

7. Определите особенности цепи управления тиристора при включении на большую индуктивность.

8. Оцените помехоустойчивость тиристора при следующих параметрах:

$Q_K = 100$ мк К; $I_{\Phi} = 2$ мкс; $\Delta U_a = 1000$ В; $C = 600$ пФ; $I_{y, \text{ст}} = 100$ мА; $\tau_{\text{вкл}} = 1$ мкс; $i_{yn}(t) = I_{yn} e^{-t/\tau_{\text{н}}}$, где $I_{yn} = 80$ мА; $\tau_{\text{н}} = 0,6$ мкс.

Предложите меры по повышению помехоустойчивости тиристора.

9. Определите особенности работы симистора на индуктивную нагрузку по сравнению с обычным тиристором, оцените достоинства метода коммутации симистора при нулевом напряжении.

10. Определите физические явления, ограничивающие предельные параметры запираемых тириستоров.

Глава четвертая

ПОЛЕВЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

4.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЙ ПОЛЕВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

4.1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ

Можно выделить три класса полевых полупроводниковых приборов: полевые транзисторы, полевые тиристоры и приборы с зарядовой связью. Широкое распространение в современной электронике находят полевые транзисторы, и им уделено здесь наибольшее внимание.

Полевые приборы в схеме выполняют те же функции, что и биполярные приборы, и могут работать в усилительном или ключевом режиме (см. Введение). Главная особенность полевых приборов состоит в том, что их цепь управления изолирована от выходной цепи диэлектриком или обратносмещенным p - n переходом. Фактически цепь управления полевого прибора представляет собой конденсатор, заряд на обкладках которого изменяется под действием управляющего поля (напряжения). Полупроводниковая обкладка этого конденсатора C входит в выходную цепь прибора: изменение заряда обкладки приводит к изменению сопротивления канала $r_{\text{кан}}$ и соответственно выходной мощности (рис. 4.1).

Таким образом, и полевые, и биполярные приборы управляются зарядом, но передача управляющего заряда

осуществляется по-разному: напряжением (через емкость) в полевых и током (через сопротивление) в биполярных. Управление непосредственно электрическим полем определяет основные особенности эксплуатации полевых полупроводниковых приборов.

В технической литературе рассматриваемый тип приборов определяют тремя терминами:

на основе принципа управления такие приборы обычно называют полевыми приборами;

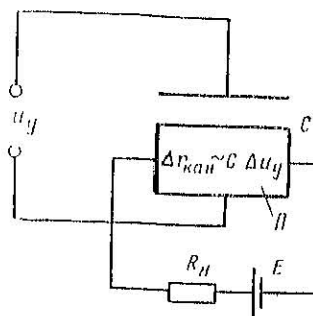


Рис. 4.1. Электрическая модель полевого управления

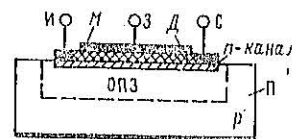


Рис. 4.2. МДП-транзистор с поверхностным горизонтальным проводящим каналом: ОПЗ — область пространственного заряда

вследствие того что перенос тока в них обеспечивается одним типом носителей заряда, распространено другое название — унipoлярные приборы;

выходные параметры таких приборов в основном определяются свойствами канала, и можно встретить термин «канальные приборы».

В классе полевых транзисторов различают транзисторы со структурой металл—диэлектрик—полупроводник (МДП-транзисторы) и транзисторы с управляющим p - n переходом. В МДП-транзисторах¹ управляющая цепь затвор $З$ — исток $И$ отделена от канала диэлектриком. Обычно в качестве диэлектрика используют оксид (диоксид кремния SiO_2) и говорят о МОП-транзисторах (со структурой металл — оксид — полупроводник). Проводящий канал в МДП-транзисторах (показан штриховкой на рис. 4.2) расположен между истоком $И$ и стоком $С$ и имеет повышенную концентрацию носителей заряда по отношению к исходному полупро-

¹ МДП-транзистор называют также транзистором с изолированным затвором.

воднику-подложке. Проводимость канала изменяется с помощью цепи управления либо за счет изменения концентрации носителей заряда канала, либо за счет изменения его геометрических размеров.

МДП-транзисторы применяют двух типов: со *встроенным* и *индуцированным* каналами. Уменьшение тока на выходе МДП-транзистора со встроенным каналом обеспечивается подачей на управляющий электрод—затвор—напряжения U_z с полярностью, соответствующей знаку носителей заряда в канале: для p -канала $U_z > 0$, для n -канала $U_z < 0$. Напряжение затвора U_z указанной полярности вызывает обеднение канала носителями заряда, сопротивление канала увеличивается, и выходной ток уменьшается. Если изменить полярность напряжения на затворе (например, для МДП-транзистора со встроенным p -каналом подать $U_z < 0$), то произойдет обогащение канала дырками и соответственно увеличение выходного тока.

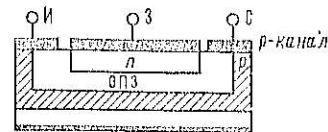
В МДП-транзисторе с индуцированным каналом при напряжении на затворе, равном нулю, канал отсутствует. Только при приложении к затвору так называемого порогового напряжения образуется (индуцируется) канал. При этом полярность напряжения на затворе должна совпадать со знаком основных носителей в объеме полупроводника-подложки: на поверхности полупроводника индуцируется заряд противоположного знака, т. е. тип проводимости приповерхностного слоя полупроводника инвертируется и образуется проводящий канал.

Таким образом, МДП-транзисторы со встроенным каналом могут работать как в *режиме обеднения* канала носителями заряда, так и в *режиме обогащения*. МДП-транзисторы с индуцированным каналом работают только в режиме обогащения.

В *полевых транзисторах с управляющим p - n переходом* управляющая цепь отделена от канала обратносмещенным p - n переходом, при этом канал расположен в объеме полупроводника (рис. 4.3) и существует при нулевом напряжении на затворе, т. е. является *встроенным каналом*. На управляющий p - n переход можно подавать только обратное напряжение, и поэтому полевые транзисторы с управляющим p - n переходом работают в режиме *обеднения* канала носителями заряда.

С точки зрения эксплуатации полупроводниковых приборов необходимо подчеркнуть, что МДП-транзистор с индуцированным каналом в отсутствие напряжения управле-

Рис. 4.3. Полевой транзистор с управляющим p - n переходом и горизонтальным каналом в объеме структуры



ния заперт — это *нормально закрытый прибор*. Полевой транзистор со встроенным каналом (полевой транзистор с управляющим p - n переходом или МДП-транзистор со встроенным каналом) — *прибор нормально открытый*, т. е. для поддержания закрытого состояния таких транзисторов необходимо запирающее смещение в цепи управления. Если цепь управления по какой-либо причине отключается, то нормально закрытый прибор запирается, а в нормально открытом приборе ток на выходе резко возрастает и прибор может выйти из строя.

Полевые транзисторы широко применяются в устройствах промышленной электроники: в источниках питания и стабилизаторах, в преобразователях для привода постоянного и переменного тока, в мощных усилителях, в выходных каскадах вычислительных устройств, в системах управления преобразователей и др.

Полевые тиристоры имеют ряд преимуществ по сравнению с биполярными тиристорами, прежде всего по быстродействию и экономичности. Это тиристоры, запираемые по цепи управления, что позволяет упразднить узлы коммутации. В настоящее время отечественные полевые тиристоры находятся в стадии разработки и здесь не рассматриваются.

В *приборах с зарядовой связью* электрическое поле управляет совокупностью взаимодействующих друг с другом элементарных МДП-структур, составляющих этот прибор. Характерной особенностью приборов с зарядовой связью является наличие общего, соединяющего все элементарные структуры канала передачи информации. С точки зрения применения в промышленной электронике приборы с зарядовой связью представляют интерес как элементы задержки, запоминающие устройства, а также как многоэлементные фотоприемники.

Наибольшее применение в современной электронике получили МДП-транзисторы с индуцированным каналом. Рассмотрению этого прибора в классе полевых полупроводниковых приборов уделено в дальнейшем особое внимание.

4.1.2. СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЙ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Полевой транзистор имеет три основных электрода: управляющий электрод — затвор Z и выходные электроды — сток C и исток I . Стоком называется электрод, к которому поступают носители заряда из канала. Если канал, например, n -типа, то носители заряда, поступающие из канала, — электроны, а полярность напряжения стока положительная. Возможен также четвертый электрод H , который соединяется с пластиной переходного полупроводника — подложкой.

На рис. 4.4 приведены основные обозначения полевых транзисторов; для сравнения здесь же показаны обозначения биполярных транзисторов.

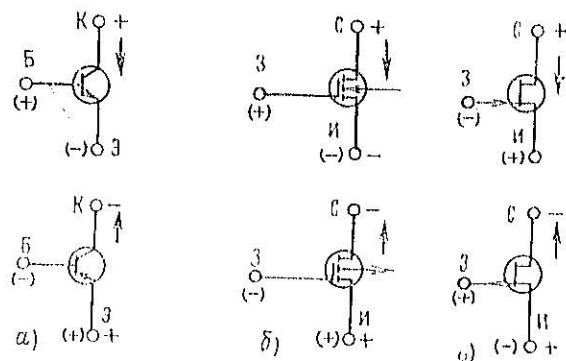


Рис. 4.4. Условные обозначения:

а — биполярного транзистора; б — МДП-транзистора с индуцированным каналом; в — ПМТН

МДП-транзисторы с индуцированным каналом (нормально закрытые) имеют пунктирную линию в обозначении канала (рис. 4.4, б). Полевые транзисторы со встроением канала (нормально открытые) — сплошную (рис. 4.4, в). Стрелка в обозначении полевых транзисторов определяет тип канала: направлена к каналу — для канала n -типа и от канала — для p -типа. Практически направление стрелки совпадает с направлением тока стока в стоковом электроде, что позволяет легко определить полярности управляющего ($Z-H$) и выходного ($C-H$) напряжений. Полярность управляющего и выходного напряжений для МДП-транзистора с индуцированным каналом одинакова, для полевых транзисторов со встроением канала — противоположна.

В условном обозначении МДП-транзистора отражен факт изоляции управляющего электрода — затвора от выходных электродов — стока

и истока (сравните с обозначением биполярного транзистора): у биполярного транзистора в открытом состоянии все электроды соединяются «широко», для МДП-транзистора открытое состояние характеризуется замыканием только цепи сток — исток (управляющая цепь остается изолированной).

В соответствии с действующим ГОСТ обозначение типа полевого транзистора содержит четыре элемента. Первый элемент — цифра 2 или буква К, они показывают, что полевые транзисторы изготавливаются на основе кремния. Второй элемент — буква П, определяет принадлежность к классу полевых приборов. Третий элемент — цифра, указывает основное назначение транзистора, определяя граничную частоту и рассеиваемую мощность. Четвертый и пятый элементы обозначения указывают на порядковый номер разработки данного типа транзистора и обозначаются цифрами от 01 до 99. Шестой элемент обозначения (буквы от А до Я) относит прибор к определенной группе по какому-либо параметру. Непопулярны также семизначные обозначения транзисторов, отличающиеся трехзначным номером разработки. Например, КН7235Г означает: кремниевый полевой транзистор с граничной частотой до 30 МГц и рассеиваемой мощностью больше 1 Вт, предназначенный для устройств широкого применения, номер разработки 235, группа Г с ключевым параметром: крутизна $S=6 \pm 12$ мА/В (см. § 4.4.1).

4.2. МДП-СТРУКТУРА С ИНДУЦИРОВАННЫМ КАНАЛОМ

МДП-структура состоит из полупроводника P — обычно кремний, тонкого слоя диэлектрика D — чаще всего диоксид кремния, металлической пленки M — рис. 4.5, а. Управление выходной мощностью в МДП-структуре сводится к управлению сопротивлением канала, который возникает (индуцируется) под действием поля затвора у поверхности полупроводника P . Фактически МДП-структура представляет собой конденсатор, заряд полупроводниковой обкладки которого под действием напряжения затвора $U_{зз}$ меняется количественно и качественно. При этом можно выделить два основных режима МДП-структуры. Во-первых, *режим обеднения*, когда у поверхности полупроводника структуры отсутствуют подвижные носители заряда и соответственно сопротивление канала очень большое (канал закрыт); заряд у поверхности полупроводника при этом представляет собой неподвижные ионы обедненной примеси (область пространственного заряда — ОПЗ). Во-вторых, *режим инверсии*, при котором у поверхности полупроводника инду-

пируется заряд подвижных носителей (дырок или электронов в зависимости от типа канала), сопротивление канала уменьшается (канал открыт); чем больше концентрация подвижных носителей, тем меньше сопротивление канала и тем большая мощность передается в нагрузку.

Граница между режимами обеднения и инверсии задается пороговым значением напряжения затвора $U_{пор}$, т. е. при $|U_{зп}| < |U_{пор}|$ имеем режим обеднения МДП-структуры, а при $|U_{зп}| > |U_{пор}|$ — режим инверсии (той или

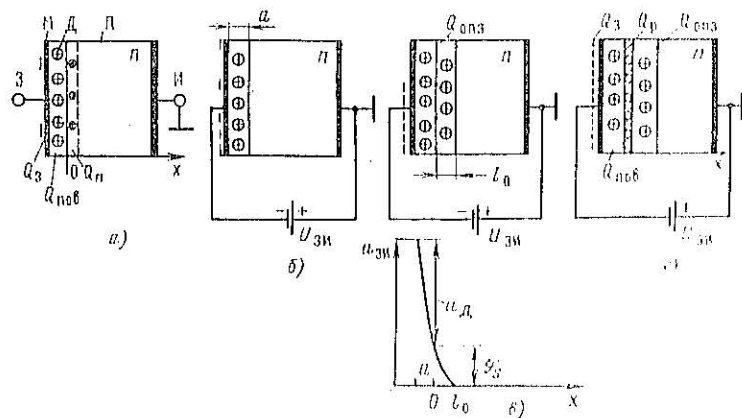


Рис. 4.5. Режимы работы МДП-структуры:
а — равновесный режим ($U_{зп} \approx 0$); б — $|U_{зп}| < |U_{пор}|$; в — режим обеднения ($|U_{зп}| > |U_{пор}|$); г — режим инверсии проводимости ($U_{зп} \approx U_{пор}$)

иной степени). Эффективность управления определяется чувствительностью сопротивления канала (заряда канала) к изменениям управляющего напряжения — напряжения затвора $U_{зп}$, действующего через емкость МДП-структуры (емкость затвора) $C_з$.

4.2.1. РЕЖИМ ОБЕДНЕНИЯ МДП-СТРУКТУРЫ

Рассмотрим изменения заряда в полупроводнике МДП-структуры под действием напряжения затвора в режиме обеднения ($|U_{зп}| < |U_{пор}|$) (рис. 4.5, а—б); оценим также

емкость затвора в этом режиме и ее зависимость от напряжения затвора.

Диэлектрик и граница раздела между полупроводником и диэлектриком в равновесном состоянии содержат некоторый заряд, который обусловлен ионами примесей в диэлектрике и свойствами поверхности. Пусть заряд поверхностных состояний, приходящийся на единицу площади полупроводника (удельный заряд поверхностных состояний), сосредоточен на границе раздела, положителен и равен $Q_{пов}$.

Если напряжение между затвором и полупроводником (n -типа в нашем примере) отсутствует ($U_{зп} = 0$), то у поверхности полупроводника имеется отрицательный заряд электронов $Q_n < 0$, который появляется благодаря кулоновскому взаимодействию с положительным зарядом поверхностных состояний $Q_{пов}$ (рис. 4.5, а). Отрицательный заряд $Q_з$ наведется также и в металле затвора, так что можно записать

$$Q_з = Q_{пов} - Q_n. \quad (4.1)$$

При отрицательном напряжении на затворе ($|U_{зп}| < |U_{пор}|$) электроны вытесняются из приповерхностной области полупроводника (рис. 4.5, б). Далее с ростом $|U_{зп}|$ возникает ОПЗ, образованная положительными ионами донорной примеси и имеющая толщину l_0 (рис. 4.5, в). Плотность заряда в ОПЗ, отнесенная к единице объема,

$$\rho_{ОПЗ} = qN, \quad (4.2)$$

где N — концентрация атомов донорной примеси.

Пренебрегая зарядом электронов, распределение потенциала внутри ОПЗ получаем, решая уравнение Пуассона:

$$d^2 \varphi / dx^2 = - \rho_{ОПЗ} / \epsilon_{sl} \epsilon_0 = - qN / \epsilon_{sl} \epsilon_0, \quad (4.3)$$

где ϵ_{sl} — диэлектрическая проницаемость полупроводника (кремния).

Интегрируя (4.3) с граничными условиями $\varphi = 0$, $d\varphi/dx = 0$ при $x = l_0$, получаем

$$\varphi(x) = qN(x - l_0)^2 / 2\epsilon_{sl} \epsilon_0, \quad 0 \leq x \leq l_0, \quad (4.4)$$

Потенциал φ_s на границе раздела (при $x = 0$) называется поверхностным:

$$\varphi_s = qNl_0^2 / 2\epsilon_{sl} \epsilon_0, \quad (4.5a)$$

откуда толщина ОПЗ

$$l_0 = \sqrt{2\epsilon_{rs1}\epsilon_0 q N_s / q N_s} \quad (4.5b)$$

Напряженность электрического поля на поверхности полупроводника

$$E_s = - \frac{dq}{dx} \Big|_{x=+0} = - \frac{qN}{\epsilon_{rs1}\epsilon_0} l_0 \quad (4.6)$$

Пренебрегая зарядом поверхностных состояний и учитывая непрерывность индукции у поверхности раздела диэлектрик — полупроводник, записываем

$$\frac{dq}{dx} \Big|_n = \frac{\epsilon_{rs1}}{\epsilon_{rs2}} \frac{dq}{dx} \Big|_{x=+0} = - \frac{qN}{\epsilon_{rs2}\epsilon_0} l_0 \quad (4.7)$$

где ϵ_{rs2} — относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика.

Напряжение на затворе (U_{311}) равно сумме падений напряжения на диэлектрике (U_d) и в приповерхностной области (φ_s) (рис. 4.5, б). При отсутствии заряда в диэлектрике имеем

$$U_{311} = \frac{qNa}{\epsilon_{rs2}\epsilon_0} l_0 + \frac{qN}{2\epsilon_{rs1}\epsilon_0} l_0^2 \quad (4.8)$$

где a — толщина диэлектрика.

Если на фоне постоянного отрицательного напряжения U_{311} имеется еще небольшое изменение напряжения dU_{311} , то толщина ОПЗ будет изменяться соответственно изменению напряжения затвора: при увеличении напряжения до значения $U_{311} + dU_{311}$ толщина области возрастает до значения $l_0 + dl_0$, при уменьшении напряжения до $U_{311} - dU_{311}$ имеем соответственно $l_0 - dl_0$. Следовательно, из (4.8) можем записать

$$dU_{311} = \frac{qNa}{\epsilon_{rs2}\epsilon_0} dl_0 + \frac{qN}{\epsilon_{rs1}\epsilon_0} l_0 dl_0 \quad (4.9)$$

Изменение заряда в металле равно изменению заряда в полупроводнике и противоположно по знаку, т. е.

$$dQ_s = -qN dl_0 \quad (4.10)$$

откуда с учетом (4.9) получим

$$\frac{dU_{311}}{dQ_s} = \frac{a}{\epsilon_{rs2}\epsilon_0} + \frac{l_0}{\epsilon_{rs1}\epsilon_0} = \frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_s} = \frac{1}{C_s} \quad (4.11)$$

где C_s — удельная дифференциальная поверхностная ем-

кость или емкость обедненного слоя; C_d — удельная емкость диэлектрика; C_s — полная удельная емкость МДП-структуры или емкость затвора.

Исключив l_0 из (4.9) и (4.11), представим емкость затвора C_s в зависимости от приложенного постоянного напряжения затвора U_{311} :

$$C_s = \frac{C_d}{1 + 2\epsilon_{rs2}^2 \epsilon_0 \{U_{311}\} / (qN\epsilon_{rs1}a^2)} \quad (4.12)$$

Далее рассмотрим физические процессы и емкость затвора в режиме инверсии.

4.2.2. РЕЖИМ ИНВЕРСИИ МДП-СТРУКТУРЫ

При увеличении отрицательного напряжения на затворе ОПЗ расширяется вследствие ухода в глубь полупроводника и далее во внешнюю цепь основных носителей заряда — электронов. Одновременно к поверхности притягиваются неосновные носители заряда — дырки. Когда нарастающий заряд неосновных носителей превысит убывающий заряд основных, тип электропроводности приповерхностного слоя полупроводника изменится на противоположный — произойдет инверсия электропроводности. Началу слабой инверсии соответствует условие $p(0) = n(0) = n_i$ или

$$q_s = -q_F = q_F \ln(N/n_i) \quad (4.13a)$$

которое можно получить из (1.9) —

Принято считать, что режим слабой инверсии переходит в режим сильной инверсии при таком граничном напряжении затвора U_{311cr} , когда приповерхностная концентрация дырок $p(0)$ становится равной равновесной концентрации электронов в глубине полупроводника n_{n0} . Напряжение затвора относительно подложки, соответствующее этому граничному режиму, называется пороговым напряжением U_{nF} . Поверхностный потенциал в этом случае

$$\varphi_s = 2\varphi_F = 2\varphi_F \ln(N/n_i) \quad (4.13b)$$

и при дальнейшем увеличении напряжения U_{311} значение φ_s практически не меняется, так как возрастающий заряд дырок на поверхности полупроводника экранирует объем полупроводника от воздействия поля затвора. Поэтому в режиме сильной инверсии емкость МДП-структуры C_s

практически равна емкости диэлектрика:

$$C_3 = C_d = \epsilon_{rd} \epsilon_0 / a. \quad (4.14)$$

Рисунок 4.5,2 иллюстрирует режим сильной инверсии МДП-структуры при напряжении на затворе, большем порогового. Вблизи поверхности полупроводника концентрация дырок больше концентрации доноров и электронов: в результате около поверхности преобладает заряд дырок Q_p , далее располагается заряд ионов доноров $Q_{ОНД} = qNl_0$.

Обозначим поверхностный потенциал полупроводника относительно заземленной подложки U_x . При отсутствии заряда в диэлектрике напряженность электрического поля в нем $E_d = (U_{3И} - U_x)/a$, а отрицательный заряд затвора

$$Q_3 = \epsilon_{rd} \epsilon_0 E_d = \epsilon_{rd} \epsilon_0 (U_{3И} - U_x)/a = C_3 (U_{3И} - U_x). \quad (4.15)$$

Тогда условие сильной инверсии (условие формирования индуцированного канала) можно представить в виде

$$Q_p = Q_3 - Q_{пов} - Q_{ОНД} = C_3 (U_{3И} - U_{пор}) - Q_{пов} - Q_{ОНД} = 0, \quad (4.16)$$

откуда получим выражение для порогового напряжения, формально соответствующего условию $Q_p = 0$,

$$U_{пор} = \varphi_s + (Q_{пов} + Q_{ОНД})/C_3, \quad (4.17)$$

где было положено $U_x = \varphi_s$, которое в режиме сильной инверсии определяется (4.136).

4.2.3. ЕМКОСТЬ МДП-СТРУКТУРЫ

Емкость МДП-структуры, или емкость затвора, представляет собой последовательное соединение емкости диэлектрика C_d и приповерхностной емкости полупроводника C_s [см. (4.11)]. График реальной зависимости емкости затвора от напряжения на затворе дан на рис. 4.6 — так называемая вольт-фарадная характеристика МДП-структуры.

Если $U_{3И} > 0$ и полупроводниковая подложка имеет электронный тип проводимости, то около поверхности полупроводника накапливаются электроны. Приповерхностный слой полупроводника при этом можно рассматривать как металлическую пластину, а удельную емкость затвора считать равной емкости диэлектрика:

$$C_3 = C_d = \epsilon_0 \epsilon_{rd} / a, \quad (4.18a)$$

При переходе МДП-структуры в режим обеднения ($U_{3И} < 0$) образуется ОПЗ и начинает сказываться влияние приповерхностной емкости C_s , значение которой зависит от напряжения на затворе $U_{3И}$ (см. § 4.2.1).

При превышении $U_{3И}$ значения порогового напряжения в МДП-структуре происходит инверсия проводимости приповерхностного слоя: поверхностная концентрация дырок в инверсионном слое растет экспоненциально с напряжением, а поверхностный потенциал увеличивается пропорционально квадрату толщины обедненной области l_0 [см. (4.5a)]. После того как значение l_0 достигнет максимальной величины, дальнейшее приращение отрицательного заряда на затворе будет компенсироваться возрастанием концентрации дырок в канале. Появление избыточных дырок обеспечивается достаточно медленной генерацией электронно-дырочных пар в ОПЗ. Поэтому, если к постоянному напряжению $U_{3И}$ добавляется малое переменное напряжение $dU_{3И}$ с высокой частотой, то концентрации дырок в канале не успевают изменяться с частотой переменного напряжения и емкость МДП-структуры остается постоянной (рис. 4.6, кривая 1).

Если же частота изменений $U_{3И}$ низкая, то концентрация дырок изменяется с частотой и емкость затвора приближается к емкости диэлектрика (рис. 4.6, кривая 2).

Рассмотрим теперь, как меняется емкость затвора при подаче на затвор импульса напряжения. Пусть в исходном состоянии напряжение на затворе равнолось нулю. Если теперь к затвору «скачком» прикладывается отрицательное напряжение $|U_{3И}| \gg |U_{пор}|$, то электроны удаляются от поверхности полупроводника и образуется ОПЗ. Однако инверсия проводимости не происходит, так как инверсионный процесс генерации дырок не успевает за изменением напряжения. Вследствие того что инверсионный слой отсутствует, отрицательный заряд на металлическом затворе может быть скомпенсирован только ионами доноров в ОПЗ. Поэтому толщина ОПЗ увеличивается. Удельная емкость структуры в этом режиме во аналогии с (4.11) равна:

$$1/C_3 = 1/C_d + 1/C_s = a/\epsilon_0 \epsilon_{rd} + (l_0 + \Delta l_0)/\epsilon_0 \epsilon_{st}. \quad (4.18б)$$

Фактически в выражении (4.18б) отражено сохранение режима обедне-

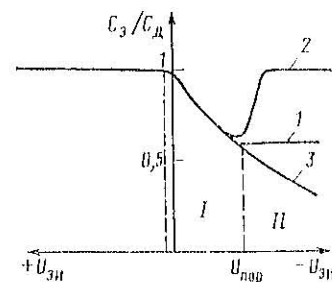


Рис. 4.6. Вольт-фарадная характеристика МДП-структуры:

I — режим обеднения; II — режим инверсии

ния и при напряжениях на затворе, больших порогового (при $|U_{зп}| = -|U_{п0}| = \Delta U_{зп}$). В результате граница обедненной области под действием «добавки» $\Delta U_{зп}$ увеличивается на M_0 , а значение емкости и общей емкости МДП-структуры уменьшается (рис. 4.6, кривая 3). При этом зависимость емкости затвора от напряжения на затворе аналогична зависимости барьерной емкости обратносмещенного $p-n$ перехода от обратного напряжения [ср. (1.76) и (4.12)].

4.2.4. МДП-СТРУКТУРА КАК УПРАВЛЯЮЩИЙ ЭЛЕМЕНТ ПОЛЕВОГО ПРИБОРА

Рассмотренная МДП-структура обеспечивает управление выходной мощностью полевых приборов (прежде всего, МДП-транзистора). Такая структура в этом смысле аналогична управляющему $p-n$ переходу в биполярных приборах.

С точки зрения эксплуатации полупроводникового прибора в схеме эти два управляющих элемента — МДП-структура и инжектирующий $p-n$ переход — существенно отличаются.

МДП-структура в первом приближении представляет собой конденсатор, емкость которого зависит от амплитуды и частоты управляющего напряжения $U_{зп}$ (рис. 4.6). Передаваемый через МДП-конденсатор заряд затвора $Q_z = C_z U_{зп}$ определяет изменение сопротивления канала: чем больше $C_z U_{зп}$, тем меньше сопротивление канала и тем больше выходной ток и выходная мощность. Для маломощных интегральных МДП-структур значения емкости затвора C_z не превышают 1—10 нФ, МДП-структуры мощных транзисторов имеют емкость затвора до 100 нФ и более. Увеличение емкости затвора приводит к снижению быстродействия и росту потерь мощности в цепи управления (особенно на высоких частотах). Сохранение энергетических показателей и быстродействия на необходимом уровне требует достаточно больших напряжений управления МДП-структурой. Например, для обеспечения минимального сопротивления канала мощного МДП-транзистора необходимо управляющее напряжение $|U_{зп}| \geq 15$ В.

Управление выходным током в управляемых биполярных приборах — транзисторах, тиристорах — обеспечивается с помощью инжектирующего $p-n$ перехода. По сравнению с МДП-управлением биполярное управление имеет заметные недостатки: требуются значительная управляющая мощность и режим источника тока в цепи управления

(для снижения влияния разброса параметров инжектирующего $p-n$ перехода). Преимущества полевого управления столь велики (подробнее см. в § 4.6.5), что по прогнозам специалистов приборы на основе МДП-структур займут ведущее положение как в микросхемотехнике, так и в мощной (дискретной) электронике.

4.3. МДП-ТРАНЗИСТОР С ИНДУЦИРОВАННЫМ КАНАЛОМ

4.3.1. КОНСТРУКЦИЯ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ

Типичная конструкция МДП-транзистора с индуцированным p -каналом изображена на рис. 4.7, а. От рассмотренной ранее МДП-структуры она отличается введением p -областей стока и истока, а также соединенных с этими областями внешних электродов — стока и истока. Стоковая и истоковая p -области совместно с индуцированным p -каналом образуют выходную цепь МДП-транзистора. Управление выходной мощностью обеспечивается изменением напряжения на затворе: например, если напряжение на затворе станет более отрицательным, то сопротивление канала уменьшится и при заданном напряжении на стоке выходной ток I_c увеличится.

Расстояние между областями стока и истока определяет длину канала L (рис. 4.7, а). Затвор в МДП-транзисторе индуцирован от подложки n -типа тонким слоем диэлектрика, поэтому мощность, потребляемая в цепи затвора и обеспечивающая управление сопротивлением канала, чрезвычайно мала. Мощность, которая выделяется в выходной цепи МДП-транзистора, и диапазон ее изменения могут быть очень большими. Принцип усиления мощности в МДП-транзисторе можно пояснить с помощью упрощенной электрической модели МДП-транзистора (рис. 4.8). Цепь затвора заменена входным сопротивлением $r_{вх} \approx 10^{10}$ Ом, а сопротивление канала — резистором r . Параметры внешней цепи: сопротивление нагрузки $R_n = 100$ Ом, напряжение источника питания $E_c = 20$ В. Пусть напряжение затвора изменилось на значение $\Delta U_{зп} = 1$ В. Выходной ток I_c при этом вследствие изменения сопротивления канала изменился на $\Delta I_c = 2$ мА. Таким образом, изменение входной мощности $\Delta P_{вх} = (\Delta U_{зп})^2 / r_{вх} = 10^{-10}$ Вт вызывает изменение мощности в нагрузке $\Delta P_{вых} = (\Delta I_c)^2 R_n = 4 \cdot 10^{-3}$ Вт, т. е. мощность усиливается примерно в 10^6 раз. Принцип управления сопротивлением канала (приведем

ностного слоя) через емкость МДП-структуры был подробно рассмотрен в § 4.2. Коротко он сводится к следующему: при нулевом напряжении на затворе канал отсутствует и ток в выходной цепи МДП-транзистора с индуцированным каналом практически не протекает; при напряжении на затворе $|U_{зи}| > |U_{пор}|$ происходит инверсия проводимости приповерхностного слоя подложки и формируется проводящий канал (рис. 4.7, а — исток и внешний вывод от подложки электрически соединены).

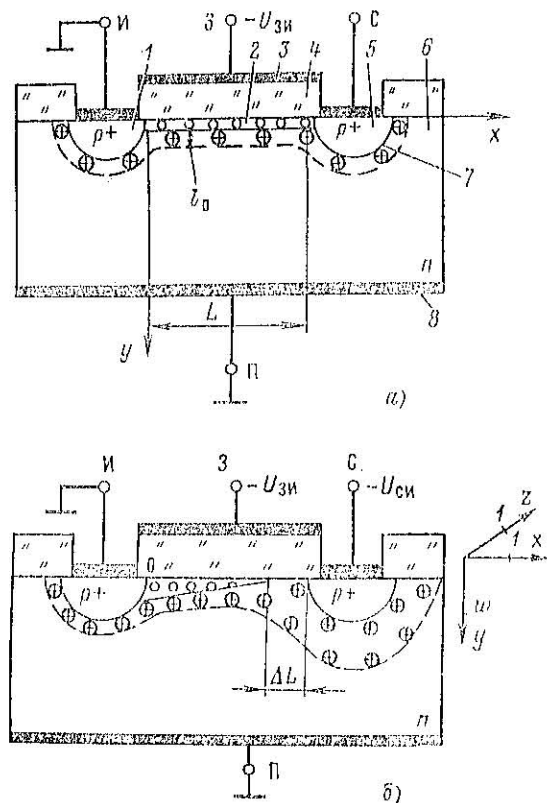


Рис. 4.7. Структура МДП-транзистора при $U_{зи} > U_{пор}$ и $U_{си} = 0$ (а) и при $U_{си} > U_{сигр}$ (б):

1 — область истока; 2 — p-канал; 3 — металлизация затвора; 4 — диэлектрик; 5 — область стока; 6 — подложка; 7 — область пространственного заряда (ОПЗ); 8 — металлизация подложки

Пусть $|U_{зи}| > |U_{пор}|$, т. е. имеется проводящий p-канал, и на сток относительно истока подано отрицательное напряжение $U_{си}$. Тогда распределение потенциала в канале по оси x становится неравномерным: в точке $x=0$ (вблизи истока — рис. 4.7, б) потенциал определяется только полем затвора и равен $U_{зи} - U_{пор}$, а в точке $x=L$ — совместным действием полей затвора и стока и равен $U_{зи} - U_{пор} - U_{си}$. При увеличении напряжения $|U_{си}|$ ток стока I_c также будет увеличиваться по линейному закону, так как увеличивается напряженность поля стока вдоль канала (по оси x). Ток стока вдоль канала — дрейфовый ток дырок.

Одновременно с ростом напряжения $|U_{си}|$ и тока стока I_c происходит расширение стокового p-n перехода: на переход подается обратное напряжение, и он расширяется в сторону высокоомной n-подложки (см. § 1.3). Однако в точке $x=L$ обратное напряжение на стоковом p-n переходе появляется только при достижении некоторого граничного значения $|U_{сигр}| = |U_{зи} - U_{пор}|$, т. е. при компенсации в этой точке действия поля затвора. При этом дифференциальное сопротивление выходной цепи сток — исток резко увеличивается, так как оно определяется теперь сопротивлениями канала и обратосмещенного p-n перехода. Рост тока стока I_c при $|U_{си}| > |U_{сигр}|$ практически прекращается, а стоковый p-n переход расширяется по оси x в сторону истока, и длина канала уменьшается на ΔL (рис. 4.7, б).

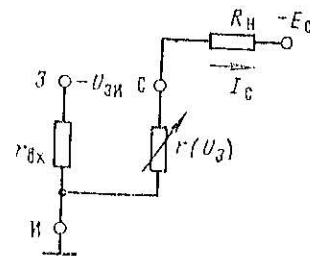


Рис. 4.8. К принципу усиления мощности в МДП-транзисторе

4.3.2. ВЫХОДНЫЕ ВАХ МДП-ТРАНЗИСТОРА

Проведенное в предыдущем пункте краткое рассмотрение физических процессов в МДП-транзисторе при изменении напряжения стока позволяет определить в первом приближении вид *выходной ВАХ прибора*, т. е. зависимости выходного тока — тока стока I_c от выходного напряжения — напряжения стока $U_{си}$.

При заданном напряжении на затворе $|U_{зи}| > |U_{пор}|$ зависимость $I_c = f(U_{си})$ должна иметь два выраженных

участка: участок крутого нарастания тока I_C с увеличением напряжения $U_{си}$ (при $|U_{си}| < |U_{сигр}|$) и пологий участок, на котором ток I_C меняется незначительно (при $|U_{си}| > |U_{сигр}|$). Переход с одного участка выходной ВАХ на другой происходит при достижении граничного значения напряжения стока:

$$|U_{си}| = |U_{зи} - U_{пор}| = |U_{сигр}|. \quad (4.10)$$

Семейство выходных ВАХ МДП-транзистора с индуцированным каналом представлено на рис. 4.9.

Сравним выходные ВАХ МДП-транзистора с аналогичными ВАХ биполярного транзистора (см. рис. 2.23, б).

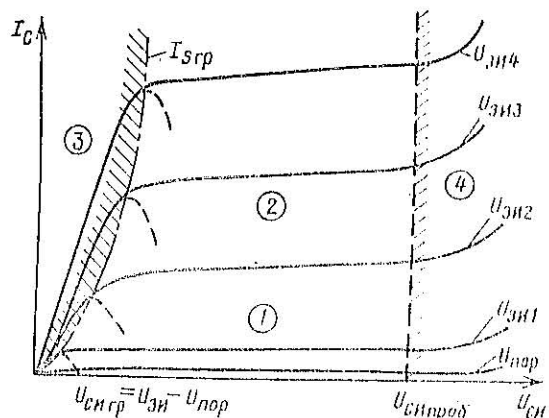


Рис. 4.9. Выходные ВАХ МДП-транзистора

Вид характеристик качественно примерно одинаков — имеется участок резкого изменения тока и участок, на котором изменение тока мало. Параметром семейства выходных ВАХ биполярного транзистора является ток базы — прибор управляется током; для МДП-транзистора параметр семейства выходных ВАХ — напряжение на затворе $U_{зи}$ (прибор управляется напряжением). С увеличением напряжения $U_{зи}$ сопротивление канала уменьшается и ток стока I_C возрастает — характеристика идет выше. Выходные ВАХ МДП-транзистора выходят из начала координат, в то время как выходные ВАХ биполярного транзистора могут быть сдвинуты по оси напряжений.

По аналогии с биполярным транзистором (см. § 2.2.10)

на графике семейства $I_C = f(U_{си})$ МДП-транзистора можно выделить три основные рабочие области:

1 — область отсечки выходного тока: транзистор заперт ($|U_{зи}| < |U_{пор}|$), и в цепи стока протекает малый остаточный ток, обусловленный утечкой и обратным током стокового $p-n$ перехода ($\sim 10^{-6}$ А);

2 — активная область (пологая часть выходных ВАХ $|U_{зи}| > |U_{пор}|$, $|U_{си}| > |U_{сигр}|$) — область, где выходной ток I_C остается практически неизменным с ростом напряжения $U_{си}$;

3 — область открытого состояния (крутая часть ВАХ): ток I_C в этой области работы задается внешней цепью.

Таким образом, в области 1 рабочая точка находится, если МДП-транзистор заперт, и области 3 — если открыт; эти области соответствуют статическим состояниям МДП-транзистора в ключевом режиме эксплуатации. Активная область (область 2) для ключевого режима МДП-транзистора является областью динамического состояния: в этой области рабочая точка находится кратковременно в течение переходного процесса из одного статического состояния в другое (из открытого в закрытое и наоборот).

В активной области (на пологом участке выходной ВАХ) рабочая точка находится при эксплуатации МДП-транзистора в усилительном режиме, когда между входным и выходным сигналами сохраняется линейная зависимость.

В области 4 достаточно больших напряжений $U_{си}$ наступают предпробойные явления, а затем и пробой, сопровождающийся резким увеличением тока I_C . Пробой может иметь место не только в стоковом $p-n$ переходе, но также и в диэлектрике — между стоком и затвором. Область пробоя определяет выбор предельно допустимых напряжений.

4.3.3. УРАВНЕНИЕ ВЫХОДНОЙ ВАХ МДП-ТРАНЗИСТОРА

При выводе уравнения выходной ВАХ МДП-транзистора положим для простоты, что исток соединен с подложкой. Итогом вывода должно быть уравнение, выражающее зависимость тока стока I_C от напряжения стока $U_{си}$ и напряжения затвора $U_{зи}$.

По закону Ома плотность постоянного тока стока I_C , протекающего через канал с удельной проводимостью σ_z

под воздействием продольного электрического поля напряженностью E_x (рис. 4.7, а),

$$J_c = \sigma_s E_x = \mu_s Q_s E_x = \mu_s Q_s dU_x/dx, \quad (4.20)$$

(сравните с плотностью дрейфового тока в биполярном транзисторе), где μ_s — подвижность носителей заряда в канале ($\mu_s = \mu_{ps}$ — для канала p -типа, $\mu_s = \mu_{ns}$ — для канала n -типа); Q_s — удельный заряд основных носителей в канале ($Q_s = Q_{ps}$ — в канале p -типа, $Q_s = Q_{ns}$ — в канале n -типа)¹; индекс S указывает, что канал образуется в приповерхностной области.

Разделяя переменные в (4.20), получаем

$$J_c dx = \mu_s Q_s dU_x. \quad (4.21)$$

При протекании тока падение напряжения на канале U_x в направлении к стоку становится более отрицательным и эффект поля затвора вблизи стока ослабляется. Поэтому индуцированный в канале заряд Q_s также уменьшается по оси x и при условии сильной инверсии проводимости канала [см. (4.16)] равен:

$$Q_s(x) = Q_s - Q_{нов} - Q_{опз} = C_3(U_{зп} - U_x) - Q_{нов} - Q_{опз}, \quad (4.22)$$

где $Q_{нов}$ — удельный заряд поверхностных состояний; $Q_{опз}$ — удельный заряд ионов ОПЗ; C_3 — емкость затвора.

Подставив (4.22) в (4.21) и умножив обе части выражения (4.21) на ширину канала ω , можно перейти к интегрированию². Пренебрегая зависимостью $\mu_s(E)$, получаем

$$J_c \omega \int_0^L dx = I_c \int_0^L dx = \omega \mu_s C_3 \int_0^L \left[(U_{зп} - U_x) - (Q_{нов} + Q_{опз})/C_3 \right] dU_x. \quad (4.23)$$

Напряжение U_x здесь отсчитывается от заземленной подложки, и соответственно $U_x(0) = \varphi_s$, а $U_x(L) = U_{зп} + \varphi_s$. Считая, что заряды $Q_{нов}$ и $Q_{опз}$ не зависят от U_x , делим обе части (4.23) на длину канала L и интегрируем:

$$I_c = b \left[(U_{зп} - U_{пор}) U_{зп} - \frac{1}{2} U_{зп}^2 \right], \quad (4.24)$$

¹ Удельный заряд — заряд, приходящийся на единицу площади канала S .

² $I_c = J_c S = J_c \omega \cdot l = J_c \omega$.

где пороговое напряжение

$$U_{пор} = \varphi_s + (Q_{нов} + Q_{опз})/C_3; \quad (4.24a)$$

удельная крутизна

$$b = \mu_s \omega C_3 / L = \mu_s v_{тл} v_0 \omega^2 / (aL). \quad (4.24b)$$

Выражение (4.24) представляет собой уравнение выходной ВАХ МДП-транзистора в области 3. Ток имеет максимум при напряжении на стоке, равном граничному значению:

$$U_{зп} = U_{зпгр} = U_{зп} - U_{пор}. \quad (4.25)$$

На рис. 4.9 пунктирные кривые построены по уравнению ВАХ (4.24). После точки максимума при $U_{зп} = U_{зпгр}$ наблюдается отклонение построенных по (4.24) зависимостей от реальных ВАХ транзистора, т.е. полученное уравнение достаточно точно описывает только «крутую» часть реальной ВАХ МДП-транзистора. На этом участке ВАХ для p -канального транзистора, например, заряд канала (при $x = L$)

$$Q_{ps} = C_3(U_{зп} - U_{пор} - U_{зп}).$$

Знак заряда Q_{ps} положительный (заряд дырок). При напряжениях на стоке, больших граничного ($U_{зпгр} = U_{зп} - U_{пор}$), заряд $Q_{ps} < 0$, что противоречит физическому смыслу.

В точке $U_{зп} = U_{зпгр}$ происходит так называемая отсечка канала, при этом разность потенциалов между затвором и поверхностью в точке $x = L$ становится равной $U_{пор}$. Одновременно в этой точке стремится к нулю удельный заряд носителей в канале ($Q_{ps} = 0$). После этого ток стока практически перестает зависеть от напряжения на стоке $U_{зп}$, так как оно прикладывается в основном к ОПЗ вблизи стока. Небольшое увеличение тока стока при напряжениях стока, превышающих граничное значение ($U_{зп} > U_{зпгр}$), происходит за счет уменьшения длины канала вследствие роста толщины ОПЗ.

Геометрическое место граничных точек ($U_{зпгр}$, $U_{зпгр}$) представляет собой параболу

$$I_{зпгр} = \frac{b}{2} U_{зпгр}^2 \quad (4.26)$$

и делит семейство выходных ВАХ на крутую — слева от параболы [уравнение (4.24) справедливо] и пологую —

справа от параболы [где уравнение (4.24) несправедливо] части характеристики (рис. 4.9).

Для вывода уравнения, описывающего пологую часть ВАХ, допустим в первом приближении, что ток стока на этом участке не зависит от напряжения стока $U_{\text{си}}$. Тогда ток стока постоянен и равен граничному значению $I_{\text{сгр}}$, т. е. для пологой части выходной ВАХ имеем

$$I_{\text{с}} = I_{\text{сгр}} = \frac{b}{2} (U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}})^2. \quad (4.27)$$

Остановимся подробнее на причинах роста тока стока при $U_{\text{си}} > U_{\text{сигр}}$ на пологом участке ВАХ. Как уже отмечалось, одной из таких причин является уменьшение длины канала L с ростом стокового напряжения $U_{\text{си}}$. Фактически это проявление известного из теории биполярных приборов эффекта Эрли-увеличения толщины ОПЗ p - n перехода с ростом обратного напряжения в МДП-транзисторе (см. § 2.8). Действительно, увеличение напряжения стока приводит к расширению области объемного заряда стокового p - n перехода (см. рис. 4.7). На всей поверхности p - n перехода его толщина пропорциональна $\sqrt{U_{\text{си}}}$, а в точке соприкосновения с каналом — значению $\sqrt{U_{\text{си}} - U_{\text{сигр}}}$. Уменьшение длины канала приводит к росту удельной крутизны в МДП-транзисторе и, значит, тока стока.

Кроме того, отрицательный заряд ионов акценторов стоковой p -области наводит в области канала дополнительный заряд дырок. С ростом напряжения стока отрицательный заряд ионов увеличивается, сопротивление канала падает и ток стока возрастает.

Увеличение тока стока в пологой части характеристики можно учесть с помощью внутреннего сопротивления МДП-транзистора $r_{\text{с}}$ (см. § 4.4.2):

$$r_{\text{с}} = \frac{dU_{\text{си}}}{dI_{\text{с}}} \Big|_{U_{\text{зи}} \approx \text{const}} \approx \frac{\Delta U_{\text{си}}}{\Delta I_{\text{с}}} \Big|_{U_{\text{зи}} \approx \text{const}}.$$

Тогда уточненное уравнение выходных ВАХ в пологой части примет вид

$$I_{\text{с}}(U_{\text{си}}) = I_{\text{сгр}} + \Delta I_{\text{с}} = \frac{b}{2} (U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}})^2 + \frac{U_{\text{си}} - U_{\text{сигр}}}{r_{\text{с}}}. \quad (4.28)$$

Таким образом, уравнения (4.24), (4.25), (4.28) описывают выходные ВАХ МДП-транзистора и могут служить основой для построения статических моделей (см. § 6.4).

4.3.4. ПРОХОДНЫЕ ВАХ МДП-ТРАНЗИСТОРА

Зависимость выходного тока стока $I_{\text{с}}$ от управляющего напряжения на затворе $U_{\text{зи}}$ (при $U_{\text{си}} = \text{const}$) называется *проходной или передаточной характеристикой* МДП-транзистора. Зависимость $I_{\text{с}}(U_{\text{зи}})$ называют также *характеристикой входа-выхода* МДП-транзистора, так как она связывает

входное управляющее напряжение $U_{\text{зи}}$ и выходной ток $I_{\text{с}}$ и определяет эффективность управления по затвору. Семейство проходных ВАХ МДП-транзистора изображено на рис. 4.10. Характеристики начинаются в точке на оси входных напряжений $U_{\text{зи}}$, соответствующей пороговому значению напряжения затвора $U_{\text{пор}}$. Это естественно, так как только при $U_{\text{зи}} > U_{\text{пор}}$ индуцируется проводящий канал и появляется выходной ток $I_{\text{с}}$. С увеличением значения параметра семейства проходных характеристик — напряжения стока $U_{\text{си}}$ — зависимости $I_{\text{с}}(U_{\text{зи}})$ смещаются вверх. Этот факт легко объяснить, если вернуться к выходным ВАХ МДП-транзистора. В самом деле, с ростом стокового напряжения при постоянном напряжении затвора ток стока увеличивается на любом участке выходной ВАХ (см. рис. 4.9), но с разным значением положительной производной: на крутом участке выходной ВАХ ток $I_{\text{с}}$ увеличивается резко — производная большая, на пологом участке выходной ВАХ изменение тока $I_{\text{с}}$ с ростом $U_{\text{си}}$ незначительно — производная мала.

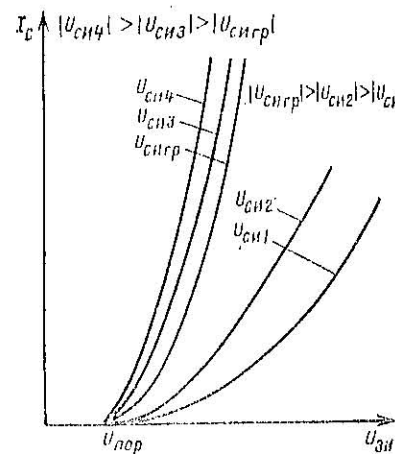


Рис. 4.10. Проходные ВАХ МДП-транзистора

Проходные характеристики в активной усилительной области работы МДП-транзистора — пологий участок выходной ВАХ ($|U_{\text{си}}| > |U_{\text{сигр}}|$) — хорошо описывается выражением (4.27), откуда для крутизны проходной ВАХ получим:

$$S = \frac{dI_C}{dU_{\text{зи}}} = b(U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}}). \quad (4.29)$$

Крутизна S пропорциональна значению параметра b , который был введен ранее и назван удельной крутизной [см. (4.24б)]. Смысл этого термина выявляется из анализа выражения (4.29): при $U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}} = 1$ В значение b численно равно крутизне, т. е. удельная крутизна — это крутизна прибора при эффективном управляющем напряжении $U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}} = 1$ В.

Выражая эффективное напряжение управления $U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}}$ через ток стока из (4.27) и подставляя полученное выражение в (4.29), получаем зависимость крутизны S от выходного тока I_C :

$$S = \sqrt{2bI_C}. \quad (4.30)$$

Полученное выражение, так же как и исходное (4.27), справедливо только в активной (пологой) области работы МДП-транзистора (при $|U_{\text{си}}| \geq |U_{\text{сигр}}|$).

4.3.5. ВЛИЯНИЕ ПОДЛОЖКИ

При выводе уравнения выходной ВАХ распределение зарядов в МДП-структуре представлялось в виде зарядовых слоев из заряда поверхностных состояний $Q_{\text{пов}}$, заряда индуцированных неосновных носителей и пространственного заряда ионов примесей $Q_{\text{ион}}$. Реально изменение концентраций зарядов плавное, и резко обозначенных границ между областями зарядов не существует. Поэтому выражение (4.24) достаточно точно описывает выходную ВАХ МДП-транзистора (погрешность не более 25 %) во всем рабочем диапазоне изменения напряжения стока U_C , если заряд ионов примесей $Q_{\text{ион}}$ существенно не сказывается на работе транзистора. Такое допущение справедливо для тонких слоев диэлектрика и высокоомных подложек с малой концентрацией примесей (с концентрацией доноров, например, не более $2 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$). В противном случае, например для более низкоомных подложек, вводят коэф-

фициент влияния подложки η_n . Уточненное выражение для выходной ВАХ принимает тогда следующий вид:

$$I_C = b \left[(U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}}) U_{\text{си}} - \frac{1}{2} (1 + \eta_n) U_{\text{си}}^2 \right], \quad (4.31)$$

где коэффициент подложки $\eta_n = \sqrt{2q\epsilon_0\epsilon_{\text{пр}}N_A/3C_S} \sqrt{\psi_S}$.

Значение граничного напряжения при этом рассчитывается по формуле

$$U_{\text{сигр}} = (U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}}) / (1 + \eta_n). \quad (4.32)$$

Значение граничного напряжения $U_{\text{сигр}}$, полученное по (4.32), меньше, чем при расчете по формуле (4.25), не учитывающей влияние подложки.

Уравнение выходной ВАХ для пологой части характеристики также изменяется:

$$I_C = \frac{1}{2} \frac{b}{1 + \eta_n} (U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}})^2. \quad (4.33)$$

При изменяющемся напряжении затвора $U_{\text{зи}}$ (4.33) представляет собой одновременно уравнение проходной ВАХ МДП-транзистора [ср. с (4.27)].

До сих пор при рассмотрении процессов и выводе уравнений ВАХ МДП-транзистора предполагалось, что внешние электроды истока и подложки соединены, т. е. напряжение между истоком и подложкой отсутствует ($U_{\text{ин}} = 0$). Рассмотрим теперь случай, когда исток и подложка не соединены, причем подложка имеет положительный потенциал относительно истока ($U_{\text{ин}} > 0$). Тогда обратное напряжение, которое прикладывается к ОПЗ, увеличивается на значение $U_{\text{ин}}$, и заряд этой области соответственно увеличивается:

$$Q_{\text{опз}} = k \sqrt{\psi_S + U_{\text{ин}}}, \quad (4.34)$$

где $k = \sqrt{2q\epsilon_0\epsilon_{\text{пр}}N_A}$.

Значение порогового напряжения также возрастает [см. (4.24а)]:

$$U_{\text{пор}} = \psi_S + \frac{Q_{\text{ион}}}{C_S} + \frac{k}{C_S} \sqrt{\psi_S + U_{\text{ин}}}. \quad (4.35)$$

Подставляя новое выражение для порогового напряжения в уравнение выходной ВАХ [например, в (4.31)], видим, что ток стока I_C становится функцией двух внешних напряжений: напряжения затвора $U_{\text{зи}}$ и напряжения под-

ложки $U_{\text{пл}}$. Таким образом, управлять током стока I_c можно с помощью напряжения затвора $U_{\text{зи}}$ и напряжения подложки $U_{\text{пл}}$. Для пологого участка выходной ВАХ получим, в частности,

$$I_c = \frac{b}{2(1+\eta_{\text{пл}})} \left(U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}} - \frac{2}{3} \eta_{\text{пл}} |U_{\text{пл}}| \right)^2, \quad (4.36)$$

откуда для крутизны характеристики по подложке имеем

$$S_{\text{п}} = \frac{dI_c}{dU_{\text{пл}}} = -\frac{2}{3} \frac{\eta_{\text{пл}}}{1+\eta_{\text{пл}}} b \left(U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}} - \frac{2}{3} |U_{\text{пл}}| \right). \quad (4.37)$$

Знак минус перед всем выражением показывает, что ток стока I_c с ростом напряжения на подложке $U_{\text{пл}}$ уменьшается.

Для крутизны характеристики по затвору получим также из выражения (4.36)

$$S = \frac{b}{1+\eta_{\text{пл}}} \left(U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}} - \frac{2}{3} \eta_{\text{пл}} |U_{\text{пл}}| \right). \quad (4.38)$$

Вообще говоря, значения крутизны по затвору S и крутизны по подложке $S_{\text{п}}$ не сильно отличаются друг от друга: S тем больше по отношению к $S_{\text{п}}$, чем меньше коэффициент влияния подложки $\eta_{\text{пл}}$. Однако управление по затвору всегда предпочтительнее, так как при этом входное сопротивление цепи управления МДП-транзистора определяется диэлектриком и равно $\approx 10^{13}$ Ом и более. Входное сопротивление при управлении по подложке на три-четыре порядка величины меньше (определяется обратносмещенным истоковым p - n переходом). Следует также подчеркнуть, что введение в цепь напряжения подложки $U_{\text{пл}}$ приводит к снижению крутизны МДП-транзистора по затвору [см. (4.38)].

4.4. ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ МДП-ТРАНЗИСТОРА

4.4.1. ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ МДП-ТРАНЗИСТОРА В УСИЛИТЕЛЬНОМ РЕЖИМЕ

Так же как и биполярные транзисторы, МДП-транзисторы эксплуатируются в двух основных режимах: усилительном и ключевом (см. Введение).

Простейшая схема усилительного каскада на МДП-транзисторе с активной нагрузкой $R_{\text{н}}$ изображена на рис.

4.11. Через последовательное соединение резистора $R_{\text{н}}$ и транзистора протекает ток стока

$$I_c = (E_c - U_{\text{сн}})/R_{\text{н}}, \quad (4.39)$$

При заданном напряжении затвора $U_{\text{зи}}$ ток стока I_c определяется точками пересечения ВАХ резистора (4.39) и соответствующей ВАХ транзистора (рис. 4.12) — рабочей точкой ВАХ. Положение рабочей точки в режиме покоя (точка O при $U_{\text{зи}} = U_{\text{зи}0}$) определяет параметры усилительного режима в точке покоя. Положения рабочей точки при изменении напряжения на затворе характеризуют динамические состояния МДП-транзистора.

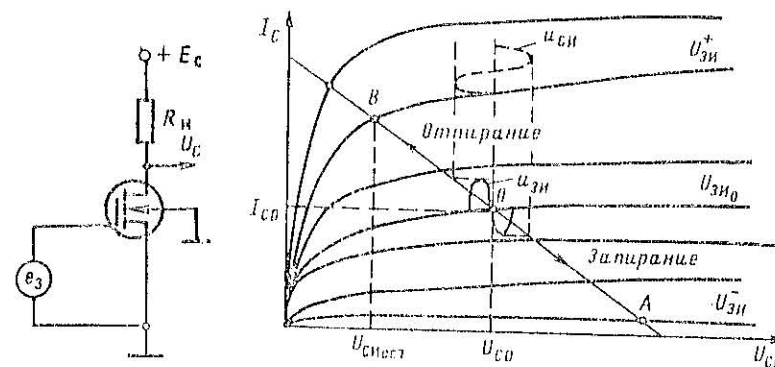


Рис. 4.11. МДП-транзистор в усилительном режиме — схема включения с общим истоком

Рис. 4.12. Положения рабочей точки МДП-транзистора в усилительном режиме на выходных ВАХ

В усилительном режиме эксплуатации МДП-транзистора рабочая точка не выходит за пределы пологой части выходной ВАХ транзистора, т.е. за пределы активной области. Соответствующие положения рабочей точки на проходной ВАХ транзистора приходится на участок с наибольшей крутизной характеристики (рис. 4.13).

Количественно усилительный режим характеризуют параметрами малого сигнала, которые описывают выходную и проходную ВАХ МДП-транзистора вблизи точки статического состояния этого режима — около точки покоя.

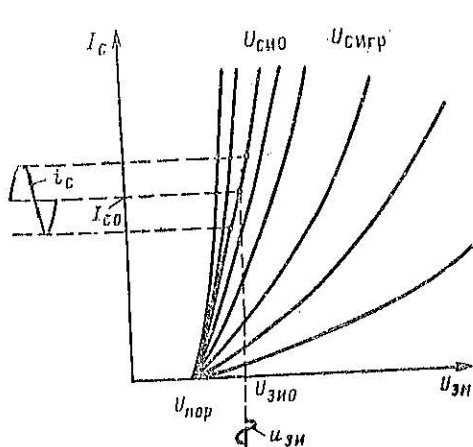


Рис. 4.13. Положения рабочей точки МДП-транзистора в усилительном режиме на проходных ВАХ

Рис. 4.15. Графическое определение выходного сопротивления МДП-транзистора

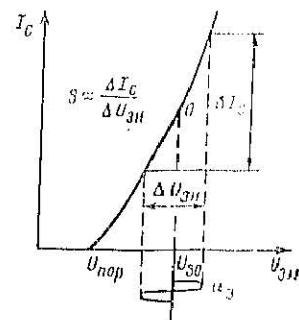
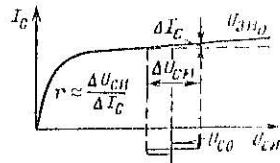


Рис. 4.14. Графическое определение крутизны МДП-транзистора



Для МДП-транзистора используются следующие малосигнальные параметры:

$$\text{крутизна } S = dI_C/dU_{ЗН}|_{U_{СН}=\text{const}} \quad (4.40a)$$

характеризует крутизну проходной ВАХ транзистора в точке покоя (рис. 4.14);

внутреннее (выходное) сопротивление

$$r_C = dU_{СН}/dI_C|_{I_C=\text{const}} \quad (4.40б)$$

характеризует наклон выходной ВАХ на пологом участке (рис. 4.15);

коэффициент усиления по напряжению

$$k_u = dU_{СН}/dU_{ЗН}|_{I_C=\text{const}} \quad (4.40в)$$

Перечисленные малосигнальные параметры связаны между собой:

$$k_u = Sr_C \quad (4.41)$$

Итак, фактически усиление МДП-транзистора характе-

ризуется двумя параметрами; обычно используют крутизну и внутреннее сопротивление.

Внутреннее сопротивление r_C обусловлено изменением длины канала с ростом напряжения на стоке: обратносмещенный стоковый p - n переход расширяется с ростом $U_{СН}$, увеличивается удельная крутизна b , и ток стока I_C увеличивается (см. § 4.3.4). Можно выразить параметр r_C через электрофизические параметры МДП-структуры:

$$r_C = L \sqrt{\frac{2qN}{\epsilon_0 \epsilon_{гн}}} \frac{V U_{СН}}{I_C}, \quad (4.42)$$

где L — длина канала; N — концентрация донорной примеси; $\epsilon_{гн}$ — относительная диэлектрическая проницаемость подложки — кремния.

Подставляя типичные для маломощных (интегральных) МДП-транзисторов параметры структуры $N = 10^{16} \text{ см}^{-3}$, $U_{СН} = 16 \text{ В}$, $I_C = 1 \text{ мА}$, $L = 10 \text{ мкм}$, получаем $r_C = 200 \text{ кОм}$.

Крутизна характеристики в области усиления определяется выражением (4.29), подставляя в которое формулу расчета удельной крутизны (4.24б), получаем:

$$S = \mu_s \omega C_a (U_{ЗН} - U_{пор})/L. \quad (4.43)$$

Крутизна увеличивается с ростом напряжения на затворе [см. (4.35)]. Практически это единственный способ воздействия на значение крутизны при эксплуатации МДП-транзистора в усилительном режиме.

Рассмотрим подробнее параметры, характеризующие быстродействие МДП-транзисторов в усилительном режиме эксплуатации.

Инерционность МДП-транзистора по отношению к быстрым изменениям напряжения на затворе, приводящая к снижению его усилительных свойств, определяется двумя факторами: перезарядом емкости затвора C_a и перезарядом межэлектродных емкостей.

Цепь затвора, вообще говоря, представляет собой систему с распределенными электрическими параметрами: распределенной емкостью затвора C_a и распределенным сопротивлением канала r (рис. 4.16). Изменение напряжения на затворе $U_{гн}$ вызывает изменение поля в диэлектрике и полупроводнике вблизи истока: здесь в первую очередь изменяется сопротивление канала. Постепенно изменения поля и сопротивления канала достигают стока, и емкость затвора перезаряжается. Лишь после перезаряда

емкости происходит изменение тока стока I_C , соответствующее изменению входного напряжения U_{3H} . Описанный процесс изменения электрического состояния распределенных параметров структуры упрощенно можно представить как перезаряд сосредоточенной емкости затвора C_3 через сосредоточенное сопротивление канала r (рис. 4.16, б). Следует напомнить, что емкость затвора зависит также от частоты изменения входного сигнала (см. § 4.2.3). Формулу для оценки сопротивления канала можно получить из (4.24) в предположении, что напряжение затвора $U_{3H} \gg U_{CH}$ — «на крутой» ВАХ —

$$r = r_{кан} = U_{CH} / I_C = 1/b (U_{3H} - U_{пор}). \quad (4.44)$$

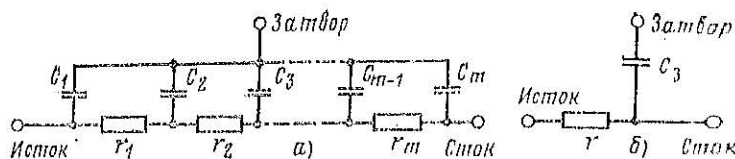


Рис. 4.16. Схема замещения цепи затвора МДП-транзистора с распределенными параметрами (а) и упрощенная с сосредоточенными параметрами (б)

Перезаряд емкости через сопротивление, как известно, описывается экспоненциальной функцией. Этой же функцией описывается переходная характеристика крутизны $S(t)$, поскольку по определению крутизна есть изменение выходного тока I_C при заданном изменении входного напряжения U_{3H} :

$$S(t) = S(1 - e^{-t/\tau_s}), \quad (4.45a)$$

где $\tau_s = C_3 r_{кан}$ — постоянная времени крутизны.

Частотную характеристику крутизны — зависимость крутизны от частоты — можно представить в следующей форме:

$$S = S/[1 + j(\omega/\omega_s)], \quad (4.45б)$$

где $\omega_s = 1/\tau_s$ — угловая граничная частота, откуда амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики крутизны равны:

$$S(\omega) = \frac{S}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_s)^2}}; \quad (4.45в)$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg(\omega/\omega_s). \quad (4.45г)$$

Графики амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик представлены на рис. 4.17.

Интересно оценить значение постоянной времени τ_s , определяющей собственную инерционность МДП-транзистора. Учтя выражения для удельной крутизны (4.24б) и сопротивления канала (4.44), представим постоянную времени τ_s в функции параметров структуры:

$$\tau_s = C_3 r_{кан} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{гг}}{n} \omega L \frac{1}{b(U_{3H} - U_{пор})} = \frac{L^2}{\mu(U_{3H} - U_{пор})}. \quad (4.46)$$

Для типичных значений величин, входящих в (4.46), постоянная времени τ_s равна примерно 0,1 нс, а граничная частота — соответственно примерно 1000 МГц.

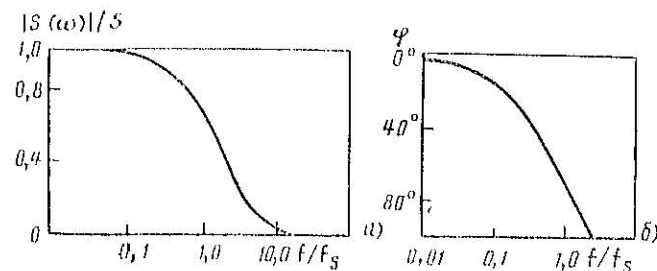


Рис. 4.17. Амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики крутизны

У современных МДП-транзисторов достижимые значения длины канала $L \approx 1$ мкм, $\tau_s \approx 0,01$ нс и $f \approx 15$ ГГц. Такие значения обычно позволяют пренебречь при анализе быстрогодействия МДП-транзистора инерционностью крутизны. Фактически длительность перезаряда емкости затвора определяет предельно достижимое быстродействие МДП-транзистора при коротком замыкании цепи стока, когда влиянием межэлектродных емкостей можно пренебречь.

При наличии сопротивления в цепи стока быстродействие МДП-транзистора обычно определяют межэлектродные емкости. Основная причина возникновения межэлек-

тродных паразитных емкостей между затвором и стоком $C_{зс}$ и между затвором и истоком $C_{зи}$ — это перекрытие областей стока и истока металлизацией затвора (см. рис. 4.7). В результате, если даже ток стока I_c изменяется мгновенно («скачком»), то напряжение стока $U_{сн}$ будет изменяться со скоростью перезаряда межэлектродных емкостей. Скорость этого перезаряда зависит от внешних сопротивлений, т. е., вообще говоря, определяется не только свойствами собственно МДП-транзистора. Однако при прочих равных условиях длительность перезаряда межэлектродных емкостей тем меньше, чем меньше значение этих емкостей. В этом смысле межэлектродные емкости также являются показателем быстродействия МДП-транзистора.

Из сказанного ясно, что относительная роль обоих факторов — перезаряда емкости затвора и перезаряда емкостей между электродами — заключается в их влиянии на инерционность транзистора и во многом зависит от схемы. Поэтому точная оценка быстродействия возможна только в реальной схеме устройства с использованием динамической малосигнальной модели МДП-транзистора.

4.4.2. ПАРАМЕТРЫ МДП-ТРАНЗИСТОРА В КЛЮЧЕВОМ РЕЖИМЕ

Рассмотрим ключевой режим эксплуатации МДП-транзистора при работе на резистивно-емкостную нагрузку¹ (рис. 4.18) в статическом и динамическом состояниях.

Открытое статическое состояние МДП-транзистора обеспечивается при выполнении условия

$$|U_{зи}^+| > |U_{пор}|, \quad (4.47)$$

где $U_{зи}^+$ — отпирающее напряжение на затворе; $U_{пор}$ — пороговое напряжение.

Открытый МДП-транзистор тем ближе к идеальному замкнутому ключу, чем меньше падение напряжения на нем, называемое остаточным напряжением $U_{ост}$. При этом ток стока I_c , протекающий через открытый МДП-транзистор, так же как и в ключе на биполярном транзисторе,

практически задается внешней цепью — нагрузочным резистором R_n и источником ЭДС E_c :

$$I_c = (E_c - U_{ост})/R_n \approx E_c/R_n. \quad (4.48)$$

Статическое состояние открытого ключа графически определяется по точке пересечения ВАХ нагрузки и ВАХ МДП-транзистора (точка B на рис. 4.12). Наклон выходной ВАХ МДП-транзистора на ее крутом участке при больших напряжениях на затворе характеризуется сопротивлением канала $r_{кан}$ [см. (4.44)]. Следует подчеркнуть, что чем больше значение напряжения на затворе $U_{зи}$, тем круче наклон выходной ВАХ, меньше сопротивление канала и меньше остаточное напряжение $U_{ост}$. Зависимость сопротивления канала от напряжения на затворе — $r_{кан} = f(U_{зи})$ приведена на рис. 4.19. Типичные значения сопротивления канала $r_{кан}$ для интегральных транзисторов — не ниже 1 Ом, для мощных — десятки доли ома.

Остаточное напряжение можно определить, умножив ток стока I_c на сопротивление канала МДП-транзистора:

$$U_{ост} = I_c r_{кан} = \frac{E_c}{R_n} r_{кан} = \frac{E_c}{R_n} \frac{1}{b(U_{зи} - U_{пор})}, \quad (4.49)$$

где b — удельная крутизна.

Таким образом, остаточное напряжение определяется отношением сопротивления канала $r_{кан}$ к сопротивлению нагрузки R_n . Интересно отметить, что мощные МДП-транзисторы (на выходные токи 1–10 А и более) имеют низкие значения сопротивления канала ($r_{кан} \approx 0,1$ Ом); однако отношения $r_{кан}/R_n$ в мощных (R_n мало) и в маломощных схемах (R_n велико) практически равны. Соответственно остаточное напряжение $U_{ост}$ в обоих случаях примерно одинаково и имеет значения 100 мВ и менее.

Закрытое статическое состояние МДП-ключа обеспечивается при выполнении условия

$$|U_{зи}^-| < |U_{пор}|, \quad (4.50)$$

где $U_{зи}^-$ — запирающее напряжение на затворе.

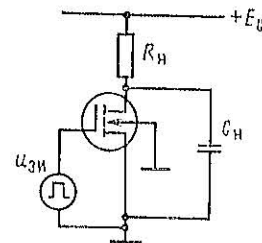


Рис. 4.18. МДП-транзистор в ключевом режиме (схема с общим истоком)

¹ Вместо резистора используют в качестве нагрузки МДП-транзистор, у которого затвор и сток соединены (так называемая «динамическая нагрузка»); основное отличие в анализе ключа с динамической нагрузкой заключается в учете ее нелинейности; основные выводы анализа для обоих типов нагрузок практически совпадают.

Закрытый МДП-транзистор тем ближе к идеальному разомкнутому ключу, чем меньше протекающий через него в этом состоянии выходной ток, называемый остаточным током. Практически остаточный ток равен обратному току стокового p - n перехода и составляет 10^{-9} — 10^{-10} А. Поэтому падением напряжения от остаточного тока на сопротивлении нагрузки можно пренебречь и считать, что напряжение на закрытом МДП-транзисторе равно напряжению источника питания ($U_{\text{сн}} \approx E_c$). Таким образом, перепад напряжения на выходе МДП-транзистора, работающего в ключе-

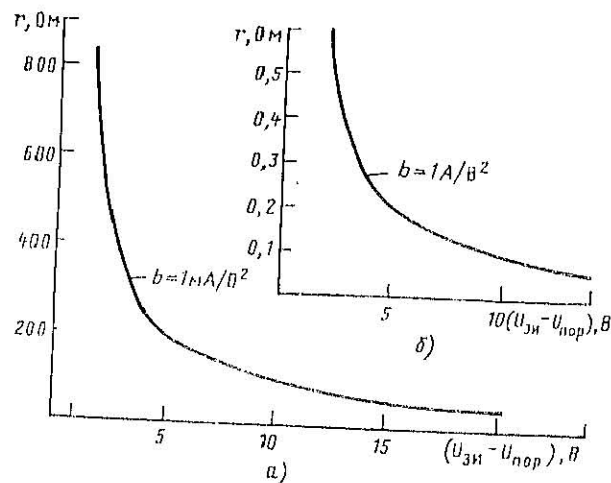


Рис. 4.19. Зависимость сопротивления канала от напряжения затвора для маломощного (а) и мощного (б) МДП-транзисторов

вом режиме, равный разности выходных напряжений в статических состояниях, составляет

$$\Delta U_{\text{сн}} = E_c - U_{\text{ост}} \approx E_c.$$

Рассмотрим динамические состояния МДП-транзистора в ключевом режиме эксплуатации. Анализ динамических состояний с точки зрения правильной эксплуатации МДП-транзистора необходим по двум основным причинам: во-первых, для оценки быстродействия ключа на МДП-транзисторе, т. е. скорости его переключения; во-вторых, для оценки динамических потерь, энергия которых мала (длительность переходных процессов много меньше длительно-

сти статических состояний), но мощность динамических потерь очень большая, так как ток и напряжения во время переходных процессов значительны.

Так же как и в усилительном режиме эксплуатации, быстродействие МДП-транзистора определяется двумя факторами: перезарядом емкости затвора C_z и перезарядом межэлектродных емкостей. Однако при этом вследствие больших перепадов напряжений на затворе и стоке в ключевом режиме эксплуатации приходится учитывать зависимость указанных емкостей от напряжения (см. § 4.2.3).

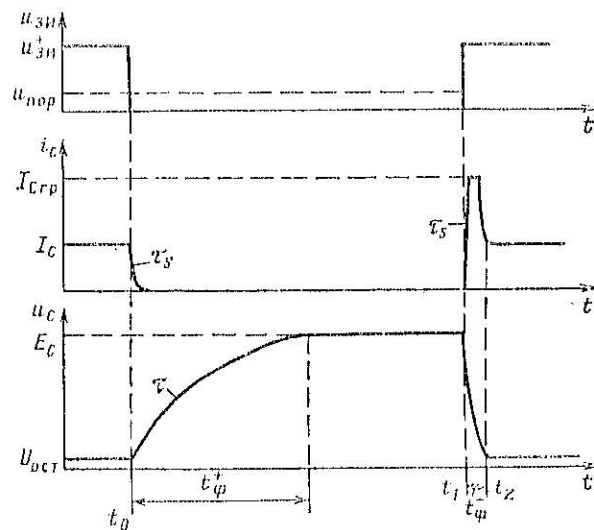


Рис. 4.20. Диаграммы работы МДП-транзистора в ключевом режиме

Пусть в исходном состоянии МДП-транзистор открыт и на нем падает небольшое остаточное напряжение $U_{\text{ост}}$. При подаче на затвор скачка запирающего напряжения $U_{\text{зи}} > U_{\text{пор}}$ (момент времени t_0 на рис. 4.20) ток в транзисторе спадает практически до нуля с постоянной времени крутизны $\tau_s = C_z \tau_{\text{кан}}$ и транзистор запирается. После момента времени t_0 начинается заряд емкости нагрузки C_n от источника питания E_c через резистор R_n с постоянной времени нагрузки $\tau = C_n R_n$ (см. рис. 4.18). Выходное (стоковое) напряжение нарастает по экспоненциальному закону:

$$U_{\text{сн}}(t) = E_c (1 - e^{-t/\tau}). \quad (4.51)$$

Из (4.51) можно определить длительность положительного фронта t_{Φ}^{+} выходного напряжения (рис. 4.20).

Сопротивление нагрузки задает амплитуду выходного тока в открытом состоянии МДП-транзистора [см. (4.48)], и формулу для расчета положительного фронта можно представить в виде

$$t_{\Phi}^{+} = 3,0 R_n C_n \approx 3,0 E_c C_n / I_c. \quad (4.52)$$

Положительный фронт определяет продолжительность перехода транзистора из открытого состояния в закрытое — это переходный процесс заряда МДП-транзистора.

Рассмотрим теперь переходный процесс отпирания МДП-транзистора. При подаче на затвор скачка отпирания напряжения $U_{зп}^{+}$ (момент времени t_1 на рис. 4.21) ток стока I_c со скоростью, задаваемой постоянной времени $\tau_{ср}$, достигает граничного значения $I_{сгр}$. Этим током начинает разряжаться емкость нагрузки C_n , и напряжение на ней, а значит,

и напряжение на стоке транзистора уменьшаются. До тех пор пока напряжение на стоке $U_{сн} > U_{сгр}$, разрядный ток емкости нагрузки практически равен $I_{сгр}$. Когда $U_{сн} < U_{сгр}$, ток стока I_c начинает спадать и достигает значения I_c (момент времени t_2 на рис. 4.21).

Длительность отрицательного фронта t_{Φ}^{-} можно оценить, поделив накопленный емкостью заряд в открытом статическом состоянии ($E_c C_n$) на постоянный ток разряда $I_{сгр}$:

$$t_{\Phi}^{-} = E_c C_n / I_{сгр}. \quad (4.53)$$

Сравнение (4.52) и (4.53) показывает, что длительность отрицательного фронта много меньше длительности положительного ($t_{\Phi}^{-} \ll t_{\Phi}^{+}$), так как $I_{сгр} \gg I_c$. Этот вывод имеет качественный характер вследствие того, что при расчете фронтов не учитывалась нелинейность выходной ВАХ на интервале времени $t_1 - t_2$; достаточно грубым является допущение постоянства значений емкостей, входящих в эквивалентную емкость нагрузки, при изменении напряжения.

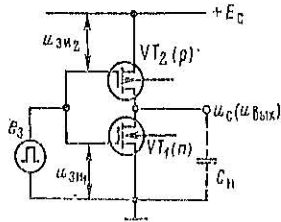


Рис. 4.21. Комплементарная пара МДП-транзисторов в ключевом режиме

Более точные расчеты производятся с помощью динамических моделей МДП-транзистора для большого сигнала (см. гл. 6).

4.4.3. КОМПЛЕМЕНТАРНЫЕ МДП-ТРАНЗИСТОРЫ В КЛЮЧЕВОМ РЕЖИМЕ

Комплементарные МДП-транзисторы представляют собой совокупность двух МДП-транзисторов с каналами разного типа проводимости (с n - и p -каналами): такая комплементарная пара МДП-транзисторов имеет общие затворы и общие стоки (рис. 4.21).

Пусть в исходном состоянии управляющее напряжение на входе комплементарной пары равно нулю ($e_3 = 0$), тогда

$$U_{зп1} = 0; \quad U_{зп2} = -E_c. \quad (4.51a)$$

Следовательно, транзистор $VT1$ комплементарной пары (n -канальный) заперт (напряжение $|U_{зп1}| < |U_{зп1ор1}|$), а транзистор $VT2$ (p -канальный) открыт ($|U_{зп2}| > |U_{зп2ор2}|$).

Пусть теперь напряжение на затворе комплементарной пары принимает значение $e_3 = U_{зп}^{+} = E_c$, тогда

$$U_{зп1} = E_c; \quad U_{зп2} = 0. \quad (4.51b)$$

При таких значениях напряжений n -канальный транзистор $VT1$ открыт, а p -канальный $VT2$ заперт.

В обоих рассмотренных состояниях выходной ток стока $I_c = I_{сгр}$, так как всегда один из транзисторов комплементарной пары заперт и мощность в выходной цепи практически не потребляется. Снижение выходного тока до значения $I_{сгр}$ в «открытом» статическом состоянии комплементарного МДП-транзистора обеспечивает одновременно резкое уменьшение значения остаточного напряжения на открытом ключе до единиц микровольт и менее:

$$U_{сгр} = I_{сгр} r_{кан} \approx I_{сгр} / b (E_c - U_{пор}). \quad (4.55)$$

Для типичных значений, входящих в (4.55): $I_{сгр} = 10^{-9}$ А, $b = 0,1$ мА/В, $E_c - U_{пор} = 5$ В, получим, например, $U_{сгр} = 2$ мкВ.

Особенностью динамики переключения комплементарной пары является практически полная симметричность процессов заряда и разряда емкости нагрузки: заряд происходит через открытый транзистор $VT2$ (при запертом

$VT1$), а разряд — через открытый транзистор $VT1$ (при запертом $VT2$). Поэтому длительности отрицательного и положительного фронтов импульса выходного напряжения при переключении комплементарной пары почти одинаковы (с точностью до разброса параметров транзисторов, составляющих комплементарную пару):

$$t_{\phi}^{+} = t_{\phi}^{-} \approx E_c C_n / I_{сгр}. \quad (4.56)$$

Сравнив (4.56) и (4.52), (4.53), можно сделать вывод, что комплементарная пара в ключевом режиме эксплуатации имеет большее быстродействие, чем одиночный МДП-транзистор¹.

4.5. ПОЛЕВОЙ ТРАНЗИСТОР С УПРАВЛЯЮЩИМ p - n ПЕРЕХОДОМ

4.5.1. СТРУКТУРА И ОСНОВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ

Основные особенности полевых транзисторов с управляющим p - n переходом (ПТУП) рассмотрим на примере структуры, приведенной на рис. 4.22: она состоит из пластины полупроводника p -типа, к торцам которой присоеди-

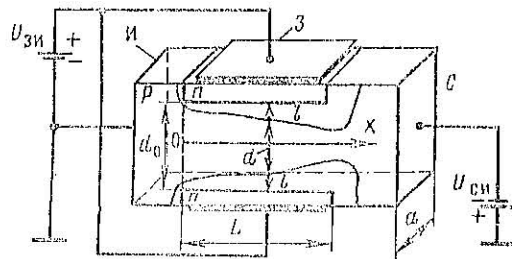


Рис. 4.22. Структура полевого транзистора с управляющим p - n переходом

нены сток и исток; боковые грани пластины образованы областями n -типа, к которым присоединяется затвор; между p - n переходами располагается проводящий канал ПТУП,

¹ Она является основой ИС на комплементарных МДП-транзисторах (КМДП ИС).

который имеет следующие геометрические размеры: L — длина, d — толщина, a — ширина.

При подаче $U_{зи} > 0$ p - n переходы оказываются под обратным напряжением и толщина канала d уменьшается, так как ОПЗ распространяется в сторону канала (L увеличивается — рис. 4.23), в результате площадь сечения канала уменьшается, а его сопротивление возрастает. Таким образом, сопротивление канала «следит» за управляющим напряжением затвор — исток, изменяясь соответственно значениям напряжения $U_{зи}$.

Легко видеть, что принципы управления ПТУП и МДП-транзистора в основном совпадают:

цепь управления изолирована от выходной цепи и потребляет ничтожную мощность управления;

эффект управления сводится к заряду управляющей емкости (в ПТУП это барьерная емкость p - n перехода) и соответствующему изменению сопротивления канала;

управляющее электрическое поле (поле затвора) направлено перпендикулярно выходному току, т. е. имеем структуру с горизонтальным каналом.

Наряду с общими свойствами, позволяющими отнести эти транзисторы к одному классу полевых приборов, каждый из них обладает рядом отличий, предопределяющих особенности эксплуатации этих приборов. Здесь сразу отметим, что ПТУП — нормально открытый прибор, а МДП-транзистор с индуцируемым каналом — нормально закрытый.

4.5.2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ

Рассмотрим процессы в канале ПТУП при $U_{си} = 0$. Тогда зависимость толщины канала d от напряжения затвор — исток $U_{зи}$ (см. § 1.3.2) имеет вид¹

$$d = d_0 - l(U_{зи}) = d_0 - \sqrt{2\epsilon_0 \epsilon_r U_{зи} l(qN)}. \quad (1.57)$$

где d_0 — исходная максимально возможная толщина канала (при $U_{зи} = 0$).

При некотором значении $U_{зи}$ ОПЗ занимает весь канал ($l = d_0$) — происходит так называемая отсечка канала. Из (4.57) нетрудно выразить напряжение $U_{отс}$, при котором

¹ Высота потенциального барьера в равновесном состоянии не учитывается.

достигается отсечка канала—напряжение отсечки (при $d=0$):

$$U_{отс} = (qN/2\epsilon_0\epsilon_r) d_0^2. \quad (4.58)$$

Тогда

$$d = d_0 \left(1 - \sqrt{U_{3П} - U_{отс}}\right). \quad (4.59)$$

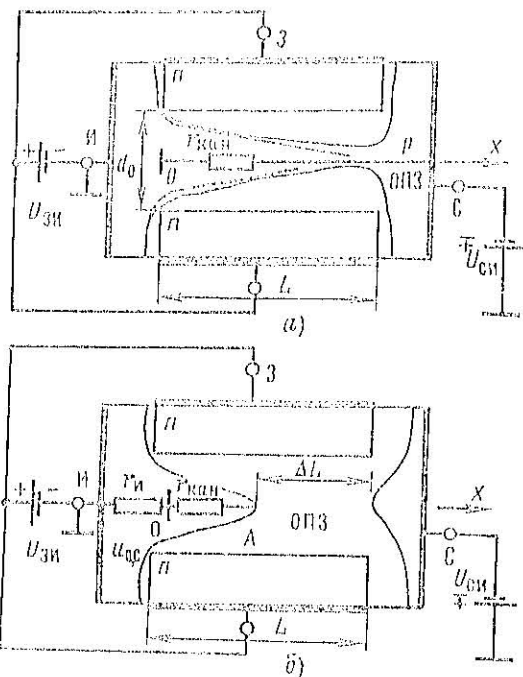


Рис. 4.23. Распределение области пространственного заряда в канале ПТУП при $U_{сн} \leq U_{снр}$ (а) и при $U_{сн} > U_{снр}$ (б)

Рассмотрим процессы в канале ПТУП при $U_{сн} \neq 0$. Толщина канала в этом случае будет зависеть не только от $U_{3П}$, но и от $U_{сн}$, которое распределяется по оси x (рис. 4.23, а): в точке канала с координатой x падение напряжения равно $U(x)$, а напряжение на p - n переходе $U_3 + U(x)$. Тогда толщина канала d также есть функция координаты x :

$$d(x) = d_0 \left[1 - \sqrt{[U_{3П} + U(x)]/U_{отс}}\right]. \quad (4.60)$$

При увеличении $U_{сн}$ толщина канала будет уменьшаться прежде всего вблизи стока (при $x=L$), а сопротивление канала расти. Когда $U_{сн}$ достигает граничного значения, при котором

$$U_{снр} = U_{отс} - U_{3П} \quad (4.61)$$

канал в точке $x=L$ перекрывается ОПЗ (пунктир на рис. 4.23, а).

Физические процессы в перекрытом канале (при $U_{сн} > U_{снр}$) можно представить следующим образом: по мере увеличения напряжения сток — исток ($U_{сн}$) ОПЗ заполняет канал по его длине (по оси x в сторону истока — рис. 4.23, б). Потенциал канала в точке А практически не меняется и равен $U_{снр} = U_{отс} - U_{3П}$, т. е. все изменение напряжения $\Delta U_{сн} = U_{сн} - U_{снр}$ ложится на ОПЗ длиной ΔL ; соответственно ток стока остается постоянным и равным $I_{снр} = U_{снр}/r_{кан}$. Само перекрытие канала областью пространственного заряда есть следствие увеличения тока стока $I_{сн}$, поэтому вместо отсечки тока происходит отсечка его приращений (при достижении $I_{снр}$, $\Delta I_{сн} = \Delta U_{сн}/r_{кан} = 0$), т. е. ограничение тока стока на уровне $I_{снр}$. Незначительное увеличение тока стока объясняется уменьшением длины канала (до $L - \Delta L$) и соответствующим уменьшением сопротивления канала. Таким образом, в активной (усилительной) рабочей области (при $U_{сн} < U_{снр}$) ПТУП по отношению к внешней цепи представляется источником постоянного тока $I_{снр}$ и имеет большое выходное сопротивление (аналогично МДП- и биполярному транзисторам в активной области).

Ограничение тока стока дополнительно стимулируется действием отрицательной обратной связи через внутреннее сопротивление истоковой части структуры, не перекрываемой затвором, — сопротивление истока $r_{и}$ (рис. 4.23, б). Этот эффект сказывается при достаточно больших токах стока и особенно важен в мощных транзисторах. Суть его состоит

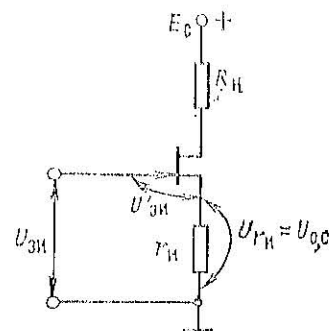


Рис. 4.24. Внутренняя отрицательная обратная связь в ПТУП

в следующем: с ростом напряжения $U_{\text{сн}}$ при заданном напряжении $U_{\text{зи}}$ увеличивается ток стока $I_{\text{с}}$, что приводит в свою очередь к росту падения напряжения на сопротивлении истока $r_{\text{и}}$. Тогда эквивалентное напряжение между затвором и истоком $U'_{\text{зи}}$ (рис. 4.24)

$$U'_{\text{зи}} = U_{\text{зи}} - U_{\text{о.с}} = U_{\text{зи}} - I_{\text{с}} r_{\text{и}} \quad (4.62a)$$

при этом говорят, что через сопротивление истока возникает отрицательная обратная связь и напряжение $U_{\text{о.с}}$ — напряжение обратной связи. Итак, увеличение тока стока $I_{\text{с}}$ с ростом напряжения $U_{\text{сн}}$ вызывает пропорциональное возрастание напряжения обратной связи $U_{\text{о.с}}$; в результате ток стока незначительно изменяется с ростом $U_{\text{сн}}$. Из (4.62a) получим для крутизны с учетом отрицательной обратной связи

$$S_{\text{о.с}} = S / (1 - S r_{\text{и}}) \approx -1/r_{\text{и}} \quad (4.62b)$$

т. е. крутизна уменьшается с ростом $r_{\text{и}}$.

4.5.3. ВОЛЬТ-АМПЕРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Семейство выходных ВАХ ПТУП представлено на рис. 4.25. По сравнению с ВАХ МДП-транзистора с индифферентным каналом (т. е. такие ВАХ ПТУП имеют следующие особенности:

1. С ростом напряжения $U_{\text{зи}}$ ток стока $I_{\text{с}}$ уменьшается, а не увеличивается, как в МДП-транзисторе.

2. Канал проводит максимальный ток при $U_{\text{зи}} = 0$ (в МДП-транзисторе при $U_{\text{зи}} = 0$ ток стока практически не протекает).

Выведем уравнение выходной ВАХ для ПТУП. Падение напряжения от постоянного тока стока $I_{\text{с}}$ на некотором участке dx в точке x

$$dU = I_{\text{с}} \rho dx / S, \quad (4.63a)$$

где ρ — удельное сопротивление канала; S — площадь канала в точке x .

Учитывая (4.61), представим площадь канала в точке следующим образом:

$$S = ad = ad_0 (1 - \sqrt{U_{\text{зи}} + U(x) / U_{\text{отс}}})^2, \quad (4.63b)$$

где a — ширина канала.

Далее, подставляя (4.63b) в (4.63a), получаем

$$dU = \frac{I_{\text{с}} \rho dx}{ad_0} \left(1 - \sqrt{\frac{U_{\text{зи}} + U(x)}{U_{\text{отс}}}} \right)^{-2}. \quad (4.64)$$

Решая дифференциальное уравнение с разделившимися переменными (4.64) с граничными условиями

$$U(x=0) = 0; \quad U(x=L) = U'_{\text{сн}},$$

получим искомую зависимость $I_{\text{с}}(U_{\text{сн}})^1$:

$$I_{\text{с}} = \left(\frac{\rho L}{ad_0} \right)^{-1} \left[U'_{\text{сн}} - \frac{2}{3} \frac{(U'_{\text{сн}} + U_{\text{сн}})^{3/2} - (U_{\text{сн}})^{3/2}}{(U_{\text{отс}})^{1/2}} \right]. \quad (4.65)$$

Графики семейства выходных ВАХ, построенные по (4.65), показаны на рис. 4.25 пунктиром. Кривые имеют максимум, который можно определить из уравнения ВАХ (4.65) при $dI_{\text{с}}/dU_{\text{сн}} = 0$. В результате получим условие экстремума в виде

$$U_{\text{сн}} \Big|_{\text{при } dI_{\text{с}}/dU_{\text{сн}} = 0} = U_{\text{снгр}} = U_{\text{отс}} - U_{\text{зи}}. \quad (4.65a)$$

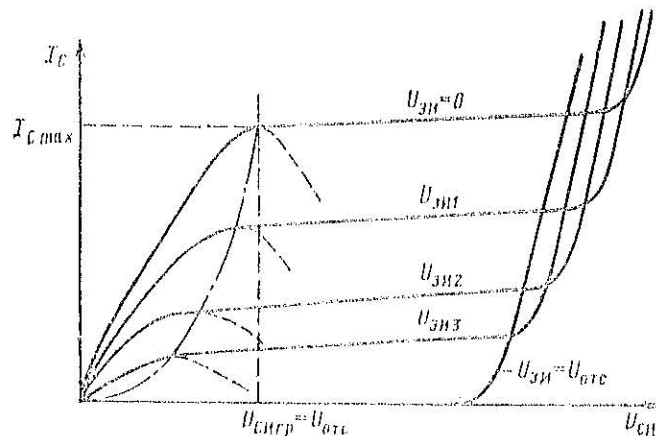


Рис. 4.25. Выходные ВАХ ПТУП ($U_{\text{зи1}} < U_{\text{зи2}} < U_{\text{зи3}}$)

Реальные выходные ВАХ (сплошные линии) отличаются от построенных по (4.65), так как при выводе уравнения ВАХ допускалось, что все напряжение стока $U_{\text{сн}}$ прилагалось к открытому каналу. При $U_{\text{сн}} > U_{\text{снгр}}$ это допущение принципиально невыполнимо, и выражение (4.65) справедливо только для крутой части выходной ВАХ ПТУП.

Для аналитического описания пологой части ВАХ полагают ток стока на этом участке в первом приближении постоянным и равным граничному значению $I_{\text{сгр}}$:

$$I_{\text{с}} = I_{\text{сгр}} = \frac{1}{3} \frac{U_{\text{отс}}}{r_{\text{канал}}} \left(1 - \frac{U_{\text{зи}}}{U_{\text{отс}}} \right)^2, \quad (4.66)$$

¹ Контактной разностью потенциалов на p - n переходе пренебрегаем.

где $r_{\text{кан0}} = \rho L / u d_0$ — минимальное сопротивление канала. Полученное выражение является аппроксимацией формулы (4.65) с точностью не ниже 6 %. Одновременно оно описывает проходную ВАХ ПТУП — зависимость $I_C = I(U_{\text{ЗП}})$ для активного режима работы.

Уравнение выходной ВАХ для активного режима принимает другой вид при введении такого параметра, как максимальный ток стока ПТУП $I_{C\text{max}}$ (значение тока стока при $U_{\text{ЗП}} = 0$ и $U_{\text{СП}} \geq U_{\text{СПгр}}$):

$$I_C = I_{C\text{max}} (1 - U_{\text{ЗП}} / U_{\text{отс}})^2, \quad (4.67)$$

где

$$I_{C\text{max}} = I_{\text{Сгр}} \left[\text{при } U_{\text{ЗП}} = 0 \right] = \frac{1}{3} \frac{U_{\text{отс}}}{r_{\text{кан0}}}. \quad (4.68)$$

Геометрическое место граничных точек, делящее выходные ВАХ на крутую и пологую части, представляют собой параболу (птрихвунктирная кривая на рис. 4.26), уравнение которой получается подстановкой условия (4.65а) в (4.67):

$$I_C = I_{C\text{max}} (U_{\text{СПгр}} / U_{\text{отс}})^2. \quad (4.69)$$

Рост тока стока I_C в пологой части ВАХ можно учесть с помощью внутреннего сопротивления r_C (см. § 4.3.4). Тогда уравнение выходной ВАХ в более точной форме запишется так:

$$I_C = I_{C\text{max}} (1 - U_{\text{ЗП}} / U_{\text{отс}})^2 + (U_{\text{СП}} - U_{\text{Сгр}}) / r_C. \quad (4.70)$$

Таким образом, (4.65) и (4.70) описывают выходные ВАХ ПТУП для крутой и пологой частей характеристики соответственно. Эти выражения могут служить основой статических моделей ПТУП.

В области больших значений напряжения стока $U_{\text{СП}}$ ток стока I_C начинает резко возрастать — ПТУП попадает в режим лавинного пробоя. Лавинное размножение носителей заряда начинается при достижении критического значения напряженности электрического поля в структуре ПТУП. Обычно пробой происходит вблизи стока, где p - n переход имеет наибольшую кривизну, или в месте выхода p - n перехода на поверхность.

4.3.4. ПАРАМЕТРЫ И РЕЖИМЫ ЭКСПЛУАТАЦИИ

ПТУП имеют ограниченное применение в ключевом режиме эксплуатации, что связано со следующими свойствами этих приборов:

- 1) большое остаточное напряжение в открытом состоянии;
- 2) трудности согласования транзисторов по напряжению, так как напряжения затвора и стока имеют разную полярность;
- 3) меньшее по сравнению с МДП-транзистором входное сопротивление (не более 10^4 Ом, при температуре 100—120 °С входное сопротивление ПТУП снижается до значения 10^7 Ом);
- 4) ПТУП имеют меньшее быстродействие по сравнению с МДП-

транзистором, и не допускают изменения полярности напряжения на входе (на затворе), так как при этом открывается управляющий p - n переход и резко увеличивается мощность в цепи управления.

ПТУП прежде всего используются в усилительном режиме. Здесь в ряде применений они могут оказаться предпочтительнее МДП-транзисторов. В частности, важными достоинствами ПТУП являются малый уровень собственных шумов и высокая стабильность параметров во времени. Причина этих достоинств состоит в том, что канал в ПТУП отделен от поверхности p - n переходом. На границе канала с ОПЗ отсутствуют поверхностные дефекты, которые вызывают нестабильность параметров и дополнительные шумы в МДП-транзисторах. Следует подчеркнуть также высокую радиационную стойкость ПТУП.

В аналоговой микросхемотехнике ПТУП часто используют во входных каскадах биполярных ИС, что обусловлено хорошей технологической совместимостью ПТУП и биполярных транзисторов.

В усилительном режиме ПТУП характеризуют малосигнальными параметрами: крутизной S и внутренним сопротивлением r_C (см. § 4.3.2). Пользуясь (4.68), справедливое для усилительного режима эксплуатации (пологая часть ВАХ), можно получить по определению крутизны

$$S = \frac{dI_C}{dU_{\text{ЗП}}} = - \frac{2I_{C\text{max}}}{U_{\text{отс}}} (1 - U_{\text{ЗП}} / U_{\text{отс}}) = - \frac{2}{3} r_{\text{кан0}} (1 - U_{\text{ЗП}} / U_{\text{отс}}).$$

Крутизна падает с ростом напряжения на затворе $U_{\text{ЗП}}$ и достигает максимального значения при $U_{\text{ЗП}} = 0$. Знак минус в выражении показывает, что ток стока I_C уменьшается при увеличении напряжения $U_{\text{ЗП}}$.

Внутреннее сопротивление r_C обусловлено модульностью длины канала и имеет те же значения, что и в МДП-транзисторах (см. § 4.3.3). Инерционность изменений выходного тока I_C , как и у МДП-транзисторов, количественно оценивается постоянной времени крутизны $\tau_k = C_{\text{ЗП}} r_{\text{ЗП}}$ и частотной характеристикой крутизны [см. (4.45)]. Постоянная времени τ_k пропорциональна, как и у МДП-транзисторов, квадрату длины канала L^2 [см. (4.46)], длину канала у планарных ПТУП не удается сделать такой же малой, как у МДП-транзисторов. Поэтому быстродействие ПТУП заметно ниже, чем у МДП-транзисторов.

4.6. МОЩНЫЕ ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

При переключении больших мощностей в ключевом режиме или при линейном усилении мощного сигнала в усилительном режиме на передний план среди эксплуатационных параметров полупроводникового прибора выступают энергетические показатели — потери мощности в транзисторе и зависящий от них КПД режима эксплуатации.

В ключевом режиме необходимо стремиться к тому, чтобы сопротивление мощного полевого транзистора в открытом состоянии было минимальным, тогда потери мощности в транзисторе $P = I_{\text{ср}}^2 R_{\text{кан}}$ также будут минимальными. В усилительном режиме потери мощности в режиме покоя пропорциональны амплитуде выходного сигнала и неизбежны (см. Введение); эти потери и соответственно температура структуры, пропорциональные сопротивлению канала. Кроме того, при большом сопротивлении канала происходит снижение крутизны транзистора как за счет перегрева, так и вследствие возникновения отрицательной обратной связи через сопротивление истока.

Таким образом, главное требование к параметрам мощных полевых транзисторов — это снижение сопротивления канала, что обеспечивается созданием короткого канала. С этой целью в мощных полевых транзисторах переходят от рассмотренных ранее горизонтальных (планарных) структур к вертикальным, в которых направление тока перпендикулярно поверхности структуры. Другая особенность мощных полевых транзисторов, позволяющая снизить сопротивление канала, — это большое количество параллельно соединенных каналов (около тысячи), т. е. многоканальность (многоэлементность) структуры.

Необходимость рассеивать большие мощности заставляет увеличивать площадь структуры мощного полевого транзистора, что, естественно, приводит к увеличению паразитных емкостей (до 1000 пФ и более). Снижение быстродействия полевого транзистора в импульсных устройствах происходит не так заметно, так как перезаряд паразитных емкостей при этом обеспечивается через низкоомные внешние резисторы. Тем не менее создание мощного и одновременно быстродействующего (высокочастотного) полевого транзистора — одна из проблем полупроводниковой электроники.

Наибольшее применение в силовой электронике нашли мощные МДП-транзисторы и транзисторы со статической индукцией (СИТ).

4.6.1. МОЩНЫЕ МДП-ТРАНЗИСТОРЫ

Основные особенности

Главная особенность мощного МДП-транзистора — это короткий канал, обеспечивающий низкое сопротивление открытого транзистора в ключевом режиме и высокую крутизну в усилительном режиме.

На рис. 4.26, а изображена структура мощного МДП-транзистора, изготовленного методом двойной диффузии, —

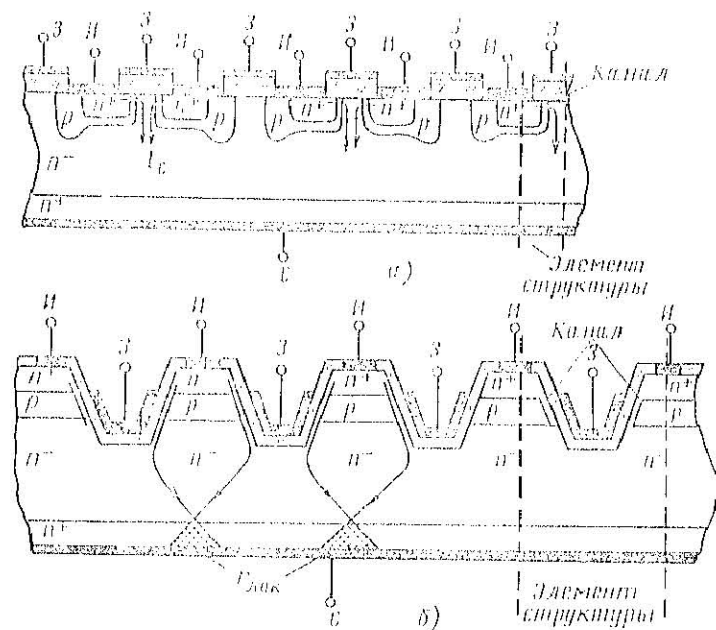


Рис. 4.26. Структуры мощного МДП-транзистора (а) и мощного VМДП-транзистора (б)

МДП-транзистор. Малое сопротивление в открытом состоянии обеспечивается, как видно из рисунка, параллельным соединением отдельных структур (многоканальность) и соответственно вертикальным расположением отдельных элементов структуры (вертикальность).

Похожую структуру имеет мощный МДП-транзистор с V-образным затвором (рис. 4.26, б). Отличие заключается

в том, что с помощью такого V-образного затвора элемент структуры прибора (выделен пунктиром) как бы удваивается: это приводит к соответствующему увеличению количества каналов и мощности транзистора.

ДМДП- и ВМДП-транзисторы относятся к приборам с индуцированным каналом, принцип действия которых описан в § 4.3.1; в отсутствие напряжения на затворе мощный МДП-транзистор закрыт — это нормально — закрытый прибор. Для отпирания мощного МДП-транзистора нужно подать на затвор напряжение соответствующей полярности: положительное для n -канального и отрицательное для p -канального транзистора (см. рис. 4.4).

Выделим элементарные структуры ДМДП- и ВМДП-транзисторов (пунктир на рис. 4.26) и напомним также для сравнения структуру малоомощного МДП-транзистора с горизонтальным каналом (см. рис. 4.7). Основные особенности мощных МДП-структур — это сокращение длины канала и появление высокоомной стоковой n -области, через которую пронесет дрейф носителей заряда тока стока. Простое сокращение длины канала привело бы к снижению пробивного напряжения между стоком и затвором; введение дополнительной дрейфовой n -области позволяет сохранить значение пробивного напряжения транзистора. Связь между сопротивлением дрейфовой области и пробивным напряжением сток—затвор описывается полуэмпирическим выражением:

$$r_{др} = kU_{проб}^m, \quad (4.71)$$

где $m = 2,2 \div 2,7$ в зависимости от удельного сопротивления исходного кремния.

На рис. 4.26, б можно выделить составляющие сопротивления мощного МДП-транзистора в открытом состоянии:

$$r_{сш} = r_{кан} + r_{др} + r_{п} + r_{с} + r_{лок} + r_{нл} + r_{мет}, \quad (4.72)$$

где $r_{кан}$ — сопротивление канала; $r_{др}$ — сопротивление высокоомной стоковой n -области; $r_{п}$, $r_{с}$ — сопротивление истока и стока; $r_{лок}$ — сопротивление, вносимое неравномерным распределением тока стока по структуре; $r_{нл}$ — сопротивление низкоомной области стока; $r_{мет}$ — сопротивление металлизации истока и корпуса транзистора.

Наибольший удельный все имеют обычные сопротивления $r_{др}$ и $r_{кан}$, и они увеличиваются в высоковольтных транзисторах соответственно выражению (4.71).

Составляющая $r_{лок}$ в (4.72) связана с неравномерным

растеканием тока в многоканальной структуре, при этом вблизи стока появляются области повышенной плотности тока стока (см. рис. 4.26, б), следствием чего является повышение сопротивления открытого транзистора и увеличение плотности мощности потерь.

Статические характеристики и межэлектродные емкости

Реальные выходные статические ВАХ мощных МДП-транзисторов представлены на рис. 4.27. Рабочая точка в поле выходных ВАХ может находиться в трех областях:

1 — открытое состояние транзистора (крутая часть выходной ВАХ);

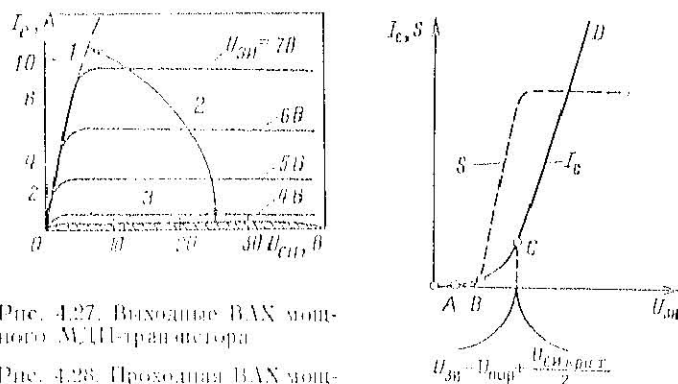


Рис. 4.27. Выходные ВАХ мощного МДП-транзистора

Рис. 4.28. Прогонная ВАХ мощного МДП-транзистора

2 — активная область (пологая часть ВАХ);

3 — область отсечки.

Выходные ВАХ мощного МДП-транзистора внешне и по областям работы совпадают с соответствующими ВАХ малоомощного МДП-транзистора (см. рис. 4.9). Однако совпадение это чисто качественное, и выходная ВАХ мощного транзистора описывается уравнением, отличающимся от (4.24). Это отличие связано прежде всего с тем, что в коротком канале мощного МДП-транзистора быстро (при малых U_{GS}) достигается значение критической напряженности электрического поля и соответственно скорость насыщения носителей заряда в канале транзистора:

$$E_{крит} = U_{сшкрит} / L = 2,5 \cdot 10^4 \text{ В/см.}$$

С точки зрения эксплуатации мощных МДП-транзисторов насыщение скорости носителей проявляется прежде всего в изменении уравнения проходной передаточной ВАХ мощного транзистора; маломощный МДП-транзистор описывается квадратичной проходной характеристикой [см. (4.27)], мощный — линейной:

$$I_c = \frac{b}{2} \left[U_{3H} - \left(U_{пор} + \frac{U_{СНкрит}}{2} \right) \right], \quad (4.73)$$

где $U_{пор}$ — пороговое напряжение; $U_{СНкрит}$ — напряжение сток — исток, при котором насыщается скорость носителей заряда; b — удельная крутизна.

Передаточная ВАХ мощного МДП-транзистора соответствует линейному уравнению (4.73) при напряжениях затвор — исток $U_{3H} > U_{пор} + U_{СНкрит}/2$ — это область CD на характеристике (рис. 4.28); область BC описывается квадратичной зависимостью; область AB — это предпороговая область чрезвычайно малых токов. Крутизна передаточной характеристики в области BC линейно увеличивается, а в области CD не зависит от напряжения затвор — исток.

Быстродействие МДП-транзистора определяется его межэлектродными емкостями. Паразитные межэлектродные емкости мощных полевых транзисторов увеличиваются пропорционально мощности транзистора, что связано с ростом геометрических размеров структуры прибора.

В справочных данных для мощных полевых транзисторов приводятся значения следующих межэлектродных емкостей:

C_{3H} — входная емкость — емкость между затвором и истоком при коротком замыкании по переменному току на выходе транзистора (между стоком и истоком);

C_{2H} — выходная емкость — емкость между стоком и истоком при коротком замыкании по переменному току на входе транзистора (между затвором и истоком);

C_{3H} — проходная емкость — емкость между затвором и стоком при коротком замыкании по переменному току на выходе.

Важно подчеркнуть, что межэлектродные емкости измеряются в некотором электрическом режиме, параметры которого могут существенно отличаться от режима эксплуатации транзистора в схеме. Типовые параметры измерительного режима межэлектродных емкостей: постоянное напряжение затвор — исток $U_{3H} = 0$; постоянное напряжение ме-

жду стоком и истоком $U_{СИ} = 0,5 U_{СНпроб}$, но меньше 50 В; частота переменного сигнала 1 МГц.

На рис. 4.29 изображены структуры мощных МДП-транзисторов и выделены структурные составляющие межэлектродных емкостей:

C_{3H} — емкость затвор — исток (металл — диэлектрик — металл);

C_{2C} — емкость затвор — сток (металл — диэлектрик — полупроводник);

C_{3H+} — емкость затвор — n^+ -область, созданная перекрытием истоковой диффузионной n^+ -области металлическим затвором (металл — диэлектрик — полупроводник);

$C_{СИ}$ — емкость сток — исток — барьерная емкость стокowego p - n перехода.

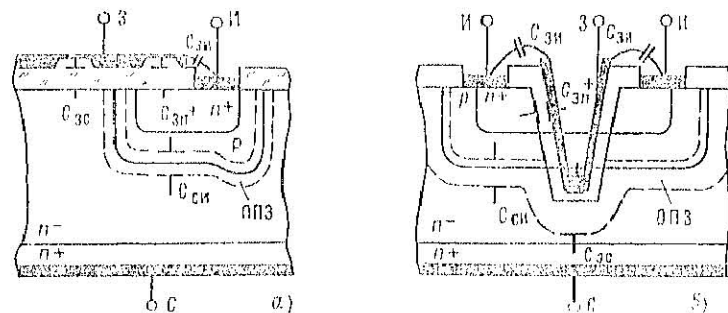


Рис. 4.29. Паразитные емкости:

a — ДМДП-транзистор; b — ВМДП-транзистор

Тогда для межэлектродных емкостей ДМДП- и ВМДП-транзисторов имеем

$$\left. \begin{aligned} C_{3H} &= C_{3H} + C_{2C} + C_{3H+}; \\ C_{2H} &= C_{3H} + C_{СИ}; \\ C_{3H} &= C_{2C}. \end{aligned} \right\} \quad (4.74)$$

При количественной оценке влияния емкостей C_{3H} , C_{2H} , C_{3H} на быстродействие МДП-транзистора в реальных режимах эксплуатации необходимо учитывать следующее:

1) увеличение входной емкости МДП-транзистора след-

ствие эффекта Миллера в активной рабочей области транзистора (см. Введение);

2) зависимость межэлектродных емкостей от напряжения. Можно предвидеть, в частности, что вследствие обратной пропорциональной зависимости между барьерной емкостью и напряжением на $p-n$ переходе эксплуатация МДП-транзистора при повышенном напряжении сток—исток обеспечивает повышение быстродействия из-за снижения значения емкостей $C_{сн}$ и $C_{зс}$.

4.6.2. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭКСПЛУАТАЦИИ МОЩНЫХ МДП-ТРАНЗИСТОРОВ В КЛЮЧЕВОМ РЕЖИМЕ

Потери мощности и быстродействие

Основные эксплуатационные показатели мощного МДП-транзистора в ключевом режиме — это потери мощности в транзисторе, быстродействие и надежность. Кроме того,

важно оценить возможности непосредственного управления от интегральных микросхем (ИС), или, другими словами, совместимость мощных МДП-транзисторов с цифровыми ИС.

Потери мощности в ключе на МДП-транзисторе определяются прежде всего потерями в открытом состоянии транзистора $P = I_c^2 R_{сн}$. Значение выходного тока I_c задается внешней нагрузкой, и для снижения мощности потерь P необходимо обеспечить минимальное значение сопротивления открытого транзистора $r_{снmin}$. При увеличении напряжения затвор—исток растет заряд затвора и уменьшается сопротивление канала МДП-транзистора, а значит, и полное сопротивление открытого транзистора [см. (4.72)]. Очевидно, что влияние управляющего напряжения $U_{зп}$ на сопротивление открытого транзистора имеет предел, так как

оно воздействует только на одну составляющую — на сопротивление канала — $r_{кан}$; другие составляющие $r_{др}$, $r_{зст}$ от $U_{зп}$ практически не зависят и определяют минимально достижимое сопротивление открытого транзистора: $r_{снmin} = r_{др} + r_{зст} + r_{п} + r_{зк}$. Изложенное наглядно иллюстрирует зависимости $U_{сн} = f(U_{зп})$, снятые при различных токах стока I_c мощного ВАМДП-транзистора (рис. 4.30); падение напряжения $U_{сн}$ на открытом транзисторе, а значит, и сопротивление $r_{сн}$ снижаются с ростом напряжения

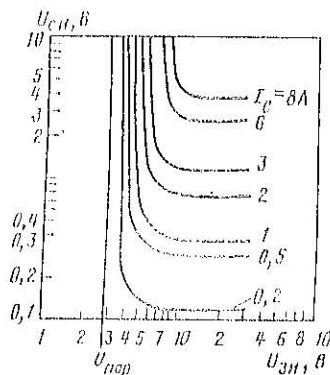


Рис. 4.30. Зависимость падения напряжения на открытом МДП-транзисторе от напряжения затвор — исток

канала МДП-транзистора, а значит, и полное сопротивление открытого транзистора [см. (4.72)]. Очевидно, что влияние управляющего напряжения $U_{зп}$ на сопротивление открытого транзистора имеет предел, так как

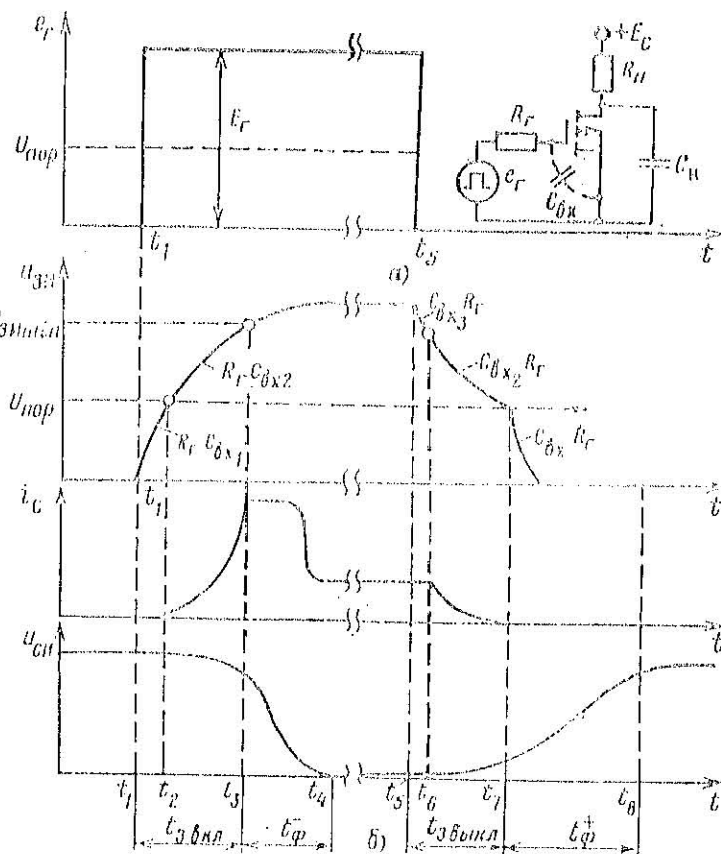


Рис. 4.31. Мощный МДП-транзистор в ключевом режиме: а — схема включения; б — диаграмма работы

$U_{зи}$, однако это влияние имеет место только до значения $U_{зи}=12$ В.

Быстродействие мощного МДП-транзистора, имеющего большую емкость затвора, в значительной степени определяется длительностью перезаряда входной емкости транзистора. Энергия импульса управления, необходимая для заряда входной емкости, $\omega_{упр} = (U_{зи}^2/2)C_{вх}$, где $U_{зи}$ — амплитуда управляющего напряжения затвор—исток, обеспечивающая $r_{СМин}$ (выбирается, например, по характеристикам на рис. 4.30).

Рассмотрим переходные процессы в мощном МДП-транзисторе по схеме с общим истоком (рис. 4.31, а). Пусть в момент времени t_1 подается скачок управляющего напряжения E_r с амплитудой E_r (рис. 4.31, б). Напряжение затвор—исток $U_{зи}$ при этом изменяется по мере заряда входной емкости МДП-транзистора. На интервале $t_1—t_2$ напряжение $U_{зи} < U_{пор}$, транзистор находится в области отсечки и входная емкость $C_{вх1} = C_{ин}$. В момент t_2 напряжение затвор—исток достигает значения $U_{пор}$ и МДП-транзистор переходит в активную (усилительную) область, начинает действовать эффект Миллера и входная емкость определяется выражением (см. Введение)

$$C_{вх2} = C_{зи} + C_{зс}(1 + SR_n). \quad (4.75)$$

Например, при $C_{зи} = 645$ пФ, $C_{зс} = 25$ пФ, $S = 250$ мСм, $R_n = 200$ Ом получим $C_{вх2} = 1895$ пФ.

Эффект Миллера исчезает, когда транзистор полностью открывается, т. е. сопротивление открытого транзистора достигает своего минимального значения, задаваемого напряжением затвор—исток (момент времени t_3 на рис. 4.31, б). Итак, процесс установления сопротивления открытого транзистора определяется зарядом входной емкости — это время задержки включения транзистора $t_{звкл}$ (рис. 4.31, б), которое оценивается по формуле

$$t_{звкл} = R_r \left(C_{вх1} \ln \frac{E_r}{E_r - U_{пор}} + C_{вх2} \ln \frac{E_r - U_{пор}}{E_r - U_{зиmin}} \right), \quad (4.76)$$

где R_r — внутреннее сопротивление источника управляющего напряжения, например выходное сопротивление цифровой ИС; E_r — амплитуда управляющей ЭДС; $U_{зиmin}$ — напряжение затвор—исток, при котором сопротивление открытого транзистора минимально, а ток стока I_d максимален (рис. 4.31, б).

Пусть $E_r = 10$ В; $R_r = 10$ кОм; $U_{пор} = 3,8$ В; $C_{зи} = 645$ пФ;

$C_{зс} = 25$ пФ; $S = 250$ мСм; $R_n = 200$ Ом, тогда расчет по (4.76) даст для задержки включения значение 10 мкс. При уменьшении сопротивления R_r пропорционально будет уменьшаться время задержки включения и расти амплитуда тока заряда входной емкости (выходной ток управляющей МДП-транзистором интегральной микросхемы).

При выключении МДП-транзистора имеем задержку выключения, определяемую переходным процессом разряда входной емкости. Длительность этого процесса складывается из следующих этапов: во-первых, этапа разряда входной емкости $C_{вх2}$ от напряжения E_r до напряжения $U_{зиmin}$, при котором транзистор переходит в активную область (на этом этапе переходного процесса транзистор открыт, интервал время $t_4—t_5$ на рис. 4.31, б); во-вторых, этапа разряда входной емкости $C_{вх1}$ в активной области, когда действует эффект Миллера (интервал времени $t_6—t_7$ на рис. 4.31, б). В момент времени t_7 напряжение $U_{зи}$ достигает значения $U_{пор}$, и ток стока падает до нуля. Длительность задержки выключения МДП-транзистора оценивается выражением

$$t_{выкл} = R_l \left(C_{вх2} \ln \frac{E_r}{U_{зиmin}} + C_{вх1} \ln \frac{U_{зиmin}}{U_{пор}} \right). \quad (4.77)$$

Процессы формирования фронтов выходного напряжения $t_{ф+}$ и $t_{ф-}$ определяются перезарядом емкости нагрузки и практически не отличаются от рассмотренных в § 4.4.3.

Совместимость мощных МДП-транзисторов с интегральными микросхемами

Важное достоинство мощных МДП-транзисторов — возможность непосредственного управления от ИС. Рассмотрим построение цепи управления мощным МДП-транзистором с цифровыми ИМС на комплементарных полевых транзисторах (КМДП ИС) и на биполярных транзисторах (ТТЛ ИС). С точки зрения управления мощными МДП-транзисторами среди параметров цифровых ИМС важны параметры нагрузочной способности: выходное напряжение $U_{вых}$ и выходной ток $I_{вых}$. Для КМДП ИС $U_{вых} = 15$ В, $I_{вых} = 1—5$ мА; для ТТЛ ИС $U_{вых} = 5$ В; $I_{вых} = 5—30$ мА.

Рассмотрим две схемы включения мощного МДП-транзистора в ключевой режим: схему с общим истоком, когда нагрузка не заземлена и напряжение между затвором и истоком равно выходному напряжению управляющей ИМС

(рис. 4.32, а); схему с общим стоком (истоковый повторитель), когда нагрузка соединена с общей точкой схемы (заземленная нагрузка), а напряжение $U_{зи}$ меньше выходного напряжения управляющей ИМС на величину падения напряжения на нагрузке ($U_{зи} = U_{вых} - U_{R_H}$) (рис. 4.32, б). Следует напомнить, что при этом включении транзистора снижается входная емкость (см. введение).

Сначала определим особенности построения цепи управления мощным МДП-транзистором с общим истоком при управлении от ИС, когда требования к быстродействию ключа относительно низкие. В этом случае основная задача

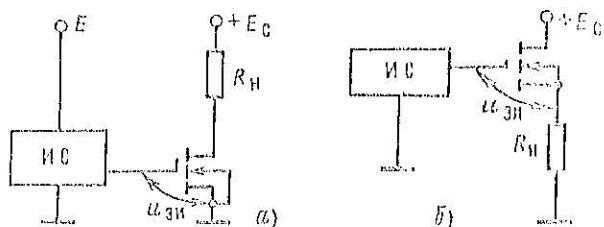


Рис. 4.32. Мощный МДП-транзистор в ключевом режиме по схеме с общим истоком (а) и с общим стоком (б)

управляющей ИС — формирование выходного напряжения с амплитудой $U_{вых} \geq 15$ В, обеспечивающей минимальное сопротивление открытого МДП-транзистора. Очевидно, что для КМДП ИС указанное требование к амплитуде $U_{вых}$ выполняется при непосредственной связи между ИС и мощным МДП-транзистором. При управлении от ТТЛ ИС необходимо повысить амплитуду выходного напряжения, что обычно достигается применением ТТЛ ИС с открытым коллектором с питающим напряжением не менее 15 В.

Если же основное требование к ключу на мощном МДП-транзисторе — максимальное быстродействие, то необходимость повышения скорости перезаряда входной емкости транзистора усложняет цепь управления. Это усложнение обычно сводится к постановке между ИС и входом транзистора дополнительных эмиттерных повторителей, которые усиливают выходной ток ИМС и ускоряют перезаряд входной емкости МДП-транзистора. Усиление выходного тока КМДП ИС показано на рис. 4.33; заряд входной емкости происходит через эмиттерный повторитель на транзисторе

VT1, а разряд — через эмиттерный повторитель на VT2. Усиление выходного тока ТТЛ ИС с помощью внешнего эмиттерного повторителя иллюстрирует рис. 4.36, б. Когда на выходе ТТЛ ИС низкое напряжение (выходной транзистор ИС VT открыт), транзистор VT1 эмиттерного повторителя закрыт — входная емкость МДП-транзистора быстро разряжается через диод VD и транзистор VT. При заперении транзистора VT входная емкость форсированно заряжается большим эмиттерным током открытого транзистора VT1.

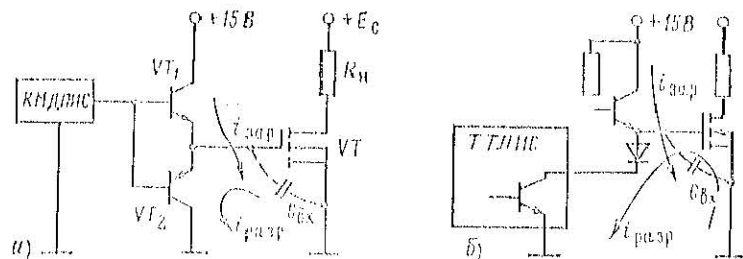


Рис. 4.33. Управление мощным МДП-транзистором через внешний эмиттерный повторитель от КМДП ИС (а) и от ТТЛ ИС (б)

При управлении мощным МДП-транзистором, включенным по схеме с общим истоком, в цепь формирования напряжения затвор—исток вводят форсирующие емкостные цепи. Принцип действия такой форсирующей цепи рассмотрим на примере рис. 4.34: пусть на выходе ИМС низкий уровень выходного напряжения, мощный МДП-транзистор закрыт, конденсатор $C_{ф.р}$ заряжен до напряжения питания E . Резистор R ограничивает ток, потребляемый на выходе ИС от источника питания E . Когда выходное напряжение ИС возрастает, мощный МДП-транзистор открывается и между истоком и затвором прикладывается напряжение конденсатора $U_c = E$; в результате включение транзистора обеспечивается высоким напряжением E и сопротивление открытого мощного МДП-транзистора быстро снижается до минимального значения. Длительность поддержания форсирующего напряжения определяется сопротивлением закрытого диода VD, через который разряжается форсирующий конденсатор $C_{ф.р}$ во время открытого состояния МДП-

транзистора. Минимальное значение емкости форсирующего конденсатора $C_{\text{фор}} \geq 10 C_{\text{ин}}$.

Быстродействующие ключи на мощных МДП-транзисторах предъявляют повышенные требования к монтажу цепи управления: в частности, необходимо снизить до минимума индуктивность цепи управления (рис. 4.35). Например, соединительный проводник длиной всего 10 мм между затвором и выходом ИС составляет с входной емкостью МДП-транзистора паразитный колебательный контур с собственным периодом колебаний $2\pi\sqrt{L_M C_{\text{вх}}} \approx 1$ нс; такой контур

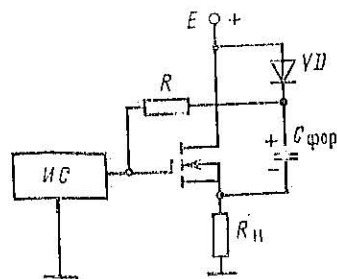


Рис. 4.34. Построение форсирующей цепи управления мощным МДП-транзистором в схеме с общим стоком

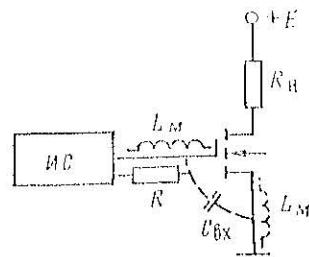


Рис. 4.35. Паразитные реактивные элементы в цепи управления мощным МДП-транзистором (L_M — монтажная индуктивность)

резко снижает помехоустойчивость мощного МДП-транзистора. Для снижения добротности паразитного колебательного контура в цепь затвора вводят последовательно резистор $R \geq 100$ Ом или на вывод затвора (ближе к корпусу МДП-транзистора) надевают экранирующую ферритовую бусинку; можно в таких случаях не использовать МДП-транзистор с кремниевым затвором, который имеет собственное сопротивление.

Если МДП-транзистор эксплуатируют в ключевом режиме при высоком уровне внешних импульсных помех (например, при управлении электродвигателем), то следует применять высокопороговые МДП-транзисторы с $U_{\text{пор}} \geq 4 \div 6$ В.

4.6.3. ТРАНЗИСТОРЫ СО СТАТИЧЕСКОЙ ИНДУКЦИЕЙ

Типичная структура мощного полевого транзистора с управляющим p - n переходом изображена на рис. 4.36, а. Полевой транзистор на основе такой структуры получил особое название — транзистор со статической индукцией (СИТ). Этот прибор обладает выходными ВАХ, отличающимися от выходных ВАХ, рассмотренных ранее транзисторов (см. рис. 2.22, 4.9, 4.25). Бипо-

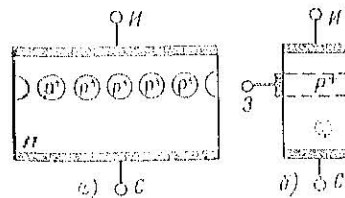
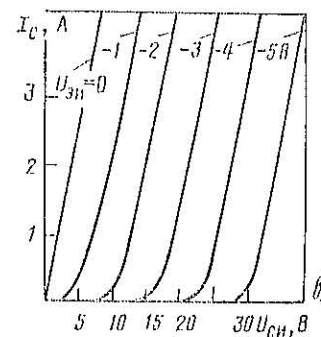


Рис. 4.36. Структура СИТ (а), вид структуры сбоку (б), выходные ВАХ (в)



лярный транзистор, МДП-транзистор, ПТУП с горизонтальным каналом имели в активной области пологую ВАХ, т. е. транзистор в усилительном режиме по отношению к внешней цепи представлялся источником тока и плохо согласовывался энергетически с мощной низкоомной нагрузкой (выходное сопротивление таких транзисторов много больше сопротивления нагрузки, например сопротивления громкоговорителя в усилителе звуковой частоты). Выходная ВАХ СИТ не имеет области насыщения тока стока, т. е. выходное сопротивление СИТ достаточно мало, что значительно повышает энергетические показатели линейных усилителей мощности на основе СИТ.

Структура СИТ характеризуется очень коротким каналом и малым расстоянием от истока до затвора (около 10 мкм); повышение мощности СИТ обеспечивается многоканальным строчным строением структуры, малыми размерами областей затвора, близких по форме к цилиндру (диаметр около 25 мкм).

Рассмотрим кратко, каким образом достигается глав-

ная отличительная особенность СИТ — выходная ВАХ без насыщения тока стока (без пологой области). Если напряжение на затворе отсутствует, то сопротивление канала минимально (СИТ нормально открытый транзистор) и с ростом напряжения $U_{\text{ст}}$ ток стока увеличивается, но ограничения $I_{\text{с}}$ не наступает. Количественные параметры структуры — малый затвор, короткий канал — приводят к качественному изменению физических процессов в канале СИТ по сравнению с ПТУП с горизонтальным каналом. Фактически в СИТ влияние напряжения стока на канал противоположно этому влиянию в ПТУП: с ростом $U_{\text{ст}}$ напряженность тормозящего поля у истока уменьшается, соответственно снижается потенциальный барьер $\Delta\varphi$ для электронов в канале. Поток электронов, способных преодолеть потенциальный барьер $\Delta\varphi$, увеличивается, в результате ток стока $I_{\text{с}}$ растет с ростом напряжения $U_{\text{ст}}$. Распределение электростатического потенциала φ вдоль оси канала СИТ

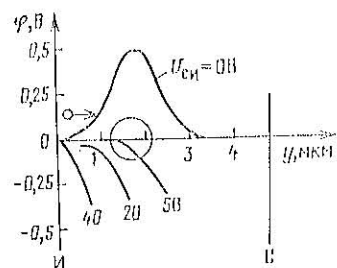


Рис. 4.37. Распределение электростатического потенциала φ вдоль оси канала СИТ

показано на рис. 4.37: потенциальный барьер $\Delta\varphi$ высок при $U_{\text{ст}} = 0$, но по мере увеличения этого напряжения он снижается и падает до нуля при $U_{\text{ст}} = 5$ В. Чем больше напряжение затвора $U_{\text{зи}}$, тем больше напряжение $U_{\text{ст}}$, необходимое для компенсации его запирающего действия, и выходные ВАХ СИТ с ростом $U_{\text{зи}}$ сдвигаются вправо. При полном исчезновении $\Delta\varphi$ ток стока определяется сопротивлением канала и растет пропорционально напряжению $U_{\text{ст}}$.

В СИТ относительно увеличивается влияние отрицательной обратной связи через сопротивление истока $r_{\text{и}}$ (см. § 4.5.2), так как сопротивление короткого канала мало. При больших токах стока отрицательная обратная связь может привести к насыщению тока и ограничению крутизны до значения $S \approx 1/r_{\text{и}}$ [см. (4.62)]. В структуре СИТ приняты специальные меры для снижения сопротивления $r_{\text{и}}$: малое расстояние затвор — исток, пониженное сопротивление n^+ -области истока.

Выходные ВАХ СИТ при малых токах стока в первом приближении описываются экспонентой

$$I_{\text{с}} = I_0 \exp \left[-\eta \frac{(U_{\text{зи}} - U_{\text{си}}/\mu^*)}{\varphi_{\text{T}}} \right], \quad (4.78)$$

где $\mu^* = \partial U_{\text{си}} / \partial U_{\text{зи}}$ (при $I_{\text{с}} = \text{const}$) — коэффициент усиления транзистора; I_0 — постоянная, имеющая размерность тока и зависящая от параметров структуры; η — коэффициент, зависящий от параметров канала; φ_{T} — тепловой потенциал.

При больших токах стока потенциальный барьер снижается и выходные ВАХ СИТ отклоняются от экспоненциальной зависимости, приближаясь к линейной вследствие влияния отрицательной обратной связи через $r_{\text{и}}$:

$$I_{\text{с}} = \frac{1}{r_{\text{и}}} (U_{\text{зи}} - U_{\text{си}}/\mu^*). \quad (4.79)$$

Следует подчеркнуть, что в обоих выражениях для выходной ВАХ СИТ напряжение стока вычитается из напряжения затвора [ср. с (4.60)].

Температурный коэффициент тока стока СИТ зависит от плотности тока: в области малых плотностей тока он положительна из-за определяющего действия потенциального барьера затвора; ТК $I_{\text{с}}$ становится отрицательным в области линейных выходных ВАХ, когда определяющее влияние на $I_{\text{с}}$ оказывает сопротивление канала (с ростом T подвижность носителей заряда уменьшается, сопротивление канала увеличивается и ток $I_{\text{с}}$ падает).

4.6.4. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ЭКСПЛУАТАЦИИ МОЩНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В УСИЛИТЕЛЬНОМ РЕЖИМЕ

Применение мощных полевых транзисторов в выходных каскадах усилителей звуковой частоты (усилителях мощности) имеет ряд преимуществ перед использованием для тех же целей мощных биполярных транзисторов.

1. Простота управления, так как для управления мощным полевым транзистором требуется ничтожный по мощности сигнал (в частности, как предварительный усилитель можно использовать операционный усилитель).

2. Высокая линейность передаточных характеристик полевых транзисторов, что позволяет существенно снизить уровень нелинейных искажений.

3. Крутизна мощных полевых транзисторов — основной параметр усилительного режима эксплуатации, которая практически не зависит от мощности выходного сигнала,

в то время как у биполярных транзисторов коэффициент передачи тока уменьшается с ростом выходного тока (см. рис. 2.18).

В усилительном режиме используют мощные МДП-транзисторы и транзисторы со статической индукцией. По сравнению с СИТ мощные МДП-транзисторы имеют меньшее значение входной емкости (с учетом эффекта Миллера — см. Введение), что позволяет расширить диапазон рабочих частот до 1000 кГц у МДП-транзисторов (для СИТ верхняя граница частотного диапазона составляет 100 кГц).

МДП-транзистор — нормально закрытый прибор, что в усилительном режиме эксплуатации обеспечивает повышенную надежность работы по сравнению с нормально открытым СИТ. Например, если в двухтактном усилителе мощности (см. Введение), построенном на комплементарной паре СИТ (два СИТ с n - и p -каналами), пропадает запирающее напряжение на одном из СИТ комплементарной пары, то источник питания оказывается замкнутым «накоротко» через два открытых СИТ.

Современные мощные МДП-транзисторы позволяют получить меньший уровень потерь мощности в транзисторе в усилительном режиме, чем СИТ. Причиной этого является меньшее значение сопротивления открытого МДП-транзистора (0,1 Ом и менее) по сравнению с СИТ (0,5 Ом и более). В итоге при прочих равных условиях рабочие температуры СИТ оказываются выше.

Мощные МДП-транзисторы имеют серьезный недостаток, затрудняющий их эксплуатацию в широком диапазоне рабочих температур (до 80—100 °C и выше). Дело в том, что пороговое напряжение МДП-транзистора зависит от температуры:

$$U_{пор}(T) = U_{пор}(20^\circ\text{C}) - TK U_{пор} \Delta T, \quad (4.80)$$

где $TK U_{пор}$ — температурный коэффициент порогового напряжения, равный $-5 \div -10$ мВ/°C.

Поэтому поддержание стабильного напряжения смещения на затворах МДП-транзисторов в двухтактных экономичных усилительных режимах в широком температурном диапазоне — сложная техническая задача. При сильном увеличении температуры МДП-транзистор превращается в прибор со встроенным каналом, что в двухтактных усилительных режимах приводит к выходу из строя одного или обоих транзисторов комплементарной пары (аналогично СИТ при срыве запирающего напряжения).

Важнейшие преимущества СИТ с точки зрения их применения в усилительном режиме эксплуатации определяются параметрами выходных ВАХ:

выходное сопротивление СИТ много меньше выходного сопротивления МДП-транзистора, что обеспечивает хорошее согласование СИТ с низкоомной нагрузкой и повышает общий КПД усилителя мощности;

динамический диапазон усиления СИТ шире, что приводит к снижению нелинейных искажений, вносимых нечетными гармониками высокого порядка в двухтактных усилительных режимах.

В двухтактных усилительных режимах необходимо применять согласованные по параметрам комплементарные пары полевых транзисторов (p -канальный и n -канальный). Практически такая пара должна иметь одинаковые передаточные характеристики (в частности, для СИТ должны совпадать крутизна S , напряжение отсечки $U_{отс}$ и ток стока при нулевом напряжении на затворе). Однако полное совпадение статических и динамических параметров транзисторов комплементарной пары недостижимо, так как подвижности носителей заряда в p -канале и n -канале отличаются (для дырок примерно на 30 % ниже); в результате входная емкость p -канального транзистора обычно больше. При этом появляются дополнительные частотные искажения или требуется выравнивать скорости изменения напряжений на входных емкостях с помощью коррекции управляющих сигналов. Чтобы избежать перечисленных трудностей, применяются так называемые квазикомплементарные пары, построенные только на n -канальных транзисторах.

Надежность работы мощного полевого транзистора в усилительном режиме непосредственно связана с областью безопасной работы (ОБР) транзистора (рис. 4.38)

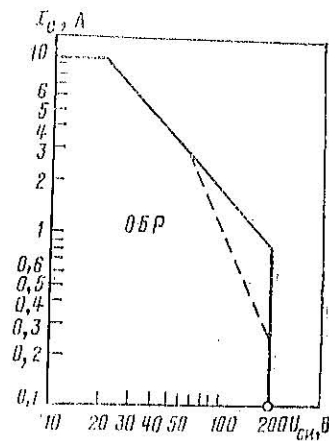


Рис. 4.38. Область безопасной работы мощного полевого транзистора

(см. Введение). На осях графика ОБР отложены значения выходных величин — тока стока I_c и напряжения сток—исток $U_{си}$. Ток стока ограничен наклонной линией рассеиваемой мощности (ток стока равен максимально допустимой мощности рассеивания, деленной на напряжение сток—исток) и максимально допустимой температурой структуры. Наклон графика, ограничивающего ОБР полевых транзисторов, во всем интервале рабочих токов и напряжений один и тот же в отличие от графика ОБР биполярных транзисторов — показан пунктиром (наклон увеличивается при наступлении вторичного пробоя, ОБР сужается).

4.6.5. СРАВНЕНИЕ МДП- И БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРОВ

МДП-транзисторы и биполярные транзисторы выполняют одинаковые функции: работают в схеме или в качестве линейного усилителя, или в качестве ключа. Ниже приводится краткое обобщающее сравнение этих двух типов транзисторов, при этом сначала выделяются основные физические свойства транзисторов, а затем определяются особенности эксплуатации транзисторов, прежде всего мощных, обусловленные этими свойствами.

Биполярные транзисторы

МДП-транзисторы

Физические свойства

Управляемый физический процесс — инжекция носителей: изменяется ток управления — изменяется поток инжектированных носителей заряда, что приводит к изменению выходного тока

Выходной ток обеспечивается носителями обоих знаков (дырками и электронами)

Управляемый физический процесс — эффект поля, вызывающий изменение концентрации носителей заряда в канале; изменяется управляющее напряжение — изменяется проводимость канала, что приводит к изменению выходного тока

Выходной ток обеспечивается основными носителями одного знака (или дырками, или электронами)

Особенности эксплуатации

Прибор управляется током, так как на входе имеется прямосмещенный $p-n$ переход и входное сопротивление мало

При управлении от ИС требуется дополнительное усиление тока

Относительно небольшой коэффициент усиления по току

Необходимость специальных мер по повышению помехоустойчивости

Прибор управляется напряжением, входное сопротивление очень большое, так как входная цепь от выходной изолирована диэлектриком

Возможно непосредственное управление от ИС

Очень большой коэффициент усиления по току

Высокая помехоустойчивость

Физические свойства

Низкая теплоустойчивость: с увеличением тока растет температура структуры, что приводит к большему увеличению тока

Высокая теплоустойчивость: рост температуры структуры приводит к увеличению сопротивления канала, и ток уменьшается

Особенности эксплуатации

Высокая вероятность саморазогрева и вторичного пробоя: сужение области безопасной работы (ОБР)

Высокая чувствительность к токовым перегрузкам

Необходимость выравнивания токов в параллельном соединении приборов

Низкая вероятность теплового саморазогрева и вторичного пробоя — расширение ОБР

Низкая чувствительность к токовым перегрузкам

Равномерное распределение тока в параллельном соединении приборов

Проведенное сравнение показывает, что в дискретных электронных устройствах МДП-транзисторы в ряде применений предпочтительнее биполярных. Во-первых, управляющая цепь полевых транзисторов потребляет ничтожную

энергию, так как входное сопротивление этих приборов велико (до 10^{17} Ом). Как правило, усиление мощности и тока в МДП-транзисторах много больше, чем в биполярных. Во-вторых, вследствие того что управляющая цепь изолирована от выходной цепи, значительно повышается надежность работы и помехоустойчивость схем на МДП-транзисторах. В-третьих, МДП-транзисторы имеют низкий уровень собственных шумов, что связано с отсутствием инжекции и свойственных ей флуктуаций. Наконец, в-четвертых, полевые транзисторы, вообще говоря, обладают более высоким собственным быстродействием, так как в них нет инерционных процессов накопления и рассеивания носителей заряда. В результате мощные МДП-транзисторы все больше вытесняют биполярные транзисторы там, где требуется высокое быстродействие и повышенная надежность работы.

Однако МДП-транзисторы имеют и недостатки. Во-первых, вследствие относительно высокого сопротивления канала в открытом состоянии падение напряжения на открытом МДП-транзисторе заметно больше, чем падение напряжения на насыщенном биполярном транзисторе. Этот недостаток усугубляется еще и тем, что температурная зависимость сопротивления канала сильнее, чем зависимость от температуры напряжения насыщения биполярного транзистора (сопротивление канала открытого МДП-транзистора в диапазоне температур $25-150^\circ\text{C}$ увеличивается в 2 раза, а напряжение насыщения биполярного транзистора — примерно в 1,5 раза). Во-вторых, МДП-транзисторы имеют существенно меньшее значение предельной температуры структуры $T_{j\max}$ равное 150°C (для кремниевых биполярных транзисторов $T_{j\max} = 200^\circ\text{C}$). Этот факт ограничивает применение МДП-транзисторов в режимах эксплуатации с повышенной температурой окружающей среды (около 100°C), в частности, в автомобильных двигателях, металлургии и т. д.

4.7. ПОЛЕВЫЕ ПРИБОРЫ С ЗАРЯДОВОЙ СВЯЗЬЮ

4.7.1. ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

Прибор с зарядовой связью (ПЗС) представляет собой МДП-структуру с большим количеством управляющих электродов—затворов (рис. 4.39). Главная особенность ПЗС состоит в том, что он хранит и передает информацию в виде количества заряда — «зарядовых пакетов», которые состо-

ят из подвижных носителей заряда (дырок или электронов). В простейших случаях применения ПЗС такой информационный зарядовый пакет вводится через входной электрод и затем постепенно с помощью управляющих напряжений передается от затвора к затвору. На выходном электроде ПЗС информация оказывается задержанной по отношению к входному сигналу, т. е. ПЗС выполняет функцию элемента задержки.

Возможен также параллельный ввод информации, когда зарядовые пакеты поступают одновременно на все за-

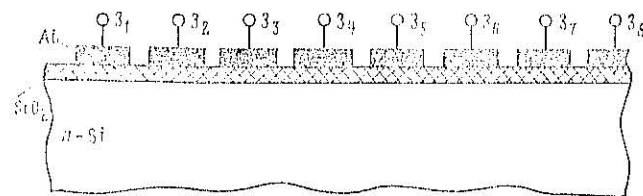


Рис. 4.39. Структура прибора с зарядовой связью

творы ПЗС. Затем записанная в виде зарядовых пакетов информация последовательно выводится из ПЗС, т. е. записанная информация «разворачивается» во времени.

По выполняемым функциям современные ПЗС можно разделить на три класса:

- 1) ПЗС для обработки и преобразования аналоговых сигналов;
- 2) ПЗС для приема и преобразования изображений — фото-ПЗС;
- 3) ПЗС для запоминающих устройств.

В качестве устройств, использующих ПЗС для обработки аналоговых сигналов, можно выделить:

линии задержки (входной аналоговый сигнал преобразуется в дискретные зарядовые пакеты и через время задержки поступает на выход ПЗС);

мультиплексоры (несколько входных сигналов параллельно вводятся в ПЗС, а затем последовательно выводятся на выход ПЗС);

фильтры и другие устройства.

Фото-ПЗС воспринимают информацию об изображении параллельно, а затем преобразуют ее в так называемый ви-

деосигнал. Запоминающие устройства на ПЗС прежде всего выделяются своей низкой стоимостью.

Низкая стоимость изготовления — вообще основное преимущество ПЗС по сравнению с другими классами цифровых устройств. Кроме того, ПЗС отличаются малыми массами и габаритами, низкой потребляемой мощностью, повышенной надежностью.

4.7.2. РЕЖИМЫ РАБОТЫ МДП-СТРУКТУРЫ В ПЗС

МДП-структура, как отмечалось, может работать в трех режимах — обеднения, обогащения и инверсии проводимости канала. В ПЗС основной рабочий режим МДП-структуры — это режим обеднения. Выбор режима обеднения обусловлен тем, что носителем информации в ПЗС является «зарядовый пакет» дырок или электронов. Очевидно, что чем меньше концентрация подвижных зарядов в исходном состоянии МДП-структуры, тем выше чувствительность прибора, т. е. тем меньше может быть зарядовый пакет.

С течением времени в обедненной МДП-структуре за счет генерации происходит образование электронно-дырочных пар и возможно создание паразитного для ПЗС инверсионного слоя. Время, необходимое МДП-структуре для перехода из режима обеднения в режим инверсии, называется временем релаксации t_s ; его значение оценивается из условия компенсации объемного заряда обедненного слоя ионов примесей подвижными носителями, созданными тепловой генерацией. Например, для ПЗС с каналом n -типа имеем

$$gt_s = qN_A, \quad (4.81)$$

где g — скорость тепловой генерации носителей зарядов — электронов; N_A — концентрация ионов акцепторной примеси.

Современная технология изготовления ПЗС позволяет получить времена релаксации, измеряемые минутами. Тем не менее в принципе ПЗС — прибор динамического типа, и долговременное хранение информации в нем невозможно.

Рассмотрим принцип передачи информации в ПЗС, т. е. передачу зарядового пакета от затвора к затвору.

Пусть полупроводник структуры n -типа и на все затворы подано одинаковое отрицательное напряжение U_1 , тогда под всеми затворами образуется ОПЗ шириной l_0 (рис.

4.40, а), этот заряд составляют положительные ионы донорной примеси (см. § 4.2.1).

Если отрицательное напряжение на затворе Z_2 по абсолютному значению больше, чем на соседних затворах Z_1 и Z_3 ($|U_2| > |U_1|$), то под затвором Z_2 глубина обедненной области получается больше, чем под затворами Z_1 и Z_3 (рис. 4.40, б). Введем под затвор Z_2 информационный зарядовый пакет дырок: при заданном соотношении напряжений на затворах дырки не могут преодолеть действующего на границах области под затвором Z_2 тормозящего электриче-

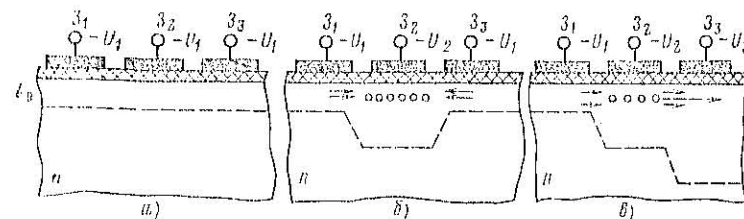


Рис. 4.40. Режимы эксплуатации прибора с зарядовой связью:

а — режим покоя; б — режим хранения информации; в — режим считывания информации

ского поля. В этом случае зарядовый пакет под затвором Z_2 может храниться относительно долго (конечно, много меньше времени релаксации) и говорят при этом, что затвор Z_2 работает в режиме хранения информации. Напряжение U_2 называют напряжением хранения.

Пусть на затвор Z_3 подано отрицательное напряжение U_3 , а на затворе Z_2 осталось напряжение U_2 , причем ($|U_3| > |U_2|$) (рис. 4.40, в), тогда на границе затворов Z_2 и Z_3 образуется ускоряющее для дырок электрическое поле и зарядовый пакет переходит от Z_2 к Z_3 . Затвор Z_3 работает при этом в режиме считывания информации, а напряжение U_3 называют напряжением считывания.

Суммарный положительный заряд под затвором определяется напряжением на затворе и емкостью МДП-структуры. Поэтому появление зарядового пакета дырок сопровождается уменьшением положительного заряда ионов донорной примеси. При равенстве пространственного заряда доноров заряду пакета дырок электрические поля на границах между затворами исчезают и дырочный пакет распре-

деляется вдоль всей поверхности структуры, т. е. не может быть носителем информации. Следовательно, максимальное допустимое значение количества заряда в пакете равно:

$$Q_{max} = (U_2 - U_1) CS,$$

где C — удельная емкость диэлектрика; S — площадь затвора.

Таким образом, значение заряда в пакете ограничено снизу Q_{min} и сверху Q_{max} .

В процессе переноса зарядового пакета имеют место потери заряда. Эти потери связаны, во-первых, с тем, что скорости носителей заряда в пакете различны и требуется определенное время для переноса всего заряда, во-вторых, с тем, что часть зарядов оказывается захваченной приповерхностными ловушками. Следовательно, для переноса зарядового пакета без потерь необходимо какое-то минимальное время. Это время тем меньше, чем меньше расстояние между затворами, чем выше подвижность носителей и напряжение считывания.

4.7.3. ВЫВОД ИНФОРМАЦИИ ИЗ ПЗС

Рассмотрим принцип вывода информации из ПЗС на примере структуры, показанной на рис. 4.41. Пусть записанная в ПЗС информация в виде зарядовых пакетов дырок находится под затворами с четными номерами (на рис. 4.41, *а* зачернены). Если на «печетные» затворы подать напряжение $U_1 < 0$, а на затворы с четными номерами — отрицательное напряжение U_2 ($|U_2| > |U_1|$), то между каждой парой затворов (1-2, 3-4, 5-6 и т. д.) возникнет электрическое поле. Вектор напряженности этого поля направлен от затворов с нечетными номерами к затворам с четными номерами, и четные затворы работают в режиме хранения информации.

Пусть напряжение на затворах U_1 и U_2 изменяется во времени, как показано на рис. 4.41, *б*, и обеспечено однонаправленное перемещение дырок справа налево, тогда в момент времени t_1 зарядовые пакеты перейдут от затворов с четными номерами (рис. 4.41, *а*) к затворам с нечетными номерами (рис. 4.41, *в*) и там хранятся до момента t_2 . В момент t_2 происходит новый сдвиг зарядовых пакетов справа налево к затворам с четными номерами. Меняя в каждом последующем такте напряжения U_1 и U_2 на затворах, можно постепенно вывести все зарядовые па-

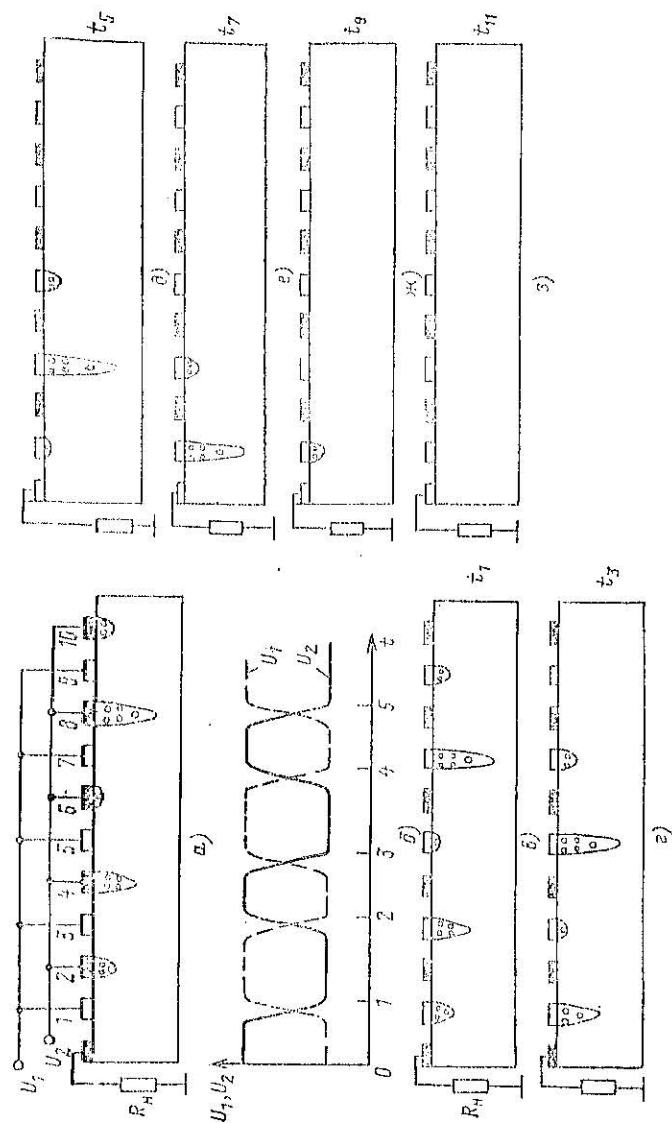


Рис. 4.41. Вывод информации из ПЗС:

а — записанная информация; *б* — система управляющих напряжений; *в* — перемещение зарядовых пакетов

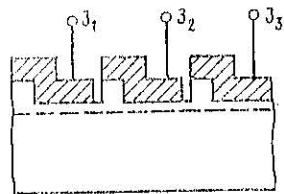


Рис. 4.42. Асимметричная структура ПЗС для однонаправленной передачи зарядовых пакетов

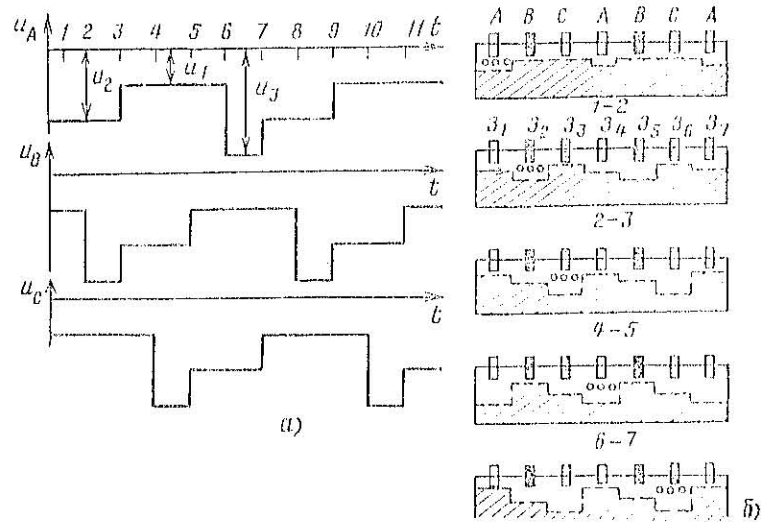


Рис. 4.43. Однонаправленная передача зарядовых пакетов при трехфазном управлении:

а — диаграммы управляющих напряжений; б — передача зарядовых пакетов во времени

кеты во внешнюю цепь R_n (рис. 4.41, з), после чего в ПЗС вводится новая информация. Однонаправленное движение зарядовых пакетов можно обеспечить с помощью особой геометрии структуры, как, например, на рис. 4.42.

Чтобы не усложнять геометрию структуры ПЗС и одновременно иметь однонаправленное движение зарядовых пакетов, вводят третью группу затворов и трехтактную систему питания.

ПЗС с трехтактным питанием изображен на рис. 4.43, а;

питающие напряжения подаются на шины A, B, C и сдвинуты относительно друг друга на $1/3$ периода (рис. 4.43, б). Пусть в момент времени t_1 через входной p - n переход инжектируется зарядовый пакет дырок. Тогда на интервале $t_1 - t_2$ затвор Z_1 работает в режиме хранения, так как $|U_2| \geq |U_1|$ и заряд не может уйти из области под затвором Z_1 .

В момент t_2 на шину B подается напряжение считывания U_3 и дырки переходят от затвора Z_1 к затвору Z_2 . В момент t_3 напряжение питания U_B уменьшается до значения U_2 , соответствующего режиму хранения. Чтобы исключить возврат дырок под затвор Z_1 , одновременно (в момент t_3) напряжение U_A уменьшается до значения U_1 . В момент t_4 подается напряжение считывания U_3 на шину C и повторяются процессы, справедливые для момента времени t_2 , но уже для затворов Z_2 и Z_3 : зарядовый пакет переходит под затвор Z_3 и т. д.

Период повторения T каждого из питающих напряжений U_A, U_B, U_C складывается из трех интервалов хранения t_{xp} и трех интервалов считывания t_{cs} :

$$T = 3(t_{xp} + t_{cs}).$$

Тогда время задержки t_3 выходного сигнала по отношению к входному при N затворов в ПЗС можно представить в виде

$$t_3 = \frac{1}{3} T(N - 1) = (t_{xp} + t_{cs})(N - 1).$$

Минимальное и максимальное значения периода повторения T_{min} определяются динамическими свойствами ПЗС. Минимальный период T_{min} и соответственно минимальная задержка t_{3min} при заданном N определяются потерями при передаче зарядового пакета: для современных ПЗС значение $T_{min} = 20 \div 50$ нс и предельная рабочая частота $5 - 20$ МГц. Практически значение T_{min} определяет точность задержки сигнала с помощью ПЗС.

Максимальный период и максимальная задержка определяются временем хранения: оно должно быть настолько малым, чтобы за время передачи зарядового пакета от входа до выхода паразитное (генерированное) значение не превысило долей заряда в пакете. При $N = 100$ максимальный период типичных ПЗС менее $10 - 100$ мс, что позволяет на одном ПЗС иметь задержки до 10 с и более.

1. Оцените емкость МДП-структуры в режиме облучения при подаче на затвор импульса напряжения амплитудой 20 В при концентрации донорной примеси 10^{16} см $^{-3}$ и толщине диэлектрика 0,5 мкм.

2. Запишите уравнение, описывающее выходную ВАХ МДП-транзистора в активной области работы (на пологом участке ВАХ), с учетом влияния модуляции длины канала и напряжения подложки.

3. Перечислите основные параметры МДП-транзистора для усилительного и ключевого режимов эксплуатации, приведите ориентировочные значения параметров для интегральных и мощных МДП-транзисторов.

4. Изобразите диаграммы изменения тока стока и напряжения стока МДП-транзистора в ключевом режиме эксплуатации для двух значений емкости затвора; то же для двух значений сопротивления нагрузочного резистора.

5. Определите особенности работы в ключевом режиме комбинированной пары МДП-транзисторов по сравнению с одиночным МДП-транзистором.

6. Оцените значение остаточного напряжения и длительности положительного и отрицательного фронтов МДП-транзистора в ключевом режиме при амплитуде напряжения затвора 5 В, $E_0=30$ В, $R_0=30$ Ом, $C_0=2000$ пФ, $S=1$ А/В, $U_{пор}=1$ В; то же с учетом эффекта Миллера.

7. Определите основные особенности структуры и построения цепи управления мощных МДП-транзисторов.

8. Сравните основные параметры и характеристики СНТ с МДП-транзисторами с точки зрения эксплуатации этих приборов в усилительном и ключевом режимах.

9. Оцените время вывода информации из ПЗС в периодах тактовой частоты, если информационный зарядовый пакет находился под n -м затвором.

Глава пятая

ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

5.1. ОПТИЧЕСКОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ

5.1.1. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ И СВЕТОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Принципиальная особенность оптоэлектронных приборов состоит в использовании оптического излучения.

Оптическое излучение — это электромагнитные волны

с длиной волны λ от 10 нм до 1 мм 1 . По физическим свойствам оптический диапазон волн неоднороден. Поэтому принято оптический диапазон делить на поддиапазоны, в которых физические свойства в определенной степени одинаковы: ультрафиолетовое излучение ($\lambda=0,01 \div 0,1$ мкм), видимое излучение ($\lambda=0,38 \div 0,78$ мкм), инфракрасное излучение ($\lambda=0,78 \div 1$ мм) (рис. 5.1).

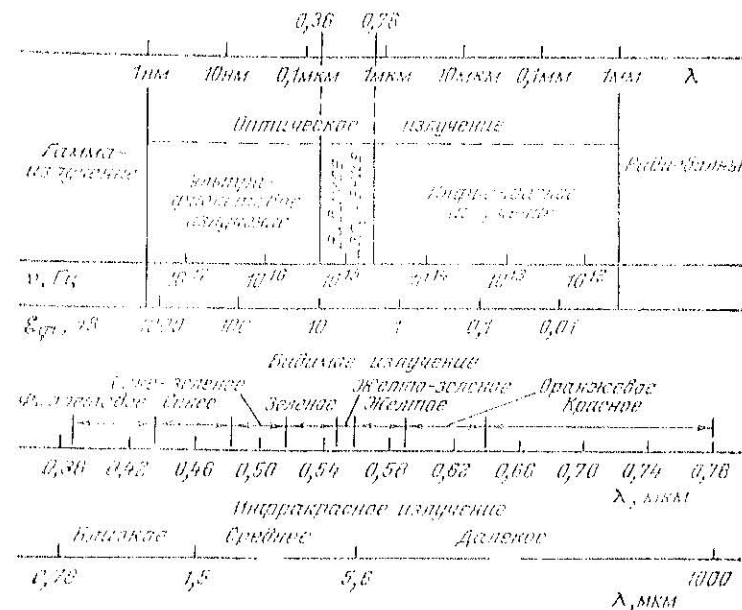


Рис. 5.1. Шкала электромагнитных волн:
у — энергия излучения; E_{ph} — энергия излучения

Оптическое излучение характеризуют фотометрическими параметрами. Различают фотометрические параметры энергетические и световые.

Энергетические параметры характеризуют излучение независимо к его действию на какой-либо приемник излучения и связаны с переносимой излучением энергией.

С помощью световых параметров оценивают излучение

$^1 1 \text{ мкм} = 10^3 \text{ мкм} = 10^6 \text{ нм}$.