

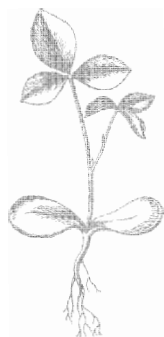


**Д. В. Игумнов  
И. С. Громов**

**Э**КСПЛУАТАЦИОННЫЕ  
ПАРАМЕТРЫ  
И ОСОБЕННОСТИ  
ПРИМЕНЕНИЯ  
ПОЛЕВЫХ  
ТРАНЗИСТОРОВ

**Д.В. ИГУМНОВ  
И.С. ГРОМОВ**

**Э**КСПЛУАТАЦИОННЫЕ  
ПАРАМЕТРЫ  
И ОСОБЕННОСТИ  
ПРИМЕНЕНИЯ  
ПОЛЕВЫХ  
ТРАНЗИСТОРОВ



ББК 32.852.3  
И26  
УДК 621.382.323

**Игумнов Д. В., Громов И. С.**

**И26 Эксплуатационные параметры и особенности применения полевых транзисторов. — М.: Радио и связь, 1981. — 64 с., с ил.**

25 к.

Рассматривается комплекс сведений об эксплуатационных параметрах полевых транзисторов и особенностях их схемного применения в различных цепях радиоэлектронной и связной аппаратуры.

Приводятся вольт-амперные характеристики, эквивалентные схемы и эксплуатационные параметры различных типов полевых транзисторов; методы построения различных устройств на этих транзисторах. Содержатся данные по использованию МОП-транзисторов в качестве функционального прибора.

Предназначена для инженерно-технических работников, специализирующихся в области разработки аппаратуры связи.

И  $\frac{30404-007}{045(01)-81}$  6-81

2403000000

ББК 32.852.3  
6Ф0.32

РЕЦЕНЗЕНТЫ: А. И. БОРИСОВ, М. Г. ОЙСГЕЛЬТ

ДМИТРИЙ ВАСИЛЬЕВИЧ ИГУМНОВ  
ИГОРЬ СТЕПАНОВИЧ ГРОМОВ

**Эксплуатационные параметры и особенности применения полевых транзисторов**

Редактор *Т. И. Панфилова*  
Художник *Е. Аксенов*  
Художественный редактор *А. А. Данилин*  
Технический редактор *Л. К. Грачева*  
Корректор *В. С. Еедокимова*

**ИБ № 668**

---

Слано в набор 5.08.80 г. Подп. в печ. 1.10.80 г.  
Т-17619 Формат 60×90<sup>1/16</sup> Бумага тип. № 2 Гарнитура литературная  
Печать высокая Усл. печ. л. 4,0 Уч.-изд. л. 4,36 Тираж 15000 экз.  
Изд. № 18920 Зак. № 145 Цена 25 к.  
Издательство «Радио и связь». Москва 101000, Чистопрудный бульвар, д. 2

---

Типография издательства «Радио и связь» Госкомиздата СССР  
Москва 101000, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Радио и связь», 1981

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Полевые (униполярные, канальные) транзисторы — это полупроводниковые усилительные приборы, управляемые не током, как обычные (биполярные) транзисторы, а напряжением. Наиболее характерной чертой полевых транзисторов является высокое входное сопротивление. В основе своей работы полевые транзисторы используют подвижные носители зарядов лишь одного знака (либо только электроны, либо только дырки), в отличие от биполярных транзисторов, работа которых осуществляется за счет обих типов подвижных носителей заряда (электронов и дырок).

В настоящее время полевые транзисторы нашли широкое распространение в устройствах радиотехники, автоматики, вычислительной техники и промышленной электроники. Использование полевых транзисторов вместо биполярных в ряде электронных устройств позволило существенно упростить схемы, повысить их надежность, уменьшить габариты и улучшить эксплуатационные свойства. Кроме того, в некоторых устройствах, в которых с помощью транзисторов не удавалось заменить электронные лампы, применение полевых транзисторов позволило решить эту проблему и создать устройства полностью на полупроводниковых элементах. Большие перспективы имеет использование транзисторов в интегральных схемах.

Первая глава настоящей книги посвящена описанию принципа действия параметров и характеристик полевых транзисторов с  $p-n$ -переходом и МОП-транзисторов. В конце главы рассмотрены другие разновидности полевых транзисторов: тонкопленочный, с барьерами Шоттки, ДМОП, МНОП и т. д.

Во второй главе рассмотрены особенности применения полевых транзисторов в устройствах непрерывного и импульсного действия.

В основу этих двух глав положены разделы лекций, читаемых авторами в течение многих лет в Московском институте радиотехники, электроники и автоматики.

Третья глава посвящена описанию функциональных возможностей полевых транзисторов. В ней приведены результаты новых исследований, которые позволяют использовать полевые транзисторы в качестве не только различных элементов радиоэлектронных устройств, но и как целые устройства.

Настоящая книга предназначена в основном для инженеров, специализирующихся в области проектирования и эксплуатации полупроводниковых устройств. Кроме того, она может быть использована и как учебное пособие для студентов вузов соответствующих факультетов. При подготовке рукописи предполагалось, что читатель знаком с основами физики полупроводниковых приборов и принципами построения радиоэлектронных устройств.

Авторы считают своим приятным долгом выразить глубокую признательность А. И. Борисову, М. Г. Ойгельту и Ю. Д. Фарберу за рецензирование и сделанные ими критические замечания, а также искреннюю благодарность Г. П. Костюниной и И. Ф. Николаевскому за полезные советы.

*Авторы*

## ПЕРЕЧЕНЬ НАИБОЛЕЕ ЧАСТО ВСТРЕЧАЮЩИХСЯ ОБОЗНАЧЕНИЙ

<p><math>C_a</math> — емкость затвора</p> <p><math>C_{a,c}</math> — емкость затвор — сток</p> <p><math>C_{a,i}</math> — емкость затвор — исток</p> <p><math>E_n</math> — напряжение питания</p> <p><math>f</math> — частота транзистора</p> <p><math>S</math> — крутизна</p> <p><math>I_c</math> — ток стока</p> <p><math>I_{c.o}</math> — обратный ток стокового перехода</p> <p><math>I_{c.0}</math> — начальный ток затвора</p> <p><math>I_{n.o}</math> — обратный ток истокового перехода</p> <p><math>I_z</math> — ток затвора</p> <p><math>l</math> — длина канала</p> <p><math>m_m</math> — безразмерный коэффициент, зависящий от размера транзистора и режима работы</p> <p><math>Q</math> — заряд</p> <p><math>q</math> — заряд электрона</p> <p><math>R</math> — сопротивление</p> <p><math>R_k</math> — сопротивление канала</p> <p><math>R_n</math> — сопротивление нагрузки</p> <p><math>R_z</math> — сопротивление цепи затвора</p> <p><math>R_n</math> — сопротивление в цепи истока</p>	<p><math>R_o</math> — сопротивление в цепи стока</p> <p><math>T</math> — абсолютная температура</p> <p><math>U_{c,n}</math> — напряжение между стоком и истоком</p> <p><math>U_a</math> — напряжение на затворе</p> <p><math>U_o</math> — напряжение отсечки</p> <p><math>U_{вх}, U_{вых}</math> — входное и выходное напряжения</p> <p><math>U_{пр}</math> — напряжение пробоя транзистора</p> <p><math>U_{ин}</math> — инжекционное напряжение</p> <p><math>U_{c,n}</math> — напряжение стока в режиме насыщения</p> <p><math>U_{с max}</math> — максимальная величина напряжения стока</p> <p><math>U_b</math> — вентиляющее напряжение</p> <p><math>K_u</math> — коэффициент усиления каскада по напряжению</p> <p><math>\tau</math> — постоянная времени транзистора</p> <p><math>\Phi_T</math> — тепловой потенциал</p> <p><math>\Phi_0</math> — равновесная высота потенциального барьера <math>p</math>-<math>n</math>-перехода</p>
--	---

## Глава 1

### ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ

На сегодняшний день наибольшее распространение получили два типа полевого транзистора: транзистор с  $p$ - $n$ -переходом и транзистор со структурой металл — окисел — полупроводник (МОП), поэтому в настоящей главе им уделяется основное внимание. В последнем параграфе главы кратко рассматриваются некоторые разновидности полевых транзисторов.

#### ПОЛЕВОЙ ТРАНЗИСТОР С $p$ - $n$ -ПЕРЕХОДОМ

Принцип действия полевого транзистора с  $p$ - $n$ -переходом основан на изменении сопротивления активного слоя (канала) путем расширения  $p$ - $n$ -перехода при подаче на него напряжения обратного смещения. На рис. 1 приведен идеализированный разрез полевого транзистора с каналом  $n$ -типа проводимости.

Выводы, сделанные с противоположных сторон пластины полупроводника  $n$ -типа, называются истоком и стоком (при включении полевого транзистора можно менять местами исток и сток без существенного изменения параметров и характеристик прибора). Вывод от  $p$ -области называется затвором. В рассматриваемом случае, когда выводы от затворов соединены между собой (рис. 1), полевой транзистор иногда называют унитроном.

Расстояние между  $p$ - $n$ -переходами называют шириной канала  $W$ , а область  $n$ -типа между  $p$ - $n$ -переходами — каналом. При приложении напряжения между истоком и стоком  $U_c$  в цепи сток — исток потечет ток  $I_c$ , величина которого определяется сопротивлением канала при  $U_c = \text{const}$ . Теперь приложим напряжение между затвором и истоком  $U_z$  (плюс на истоке, минус на затворе). За счет напряжения  $U_z$   $p$ - $n$ -переходы сместятся в обратном направлении и соответственно расширятся, вследствие чего ширина канала уменьшится, а его сопротивление возрастет. С возрастанием сопротивления канала ток стока  $I_c$  уменьшится. Таким образом, изменяя напряжение на затворе  $U_z$ , можно управлять током стока.

Полевые транзисторы могут быть выполнены с каналами  $n$ - и  $p$ -типов. Приведенное выше качественное описание работы прибора позволяет перейти к количественной оценке возможностей полевого транзистора с  $p$ - $n$ -переходом. В основе дальнейшего рассмотрения будем использовать наиболее распространенный полевой транзистор с каналом  $n$ -типа проводимости (см. рис. 1).

Максимальная ширина канала  $a$  имеет место при  $U_3=0$ . Поскольку в основу работы полевого транзистора положен принцип модуляции сопротивления канала за счет изменения его ширины, то для транзистора с  $n$ -каналом  $U_3$  можно изменять от нуля в сторону отрицательных значений, т. е.  $p$ - $n$ -переходы всегда должны быть смещены в обратном направлении, и их сопротивление должно быть велико.

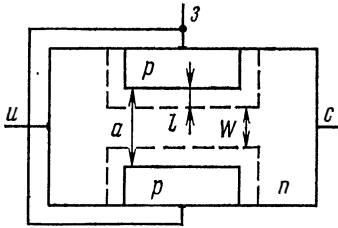


Рис. 1. Идеализированный разрез полевого транзистора с  $p$ - $n$ -переходом

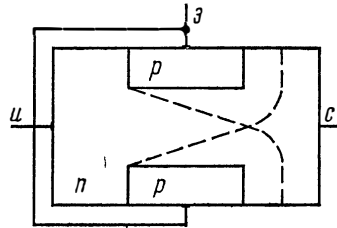


Рис. 2. Расширение запирающих слоев  $p$ - $n$ -переходов затвора в полевым транзисторе при  $U_0 \geq U_{0.н}$

Таким образом, при увеличении  $U_3$  (по модулю) ширина канала  $W$  уменьшается. Поскольку в любой точке канала ширина  $p$ - $n$ -перехода  $l$  постоянна, можно записать

$$W = a - 2l. \quad (1)$$

Цифра 2 перед  $l$  учитывает наличие двух  $p$ - $n$ -переходов в полевым транзисторе. Используя известную формулу  $l = \sqrt{2\epsilon_0 \epsilon r \mu_n U_3}$ , где  $\epsilon_0$ ,  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость вакуума и полупроводника соответственно,  $r$  — удельное сопротивление канала,  $\mu_n$  — подвижность электронов в канале, выражение (1) можно записать как

$$W = a - 2 \sqrt{2 \epsilon_0 \epsilon r \mu_n U_3}. \quad (2)$$

Напряжение на затворе, при котором канал полностью перекрывается запирающими слоями  $p$ - $n$ -переходов, т. е. ток стока становится в идеальном случае равным нулю, принято называть напряжением отсечки или пороговым напряжением полевого транзистора. Напряжение отсечки  $U_0$ , являющееся одним из основных параметров полевого транзистора, можно определить из условия  $W=0$ . Решив (2) при этом условии относительно  $U_3$  и заменив  $U_3$  на  $U_0$ , получим

$$U_0 = a^2 / 8 \epsilon_0 \epsilon r \mu_n. \quad (3)$$

В кремниевых транзисторах  $U_0$  может быть получено от десятых долей вольта до десятков вольт.

Используя (3), запишем выражение для ширины канала  $W$  в следующем виде:

$$W = a \sqrt{1 - \sqrt{U_3 / U_0}}. \quad (4)$$



На основании (4) можно представить сопротивление канала между истоком и стоком  $R_{\text{к}}$  как

$$R_{\text{к}} = R_{\text{к0}} (1 - \sqrt{U_3/U_0})^{-1}, \quad (5)$$

где  $R_{\text{к0}}$  — минимальное сопротивление канала, имеющее место при  $U_3=0$ . Изложенное выше справедливо для работы полевых транзисторов при малых  $U_c$  ( $U_c < U_0 - U_3$ ). При больших  $U_c$  напряжение на  $p$ - $n$ -переходах затвора представляется уже суммой напряжения  $U_3$  и внутреннего падения напряжения в объеме канала за счет протекания тока  $I_c$ . При этом суммарное напряжение, действующее в канале вблизи стока, оказывается большим ( $p$ - $n$ -переход затвора шире), чем вблизи истока. В результате этого ширина канала будет минимальной вблизи стока (рис. 2).

Рассмотрим вольт-амперную характеристику унитрона  $I_c = f(U_c)$  (рис. 3). Предположим, что  $U_3=0$ . При изменении напря-

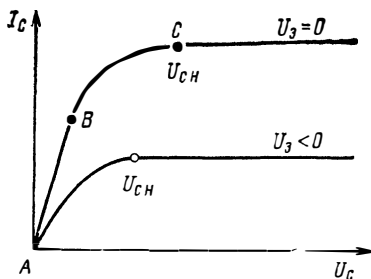


Рис. 3. Стоковая характеристика полевого транзистора

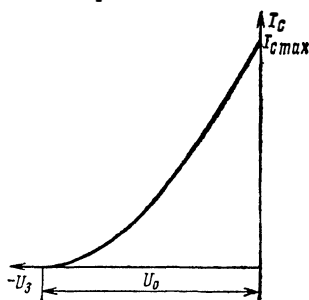


Рис. 4. Стоко-затворная характеристика полевого транзистора

жения  $U_c$  от нуля получаем почти линейный участок характеристики  $AB$  (область крутой части характеристики). Это определяется тем, что внутреннее падение напряжения, вызываемое протеканием тока стока, мало изменяет ширину запирающего слоя и ширину канала. Однако некоторое изменение ширины канала все же имеет место, и характеристика на участке  $AB$  не будет точно следовать линейному закону. Дальнейшее возрастание тока стока приводит к более заметному изменению ширины канала и к существенному изменению его сопротивления. Таким образом, увеличение напряжения  $U_c$  приводит к возрастанию тока стока до величины, создающей запирающее напряжение на  $p$ - $n$ -переходе. Это напряжение приводит к сужению канала. Сопротивление канала возрастает. Таким образом, ток стока, протекающий через канал, порождает условия, ограничивающие его дальнейшее возрастание. Возрастание тока  $I_c$  с ростом  $U_c$  замедляется и, начиная с некоторого значения напряжения  $U_c$  (точка  $C$  на рис. 3), будет наблюдаться область пологой части характеристики полевого транзистора (режим насыщения). Дальнейшее увеличение напряжения  $U_c$  практически не приводит больше к возрастанию  $I_c$ . Реакция канала на возрастание тока оказывается в этой области очень сильной.

Если  $U_3 < 0$ , то ширина канала будет меньше, а сопротивление канала увеличивается. Начальный участок новой вольт-амперной характеристики будет иметь наклон, соответствующий большому значению сопротивления канала. Поскольку исходная ширина канала меньше, влияние тока стока сказывается раньше, и выход на криволинейный участок и в область пологой части характеристик произойдет при меньших значениях напряжения  $U_{c.н}$  и тока стока. Аналогичным образом может быть получено все семейство характеристик  $I_c = f(U_c)$ .

Напряжение  $U_{c.н}$ , начиная с которого наступает режим насыщения полевого транзистора, принято называть напряжением насыщения:

$$U_{c.н} = U_0 - U_3. \quad (6)$$

Из формулы (6) следует, что при увеличении  $U_3$  (по модулю) напряжение  $U_{c.н}$  уменьшается (см. рис. 3). С учетом (5) реальные характеристики полевого транзистора могут быть получены в следующем виде [3]:

$$I_c = \frac{1}{R_{к0}} \left[ U_c + \frac{2}{3} \frac{U_3^{3/2} - (U_3 + U_c)^{3/2}}{U_0^{1/2}} \right]. \quad (7)$$

Выражение (7) позволяет найти ток насыщения путем подстановки (6) в (7):

$$I_{c.н} = \frac{1}{R_{к0}} \left[ \frac{1}{3} U_0 - U_3 \left( 1 - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{U_3}{U_0}} \right) \right]. \quad (8)$$

Формулы (7) и (8) справедливы для полевого транзистора с одноуровневым каналом. Достаточно хорошей аппроксимацией зависимости  $I_c = f(U_3)$  для пологой части характеристики полевого транзистора с произвольным распределением примеси в канале является [1]

$$I_{c.н} = I_{c \max} \left( 1 - \frac{U_3}{U_0} \right)^m, \quad (9)$$

где  $I_{c \max}$  — максимальный ток стока, имеющий место при  $U_3 = 0$ . В зависимости от метода изготовления полевого транзистора (т. е. в зависимости от характера распределения легирующей примеси в канале) показатель степени  $m$  принимает значения от 1,98 до 2,2. Для полевого транзистора, изготовленного методом двойной диффузии, выражение (9) можно представить как

$$I_{c.н} = I_{c \max} \left( 1 - \frac{U_3}{U_0} \right)^2. \quad (10)$$

На рис. 4 приведена зависимость  $I_c = f(U_3)$  для полевого транзистора с  $p$ - $n$ -переходом и каналом  $n$ -типа проводимости.

Одним из основных параметров полевого транзистора является крутизна  $S$  (мА/В):  $S = dI_c/dU_3$ .

Для полевого транзистора с однороднолегированным каналом для пологой части характеристик (режим насыщения) крутизну можно определить из (8)

$$S = S_{max} (1 - \sqrt{U_3/U_0}), \quad (11)$$

где  $S_{max} = 1/R_{к0}$  — максимальная крутизна транзистора, имеющая место при  $U_3 = 0$ .

Для полевого транзистора, изготовленного методом двойной диффузии, крутизну обычно определяют по следующей формуле:

$$S = S_{max} \left( 1 - \frac{U_3}{U_0} \right). \quad (12)$$

Для таких транзисторов  $S_{max}$  также можно определить как

$$S_{max} = 2 I_{c max} / U_0. \quad (13)$$

Формулы (11) и (12) позволяют заключить, что при увеличении  $U_3$  (по модулю) ток стока и крутизна полевого транзистора с  $p-n$ -переходом уменьшаются. Максимальные значения тока стока и крутизны имеют место при  $U_3 = 0$ .

Зависимость крутизны от тока стока для полевого транзистора, изготовленного методом двойной диффузии, можно получить, используя (10) и (12):

$$S = S_{max} \sqrt{I_c / I_{c max}}. \quad (14)$$

Из формулы (14) следует, что крутизна полевого транзистора уменьшается с падением тока стока и  $S = S_{max}$  при  $I_c = I_{c max}$ . Для практических расчетов удобно пользоваться следующей формулой:

$$S = S_1 \sqrt{I_c / I_{c1}}, \quad (15)$$

где  $S_1$  — крутизна при  $I_c = I_{c1}$ .

До сих пор мы предполагали, что дифференциальное сопротивление стока  $r_c = dU_c/dI_c$  в области пологой части характеристик полевого транзистора равно бесконечности. Однако на практике  $r_c$  составляет несколько мегаом. Для расчета величины  $r_c$  в области пологой части характеристик можно пользоваться следующей эмпирической формулой:

$$r_c = r_{c1} I_{c1} / I_c, \quad (16)$$

где  $r_{c1}$  — сопротивление стока при  $I_c = I_{c1}$ .

Таким образом, зная сопротивление  $r_{c1}$  при определенном токе стока  $I_{c1}$ , можно определить  $r_c$  при любом  $I_c$ .

Из формулы (16) следует, что с падением тока стока дифференциальное сопротивление стока возрастает.

Дифференциальное сопротивление стока практически не зависит от напряжения на стоке при небольших  $U_c$ . Однако увеличение  $U_c$  может вызвать лавинный пробой  $p-n$ -переходов в полевом транзисторе. При этом ток стока резко возрастает, а  $r_c$  значительно уменьшит свое значение. Лавинный пробой стокового  $p-n$ -перехода является основной причиной, ограничивающей использование

полевого транзистора с  $p$ - $n$ -переходом по напряжению на стоке. Величина максимально допустимого напряжения стока  $U_{c,max}$  транзистора обычно несколько меньше величины напряжения лавинного пробоя (с учетом коэффициента запаса). Следует отметить, что напряжение лавинного пробоя стокового  $p$ - $n$ -перехода уменьшается при возрастании  $U_3$  (по модулю). Еще одним важным параметром полевого транзистора является коэффициент усиления по напряжению  $\mu = dU_c/dU_3$ . Нетрудно показать, что  $\mu = Sr_c$ . Подставив в эту формулу (15) и (16), получим

$$\mu = S_1 r_{c1} \sqrt{I_{c1}/I_c} = \mu_1 \sqrt{I_{c1}/I_c}. \quad (17)$$

Из (17) следует важный вывод: коэффициент  $\mu$  при уменьшении тока стока возрастает.

При работе полевых транзисторов в номинальных режимах и даже на малых токах порядка десятков и сотен микроампер в качестве напряжения отсечки выбирают такое напряжение на затворе  $U_{31}$ , при котором канал перекрывается запирающими слоями  $p$ - $n$ -переходов затвора. В этом случае в цепи стока обычно протекает ток  $I_{c1} = 1 \div 10$  мкА. Поэтому при работе полевого транзистора при  $I_c \lesssim I_{c1}$  рассмотренные выше соотношения оказываются неприменимыми.

Чтобы определить вольт-амперную характеристику полевого транзистора с  $p$ - $n$ -переходом при токах стока  $I_c \lesssim I_{c1}$ , следует учитывать влияние граничных областей пространственного заряда  $p$ - $n$ -переходов затвора на сопротивление канала, поскольку при микроточках толщина этих граничных областей становится больше ширины канала. При  $I_c \lesssim 50$  мкА вольт-амперная характеристика полевого транзистора с  $p$ - $n$ -переходом в режиме насыщения может быть представлена в виде [5]

$$I_c = I_{c0} \exp \frac{U_0 - U_3}{m_n \varphi_T}, \quad (18)$$

где  $I_{c0}$  — обратный ток стокового перехода;  $\varphi_T$  — тепловой потенциал;  $m_n \approx 2 \div 2,5$  — безразмерный коэффициент. Формула (18) дает возможность представить крутизну полевого транзистора в микрорежиме как

$$S = I_c / m_n \varphi_T, \quad (19)$$

откуда следует, что в микрорежиме при увеличении тока стока крутизна возрастает по закону, близкому к линейному.

Сопротивление стока в микрорежиме, так же как и номинальном режиме, описывается выражением (16). Используя (16) и (19), нетрудно показать, что в микрорежиме  $\mu = \text{const}$ , т. е. этот важный параметр практически не зависит от изменения тока стока.

Инерционность полевого транзистора с  $p$ - $n$ -переходом обусловлена двумя факторами: зарядом барьерной емкости переходов затвора и конечным временем пролета электронов вдоль канала. Сразу следует заметить, что в большинстве практических случаев первый фактор является основным. Емкости  $p$ - $n$ -переходов затвора

заряжаются через сопротивление канала. При этом разные участки емкостей заряжаются через разные сопротивления в зависимости от расстояния данного участка от истока. Однако, чтобы не усложнять анализа, примем, что канал имеет одинаковую ширину на всем протяжении. Тогда эквивалентную схему полевого транзистора, описывающую его частотные свойства, можно представить в очень простом виде (рис. 5). Здесь  $C_3$  — средняя емкость затвора,  $R_K$  — среднее продольное сопротивление канала. Цифра 2 пе-

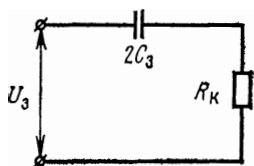


Рис. 5. Эквивалентная схема заряда емкости затвора

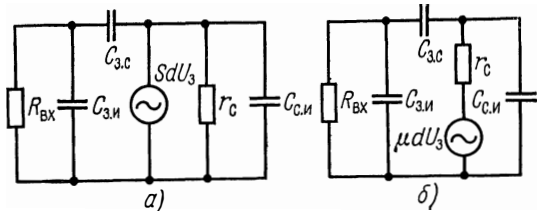


Рис. 6. Эквивалентные схемы полевого транзистора

ред  $C_3$  учитывает наличие двух  $p-n$ -переходов в полевом транзисторе (унитроне). Воспользовавшись эквивалентной схемой, запишем для постоянной времени транзистора  $\tau_y$

$$\tau_y = 2 C_3 R_K. \quad (20)$$

Поскольку граничная частота  $f_{ГР}$  связана с  $\tau_y$  соотношением  $f_{ГР} = 1/2\pi\tau_y$ , можно записать

$$f_{ГР} = 1/4 \pi C_3 R_K. \quad (21)$$

Таким образом выражение (21) позволяет заключить, что для улучшения частотных свойств полевого транзистора с  $p-n$ -переходом  $C_3$  и  $R_K$  следует уменьшать.

Поскольку сопротивление канала является сопротивлением полупроводниковой пластины, то при одинаковых конструкциях полевых транзисторов  $R_K$  для канала  $n$ -типа будет меньше, чем для канала  $p$ -типа, так как подвижность электронов выше подвижности дырок. Поэтому частотные свойства унитронов с  $n$ -каналом, как правило, оказываются лучше, чем унитронов с  $p$ -каналом. По той же причине для одинаковых конструкций и режима работы полевых транзисторов приборы с  $n$ -каналом имеют больший ток  $I_c$  и большую крутизну  $S$ . Поэтому транзисторы с каналом  $n$ -типа проводимости являются предпочтительными для большинства радиоэлектронных схем.

Сходство между полевыми транзисторами и электронными лампами (пентодом) проявляется не только в вольт-амперных характеристиках, но и в эквивалентных схемах. На рис. 6 приведены эквивалентные схемы для переменных составляющих сигнала. Здесь емкость затвора  $C_3$  условно разделена на две части:  $C_{з.и}$  (емкость затвор — исток) и  $C_{з.с}$  (емкость затвор — сток).

При изменении температуры окружающей среды определенным образом будут изменяться и параметры полевых транзисторов. Если рассматривать данный диапазон температур, в котором легирующие полупроводниковые примеси полностью ионизированы, а собственная проводимость еще не наступила<sup>1</sup>, то изменение температуры приводит к изменению потенциального барьера  $p$ - $n$ -переходов затвора, а также к изменению подвижности электронов в канале. Вследствие этого параметры полевого транзистора (в первую очередь ток стока) изменяются под действием температуры. Поскольку ток стока определяется величиной сопротивления канала при прочих равных условиях, то зависимость  $I_c = f(t^\circ)$ , очевидно, будет определяться зависимостью сопротивления канала от температуры. При возрастании температуры, с одной стороны, уменьшается потенциальный барьер  $p$ - $n$ -переходов затвора, уменьшается их ширина, ширина канала возрастает, сопротивление канала падает и соответственно ток стока увеличивается. Но, с другой стороны, уменьшается подвижность электронов в канале, что приводит к возрастанию сопротивления канала и соответственно падению тока стока. Таким образом, эти два температурнозависимых параметра действуют встречно, частично компенсируя изменения  $I_c$ .

Рассмотрим зависимости  $I_c = f(t^\circ)$ , для полевого транзистора при  $U_3 = 0$  (рис. 7). Если напряжение отсечки у транзистора боль-

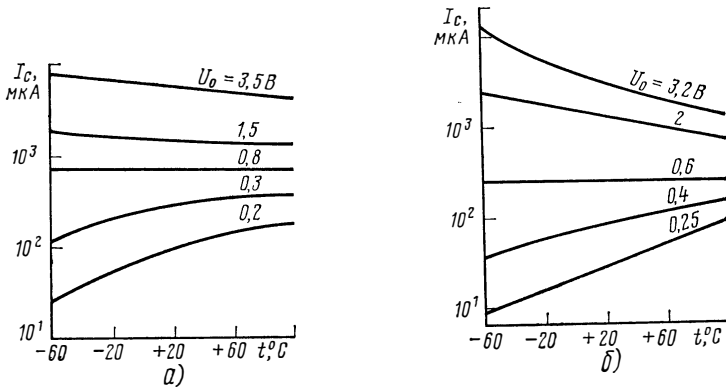


Рис. 7. Экспериментальные зависимости  $I_c = f(t^\circ)$  для маломощных полевых транзисторов с  $p$ - $n$ -переходом при  $U_3 = 0$ :

а) канал  $n$ -типа; б) канал  $p$ -типа

шее (канал широкий), то основной причиной, определяющей зависимость от температуры, будет зависимость подвижности от температуры. В этом случае возрастание температуры будет приводить к уменьшению тока стока (падающая зависимость). Если же напряжение отсечки у полевого транзистора малое (узкий канал), то

<sup>1</sup> Эти условия характерны для практического диапазона рабочих температур полупроводниковых приборов, например  $-60 \div +100^\circ \text{C}$ .

зависимость  $I_c$  от температуры будет определяться изменением потенциального барьера переходов затвора. В этом случае возрастание температуры будет приводить к увеличению тока стока (возрастающая зависимость). Очевидно, при определенной, оптимальной величине напряжения отсечки  $U_{00}$  (ширина канала) оба эти явления компенсируют друг друга, и ток стока практически будет нечувствителен к изменению температуры<sup>1</sup>. Для большинства кремниевых полевых транзисторов с  $p$ - $n$ -переходом, изготовленных методом двойной диффузии, лучшей стабильностью  $I_c$  в диапазоне температур  $+100 \div -60^\circ \text{C}$  обладают приборы с  $U_{00} \approx 0,8 \text{ В}$  для канала  $n$ -типа и  $U_{00} \approx 0,6 \text{ В}$  для канала  $p$ -типа. Из рис. 7 следует, что такие транзисторы имеют значения максимальных токов стока в пределах от 0,1 до 1 мА.

Таким образом, можно заключить, что, зная величину напряжения отсечки в полевом транзисторе с  $p$ - $n$ -переходом и  $U_3$ , можно достаточно достоверно предсказать характер и степень зависимости режима работы прибора от температуры. Кроме того, по величине  $U_0$  можно судить и о величинах  $I_{c \max}$ ,  $S$ ,  $f_{\text{гр}}$ ,  $U_{\text{с.н}}$ , а иногда и о других параметрах транзистора. Изложенное выше позволяет производить предварительный выбор нужного типа полевого транзистора для конкретной области применения по наиболее «авторитетному» параметру — напряжению отсечки.

Интересным и практически ценным свойством полевого транзистора является падающий характер его зависимости  $I_c = f(t^\circ)$  при больших  $U_0$ . Напомним, что в биполярном транзисторе в силу различных причин ток коллектора  $I_k$  увеличивается при возрастании температуры. Это вызывает возрастание мощности, что, в свою очередь, приводит к увеличению температуры и т. д., т. е. биполярный транзистор при работе на больших мощностях может являться термонеустойчивым полупроводниковым прибором со всеми вытекающими отсюда последствиями. Падающий же характер зависимости тока стока от температуры в полевом транзисторе характеризует его как потенциально термоустойчивый полупроводниковый прибор, особо перспективный для мощных радиоэлектронных схем.

Если  $U_3 < 0$  в полевом транзисторе с  $n$ -каналом ( $U_3 > 0$  в транзисторе с  $p$ -каналом), то для  $U_0 < U_{00}$  имеет место возрастающая зависимость тока стока от температуры. Для  $U_0 > U_{00}$  падающая зависимость тока стока от температуры сохраняется вплоть до токов стока 0,1—1 мА.

В этом случае с уменьшением  $I_c$  падающий характер зависимости уменьшается, при  $I_c \approx 0,1 \div 1 \text{ мА}$  влияние температуры на величину тока стока незначительно, а при дальнейшем уменьшении  $I_c$  зависимость приобретает возрастающий характер.

Как было указано в предисловии, наиболее характерной чертой полевых транзисторов является высокое входное сопротивление. В полевых транзисторах с  $p$ - $n$ -переходом величина выходного сопро-

---

<sup>1</sup> При больших сопротивлениях в цепи затвора следует также учитывать влияние обратного тока затвора на эту характеристику.

тивления определяется обратными токами  $p$ - $n$ -переходов. При использовании для полевых транзисторов на основе кремния планарной технологии величина входного сопротивления обычно лежит в пределах от  $10^9$  до  $10^{12}$  Ом.

Поскольку в полевых транзисторах ток стока обусловлен носителями заряда одного знака, основными для области канала, параметры полевого транзистора оказываются не зависящими от времени жизни неосновных носителей в канале, благодаря чему полевые транзисторы довольно устойчивы к воздействию ядерной радиации. Практически, по тем же причинам полевые транзисторы с  $p$ - $n$ -переходом характеризуются чрезвычайно низким уровнем собственных шумов (при высокоомных источниках сигнала).

Основные составляющие шума в полевых транзисторах: тепловые шумы в канале и дробовые шумы тока затвора. Напряжение тепловых шумов, возникающее в канале, модулирует его ширину, в результате чего на стоке получается усиленное напряжение шумов. Другой составляющей шумов в полевых транзисторах являются дробовые шумы затвора. Поскольку между каналом и затвором существует емкостная связь, то с повышением частоты шумовой ток затвора будет увеличиваться. Шумы, зависящие от частоты по закону  $1/f$ , имеют место на низкой частоте как в токе затвора, так и в канале. Шумы тока затвора наиболее заметны при больших сопротивлениях в цепи затвора, а шумы канала — при малых.

В кремниевых планарных полевых транзисторах с  $p$ - $n$ -переходом коэффициент шума 0,3—0,5 дБ при  $f=1$  кГц и  $R_3=1$  МОм [1].

Выше был рассмотрен полевой транзистор, у которого выводы от затвора соединены между собой (унитрон). Практически все свойства, характерные для унитрона, могут быть отнесены и к полевому транзистору с отдельными выводами от затворов (алкатрону). Преимущества алкатрона перед унитроном: 1) частотные свойства алкатрона на порядок выше, чем у унитрона; 2) более простое изготовление мощных алкатронов.

Рассмотрим особенности алкатрона. На рис. 8 приведен идеализированный разрез для алкатрона цилиндрической конструкции с каналом  $n$ -типа проводимости.

Алкатрон является полевым транзистором с четырьмя электродами (четырьмя выводами). Функции истока и стока совершенно те же, что и унитрона. У алкатрона, в отличие от унитрона, области  $p$ -типа имеют самостоятельные выводы (не замкнутые между собой), т. е. алкатрон — это полевой транзистор с двумя затворами. Один из затворов (обычно меньшей площади) выполняет те же функции, что и в унитроне. Его принято называть затвором алкатрона. Другой затвор (обычно большей площади) служит для предварительного сужения канала. Его принято называть престриктором<sup>1</sup>. Для сужения канала на престриктор, являющийся слоем

<sup>1</sup> В некоторых случаях престриктор может быть использован и в качестве второго управляющего затвора.



*p*-типа проводимости, необходимо подать отрицательное напряжение. При этом канал сужается за счет соответствующего расширения *p-n*-перехода преристриктора.

Для рассмотрения частотных свойств алкатрона приведем эквивалентную схему заряда емкости затвора в алкатроне (рис. 9).

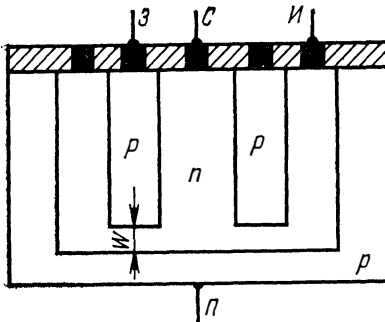


Рис. 8. Идеализированный разрез алкатрона цилиндрической конструкции

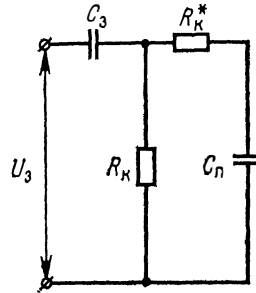


Рис. 9. Эквивалентная схема заряда емкости затвора в алкатроне

Емкость затвора в алкатроне заряжается не только через продольное сопротивление канала  $R_K$  (как в унитроне, см. рис. 5), но и через емкость преристриктора  $C_n$ , причем сопротивлением в этой второй цепи заряда является поперечное сопротивление канала  $R_K^*$ . Учитывая, что в алкатроне  $C_n \gg C_3$  из-за гораздо большей площади преристриктора, можно записать постоянную времени алкатрона  $\tau_a$  в следующем виде:

$$\tau_a \approx C_3 (R_K \parallel R_K^*). \quad (22)$$

Поскольку ширина канала всегда много меньше его длины, то выполняется условие  $R_K \gg R_K^*$ . С учетом последнего формулу (22) перепишем так:

$$\tau_a \approx C_3 R_K^*. \quad (23)$$

Сравнивая (23) и (20), можно заключить, что  $\tau_a \ll \tau_u$ , поскольку  $R_K \gg R_K^*$ , откуда следует, что частотные свойства у алкатрона всегда лучше, чем у унитрона. Граничная частота у алкатрона на один-два порядка, а иногда и более выше, чем у унитрона.

### МОП-ТРАНЗИСТОР

МОП-транзистор (металл—окисел—полупроводник) иногда называют транзистором с изолированным затвором или МДП-транзистором (металл — диэлектрик — полупроводник). В основе принципа работы МОП-транзистора лежит эффект поля — изменение величины и знака проводимости на границе полупроводника с окислом под действием приложенного напряжения. Рассмотрим трех-

слоистую структуру металл — окисел — полупроводник (рис. 10). Если к верхнему электроду (точка  $A$ ) приложить отрицательное напряжение, то, поскольку дырки имеют положительный заряд, они будут притягиваться к окислу ( $\text{SiO}_2$ ) и на поверхности полупроводника образуется слой с высокой концентрацией дырок. Такой режим принято называть обогащением поверхности дырками. На рис. 11а приведена зонная диаграмма для обогащения поверхности полупроводника дырками. Эффект обогащения дырками находит свое отражение в том, что у поверхности уровень Ферми находится ближе к валентной зоне, чем в объеме полупроводника ( $\epsilon_E$  — энергетический уровень, соответствующий середине запрещенной зоны).

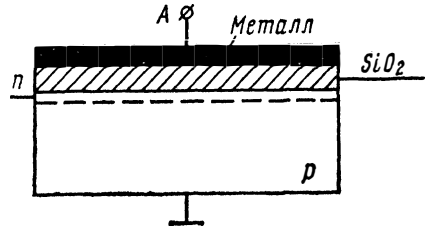


Рис. 10. Структура металл — окисел — полупроводник

Если к верхнему электроду (см. рис. 10) приложить положительное напряжение, то дырки будут оттягиваться от поверхности полупроводника. Поэтому на границе поверхности полупроводника

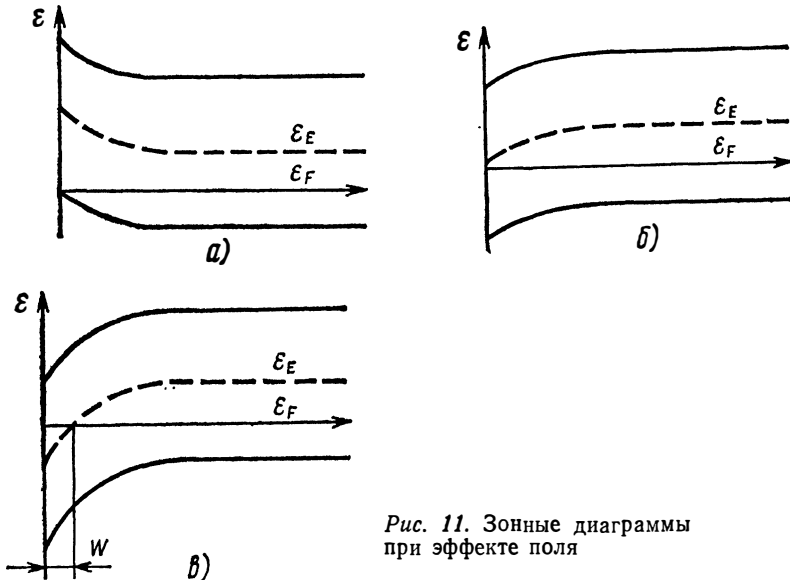


Рис. 11. Зонные диаграммы при эффекте поля

и окисла образуется слой с уменьшенной, относительно объема полупроводника, концентрацией дырок. Такой режим принято называть обеднением поверхности дырками. На рис. 11б приведена зонная диаграмма для обеднения поверхности полупроводника дырками. Эффект обеднения дырками находит свое отражение в том, что у поверхности уровень Ферми находится дальше от валентной зоны, чем в объеме полупроводника.

Если к верхнему электроду (см. рис. 10) приложить большое положительное напряжение, то все дырки покинут приповерхностный слой полупроводника. Напомним, что в полупроводнике  $p$ -типа всегда присутствуют в незначительном количестве электроны с концентрацией, обуславливающей собственную проводимость полупроводника. Поскольку электроны имеют отрицательный заряд, то они будут притягиваться к окислу и на поверхности полупроводника  $p$ -типа образуется тонкий слой проводимости  $n$ -типа (см. рис. 10). Этот слой принято называть каналом, а такой режим — инверсией проводимости. На рис. 11*в* приведена зонная диаграмма для инверсии проводимости на поверхности полупроводника  $p$ -типа. Эффект инверсии проводимости находит свое отражение в том, что у поверхности уровень Ферми находится выше середины запрещенной зоны, а в объеме — ниже, т. е. проводимость полупроводника в объеме обусловлена дырками, а у поверхности (в канале) — электронами. Для того чтобы произошла инверсия проводимости, необходимо к поверхности приложить потенциал такой величины, чтобы при искривлении зон уровень Ферми оказался выше середины запрещенной зоны (для канала  $n$ -типа).

Таким образом, изменяя величину напряжения на металлическом электроде (см. рис. 10), можно изменить величину и знак проводимости на поверхности полупроводника.

Работа МОП-транзистора основана на изменении ширины канала (инверсного слоя) путем воздействия напряжения. На рис. 12 приведены разрезы МОП-транзисторов<sup>1</sup>. В обоих типах МОП-тран-

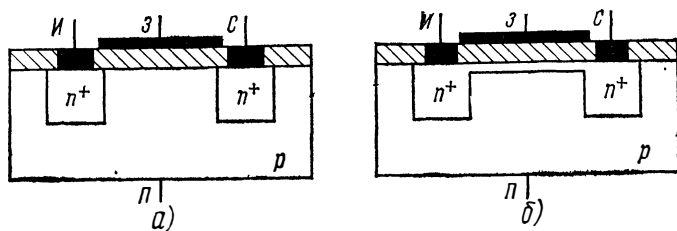


Рис. 12. Структура МОП-транзистора с каналом  $n$ -типа проводимости:  
*а*) индуцированный; *б*) встроенный

зисторов выводы от областей  $n$ -типа называются, как и в полевом транзисторе с  $p$ - $n$ -переходом, истоком и стоком. Вывод от металлической пластины, расположенной на окисле над областью между истоком и стоком, называется затвором. Нижний вывод, являющийся выводом от подложки, соединяется с истоком (в дискретных транзисторах) или заземляется (в интегральных схемах).

<sup>1</sup> Следует заметить, что по технологическим причинам наибольшее распространение получили МОП-транзисторы со встроенным каналом  $n$ -типа проводимости и с индуцированным каналом  $p$ -типа проводимости.

В транзисторе с индуцированным каналом при напряжении на затворе  $U_3=0$  канал отсутствует и соответственно при приложении разности потенциалов между истоком и стоком  $U_c$  ток стока  $I_c$  также будет равен нулю. При увеличении положительного напряжения на затворе, до момента инверсии проводимости, канал не сможет образоваться. Однако при превышении определенного напряжения  $U_0$  наступит инверсия проводимости и соответственно образуется канал. Напряжение  $U_0$  принято называть напряжением отсечки или пороговым напряжением<sup>1</sup>. Напряжение отсечки в МОП-транзисторе, как и в полевом транзисторе с  $p$ - $n$ -переходом, является одним из самых основных параметров. Для МОП-транзистора с индуцированным каналом  $n$ -типа  $U_0$  всегда имеет положительную величину, а с индуцированным каналом  $p$ -типа — отрицательную. При  $U_3 > U_0$  увеличение напряжения на затворе будет приводить к возрастанию ширины канала за счет обогащения поверхности электронами. Ток стока  $I_c$  при этом будет увеличиваться. Такой режим работы МОП-транзисторов принято называть режимом обогащения. МОП-транзистор с индуцированным каналом может работать только в режиме обогащения.

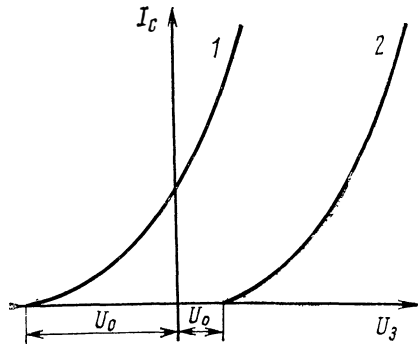


Рис. 13. Стоко-затворные характеристики МОП-транзистора с каналом  $n$ -типа проводимости

На рис. 13 (кривая 2) приведена стоко-затворная вольт-амперная характеристика  $I_c=f(U_3)$  при  $U_c=\text{const}$  для МОП-транзистора с индуцированным каналом  $n$ -типа проводимости. Эта характеристика иллюстрирует изложенное выше.

В транзисторе со встроенным каналом (рис. 13, кривая 1) при  $U_3=0$  канал присутствует и при  $U_c > 0$ ,  $I_c > 0$ , т. е. протекает ток стока. При увеличении положительного напряжения на затворе канал будет расширяться (за счет обогащения электронами), и ток стока увеличивается (режим обогащения). При увеличении же отрицательного напряжения на затворе канал будет сужаться за счет его обеднения и ток стока соответственно будет уменьшаться. Такой режим работы МОП-транзистора принято называть режимом обеднения. Таким образом, МОП-транзистор со встроенным каналом может работать как в режиме обогащения, так и в режиме обеднения. При дальнейшем увеличении отрицательного напряжения на затворе канал исчезает, начиная с определенной величины  $U_3=U_0$ , ток стока становится равным нулю. В данном случае  $U_0$  есть не что иное, как напряжение отсечки. Для МОП-транзистора

<sup>1</sup> В справочниках на транзисторы обычно в качестве  $U_0$  приводятся значения  $U_3$ , при которых  $I_c=10$  мкА.

со встроенным каналом  $n$ -типа  $U_0$  всегда имеет отрицательную величину.

Напряжение отсечки определяет величину напряжения на затворе, при которой нейтрализуются неподвижные заряды обедненной области  $Q_0$  и поверхностных состояний  $Q_s$ . В общем виде  $U_0$  можно представить как [2]  $U_0 = -(Q_0 + Q_s)/C_3$ .

Напряжение на затворе, при котором нейтрализуется заряд  $Q_0$ , является как бы «собственным» пороговым напряжением  $U_{oi}$ . В идеальном случае, когда плотность поверхностных состояний равна нулю ( $Q_s = 0$ ), МОП-транзистор (с каналами  $p$ - и  $n$ -типов) представлял бы собой прибор с индуцированным каналом и имел бы пороговое напряжение  $U_{oi} < 1,5$  В. Однако в практических случаях всегда будет присутствовать еще и заряд поверхностных состояний. Поскольку заряд  $Q_s$  образует ионизированные донорные состояния, то он имеет положительный знак, т. е. пороговое напряжение, обусловленное поверхностными состояниями  $U_{os}$ , всегда отрицательно.

Полное пороговое напряжение  $U_0$  равно алгебраической сумме собственного порогового напряжения и порогового напряжения, обусловленного поверхностными состояниями. Поскольку в МОП-транзисторе с каналом  $p$ -типа величины  $U_{oi}$  и  $U_{os}$  отрицательны, то и  $U_0$  является отрицательной величиной (индуцированный канал). В транзисторе с каналом  $n$ -типа  $U_{oi}$  положительно, а  $U_{os}$  отрицательно. Поскольку  $|U_{os}| > |U_{oi}|$  напряжение отсечки в МОП-транзисторе с каналом  $n$ -типа обычно является также отрицательной величиной, то транзистор имеет встроенный канал.

МОП-транзисторы, изготовленные по планарной технологии, обычно имеют  $U_0 > 1 \div 2$  В. Однако использование методов ионного легирования дает возможность получить сколь угодно малые

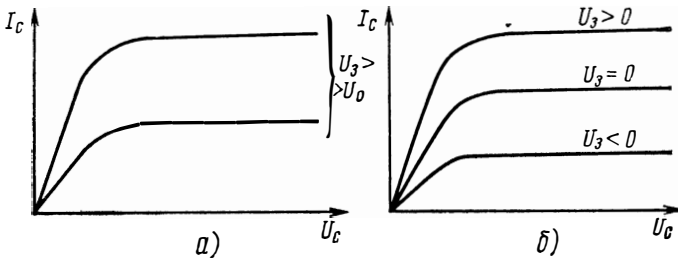


Рис. 14. Стоковые характеристики МОП-транзистора с каналом  $n$ -типа проводимости:  
а) индуцированным; б) встроенным

$U_0$  с устойчивым процентом выхода годных транзисторов в процессе производства [9]. Использование эллионной технологии позволяет на одном кристалле создавать структуры с индуцированными и встроенными каналами.

Для расчета схем на МОП-транзисторах часто необходимо иметь стоковые вольт-амперные характеристики. На рис. 14 при-

ведены стоковые вольт-амперные характеристики для МОП-транзистора. Из него следует, что при заданном напряжении на затворе по мере увеличения напряжения  $U_c$  от нулевого значения ток стока увеличивается сначала линейно (область крутой части характеристики), затем скорость его возрастания уменьшается и, наконец, при достаточно больших значениях  $U_c$  ток стремится к постоянной величине. Прекращение возрастания тока связано с перекрытием канала вблизи стока (сравните с аналогичным явлением в полевом транзисторе с  $p$ - $n$ -переходом). Как только канал перекрыт, ток стока практически остается постоянным на данном уровне, т. е. в первом приближении становится независимым от напряжения на стоке (область пологой части характеристик). Перекрытие канала наступает в результате того, что напряжение на поверхности полупроводника у стока падает ниже порогового (напряжение  $U_c$  вызывает обеднение канала в основном вблизи стока). Когда канал перекрыт, его ширина в месте перекрытия (у стока) чрезвычайно мала, а сопротивление велико. Здесь, так же как и в аналогичном режиме полевого транзистора с  $p$ - $n$ -переходом, реакция канала на возрастание тока оказывается очень сильной.

Границу между крутой и пологой областями характеристик обычно обозначают как напряжение  $U_{c.н.}$ , величина которого может быть определена по формуле (6).

Вольт-амперную характеристику МОП-транзистора для крутой части можно записать в следующем виде:

$$I_c = K[(U_3 - U_0)U_c - \frac{1}{2}U_c^2], \quad (24)$$

где  $K$  — коэффициент, зависящий от конструкции и технологии изготовления транзистора, имеющий размерность  $A/B^2$ .

Для пологой области характеристик (режим насыщения) выражение (24) можно переписать, положив  $U_c = U_3 - U_0$ . Тогда

$$I_c = \frac{K}{2}(U_3 - U_0)^2. \quad (25)$$

Крутизну МОП-транзистора для пологой области характеристик нетрудно получить, взяв первую производную  $I_c$  по  $U_3$ :

$$S = K(U_3 - U_0). \quad (26)$$

Зависимость  $S$  от тока стока получим, используя (25) и (26) в виде (15). Таким образом, крутизна как МОП-транзистора, так и полевого транзистора с  $p$ - $n$ -переходом уменьшается с падением тока стока по одному и тому же закону.

При работе в области пологой части характеристик, как отмечалось выше, увеличение  $U_c$  очень слабо влияет на возрастание  $I_c$ . Однако для ряда практических случаев это небольшое изменение  $I_c$  имеет важное значение. Зависимость тока стока от  $U_c$  наиболее полно находит свое отражение в величине дифференциального сопротивления стока  $r_{c.}$ . Причиной, обуславливающей возрастание  $I_c$

при увеличении  $U_c$  в области пологой части характеристик, является эффект модуляции длины канала. При увеличении  $U_c$  сток-вый  $p$ - $n$ -переход все более смещается в обратном направлении, ширина его увеличивается (в основном за счет высокоомной подложки), следовательно, длина канала должна уменьшиться, что вызывает уменьшение его сопротивления и возрастание тока стока (аналогично эффекту Эрли в биполярных транзисторах).

Сопротивление стока в МОП-транзисторах может быть определено по (16). Для более точных расчетов эту формулу можно записать в виде  $r_c = r_{c1} (I_{c1}/I_c)^n$ , где  $n = 0,7 \div 1,3$  — эмпирический безразмерный коэффициент, зависящий от типа транзистора.

Таким образом, дифференциальное сопротивление стока МОП-транзистора возрастает при уменьшении тока стока.

Если в режиме номинальных токов за счет присутствия в канале большого количества подвижных носителей можно пренебречь зарядом ионов, то в микрорежиме (при  $I_c \leq 5$  мкА) этот заряд становится основным. Поэтому в микрорежиме для расчета вольт-амперной характеристики МОП-транзистора уже нельзя использовать выражение (25). В этом случае вольт-амперная характеристика для пологой части может быть представлена в виде [8]

$$I_c = I_{c0} \exp \frac{U_3 - U_0}{m_m \Phi_T}, \quad (27)$$

где  $m_m$  — безразмерный коэффициент, зависящий от образца транзистора и режима работы. На рис. 15 приведена типовая зависимость  $m_m = f(I_c)$  для маломощных МОП-транзисторов с индуцированным каналом  $p$ -типа. Из рис. 15 следует, что величина коэффи-

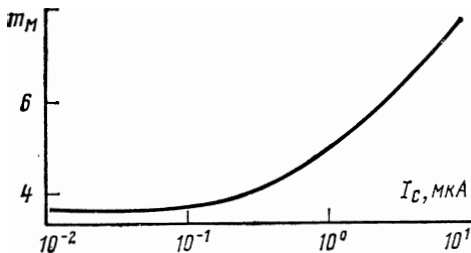


Рис. 15. Типовая зависимость  $m_m = f(I_c)$  для маломощных МОП-транзисторов с индуцированным каналом  $p$ -типа проводимости

циента  $m_m$  практически постоянна до  $I_c \approx 1$  мкА, а при  $I_c > 1$  мкА довольно резко возрастает. Отметим, что для МОП-транзисторов с коротким каналом (см. «Разновидности полевых транзисторов») формула (27) справедлива при  $I_c \leq 100$  мкА.

Формула (27) дает возможность представить крутизну МОП-транзистора для микрорежима в виде

$$S = I_c / m_m \Phi_T, \quad (28)$$

откуда следует, что в микрорежиме при уменьшении тока стока крутизна уменьшается по линейному закону. Если сравнить (28)

и (19), то можно заключить, что крутизна не только МОП-транзистора, но и полевого с  $p-n$ -переходом в микрорежиме описывается почти одним и тем же выражением и имеет близкие значения величин, которые в основном определяются величиной тока стока.

Если известны крутизна  $S_1$  и коэффициент  $m_{M1}$  при токе  $I_{c1}$ , зависимость  $S=f(I_c)$  можно представить в виде

$$S = S_1 \frac{m_{M1}}{m_M} \frac{I_c}{I_{c1}}.$$

Если положить  $m_M \approx m_{M1}$ , то

$$S \approx S_1 \frac{I_c}{I_{c1}}. \quad (29)$$

Формула (29) дает хорошее совпадение результатов расчета и эксперимента при  $I_c < 1$  мкА. Сравнивая (29) и (15), можно записать

$$S = S_1 (I_c / I_{c1})^m, \quad (30)$$

где  $m = 0,5 \div 1$ . Причем при  $I_c < 1$  мкА  $m \approx 1$ , а при  $I_c \geq 0,1$  мА  $m = 0,5$ . Формула (30) позволяет определить  $S$  при работе транзистора в широком диапазоне токов стока.

Следует заметить, что сопротивление стока МОП-транзистора в микрорежиме, так же как и в полевом транзисторе с  $p-n$ -переходом, хорошо описывается выражением (16). Следовательно, коэффициент усиления по напряжению в микрорежиме  $\mu = \text{const}$  для полевого транзистора любого типа.

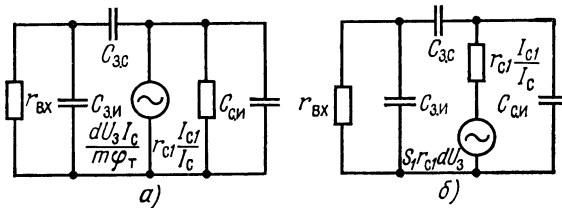


Рис. 16. Два варианта эквивалентных схем полевых транзисторов в микрорежиме

Из рассмотрения параметров полевого транзистора следует, что его малосигнальные эквивалентные схемы при работе в микрорежиме могут быть представлены схемами, изображенными на рис. 16. Они справедливы как для полевого транзистора с  $p-n$ -переходом, так и для МОП-транзистора.

МОП-транзисторы относятся к весьма быстродействующим полупроводниковым приборам, собственная предельная частота которых достигает 1 ГГц. Однако в реальных схемах предельная частота оказывается значительно ниже. Это объясняется влиянием паразитных емкостей схемы, а также тем, что из-за относительно небольшой крутизны транзистора приходится использовать в цепи стока резисторы больших номиналов.



Граничную частоту МОП-транзистора можно определить с некоторым отличием по аналогии с полевым транзистором с *p-n*-переходом (см. рис. 5)

$$f_{гр} = S/2 \pi C_3, \quad (31)$$

где  $C_3$  — емкость затвора.

Если в (31) подставить (15), то можно заключить, что с уменьшением тока стока частотные свойства МОП-транзисторов ухудшаются:

$$f_{гр} = \frac{S_1 \sqrt{I_c/I_{c1}}}{2 \pi C_3} = f_{гр1} \sqrt{I_c/I_{c1}}.$$

Рассмотрим теперь влияние температуры окружающей среды на величину тока стока. В рабочем диапазоне температур (см. «Полевой транзистор с *p-n*-переходом») на зависимость  $I_c = f(t^\circ)$  будут в основном влиять два явления: изменение подвижности носителей в канале и ионизационные процессы на поверхности. При возрастании температуры, с одной стороны, уменьшается подвижность электронов в канале, что приводит к возрастанию сопротивления канала и соответственно падению тока стока. Но, с другой стороны, за счет возрастающей ионизации поверхностных состояний уменьшится напряжение отсечки (для индуцированного канала), что приводит к увеличению тока стока. Первое явление оказывается решающим при больших  $I_c$  (падающая зависимость), а второе — при малых токах стока (возрастающая зависимость). На рис. 17 приведены экспериментальные зависимости  $I_c = f(t^\circ)$  для МОП-транзисторов. Очевидно, при определенной оптимальной величине тока стока оба эти явления компенсируют друг друга, и ток стока практически не будет чувствителен к изменению температуры. Для большинства МОП-транзисторов эта величина лежит в пределах  $I_c = 0,05 \div 0,5$  мА.

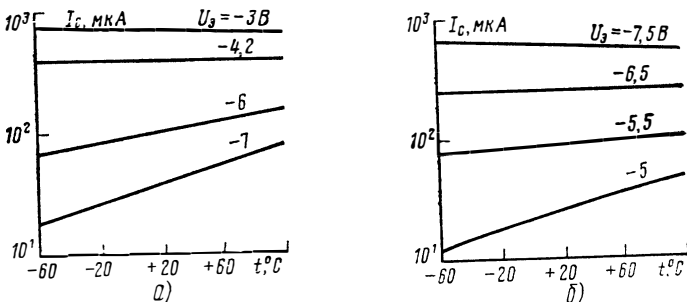


Рис. 17. Экспериментальные зависимости  $I_c = f(t^\circ)$  для маломощных МОП-транзисторов с каналом *p*-типа проводимости: а) встроенным; б) индуцированным

Как отмечалось при рассмотрении полевых транзисторов с *p-n*-переходом, падающая зависимость  $I_c = f(t^\circ)$  при  $I_c > 1$  мА харак-

теризует термоустойчивость прибора при больших токах стока. Это справедливо и для МОП-транзисторов. Поэтому одной из перспективных областей применения МОП-транзисторов могут явиться мощные радиоэлектронные схемы.

Для построения многих схем автоматики и вычислительной техники особый интерес представляют МОП-транзисторы с индуцированным каналом, поскольку они позволяют осуществить непосредственную связь логических элементов на транзисторах одного типа. Однако в МОП-транзисторах с индуцированным каналом нестабильность характеристик выражена в значительно большей степени, чем для транзисторов со встроенным каналом. Это явление связано с тем, что величина сдвига характеристики возрастает с увеличением напряженности электрического поля, причем величина напряженности в МОП-транзисторах со встроенным каналом меньше, чем с индуцированным каналом. Временная нестабильность МОП-транзисторов определяется миграцией ионов в окисле ( $\text{SiO}_2$ ) под действием сильных электрических полей, поэтому величина сдвига характеристики, помимо температуры и времени воздействия поля, в значительной степени зависит от величины напряженности поля.

Поскольку с уменьшением напряжения на затворе в транзисторах с индуцированным каналом уменьшается и ток стока, есть основания полагать, что малые токи в МОП-транзисторах с индуцированным каналом будут характеризоваться минимальной временной нестабильностью. Как показывают эксперименты, при  $I_c \leq 1$  мА временную нестабильность практически можно не учитывать ввиду ее малости. Таким образом, можно заключить, что использование МОП-транзисторов с индуцированным каналом при работе на малых токах стока является предпочтительным с точки зрения получения минимальной временной нестабильности.

Следует заметить, что при определенных условиях электроны из канала МОП-транзистора могут инжектироваться в окисел [7]. При этом часть электронов захватывается в окисле, что приводит к сдвигу характеристик транзистора. Эта нестабильность характеристик довольно резко возрастает при понижении температуры окружающей среды, а также при увеличении рабочих токов и напряжений.

Входное сопротивление в МОП-транзисторах определяется в основном утечками окисла, поэтому оно достигает весьма больших величин. Для большинства МОП-транзисторов величина входного сопротивления обычно лежит в пределах от  $10^{12}$  до  $10^{15}$  Ом (больше, чем у полевых транзисторов с  $p-n$ -переходом).

МОП-транзисторы более стойки к воздействию радиации, чем полевые транзисторы с  $p-n$ -переходом [10]. Влияние радиации на МОП-транзистор в основном определяется следующим фактором. При действии радиационного излучения на МОП-структуру в окисле образуется положительный пространственный заряд, который вызывает изменение величины порогового напряжения.

При подаче положительного смещения на металл в результате действия электрического поля вблизи поверхности полупроводника скапливается положительный заряд, величина которого зависит от напряжения, приложенного к затвору в период облучения. Образование пространственного заряда прекращается, когда поле в области затвора уменьшается. Поскольку при малых  $U_z$  напряженность поля в окисле невелика, то описанный эффект при работе МОП-транзистора в области малых токов будет ослаблен. Величина образовывающегося под действием радиации пространственного заряда существенно зависит от вида воздействующей радиации, типа диэлектрической пленки и металла.

Собственный шум в МОП-транзисторах обычно меньше, чем в биполярных транзисторах, но несколько больше, чем в полевых с  $p$ - $n$ -переходом. Низкочастотный шум в МОП-структурах возникает на границе двух разнородных материалов — окисла и полупроводника [10]. Здесь часто наблюдается высокая концентрация поверхностных состояний. Кроме того, окисел имеет некристаллическую структуру и содержит дефекты, которые способны вызывать обмен заряда с полупроводником. Таким образом, МОП-транзистор восприимчив к  $1/f$  — шуму, генерируемому при обмене зарядами между этими состояниями и объемом полупроводника. Поскольку влияние поверхностных состояний возрастает при уменьшении тока стока (ширины канала), следует ожидать увеличения низкочастотного шума в МОП-транзисторе для этих режимов.

Различные преимущества МОП-транзисторов особенно ярко проявляются в интегральных схемах. Здесь они могут выполнять разнообразные функции диодов, резисторов, конденсаторов и т. д. (см. гл. 3).

В заключение следует отметить, что интегральные схемы на МОП-структурах характеризуются повышенной надежностью относительно интегральных схем на биполярных структурах. Причиной этого является меньшее количество высокотемпературных операций при изготовлении МОП-интегральных схем (лишь одна технологическая операция с температурой выше  $1000^\circ\text{C}$ ) по сравнению с подобными схемами на биполярных структурах. Кроме того, МОП-транзисторы позволяют значительно увеличить плотность упаковки элементов в интегральных схемах.

## РАЗНОВИДНОСТИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

В предыдущих параграфах настоящей главы были рассмотрены два основных типа полевых транзисторов, которые наиболее часто используются на практике. Однако существуют разновидности рассмотренных выше транзисторов, а также полевые транзисторы совсем других типов. Вначале рассмотрим разновидности полевых транзисторов с  $p$ - $n$ -переходом.

В полевых транзисторах крайне желательно получать большие величины таких параметров, как  $I_{c\text{max}}$ ,  $S$  и  $f_{\text{гр}}$ . Для этой цели, прежде всего, следует уменьшать сопротивление канала. Малое со-

противление канала удается получить в полевых транзисторах с коротким каналом [11]. Существуют две разновидности коротких каналов в полевых транзисторах с  $p$ - $n$ -переходом. Прежде всего, короткий канал реализуется в транзисторах с цилиндрической геометрией затворов (рис. 18).

Длина канала обычно определяется длиной  $p$ - $n$ -перехода затвора. Поскольку при легировании полупроводника диффузионным способом помимо диффузии примеси вглубь полупроводника большее значение имеет боковая диффузия, то, максимально уменьшая длину затвора, приходим к цилиндрическому распределению примеси (рис. (18)). В таких транзисторах за счет малой площади затвора и длины канала получают значительные величины  $I_c$ ,  $S$  и  $f_{гр}$ . В полевых транзисторах с коротким каналом в работе существуют некоторые отличия от обычного полевого транзистора с  $p$ - $n$ -переходом. Так, запирающие слои  $p$ - $n$ -переходов затвора не смыкаются в режиме насыщения; между ними остается достаточно широкая область канала. При увеличении  $U_c$  настолько, чтобы оно превосходило  $U_0$ , минимальная ширина канала уменьшается, а точка, соответствующая ее положению, смещается в сторону стока.

Другой разновидностью полевого транзистора с  $p$ - $n$ -переходом, позволяющего получить еще меньшую длину канала, чем в транзисторах с цилиндрическим затвором, является транзистор с вертикальным каналом (рис. 19), в котором длина канала определяется

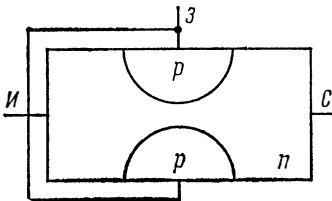


Рис. 18. Идеализированный разрез полевого транзистора с цилиндрическим  $p$ - $n$ -переходом

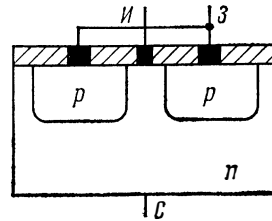


Рис. 19. Структура полевого транзистора с вертикальным каналом

уже не длиной затвора, а глубиной его залегания. Поскольку глубина залегания  $p$ - $n$ -переходов может быть очень маленькой (десятые доли мкм), то сопротивление вертикального канала получается незначительным, что в конечном счете и определяет основные преимущества рассматриваемого транзистора. Следует заметить, что паразитное сопротивление истока здесь практически равно нулю.

В последнее время получили распространение полевые транзисторы, использующие барьер Шоттки. Полевой транзистор с затвором в виде барьера Шоттки [12] имеет характеристики, подобные обычным полевым транзисторам. Однако такие полевые транзисторы более просты в изготовлении, могут быть выполнены на раз-

личных полупроводниках (например, GaAs) и характеризуются очень хорошими частотными свойствами. Полевые транзисторы на GaAs являются перспективными СВЧ приборами и могут работать на частотах до 22 ГГц и выше [35]. Их удобно использовать в качестве маломощных усилителей на частотах до 12 ГГц, усилителей мощности и генераторов.

Барьер Шоттки образуется в приграничном слое металл — полупроводник. Напомним, что быстродействие обычных *p-n*-переходов во многом определяется временем накопления и рассасывания неосновных носителей в области базы. Поскольку в барьерах Шоттки используются лишь одни электроны (нет неосновных носителей), то быстродействие таких структур, естественно, оказывается весьма высоким (имеется принципиальная возможность повысить частоту до 50 ГГц). В последнее время барьеры Шоттки находят широкое применение в различных полевых структурах СВЧ диапазона, в частности в тонкопленочных приборах [19].

Тонкопленочные приборы представляют собой структуры, состоящие из тонких слоев металла, диэлектрика и полупроводника. Основным назначением тонкопленочных приборов является использование их в тонкопленочных интегральных схемах. Потенциальные возможности тонкопленочных схем в значительной степени не используются из-за отсутствия тонкопленочных активных приборов, которые можно создать вакуумным напылением на изолирующие подложки с помощью технологии, применяемой для изготовления тонкопленочных схем. В значительной степени разрешает эти трудности тонкопленочный полевой транзистор. Все элементы этого прибора, включая полупроводниковый слой, наносятся на диэлектрическую подложку и могут изготавливаться в пленочных схемах в едином технологическом цикле с резисторами и конденсаторами.

На рис. 20 приведена одна из возможных конструкций тонкопленочного полевого транзистора. Исток и сток обычно изготавливаются из металлов, которые создают низкоомный контакт с полупроводником. Между затвором и полупроводником наносится тонкая пленка изолятора. В качестве полупроводника чаще всего используется поликристаллический сульфид кадмия (CdS). Толщина полупроводникового слоя обычно не превышает 1 мкм. Принцип работы тонкопленочного полевого транзистора практически является тем же, что и МОП-транзистора. Вольт-амперные характеристики и параметры тонкопленочного полевого транзистора по существу аналогичны МОП-транзистору, хотя и имеют меньшую стабильность и большой разброс.

В последнее время широкое распространение получают полевые транзисторы, в которых используется в качестве изолирующей подложки синтетический сапфир ( $Al_2O_3$ ). В этом случае методом гетероэпитаксиального наращивания на поверхность сапфира наносится пленка монокристаллического кремния, который затем используется для создания МОП-структуры.

Полевые транзисторы на сапфировой подложке характеризуются

ся значительно лучшими параметрами и свойствами, чем рассмотренные выше тонкопленочные транзисторы. Однако следует заметить, что крутизна в транзисторах «кремний на сапфире», как правило, меньше, чем в обычных МОП-структурах. Это связано с тем, что рассматриваемые транзисторы работают в режиме «плавающей подложки».

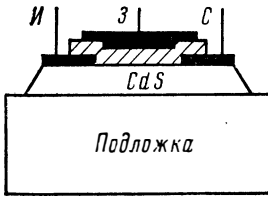


Рис. 20. Одна из возможных структур тонкопленочного полевого транзистора

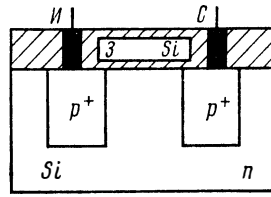


Рис. 21. Структура полевого транзистора с кремниевым затвором

Одной из разновидностей МОП-транзисторов является МТОП-транзисторы (металл — толстый окисел — полупроводник) [13]. В таком транзисторе под затвором создается толстый окисел ( $\sim 1,5$  мкм), что обеспечивает уменьшение емкости затвора, а следовательно, и повышение граничной частоты. МТОП-транзисторы характеризуются большими напряжениями отсечки. Они удобны при изготовлении интегральных схем, поскольку исключается возможность прокола под разводкой схемы.

В обычных МОП-транзисторах во избежание замыкания металлизаций стока и истока с затвором увеличивают расстояния между электродами. Это приводит к образованию большой емкости затвора. Снижение  $C_z$  можно получить в транзисторах с кремниевым затвором (рис. 21). В таких транзисторах в качестве материала затвора применяют поликристаллический кремний. Применение поликристаллического кремния вместо металла (алюминия) снижает  $U_0$ , увеличивает быстродействие (за счет уменьшения  $C_{з.с}$ ) и повышает плотность упаковки элементов в интегральной схеме. Кроме того, легированный поликристаллический кремний может быть использован для разводки схемы.

Одной из наиболее перспективных разновидностей МОП-транзисторов являются ДМОП-транзисторы, или МОП-транзисторы с двойной диффузией (рис. 22). Такой транзистор характерен маленькой длиной канала, которую можно точно контролировать [14]. Характеристики ДМОП-транзистора отличаются от характеристик обычных МОП-транзисторов: при определенном напряжении на затворе изменение  $U_3$  практически не влияет на крутизну. ДМОП-транзисторы являются высокочастотными приборами: так, транзисторы с каналом  $n$ -типа проводимости могут работать на частотах до 2 ГГц [15].

Другой разновидностью высокочастотного МОП-транзистора является ВМОП- транзистор, т. е. транзистор с V-образным углублением, имеющий практически вертикальный канал (рис. 23). Во ВМОП-транзисторе подложка  $n$ -типа проводимости выполняет функции истока, а толщина слоя  $p$ -типа определяет эффективную длину канала. На поверхности ВМОП-транзистора изготавливается глубокая канавка V-образного сечения, поверхность которой после

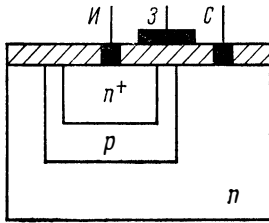


Рис. 22. Структура ДМОП-транзистора

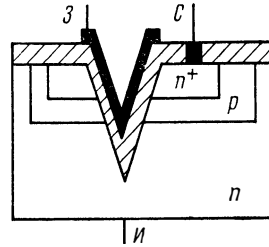


Рис. 23. Структура ВМОП-транзистора

окисления металлизуется и образует изолированный затвор. Кремниевые ВМОП-транзисторы могут работать в диапазоне до 4 ГГц [16]. Для расширения частотного диапазона следует использовать структуры на основе GaAs.

В запоминающих устройствах находят применение поверхностно-зарядовые транзисторы. В простейшем случае поверхностно-зарядовый транзистор [18] состоит из истока, управляющего затвора, и приемника (рис. 24). Все три электрода изолированы окислом от кремния. Исток и приемник выполняют функцию хранения, а управляющий затвор контролирует поток заряда. Исток и приемник расположены несколько ниже (скрытые электроды) управляющего затвора. Следует заметить, что каждый из этих скрытых электродов, которые выполняются из молибдена или поликристаллического кремния, может выполнять роль как источника, так и приемника заряда. Управляющий затвор регулирует процесс перетекания заряда от источника к приемнику. Перенос заряда осуществляется благодаря снижению потенциального барьера под затвором. При переходе заряда потенциал источника становится более отрицательным до тех пор, пока не станет равным потенциалу барьера; после этого поток дырок прекращается. В результате передается точно регулируемое количество заряда и скорость передачи возрастает.

Если затвор обычного МОП-транзистора дополнить введением еще слоев металла и окисла, то получится структура, которую принято называть полевым транзистором с плавающим затвором (рис. 25). Такой транзистор является элементом памяти, длительно сохраняющим накопленный заряд [19]. Затвор транзистора выполнен как структура металл — диэлектрик — металл — диэлектрик. Если толщина нижнего слоя диэлектрика мала, так что возмо-

жен контролируемый полем механизм перехода электронов (туннелирование или эмиссия), то положительное смещение на верхнем металлическом слое относительно полупроводника вызовет накопление электронов в плавающем затворе (нижнем металлическом слое). Время хранения заряда этих электронов может быть очень большим.

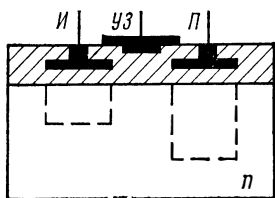


Рис. 24. Структура поверхностно-зарядового транзистора

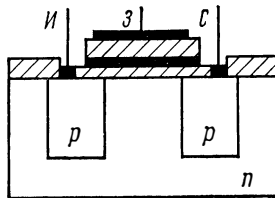


Рис. 25. Структура полевого транзистора с плавающим затвором

Все более широкое применение в запоминающих устройствах находят транзисторы со структурой металл — нитрид окисел — полупроводник (МНОП-транзисторы), у которых диэлектрик под металлическим затвором состоит из двух слоев: окисла  $\text{SiO}_2$  и нитрида  $\text{Si}_3\text{N}_4$  [17]. При малых напряжениях на затворе МНОП-транзистор по принципу действия не отличается от обычного МОП-транзистора. При больших напряжениях (обычно больше 25 В) через затворный диэлектрик в сильном электрическом поле начинает протекать ток, обусловленный инжекцией носителей заряда в диэлектрик. Эти носители заряда захватываются в нитриде кремния. После снятия напряжения с затвора в нитриде сохраняется заряд (в течение нескольких лет). Заряд, накопленный таким образом, индуцирует заряд противоположного знака на поверхности полупроводника, вызывая тем самым изменение напряжения отсечки транзистора. Если необходимо произвести стирание информации (внесенного заряда), то достаточно приложить к затвору высокое напряжение обратной полярности.

Подобными свойствами обладают и МАОП-транзисторы, основное отличие которых заключается в том, что под металлическим затвором у них создается также диэлектрический слой  $\text{Al}_2\text{O}_3$ .

Еще одной разновидностью полевого транзистора, обладающего свойствами памяти, является транзистор со структурой металл — сегнетоэлектрик — диэлектрик — полупроводник (МСДП-транзистор) [20]. В качестве сегнетоэлектрика часто используется титанат бария. В таких транзисторах существуют пять эффектов памяти, один из которых подобен эффекту в МНОП-транзисторе. В последнее время появились сообщения о разработке полевых транзисторов с туннельным механизмом, с каналами скрытым, составным, вогнутым и т. д.

В заключение отметим, что появились сведения о том, что эффект памяти может иметь место и в обычной МОП-структуре [39].



Такая структура получена с помощью термического окисления во влажном кислороде, обработки ионами плазмы и отжига в атмосфере азота.

## Глава 2

### ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

#### ЗАЩИТА ЗАТВОРА МОП-ТРАНЗИСТОРА

Прежде чем приступить к рассмотрению особенностей применения полевых транзисторов в конкретных радиоэлектронных устройствах, следует остановиться на мерах по защите МОП-транзисторов от статического электричества.

За счет приложения больших напряжений к затвору (обычно больше 50 В) или за счет внутренних зарядов в окисле может произойти пробой изолирующей пленки  $\text{SiO}_2$ , и транзистор выйдет из строя. Пробой пленки  $\text{SiO}_2$  в современных МОП-транзисторах наступает при напряженности поля порядка  $10^7$  В/см [4]. В действительности напряженности поля больших величин возникают за счет обычных внутренних электрических зарядов в окисле. Поэтому нельзя ни использовать, ни хранить МОП-транзисторы с оборванным затвором. МОП-транзисторы выпускаются со специальными закорачивающими приспособлениями (все выводы транзистора замкнуты между собой). Эта мера защиты необходима, поскольку заряды окисла не смогут скопиться в нем при закороченном затворе (на исток) и транзистор не будет испытывать действия статического электричества.

При измерении параметров МОП-транзисторов съемное закорачивающее приспособление должно быть снято только перед включением транзистора в гнездо электронизмерительного прибора или испытательной колодки. После проведения измерений необходимо установить вновь закорачивающее приспособление. Монтаж МОП-транзисторов следует производить при наличии закорачивающего приспособления на их выводах. Лица, проводящие работы с МОП-транзисторами, должны использовать для защиты от статического электричества заземляющие браслеты (пинцеты, кольца), уменьшающие величину их собственного электростатического потенциала.

При работе МОП-транзистора в конкретной схеме всегда должна существовать электрическая цепь между затвором и шиной нулевого потенциала, причем сопротивление этой цепи для напряжений, больших 50 В, не должно превышать величину 1 МОм. Поэтому реальное входное сопротивление МОП-устройства при использовании в цепи затвора обычных резисторов не может быть больше 1 МОм. Последнее показывает, что огромные входные сопротивления МОП-структур (см. гл. 1) таким образом реализовать нельзя.

С целью получения больших входных сопротивлений для рабочего сигнала в МОП-устройствах и в то же время устранения опасного предела электрического заряда в окисле удобно использовать защитные диоды, включенные в цепь затвора (рис. 26а). В этом случае окисел может разряжаться через защитные диоды при превышении  $U_2$  пробивного напряжения одного из диодов. Таким образом, устраняется опасность превышения электрического заряда в окисле МОП-транзистора.

Существует несколько разновидностей включения защитных диодов в цепь затвора МОП-транзистора [21]. В качестве защитных диодов часто используются опорные диоды. Наличие защитных диодов незначительно уменьшает (за счет обратных токов диодов) входное сопротивление МОП-устройств, причем характеристики транзистора остаются неизменными.

В интегральных схемах для защиты МОП-транзистора от электрического пробоя статическим зарядом можно использовать МОП-конденсатор, включенный параллельно затвору [36]. Этот конденсатор выполняется на основе более тонкого окисла, чем подзатворный окисел транзистора. Благодаря этому при накоплении заряда статического электричества МОП-конденсатор пробивается первым. Металл, лежащий на МОП-конденсаторе, также выполнен более тонким

(имеет большее сопротивление). Этим сопротивлением и ограничивается максимальная величина тока пробоя за исключением возможности теплового пробоя окисла из-за разогрева его током.

На наш взгляд, наиболее перспективной является схема защиты затвора, изображенная на рис. 26б. Здесь в качестве защитного элемента используется биполярный транзистор. Если подавать запирающее напряжение на базу биполярного транзистора (через ограничительный резистор), то он будет находиться в режиме отсечки. Такое состояние транзистора характеризуется остаточным током, много меньшим обратного тока диода [40]. Поэтому рассматриваемая схема защиты позволяет получить значительно большее сопротивление устройства, чем диодные схемы.

Одна из особенностей использования МОП-транзистора определяется влиянием потенциала подложки на его вольт-амперные характеристики. Подложку транзистора можно рассматривать как второй затвор, эффективность которого зависит как от величины потенциала, так и от удельного сопротивления подложки. При малом удельном сопротивлении подложки ее влияние на вольт-амперные характеристики транзистора значительно.

Если к подложке МОП-транзистора с каналом  $n$ -типа проводимости приложено отрицательное напряжение (если к подложке МОП-транзистора с каналом  $p$ -типа проводимости — положительное напряжение), то сопротивление канала возрастает, а ток стока уменьшается. Это объясняется тем, что обедненная область, находящаяся непосредственно под каналом, при увеличении обратного напряжения будет расширяться. По мере расширения обедненной области она начинает распространяться в канал и уменьшать его ширину.

Рассмотренную особенность иногда приходится учитывать при разработке радиоэлектронных устройств на МОП-транзисторах.

## УСИЛИТЕЛИ

При использовании в линейном усилителе полевой транзистор может быть включен тремя различными способами. Наибольшее распространение получила схема усилителя с общим истоком (ОИ).

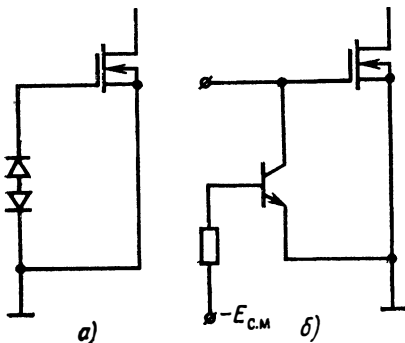


Рис. 26. Структура защиты затвора МОП-транзистора

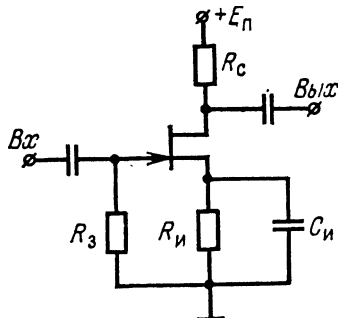


Рис. 27. Схема усилителя с общим истоком

На рис. 27 приведена схема усилителя ОИ на полевом транзисторе с  $p$ - $n$ -переходом и каналом  $n$ -типа проводимости. Поскольку полярность источника питания  $E_n$  определяется типом транзистора, то в данном случае ( $n$ -канал)  $E_n$  положительно. Цепочка  $R_n C_n$  обеспечивает отрицательное смещение на затворе относительно истока. Поскольку за счет протекания  $I_c$  по  $R_n$  на затворе возникает напряжение  $U_3 = I_c R_n$ , то, подставив это  $U_3$  в (10), можно определить режим покоя усилителя (для определения режима покоя обычно используются гра-

фические методы). Резистор  $R_3$  создает гальваническую связь затвора с общей шиной; на стоковом резисторе  $R_c$  выделяется усиленное переменное напряжение.

На рис. 28 приведены эквивалентные схемы усилителя с ОИ для переменного тока. Резистор  $R_и$  на эквивалентной схеме не показан, поскольку он зашунтирован большой емкостью  $C_и$ . Для приращения тока стока в усилителе можно записать

$$dI_c = S dU_3 + \frac{dU_c}{r_c}. \quad (32)$$

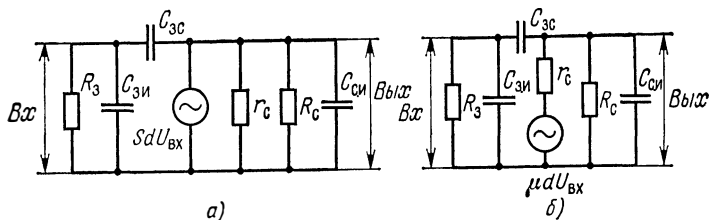


Рис. 28. Два варианта эквивалентных схем усилителя с общим истоком

Поскольку  $dU_c = -R_c dI_c$ , то, подставив это выражение в (32), решим последнее относительно  $dI_c$

$$dI_c = (S r_c dU_3) / (r_c + R_c). \quad (33)$$

Из (33) нетрудно получить выражение для коэффициента усиления по напряжению

$$K_U = \frac{dU_{\text{вых}}}{dU_{\text{вх}}} = \frac{dU_c}{dU_3} = -\frac{S r_c R_c}{r_c + R_c} = -\frac{\mu R_c}{r_c + R_c}. \quad (34)$$

Знак «минус» показывает, что схема инвертирует сигнал. При  $r_c \gg R_c$ , что обычно имеет место на практике, (34) приобретает вид

$$K_U = -S R_c. \quad (35)$$

Подставив (15) в (35), получим

$$K_U = -S_1 R_c \sqrt{I_c / I_{c1}} = K_{U_1} \sqrt{I_c / I_{c1}}, \quad (36)$$

где  $K_{U_1}$  — коэффициент усиления каскада ОИ по напряжению при  $I_c = I_{c1}$ . Из (36) следует, что коэффициент усиления по напряжению уменьшается с падением тока стока (при постоянном  $R_c$ ). Нетрудно показать, что в микромощном усилителе ОИ  $K_U$  с падением тока стока уменьшается по линейному закону

$$K_U = K_{U_1} \frac{I_c}{I_{c1}}.$$

Выходное сопротивление усилителя нетрудно представить как  $R_{\text{вых}} = R_c \parallel r_c \approx R_c$ .

При работе на низких частотах входное сопротивление усилителя определяется величиной  $R_3$  (обычно  $R_3 \approx 1$  МОм). Возможности реализации большой величины входного сопротивления каскада на МОП-транзисторе были рассмотрены выше. При возрастании частоты входного сигнала для определения входного сопротивления усилителя необходимо учитывать влияние емкостей  $C_{з.н}$  и  $C_{з.с}$ .

Уже на частотах порядка десятков килогерц может проявиться проводимость, обусловленная этими емкостями, и входное сопротивление становится комплексным.

При работе на высоких частотах одним из основных параметров усилителя является входная емкость  $C_{вх}$ . Для схемы ОИ входной ток затвора  $I_з$  можно представить в виде

$$I_з = I_{з.и} + I_{з.с} = \frac{U_з}{1/i \omega C_{з.и}} + \frac{U_з(1 + KU)}{1/i \omega C_{з.с}}.$$

Проведя преобразования, получим

$$I_з = i \omega U_з [C_{з.и} + C_{з.с} (KU + 1)] U_з. \quad (37)$$

Выражение (37) позволяет представить  $C_{вх}$  в виде

$$C_{вх} = C_{з.и} + C_{з.с} (KU + 1). \quad (38)$$

Поскольку обычно  $KU \gg 1$ , то из (38) получим

$$C_{вх} \approx C_{з.с} KU. \quad (39)$$

Подставив (36) в (39), получим

$$C_{вх} = C_{з.с} KU_1 \sqrt{I_c / I_{c1}} = C_{вх1} \sqrt{I_c / I_{c1}}. \quad (40)$$

Из (40) следует, что при возрастании тока стока  $C_{вх}$  увеличивается; это приводит к уменьшению входного сопротивления усилителя. Следует заметить, что аналогичное явление имеет место при увеличении  $R_c$ .

Отметим, что в реальной схеме всегда имеется сопротивление нагрузки  $R_H$ , включенное на выходе усилителя (через разделительный конденсатор). Поэтому в приведенных выше формулах иногда вместо  $R_о$  следует использовать  $R_{с.в} = R_c \parallel R_H$ .

В ряде случаев для введения отрицательной обратной связи в цепь истока включается резистор  $R_H$ . Если необходимо только стабилизировать рабочую точку, то резистор шунтируется конденсатором  $C_H$ . Если же необходимо создать обратную связь по переменному току, то часть сопротивления оставляют незашунтированной. На рис. 29 приведена принципиальная схема усилителя переменного тока с отрицательной обратной связью. С учетом отрицательной обратной связи (32) можно переписать в виде

$$d I_о = S d U_{вх} - S R_H d I_c - \frac{(R_c + R_H) d I_c}{r_c}.$$

Решив это выражение относительно  $d I_c$ , после подстановок и преобразований получим для  $K_U$

$$K_U = - \frac{S r_c R_c}{r_c + R_c + R_H (1 + S r_c)}.$$

При больших  $S$  и  $r_c$  получаем приближенное выражение для коэффициента усиления каскада:

$$K_U = - \frac{S R_c}{1 + S R_H}. \quad (41)$$

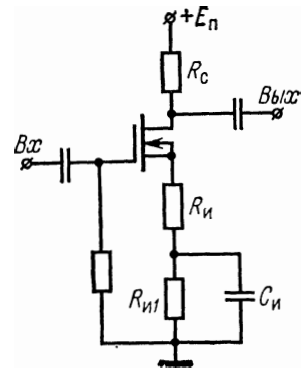


Рис. 29. Схема усилителя с отрицательной обратной связью

Таким образом можно заключить, что последовательное сопротивление  $R_n$  уменьшает коэффициент усиления схемы и увеличивает ее стабильность.

При  $S R_n \gg 1$  перепишем (41) как

$$K_U \approx -R_c / R_n. \quad (42)$$

Из (42) следует, что коэффициент усиления по напряжению при глубокой отрицательной обратной связи не зависит от параметров полевого транзистора;  $R_c$  и  $R_n$  — пассивные компоненты, которые могут быть сделаны стабильными в широком диапазоне изменения температуры, чем и обеспечивается стабильность коэффициента усиления. Это свойство глубокой отрицательной обратной связи широко используется при построении интегральных усилителей. Поскольку оба резистора выполняются на одной подложке, то отношение их величин остается практически постоянным даже при некотором отклонении режимов при производстве интегральных схем, в то время как параметры транзисторов, например, могут значительно изменить свои величины. Этим достигается постоянство коэффициента усиления во всех образцах интегральных усилителей, относящихся к одному типу.

Следует заметить, что при заданной величине резистора  $R_n$  в усилителях на МОП-транзисторах для увеличения отрицательной связи следует заземлить подложку. В этом случае напряжение обратной связи будет воздействовать на режим транзистора не только через затвор, но и через подложку. Последнее особо значительно при низкоомных подложках.

Иногда для построения усилительных каскадов может быть использована схема включения полевого транзистора с общим затвором (ОЗ). Такая схема используется в тех случаях, когда необходимо преобразовать сопротивление из малого в большее. Схема ОЗ используется также в высокочастотных устройствах, поскольку в большинстве случаев в ней отпадает необходимость нейтрализации обратной связи.

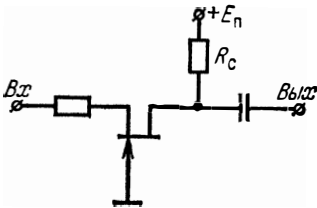


Рис. 30. Схема усилителя с общим затвором

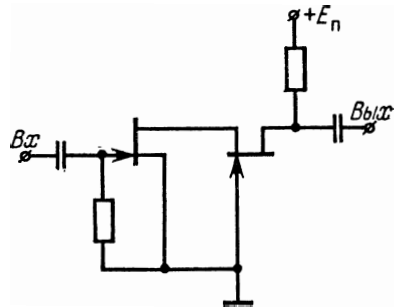


Рис. 31. Схема каскодного усилителя

На рис. 30 приведена схема усилителя на полевом транзисторе ОЗ. Входное сопротивление в этой схеме мало ( $R_{вх} \approx 1/S$ ), а выходное велико. Коэффициент усиления по напряжению при работе на высокоомную нагрузку можно представить в виде  $K_U \approx S R_c$ . Такая схема не инвертирует сигнал. Наиболее часто схема ОЗ используется в каскодных схемах [10]. На рис. 31 приведена схема одного из вариантов каскодного включения полевых транзисторов. Она состоит из транзистора, включенного по схеме ОИ, который управляет вторым транзистором, включенным по схеме ОЗ. Крутизна этой пары транзисторов определяется крутизной управляющего транзистора, пока второй транзистор не ограничивает ток стока. Входное сопротивление схемы также определяется управляющим транзистором, а выходное сопротивление во всех случаях определяется вторым транзистором. Такая схема имеет ряд специфических свойств, основные из ко-

торых состоит в улучшении отношения сигнал/шум и снижении емкостной обратной связи в усилителе.

Применение полевых транзисторов во входных каскадах дифференциальных усилителей (ДУ) позволяет получить малую величину входного тока, что важно при использовании ДУ в операционных усилителях и для усиления постоянного напряжения. Одна из разновидностей схем ДУ на МОП-транзисторах приведена на рис. 32. Резисторы  $R_d$  используются для выравнивания токов транзисторов  $T1$  и  $T2$ , а также для стабилизации коэффициента усиления. Важным параметром ДУ при использовании его в качестве усилителя постоянного напряжения является температурный дрейф выходного сигнала. Если параметры транзисторов  $T1$  и  $T2$  идентичны, то температурный дрейф равен нулю. Однако реализовать на практике это не удастся. Наименьшие значения дрейфа имеют интегральные ДУ, поскольку в них транзисторы выполнены рядом на одной подложке при почти одинаковых технологических воздействиях, т. е. параметры интегральной пары транзисторов почти одинаковы. Следует заметить, что в МОП ДУ температурный дрейф невелик еще и из-за малых токов затвора.

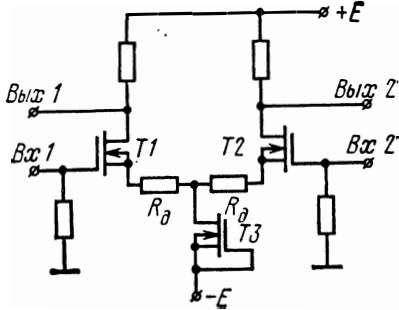


Рис. 32. Схема дифференциально-го усилителя

Другим важным параметром ДУ является коэффициент подавления синфазного сигнала  $K_c$ , определяемый как отношение  $K_U$  дифференциального сигнала к коэффициенту усиления синфазного сигнала. Чем больше сопротивление для переменного тока транзистора  $T3$ , тем больше и  $K_c$ . Малые величины токов затвора также способствуют повышению  $K_c$ .

### ПОВТОРИТЕЛИ

Широкое применение в радиоэлектронных устройствах находит схема включения полевого транзистора с общим стоком, или истоковый повторитель. Эта схема характеризуется следующими особенностями: 1) совпадением по фазе выходного и входного сигналов; 2) коэффициентом усиления по напряжению, всегда меньшим единицы; 3) низким выходным сопротивлением; 4) большим динамическим диапазоном изменения сигнала; 5) способностью осуществлять активное преобразование полного сопротивления.

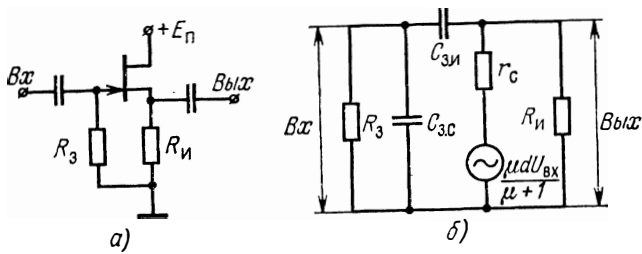


Рис. 33. Схемы истокового повторителя

На рис. 33 приведены принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы истокового повторителя. Приращение напряжения на затворе в истоковом повторителе можно представить как  $dU_з = dU_{вх} - dU_{вых} = dU_{вх} - R_{И} dI_c$ , а приращение  $dU_c = -R_{И} dI_c$ .

Подставив эти выражения в (32), после проведения преобразований можно получить формулу для  $dI_c$ , которая позволяет представить  $K_U$  для истокового повторителя в виде

$$K_U = \mu R_n / [r_c + R_n (\mu + 1)]. \quad (43)$$

При  $\mu \gg 1$ , что обычно имеет место на практике, формулу (43) нетрудно привести к виду

$$K_U = S R_n / (1 + S R_n). \quad (44)$$

Из (44) следует, что  $K_U < 1$ . При достаточно большом  $S R_n$  коэффициент усиления повторителя близок к единице.

Следует отметить, что при построении истокового повторителя на МОП-транзисторе подложку желательно соединять с истоком. В этом случае реализуется больший  $K_U$  (при  $R_n = \text{const}$ ), чем в повторителе с заземленной подложкой. Уменьшение  $K_U$  в схеме с заземленной подложкой определяется снижением эффективной крутизны, возникающим за счет управляющего влияния напряжения исток-подложка на ширину канала МОП-транзисторов. Это обстоятельство также следует учитывать и при расчете некоторых других параметров истоковых повторителей.

Выходное сопротивление истокового повторителя можно определить как

$$R_{\text{вых}} = R_n / (1 + S R_n). \quad (45)$$

При  $S R_n \gg 1$  из (45) получим

$$R_{\text{вых}} \approx 1/S. \quad (46)$$

Теперь подставим (15) в (46), тогда

$$R_{\text{вых}} = 1/S_1 \sqrt{T_{c1}/I_c} = R_{\text{вых1}} \sqrt{T_{c1}/I_c}.$$

Изложенное выше позволяет заключить, что выходное сопротивление истокового повторителя мало, но увеличивается с падением тока стока.

При работе на низких частотах входное сопротивление истокового повторителя, как и усилителя ОИ, определяется величиной  $R_3$ . Одно из основных преимуществ истокового повторителя заключается в малой величине входной емкости. Для истокового повторителя входной ток можно представить аналогично (37) в следующем виде:  $I_a = i\omega U_{\text{вх}}[C_{з.с} + C_{з.и}(1 - K_U)]$ . Откуда для  $C_{\text{вх}}$  можно записать

$$C_{\text{вх}} = C_{з.с} + C_{з.и}(1 - K_U). \quad (47)$$

Поскольку в повторителе  $K_U \rightarrow 1$ , то (47) преобразуется к виду

$$C_{\text{вх}} \approx C_{з.с}. \quad (48)$$

Сравнивая (39) и (48), можно заключить, что истоковый повторитель характеризуется значительно меньшей емкостью, чем усилитель ОИ. Меньшая входная емкость повторителя позволяет получать высокое сопротивление при работе в широком диапазоне частот. Следует отметить, что  $C_{\text{вх}}$  повторителя практически не зависит от  $I_c$ .

За счет стопроцентной отрицательной обратной связи в истоковом повторителе нелинейные искажения сигнала малы. Коэффициент усиления по мощности может быть очень большим из-за значительной величины отношения входного и выходного сопротивлений.

С целью увеличения входного сопротивления истокового повторителя иногда можно использовать схему, приведенную на рис. 34а. В этой схеме делитель в

цепи истока служит для создания необходимого смещения на затворе. Входное сопротивление такого повторителя можно представить как

$$R_{вх} = R_3 \frac{R_{и1} + R_{и2}}{R_{и1}}. \quad (49)$$

Из (49) следует, что  $R_{вх}$  здесь может значительно превосходить величину  $R_3$ . В ряде случаев для снижения выходного сопротивления повторителя удобно использовать схему, приведенную на рис. 34б. Использование полевого и биполярного транзисторов позволяет уменьшить  $R_{вых}$  относительно обычного истокового повторителя в  $\beta$  раз ( $\beta$ -коэффициент усиления биполярного транзистора по току).

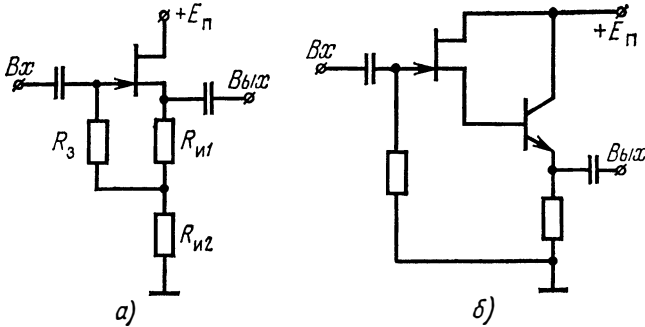


Рис. 34. Схема повторителя: а) с увеличенным входным сопротивлением; б) с уменьшенным входным сопротивлением

В некоторых случаях необходимо получить два напряжения, равных по величине относительно корпуса, но противоположных по фазе. Для этой цели обычно используется фазоинверсный усилитель (рис. 35). Выходные напряжения в фазоинверсном усилителе снимаются с резисторов  $R_c$  (стоковый выход) и  $R_{и}$

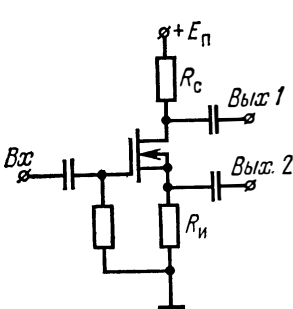


Рис. 35. Схема фазоинверсного усилителя

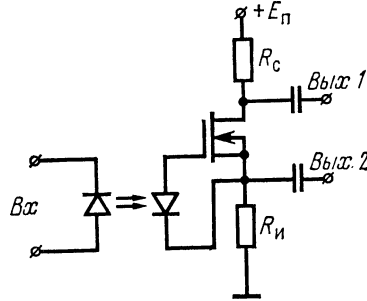


Рис. 36. Схема оптоэлектронного фазоинверсионного усилителя

(истоковый выход). На истоковом выходе напряжение находится в фазе с входным сигналом, а на стоковом — в противофазе. При истоковом выходе фазоинверсный каскад аналогичен истоковому повторителю, а при стоковом — усилителю ОИ. Коэффициент усиления по напряжению для истокового выхода описы-



вается (44), а для стокового выхода — (41). Сравнение этих формул показывает, что коэффициенты усиления по обоим выходам фазоинверсного каскада равны при  $R_c = R_n$ . Рассмотренный фазоинверсный усилитель всегда имеет  $K_U < 1$ , так как по истоковому выходу (как в истоковом повторителе) всегда  $K_U < 1$ . Выходные сопротивления по стоковому и истоковому выходам будут разными, поскольку обратные связи имеют неодинаковый характер на этих выходах.

Отметим, что полевые транзисторы хорошо подходят для построения фазоинверсных усилителей, значительно лучше, чем биполярные. Для усилителя на полевом транзисторе токи, протекающие через резисторы  $R_c$  и  $R_n$ , равны. В случае применения биполярного транзистора ток эмиттера всегда несколько больше, чем ток коллектора. Поэтому при равных сопротивлениях сигналы на выходах фазоинверсного усилителя на биполярном транзисторе несколько отличаются друг от друга.

Поскольку полевые транзисторы имеют большие входные сопротивления, то появляется возможность при использовании оптрона построить на одном полевом транзисторе фазоинверсный усилитель с  $K_U > 1$  по обоим выходам. На рис. 36 приведена схема фазоинверсного усилителя на МОП-транзисторе с оптроном на входе. Здесь использован оптрон светодиода — фотодиод, причем фотодиод работает в фотогальваническом (вентильном) режиме. Поскольку напряжение фотодиода приложено непосредственно между затвором и истоком МОП-транзистора, то резистор  $R_n$  не будет создавать отрицательной обратной связи. Коэффициент передачи оптрона в фотогальваническом режиме близок к единице. Для определения  $K_U$  как по стоковому, так и по истоковому выходам следует использовать (35), причем в последнем случае следует заменить  $R_c$  на  $R_n$ .

Таким образом, оптоэлектронный фазоинверсный усилитель при  $R_c = R_n$  имеет равные по абсолютной величине коэффициенты усиления по обоим выходам, которые могут быть значительно больше единицы.

## ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА

Широкое применение находят транзисторы (особенно МОП-транзисторы) в цепях импульсного действия. Если быстроедействие схемы не является существенным, то использование МОП-транзисторов в импульсных устройствах особенно выгодно. Они обеспечивают возможность выполнения очень миниатюрных, сложных цифровых блоков. Эти блоки изготавливать значительно проще, чем системы на биполярных транзисторах. Мощность рассеяния в сложных блоках на основе МОП-транзисторов мала. Цифровые интегральные системы на МОП-транзисторах входят в измерительные и счетные устройства со средним быстродействием.

Интегральные схемы на МОП-транзисторах, как правило, являются схемами с непосредственными связями, поэтому нет необходимости в конденсаторах связи. Вследствие использования многотактных импульсов синхронизации отпадает необходимость в блокировочных конденсаторах.

Функции резисторов в МОП-схемах обычно выполняют сами МОП-транзисторы. С помощью транзистора можно реализовать МОП-резистор с сопротивлением до 200 кОм. Поскольку МОП-резисторы занимают меньшую площадь, чем обычные диффузионные резисторы, МОП-схемы имеют меньшие габариты, чем другие интегральные схемы.

На рис. 37 приведена схема инвертора на структурах с индуцированным каналом  $p$ -типа проводимости, в которой в качестве сопротивления нагрузки использован МОП-резистор. Для рассматриваемой схемы сопротивление нагрузочного (верхнего) транзистора равно  $2/S_n$  ( $S_n$  — крутизна этого транзистора). Если сопротивление МОП-резистора во много раз больше сопротивления управляющего (нижнего) транзистора, то падением напряжения на управляющем транзисторе можно пренебречь, т. е.  $U_{вх} \approx 0$ .

Когда управляющий транзистор закрывается, напряжение на выходе инвертора возрастает до величины, равной разности напряжения на затворе и напряжения отсечки нагрузочного транзистора (МОП-резистора). Так, при  $U_{с.м} = E_n U_{вх} \approx E_n U_0$ , напряжение на выходе закрытого инвертора меньше  $E_n$ . Уменьшение напряжения на выходе объясняется тем, что для обеспечения на-

чальной проводимости канала МОП-резистора необходимо создать на нем падение напряжения, примерно равное напряжению отсечки. Поэтому для получения  $U_{вых} \approx E_n$  при управляющем транзисторе необходимо подавать на затвор нагрузочного транзистора  $E_{см} \geq E_n + U_0$ . Следует заметить, однако, что затвор нагрузочного транзистора соединяется непосредственно со стоком и источником питания. В этом случае используется лишь один источник питания. Повысить  $U_{вых}$  можно также путем соединения подложки нагрузочного транзистора с истоком. В этом случае устраняется влияние напряжения исток-подложка на работу МОП-резистора. Однако реализовать этот метод не всегда возможно, поскольку в интегральных схемах подложка обычно заземляется.

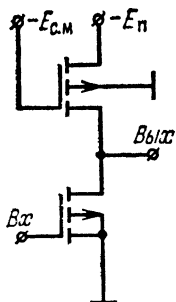


Рис. 37. Схема МОП-инвертора

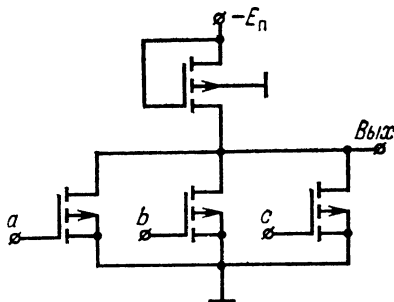


Рис. 38. Логическая схема НЕ—ИЛИ

На основе рассмотренного МОП-инвертора нетрудно создать логические схемы, которые в свою очередь образуют более сложные устройства. На рис. 39 приведена логическая схема НЕ—ИЛИ, полученная за счет параллельного соединения МОП-транзисторов. В интегральном исполнении такая схема позволяет объединить области стоков и соответственно истоков управляющих транзисторов.

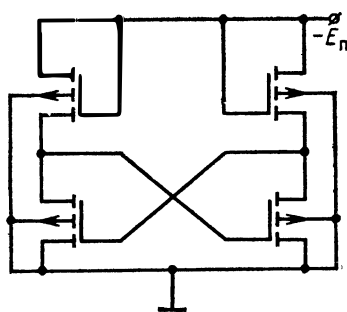
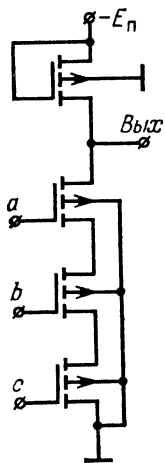


Рис. 40. Схема элементарного триггера

← Рис. 39. Логическая схема НЕ—И

ров. При последовательном включении МОП-транзисторов образуется логическая схема НЕ—И (рис. 39). Поскольку в этой схеме полное сопротивление цепочки управляемых транзисторов в 3 раза больше, чем у одного транзистора, то следует использовать структуры с повышенной крутизной. Для рассматриваемо-

то случая каждый транзистор должен иметь  $S$ , в 3 раза большую, чем транзистор в одиночном инверторе. Используя два МОП-инвертора, просто реализовать элементарный триггер (рис. 40). За счет перекрестного соединения инверторов получается устройство с двумя устойчивыми состояниями. Используя несколько МОП-триггеров, можно реализовать более сложные универсальные триггеры.

Наиболее перспективной областью применения МОП-транзисторов в устройствах импульсного действия, по-видимому, являются цифровые устройства с дополнительной симметрией, т. е. устройства, содержащие на одной и той же подложке приборы с каналами  $n$ - и  $p$ -типа проводимости (рис. 41). Для построения

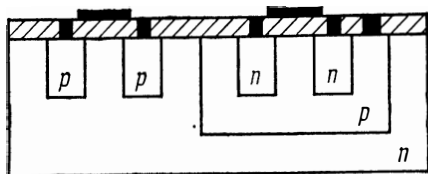


Рис. 41. Структура МОП-транзистора с дополнительной симметрией

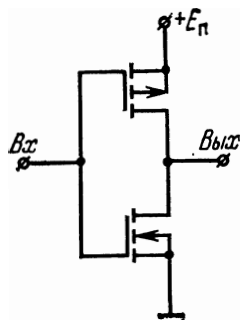


Рис. 42. Схема инвертора с дополнительной симметрией →

инвертора с дополнительной симметрией, необходимо использовать пары МОП-транзисторов с различными типами проводимости канала. Если МОП-транзистор с каналом  $n$ -типа проводимости непосредственно подключен к корпусу, а транзистор с каналом  $p$ -типа проводимости — к источнику питания, то схема работает в режиме положительной логики (рис. 42). Если же транзистор с  $p$ -каналом непосредственно подключен к корпусу, а транзистор с  $n$ -каналом — к источнику питания, то схема работает в режиме отрицательной логики.

В схемах с дополнительной симметрией вместо стоковых резисторов всегда используются транзисторы противоположного типа проводимости канала. В статическом состоянии из двух последовательно включенных транзисторов один всегда открыт, а другой заперт. Благодаря динамической нагрузке схема имеет повышенное быстродействие. В схемах с дополнительной симметрией мощность потребляется только в течение переходных процессов (во время переключения транзисторов). Потребляемая мощность  $P$  пропорциональна частоте переключения инвертора  $f$ :  $P = C_0 E_{п}^2 f$ , где  $C_0$  — узловая емкость, которая является функцией емкостей транзистора и паразитных емкостей.

Для получения низкой мощности переключения напряжения питания  $E_{п}$  следует снижать до минимально возможной величины. При определении минимального  $E_{п}$  следует учесть, что пороговое напряжение для МОП-транзисторов с  $n$ -каналом обычно меньше порогового напряжения транзисторов с  $p$ -каналом. Для большинства практических случаев, когда основными требованиями остаются стабильность и быстродействие схемы,  $E_{п}$  должно быть значительно выше порогового напряжения МОП-транзистора с  $p$ -каналом.

Помимо схемы, приведенной на рис. 42, существуют и другие варианты МОП-инверторов с дополнительной симметрией. Для получения напряжения отсечки необходимой величины можно подавать напряжение смещения на подложку. Определенный интерес может представлять инвертор, в котором на затворы транзисторов подается напряжение смещения, а управляющий сигнал — на подложку [41].

Схемы с дополнительной симметрией обладают хорошей помехозащищенностью и высокой нагрузочной способностью ( $n \geq 15 \div 20$ ). На основе инвертора с дополнительной симметрией можно построить логические схемы НЕ — ИЛИ положительной логики, если транзисторы с  $n$ -каналом включить параллельно, а транзисторы с  $p$ -каналом — последовательно. Аналогичным образом можно выполнить схемы, реализующие и другие логические функции.

Одним из вариантов схемы с дополнительной симметрией является ключевая схема повторения [23], использующая два транзистора, один из которых имеет индуцированный канал  $p$ , а другой — встроенный канал  $n$ -типов проводимости. Особенность такой схемы состоит в том, что знак напряжения питания противоположен знаку напряжения на затворах транзисторов. Ключевая схема выполняет логическую операцию повторения и одновременно изменяет знак напряжения на противоположный.

Заметим, что в настоящее время МОП-структуры с дополнительной симметрией часто называют комплементарной МОП-структурой (КМОП), а логические устройства, выполненные на ее основе — КМОП-логикой.

Используя комплементарные (дополняющие) полевые транзисторы, можно реализовать структуру, обладающую «лямбда»-характеристикой. Такие структуры можно выполнять как на МОП-, так и на полевых транзисторах с  $p$ - $n$ -переходом [37]. На рис. 43 приведена схема «лямбда»-диода, выполненного на двух

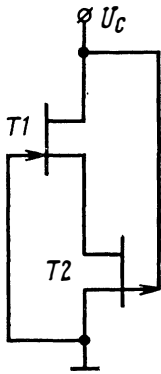


Рис. 43. Схема «лямбда»-диода

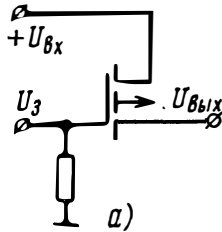
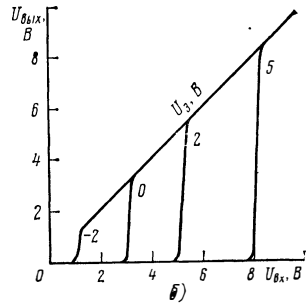


Рис. 44. Пороговое устройство на МОП-транзисторе



полевых транзисторах с  $p$ - $n$ -переходом. Приближенное формирование «лямбда»-характеристики можно представить следующим образом. Когда  $U_c = 0$ , то и  $I_c = 0$ . При увеличении  $U_c$  ток  $I_c$  будет возрастать до тех пор, пока транзистор  $T2$  не станет характеризоваться достаточно большим сопротивлением канала. Дальнейшее увеличение  $U_c$  приводит к интенсивному запирающему транзистора  $T2$  и к уменьшению тока практически до нуля.

В «лямбда»-транзисторах в отличие от диодов затвор транзистора  $T1$  не соединен с общей шиной и на него подается управляющее напряжение. Изменением этого напряжения можно воздействовать на вид зависимости  $I_c = f(U_c)$ . Для таких структур отношение максимального тока к минимальному составляет величину  $10^5$ , что выгодно отличает ее, например, от туннельного диода, для которого это отношение не превышает 10. Обычно напряжение максимума тока для «лямбда»-структур лежит в интервале от 0,5 до 5 В, а напряжение минимума тока — от 2,5 до 12 В. Это позволяет просто согласовывать их с приборами других типов.

Полевые «лямбда»-приборы являются удобным элементом для построения микроэлектронных устройств с большой степенью интеграции.

С помощью МОП-транзистора можно реализовать как пороговое, так и ограничительное устройства. Принцип действия таких устройств основан на влиянии входного сигнала на сопротивление канала. На рис. 44 приведены схемы порогового устройства (а) и экспериментальные зависимости его  $U_{вых}$  от  $U_{вх}$  при разных напряжениях на затворе  $U_3$  (б). Здесь использован МОП-транзистор с индуцированным каналом  $p$ -типа проводимости; вывод от подложки обрван.

Если при  $U_3 = 0$   $U_{вх} < U_0$ , то канал отсутствует и  $U_{вых} = 0$ . При превышении входным напряжением величины напряжения отсечки в транзисторе появ-

ляется канал и  $U_{вых}$  становится равным  $U_{вх}$ . Отметим, что напряжение открывания можно регулировать с помощью напряжения на затворе (рис. 44б). При работе на высокоомную нагрузку такая схема практически не потребляет мощности.

Еще одной интересной областью использования МОП-транзисторов в устройствах импульсного действия является динамическая логика. В схемах динамической логики в качестве элемента памяти используется конденсатор. На рис. 45 приведена упрощенная схема емкостной памяти, с помощью которой удобно рассмотреть принцип действия устройств динамической логики. Через транзистор

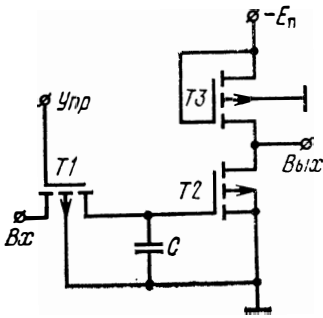


Рис. 45. Упрощенная схема динамической логики

$T1$  входной сигнал поступает на затвор транзистора  $T2$ . Конденсатор  $C$  заряжается этим сигналом. При запираании транзистора  $T1$  заряд на конденсаторе сохраняется, поддерживая  $T2$  либо в открытом, либо в закрытом состоянии в зависимости от величины сигнала. Вследствие очень медленного разряда конденсатора через входное сопротивление транзистора  $T2$  информация сохраняется до следующего открывания транзистора  $T1$ . Следующий сигнал снимается со стока  $T2$ , поэтому конденсатор  $C$  никогда не шунтируется нагрузкой.

Однако эту информацию нельзя сохранить в течение длительного времени. МОП-транзистор  $T1$  в запертом состоянии имеет конечное сопротивление, которое шунтирует конденсатор  $C$ . Входное сопротивление МОП-транзистора  $T2$  тоже имеет конечную величину. Поэтому

максимальное время запоминания или минимальная рабочая частота устройства определяется емкостью конденсатора  $C$  и величинами этих двух сопротивлений (главным образом сопротивлением транзистора  $T1$ ). Значение минимальной рабочей частоты обычно составляет не менее 5 кГц [2]. Для управления устройствами динамической логики требуются двухтактные синхронизирующие импульсы.

Следует заметить, что в МОП-схемах запоминающие конденсаторы специально не формируются, поскольку в их качестве удобно использовать емкости МОП-структуры (см. гл. 3).

На основе рассмотренной схемы выполняются динамические сдвиговые регистры. Пользуясь схемами динамической логики, удастся выполнить многие функции, применяя меньшее количество элементов, чем в обычных схемах. В результате для реализации какой-либо функции в интегральном исполнении расходовается меньшая площадь подложки. Экономия площади в конечном счете приводит к снижению стоимости на функцию.

Большое распространение при построении динамических сдвиговых регистров начинают получать приборы с зарядовой связью (ПЗС) [30] — приборы со структурой металл — окисел — полупроводник. Его работа основана на строго лимитированном перемещении информационного заряда вдоль поверхности полупроводника при поступлении импульсов управления. Перемещение заряда происходит практически так же, как и в поверхностно-зарядовом транзисторе (см., гл. 1). ПЗС позволяют почти на порядок повысить уровень интеграции по сравнению с рассмотренными выше схемами на обычных МОП-транзисторах, снизить потребляемую мощность, увеличить быстродействие и уменьшить стоимость.

## Глава 3

### ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ

Возможности полевых транзисторов далеко не ограничиваются рассмотренными в предыдущих главах свойствами и областями применения. Существует достаточно много режимов работы и спо-

собо́в включения, при которых полевые транзисторы позволяют реализовать различные, порой уникальные радиоэлектронные устройства. На сегодняшний день трудно найти другие типы полупроводниковых приборов, которые обладали такими широкими функциональными возможностями.

### ПОЛЕВОЙ ТРАНЗИСТОР В РЕЖИМЕ ПРЯМОГО СМЕЩЕНИЯ ЗАТВОРА

В некоторых случаях с целью получения заданных характеристик устройств с полевыми транзисторами используется режим прямого смещения затвора [24]. Этот режим находит применение в усилителях малых токов с повышенной стабилизацией тока стока, в инжекционных устройствах и т. д. При прямом смещении затвора в полевом транзисторе с  $p$ - $n$ -переходом удается получить достаточно высокий коэффициент усиления по току в схеме с общим истоком  $\beta = dI_c/dI_3$  при токах затвора  $I_3$  в диапазоне от нескольких наноампер до микроампер. Нетрудно показать, что при микротоках затвора его влияние на коэффициент усиления за счет модуляции сопротивления канала (при инжекции неосновных носителей заряда в канал) значительно меньше, чем за счет модуляции ширины канала обедненной областью  $p$ - $n$ -переходов.

Для тока стока полевого транзистора с  $p$ - $n$ -переходом, работающего при прямом смещении на затворе, можно записать аналогично (10)

$$I_c = I_{c \max} \left( 1 - \frac{\varphi_0 - U_3}{\varphi_0 + U_0} \right)^2, \quad (50)$$

где  $\varphi_0$  — высота потенциального барьера  $p$ - $n$ -перехода затвора в равновесном состоянии.

При работе на микротоках вольт-амперную характеристику  $p$ -перехода затвора можно представить в виде

$$I_3 = I_{30} \exp \frac{U_3}{m_6 \varphi_T}, \quad (51)$$

где  $I_{30}$  — начальный ток затвора;  $m_6 = 1 \div 2$  — безразмерный коэффициент.

Решив (51) относительно  $U_3$  и подставив полученное выражение в (50), запишем

$$I_c = I_{c \max} \left( 1 - \frac{\varphi_0 - m_6 \varphi_T \ln \frac{I_3}{I_{30}}}{\varphi_0 + U_0} \right),$$

откуда для  $\beta$  после проведения преобразований и приближений нетрудно получить следующую формулу:

$$\beta = \frac{2 m_6 \varphi_T I_{c \max}}{(\varphi_0 + U_0) I_3}. \quad (52)$$

Из формулы (52) следует, что с уменьшением  $I_3$  коэффициент  $\beta$  возрастает. Используя (13), перепишем (52) в виде (с учетом  $\varphi_0 \ll U_0$ )

$$\beta = \frac{m_6 \varphi_T S_{max}}{I_3} . \quad (53)$$

Иногда для практических расчетов удобно при определении в рассматриваемом режиме полевого транзистора пользоваться следующим выражением:

$$\beta = \beta_1 \frac{I_3}{I_{31}} ,$$

где  $\beta_1$  — коэффициент усиления по току при  $I_3 = I_{31}$ . На рис. 46 приведены расчетная зависимость  $\beta = f(I_3)$  и результаты экспери-

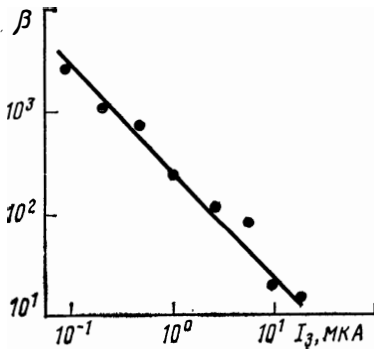


Рис. 46. Расчетная зависимость  $\beta = f(I_3)$  и результаты эксперимента (точки) для полевого транзистора при прямом смещении затвора

мента (точки) для полевого транзистора с  $p$ - $n$ -переходом при прямом смещении затвора. Из рис. 46 следует, что при работе на микротоках затвора можно получить очень большие коэффициенты усиления.

Изложенное выше справедливо при  $I_3 \leq 10$  мкА. При  $I_3 > 10$  мкА существенную роль начинает играть модуляция сопротивления канала, однако при этом коэффициент  $\beta$  имеет уже небольшие величины и рассматриваемый режим работы полевого транзистора теряет свои преимущества.

Таким образом, для получения высоких коэффициентов усиления можно использовать прямое смещение затвора полевого транзистора с  $p$ - $n$ -переходом при  $I_3 \leq 10$  мкА, причем  $\beta$  возрастает при уменьшении тока затвора.

В радиоэлектронике широко известен способ непосредственного соединения двух транзисторных структур (составной транзистор), который обычно используется для улучшения усилительных параметров транзисторов. Такой составной транзистор выполняется либо на двух биполярных структурах, либо на полевой и биполярной [1]. Если же использовать режим прямого смещения затвора, то можно выполнить составной транзистор на двух полевых структу-

рах с  $p$ - $n$ -переходом (рис. 47). Здесь первый транзистор работает при обычном, обратном смещении на затворе (обладает большим входным сопротивлением), а второй — в режиме прямого смещения затвора. Поскольку для получения большого  $\beta$  во втором транзисторе необходимо, чтобы ток его затвора составлял единицы микроампер, то первый транзистор должен работать в микрорежиме.

Для крутизны  $S_{\Sigma}$  составного транзистора на полевых структурах нетрудно получить следующее выражение:

$$S_{\Sigma} = S + S\beta \approx S\beta, \quad (54)$$

где  $S$  — крутизна первого транзистора. Подставив (28) и (53) в (54), с учетом того, что ток стока первого транзистора есть ток затвора второго, после проведения преобразований и приближений получим

$$S_{\Sigma} = S_{max}. \quad (55)$$

Из (55) следует, что крутизна составного транзистора имеет достаточно большую величину и практически не зависит от рабочих значений напряжений и токов. Последнее указывает на то, что усилительное устройство на составном транзисторе из двух полевых структур способно осуществить передачу сигнала практически без искажений.

Определенный интерес может представлять использование полевого транзистора с  $p$ - $n$ -переходом в качестве биполярного. В этом случае следует использовать полевой транзистор с отдельными выводами от затворов (алкатрон). Входной сигнал здесь прикладывается непосредственно к каналу, который выполняет функцию базы, а  $p$ - $n$ -переходы затворов — функции эмиттера и коллектора (функцию коллектора должен выполнять престриктор). В таком транзисторе имеются два вывода от области базы (канала): выводы от «бывших» истока и стока. Если замкнуть эти выводы меж-

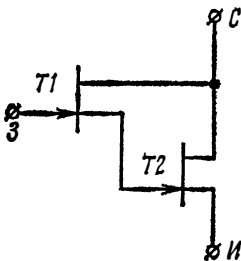
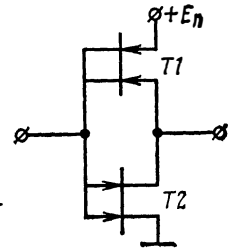


Рис. 47. Схема составного транзистора на полевых структурах

Рис. 48. Схема микромощного инвертора на однотипных транзисторах



ду собой, то рассматриваемый транзистор будет иметь характеристики и параметры, ничем не отличающиеся от обычного биполярного транзистора. Если же использовать эти выводы отдельно, появляются новые возможности в использовании рассматриваемой структуры. Например, можно один из выводов от области базы использовать для подачи смещения (для выбора рабочей точки), а другой — для подачи сигнала; можно реализовать устройство, в котором базы транзисторов будут включены последова-



тельно; можно один из выводов использовать для подачи сигналов обратной связи, сигналов другой частоты, или же замкнуть на эмиттер и т. д.

Рассмотренное включение полевого транзистора можно использовать при построении микромощных устройств [5]. В предыдущей главе были рассмотрены инверторы с дополнительной симметрией. Основным недостатком таких устройств является то, что в монолитном исполнении создать полевые транзисторы с  $p$ - и  $n$ -каналами, т. е. совместить в твердом теле эти разные компоненты, является довольно сложной технологической задачей.

Однако микромощный инвертор, потребляющий мощность только во время переходных процессов, можно выполнить и на двух однотипных транзисторах — полевых транзисторах с  $p$ - $n$ -переходом (рис. 48). Транзистор  $T2$  включен самым обычным образом, затворы его соединены, и при подаче на них отрицательного напряжения транзистор  $T2$  запирается. Основная особенность данной схемы заключается в том, что транзистор  $T1$  работает по принципу биполярного транзистора. При подаче отрицательного напряжения на канал  $p$ - $n$ -переходы затворов смещаются в прямом направлении и инжектируют в канал носители, транзистор  $T1$  отпирается (биполярный транзистор входит в режим насыщения). Таким образом, при отрицательном входном сигнале транзистор  $T2$  заперт, а  $T1$  открыт. Напряжение на выходе устройства почти равно напряжению питания  $E_{п}$ . При положительном сигнале на входе устройства  $T2$  открыт, а  $T1$  заперт. Напряжение на выходе устройства близко к нулю.

В статическом состоянии такое устройство, как и его аналоги, практически не потребляет мощности, но в отличие от аналогов состоит из однотипных транзисторов и может быть реализовано в интегральном исполнении.

Полевой транзистор в режиме прямого смещения затвора является элементом инжекционно-полевой логики, представляющей собой качественно новый уровень функциональной интеграции [33]. В запертом состоянии инжекционно-полевого инвертора на его затворе присутствует низкий потенциал (близкий к нулю), соответствующий напряжению логического нуля. В этом режиме канал транзистора перекрыт слоем объемного заряда  $p$ - $n$ -перехода, имеет высокое сопротивление и не шунтирует источник инжекционного напряжения на входе элемента. При приложении к затвору полевого транзистора инжекционного напряжения от входного источника, смещающего  $p$ - $n$ -переход затвора в прямом направлении, сопротивление канала резко уменьшается вследствие уменьшения объемного заряда. Транзистор открывается и шунтирует источник инжекционного напряжения на выходе элемента.

Рассмотренный режим полевого транзистора позволяет осуществить работу инжекционно-полевых инверторов в логических схемах с непосредственной связью. Логическая схема НЕ — ИЛИ реализуется путем соединения стоковых областей нескольких инверторов.

Следует отметить, что, используя различные варианты включения полевого транзистора с  $p$ - $n$ -переходом, можно реализовать резисторы и диоды с разнообразными характеристиками (в том числе и с управляемыми).

В некоторых типах полевых транзисторов могут наблюдаться и другие физические эффекты, позволяющие значительно расширить область их использования. Так в GaAs-полевых транзисторах с барьером Шоттки при частотах 1—10 ГГц обнаружен участок отрицательного сопротивления на стоковой характеристике [34]. Этот эффект связывается с наличием в канале ганновских доменов и позволяет использовать такой транзистор в качестве СВЧ генератора.

### **ВОЗМОЖНОСТИ МОП-ТРАНЗИСТОРА КАК ЭЛЕМЕНТА СХЕМЫ**

Во второй главе были рассмотрены примеры использования МОП-транзисторов в качестве резисторов. Здесь отметим, что в том случае, когда на затвор нагруженного транзистора подается напряженное смещение, его можно использовать как переменное сопротивление, управляемое этим напряжением.

При использовании МОП-транзисторов с индуцированным каналом всегда необходимо подавать на затвор напряжение, индуцирующее канал. Для транзисторов со встроенным каналом часто затвор соединяется с истоком. Подобное включение МОП-транзисторов особенно популярно для стоковых резисторов в устройствах дискретного действия. В линейных усилителях использование таких МОП-резисторов не всегда удобно из-за их значительной нелинейности. Однако улучшить линейность характеристики можно, используя МОП-резистор с оборванным затвором [10]. Поскольку при эксплуатации и хранении МОП-транзистора с оборванным затвором он может выйти из строя за счет статического заряда окисла, то в практических случаях следует соединить затвор с подложкой.

МОП-транзистор используется так же, как конденсатор и варикап. При отсутствии канала в МОП-транзисторе емкость определяется емкостью окисла. При возрастании отрицательного напряжения на затворе для МОП-транзистора с индуцированным каналом  $p$ -типа проводимости вблизи поверхности образуется обедненная область, действующая как диэлектрик, включенный последовательно с окислом. В этом случае емкость затвора уменьшается, затем проходит через минимум и снова возрастает при образовании канала. Это возрастание имеет место лишь при работе на низких частотах ( $\sim$  до 100 Гц), когда носители заряда в канале успевают следовать за изменением приложенного к затвору переменного сигнала. При работе на более высоких частотах емкость сохраняет свое минимальное значение. Следует заметить, что при необходимости получить большую величину емкости удобно использовать МОП-транзистор, в котором исток, сток и затвор ко-

ротно замкнуты. В этом случае параллельно емкости затвора подключены емкости  $p$ - $n$ -переходов, сток-подложка и исток-подложка.

Интересно отметить, что с помощью МОП-транзисторов можно реализовать переменную индуктивность [31]. В этом случае интегральная индуктивная ячейка содержит две МОП-структуры, одна из которых имеет канал  $p$ -типа, а другая —  $n$ -типа проводимости.

Используя  $p$ - $n$ -переходы МОП-транзистора, нетрудно реализовать выпрямительные и опорные диоды [4]. Характеристики таких диодов можно изменять как путем использования одного или двух  $p$ - $n$ -переходов, так и воздействием напряжения на затворе. Наиболее сильно напряжение на затворе влияет на пробивное напряжение МОП-диода. В этом случае удастся получить как усиление, так и модуляцию электрического поля в области лавинного пробоя.

МОП-транзистор может выполнить функции биполярного транзистора. В этом случае исток является эмиттером, сток — коллектором, а подложка — базой. Затвор следует соединить с истоком. На рис. 49 приведены схема включения МОП-транзистора как биполярного (а) и экспериментальные характеристики  $I_c = f(U_c)$  при таком включении (б) для транзистора с индуцированным ка-

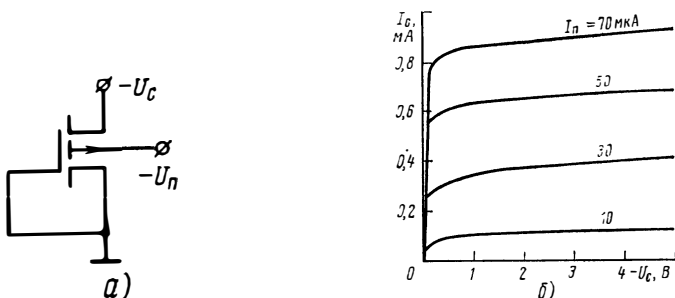


Рис. 49. Схема включения МОП-транзистора и его характеристики

налом  $p$ -типа проводимости. Уменьшая расстояние между истоком и стоком в МОП-транзисторе, можно увеличить его коэффициент усиления по току  $\beta$  (например, в ДМОП- и ВМОП-транзисторах). Следует отметить, что в рассматриваемой схеме включения на затвор транзистора можно подавать напряжение смещения  $E_{см}$ , которое будет влиять на его параметры и характеристики. Если канал отсутствует в рассматриваемом диапазоне значений  $E_{см}$ , то увеличение (по модулю)  $E_{см}$  приводит к некоторому возрастанию  $\beta$ . В отдельных образцах МОП-транзисторов удавалось увеличить  $\beta$  в 1,5—2 раза. Если продолжать увеличивать  $E_{см}$ , то появляется канал, ток которого резко смещает всю характеристику.

Изложенное выше позволяет заключить, что в МОП-транзисторе можно изменять ток стока с помощью биполярного механизма управления. Если в рассматриваемой схеме включения МОП-тран-

зистора (рис. 49а) соединить затвор с подложкой и подать на них отрицательное напряжение, то получим эквивалент параллельно включенных МОП- и биполярного транзисторов. Здесь величина тока стока будет зависеть как от ширины канала, так и от количества инжектированных из истока дырок. Причем при малых управляющих сигналах основным будет являться биполярный, а при больших — полевой механизм управления. Таким образом, в рассмотренном здесь случае МОП-транзистор является биполярно-полевым транзистором.

При построении схем триггеров для эффективного управления обычно требуется предусмотреть особые элементы, которые позволяют осуществить развязку входных (управляющих) и выходных цепей устройства. В устройствах на МОП-транзисторах для этих целей обычно используются два дополнительных транзистора, шунтирующих управляемые МОП-структуры. Однако используя биполярные свойства МОП-транзисторов, можно выполнить схему триггера без дополнительных структур, обеспечив при этом хорошую развязку входных и выходных цепей (рис. 50). МОП-транзисторы  $T_2$  и  $T_4$  выполняют функции резисторов, а МОП-транзисторы  $T_1$  и  $T_3$  являются активными элементами, которые в схеме триггера работают как биполярные транзисторы  $p-n-p$ -типа.

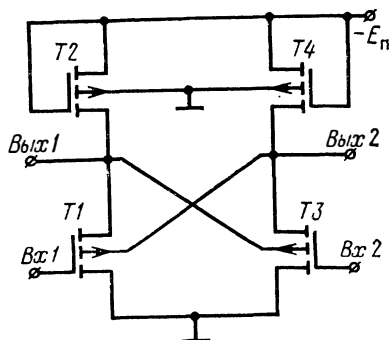


Рис. 50. Схема триггера

Если триггер находится в состоянии, когда на выходе 1 уровень напряжения соответствует 1, а на выходе 2 — 0, то транзистор  $T_1$  закрыт, а транзистор  $T_3$  — открыт (находится в насыщенном состоянии). При подаче на затвор транзистора  $T_1$  сигнала 1 в нем индуцируется канал и шунтирует биполярную структуру. Напряжение на стоке транзистора  $T_1$  уменьшается, что приводит к уменьшению тока подложки транзистора  $T_3$ ; транзистор  $T_1$  открывается, а транзистор  $T_3$  — запирается. В результате схема переходит в новое состояние.

В рассматриваемой схеме транзисторы  $T_1$  и  $T_3$  работают, как МОП-транзисторы, только в режиме переключения триггера, а все остальное время выполняют функции биполярных транзисторов  $p-n-p$ -типа. Благодаря тому, что функции двух активных структур совмещены в одном МОП-транзисторе, схема содержит только четыре однотипных транзистора, имеет развязанные входные и выходные цепи и характеризуется повышенной помехозащищенностью.

Биполярно-полевой режим работы МОП-транзистора может представлять интерес и с точки зрения стабилизации рабочей точки усилителя. Поскольку повышение температуры приводит, с од-

ной стороны, к возрастанию входного тока (в нашем случае тока стока) за счет биполярного механизма, а с другой стороны — к уменьшению этого стока за счет полевого механизма (при  $I_c > > 0,5$  мА, см. гл. 1), то появляется возможность стабилизировать рабочую точку усилительного каскада за счет компенсирующего влияния этих механизмов.

Известно, что пара биполярных транзисторов с различными типами проводимости может выполнять функции тиристора [32]. Поскольку МОП-транзистор, как было показано выше, может выполнять функции биполярного транзистора, то пара МОП-транзисторов, один из которых имеет канал  $p$ -типа, а другой  $n$ -типа проводимости, также может выполнять функции тиристора.

Использование МОП-транзистора в качестве биполярного, на наш взгляд, наиболее перспективно в интегральных схемах, при создании которых необходимо располагать как МОП-, так и биполярными структурами, например, при реализации составного транзистора. В этом случае входная МОП-структура работает в своем обычном, традиционном режиме, а выходная — в режиме биполярного транзистора. Ток стока транзистора протекает по цепи подложка-сток выходного транзистора, что обуславливает в нем инжекцию носителей заряда из истока в подложку. Такой составной транзистор имеет большое входное сопротивление, высокий коэффициент усиления и просто реализуется на одной подложке.

МОП-транзистор может выполнять и функции лавинного транзистора. В этом случае он включается как биполярная структура, и при больших напряжениях на стоке его вольт-амперные характеристики представляются характеристиками обычного лавинного транзистора. Однако лавинный МОП-транзистор имеет преимущество перед обычным биполярным лавинным, поскольку напряжением на затворе можно в широких пределах изменять напряжение лавинного пробоя стокового  $p$ - $n$ -перехода. Это свойство позволяет значительно расширить сферы использования лавинных транзисторов и повысить функциональную плотность устройств с их использованием. Отметим здесь, что  $S$ -образную вольт-амперную характеристику можно получить, используя схему включения МОП-транзистора, изображенную на рис. 51. В этом случае используется МОП-транзистор со встроенным каналом  $n$ -типа проводимости. На подложку подается отрицательное напряжение. Сток и затвор замкнуты между собой и соединены с корпусом. На рис. 52 приведены экспериментальные вольт-амперные характеристики МОП-транзистора, включенного по схеме рис. 51. Исток может быть оборван (кривая 1) или же соединен со стоком и затвором (кривая 2).

При подаче на подложку МОП-транзистора со встроенным каналом достаточно большого напряжения отрицательной полярности в  $p$ - $n$ -переходах возникает лавинный пробой. Появившиеся за счет лавинного размножения электроны притягиваются полем затвора (окисла), попадают в канал и уменьшают его сопротивление. В результате этого напряжение лавинного пробоя уменьшает-

ся и формируется S-образная характеристика. Отметим, что если на затвор, отсоединенный от истока и стока, подать напряжение смещения  $U_3$ , то появляется возможность изменять пробивное напряжение  $U_{пр}$  и соответственно расположение всей вольт-амперной характеристики. На рис. 53 приведена экспериментальная зависимость  $U_{пр} = f(U_3)$  для МОП-транзистора со встроенным каналом  $n$ -типа проводимости при оборванном истоке.

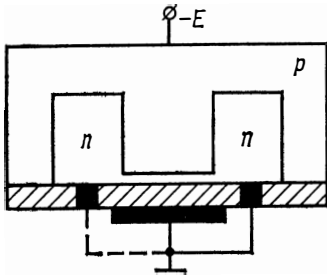


Рис. 51. Схема включения МОП-транзистора

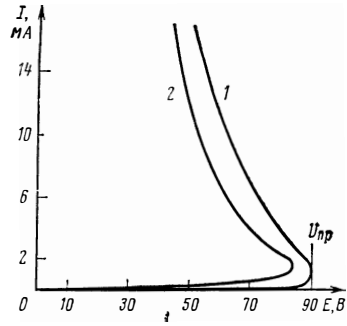


Рис. 52. Вольт-амперные характеристики

Используя схему включения МОП-транзистора, в которой он обладает S-образной характеристикой, можно выполнить различные микроэлектронные устройства: триггер, автогенератор и т. д. Если включить несколько МОП-транзисторов по схеме рис. 51, то можно реализовать устройство с несколькими устойчивыми состояниями.

При работе в микрорежиме МОП-транзистор можно применять в качестве активного элемента, используя лишь одну диффузион-

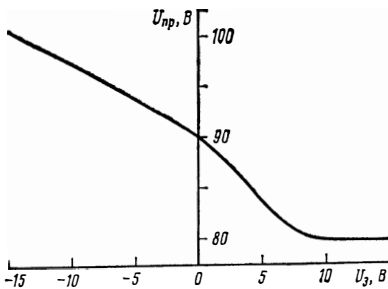


Рис. 53. Экспериментальные зависимости  $U_{пр} = f(U_3)$

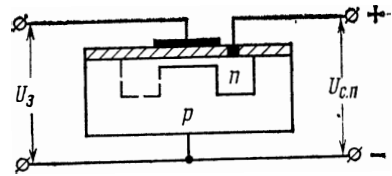


Рис. 54. Идеализированный разрез МОП-транзистора и схема его включения

ную область [25]. На рис. 54 приведены идеализированный разрез МОП-транзистора со встроенным каналом  $n$ -типа проводимости и схема его включения. Работа МОП-транзистора в данном случае

осуществляется за счет изменения тока в цепи сток-подложка  $I_c$  при управлении напряжением на затворе. При  $U_a < U_o$  отсутствие канала приводит к тому, что в цепи стока протекает лишь обратный ток стокового  $p$ - $n$ -перехода. Появление канала при увеличении  $U_a$  приводит к возрастанию  $I_c$  за счет увеличения площади и изменения физических свойств  $p$ - $n$ -перехода.

В микроамперном диапазоне токов стока при постоянном напряжении сток-подложка вольт-амперная характеристика МОП-транзистора при рассматриваемом включении описывается обычным для микрорежима выражением (27). Таким образом, поскольку область истока не оказывает влияния на ход вольт-амперных характеристик, то в качестве активного элемента можно использовать МОП-структуру с одной диффузионной областью. На рис. 55 приведены экспериментальные стоко-затворные вольт-амперные характеристики МОП-транзистора со встроенным каналом  $n$ -типа проводимости, схема включения которого приведена на рис. 54. Из этих характеристик следует, что напряжение отсечки (пороговое напряжение) при таком режиме работы значительно меньше, чем при традиционном использовании МОП-транзистора (десятичные доли вольта по сравнению с единицами вольта).

Таким образом, рассмотренный режим работы МОП-транзистора дает возможность, во-первых, использовать в качестве активного элемента МОП-структуру лишь с одной диффузионной областью и, во-вторых, получать малые пороговые напряжения в транзисторах, которые в обычном традиционном включении имеют  $U_o$  порядка единиц вольта.

МОП-транзистор может быть использован как фотоприемник, работающий как в фоторезистивном [26], так и в фотогальваническом режимах. При работе МОП-транзистора в фотогальваническом режиме вентильное напряжение может изменять свою величину при постоянном световом потоке (токе светодиода в оптроне светодиод — фото — МОП-транзистор). Вентильное напряжение  $U_B$  в МОП-транзисторе образуется на стоковом  $p$ - $n$ -переходе. Если канал в МОП-транзисторе отсутствует, то вентильное напряжение будет иметь для заданной освещенности (заданном токе светодиода) свою максимальную величину  $U_{B \max}$ :

$$U_{B \max} \approx \varphi_T \ln \frac{I_\Phi}{I_{c.o}}, \quad (56)$$

где  $I_\Phi$  — фототок стокового  $p$ - $n$ -перехода. При наличии проводящего канала между истоком и стоком для  $U_B$  можно записать

$$U_B \approx \varphi_T \ln \frac{I_\Phi}{I_c}. \quad (57)$$

Подставив (27) в (57), после проведения преобразований получим

$$U_B \approx \varphi_T \ln \frac{I_\Phi}{I_{c.o}} - \frac{U_a - U_o}{m_M}. \quad (58)$$

Теперь, используя (56), выражение (58) представим как

$$U_B = U_{B \max} - \frac{U_3 - U_0}{m_M}. \quad (59)$$

Формула (59) представляет собой зависимость вентиляющего напряжения от величины напряжения на затворе. На рис. 56 приведены экспериментальные зависимости  $U_B = f(U_3)$  для оптрона GaAs — светодиод, Si — МОП-транзистор со встроенным каналом  $n$ -типа проводимости при различных токах светодиода  $I_{c,d}$ .

Таким образом, изложенное выше позволяет заключить, что МОП-транзистор можно использовать для получения управляемого вентиляющего напряжения.

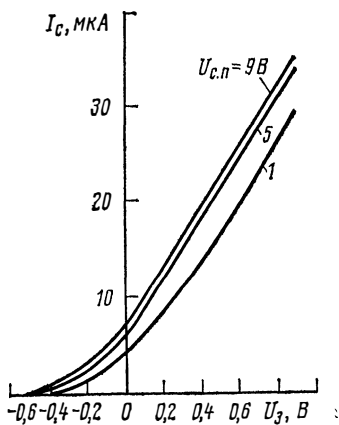


Рис. 55. Экспериментальные характеристики  $I_c = f(U_3)$  для транзистора, включенного по схеме рис. 54

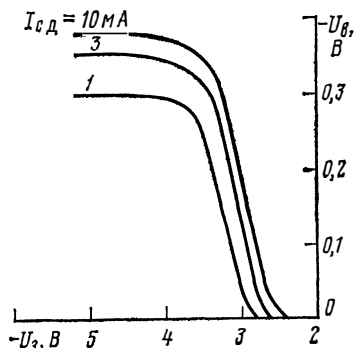


Рис. 56. Экспериментальные зависимости  $U_B = f(U_3)$  для оптрона светодиод — фото-МОП-транзистор

Отметим, что фото-МОП-транзистор может эффективно управляться с помощью фототока подложки [38], которая является входным электродом. Такие транзисторы могут быть использованы в микромощных схемах повышенного быстродействия.

МОП-структура может быть использована в качестве полупроводникового источника света [19]. В этом случае исходный полупроводник, на котором выполняется МОП-структура, должен обладать энергетическими зонами, позволяющими осуществлять излучательную рекомбинацию (GaAs, InSb и т. д.). Если к затвору МОП-структуры с подложкой  $p$ -типа проводимости приложить большое положительное напряжение ( $U_3 > U_0$ ), то электроны будут притягиваться к поверхности полупроводника и накапливаться там. Если теперь резко изменить полярность напряжения на затворе, то электроны будут отталкиваться от поверхности и уходить от нее в объем полупроводника. В подложке электроны рекомби-



нируют с дырками, испуская кванты света. Следует отметить, что для быстрого накопления электронов в положительный полупериод напряжения на затворе можно использовать лавинное умножение или туннельный эффект.

МОП-транзистор может быть использован в качестве ионно-чувствительного прибора [27]. В таком транзисторе отсутствует электрод затвора. Чувствительностью на присутствие ионов обладает поверхность подзатворного окисла  $\text{SiO}_2$ . Такой транзистор используется для измерения флуктуаций концентрации ионов в растворах. Достоинство рассматриваемого транзистора состоит в сравнительно высокой скорости измерения и возможности измерения локальной концентрации ионов.

МОП-транзистор используется в качестве электроакустического преобразователя [28], принцип действия которого основан на изменении сопротивления канала под действием механической нагрузки. Под влиянием изгиба, растяжения или сжатия меняется сопротивление канала, что и вызывает изменение тока стока.

### МОП-ТРАНЗИСТОР — ЭЛЕКТРОННОЕ УСТРОЙСТВО

МОП-транзистор обычно используется как элемент схемы, хотя и сам МОП-транзистор может выполнять функции электронного устройства [29]. На рис. 57а приведена схема включения МОП-

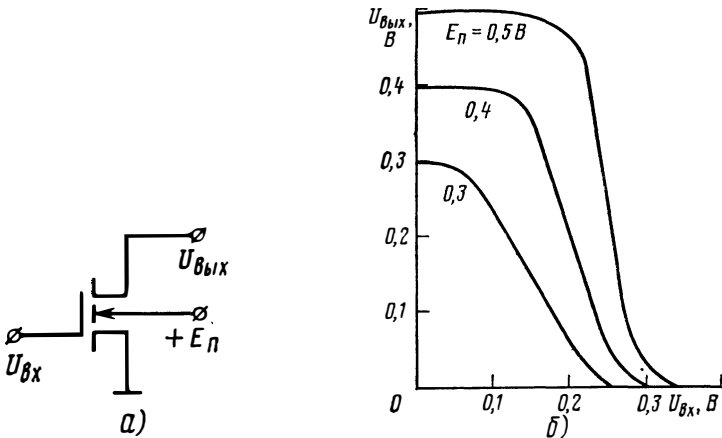


Рис. 57. Схема включения МОП-транзистора как инвертора и экспериментальные зависимости

транзистора с индуцированным каналом  $n$ -типа проводимости, которая позволяет реализовать МОП-транзистор в качестве микро-мощного инвертора. Напряжение питания подается здесь знаком «плюс» на подложку. Функции традиционного резистора в цепи стока выполняет сопротивление  $p$ - $n$ -перехода сток-подложка.

Если  $E_{\Pi}$  мало (меньше напряжения «пятки»  $p$ - $n$ -переходов сток-подложка и исток-подложка), в транзисторе будут протекать

малые токи (рассеивается малая мощность) и сопротивления переходов будут достаточно большими. При напряжении на затворе  $U_{вх}=0$  канал в транзисторе отсутствует, следовательно, на стоковом электроде (на выходе устройства) будет присутствовать напряжение  $U_{вых}=E_{п}$ . Если к затвору приложить  $U_{вх}>U_0$ , то появляется канал. За счет образования канала потечет ток в цепи подложка-сток — канал-исток. Напряжение  $U_{вых}$  станет уменьшаться. Таким образом, при изменении напряжения на затворе будет меняться напряжение на стоке. На рис. 57б приведены экспериментальные зависимости  $U_{вых}=f(U_{вх})$  для МОП-транзистора с индуцированным каналом  $n$ -типа проводимости, включенного по схеме рис. 57а, при различных  $E_{п}$ .

Изложенное выше позволяет сделать вывод, что МОП-транзистор без каких-либо дополнительных элементов может выполнять функции микромощного инвертора. Для реализации такого инвертора необходимо выбирать МОП-транзистор с очень малым напряжением отсечки ( $U_0 < 0,5$  В). Подобно инвертору, МОП-транзистор, включенный по схеме рис. 57а, может выполнять и функции микромощного усилителя с небольшим коэффициентом усиления, т. е. является функциональным прибором. В этом случае следует использовать МОП-транзистор со встроенным каналом.

Поскольку один МОП-транзистор может выполнять функции инвертора, то на его основе можно реализовать и более сложные устройства. Так микромощная логическая схема НЕ — ИЛИ вы-

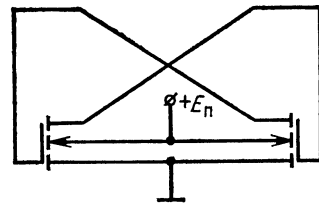
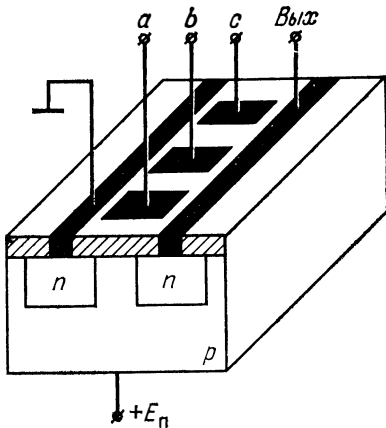


Рис. 59. Схема микромощного триггера

← Рис. 58. МОП-транзистор, выполняющий операцию НЕ — ИЛИ

полняется на параллельно включенных транзисторах. В этом случае можно обойтись и одним транзистором, у которого затвор выполнен в виде нескольких параллельных токопроводящих дорожек. На рис. 58 приведен такой транзистор с тремя выводами от затвора (три токопроводящими дорожками). Рассмотренный транзистор является трехвходовым логическим элементом, выполняющим операцию НЕ — ИЛИ.

Используя рассмотренное включение МОП-транзистора, можно построить микромощный триггер (рис. 59). В этом триггере ис-

пользуются лишь два МОП-транзистора, каждый из которых выполняет функцию инвертора. Следует заметить, что при приложении напряжения питания знаком «минус» на подложку МОП-транзистор со встроенным каналом  $n$ -типа проводимости может выполнять функции истокового повторителя без наличия каких-либо дополнительных элементов.

МОП-транзистор с успехом может быть использован в устройствах с инжекционным питанием. На рис. 60 приведены идеализированный разрез и схема включения МОП-транзистора с индуцированным каналом  $p$ -типа проводимости, работающего в инжекционном режиме. Здесь истоковый  $p$ - $n$ -переход смещен в прямом направлении и инжектирует дырки в подложку. Часть этих дырок проходит в область стока. За счет избыточного заряда дырок на стоке появляется инжекционное напряжение  $U_{ин}$ , величину которого нетрудно определить из следующего выражения:

$$U_{ин} = m_n \varphi_T \ln \frac{\alpha I_n + I_{c.o.}}{I_{c.o.}}, \quad (60)$$

где  $m_n = 1 \div 2$  безразмерный коэффициент;  $\alpha$  — коэффициент передачи по току МОП-транзистора с общей подложкой, включенного как биполярный. Следует заметить, что при  $I_n > 0,1$  мА для транзисторов с высокоомной подложкой существенное влияние на величину  $U_{ин}$  может оказывать падение напряжения на сопротивлении подложки.

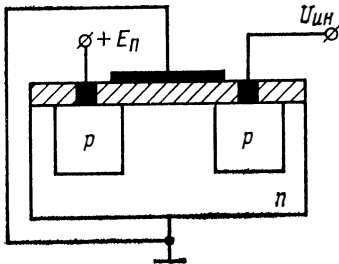


Рис. 60. Идеализированный разрез и схема включения МОП-транзистора

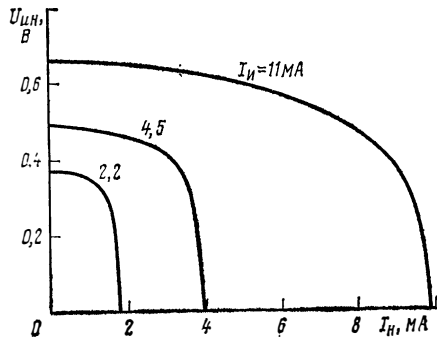


Рис. 61. Экспериментальные зависимости  $U_{ин} = f(I_n)$  для МОП-транзистора

В микроамперном диапазоне токов  $\alpha$  возрастает с увеличением тока истока (эмиттера)  $I_n$  как [5]

$$\alpha = \alpha_1 (I_n / I_{н1})^m, \quad (61)$$

где  $\alpha_1$  — коэффициент передачи по току при  $I_n = I_{н1}$ ;  $m = 0,2 \div 1$  —

безразмерный коэффициент. С учетом (61) выражение (60) можно переписать в виде

$$U_{ин} = m_n \varphi_T \ln \frac{\alpha_0 I_n^{m+1} + I_{c.o.}}{I_{c.o.}}, \quad (62)$$

где  $\alpha_0 = \alpha_1 / I_n^{m_1}$ .

Используя (62), возьмем производную от  $U_{ин}$  по  $I_n$ , тогда при  $\alpha I_n \gg I_{c.o.}$  после проведения преобразований получим

$$dU_{ин}/dI_n = m_n \varphi_T (m+1)/I_n. \quad (63)$$

Поскольку  $I_n = I_{н.о} \exp \frac{E_n}{m_n \varphi_T}$  (где  $I_{н.о}$  — обратный ток истокового перехода), то из (63) можно получить выражение для коэффициента передачи по напряжению  $K_T$  МОП-транзистора, работающего в инжекционном режиме:

$$K_v = dU_{ин}/dE_n \approx m+1. \quad (64)$$

Из (64) следует, что рассматриваемый режим работы МОП-транзистора позволяет осуществить трансформацию переменного напряжения небольшой амплитуды с  $K_T \gtrsim 1$ .

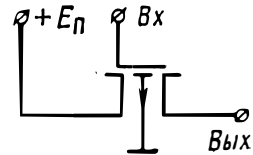
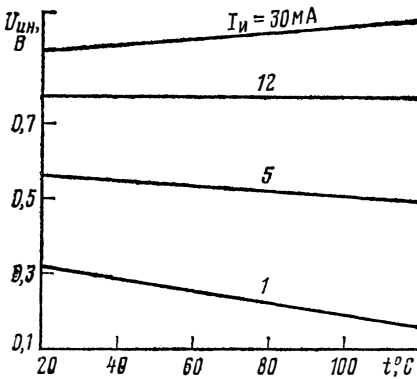


Рис. 63. Схема МОП-усилителя

← Рис. 62. Экспериментальные зависимости  $U_{ин} = f(t^\circ)$  для МОП-транзистора

Изложенное выше справедливо для режима холостого хода при небольших токах истока. Если между стоком и подложкой МОП-транзистора включить сопротивление, то в этой цепи потечет ток нагрузки  $I_n$ . Величину инжекционного напряжения для низкоомной подложки при наличии нагрузки можно определить по следующей формуле, полученной на основании (60)

$$U_{ин} = m_n \varphi_T \ln \frac{\alpha I_n + I_{c.o.} - I_n}{I_{c.o.}}. \quad (65)$$

Из (65) следует, что  $U_{ин}$  уменьшается при возрастании тока нагрузки. На рис. 61 приведены экспериментальные зависимости  $U_{ин} = f(I_n)$  при различных  $I_n$  для МОП-транзистора с индуциро-

ваным каналом  $p$ -типа проводимости. Изложенное выше показывает, что рассматриваемый источник инжекционного напряжения является маломощным, т. е. он может быть эффективно использован в маломощных МОП-устройствах.

Величина инжекционного напряжения, как следует из (60), зависит от температуры окружающей среды. Влияние температуры на  $U_{ин}$  будет проявляться через параметры  $\varphi_T$ ,  $\alpha$ ,  $I_{c.o}$  и сопротивление подложки  $R_{п.}$  При малых токах основное влияние будет оказывать  $I_{c.o}$ , который возрастает при увеличении температуры. В этом случае  $U_{ин}$  должно уменьшаться. При больших токах инжекционное напряжение будет возрастать при увеличении температуры за счет увеличения падения напряжения на сопротивлении подложки. В этом случае формулу (60) следует дополнить слагаемым  $I_{п}R_{п.}$  При токах порядка 10—15 мА эти встречно действующие факторы практически компенсируют друг друга и  $U_{ин}$  слабо зависит от температуры. На рис. 62 приведены экспериментальные зависимости  $U_{ин}=f(t^\circ)$  при различных  $I_{п}$  для МОП-транзистора с индуцированным каналом  $p$ -типа проводимости.

Изложенное выше позволяет заключить, что для использования МОП-транзистора, работающего в инжекционном режиме, в качестве питающего, нагрузочного, согласующего и т. д. элементов, т. е. элементов с хорошей термостабильностью, желательно обеспечить  $I_{п} \approx 10 \div 15$  мА. Работа же при  $I_{п} < 5$  мА позволяет использовать МОП-транзистор, работающий в инжекционном режиме, в качестве термодатчика. Такой термодатчик выгодно отличается тем, что выходной информационный сигнал представляется напряжением. Заметим, что для работы МОП-термодатчика не требуется никаких дополнительных элементов. Рассмотренный МОП-термодатчик может быть использован в качестве элемента термокомпенсации различных устройств на МОП-транзисторах.

Как было показано выше, величина напряжения на затворе может оказывать влияние на значение коэффициента усиления по току МОП-транзистора, работающего в инжекционном режиме. Следовательно, изменение  $U_з$  будет влиять и на величину инжекционного напряжения. Если окажется, что  $dU_{ин}/dU_з > 1$ , то МОП-транзистор представится функциональным прибором, выполняющим функции усилителя (рис. 63). Для получения необходимых коэффициентов усиления по напряжению в МОП-усилителе следует использовать МОП-структуру, специально созданную для этих целей (с оптимальными глубинами залегания  $p$ - $n$ -переходов, расстоянием между ними, профилем распределения примеси в подложке и т. д.). Следует заметить, что функции усилителя способен выполнять МОП-транзистор, у которого металлизация затвора от стока не полностью перекрывает расстояние до истока. Используя инжекционный режим работы в такой структуре, можно менять  $\alpha$  (и, следовательно,  $U_{ин}$ ) напряжением  $U_з$  за счет появления канала, который сокращает расстояние между истоком и стоком.

Таким образом, можно заключить, что МОП-транзистор, работающий в инжекционном режиме, является управляемым по затвору источником напряжения, а при использовании специальной структуры — усилителем без наличия каких-либо дополнительных элементов.

Особенности МОП-транзистора, работающего в инжекционном режиме, могут быть использованы при создании ряда радиоэлектронных устройств. На рис. 64 приведена идеализированная структура МОП-ключа с инжекционным питанием. Прямое смещение инжектирующего  $p$ - $n$ -перехода приводит к тому, что электроны из области  $n$  инжектируются в подложку и экстрагируются стоком

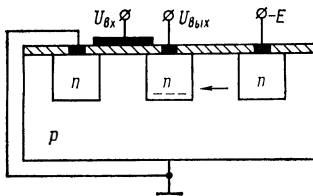


Рис. 64. Идеализированная структура МОП-ключа с инжекционным питанием

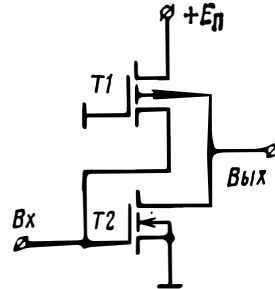


Рис. 65. Схема триггера

МОП-транзистора. В области стока появляется избыточное количество электронов, т. е. она относительно корпуса заряжается отрицательно. Поэтому, при отсутствии канала на стоке (выходном электроде ключа) присутствует отрицательное напряжение величиной порядка десятых долей вольта. Если к затвору (входному электроду) приложить положительное напряжение ( $U_z > U_0$ ), то индуцируется канал, малое сопротивление которого зашунтирует стоковый  $p$ - $n$ -переход, и на выходе ключа напряжение уменьшится до нуля. Таким образом происходит открывание инжекционного ключа на МОП-транзисторе с индуцированным каналом  $n$ -типа проводимости. Поскольку напряжение на выходе ключа не превышает десятых долей вольта, то следует использовать транзисторы с малой величиной напряжения отсечки ( $U_0 < 0,6$  В).

Принцип инжекционного питания можно использовать и при создании триггера на МОП-транзисторах. На рис. 65 приведена схема триггера на двух МОП-транзисторах с индуцированными каналами  $p$ - и  $n$ -типов проводимости. Для работы триггера необходимо, чтобы транзистор  $T2$  имел напряжение отсечки, меньшее, чем равновесная высота потенциального барьера  $p$ - $n$ -перехода сток-подложка транзистора  $T1$  ( $U_0 < 0,6$  В).

Первое устойчивое состояние триггера имеет место, когда транзистор  $T2$  закрыт, и, следовательно, на стоковом (выходном) электроде будет присутствовать напряжение, практически равное

Еп. В этом случае достаточно, чтобы входное напряжение было равно нулю, поскольку транзистор  $T2$  имеет индуцированный канал.

При подаче на вход триггера положительного напряжения, большего, чем напряжение отсечки транзистора  $T2$ , он открывается, в результате ток протекает по цепи исток-подложка транзистора  $T1$  и сток — канал — исток транзистора  $T2$ . Поскольку  $p-n$ -переход исток-подложка транзистора  $T1$  смещен в прямом направлении, то он инжектирует дырки в подложку, и в области стока появляется положительный инжекционный потенциал, который прикладывается к затвору транзистора  $T2$  и поддерживает его открытое состояние. Напряжение на выходе устройства близко к нулю.

Для реализации рассмотренного триггера удобно использовать ячейку с дополнительной симметрией (КМОП-транзисторы). Он может быть использован для создания цифровых устройств различной сложности и назначения. Следует заметить, что, если в схеме рис. 65 разомкнуть цепь, соединяющую сток транзистора  $T1$  с затвором транзистора  $T2$ , а сток транзистора  $T1$  представить как один из выходных электродов устройства, то возникает схема фазоинверсного усилителя. В таком фазоинверсном усилителе коэффициент усиления по напряжению по обоим выходам может быть значительно больше единицы. Используя в таком фазоинверсном усилителе только неинвертирующий выход, можно построить многокаскадный импульсный усилитель с малой потребляемой мощностью.

Таким образом, на основании изложенного выше можно сделать вывод, что инжекционный режим работы, являясь перспективным режимом, позволяет значительно расширить сферы использования МОП-транзисторов и улучшить ряд технических показателей МОП-устройств.

В заключение отметим, что функциональные возможности МОП-структур еще до конца не выявлены. Имеется сообщение [43], что на их основе были изготовлены параметрические усилитель и генератор поверхностных акустических волн. Можно быть уверенным, что в ближайшее время появятся сведения о новых особенностях применения МОП-структур.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Малин Б. В., Сонин М. С. Параметры и свойства полевых транзисторов. М.: Энергия, 1967.
2. Кроуфорд Р. Схемные применения МОП-транзисторов. М.: Мир, 1970.
3. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М.: Энергия, 1967.
4. Ричман П. Физические основы полевых транзисторов с изолированным затвором. М.: Советское радио, 1971.
5. Игумнов Д. В., Николаевский И. Ф. Транзисторы в микрорежиме. М.: Советское радио, 1968.
6. Minoru N. Power handling capability of MOSFET — Jap. Appl. Phys, 16, Suppl, 1977.

7. Abbas S. A., Dockerty P. C. Hot electron induced degradation of N — channel IGFET's. — 14th Annu. Proc. Reliab. Phys, Las Vegas, Nev, 1976, p. 38—41.
8. Игумнов Д. В., Курносова В. М., Рябинкин Ю. С. Вольт-амперные характеристики МОП-транзисторов в микромошных интегральных схемах. — Микрoэлектроника. 1972 т. I, № 1, с. 89—92.
9. Macdougall I., Manchester K., Palmer R. B. Ion implantation offers a bagful of benefits for MOS. — Electronics, 1970, v. 43, N 13.
10. Полевые транзисторы/Под ред. С. А. Майорова. М.: Советское радио, 1971.
11. Ротман С. З., Синица С. П. Характеристики полевого транзистора с плоскoцилиндрическим затвором. — Электронная техника, серия. Полупроводниковые приборы, 1977, вып. 1, с. 21—28.
12. Gave K. J. S., Wilson V. L. H. Field effect transistors. — Sci. Progr., 1977, v. 64, N 255, p. 323—329.
13. Ефимов И. Е., Горбунов Ю. И., Козырь И. Я. Микрoэлектроника. М.: Высшая школа, 1977.
14. D-MOS para conmutacion analogica. Rev Miniwatt, 1977, v. 16, N 5, p. 163—167.
15. Söderman L. DMOS-switch klarar 2 GHz. Eltekn. aktuell elek, 1977, v. 20, N 7, p. 42—44.
16. Eriedberg H. Feideffekttrensistoren hoher leistung. Elektron. Ind, 1977, v. 8, N 6, p. 21—22.
17. Ржанов А. В., Синица С. П. Системы памяти на основе МДП- и МНОП-структур. — Микрoэлектроника. 1977, т. 6, № 6, с. 491—501.
18. Engeler W. E., Tiemann J. J., Baertsch R. D. The surface charge transistor. — IEEE Trans, 1971, ED-18, N 11.
19. Зи С. М. Физика полупроводниковых приборов. М.: Энергия, 1973.
20. Kentaro I., Hidetoshi T. Memory modes of ferroelectric field effect transistors. — Solid-state Electron, 1977, v. 20, N 6, p. 529—537.
21. Feichtinger H. Über den umgang mit MOS-bauelementen. — Funkshau, N 10, 1977, p. 451—452.
22. Кобболд Р. Теория и применение полевых транзисторов. Л.: Энергия, 1975.
23. Валиев К. А., Кармазинский А. Н., Королев М. А. Цифровые интегральные схемы на МДП-транзисторах. М.: Советское радио, 1971.
24. Матсон Э. А., Русак И. М. К вопросу об усилительных свойствах полевых транзисторов с прямосмещенным затвором при малых токах. — Радиотехника и электроника, 1978, т. 23, № 2, с. 424—427.
25. Игумнов Д. В., Громов И. С., Дугина В. А. Об одном режиме работы МОП-транзистора в области микротоков. — Микрoэлектроника, 1975, т. 4, № 5, с. 459—460.
26. Okamoto K., Inone S. Photoresponses of MOS—FET Solid state Electron, 1973, v. 16, N 6, 657—662.
27. Bergveld P. Ion sensitive field effect transistor. — Onde elec, 1977, v. 57, N 6—7, p. 451—454.
28. Кривонос И. И. Полупроводниковые электроакустические преобразователи в радиосхемах. М.: Энергия, 1977.
29. Игумнов Д. В., Терехов В. А., Фролов В. Н. МОП-транзистор — функциональный микромошный прибор. — Известия вузов, серия Приборостроение, 1976, т. 19, № 12, с. 82—84.
30. Носов Ю. Р., Шилин В. А. Полупроводниковые приборы с зарядовой связью. М.: Советское радио, 1976.
31. Фумло В., Такахио И., Масазури К. Дэнси цусин гаккай ромбунон, 1977, 1977, С60, № 6, с. 367—368.
32. Горохов В. А., Качала Н. Н. Построение переключающих схем на тетродном тиристоре, заменяющем пару транзисторов различной проводимости. — В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. М., 1969, вып. 22, с. 260—275.
33. Кремлев В. Я. Инжекционные интегральные схемы. — Итоги науки и техники, серия Электроника и ее применение, т. 10, 1978.



34. Willing H. A., Santis P. Modelling of gun-domain effects in Ga As mesfets.— Electron Lett, 1977, v. 13, N 18, p. 537—539.
35. Wade P. C. Introduction to Ga As field — effect transistors. — Ham Radio Mag, 1978, v. 11, N 1, p. 74—75.
36. Eliyahou H. Gate protection device for MOS-circuits [Hughes Aircraft Co]. Пат. США кл. 357/23. HOI, № 754932 опубли. 7.02.78.
37. Brian D. Lambda-Bauelemente. Radio Mentor Electron, 1977, v. 43, N 9, p. 367—368.
38. Tohru N., Toshiaki M., Shojiro A. Photocurrent—driven BMOS without external power supply. — Proc. 9th. Conf. Solid state Devices, Tokyo, 1977, Tokyo 1978, p. 43—47.
39. Litovchenko V. G., Lisovskii I. P., Litvinov R. O., Fliether H., Fiissel W. Specific memory effect in MOS-structures. Phys. status solidi, 1979 A51, N 2, p. 161—164.
40. Анисимов В. И., Голубев А. П. Транзисторные модуляторы. М.: Энергия, 1964.
41. Якимаха А. Л. Микромощные инверторы на МДП-транзисторах.— Радиотехника, 1980, № 1, с. 21—25.
42. B. L. Hart, R. W. J. Barker. First order theory of mosfet hybrid — mode operation. — Int. J. Electron., v. 38, p. 625—630.
43. Minagawa S., Kugaya T., Tsubouchi K., Mikoshiba N. Parametric amplification and generation of surface acoustic waves on monolithic Mis structure. — Appl. Phys. Lett., 1978, v. 33, N 8, p. 687—689.
44. Усилители с полевыми транзисторами/Немчинов В. М., Никитаев В. Г., Ожогин М. А., Ляхович В. В. Под редакцией Степаненко И. П. М.: Советское радио, 1980.

## О Г Л А В Л Е Н И Е

	Стр.
Предисловие . . . . .	3
Перечень наиболее часто встречающихся обозначений . . . . .	5
<b>Глава 1. Параметры и характеристики . . . . .</b>	<b>6</b>
Полевой транзистор с <i>p-n</i> -переходом . . . . .	6
МОП-транзистор . . . . .	16
Разновидности полевых транзисторов . . . . .	26
<b>Глава 2. Особенности применения . . . . .</b>	<b>32</b>
Защита затвора МОП-транзистора . . . . .	32
Усилители . . . . .	33
Повторители . . . . .	37
Импульсные устройства . . . . .	40
<b>Глава 3. Функциональные возможности . . . . .</b>	<b>44</b>
Полевой транзистор в режиме прямого смещения затвора . . . . .	45
Возможности МОП-транзистора как элемента схемы . . . . .	49
МОП-транзистор — электронное устройство . . . . .	56
Список литературы . . . . .	62

25 к.

МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1981