходную пластинку полупроводника (которая в дальнейшем становится коллектором) на разную глубину. Атомы примеси, которые проникают на большую глубину, образуют область базы и коллекторный переход с полупроводником исходной пластиинки. Атомы примеси, имеющие меньшую скорость диффузии, проникают на меньшую глубину и образуют область эмиттера и эмиттерный переход. На рис. 3.27,а показана исходная концентрация примеси в пластинке и распределение концентрации в результате диффузии, а на рис. 3.27,б — результатирующая концентрация примесей $N_A - N_D$. Из рис. 3.27 следует, что для получения необходимого градиента концентрации примеси в базе исходная концентрация примеси в пластинке должна быть небольшой, т. е. исходная пластинка полупроводника должна быть высокомонной. При данной технологии оба перехода транзистора образуются в результате процесса диффузии (без сплавления), который хорошо контролируется. Поэтому можно получить транзистор с очень тонкой базой (1 мкм). Поскольку в германии область базы образуется донорной примесью, исходная пластинка должна быть изготавлена из Р-германия и транзистор может иметь только структуру РНР. Кремниевые транзисторы, изготовленные методом двойной диффузии, могут быть только структуры НРН. Это является недостатком данного метода. К недостаткам рассмотренного метода изготовления транзистора можно также отнести сложность подключения выводов к очень тонким слоям базы и эмиттера, что ограничивает применение диффузионного метода в производстве дрейфовых транзисторов.

Последний недостаток, однако, устраняется при сплавно-диффузионной технологии, сущность которой состоит в следующем. На пластинке, например, Р-германия с небольшой концентрацией примеси, с помощью ультразвука делают большое число (несколько сот) прямоугольных углублений размером примерно $0,4 \times 0,15 \times 0,1$ мм. Пластинку с кусочком сурьмы помещают в колбу и из последней удаляют воздух. Колбу нагревают в печи до высокой температуры, при которой происходит напыление сурьмы из паровой фазы и ее диффузия в глубь пластинки. При этом на поверхности пластиинки образуется диффузионный слой Н-типа толщиной около 20 мкм. Затем травлением этот слой удаляют со всей поверхности пластиинки кроме углублений. На противоположных краях каждого углубления помещают таблетки. Одну (эмиттерную), содержащую как донорную, так и акцепторную примеси, а другую (базовую) только с донорной примесью и свинцом. Пластиинку с таблетками подвергают термообработке в варочной печи. При этом таблетки расплавляются и происходит диффузия при-

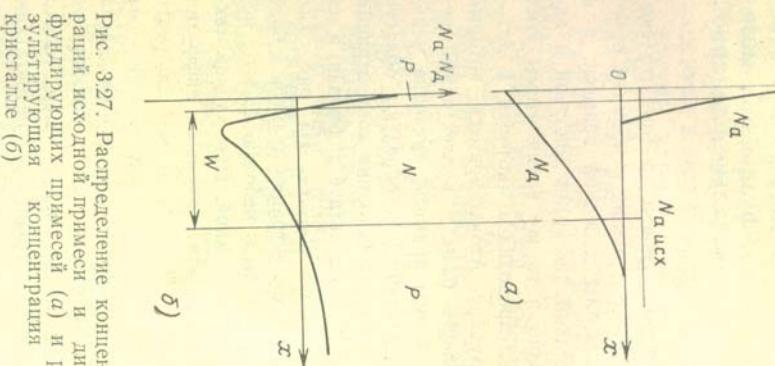
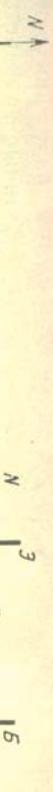


Рис. 3.27. Распределение концентрации исходной примеси и диффундирующих примесей (а) и результатирующая концентрация в кристалле (б)

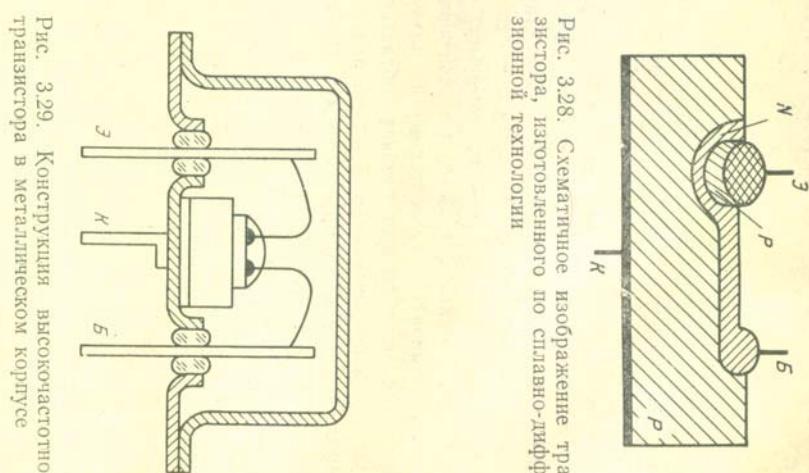


Рис. 3.28. Схематичное изображение транзистора, изготовленного по славно-диффузии зонной технологии

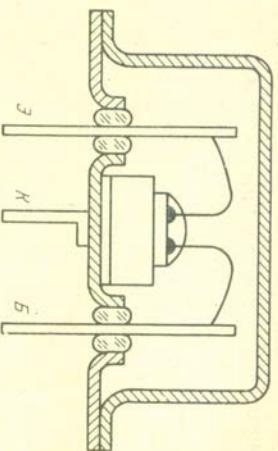


Рис. 3.29. Конструкция высокочастотного транзистора в металлическом корпусе

месяц в пластинку. Донорная примесь из эмиттерной капли диффундирует быстрее, чем акцепторная, и вблизи границы первоначального N -слоя с P -германием пластиинки образует тонкий слой базы, электрически соединенный с N -слоем (рис. 3.28). Акцепторные примеси, проникшие на меньшую глубину, создают слой эмиттера. Из базовой капли диффундирует донорная примесь и образует электрический контакт с N -слоем и базой. Пластиинка разрезается на элементы размером 1×1 мм, каждый из которых укрепляют на основании корпуса транзистора. Выводы базы и эмиттера припаивают к внешним выводам транзистора, а коллектор для лучшего теплопроводства обычно припаивают к основанию корпуса (рис. 3.29). Затем к основанию корпуса приваривают колпачок.

Недостатком описанной технологии является сложность разделения пластиинки на одинаковые по площине и контуру элементы, что приводит к значительному разбросу электрических параметров транзисторов. Для устранения этого недостатка была разработана меза-технология. Изготовление, например, германевых дрейфовых транзисторов по меза-сплавно-диффузионной технологии производится следующим образом. В исходной пластиинке P -германия с небольшой концентрацией примеси, как

и при рассмотренной выше сплавно-диффузионной технологии, создают слой с проводимостью N -типа. Этот слой оставляет только на одной стороне пластиинки. Затем пластиинку со стороны N -слоя покрывают светочувствительным лаком — фотополиэтилом. На пластиинку накладывают фотопластикон с овальными отверстиями, через которые освещают фотополиэтил. Освещенные участки фотополиэтила после проявления становятся нерастворимыми в травителе (негативный фотополиэтил). При травлении участки пластиинки, которые были под неосвещенным резистом, вытравливаются. В результате этого на пластиинке образуются овальные выступы — столики (по испански *mesa* — стол). В этих выступах сплавно-диффузионным методом получают слой базы и эмиттера. В этом случае разноразмерность элементов при разрезании пластиинки не имеет значения, так как площадь контура PN -переходов определяется сечением столиков (рис. 3.30).

Метод создания рельефа на плоской поверхности полупроводника с применением фотополиэтилов и фотопластикон называют фотолитографией. Этот метод стал одним из основных прогрессов наиболее совершенной технологии производства дрейфовых транзисторов — планарной. Рассмотрим основные этапы производства кремниевого дрейфового транзистора при планарной технологии (рис. 3.31).

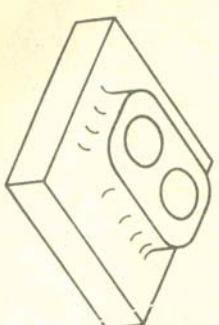


Рис. 3.30. Внешний вид кристалла транзистора, изготовленного по меза-сплавно-диффузионной технологии

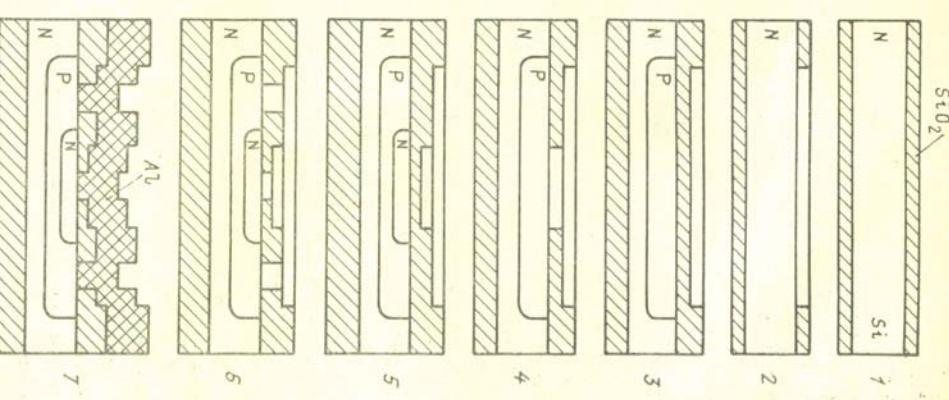


Рис. 3.31. Изображения последовательного изготовления транзистора при планарной технологии

1. Пластиинку из слабо легированного N -кремния (диаметром примерно 50 мм и толщиной 200 мкм) окисляют в атмосфере кислорода при температуре 1100°C. В результате на ее поверхности образуется слой двуокиси кремния SiO_2 толщиной 0,6..0,8 мкм.

2. С помощью фотолитографии в окисном слое вытравливается большое число (несколько тысяч) круглых окон для создания баз транзисторов. На пластиинку с нанесенным фотолитографом накладывают фотопшаблон с круглыми отверстиями и освещают ее. В этом случае применяется позитивный фотолитограф, который после освещения и проплавления становится растворимым.

3. Через полученные окна в окисном слое производят диффузию бора, который является акцептором. При этом образуются базовые области с электропроводностью P -типа. Поскольку диффузия происходит не только в глубь полуправодника, но и в стороны, базовая область оказывается расположенной и под краем окисной пленки. Диффузия бора происходит в атмосфере кислорода. Поэтому на поверхности пластиинки одновременно образуется окисный слой.

4. Проводится вторая фотолитография, с помощью которой получают круглые окна меньшего диаметра для образования эмиттеров.

5. Проводится диффузия фосфора (донора), в результате которой образуются области эмиттера с электропроводностью N -типа. При этом также образуется окисный слой.

6. С помощью третьей фотолитографии над каждой структурой вытравливаются два окна: одно в виде кольца для подключения к базовой области, другое круглое с меньшим диаметром для подключения к эмиттеру.

7. Наныается алюминий для получения невыпрямляющих контактов с базой и эмиттером.

8. В результате четвертой фотолитографии алюминий удаляется с поверхности пластиинки, кроме окон, полученных в п. 6.

9. С обратной стороны пластиинки сошлифовывается окисная пленка, и ее поверхность металлизируется для создания контакта с коллектором.

10. Пластиинку разделяют на отдельные элементы, каждый из которых монтируют в корпусе.

При данной технологии все три области структуры — база, эмиттер и коллектор — выходят на одну плоскость, лежащую под окисной пленкой. Отсюда и ее название — планарная, т. е. плоская.

К преимуществам планарной технологии можно отнести:

1. Одновременность обработки больших групп структур (до 7,5 тыс. на пластинке диаметром 50 мм).

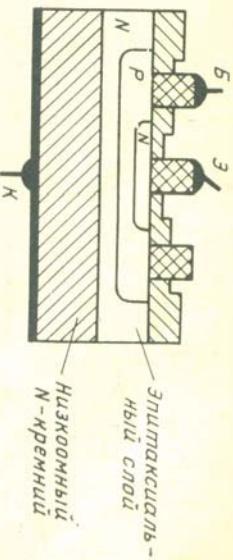
2. Универсальность. На одном и том же оборудовании, изменяя фотопшаблоны и режимы, можно изготавливать различные по параметрам типы транзисторов.

3. В структурах, полученных с помощью планарной технологии, границы $P-N$ -переходов защищены от внешних влияний плотным окисным слоем. Это повышает стабильность параметров приборов и их надежность.

Благодаря преимуществам планарной технологии является основной при изготавлении как дрейфовых транзисторов, так и других полупроводниковых приборов.

Как отмечалось выше, для получения необходимого градиента концентрации примеси в базе дрейфового транзистора исходная (коллекторная) пластиинка полуправодника должна иметь малую концентрацию примеси (см. рис. 3.27). Кроме того, при малой концентрации примеси в коллекторе коллекторный пе-

Рис. 3.32. Структура эпитаксиально-планарного транзистора



реход получается достаточно широким, в результате чего уменьшается емкость коллекторного перехода и повышается его пробивное напряжение. Таким образом, большое удельное сопротивление слоя коллектора — необходимое условие получения транзистора с высокими частотными свойствами. Поэтому дрейфовые транзисторы, изготовленные по всем рассмотренным выше технологиям, имеют сравнительно толстую область коллектора с большим удельным сопротивлением. Это затрудняет их использование в переключательных схемах (промышлит относительно большое падение напряжения $U_{\text{ЭК}}$ на транзисторе в режиме замкнутого клона). Указанный недостаток устраняется в транзисторах, изготовленных по эпитаксиально-планарной технологии, сущность которой состоит в следующем. В качестве исходной берут пластиинку N -кремния, но не с малой, а с большой концентрацией примеси, т. е. низкоомную. На этой пластиинке наращивают тонкий (20..25 мкм) высокоомный эпитаксиальный слой N -кремния, структура которого полностью соответствует структуре пластиинки (полложки). В полученном высокоомном слое с помощью планарной технологии создают NPN -структуру (рис. 3.32). Таким образом получают транзистор с хорошими частотными свойствами, но с сопротивлением в режиме замкнутого клона в несколько раз меньше, чем у обычных планарных транзисторов.

Глава 4. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

4.1. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С УПРАВЛЯЮЩИМ PN-ПЕРЕХОДОМ

ЦЕЛИ СОЗДАНИЯ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Все задачи, которые решаются с помощью электронных приборов в практических схемах, по существу сводятся к управлению потоком носителей заряда. Естественно, что при выборе того или иного прибора предпочтение отдается такому, у которого при прочих равных условиях меньше затраты мощности для управления, меньше токи в цепи управления.

У биполярных транзисторов сравнительно мало входное сопротивление в основных схемах включения с ОЭ и особенно с ОБ, поэтому в цепи управления протекают сравнительно большие токи, особенно в схеме с ОБ, и требуется значительная мощность

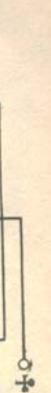


Рис. 4.1. К пояснению создания полевого транзистора на основе биполярного

ный барьер компенсируется, входное сопротивление уменьшается. Для того чтобы входное сопротивление было велико, чтобы не было тока в цепи управления, а следовательно, и затрат мощности, необходимо, чтобы входной PN -переход был закрыт, находился под обратным напряжением. В биполярном транзисторе это соответствует режиму отсечки, при котором транзистор не поддается управлению. Эта задача — создание полупроводникового прибора с PN -переходом на входе, работающим при обратном напряжении, была решена с помощью полевых транзисторов. Чтобы лучше уяснить принцип работы полевого транзистора, рассмотрим биполярный транзистор, например, типа PNP , у которого к двум концам продольного сечения базы подключен источник питания, коллектор и эмиттер соединены между собой и образуют с базой PN -переходы, на которые подается обратное напряжение (рис. 4.1).

Концентрация примесей в базе гораздо меньше, чем в эмиттере и коллекторе, поэтому при подаче обратного напряжения PN -переход в основном расположится в базе. Напомним, что при различных концентрациях примесей PN -переход при подаче обратного напряжения расширяется в направлении области с меньшей концентрацией примеси. Не занятая переходом область в базе является *токопроводящим каналом*. Очевидно, что чем больше обратное напряжение, приложенное к PN -переходу, тем шире PN -переход, и, следовательно, меньше сечение токопроводящего канала, что ведет к увеличению его сопротивления. Таким образом, управление в данном приборе сводится к изменению обратного напряжения, приложенного к PN -переходу, в результате меняется сопротивление токопроводящего канала и, следовательно, его ток. Вместе с тем благодаря тому, что входной PN -переход, на который подаются сигналы управления, включен под обратное напряжение, его сопротивление остается постоянно большим, т. е. для управления практически не требуется тока (если не считать незначительного обратного тока неосновных носителей PN -перехода) и мощности.

для управления потоком носителей заряда. Поэтому возникла задача — создать полупроводниковый прибор с большим входным сопротивлением, минимальным потреблением тока и мощности на входе для управления потоком носителей заряда. Как решается подобная задача? Напомним, что у биполярных транзисторов в активном режиме работы эмиттерный переход открыт, потенциальный переход открыты, потенциалышается.

Для того чтобы входное сопротивление было велико, чтобы не было тока в цепи управления, а следовательно, и затрат мощности, необходимо, чтобы входной PN -переход был закрыт, находился под обратным напряжением. В биполярном транзисторе это соответствует режиму отсечки, при котором транзистор не поддается управлению. Эта задача — создание полупроводникового прибора с PN -переходом на входе, работающим при обратном напряжении, была решена с помощью полевых транзисторов. Чтобы лучше уяснить принцип работы полевого транзистора, рассмотрим биполярный транзистор, например, типа PNP , у которого к двум концам продольного сечения базы подключен источник питания, коллектор и эмиттер соединены между собой и образуют с базой PN -переходы, на которые подается обратное напряжение (рис. 4.1).

УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА С УПРАВЛЯЮЩИМ PN -ПЕРЕХОДОМ

Рассмотрим, как практически реализуется идея, изложенная выше. Полевой транзистор, в котором управление осуществляется с помощью изменения обратного напряжения, подаваемого на управляющий PN -переход, состоит из токопроводящего канала, в данном случае N -типа с двумя выводами, которые получили название *исток* и *сток* (рис. 4.2). Токопроводящий канал находится между двумя областями противоположной проводимости, в данном случае P -типа, с которым он образует два PN -перехода. Эти области соединяются между собой и имеют один вывод — *затвор*.

Имеются также полевые транзисторы с токопроводящим P -каналом, который в этом случае расположен между двумя N -областями. Таким образом, токопроводящий канал и окружающие его области противоположной полярности образуют два PN -перехода. Концентрация примесей в токопроводящем канале гораздо ниже, чем в областях, соединенных с затвором. На участках канала, примыкающих к электродам сток и исток, создается повышенная концентрация примесей — N_+ , чтобы уменьшить их сопротивление и, следовательно, падение напряжения на них. Условное обозначение полевого транзистора с управляющим PN -переходом показано на рис. 4.3: *a* — с N -каналом, *b* — с P -каналом.

Будем менять обратное напряжение в точках затвор—исток U_{ZI} при постоянном напряжении сток—исток U_{CI} . Напряжение U_{ZI} управляет толщиной канала, следовательно, его сопротивление. Очевидно, с ростом обратного напряжения U_{ZI} , канал становится тоньше, его сопротивление увеличивается, и при неизменном напряжении U_{CI} ток стока I_C уменьшается. При некотором значении обратного напряжения U_{ZI} канал перекрывается. Это напряжение называется *напряжением отсечки*. Таким образом, ток стока I_C — это ток основных носителей заряда, который течет под действием электрического поля в канале, т. е. дрейфовый ток.

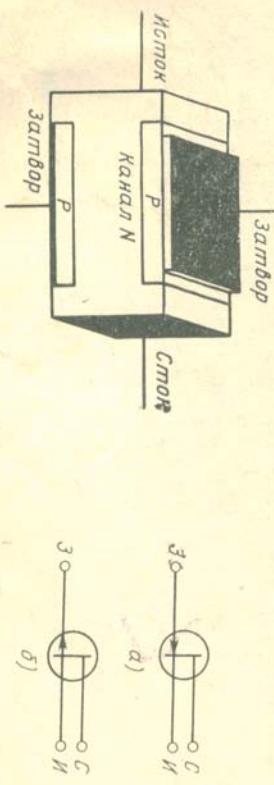


Рис. 4.2. Устройство полевого транзистора с управляющим PN -переходом

a — с N -каналом, *b* — с P -каналом

Рис. 4.3. Условное обозначение полевого транзистора с управляющим PN -переходом:

Так как ток стока обусловлен носителями заряда только одного знака, то полевые транзисторы являются *униполярными* полу-проводниковыми приборами в отличие от биполярных транзисторов.

ВЛИЯНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ $U_{\text{си}}$ НА СЕЧЕНИЕ КАНАЛА

При $U_{\text{зи}} = 0$ и $U_{\text{си}} = 0$ электрическое поле PN -перехода однородно и толщина канала по всей длине одинакова. Если за точку отсчета взять исток, то сопротивление канала в каждой точке будет различным в зависимости от расстояния данной точки от истока. Чем ближе к стоку, тем сопротивление канала будет больше. Наибольшее сопротивление, очевидно, будет иметь канал вблизи стока. Ток I_c , протекая по каналу от истока к стоку, создает вдоль канала падение напряжения, причем это напряжение будет меняться по длине канала от нуля у истока до наибольшего значения $U_{\text{си}}$ у стока. Это напряжение приложено плюсом к N -области канала (или минусом, если канал P проводимости) и, следовательно, является обратным напряжением для PN -перехода затвор—канал. Естественно, что, складываясь с обратным напряжением $U_{\text{зи}}$, напряжение $U_{\text{си}}$ будет способствовать увеличению ширины PN -перехода и уменьшению сечения канала. При этом в тех точках канала, где обратное напряжение больше, PN -переход будет шире, а канал уже. Следовательно, сечение канала вдоль его длины будет меняться, уменьшаясь постепенно от истока к стоку (рис. 4.4, а). Очевидно, что при постоянном $U_{\text{зи}}$ и увеличении $U_{\text{си}}$ общее обратное напряжение в на более узком месте канала может достичнуть значения напряжения отсечки и канал перекроется (рис. 4.4, б).

Таким образом, изменение напряжения $U_{\text{си}}$ влияет на величину сечения токопроводящего канала. С увеличением напряжения $U_{\text{си}}$ сечение канала уменьшается, так как это напряжение является обратным для управляющего PN -перехода.

Характеристика, снятую при $U_{\text{зи}} = 0$.

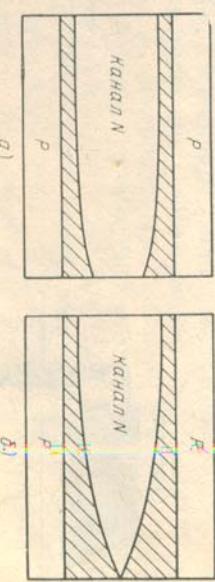


Рис. 4.4. Изменение толщины канала под влиянием напряжения $U_{\text{си}}$ при $U_{\text{зи}} = \text{const}$

СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА С УПРАВЛЯЮЩИМ PN -ПЕРЕХОДОМ

Полевой транзистор, как и биполярный, является активным четырехполюсником и также имеет три электрода. Следовательно, возможны три схемы включения полевого транзистора: 1) с общим истоком — ОИ, 2) общим затвором — ОЗ и 3) общим стоком — ОС. Рассмотрим характеристики чаще применяемой схемы с ОИ. Схема для снятия характеристик показана на рис. 4.5.

Выходные (стоковые) характеристики. Выходной (стоковой) характеристика полевого транзистора называется графически выраженная зависимость $I_c = f(U_{\text{си}})$ при $U_{\text{зи}} = \text{const}$ (рис. 4.6). Для снятия выходной характеристики меняют напряжение $U_{\text{си}}$, поддерживая управляющее напряжение $U_{\text{зи}}$ постоянным, и фиксируют для каждого значения напряжения $U_{\text{си}}$ соответствующее ему значение тока I_c . На рис. 4.6 показано семейство выходных характеристик полевого транзистора с управляющим PN -переходом и каналом N -типа.

Рассмотрим характеристику, снятую при $U_{\text{зи}} = 0$. На этой характеристике можно отметить три участка. На первом участке от 0 до точки А наблюдается почти линейная зависимость тока I_c от напряжения $U_{\text{си}}$. С ростом $U_{\text{си}}$ увеличивается скорость перемещения носителей заряда от истока к стоку, сужение канала под влиянием роста $U_{\text{си}}$ еще мало сказывается, так как ток I_c мал. На втором участке (AB) происходит дальнейшее возрастание тока I_c , что приводит к большему падению напряжения на канале и соответственно его сужению в сторону стока. Сопротивление канала возрастает, скорость изменения тока замедляется, характеристика становится более пологой.

Таким образом, возрастание тока I_c становится основной причиной замедления скорости его роста, ток I_c как бы сам препятствует своему возрастанию. На третьем участке (начиная с точки В) рост тока почти прекращается, несмотря на увеличение напряжения $U_{\text{си}}$. В точке В происходит максимальное сужение канала, которое условно называют *перекрытием канала*. Напряжение $U_{\text{си}}$, при котором происходит перекрытие канала, называют *напряжением насыщения*, а так как ток I_c при напряжениях $U_{\text{си}} > U_{\text{си}}^{\text{насыщ}}$ практически не зависит от $U_{\text{си}}$, то и ток I_c при этом

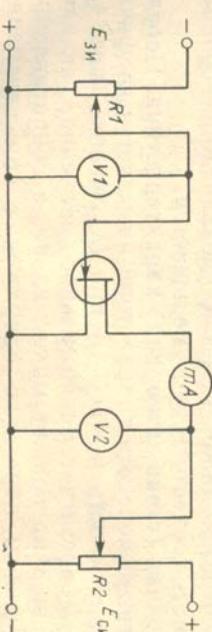


Рис. 4.5. Схема для снятия статических характеристик полевого транзистора

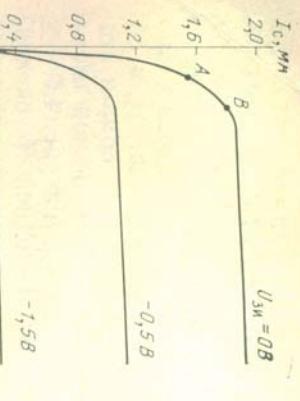


Рис. 4.6. Выходные характеристики полевого транзистора с управляемым PN -переходом

ограничительного сопротивления. Увеличение напряжения $U_{\text{си}}$ вызывает только удлинение токопроводящего промежутка, а следовательно, падение напряжения на нем возрастет, и в результате $U_{\text{си}} - \Delta U_{\text{си}} = U_{\text{си,нас}} \approx \text{const}$. Наблюдаемое незначительное увеличение тока I_c при возрастании $U_{\text{си}} > U_{\text{си,нас}}$ объясняется эффектом уменьшения при этом длины канала. Действительно, при удлинении области условного перекрытия уменьшается длина оставшейся части канала, а следовательно, уменьшается и ее сопротивление, ток стока I_c возрастает, но весьма незначительно. Увеличение напряжения $U_{\text{си}}$ вызывает увеличение напряженности поля в PN -переходе. Очевидно, что для каждого транзистора существует такое напряжение $U_{\text{си}}$, при котором произойдет электрический пробой PN -перехода, лавинное размножение носителей и резкий рост тока I_c . При этом следует учитывать, что к PN -переходу приложено обратное напряжение $U_{\text{си}} + U_{\text{зи}}$, поэтому чем больше напряжение $U_{\text{си}}$, тем при меньшем напряжении $U_{\text{зи}}$ произойдет пробой. При подаче на вход обратного напряжения $U_{\text{зи}}$ сечение канала при $U_{\text{си}} = 0$ уменьшится, а сопротивление его увеличится, поэтому начальный участок характеристики пройдет более полого. При большем обратном напряжении $U_{\text{зи}}$ насыщение наступает при меньшем напряжении $U_{\text{си}}$, так как $U_{\text{орт}} = U_{\text{зи}} + U_{\text{си}}$.

Чем больше обратное напряжение $U_{\text{зи}}$, тем выходная характеристика располагается ниже, так как увеличивается сопротивление канала и ток I_c соответственно уменьшается.

Передаточная (стоко-затворная) характеристика. Передаточной характеристикой полевого транзистора называется графически выраженная зависимость $I_c = f(U_{\text{зи}})$ при $U_{\text{си}} = \text{const}$ (рис. 4.7). При $U_{\text{зи}} = 0$ ток I_c достигает максимального значения, так как в данном случае ширина канала максимальна, а сопротивление минимально. С ростом обратного напряжения при неизменном $U_{\text{си}}$ уменьшается ток I_c . При $U_{\text{зи}} = U_{\text{зи,орт}}$ канал перекрывается, ток I_c становится близким нулю. Однако при этом в цепи течет не-

называют **током насыщения**. В действительности токопроводящий канал (в режиме насыщения) полностью не перекрывается. Около стока остается очень узкий токопроводящий промежуток (его иногда называют горловиной). При дальнейшем увеличении напряжения область условного перекрытия канала у стока удлиняется и узкий токопроводящий промежуток (горловина) удлиняется вместе с ней. На этом промежутке создается падение напряжения $\Delta U_{\text{си}} = U_{\text{си}} - U_{\text{си,нас}}$, вследствие чего этот промежуток играет роль

ограничительного сопротивления. Увеличение напряжения $U_{\text{си}}$ вызывает только удлинение токопроводящего промежутка, а следовательно, падение напряжения на нем возрастет, и в результате $U_{\text{си}} - \Delta U_{\text{си}} = U_{\text{си,нас}} \approx \text{const}$. Наблюдаемое незначительное увеличение тока I_c при возрастании $U_{\text{си}} > U_{\text{си,нас}}$ объясняется эффектом уменьшения при этом длины канала. Действительно, при удлинении области условного перекрытия уменьшается длина оставшейся части канала, а следовательно, уменьшается и ее сопротивление, ток стока I_c возрастает, но весьма незначительно. Увеличение напряжения $U_{\text{си}}$ вызывает увеличение напряженности поля в PN -переходе. Очевидно, что для каждого транзистора существует такое напряжение $U_{\text{си}}$, при котором произойдет электрический пробой PN -перехода, лавинное размножение носителей и резкий рост тока I_c . При этом следует учитывать, что к PN -переходу приложено обратное напряжение $U_{\text{си}} + U_{\text{зи}}$, поэтому чем больше напряжение $U_{\text{си}}$, тем при меньшем напряжении $U_{\text{зи}}$ произойдет пробой. При подаче на вход обратного напряжения $U_{\text{зи}}$ сечение канала при $U_{\text{си}} = 0$ уменьшится, а сопротивление его увеличится, поэтому начальный участок характеристики пройдет более полого. При большем обратном напряжении $U_{\text{зи}}$ насыщение наступает при меньшем напряжении $U_{\text{си}}$, так как $U_{\text{орт}} = U_{\text{зи}} + U_{\text{си}}$.

Чем больше обратное напряжение $U_{\text{зи}}$, тем выходная характеристика располагается ниже, так как увеличивается сопротивление канала и ток I_c соответственно уменьшается.

Рис. 4.7. Передаточные характеристики полевого транзистора с управляемым PN -переходом

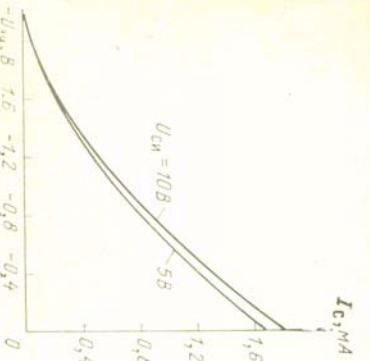
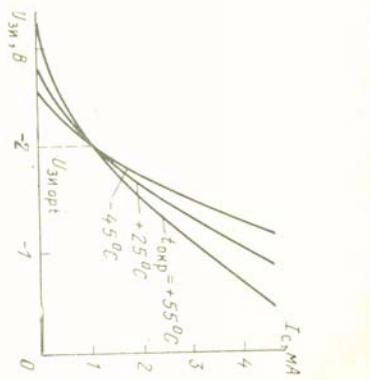


Рис. 4.8. Влияние температуры на работу полевого транзистора с управляемым PN -переходом



значительный ток неосновных носителей заряда. При тех же значениях напряжения $U_{\text{зи}}$, но разных напряжениях $U_{\text{си}}$ ток I_c меняется мало, что объясняется тем, что напряжение $U_{\text{си}}$ берется при насыщении тока I_c .

Таким образом, передаточная характеристика определяет эффективность управления током I_c с помощью изменения входного напряжения $U_{\text{зи}}$. В то время как в режиме насыщения большие изменения напряжения $U_{\text{си}}$ почти не влияют на изменение тока I_c , даже незначительные изменения напряжения $U_{\text{зи}}$ вызывают большое изменение этого же тока I_c . В отличие от биполярных транзисторов входные характеристики $I_{\text{вх}} = f(U_{\text{вх}})$ при $U_{\text{вых}} = \text{const}$ не представляют особого интереса, так как входной ток, который является током неосновных носителей заряда, очень мал и при изменении $U_{\text{зи}}$ практически не меняется.

ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ НА РАБОТУ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

Прежде всего рассмотрим влияние температуры на сопротивление канала. При возрастании температуры, как известно, уменьшаются потенциальный барьер и ширина PN -перехода, в результате ширина канала увеличивается, сопротивление канала уменьшается. В то же время при возрастании температуры уменьшается подвижность основных носителей заряда в канале, что приводит к увеличению сопротивления канала. Таким образом, оба фактора оказывают противоположное влияние на изменение сопротивления канала и, следовательно, на изменение тока I_c при изменении температуры. На рис. 4.8 показано влияние температуры на передаточные характеристики. Здесь видно, что при $U_{\text{зи,ориг}} = U_{\text{зи}}$ ток стока I_c не меняется при изменении температуры. При $|U_{\text{зи}}| > |U_{\text{зи,ориг}}|$ ток I_c растет с увеличением температуры, что

свидетельствует о том, что влияние уменьшения потенциального барьера и расширения канала при этом является преобладающим.

Очень важно, что при $|U_{\text{зи}}| < |U_{\text{зи},\text{опт}}|$ преобладают фактором, очевидно, становится уменьшение подвижности носителей зарядов при росте температуры. Таким образом, при больших токах в полевых транзисторах получается уменьшение тока с ростом температуры.

Следует напомнить, что в биполярных транзисторах наблюдается обратная картина. При возрастании температуры ток коллектора увеличивается и при больших мощностях, вызывающих неизбежное увеличение температуры, очень трудно обеспечить его термоустойчивую работу. В этом отношении полевой транзистор выгодно отличается от биполярного, что является еще одним его достоинством.

Следует учесть, что с ростом температуры увеличивается ток в цепи затвора (обратный ток PN -перехода), что объясняется возрастанием количества неосновных носителей заряда. Это, в свою очередь, вызывает уменьшение $R_{\text{вх}}$ полевого транзистора.

ПАРАМЕТРЫ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С УПРАВЛЯЮЩИМ РН-ПЕРЕХОДОМ

Итак, на ток I_c в канале влияют изменения двух напряжений: $U_{\text{зи}}$ и $U_{\text{си}}$. Приращение каждого из этих напряжений при неизменном другом вызывает соответствующее изменение тока. Отношения этих приращений отражают наиболее существенные свойства полевых транзисторов, выражаемые их параметрами. Крутизна S характеризует управляющее действие входного напряжения $U_{\text{зи}}$ и является одним из важнейших для электронных приборов:

$$S = dI_c/dU_{\text{зи}} \quad (\text{при } U_{\text{си}} = \text{const}).$$

Однако для каждого участка характеристики с небольшим приближением можно найти усредненное значение крутизны, заменив производную отношением соответствующих приращений. При малых приращениях это вполне допустимо: $S = \Delta I_c / \Delta U_{\text{зи}}$ при $U_{\text{си}} = \text{const}$.

Крутизна выражается числом, которое показывает, на сколько нужно изменить напряжение $U_{\text{си}}$ при изменении напряжения $U_{\text{зи}}$ на 1 В, чтобы при этом ток I_c остался неизменным. В режиме насыщения μ велико, так как обычно влияние изменения напряжения на ток I_c незначительно, а влияние напряжения $U_{\text{зи}}$ велико. Обычно коэффициент усиления μ составляет 10...100. Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ характеризует влияние изменения напряжения $U_{\text{си}}$ при неизменном напряжении $U_{\text{зи}}$ на ток I_c :

$$R_{\text{вых}} = dU_{\text{си}}/dI_c \quad \text{или} \quad R_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{си}} / \Delta I_c \quad (\text{при } U_{\text{зи}} = \text{const})$$

В режиме насыщения изменение напряжения $U_{\text{си}}$ вызывает незначительное изменение тока I_c и сопротивление составляет десятки килоом.

Входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ характеризует влияние изменения напряжения $U_{\text{зи}}$ на ток затвора I_3 :

$$R_{\text{вх}} = dU_{\text{зи}}/dI_3 \quad \text{или} \quad R_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{зи}} / \Delta I_3 \quad (\text{при } U_{\text{си}} = \text{const})$$

Так как даже при больших $\Delta U_{\text{зи}}$ ΔI_3 близко к нулю, то $R_{\text{вх}}$ достигает очень больших значений. В полевых транзисторах с управляемым PN -переходом $R_{\text{вх}}$ составляет единицы—десятки метров, как сопротивление PN -перехода, включенного под обратное напряжение. Таким образом, по сравнению с биполярными транзисторами полевые транзисторы с управляемым PN -переходом имеют гораздо большее входное сопротивление $R_{\text{вх}}$. Параметры полевого транзистора связаны между собой уравнением $\mu = R_{\text{вых}} S$. Действительно,

$$\mu = \frac{dU_{\text{си}}}{dI_c} \cdot \frac{dI_c}{dU_{\text{зи}}} = \frac{dU_{\text{си}}}{dU_{\text{зи}}}.$$

левых транзисторах, надо уменьшить сопротивление канала $R_{\text{кан}} = \rho l/hW$, где ρ — удельное сопротивление, l — длина, W — ширина, h — толщина канала. Для получения малого сопротивления $R_{\text{кан}}$ требуется иметь короткий и широкий канал. В полевых транзисторах с управляемым PN -переходом длина канала l составляет единицы микрометров, а ширина W — сотни микрометров. При тех же конструктивных данных и том же изменении напряжения $U_{\text{зи}}$ изменение тока тем больше, чем большее подвижность носителей заряда в канале. Так как подвижность электронов больше подвижности дырок, в полевых транзисторах с N -каналом крутизна при прочих равных условиях больше, чем в транзисторах с P -каналом.

Крутизна S в полевых транзисторах с управляемым PN -переходом составляет единицы миллиампер на вольт. Коэффициент усиления μ показывает, во сколько раз напряжение $U_{\text{зи}}$ усиливает на изменение тока в канале, чем напряжение $U_{\text{си}}$ с P -каналом.

$\mu = dU_{\text{си}}/dU_{\text{зи}}$ или $\mu = \Delta U_{\text{си}}/\Delta U_{\text{зи}}$ при $I_c = \text{const}$.

Количественно μ выражается числом, которое показывает, на сколько нужно изменить напряжение $U_{\text{си}}$ при изменении напряжения $U_{\text{зи}}$ на 1 В, чтобы при этом ток I_c остался неизменным.

В режиме насыщения μ велико, так как обычно влияние изменения напряжения на ток I_c незначительно, а влияние напряжения $U_{\text{зи}}$ велико. Обычно коэффициент усиления μ составляет 10...100. Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ характеризует влияние изменения напряжения $U_{\text{си}}$ при неизменном напряжении $U_{\text{зи}}$ на ток I_c :

$$R_{\text{вых}} = dU_{\text{си}}/dI_c \quad \text{или} \quad R_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{си}} / \Delta I_c \quad (\text{при } U_{\text{зи}} = \text{const})$$

В режиме насыщения изменение напряжения $U_{\text{си}}$ вызывает незначительное изменение тока I_c и сопротивление составляет десятки килоом.

Входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ характеризует влияние изменения напряжения $U_{\text{зи}}$ на ток затвора I_3 :

$$R_{\text{вх}} = dU_{\text{зи}}/dI_3 \quad \text{или} \quad R_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{зи}} / \Delta I_3 \quad (\text{при } U_{\text{си}} = \text{const})$$

Так как даже при больших $\Delta U_{\text{зи}}$ ΔI_3 близко к нулю, то $R_{\text{вх}}$ достигает очень больших значений. В полевых транзисторах с управляемым PN -переходом $R_{\text{вх}}$ составляет единицы—десятки метров, как сопротивление PN -перехода, включенного под обратное напряжение. Таким образом, по сравнению с биполярными транзисторами полевые транзисторы с управляемым PN -переходом имеют гораздо большее входное сопротивление $R_{\text{вх}}$. Параметры полевого транзистора связаны между собой уравнением $\mu = R_{\text{вых}} S$. Действительно,

$$\mu = \frac{dU_{\text{си}}}{dI_c} \cdot \frac{dI_c}{dU_{\text{зи}}} = \frac{dU_{\text{си}}}{dU_{\text{зи}}}.$$

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С ПЕРЕХОДОМ ШЛОТКИ

Наряду с управляющим переходом в полевых транзисторах используется и переход Шлотки—металл—полупроводник (рис. 4.9). Эти транзисторы, как правило, изготавливаются на основе арсенида галлия. На подложке 4 из GaS имеется слой N -типа электропроводности, который выполняет роль канала 2. От этого слоя сделаны выводы истока 1 и стока 6. Между ними находится металлический затвор 3. Поверхность канала покрыта диэлектриком 5. Металлический затвор имеет большую работу выхода, чем N -полупроводник, в результате чего образуется переход, обладающий выпрямляющими свойствами. Принцип действия данного полевого транзистора тот же, что и полевого транзистора с управляемым PN -переходом. При изменении обратного напряжения между затвором и каналом меняются ширина канала, его проводимость и ток стока I_c . Применение металлического затвора позволило уменьшить длину канала L до 0,5...1 мкм, а следовательно, время движения зарядов от истока к стоку. Кроме того, подвижность электронов у арсенида галлия в 3—4 раза выше, чем у кремния. Эти два фактора позволили резко повысить граничную частоту данного транзистора до 50...80 ГГц, что гораздо выше максимальной граничной частоты биполярных транзисторов.

Выходы. 1. Полевой транзистор с управляющим PN -переходом представляет собой полупроводниковый прибор, в котором при изменении обратного напряжения на входе меняется сопротивление токопроводящего канала и ток в выходной цепи. 2. Полевой транзистор в отличие от биполярного является электронным прибором с очень большим входным сопротивлением. 3. При наличии напряжения $U_{\text{зи}}$ плоская поперечного сечения канала уменьшается вдоль его длины в направлении от истока к стоку. 4. В полевых транзисторах при больших токах с повышением температуры ток уменьшается.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Почему большое входное сопротивление является достоинством электронного прибора?
2. Почему полевые транзисторы с управляющим PN -переходом не должны работать при прямом напряжении на входе $U_{\text{зи}}$?
3. Из каких субträжий концентрация примеси в канале должна быть меньше, чем в затворе?
4. Будет ли одинаковым выходное сопротивление полевого транзистора на участках выходной характеристики до насыщения и после насыщения?
5. Почему при изменении напряжения $U_{\text{зи}}$ толщина канала вдоль его длины меняется в разной степени?

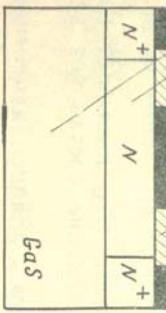


Рис. 4.9. Полевой транзистор с переходом Шлотки

Рис. 4.9. Полевой транзистор с переходом Шлотки

4.2. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С ИЗОЛИРОВАННЫМ ЗАТВОРОМ

ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

В полевых транзисторах с управляющим PN -переходом входное сопротивление очень велико. Однако есть возможность сделать это сопротивление еще большим, если отделить затвор от канала диэлектриком. В этом случае уменьшится входной ток и влияние температуры на него.

В полевых транзисторах с изолированным затвором используется структура металл—диэлектрик—полупроводник (МДП) (рис. 4.10). Данную структуру можно рассматривать как конденсатор, двумя пластинами которого являются металл и полупроводник. В качестве полупроводника используется кремний, и поэтому диэлектриком служит слой двуокиси кремния SiO_2 , который создается на поверхности кристалла кремния путем высокотемпературного окисления. На слой диэлектрика наносится металлическая пленка — затвор. Такую структуру еще называют МОП (металл—окисел—полупроводник). Если подключить к металлическому затвору плюс источника электрического напряжения, то на затворе появляется положительный заряд, который должен быть скомпенсирован отрицательным зарядом, наведенным электростатической индукцией на противоположной обкладке конденсатора полупроводника. Если взять полупроводник N -типа, то отрицательный заряд создадут электроны, которые будут притягиваться к поверхности полупроводника на границе с диэлектриком. Чем больше положительный потенциал на затворе, тем больше электронов скапливается у поверхности N -полупроводника. Рост числа носителей заряда, естественно, увеличивает электропроводность слоя у поверхности полупроводника. Если подключить к металлическому затвору минус источника электрического напряжения, то на затворе появляется отрицательный заряд, который вследствие электростатической индукции компенсируется таким же положительным зарядом на поверхности полупроводника у границы с диэлектриком. Это происходит из-за отталкивания от поверхности электронов, т. е. ухода носителей заряда с поверхности

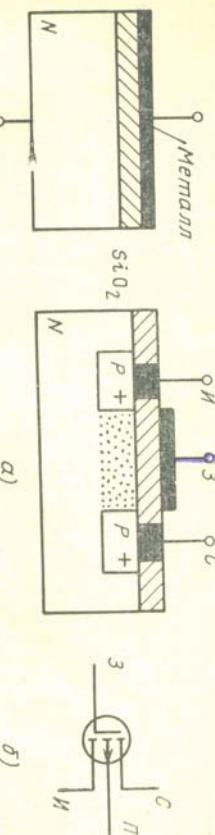


Рис. 4.10. Структура металла—диэлектрик—полупроводник (а) и их условное обозначение (б)