

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ И ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

В 2-х частях

Часть 2

Б. С. Колосницын, Н. В. Гапоненко

РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Рекомендовано УМО по образованию в области информатики и радиоэлектроники в качестве учебно-методического пособия для студентов учреждений, обеспечивающих получение высшего образования по специальностям 1.41 01 02, 1-41 01 03

Минск БГУИР 2012

УДК 621.3.049.77+621.382(076)

ББК 32.844.1+32.852я73

К 61

Р е ц е н з е н т ы:

профессор кафедры микро- и нанотехники Белорусского национального технического университета, доктор технических наук В. А. Сычик;

заведующий кафедрой автоматизированных систем обработки информации Международного государственного экологического университета им. Сахарова, кандидат технических наук, доцент И.И Шпак;

профессор кафедры электронной техники и технологии учреждения образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», доктор технических наук С. В. Бордусов

Колосницын, Б. С.

К 61

Полупроводниковые приборы и элементы интегральных микросхем. В 2-х ч. Ч.2 : Расчет и проектирование полевых транзисторов : учеб. пособие / Б. С. Колосницын., Н. В. Гапоненко. – Минск : БГУИР, 2012. – 96 с.: ил.

ISBN

Пособие посвящено расчету и проектированию полевых транзисторов. В основе – материал дисциплины «Полупроводниковые приборы и элементы интегральных микросхем», читаемой студентам 4-го курса БГУИР специальностей «Микро- и наноэлектронные технологии и системы» и «Квантовые информационные системы». Пособие также может быть полезно при изучении родственных курсов других специальностей.

Часть 1 «Расчет и проектирование биполярных транзисторов» издана в БГУИР в 2011 г.

УДК 621.3.049.77+621.382(076)

ББК 32.844.1+32.852я73

ISBN 978-985-488-848-4(ч.2)

ISBN 978-985-488-648-0

© Колосницын Б. С., Гапоненко Н.В. 2012

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2012

Содержание

| | |
|--|----|
| Предисловие..... | 5 |
| 1 Расчет и проектирование полевых транзисторов с затвором Шоттки..... | 6 |
| 1.1 Пороговое напряжение..... | 6 |
| 1.2 Расчет ВАХ идеализированного транзистора..... | 9 |
| 1.3 Расчет ВАХ реального транзистора..... | 11 |
| 1.4 Расчет сопротивлений стока и истока. ВАХ реального транзистора | 13 |
| 1.5 Характеристические частоты транзистора..... | 15 |
| 1.6 Эффект паразитного управления..... | 16 |
| 1.7 Современные структуры транзисторов..... | 17 |
| 1.8 Сравнительные характеристики ПТ с управляющим <i>p-n</i> -переходом | |
| ПТШ..... | 21 |
| 2 Расчет параметров МОП-транзисторов..... | 23 |
| 2.1 Подвижность..... | 23 |
| 2.2 Крутизна..... | 27 |
| 2.3 Пороговое напряжение..... | 29 |
| 2.3.1 Пороговое напряжение классического МОП-транзистора с большими размерами..... | 29 |
| 2.3.2 Пороговое напряжение МОП-транзистора с малыми размерами..... | 32 |
| 3 Расчет и проектирование мощных МОП-транзисторов..... | 38 |
| 3.1 Геометрия мощных МОП-транзисторов..... | 38 |
| 3.2 Особенности технологии и конструирования мощных МОП- транзисторов с двойной диффузией..... | 42 |
| 3.2.1 Пороговое напряжение МОП-транзистора с двойной диффузией..... | 42 |
| 3.2.2 Проводимость и крутизна характеристики МОП-транзистора с двойной диффузией..... | 45 |
| 3.2.3 Сопротивление горизонтального МОП-транзистора с двойной диффузией в проводящем состоянии..... | 46 |
| 3.2.4 Сопротивление вертикального МОП-транзистора с двойной диффузией в проводящем состоянии..... | 50 |
| 3.2.5 Напряжение пробоя МОП-транзистора с двойной диффузи- ей..... | 60 |
| 3.2.5.1 Лавинный пробой..... | 60 |
| 3.2.5.2 Напряжение сквозного обеднения..... | 61 |
| 3.2.6 Вторичный пробой МОП-транзистора с двойной диффузи- ей..... | 62 |
| 3.3 Мощные СВЧ МОП-транзисторы..... | 63 |
| 3.3.1 Эквивалентные схемы мощного СВЧ МОП-транзистора в режиме малого и большого сигналов..... | 63 |
| 3.3.2 Общий подход к выбору конструкции и проектированию топологии структуры мощного кремниевого СВЧ МОП-транзистора..... | 65 |

| | | |
|-------|---|----|
| 3.3.3 | Емкость затвора МОП-транзистора с дрейфовой областью... | 68 |
| 4. | Комплементарные МОП-схемы..... | 72 |
| 4.1 | Общие сведения..... | 72 |
| 4.2 | Особенности проектирования КМОП-схем..... | 74 |
| 4.3 | Защелкивание КМОП-структур..... | 75 |
| 4.4 | Модели эффекта защелкивания..... | 78 |
| 4.5 | Потеря мощности в КМОП..... | 81 |
| 4.5.1 | Основные источники рассеиваемой мощности в КМОП-схемах..... | 81 |
| 4.5.2 | Мощность рассеивания КМОП-инвертора в режиме сквозного тока..... | 85 |
| 4.5.3 | Динамическая мощность рассеяния КМОП-инвертора..... | 86 |
| 4.5.4 | Основные методы минимизации энергопотребления КМОП-схем..... | 90 |
| 4.5.5 | Физические ограничения при проектировании маломощных КМОП БИС..... | 91 |
| 4.5.6 | Конструктивно-технологические ограничения при проектировании маломощных КМОП БИС..... | 94 |
| | Литература..... | 96 |

Предисловие

Учебно-методическое пособие посвящено расчету и проектированию полевых транзисторов. Основой пособия послужил материал дисциплины «Полупроводниковые приборы и элементы интегральных микросхем», читаемой одним из авторов студентам 4-го курса специальностей «Микро- и нанoeлектронные технологии и системы» и «Квантовые информационные системы». Это пособие является продолжением серии учебных и учебно-методических пособий («Элементы интегральных схем. Физические основы», «Мощные и СВЧ полупроводниковые приборы», «Расчет и проектирование биполярных транзисторов»), изданных в университете и предназначенных для изучения студентами третьего и четвертого курсов перечисленных специальностей дисциплины «Полупроводниковые приборы и элементы интегральных микросхем».

Учебно-методическое пособие включает в себя 4 раздела. Первый раздел посвящен этапам проектирования и расчетам электрических и геометрических параметров канальных полевых транзисторов на примере полевого транзистора с затвором Шоттки.

Во 2-м разделе представлены расчеты основных электрофизических и электрических длинно- и короткоканальных маломощных МОП-транзисторов.

Большое внимание в пособии уделено расчету и проектированию мощных ГДМОП, ВДМОП, V -МОП и U -МОП-транзисторов. Подробно в 3-м разделе анализируются физические эквивалентные схемы, поясняющие пути прохождения потоков свободных носителей заряда от истока с стоку и приводятся аналитические выражения для расчета сопротивления каналов этих транзисторов в открытом состоянии.

На протяжении, наверное, последних 20 лет основным активным элементом интегральной схемотехники является КМОП-схема. Поэтому 4 раздел пособия посвящен особенностям проектирования КМОП-схемы. В разделе также анализируются основные механизмы рассеивания мощности в КМОП-структурах и методы минимизации их энергопотребления.

1 Расчет и проектирование полевых транзисторов с затвором Шоттки

1.1 Пороговое напряжение

Известно [1], что в зависимости от конструкции затвора полевые транзисторы можно разбить на две группы:

— канальные транзисторы, проводимость канала которых модулируется изменением его площади путем расширения (сужения) ширины обедненного слоя p - n -перехода или выщемляющего контакта металл–полупроводник;

— МДП- (или МОП) транзисторы, проводимость канала которых модулируется увеличением (обеднением) канала основными свободными носителями заряда.

К канальным транзисторам (КТ) относятся полевые транзисторы с управляющим p - n -переходом (ПТУП) и полевые транзисторы с затвором Шоттки (ПТШ).

Для интенсивно развивающейся интегральной электроники технологичность – одна из определяющих характеристик прибора. В этом аспекте полевые КТ с управляющим p - n -переходом заметно уступают ПТШ.

В настоящее время технология изготовления ПТШ использует арсенид галлия, электрофизические параметры которого приведены в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Основные физические характеристики $GaAs$ и $Si(T = 300 \text{ K})$

| Параметр | Обозначение | Единицы измерения | Значение параметра | |
|---|-------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| Период решетки | a | нм | 0,565 | 0,543 |
| Плотность | - | г/см ³ | 5,32 | 2,33 |
| Удельная теплопроводность | - | Вт/см·К | 0,55 | 1,50 |
| Относительная диэлектрическая проницаемость | ϵ | - | 12,85 | 11,90 |
| Ширина запрещенной зоны | E_g | эВ | 1,42 | 1,12 |
| Эффективная масса электронов: | | | | |
| –главный минимум | m_n/m_0 | - | 0,065 | 0,98 |
| –побочные минимумы | | | 1,20 | 0,16 |
| Эффективная масса дырок | m_p/m_0 | - | 0,50 | 0,49 |
| Подвижность: | | | | |
| –электронов | μ_n | см ² /Вс | 9000 | 1500 |
| –дырок | μ_p | см ² /Вс | 320 | 475 |
| Эффективная плотность состояний: | | | | |
| –зона проводимости | N_c | см ⁻³ | $4,2 \cdot 10^{17}$ | $2,8 \cdot 10^{19}$ |
| –валентная зона | N_v | см ⁻³ | $9,5 \cdot 10^{19}$ | $1,0 \cdot 10^{19}$ |
| Характер межзонных переходов | - | - | Прямые | Непрямые |

Важнейшим свойством $GaAs$ является высокая подвижность электронов в слабых полях (в 6 раз выше, чем в кремнии), связанная с малой эффективной массой. В чистом материале основным механизмом рассеяния является

рассеяние на полярных оптических фононах. При охлаждении до 77 К подвижность ограничивается рассеянием на фоновых примесях и достигает $(80...250) 10^3 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$.

Важным преимуществом является значительная ширина запрещенной зоны. Собственная концентрация носителей заряда весьма мала ($\sim 2 \cdot 10^6 \text{ см}^{-3}$ при $T = 300 \text{ К}$), что позволяет получить материал с высоким удельным сопротивлением (полуизолирующий $i^* - \text{GaAs}$). Подложки GaAs с удельным сопротивлением $\rho = (10^7...10^9) \text{ Ом}\cdot\text{см}$ обладают прекрасными диэлектрическими свойствами вплоть до частот в несколько сот гигагерц.

Высокая подвижность электронов позволяет создавать на основе GaAs электронные приборы чрезвычайно высокого быстродействия, причем диэлектрическая подложка обеспечивает малые паразитные емкости в ИМС. Значительная ширина запрещенной зоны позволяет расширить температурный диапазон работы ИМС. Прямой характер межзонных переходов приводит к резкому снижению времени жизни избыточных носителей заряда. В сочетании с большой шириной запрещенной зоны это свойство GaAs повышает радиационную стойкость ИМС на его основе.

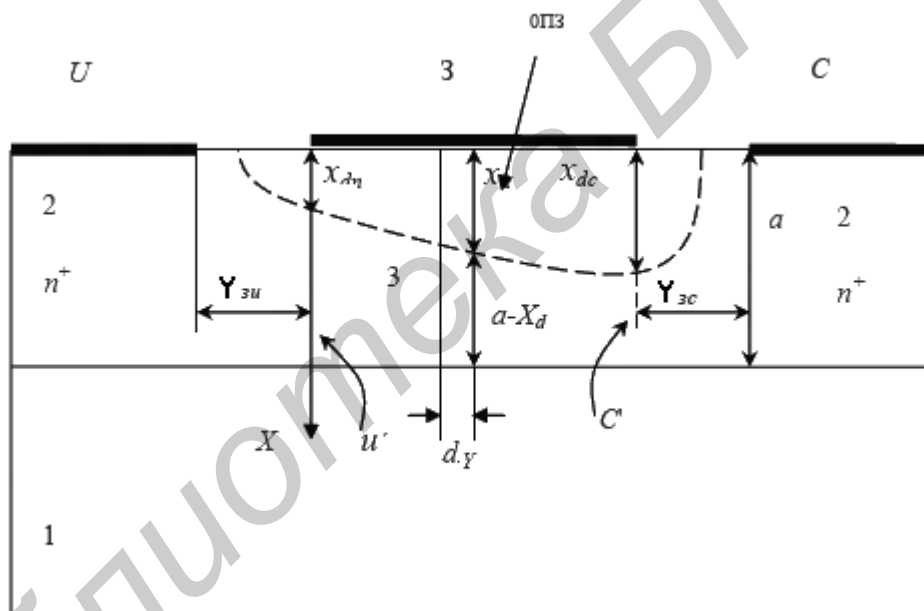


Рисунок 1.1 – Простейшая структура ПТШ

В полевых транзисторах с затвором Шоттки (ПТШ) канал представляет собой электронейтральную область, в которой положительный заряд доноров компенсирован зарядом основных носителей (электронов). Модуляция проводимости канала осуществляется за счет изменения толщины канала, которая обычно много больше дебаевской длины экранирования. Канал отделен от поверхности слоем области пространственного заряда (ОПЗ), толщина которого зависит от напряжения между затвором и каналом и определяет барьерную емкость затвор – канал. Как правило, толщина ОПЗ в ПТШ больше толщины подзатворного диэлектрика в МОП-транзисторе. Поэтому управляющее действие затвора проявляется несколько слабее, что снижает крутизну ВАХ. Однако во столько же раз снижается емкость затвор – канал. Кроме этого, в ка-

нале ПТШ подвижность электронов не подвержена действию поверхностных дефектов, как это имеет место в МОП-транзисторе.

Основное различие ВАХ ПТШ и МОП-транзистора связано с тем, что в МОП-транзисторе затвор электрически изолирован от канала диэлектриком и ток затвора практически равен нулю. В ПТШ переход затвор – канал имеет диодную характеристику и при положительных напряжениях $U_{3И}$ ток затвора может быть достаточно большим.

При $U_{СИ} = 0$ ($I_C = I_{И} = 0$) потенциалы всех точек канала одинаковы, и на рисунке 1.4 $X_{dn} = X_{dc}$. Толщина ОПЗ определяется напряжением $U_{3И}$:

$$X_d = [2\varepsilon\varepsilon_0(\varphi_B - U_{3И}) / qN_d]^{1/2}, \quad (1.1)$$

где N_d – концентрация доноров в однородно легированном активном слое.

Пороговое напряжение $U_{пор}$ соответствует напряжению затвор – исток, при котором толщина канала обращается в нуль, т.е. $a = Xd$. Таким образом, из (1.1) следует

$$U_{пор} = \varphi_B - U_{П}, \quad (1.2)$$

где $U_{П} = eN_d a^2 / 2\varepsilon\varepsilon_0$ – напряжение перекрытия канала, численно равное пороговому напряжению при $\varphi_B = 0$.

Величина барьерного потенциала слабо зависит от материала затвора, так как определяется в основном поверхностными состояниями, и составляет обычно около 0,8 В. Крутизна ВАХ ПТШ пропорциональна произведению подвижности электронов в канале на концентрацию доноров. Для увеличения крутизны желательно повысить концентрацию доноров, однако при этом снижается подвижность, уменьшается толщина ОПЗ (1.1) и возрастает емкость затвор – канал. Оптимальное значение N_d лежит в диапазоне $(1...5)10^{17} \text{ см}^{-3}$. При фиксированных значениях φ_B и N_d величина $U_{пор}$ соответствует толщине активного слоя

$$a_0 = (2\varepsilon\varepsilon_0 \varphi_B / qN_d)^2 = 0,1 \text{ мкм}. \quad (1.3)$$

При $a > a_0$ пороговое напряжение отрицательно, и в равновесном состоянии ($U_{3И} = 0$) канал существует. Такие ПТШ называются нормально открытыми (встроенный канал). При $a < a_0$ пороговое напряжение положительно, и для образования канала необходимо приложить напряжение $U_{3И} - U_{пор} > 0$. Такие ПТШ называются нормально закрытыми (индуцированный канал). Таким образом, толщина активного слоя является главным параметром, определяющим величину порогового напряжения.

1.2 Расчет ВАХ идеализированного транзистора

Модель идеализированного ПТШ предложена У. Шокли и основана на следующих допущениях [2]:

- 1) канал легирован однородно;
- 2) ОПЗ полностью обеднена электронами;
- 3) неосновные носители в канале отсутствуют;
- 4) область канала электрически нейтральна в каждой точке (концентрация электронов n соответствует равновесному значению $n_0 = N_d$);
- 5) ток в цепях затвора и подложки отсутствует;
- 6) в ОПЗ поперечное электрическое поле E_y (см. рисунок 1.1) много больше продольного E_x ;
- 7) в канале поперечное электрическое поле E_y равно нулю;
- 8) подвижность электронов в канале μ_n постоянна;
- 9) сопротивления полупроводниковых областей между электродами стока, истока и затвора, а также сопротивления омических контактов стока и истока пренебрежимо малы.

В силу допущений 1, 4 и 9 ток в канале имеет дрейфовую природу и может быть описан законом Ома в дифференциальной форме. При этом для участка канала длиной dy (см. рисунок 1.1) получим

$$dU(y) = IdR_K(y), \quad (1.4)$$

где $U(y)$ – потенциал канала, не зависящий от координаты x в силу допущения 7;

$dR_K(y)$ – сопротивление участка канала длиной dy . В силу допущения 5 ток I не зависит от координаты x и равен току стока I_c .

Сопротивление $dR_K(y)$ составляет:

$$dR_K(y) = pd_y/Z(a-yd), \quad (1.5)$$

где удельное сопротивление канала p не зависит от координаты и определяется концентрацией доноров (допущения 1, 4):

$$X_d = \{2\epsilon\epsilon_0[U_K(y) + \phi_B - U_3]/qN_d\}^{1/2} \quad (1.6)$$

Подставив (1.6) в (1.5) и считая, что канал легирован равномерно, проинтегрировав выражение (1.5) на отрезке канала $y = 0$ («внутренний» исток) и $y = L$ («внутренний» сток, см. рисунок 1.1), получим основное уравнение ПТШ:

$$I_c = g_0 \left\{ U_k - \frac{2[(U_k + \phi_B - U_3)^{3/2} - (\phi_B - U_3)^{3/2}]}{3 U_n^{1/2}} \right\} \quad (1.7)$$

Уравнение (1.7) применимо только до точки, где нет перекрытия канала со стороны стока, т.е.

$$a(L) = a_0 = [2\epsilon\epsilon_0(U_k + \phi_B - U_3)/qN_d] \leq a.$$

При $U_k = U_{cu} = U_{Hac}$ перекрывается канал со стороны стока:

$$U_{Hac} = U_n - \phi_B + U_3. \quad (1.8)$$

Подставив (1.8) в (1.7), получим

$$I_{c \text{ нас}} = g_0 \left[\frac{1}{3} U_n + \frac{2}{3} \frac{\varphi_B - U_3}{U_n^{1/2}} - \varphi_B + U_3 \right] \quad (1.9)$$

Значение крутизны $S(g_m) = \frac{dI_c}{dU_3} \Big|_{U_{\text{си}} - \text{const}}$ для крутой части характеристики находим из уравнения (1.7):

$$S = g_0 \frac{(U_{\text{си}} + \varphi_B - U_3)^{1/2} - (\varphi_B - U_3)}{U_n^{1/2}}. \quad (1.10)$$

Из уравнения (1.9) находим значение крутизны для пологой области характеристики:

$$S = g \left[\frac{1 - (\varphi_B - U_3)^{1/2}}{U_n} \right]. \quad (1.11)$$

Для малых значений напряжений на стоке, т.е. при $U_{\text{си}} \ll \varphi_B - U_3$, выражения (2.7) и (2.10) можно упростить:

$$I_c = g_0 \left[1 - \left(\frac{\varphi_B - U_3}{U_n} \right)^{1/2} \right] U_{\text{си}}, \quad (1.12)$$

$$S = \frac{g_0}{2} \frac{U_{\text{си}}}{U_n^{1/2} (\varphi_B - U_3)^{1/2}}. \quad (1.13)$$

Для получения большого значения крутизны (а этот параметр – основная составляющая механизма усиления полевых транзисторов) необходимо иметь полупроводниковый материал с большой подвижностью носителей заряда и увеличивать соотношение Z/L . В соответствии с выражениями (1.10) и (1.11) увеличение ширины канала a также приводит к возрастанию S , но одновременно это приводит к увеличению $U_{\text{пор}}$ и $U_{\text{нас}}$. Поэтому для увеличения крутизны в ПТШ изменяют отношение Z/L .

Как видно из рисунка 1.2, выходные ВАХ идеализированного ПТШ весьма похожи на выходные ВАХ МОП-транзистора, хотя и описываются более сложными соотношениями. Различные формы записи ВАХ обусловлены тем, что в МОП-транзисторе емкость затвор – канал не зависит от напряжения. В ПТШ эта емкость определяется толщиной ОПЗ, которая зависит от напряжения затвор – канал и изменяется по длине канала, что приводит к более сложным формулам ВАХ.

Более существенное отличие ВАХ ПТШ состоит в том, что при положительном напряжении $U_{\text{зи}}^*$ ток затвора I_3 не равен нулю и ток истока отличается от тока стока. Поэтому для полного описания ПТШ необходимы семейства входных ВАХ $I_3(U'_{\text{зи}}, U'_{\text{си}})$, которые соответствуют ВАХ контакта Шоттки:

$$I_3 = I_{SIII} \exp \frac{qU_{3И}'}{nkT} . \quad (1.14)$$

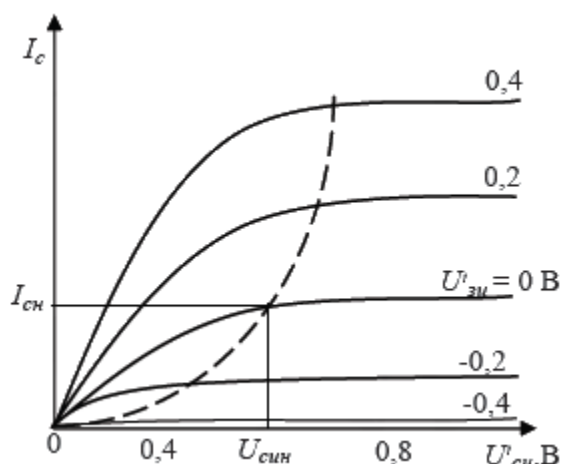


Рисунок 1.2 – Выходные характеристики идеализированного ПТШ с $U_{пор} = -0,6$ В

где $I_{SIII} = A^* T^2 S_{\text{эф}} \exp\left(-\frac{q\varphi_B}{kT}\right)$ – ток насыщения контакта Шоттки,

$A^* = 8 \text{ А/см}^2 \text{ К}^2$ – эффективная постоянная Ричардсона для *GaAs*;

$n = 1,03 \dots 1,3$ – фактор неидеальности;

$S_{\text{эф}}$ – эффективная площадь контакта.

Практически ток затвора имеет заметную величину при $U_{3И}^* > 0,4 \dots 0,5$ В. Его зависимость от напряжения $U_{си}$ при $U_{си} > 0$ невелика и обусловлена изменением эффективной площади S открытой части контакта Шоттки затвор – канал. Так, при $U_{си} = 0$ ток затвора растекается между электродами стока и истока поровну и весь контакт работает при одинаковом положительном напряжении ($S_{\text{эф}} = LZ$). При $U_{си} > 0$ принадлежащая к стоку часть контакта имеет более высокий потенциал, и часть перехода затвор – канал находится под меньшим положительным или даже отрицательным напряжением ($S_{\text{эф}} = L/Z$). При значительных токах затвора имеет место эффект отеснения тока, связанный с падением напряжения от тока затвора на сопротивление канала. Это явление также приводит к снижению эффективной площади канала и может быть учтено некоторым увеличением фактора неидеальности n .

1.3 Расчет ВАХ реального транзистора

Нелинейный характер зависимости $V_n(E)$ проявляется в *GaAs* уже при полях $\sim 4 \cdot 10^3$ В/см. Типичная длина затвора L современных ПТШ составляет менее 1 мкм. Если считать, что $L = 1$ мкм и учитывать, что поле распределено по длине канала неоднородно (максимальная напряженность на стоковой границе канала), следует ожидать, что нелинейность $V_n(E)$ сказывается уже при напряжениях $U_{си} > 0,4$ В. Таким образом, допущение в пункте 1.1.2 обычно не

выполняется. Этот эффект можно учесть с помощью аппроксимации зависимости $V_n(E_x)$ в канале кусочно-линейной функции (рисунок 1.3):

$$v_n(E_y) = \begin{cases} \mu_n E_y, E_y < E_s \\ v_{sn}, E_y > E_s \end{cases}, \quad (1.15)$$

где $V_{sn} = 1,5 \cdot 10^7$ см/с – предельная дрейфовая скорость электронов;
 $E_s = 4,2 \cdot 10^3$ В/см – пороговое поле насыщения скорости.

Поскольку при $U'_{cu} > Q$ канал равномерно сужается по направлению от истока к стоку (см. рисунок 1.1), ограничение скорости на уровне v_{sn} наступает в первую очередь на стоковой границе канала. При этом значение тока насыщения I_{sn} будет соответствовать не полной отсечке канала, а уменьшению его толщины до величины, определяемой скоростью V_{sn} .

На рисунке 1.3 представлена форма ОПЗ под затвором при ограничении дрейфовой скорости вблизи стока. На участке канала $0 < Y < L_1$ поле $E_x < E_s$, и толщина ОПЗ остается локальной функцией напряжения затвор – канал. В точке $Y = L_1$ поле E_x достигает порогового значения E_s . При $Y > L_1$ $v_n = v_{sn}$. Ток в любом сечении канала постоянен, а согласно допущению 4 в пункте 2.3 концентрация электронов $n = N_d$ и также постоянна по координате Y . Поэтому толщина канала на участке $L_Y < Y < L_Y + L_2$ также постоянна (см. рисунок 1.5). Заметим, что ограничение скорости электронов приводит к нарушению локальной зависимости толщины ОПЗ от напряжения затвор – канал. Это является следствием перераспределения электрического поля в ОПЗ на участке длиной L_2 , продольная составляющая которого E_x уже не может считаться меньше E (допущение в пункте 1.1.2 не выполнено).

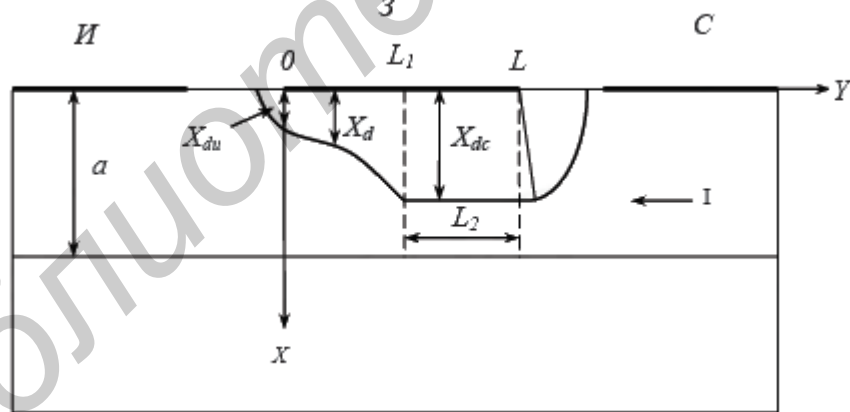


Рисунок 1.3 – Форма ОПЗ под затвором ПТШ при ограничении дрейфовой скорости электронов вблизи стока

Минимальное напряжение U'_{cu} , при котором скорость электронов в канале достигает значения v_{sn} соответствует случаю $L_2 = 0, L_1 = L$. При этом поле E_x в канале достигает значения E_s в единственной точке $X=L$, а значение $U'_{cu} = U'_{нас}$ соответствует переходу транзистора в пологую область ВАХ. Ток в этой точке канала (и, следовательно, ток стока) определяется соотношением

$$I_{CH} = qN_d V_{sn} (a - X_d) Z = E_s L \left(1 - \frac{X_{dc}}{a}\right) / R_0 \quad (1.16)$$

Значение $U'_{нас}$ может быть найдено как

$$U'_{нас} = U_n \left[\left(\frac{X_{dc}}{a}\right)^2 - \left(\frac{X_{du}}{a}\right)^2 \right] \quad (1.17)$$

Значение $U'_{нас}$ определяемое уравнениями (1.15) и (1.17), меньше значения, которое дается соотношением (1.8), и следовательно, соответствует меньшему току I_{CH} в уравнении (1.15) по сравнению с (1.9).

В пологой области ВАХ $U'_{си} > U'_{нас}$, $L_1 > L$ значение тока стока может быть найдено из (1.15) заменой $L \rightarrow L_1$ ($U'_{си} < L$ в выражении для R_0). Значение $L_1(U'_{си})$ уменьшается с ростом напряжения $U'_{си} > U'_{нас}$ и при допущении электронейтральности канала может быть найдено путем решения уравнения Пуассона в ОПЗ на участке длиной L_2 (см. рисунок 1.3). Этот эффект аналогичен эффекту модуляции длины канала в МОП-транзисторах и приводит к некоторому увеличению тока стока с напряжением в пологой области ВАХ. Практически канал на участке длиной L_2 не остается электронейтральным. Достаточно точные аналитические соотношения для описания пологой области ВАХ ПТШ в настоящее время отсутствуют.

В реальном транзисторе нужно учитывать падение напряжения на сопротивлении истока R_u . С учетом напряжения $v_{Ru} = I_C R_u$ проводимости g_0 в соотношениях (1.7–1.11) заменяют величиной $g_0^* = g_0 / (1 + g_0 R_u)$. Следует также отметить, что сопротивления R_u и R_c весьма существенно влияют на вид ВАХ ПТШ, так как при отпирании барьерного перехода они ограничивают внутренние напряжения $U_{зи}$ и $U_{зс}$.

1.4 Расчет сопротивлений стока и истока. ВАХ реального транзистора

В модели идеализированного ПТШ предполагается, что потенциалы точек канала с координатами $Y = 0$ и $Y = L$ равны потенциалам электродов стока и истока соответственно (допущение 9 в пункте 1.1.2). В реальном ПТШ пассивные области истока (стока) имеют конечные сопротивления $R_{u(c)}$ которые складываются из сопротивлений $R'_{u(c)}$ полупроводниковых областей между электродом истока (стока) и затвором длиной $Y_{зи}$ (см. рисунок 1.1), а также сопротивлений омических контактов истока (стока):

$$R_{u(c)} = R'_{u(c)} + R_{ик(ск)} \quad (1.18)$$

Сопротивления определяются очевидным соотношением

$$R_{u(c)} = \frac{\rho L_{зи(зс)}}{aZ} \quad (1.19)$$

При расчете сопротивлений $R_{ик(ск)}$ необходимо учитывать сопротивление омического контакта с полупроводником, (которое для $GaAs$ значительно выше, чем для кремния из-за существования переходного высокоомного слоя), а также из-за сложного характера растекания тока в областях под омическими контактами

ми. На рисунке 1.4 представлена распределенная модель омического контакта истока.

Полупроводниковая область под контактом имеет погонное (на единицу длины по направлению оси Z) сопротивление:

$$R_l = \rho / a Z. \quad (1.20)$$

Омический контакт имеет погонную проводимость:

$$G_l = Z / \rho_k, \quad (1.21)$$

где ρ_k - удельное (на единицу площади поверхности) сопротивление контакта. Для участка длиной dZ падение напряжения $dV(Z)$ и изменение тока $dI(Z)$ составляют:

$$dU(z) = -I(z) R_l dz, \quad (1.22)$$

$$dI(z) = -U(z) G_l dz, \quad (1.23)$$

где $U(z)$ – напряжение на переходном слое металл – полупроводник.

Решение уравнений (1.22, 1.23) с граничными условиями $I(0) = I_u$, $I(\infty) = 0$ имеет следующий вид:

$$U(Z) = I_u \left(\frac{R_l}{G_l} \right)^{1/2} \exp \left[-z (R_l G_l)^{1/2} \right],$$

$$I(Z) = I_u \exp \left[-z (R_l G_l)^{1/2} \right].$$

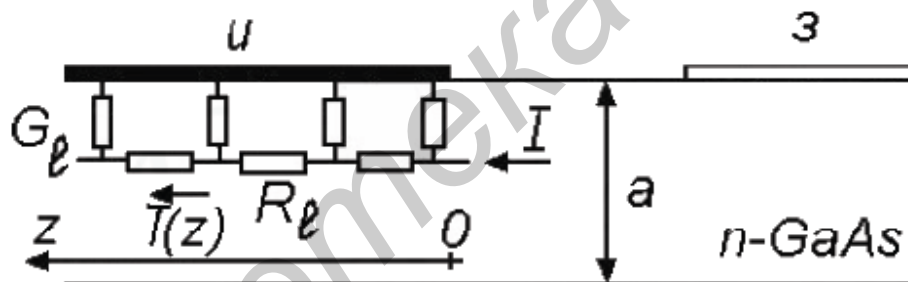


Рисунок 1.4 – Распределённая модель омического контакта истока [2]

С учетом (1.16, 1.17) сопротивление омического контакта истока $R_{uk} = U(0)/I(0)$ составляет

$$R_{uk} = (\rho_k \rho / a)^{1/2} / Z. \quad (1.24)$$

Такую же величину имеет сопротивление омического контакта стока.

Удельное сопротивление контакта слабо зависит от концентрации доноров $\left(\sim N_d^{-1/3} \right)$ и составляет обычно $(1 \dots 5) 10^{-6}$ Ом м².

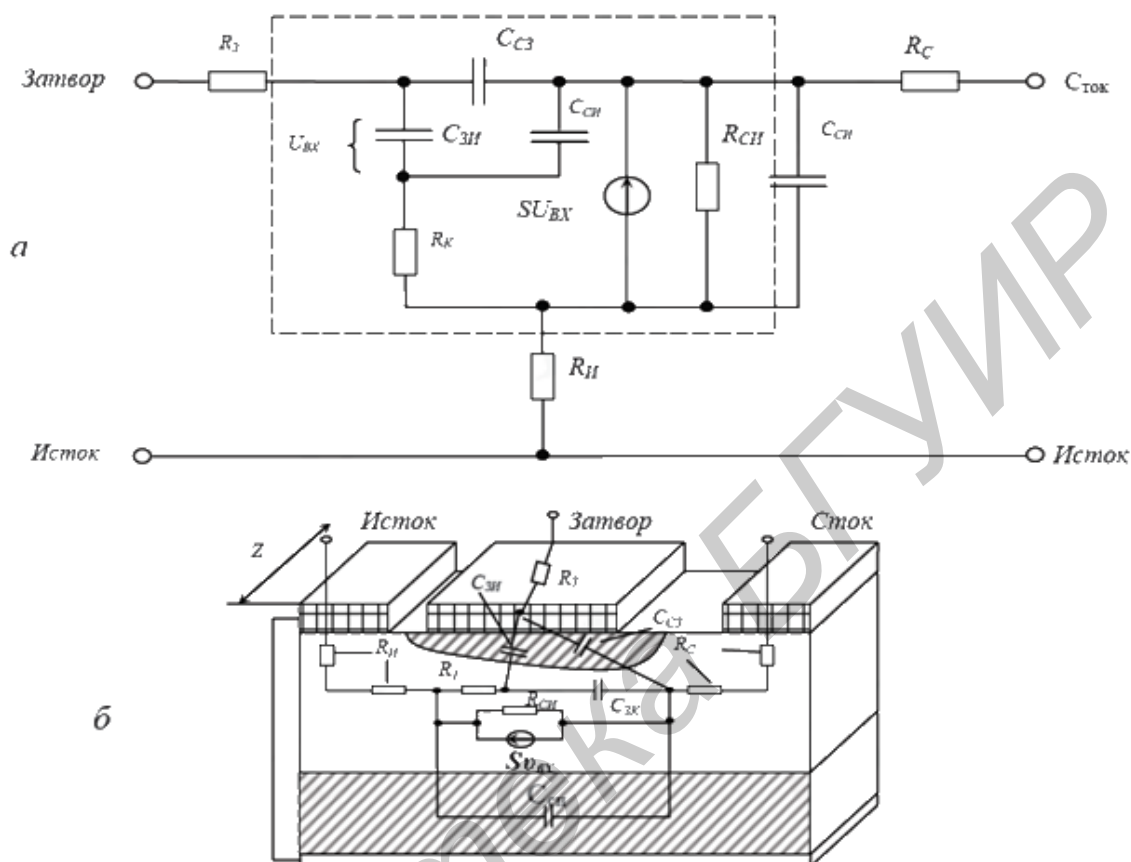
Как и в МОП-транзисторе, сопротивление истока R_u снижает крутизну ВАХ S и выходную проводимость G :

$$S = S' / (1 + S' R_u); \quad (1.25)$$

$$G = G' / (1 + S' R_u), \quad (1.26)$$

где S' и G' – параметры «внутреннего» транзистора.

Благодаря высокой подвижности электронов в $GaAs$ ПТШ имеют значительно более высокую крутизну в пологой области ВАХ при равной ширине канала и меньшей емкости затвор – канал. Удельное (на единицу ширины канала Z) значение крутизны при длине затвора $L=1$ мкм обычно составляет (0,1... 0,2)



мА/мкм.

Рисунок 1.5 – Эквивалентная электрическая схема ПТШ (а) и физические элементы схемы-структуры, соответствующие элементам эквивалентной электрической схемы (б)

1.5 Характеристические частоты транзистора

ПТШ широко применяются с высокочастотных схемах для усиления малого сигнала ($U_{вх} < \varphi_T$). Поэтому для анализа частотных свойств транзистора целесообразно рассмотреть его малосигнальную физическую эквивалентную схему (рисунок 1.5, а, б). Конденсаторы $C_{зш}$ и $C_{зс}$ моделируют полную емкость затвор – канал, резистор R_k – входное, а $R_{сш}$ – выходное сопротивление канала. Генератор тока $SU_{зш}$ моделирует транзисторный эффект.

Ток обратнсмещенного перехода затвор–канал определяется выражением (1.13), отсюда для входного сопротивления получим

$$R_{зш} = \left(\frac{dI_3}{dU_{зш}} \right)^{-1} = nkT/q (I_3 + I_{зш}) \cdot$$

Согласно этой формуле, при $I_s \rightarrow 0$, $I_{зш} \cong 10^{-10}$ А сопротивление $R_{зш}$ при $T = 300\text{К}$ составляет -250 МОм. Последовательные сопротивления стока и истока не модулируются напряжением затвора и поэтому обуславливают дополнительное падение напряжения между затвором и контактами стока и истока. Как уже отмечалось, это приводит к соответствующему уменьшению выходной проводимости и крутизны.

Высокочастотные характеристики ПТШ зависят от времени и зарядки $\tau = RC$, определяемым входной емкостью затвора $C_{зк}$, крутизной транзистора S и временем пролета носителей через канал. Если канал легирован равномерно и подвижность носителей постоянная, то время пролета

$$t_{пр} = \frac{L}{v} = -\frac{L}{\mu_n E_x} = \frac{L^2}{\mu_n U_{СИ}} \quad (1.27)$$

При высоких электрических полях величина V приближается к величине скорости насыщения V_s , и при малых длинах канала время пролета обычно невелико по сравнению с постоянной времени зарядки затвора RC , определяемой входной емкостью затвора и крутизной транзистора.

Согласно эквивалентной схеме (см. рисунок 1.5, а) частота отсечки f_T определяется как частота, при которой ток через входную емкость $C_{ЗИ}$ равен выходному току (току генератора $SU_{зш}$):

$$i_{\text{вых}} / i_{\text{вх}} = SU_{зш} / \omega_T C_{ЗИ} U_{зш} = 1, \quad f_T = \frac{S}{2\pi C_{ЗИ}} \quad (1.28)$$

Максимальная частота колебаний определяется выражением

$$f_{\text{max}} \approx \frac{f_T}{\left[\frac{2(R_3 + R_k + R_c)}{R_{СИ} + \omega_T R_3 C_{ЗС}} \right]^{1/2}} \quad (1.29)$$

Для повышения f_{max} следует увеличивать f_T и оптимизировать отношение собственно транзисторных сопротивлений $R_k / R_{СИ}$ а также уменьшать внешние сопротивления R_3 , R_c и емкость обратной связи $C_{ЗС}$.

1.6 Эффект паразитного управления

Как отмечалось выше, полуизолирующая подложка в арсенид-галлиевых ИМС обеспечивает высококачественную взаимную изоляцию элементов и снижает их паразитные емкости. Однако она не является идеальным изолятором, поэтому потенциал подложки под каналом ПТШ в ИМС зависит от потенциалов электродов самих транзисторов и от их взаимного расположения. Полуизолирующая подложка $GaAs$ обладает слабовыраженными свойствами полупроводника p -типа. Уровень Ферми в подложке расположен несколько ниже середины запрещенной зоны, и концентрация дырок выше концентрации электронов (хотя они весьма малы). При этом между подложкой и каналом ПТШ образуется ОПЗ (p - n -переход), которая частично проникает в область канала. При уменьшении потенциала ОПЗ расширяется, что приводит к уменьшению канала и, следовательно, тока стока.

Если вблизи ПТШ в ИМС находится какой-либо электрод, потенциал которого ниже потенциала истока (например исток соседнего ПТШ), то потенциал этого «управляющего» электрода влияет на ток стока ПТШ. Этот эффект (паразитное управление по подложке) подобен влиянию напряжения подложка – исток на характеристики МОП-транзистора. Различие состоит в том, что в n -канальном МОП-транзисторе подложка является ярко выраженной p -областью с достаточно высокой проводимостью, и ее потенциал практически одинаков во всей ИМС. В ПТШ проводимость подложки весьма мала, и потенциал подложки зависит от потенциалов близкорасположенных элементов.

Степень проявления эффекта паразитного управления зависит от качества подложки и может быть уменьшена путем создания между каналом и подложкой буферного слоя (слаболегированный эпитаксиальный i -слой либо p -слой с фиксированным относительно истока потенциалом). В цифровых ИМС на $GaAs$ эффект паразитного управления не должен приводить к снижению тока стока открытого ПТШ более чем на 10 % при подаче на близкорасположенные электроды напряжения до $-5 \dots -10$ В относительно истока.

1.7 Современные структуры транзисторов

Качество ПТШ зависит от совершенства материала активного n -слоя (высокая подвижность электронов), длины канала L и сопротивлений стока и истока. На рисунке 1.6 а, б представлены наиболее простые варианты структуры ПТШ.

Буферный n -слой толщиной $1 \dots 2$ мкм создается методом эпитаксии на полуизолирующей подложке. Он снимает эффект паразитного управления, а также исключает проникновение в активный n -слой неконтролируемых примесей из подложки.

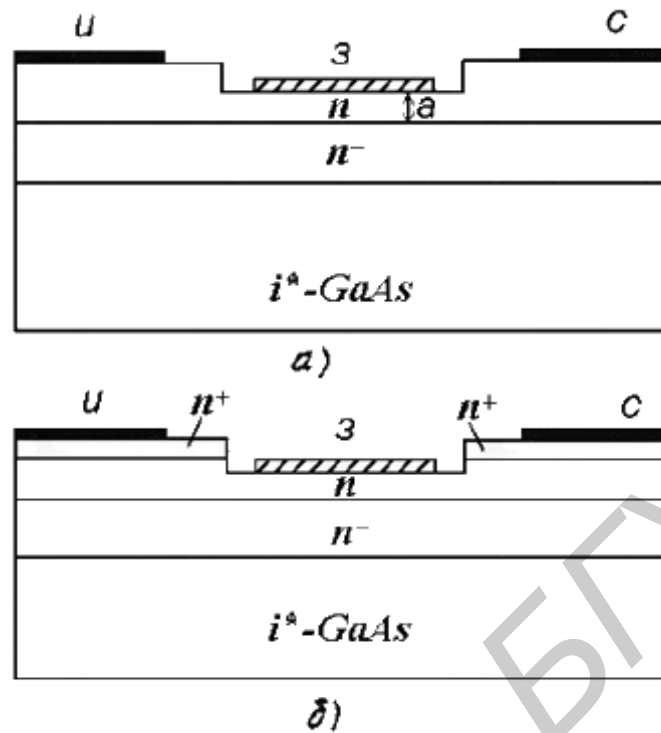
Активный n -слой толщиной около $0,2$ мкм создается методом эпитаксии или ионного легирования. В качестве донорных примесей используются кремний, селен или сера. Необходимая величина порогового напряжения обеспечивается прецизионным травлением активного слоя до нужной толщины (заглубленный затвор). Большая толщина пассивных областей стока и истока обеспечивает снижение сопротивлений R_n и R_c . Оптическая литография позволяет получать длину затвора около 1 мкм при расстоянии между электродами стока и истока около 4 мкм. Снижению сопротивлений R_n и R_c способствует создание поверх активного n -слоя тонкого контактного n^+ -слоя (рисунок 1.6, б).

Межэлементная изоляция осуществляется либо путем стравливания мезаструктур, либо (что предпочтительнее) бомбардировкой пассивных участков поверхности ионами H^+ , B^+ или O^+ .

Омические контакты стока и истока создаются вакуумным напылением слоя $AuGe$ ($\sim 0,1$ мкм) и затем слоя Ni , Au или Pt ($< 0,1$ мкм) с последующим отжигом. Для затворного контакта Шоттки применяются тугоплавкие металлы (Pt , Ti , W , Au и др.) либо силициды вольфрама или титана.

Наиболее перспективным методом получения активных слоев для больших интегральных схем является селективное ионное легирование чистой подложки. Для этого подложка должна иметь высокое удельное сопротивление и

высокую подвижность электронов (последнее необязательно при использовании эпитаксиальных структур). Межэлементная изоляция при этом обеспечивается автоматически.



а – с буферным n -слоем; б – с буферным n -слоем и контактными n^+ -слоем

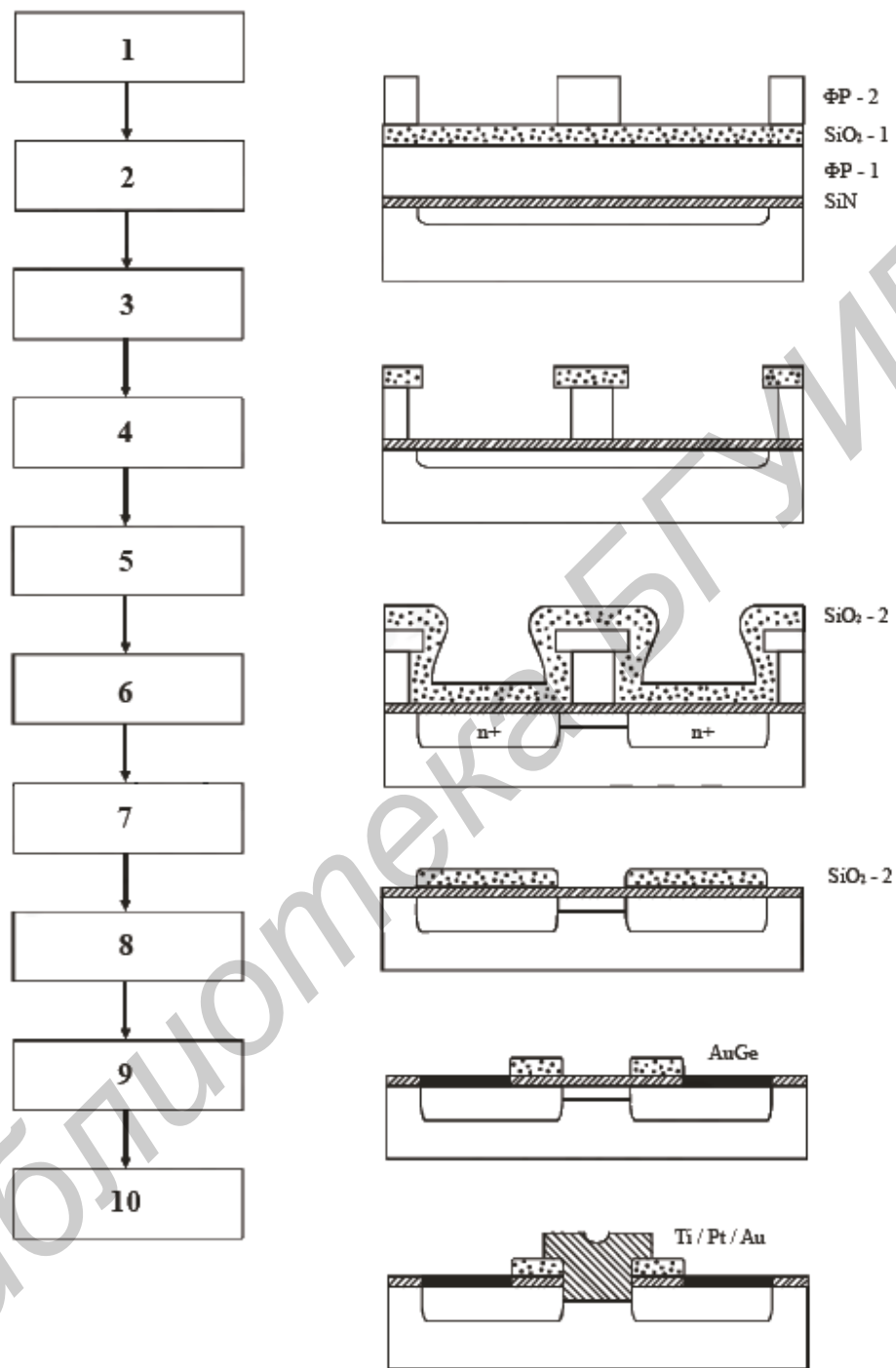
Рисунок 1.6 – Структуры ПТШ с заглубленным затвором:

Для снижения сопротивлений стока и истока применяются методы самосовмещения, позволяющие максимально сократить или вообще исключить зазор между каналом и n^+ -слоем. На рисунке 1.7 показана последовательность технологических операций при создании ПТШ по совмещенной технологии, основанной на применении многослойного резиста (SAINT-технология).

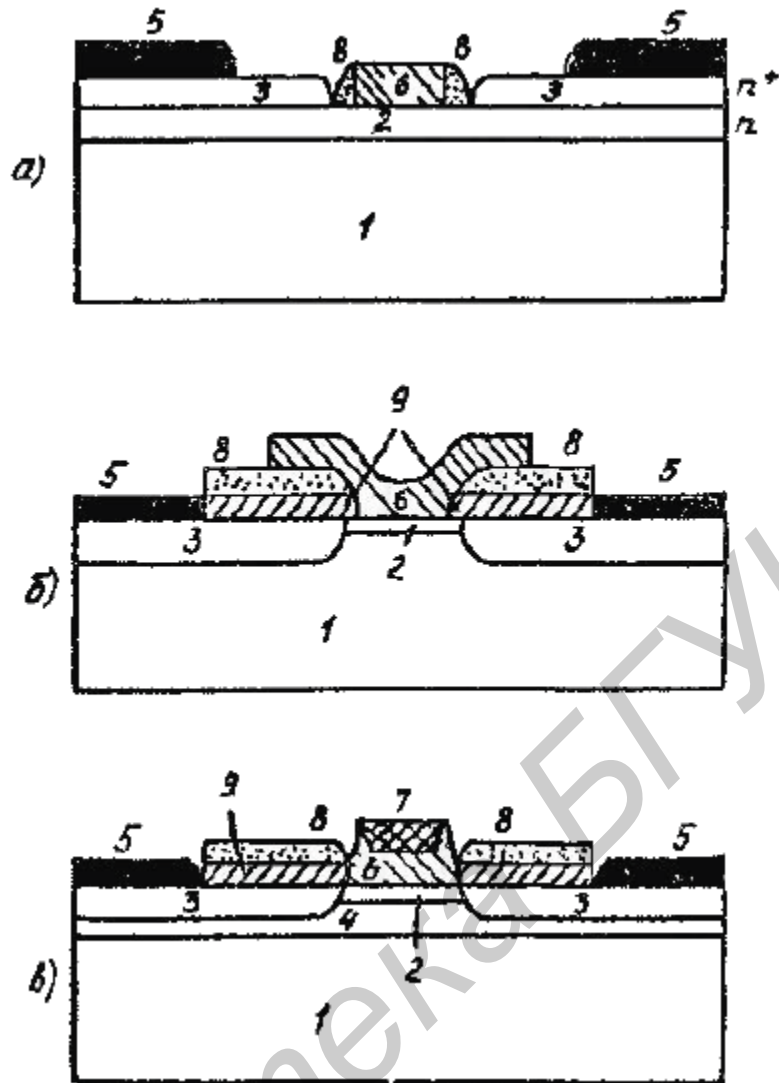
Перспективные структуры ПТШ показаны на рисунке 1.8 [2]. В структуре на рисунке 1.8, а у боковых граней затвора из силицида вольфрама создаются вертикальные диэлектрические стенки. Эти стенки толщиной 0,2...0,3 мкм отделяют затвор от n^+ -областей стока и истока, снижая краевые емкости затвора.

Недостатком SAINT-структуры (рисунок 1.8, б) является некоторое повышение емкостей $C_{зв}$, $C_{зс}$ за счет нависания электрода затвора над n^+ -областями. Этот недостаток устранен в усовершенствованной SAINT-структуре (см. рисунок 1.8, б) путем использования композиции $Mo-Au$ при создании затвора.

Применение электронной литографии позволяет получать затворы длиной 0,2...0,4 мкм и менее. Предельная частота таких ПТШ может достигать 30...50 ГГц.



1 – ионная имплантация n - канала; 2 – осаждение SiN ; 3 – формирование T-образной маски над затвором; 4 – ионная имплантация n^+ -слоя стока и истока; 5 – осаждение SiO_2 ; 6 -взрыв фоторезиста ФР -1; 7 – отжиг; 8 – металлизация омических контактов; 9 – сплавление омических контактов; 10 – осаждение затворного контакта
 Рисунок 1.7 – Последовательность технологических операций при создании ПТШ по технологии SAINT



1 – полуизолирующая подложка; 2 – n -GaAs; 3 – n^- GaAs; 4 – n^+ GaAs; 5 – контакты стока и истока; 6 – затвор (а – Wsi_x ; б – Pt/Ti/Au; в – MO); 7 – Au; 8 – SiO_2 ; 9 – SiN
 а – с затвором из силицида вольфрама и вертикальными диэлектрическими стенками; б – SAINT-структура; в – усовершенствованная SAINT-структура

Рисунок 1.8 – Перспективные структуры ПТШ

В заключение отметим, что структуры ПТШ без электрода стока или с объединенными электродами стока и истока используются в качестве планарных диодов Шоттки. В последнем случае за счет снижения сопротивления базы $R_E = (R_{II}^{-1} + R_c^{-1})^{-1}$ достигается минимальное значение постоянной времени R_{BC} , которая может составлять менее одной пикосекунды.

1.8 Сравнительные характеристики ПТ с управляющим p - n -переходом и ПТШ

Принцип действия полевого транзистора (ПТ) с управляющим p - n -переходом аналогичен принципу действия ПТШ, только вместо барьерного контакта Шоттки для модуляции толщины канала используется p - n -переход.

Под действием напряжения затвор–исток изменяется толщина ОПЗ (p - n -перехода), модулируя ток стока.

Изменение толщины канала соответствует изменению толщины n -области p - n -перехода X_{dn} . Соотношение между толщиной n - и p - областей перехода определяется результирующими концентрациями примеси в затворе N_a и канале N_d .

Из условия электронейтральности ОПЗ $N_d X_{dn} = N_a X_{pn}$, где X_{dn} и X_{pn} – части ОПЗ в p - и n -областях, соответственно и, естественно, $X_d = X_{dn} + X_{dp}$. Следовательно,

$$X_d = X_{dn} + \frac{X_{dn} N_d}{N_a}, \text{ и } X_{dn} = \frac{X_d}{1 + \frac{N_d}{N_a}},$$

или, коэффициент модуляции толщины канала $K_M = \frac{X_{dn}}{X_d}$.

При $K_M = 1$ степени управления токами стока путем изменения толщины канала в ПТ ПТУП и ПТШ идентичны. Практически величина K_M составляет 0,9... 0,95, так как $N_d \gg N_a$, что приводит к соответствующему снижению крутизны ПТ ПТУП.

ПТ с управляющим p - n -переходом имеет большие, чем ПТШ значения емкостей $C_{зи}$, $C_{зс}$ и $C_{си}$, так как включают торцевые емкости p - n -перехода.

Преимуществом ПТ ПТУП является большая величина контактной разности потенциалов ϕ_k по сравнению с барьерным потенциалом ϕ_b , так как величина

$\phi_k = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_a N_d}{n_i^2}$ с учетом большей величины N_d и малой n_i составляет обычно около 1,2 В, что существенно расширяет диапазон напряжений затвор – исток нормально закрытых ПТ.

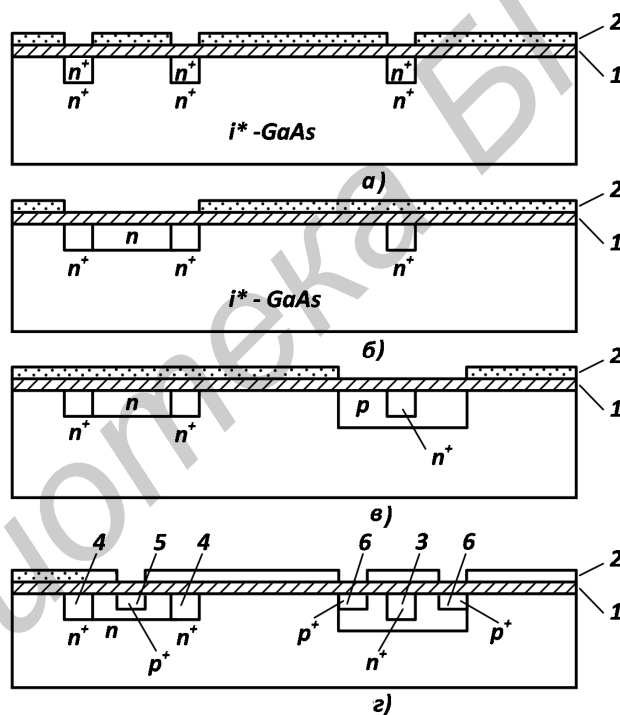
Другим важным преимуществом является возможность создания в ИМС комплементарных транзисторных пар с каналами n - и p -типа. При использовании ПТШ такая возможность практически отсутствует из-за трудностей создания высококачественных контактов Шоттки к p - $GaAs$.

Заметим, что p -канальные ПТ на арсениде галлия не обладают высоким быстродействием ввиду низкой подвижности дырок. Однако цифровые ИМС на комплементарных ПТ с управляющим p - n -переходом обладают исключительно высокой радиационной стойкостью. Их радиационная стойкость значительно выше, чем биполярных транзисторов (где существенную роль играют неосновные носители, концентрация которых изменяется при облучении) и МОП-транзисторов (чьи характеристики деградируют из-за радиационных дефектов в окисле и на поверхности).

Недостатком ПТ с управляющим p - n -переходом является возможная инжекция дырок в n -канал при сильном отпириании перехода. Инжектированные дырки обладают низкой подвижностью, и их рассасывание замедляет процесс выключения ПТШ ПТ.

Наиболее перспективным технологическим методом создания ПТ с управляющим p - n -переходом является ионная имплантация донорных и акцепторных примесей в чистую подложку $GaAs$. В качестве акцепторов применяются бериллий или магний.

Последовательность технологических операций при создании комплементарных ПТ с управляющим p - n -переходом представлена на рисунке 1.13. Формирование слоев n^+ -затвора p -канального ПТ, n^+ -областей каналов, p^+ -областей стока и истока p -канального ПТ, а также p^+ -затвора n -канального ПТ осуществляется путем четырех последовательных имплантаций ионов Si^+ и Mg^+ через реактивно распыленный слой Si_3N_4 (100 нм) в фоторезистивную маску. Для создания омических контактов к p^+ -областям используются слои $Pt - Au$, $Mu - Mg$ или $Zn - Pd - Au$.



1 – Si_3N_4 (100 нм); 2 – фоторезист; 3 – затвор p -канального транзистора;
4 – сток и исток n -канального транзистора; 5 – затвор n -канального транзистора;
6 – сток и исток p -канального транзистора

а – имплантация n^+ (Si^+); б – имплантация n (Si^+); в – имплантация p^+ (Mg^+);
г – имплантация p (Mg^+)

Рисунок 1.13 – Структура комплементарных полевых транзисторов с управляющим переходом и последовательность технологических операций ее изготовления

2 Расчет параметров МОП-транзисторов

2.1 Подвижность

Подвижность входит в выражение для удельной крутизны « k » [1], величина которой, в свою очередь, прямо пропорциональна крутизне S и току стока I_c . Кроме того, от подвижности зависит величина граничной частоты $f_{гр}$ (частоты отсечки f_T) транзистора. Величина подвижности во многом определяет практически все основные электрические параметры транзистора.

В выражениях для удельной крутизны « k » и частоты отсечки f_T входит величина дрейфовой (приграничной или поверхностной) подвижности, которая значительно меньше, чем подвижность электронов и дырок μ_n и μ_p в объеме полупроводникового кристалла. В теле полупроводника, вдали от всяких границ раздела, подвижность носителей определяется в первую очередь рассеянием на тепловых колебаниях решетки и на ионизированных примесях. В кремнии эта подвижность составляет $\mu_n = 1350 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$ для электронов и $\mu_p = 480 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$ для дырок. Эти значения справедливы для областей, расположенных в объеме кремния. В некоторых приборах, например в канальных полевых транзисторах, ими можно пользоваться. Однако в большинстве структур носители протекают вблизи от границ раздела. Для электронов ее значения лежат в диапазоне от 300 до 700 $\text{см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$, а для дырок – от 100 до 300 $\text{см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$. Такое уменьшение подвижности обусловлено тем, что носители ограничиваются тонким инверсным слоем. Отношение подвижности электронов в объеме к их подвижности в приграничном слое лежит, как правило, в пределах от 2 до 3. Подвижность электронов изучалась как экспериментально, так и теоретически в течение многих лет. В результате этих исследований было установлено, что подвижность связана с эффективным полем в полупроводнике. Это поле зависит от заряда обедненной области в объеме полупроводника и от заряда в инверсионной области. Увеличение эффективного поля, направленного нормально к поверхности, связанное с увеличением или заряда обедненной области, или заряда инверсионной области, приводит к тому, что носители прижимаются к границе раздела и их рассеяние возрастает.

Значение подвижности измеряется по наклону кривой зависимости I_c от $U_{з4}$ при небольших напряжениях на затворе и стоке. При более высоких напряжениях на затворе подвижность падает. Это связано с тем, что носители прижимаются ближе к границе раздела и рассеяние от поверхности возрастает. Следствием этого уменьшения подвижности является снижение выходного тока и уменьшение скорости переключения.

На рисунке 2.1 изображена зависимость эффективной подвижности от напряжения на затворе. Эту эффективную подвижность может смоделировать выражение:

$$\mu_{\text{eff}} = \mu_0 / [1 + \Theta(U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}})], \quad (2.1)$$

где Θ – коэффициент, отражающий влияние электрического поля затвор-подложка ($0,1 \dots 1,0 \text{ В}^{-1}$).

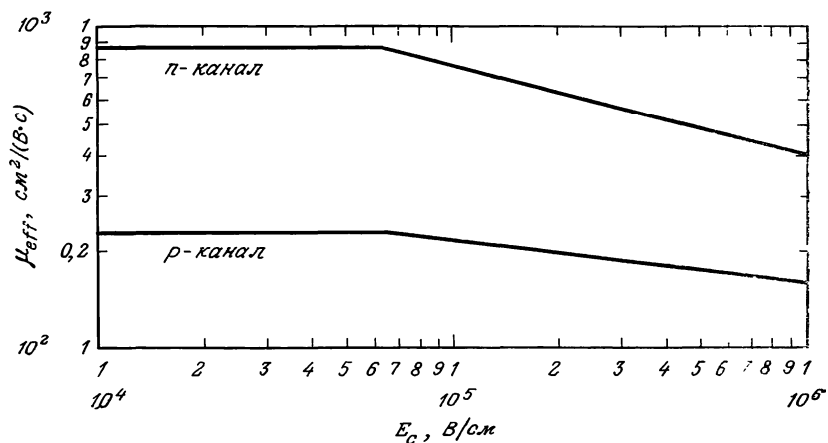


Рисунок 2.1 – Зависимость эффективной подвижности от поля под затвором

Построив график $1/\mu_{eff}$ от $U_{зп} - U_{пор}$ (рисунок 2.1) и проведя прямую линию через экспериментальные точки, можно определить μ_0 и Θ .

В действительности выражение (2.1) не совсем правильно, по крайней мере, с точки зрения теоретических физических представлений. Однако оно очень полезно для расчетов, не отличается от наблюдаемых экспериментально изменений и удобно для использования в различных моделях. Тем не менее, хотелось бы иметь более точное выражение. Было предложено, по крайней мере, три различных механизма рассеяния, объясняющих уменьшение подвижности носителей в канале: рассеяние на объемных и приграничных фононах, кулоновское рассеяние на заряженных центрах, расположенных вблизи или на поверхности, и рассеяние на неровностях поверхности. Вообще говоря, кулоновское рассеяние на заряженных центрах связано с воздействием экранированного потенциала, которое не является эффективным при высоких плотностях носителей и высоких температурах. С другой стороны, многие считали, что рассеяние на неровностях поверхности вносит существенный вклад в снижение подвижности. Однако на основе непосредственных измерений параметров, характеризующих неровности границы раздела, проведенных с помощью высокоразрешающих методов получения изображений кристаллографических плоскостей, было установлено, что ограничение подвижности, связанное с этим механизмом, при обычных эффективных значениях полей еще не может быть значительным. Кроме того, зависимость этого ограничивающего подвижность механизма от электрического поля имеет вид $1/E^2$, т.е. является гораздо более быстрой, чем экспериментальные данные, приведенные на рисунке 2.1.

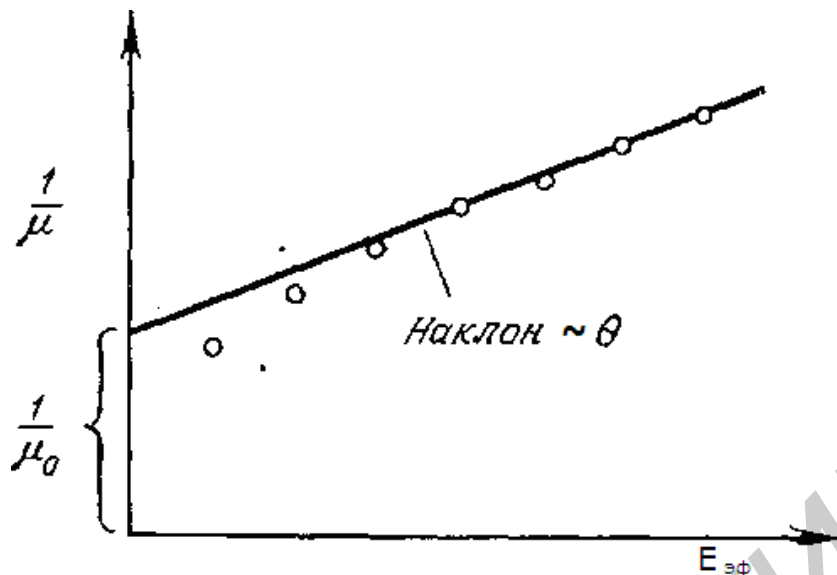


Рисунок 2.2 – Определение μ_0 и Θ

Следовательно, рассеянием на неровностях поверхности нельзя объяснять снижение подвижности в инверсном слое, за исключением тех случаев, когда поле, направленное перпендикулярно к поверхности, очень велико.

В результате остается только один фактор, объясняющий изменение подвижности в инверсионном слое в случае сильной инверсии, – это рассеяние на объемных и приграничных фононах. Здесь рассмотрен эффективный метод учета того влияния, которое оказывает рассеяние объемными фононами на электроны в инверсионном слое. В соответствии с этим методом подвижность, ограниченная рассеянием на кристаллической решетке объема полупроводника, изменяется в определенное число раз, зависящее от соотношения величины порогового напряжения к толщине инверсионного слоя и длины волны электрона, не подвергающегося воздействию приповерхностных областей. Результаты оценок, проведенных в соответствии с этим методом, указывают на то, что обычно процессы фононного рассеяния в объеме полупроводника, перенесенные в квантованный инверсионный слой, имеют такой порядок величины и так зависят от эффективного поля, что с их помощью можно в значительной степени объяснить изменение подвижности электронов. Вклад, вносимый приграничными акустическими модами, в основном рассеянием на приграничных волнах Рэлея, имеет такую же зависимость от поля, как и рассеяние на объемных модах. Он составляет около 10 % от полного рассеяния. В соответствии с этим подходом связь между изменением подвижности и эффективным полем, действующим нормально к поверхности, должна носить степенной характер.

Если сравнить квазидвумерные вероятности рассеяния, обусловленного каждым процессом рассеяния на фононах, с их трехмерными эквивалентами, то можно отметить следующий, удивительный факт. Величины квазидвумерного рассеяния отличаются от своих трехмерных аналогов на множитель, равный

$$\frac{2\pi}{K_{эф}} \times X_{эф}, \quad (2.2)$$

где $K_{\text{эф}}$ – эффективное значение волновой функции конечного состояния процесса рассеяния;

$X_{\text{эф}}$ – эффективная (средняя) толщина инверсионного слоя.

Множитель $K_{\text{эф}}$ включает в себя изменение импульса, вызванное излучением или поглощением фона. Эти эффекты имеют тенденцию уравновешивать друг друга в равновесном случае. Поэтому мы можем заменить приближенно выражение (2.2) множителем λ/ω , где величина ω написана вместо $V_{\text{эф}}$. В результате этот множитель может быть введен в подвижность, так как он влияет на каждый из механизмов рассеяния одинаковым образом. Таким образом, можно записать

$$\mu_{2D} = \mu_{3D}(\lambda/\omega). \quad (2.3)$$

Остается теперь определить эти величины. В общем случае толщину инверсионного слоя можно найти, взяв простую модель для инверсионного потенциала. При этом используется приближение треугольной потенциальной ямы, в котором поле, нормальное к поверхности, постоянно и равно

$$E_{\text{эф}} = q(N_1 + N_{\text{инв}}/2)\epsilon\epsilon_0 \quad (2.4)$$

Волновые функции для этого поля (треугольного потенциала) – это функции Эри. Положение низших подуровней задается энергией

$$E_0 = \left(\frac{h^2}{2m_a}\right)^{1/3} \left(\frac{9\pi q E_{\text{эф}}}{8}\right)^{2/3}, \quad (2.5)$$

а эффективная толщина инверсионного слоя равна

$$\omega = \frac{E_0}{qE_{\text{эф}}} = \left(\frac{h^2}{2m_3 q E_{\text{эф}}}\right)^{1/3} \left(\frac{9\pi}{8}\right)^{2/3}. \quad (2.6)$$

Длина волны электрона равна $\lambda = h/(m_1 v)^{1/2}$, что при усреднении по функции распределения Максвелла (с целью получения величины среднего импульса для этого распределения) позволяет получить выражение:

$$\mu_{2D} = \mu_{3D} \left(\frac{E_c}{E_{\text{эф}}}\right)^{1/3}, \quad (2.7)$$

где

$$E_c = (4\pi)^3 \left(\frac{2m_1 kT}{\pi h^2}\right)^{3/2} \left(\frac{h^2 \pi}{4m_3 q}\right). \quad (2.8)$$

Здесь обозначение m_3 использовано для массы в направлении, перпендикулярном к поверхности, а m_1 – масса в направлении протекания тока вдоль границы раздела. (Эти массы различаются вследствие анизотропии зонной структуры кремния в квантующем эффективном поле, нормальном к поверхности).

Следует заметить, что модель приводит к зависимости поверхностной подвижности от эффективного поля, пропорциональной величине поля в степени

($-1/3$). Подставляя значения констант в (2.9), можно получить, что при комнатной температуре $E_r = 2,48 \times 10^4$ В/см. Следует заметить, что подвижность также меняется как эффективное поле в степени $-1/3$ (эта зависимость заложена в зависимость от ω). Показано, что это рассеяние зависит от эффективного потенциала (скорректированного относительно λ), равного $E_1 = 4,2$ эВ. В этом случае подвижность, определяемая поверхностным рассеянием, равна $190 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$ при эффективном поле $8,7 \times 10^5$ В/см. С учетом приведенных выше величин это дает для трехмерной подвижности новое значение $107 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$. Теоретическая кривая, полученная в соответствии с данной моделью, приведена на рисунке 2.3, где для сравнения приведены экспериментальные данные. Показано также, как ограничивается рассеяние неровностями поверхности. Очевидно, что этот механизм рассеяния не объясняет экспериментальные результаты.

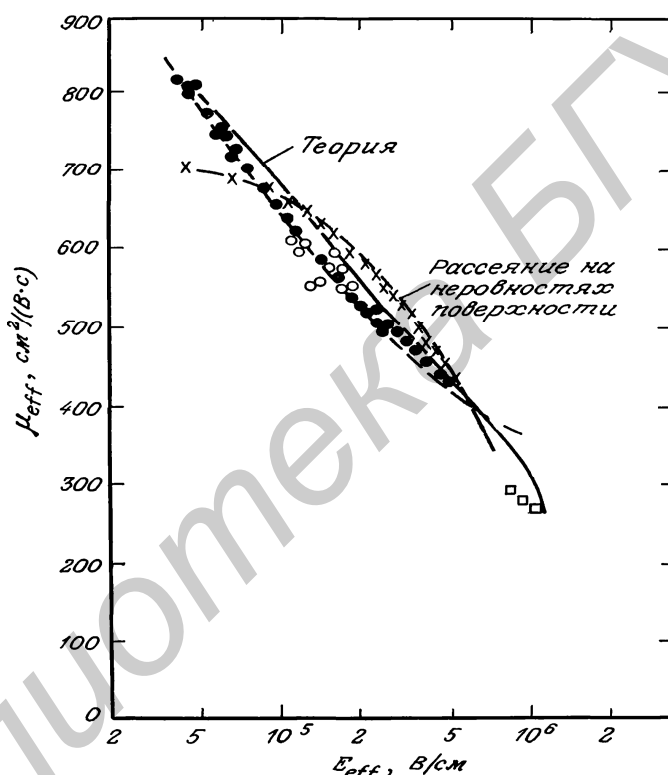


Рисунок 2.3 – Сравнение теоретической зависимости подвижности от эффективного поля с различными экспериментальными данными

2.2 Крутизна

Под крутизной S обычно понимают усиление прибора. Крутизна непосредственно связана с быстродействием схемы, и ее надо максимизировать. Крутизна определяется как

$$S = \left. \frac{dI_c}{dU_{зи}} \right|_{U_{си} = const} \quad (2.9)$$

В линейной области для МОП-транзистора с большими размерами

$$S = \mu_{eff} \times C_0 \times \frac{Z}{L} U_{си} \quad (2.10)$$

а в области насыщения

$$S = \frac{(\mu_{eff} \times C_0)Z}{L}(U_{зи} - U_{пор}), \quad (2.11)$$

где μ_{eff} – эффективная подвижность носителей в канале,

C_0 – удельная емкость затвора,

L – длина,

Z – ширина канала.

Эти уравнения показывают, что S_m увеличивается при уменьшении длины канала, порогового напряжения или толщины окисла. Крутизна увеличивается при увеличении ширины канала или напряжения затвора. Эти параметры, однако, не могут быть изменены произвольным образом, так как они также зависят от множества технологических факторов и ограничений.

2.3 Пороговое напряжение

2.3.1 Пороговое напряжение классического МОП-транзистора с большими размерами

Аналитическое выражение порогового напряжения $U_{\text{пор}}$ длинноканального МОП-транзистора с n -каналом приведено в [1]. Критерии длиннокороткоканальности подробно рассмотрены в [3].

$$U_{\text{пор}} = U_{\text{пз}} + \frac{qN_a X_d}{C_0} + 2\varphi_F, \quad (2.12)$$

где $U_{\text{пз}} = \varphi_{\text{мп}} - \frac{qN_{nc}}{C_0}$ – напряжение плоских зон,

N_{nc} – плотность поверхностных состояний,

$X_d = \left(\frac{q\varepsilon_{Si} \times \varepsilon_0 \times 2\varphi_F}{qN_n} \right)^{1/2}$ – ширина обедненного слоя,

$C_0 = \frac{\varepsilon_{SiO_2} \times \varepsilon_0}{d_{SiO_2}}$ – удельная емкость затвора,

$\varphi_F = \frac{kT}{q} \ln N_n / n_i$,

$\varphi_{\text{мп}}$ – разность работ выхода материал затвора - подложка в n -канальном транзисторе имеет значение:

$\varphi_{\text{мп}} = -0,6 - \varphi_F$ (для Al затвора),

$\varphi_{\text{мп}} = -\frac{\varphi_q}{2} - \varphi_F$ (для затвора из n -поликремния),

$\varphi_{\text{мп}} = +\frac{\varphi_g}{2} - \varphi_F$ (для затвора из p -поликремния),

φ_g – ширина запрещенной зоны кремния, В.

При расчете порогового напряжения для МОП-транзистора с большими размерами предполагалось, что уровень легирования всюду одинаков. Во многих случаях это предположение не реалистично. На практике неравномерное легирование дает отличную возможность заданным образом изменять электрические характеристики МОП-транзисторов. Малая глубина легирования позволяет эффективно сдвигать напряжение плоских зон и в результате изменять $U_{\text{пор}}$, не меняя толщины индуцированной затвором обедненной области. Это дает возможность увеличивать пороговое напряжение без увеличения емкости подложки. Глубокое ионное легирование позволяет увеличить напряжение прокола, при котором в подложке происходит слияние областей объемного заряда стока и истока. Ионное легирование, дающее ретроградное распределение примесей (когда максимум концентрации легирующей примеси находится на некоторой глубине под поверхностью), позволяет задавать пороговое напряжение, изменяя суммарный заряд в обедненной области и при этом уменьшая поверхностную концентрацию.

Снижение поверхностной концентрации позволяет уменьшить рассеяние на примесях и таким образом увеличить подвижность.

Чтобы рассчитать изменение порогового напряжения вследствие неравномерного легирования, мы преобразуем неоднородное распределение примесей, показанное на рисунке 2.4, а, в однородное распределение, дающее в подложке толщину обедненной области такую же, как и в случае неоднородного распределения (рисунок 2.4, б). Для того чтобы выполнялось требование сохранения заряда, в полупроводник следует ввести виртуальный заряженный слой, расположенный так, как это показано на рисунке 2.4, в. Эквивалентный уровень легирования $N_{\text{э}}$ равен

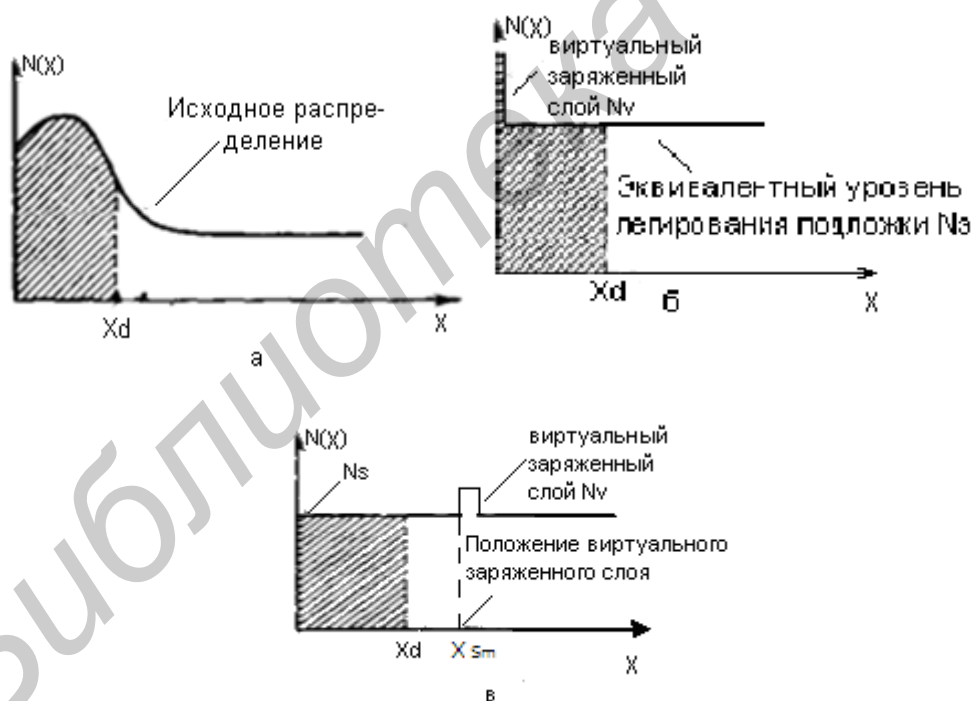
$$N_{\text{э}} = 2\epsilon\epsilon_0 \times 2\phi_F / qX_d^2. \quad (2.13)$$

Расположение виртуального заряда и его величина могут быть получены при расчете поля и потенциала в первоначальной неравномерно легированной структуре и в эквивалентной структуре с равномерным легированием.

Для неравномерно легированной структуры

$$E(x) = E(X_d) + \left(\frac{q}{\epsilon\epsilon_0} \right) \int_x^{X_d} N(x) dx, \quad (2.14)$$

$$\phi(x) = \phi(X_d) + X_d E(X_d) - x E(X_d) + \left(\frac{q}{\epsilon\epsilon_0} \right) \int_x^{X_d} N(x) dx \quad (2.15)$$



а – исходное распределение; б – структура с преобразованным распределением и сохраненным зарядом; в – преобразованная структура с сохраненным зарядом и энергией

Рисунок 2.4 – Подход, основанный на преобразовании характера распределения легирующей примеси

Величины $E(X_d)$ и $\phi(X_d)$ представляют собой встроенное поле и встроенный потенциал у края обедненной области, обусловленные наличием

градиента легирующей примеси в неравномерно легированной подложке.

Для эквивалентной равномерно легированной подложки :

$$E_s(x) = \left(\frac{q}{\varepsilon\varepsilon_0} \right) N_s (X_d - x), \quad (2.16)$$

$$\varphi_s(x) = \left(\frac{q}{\varepsilon\varepsilon_0} \right) N_s (X_d^2 - x^2). \quad (2.17)$$

Величина заряда в виртуальном заряженном слое задается выражением:

$$N_{na} = \left(\frac{\varepsilon\varepsilon_0}{q} \right) [E(0) - E_s(0)] \quad (2.18)$$

Положение этого слоя (расстояние X_{Sm} от границы раздела $\text{SiO}_2 - \text{SiO}$) дается выражением

$$X_{Sm} = \frac{\int_0^D E^2(x) dx - \int_0^D E_s^2(x) dx}{E(0) - E_s(0)}. \quad (2.19)$$

Ионное легирование, создающее в подложке неравномерное распределение примесей, считается мелким, если $\varphi(x_{Sm}) \leq 2\varphi_F$, где φ_F рассчитано для края обедненной области.

Для мелкого ионного легирования пороговое напряжение равно

$$U_{пор} = U_{пз} + 2\varphi_F + qN_{им}/C_0 + 1/C_0 [2\varepsilon\varepsilon_0 qN_s / 2\varphi_F + U_{зп}]^{1/2} \quad (2.20)$$

где $N_{им}$, N_s – эквивалентный уровень плотности атомов имплантированного заряда и эквивалентный уровень легирования при переходе края обедненной области в равномерно легированную область подложки.

Влияние мелкого ионного легирования заключается только в том, что оно сдвигает напряжение плоских зон на $qN_{им}/C_0$.

Измеренная экспериментально связь между $U_{пор}$ и $(2\varphi_k + V_{зп})^{1/2}$ представляет собой простую линейную зависимость.

Ионное легирование считается глубоким, если $\varphi(X_{Sm}) \geq 2\varphi_F$

В случае глубокого ионного легирования выражение для порогового напряжения зависит от смещения затвора – подложки.

Для $(2\varphi_F + U_{зп}) \leq \varphi(X_{sm})$:

$$U_{пор} = U_{пз} + 2\varphi_F + \frac{qN_{им}}{C_i} + \left(\frac{1}{C_0} \right) \left[\frac{2\varepsilon\varepsilon_0 qN_s}{2\varphi_F + U_{зп}} \right]^{1/2} \quad (2.21)$$

Здесь N_s и $N_{им}$ вычисляются при $\varphi_S = 2\varphi_F + U_{зп}$, а $C_i = C_0 C_3 / C_0 + C_3$, где $C_3 = \varepsilon\varepsilon_0 / X_d$. Измеренная экспериментальная связь между $U_{пор}$ и $(2\varphi_F + U_{зп})^{1/2}$ не является линейной, так как N_s и $N_{им}$ зависят от φ_S .

Для $(2\varphi_k + V_{зп}) > \varphi(x_{sm})$ обедненная область расширяется за пределы ионнолегированной области, и эта область действует как слой с зарядом N_{vm} , расположенный у X_{Dm} . В этом случае пороговое напряжение равно

$$\Delta V_{\text{пор}} = \frac{1}{C_i} \left(\frac{Q_{\text{п}}}{ZL} - qN_{\text{п}}X_d \right) = -\frac{qN_{\text{п}}X_d}{C_i} \left(1 - \frac{L+L'}{2L} \right) = -\frac{qN_{\text{п}}X_d r_j}{C_i L} \left(\sqrt{1 + \frac{2X_d}{r_j}} - 1 \right). \quad (2.25)$$

Для учета влияния напряжения стока и смещения на подложке выражение (2.26) запишем в модифицированной форме:

$$\Delta V_{\text{пор}} = -\frac{qN_{\text{п}}X_d}{2C_i L} \left[\left(\sqrt{1 + \frac{2y_u}{r_j}} - 1 \right) + \left(\sqrt{1 + \frac{2y_c}{r_j}} - 1 \right) \right]. \quad (2.26)$$

где y_u и y_c (см. рисунок 2.5, б) определяются выражениями (2.27, а, б):

$$y_u \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon\varepsilon_0}{qN_n} (\varphi_k - \varphi_s)} \quad , \quad (2.27, \text{а})$$

$$y_c \cong \sqrt{2\varepsilon\varepsilon_0 / 2N_n (\varphi_k - \varphi_s) + U_c} \quad . \quad (2.27, \text{б})$$

Здесь φ_s – поверхностный потенциал, а

$$X_d = \sqrt{2\varepsilon\varepsilon_0 (2\varphi_F + V_{nu}) / qN_n}. \quad (2.28)$$

МОП-транзистор считается узким, если ширина канала (расстояние между областями изолирующего окисла) имеет тот же порядок величины, что и толщина обедненной области, которую затвор индуцирует под каналом. Для типичного распределения легирующей примеси узкой может считаться ширина порядка 4 мкм и менее. Как было установлено, малая ширина может существенным образом сказываться на поведении прибора.

Прямое влияние малой ширины выражается в увеличении порогового напряжения по мере уменьшения ширины канала. Показанное ниже (рисунок 2.7) поперечное сечение в направлении ширины иллюстрирует упрощенную модель МОП-транзистора с непогруженным изолирующим окислом. Этот изолирующий окисел служит для того, чтобы увеличить $U_{\text{пор}}$ по бокам канала с целью изоляции прибора от его соседей. Кроме того, область под толстым слоем окисла сильно легируется, чтобы обеспечить дополнительное увеличение $U_{\text{пор}}$.

В случае структуры с непогруженным изолирующим окислом увеличение порогового напряжения, происходящее по мере уменьшения ширины, может быть объяснено следующим образом. Когда край обедненной области приближается к краю прибора, происходит переход от глубокого обеднения под затвором к обедненной области под толстым окислом, имеющей малую глубину. Эта переходная область показана на рисунке 2.7. Следует отметить, что переход не является резким, как это предполагалось при выводе классического выражения для $U_{\text{пор}}$. В переходной области имеются дополнительные заряды, на которых заканчивается подзатворное поле. В случае большой ширины суммарная величина этих зарядов по отношению к заряду в остальном объеме невелика, и ею можно пренебречь. Но по мере уменьшения ширины относительная роль этих зарядов возрастает и становится существенной. Эти дополнительные заряды увеличивают суммарный заряд в объеме и приводят к росту $U_{\text{пор}}$. Кроме того, электрическая ширина канала в структурах с

непогруженным изолирующим окислом может быть больше ширины, определяемой окислом, так как канал в этих структурах может заходить под защитный окисел.

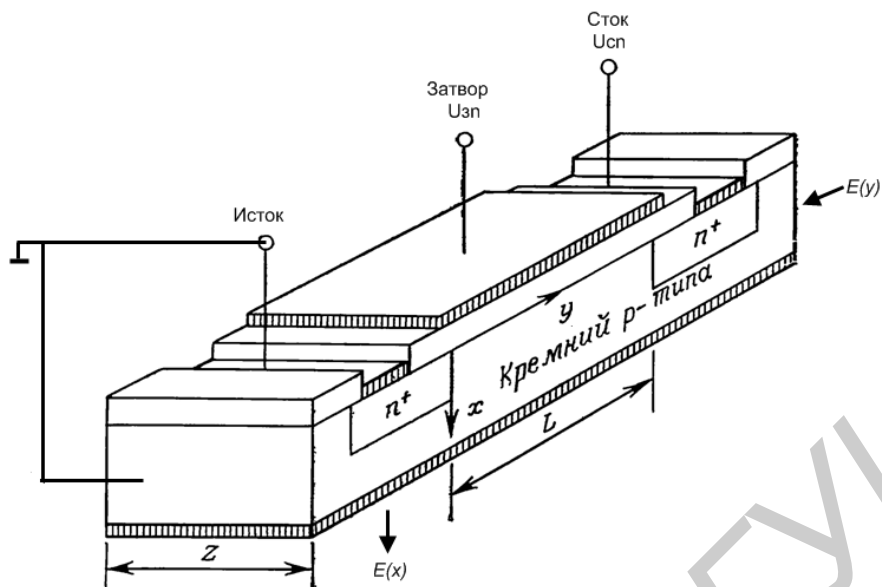


Рисунок 2.6 – Трехмерный вид МОП-транзистора

В замкнутом виде выражение, учитывающее влияние малой ширины, может быть получено путем добавления этого суммарного дополнительного заряда к величине объемного заряда обедненного слоя в классическое выражение для $U_{пор}$.

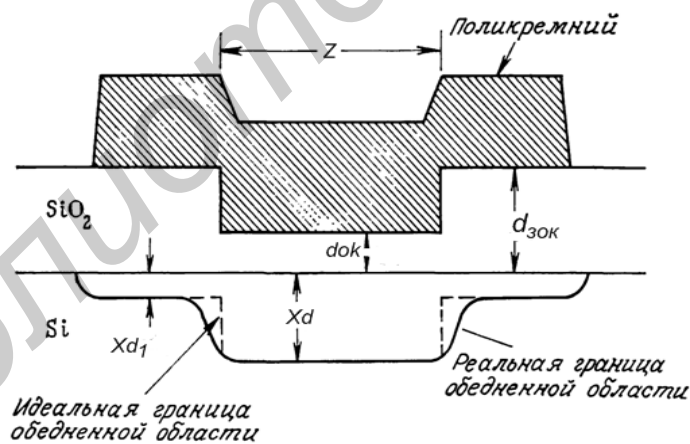


Рисунок 2.7 – Поперечное сечение по ширине МОП-транзистора, на котором показаны реальная и идеальная формы обедненной области

Величина дополнительного заряда для каждой переходной области равна

$$Q = \frac{1}{2} \delta q N_a X_d^2 L, \quad (2.29)$$

где δ – это подгоночный параметр, учитывающий форму переходной области.

Учет дополнительного заряда с обеих сторон канала дает дополнительный вклад в пороговое напряжение, равный

$$\Delta U_{\text{пор}} = \delta q N_a X_d^2 / C_0 Z. \quad (2.30)$$

Поэтому для МОП-транзистора с узким каналом и однородным легированием пороговое напряжение равно

$$U_{\text{пор}} = U_{\text{пз}} + 2\varphi_F + \left(\frac{qN_a}{C_0} \right) \left(\frac{X_d + \delta X_d^2}{Z} \right). \quad (2.31)$$

Полагая эту кривую часть области пространственного заряда цилиндрической, для полного заряда области обеднения будем иметь

$$Q_{\text{ос}} = qN_a Z L X_d \left(1 + \frac{\pi X_d}{2 Z} \right), \text{ а}$$

$$U_{\text{пор}} = U_{\text{пз}} + 2\varphi_F + qN_a X_d \left(1 + \frac{\pi X_d}{2 Z} \right) / C_0. \quad (2.32)$$

Для того чтобы дополнительно увеличить пороговое напряжение в областях под толстым слоем защитного окисла, создается сильнолегированная область, называемая ограничителем канала. Во время проведения высокотемпературных технологических операций примеси, легирующие эту область, будут проникать в канал, еще больше увеличивая плотность объемного заряда в обедненных областях у боковых сторон канала. В том же направлении, что и это проникновение легирующих примесей, действуют некоторые технологические операции, приводящие к образованию клина на границе между тонким и толстым окислом. Этот клин приводит к появлению структуры, напоминающей птичий клюв и известной под этим названием. Дополнительный заряд, накопленный под этой клиновидной частью окисла, еще больше увеличивает $U_{\text{пор}}$. Кроме того, следует отметить, что «птичий клюв» увеличивает то минимальное расстояние, которое необходимо иметь между приборами, и поэтому приводит к дополнительным потерям площади кристалла.

Чтобы избавиться от потерь площади между приборами, были разработаны приборы с новой структурой изолирующего окисла. Эта структура, показанная на рисунке 2.9, называется структурой с полностью погруженным изолирующим окислом. Она не только позволяет добиться очень высокой плотности упаковки, но и по своим электрическим характеристикам отличается от структур с непогруженным и частично погруженным изолирующим окислом. На рисунке 2.9 изображены также силовые линии электрического поля под затвором. Электрод затвора перекрывает область канала и заходит за ее края. Поэтому имеет место краевой эффект: силовые линии поля в толстом окисле не идут вглубь, а заканчиваются на боковых стенках окисла. Это увеличивает концентрацию силовых линий у краев и приводит к тому, что обеднение боковых областей происходит при меньших значениях $U_{\text{зи}}$, чем в середине канала. Таким образом, в боковых участках канал возникает при меньшем напряжении затвора и, следовательно, пороговое напряжение заметно уменьшается. Это снижение $U_{\text{пор}}$, сопровождающее уменьшение ширины, получило название обратного влияния малой ширины.

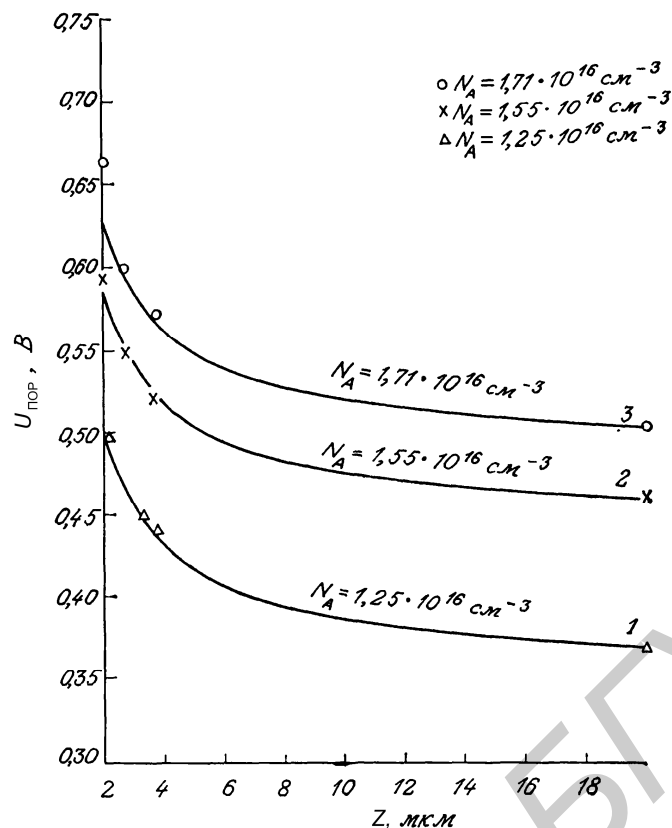


Рисунок 2.8 – Зависимость порогового напряжения от ширины для различных концентраций легирующей примеси в подложке.

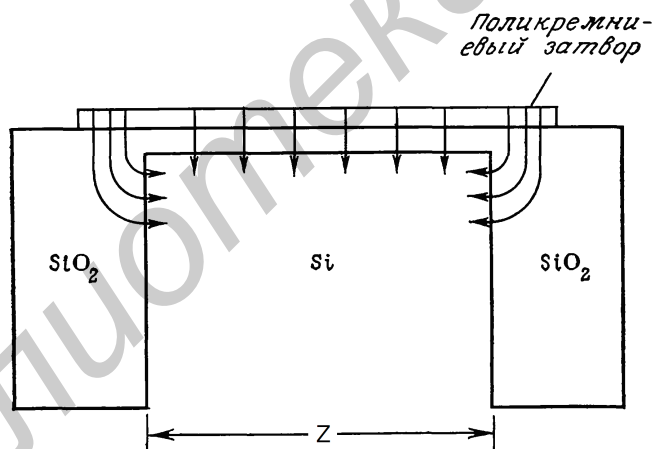


Рисунок 2.9 – Поперечное сечение по ширине МОП-транзистора с полностью погруженным изолирующим окислом

В приведенном квазитрехмерном графическом изображении поверхностного потенциала МОП-транзистора с полностью погруженным изолирующим окислом (рис. 2.9) показан резкий рост потенциала у краев канала, обусловленный концентрацией поля вблизи боковых стенок канала. Емкость затвора, входящая в выражение (2.9), обычно рассчитывается в соответствии с идеальным приближением плоского конденсатора с параллельными обкладками. Для прибора, показанного на рисунке 2.9, концентрация поля у краев, которой пренебрегают при рассмотрении идеального конденсатора, играет существенную роль и должна быть учтена при расчете емкости затвора. Моделируя суммарную емкость затвора C_3 как

емкость плоской части затвора, параллельно с которой включены две емкости боковых стенок, обычно считают, что заряд на границе раздела с кремнием как тонкого, так и защитного окисла считается однородным и постоянным. Поэтому суммарная емкость затвора равна

$$C_3 = C_0(ZL) + 2C_f, \quad (2.33)$$

где C_f – это емкость, связанная с полем, сконцентрированным на боковых стенках.

Для МОП-транзистора с длинным и узким каналом можно показать, что

$$C_3 = 2\varepsilon\varepsilon_0L/\pi \ln(2d_{\text{и.ок}}/d_{\text{ок}}), \quad (2.34)$$

где $d_{\text{и.ок}}$ – толщина изолирующего окисла,

$d_{\text{ок}}$ – толщина подзатворного окисла.

Поэтому суммарная емкость затвора может быть выражена как

$$C_3 = C_0(ZL) + (2\varepsilon\varepsilon_0L/\pi) \ln(2d_{\text{и.ок}}/d_{\text{ок}}), \quad (2.35)$$

или

$$C_3 = C_0(ZL)(1 + F/Z), \quad (2.36)$$

где фактор F , учитывающий краевой эффект, равен

$$F = (4d_{\text{ок}}/\pi) \ln(2d_{\text{и.ок}}/d_{\text{ок}}). \quad (2.37)$$

Таким образом, пороговое напряжение для n -канального МОП-транзистора с данным узким каналом равно

$$U_{\text{пор}} = U_{\text{пз}} + 2\phi_F + \frac{qN_a X_d Z}{C_0(Z + F)}. \quad (2.38)$$

3 Расчет и проектирование мощных МОП-транзисторов

3.1 Геометрия мощных МОП-транзисторов

Конструкции мощных транзисторов можно условно разбить на два основных класса: двухмерные и трехмерные. В двухмерных приборах (горизонтальные МОП-транзисторы с двойной диффузией на n - и на p - подложках ГДМОП _{n -(p -)} на рисунке 3.1.а, б) сток и исток располагаются в боковом (горизонтальном) направлении. Такие приборы аналогичны стандартным МОП-транзисторам с протяженной высокорезистивной областью стока, что необходимо для работы в высоковольтном режиме.

В трехмерных приборах протяженная область стока, известная также как дрейфовая область, расположена вертикально; электрод стока размещен на нижней стороне пластины МОП-транзистора с V -канавкой V МОП (рисунок 3.1, в), вертикальный транзистор с двойной диффузией ВДМОП (рисунок 3.1, г, д).

Приведенным на рисунке 3, а–д структурам мощных МОП-транзисторов можно дать качественный сравнительный анализ.

1. В транзисторах с двойной диффузией (ГДМОП, ВДМОП) длина канала определяется последовательной диффузией через одно и то же окно в SiO_2 бора и фосфора (или мышьяка). Из-за двухмерных процессов, происходящих при диффузии, уменьшается длина канала $L_k = 0,85 (x_p - x_{n+})$, где x_p и x_{n+} – глубины залегания p -области подложки и n^+ -области истока соответственно.

2. В V МОП и U МОП-транзисторах каналы образуются вертикальным диффузионным профилем за счет анизотропного травления V -канавки под углом $54,74^\circ$ к поверхности. В результате при тех же самых технологических параметрах диффузии длина канала в этих транзисторах $l_k = x_p - x_n / \sin 54,74^\circ$ в полтора раза больше, чем длина горизонтального канала в ДМОП-структурах. Поэтому при тех же самых технологических параметрах структуры можно ожидать сопротивление канала в горизонтальных структурах приблизительно на 50 % меньше.

3. В вертикальных структурах на одной плоскости расположены только два электрода, в то время, как в ГДМОП-транзисторах все три электрода находятся на одной плоскости. Следовательно, плотность упаковки при использовании горизонтальных структур намного меньше. По этой причине чаще всего в настоящее время используется вертикальные структуры.

4. Однако, так как в ГДМОП-структурах все электроды находятся на одной поверхности, то это облегчает организацию межсоединений с другими элементами в интегральных микросхемах. Кроме того, низкое напряжение затвора $U_{зи}$, которое можно подавать на затвор в горизонтальных структурах, дает возможность использовать в них тонкий подзатворный окисел. Это, в свою очередь, позволяет уменьшить сопротивление n^- -дрейфовой области вследствие большого обогащения приповерхностного слоя. Все это вместе взятое позволяет горизонтальным структурам конкурировать с вертикальными.

5. Каналы как в ГДМОП, так и в ВДМОП формируются в кремнии с ориентацией (100). Каналы в ИМОП- и в УМОП-структурах формируются в кремнии с ориентацией (111). Структуры, сформированные в кремнии с ориентацией (100), имеют по сравнению со структурами, каналы которых сформированы в кремнии с ориентацией (111), на 20 % большую подвижность носителей в инверсионном слое (канале) и на 15 % большую скорость носителей в канале. Эти эффекты значительно сказываются на уменьшении сопротивления канала и на увеличении крутизны.

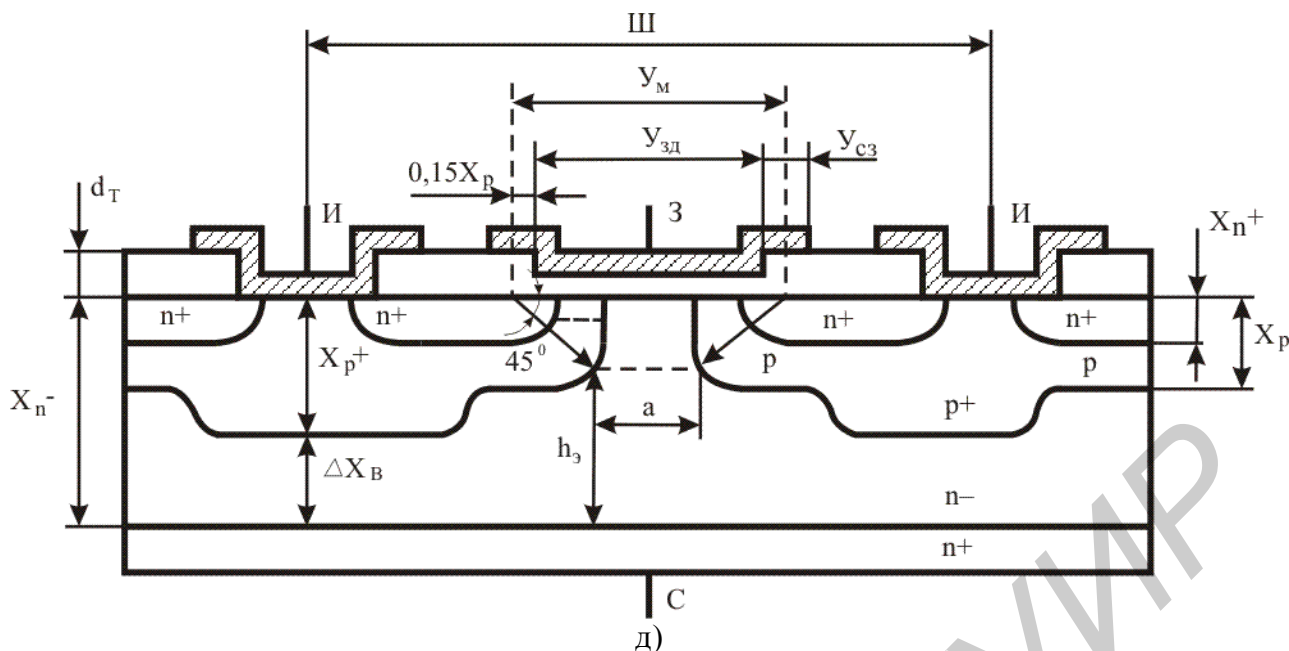
6. Плотность поверхностных состояний $N_{\text{пс}}$ на границе Si-SiO₂ в три раза больше в структурах с ориентацией (111), чем с ориентацией (100). Поэтому в этих структурах для получения нужной величины порогового напряжения необходимо иметь выше концентрацию носителей в канале. А так как рассеивание носителей на ионизированных примесях приводит к уменьшению подвижности, то это является еще одной причиной уменьшения подвижности в УМОП- и ИМОП-структурах. Однако на практике при больших величинах напряжения на затворе этот вклад незначителен, так как в этом случае концентрация носителей у всех мощных МОП-транзисторов достаточно высока и заряд поверхностных состояний оказывает незначительное влияние на величину порогового напряжения. В свою очередь, высокое значение $N_{\text{пс}}$, во-первых, приводит к некоторой деградации подвижности, а, во-вторых, увеличивает уровень шума в усилителях мощности.

7. В непланарных ИМОП- и УМОП-транзисторах можно использовать большое разнообразие конфигураций масок для фотолитографии и металлизации, которое невозможно в ВДМОП и ГДМОП-структурах. Однако при использовании поликремниевого затвора или затвора из тугоплавкого материала все эти проблемы уходят на задний план.

8. Во всех перечисленных структурах при использовании алюминиевого затвора наблюдается перехлестывание металлизации с тонким подзатворным окислом, что приводит к увеличению емкости затвор – исток и деградации скорости. Эта емкость может быть существенно уменьшена при использовании различных скоростей окисления n^+ и n^- областей. Эта технология наиболее эффективна для кремния с ориентацией (100), чем (111). Это лишний раз говорит о преимуществе использования ГДМОП и ВДМОП-структур на высокой частоте. Кроме того, при использовании поликремневых затворов или затворов из тугоплавких материалов (транзисторы с самосовмещенным затвором) более эффективно уменьшается величина емкости $C_{\text{зи}}$ в ВДМОП и ГДМОП, чем в ИМОП и УМОП-структурах.

9. В высоковольтных транзисторах всех типов основной вклад в сопротивление сток–исток $R_{\text{си}}$ открытого транзистора носит сопротивление n -стоковой области. Качественно это сопротивление одно и то же для всех типов транзисторов, однако величина его различна для каждой структуры.

10. При использовании алюминиевого затвора активная область транзистора в горизонтальных структурах приблизительно в два раза больше, чем в вертикальных.



а – Сечение ГДМОП с составляющими сопротивления сток–исток; б – Сечение ГДМОП с паразитными емкостями затвор–канал; в – Сечение *I*МОП с составляющими сопротивления сток–исток и с паразитными емкостями затвор–канал; г – Фрагмент сечения ВДМОП для анализа составляющих сопротивления сток–исток; д – Сечение ВДМОП с указаниями размеров для расчетов паразитных емкостей
Рисунок 3.1 – Мощные МОП транзисторы горизонтального и вертикального типа

3.2 Особенности технологии и конструирования мощных МОП-транзисторов с двойной диффузией

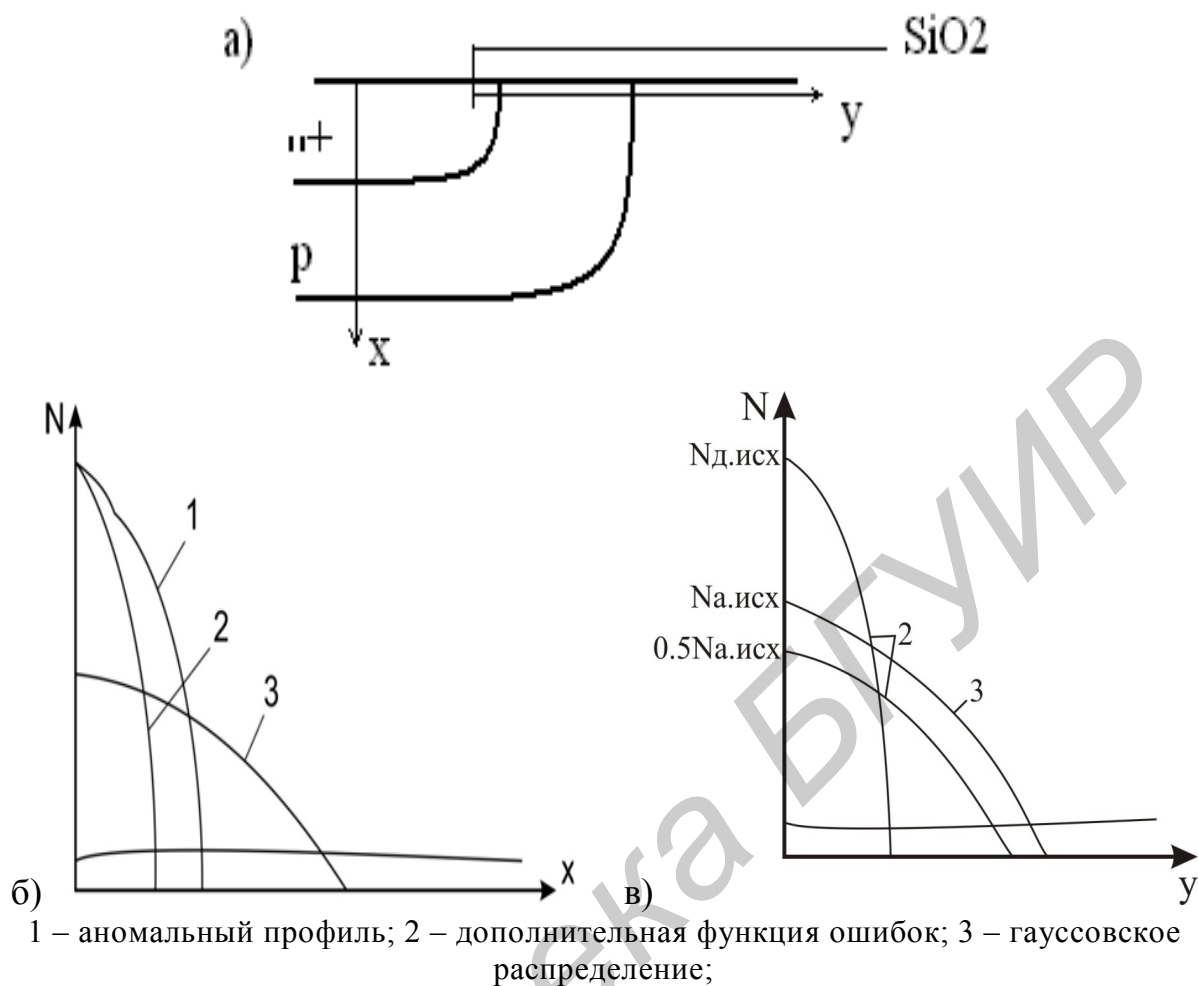
При разработке мощных МОП-транзисторов необходимо иметь в виду, что их работоспособность определяется совокупностью множества параметров. Наиболее важные из них – пороговое напряжение, крутизна характеристики, сопротивление в проводящем состоянии, различные емкости, электрический пробой и температурные эффекты.

3.2.1 Пороговое напряжение МОП-транзистора с двойной диффузией

В транзисторе этого типа область подложки имеет неоднородное распределение избыточной примеси, в противоположность тому, что принималось в упрощенной теории. На самом деле концентрация примеси есть функция расстояния от поверхности. В таком случае пороговое напряжение определяется максимальной концентрацией в объеме. Для прибора *n*-типа эту концентрацию обозначаем $N_{a, \text{макс}}$. В математической модели для расчета на ЭВМ порогового напряжения МОП-транзистора применяется приближенное решение для процесса двухступенчатой диффузии, содержащего этапы загонки и разгонки.

Диффузионные профили вдоль поверхности прибора в области канала, т. е. по оси *y*, и вдоль вертикального направления – по оси *x* отличаются друг от

друга. Это показано на рисунке 3.2.



а – фронты примеси для истока и объема; б – примесные профили в направлении оси x; в – профили в направлении оси y

Рисунок 3.2 – Диффузионные профили в области канала

Поскольку диффузия бора относительно глубокая, то его распределение – скорее гауссовское. Диффузия фосфора относительно мелкая. Профиль его распределения есть нечто среднее между функцией дополнения к интегралу ошибок и аномальным профилем для мелкой диффузии фосфора в направлении оси y примесные профили совершенно иные в основном по двум причинам: из-за перераспределения примеси на границе раздела Si–SiO₂ и из-за того, что вдоль поверхности процесс диффузии примеси можно рассматривать идущим из бесконечного источника, поскольку размеры окон в оксиде очень велики по сравнению с фактической глубиной диффузии. Этот боковой (горизонтальный) эффект дает возможность предсказать, что разгонка бора приводит к его распределению в соответствии с дополнительной функцией ошибок, имеющему поверхностную концентрацию, равную $0,5N_{a,исх}$ (рисунок 3.2, в). На рисунке 3.3 приведена зависимость порогового напряжения $U_{пор}$ от концентрации $N_{a,макс}$ при различной толщине оксида в затворе как результат расчета работы. Показан разброс значений порогового напряжения для каждой толщины оксида при изменении глубины диффузии примеси на $\pm 10\%$. При построении этой

серии кривых принималось, что плотность поверхностных состояний $N_{\text{пс}}$ постоянна на поверхности вдоль всего канала и равна 10^{11} см^{-2} . Основная причина разброса – плохая воспроизводимость процесса загонки бора. Влияние этого процесса на пороговое напряжение проявлялось примерно в три раза сильнее, чем всех остальных процессов, вместе взятых.

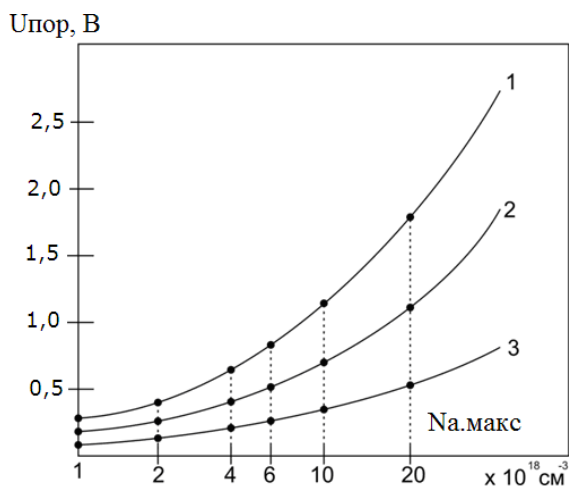


Рисунок 3.3 – Пороговое напряжение $U_{\text{пор}}$ как функция $N_{a,\text{макс}}$ в области канала при толщине оксида в канале: 0,3 мкм (кривая 1), 0,2 мкм (кривая 2) и 0,1 мкм (кривая 3)

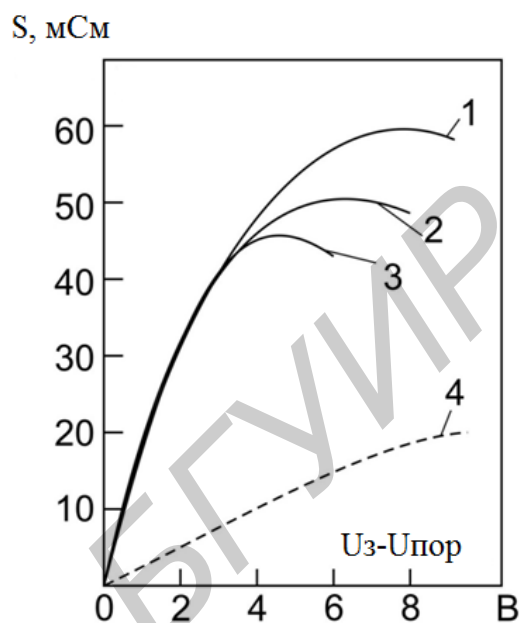


Рисунок 3.4 – Крутизна характеристики S как функция эффективного напряжения на затворе $U_z - U_{\text{пор}}$ для транзистора с обогащением с сопротивлением эпитаксиального слоя 0,5 Ом·см (кривая 1), 30 Ом·см (кривая 2) и 7 Ом·см (кривая 3 и кривая 4- только для транзистора с V-образной канавкой)

Контроль величины и однородности концентрации примеси значительно улучшается при применении ионной имплантации вместо термической диффузии. В этом случае можно ожидать, что разброс глубины диффузии уменьшится с ± 10 до ± 2 %.

Влияние технологических погрешностей можно значительно уменьшить, если делать каналы длиннее 2 мкм. В [4] приведены данные о том, что для получения $U_{\text{пор}}$ величиной 1 В при длине канала $L_k = 1 \text{ мкм}$, плотности поверхностных состояний $N_{\text{пс}} = 4 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$ и толщине оксида $d = 100 \text{ нм}$ для ИМОП-транзистора необходимо создать в канале максимальную концентрацию легирующей примеси $N_{a,\text{макс}} = 5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$, поскольку она уменьшается из-за перераспределения примеси во время окисления затвора. Правда, $N_{a,\text{макс}}$ можно восстановить, если после окисления отжечь структуры в инертной среде. Было также обнаружено, что при изменении удельного сопротивления эпитаксиального n^- -слоя на ± 10 % пороговое напряжение изменяется на ± 16 % при концентрации лигатуры в n^- -слое, равной 10^{15} см^{-3} .

3.2.2 Проводимость и крутизна характеристики МОП-транзистора с двойной диффузией

Проводимость МОП-транзистора при малых напряжениях стока в начале вольт-амперной характеристики определяется активным сопротивлением канала. При больших токах проводимость сильно зависит от сопротивления дрейфовой области стока. Ее можно рассчитать из выражения

$$\sigma_c = 1/(R_k + R_{и} + R_c). \quad (3.1)$$

При очень малых значениях U_c проводимость σ_c является линейной функцией напряжения на затворе U_3 с угловым коэффициентом $k = \mu_{эф} \cdot C_0 Z/L$.

С другой стороны, начальный наклон зависимости крутизны от $U_3 - U_{пор}$ не равен k , как можно было бы получить из упрощенной теории. По-видимому, это объясняется объемными эффектами.

В области насыщения скорость носителей заряда в мощном МОП-транзисторе с коротким каналом равна скорости их рассеяния v_p . При этих условиях крутизна характеристики прибора

$$S_{\max} = z \cdot C_0 \cdot v_p. \quad (3.2)$$

Для электронов скорость рассеяния v_p у поверхности равна примерно $6,5 \cdot 10^6$ см·с⁻¹ для n -каналов в кремниевом кристалле с ориентацией $\langle 100 \rangle$. Вначале, прежде чем электрическое поле достигнет своего критического значения, наклон кривой $S = f(U_3 - U_{пор})$ пропорционален μ_n . Дальнейший рост напряжения и поля приводит к возрастанию скорости носителей, пока она не приблизится к максимальной v_p , при которой и крутизна характеристики достигнет максимального значения.

На рисунке 3.4 [4] представлены результаты измерений $S = f(U - U_{пор})$ проведенных на вертикальных МОП-транзисторах с двойной диффузией, в которых эпитаксиальный n -слой имел сопротивления 0,5, 3 и 7 Ом·см. Здесь $U_{пор}$ – пороговое напряжение транзистора с обогащением. В этих приборах величина S_{\max} была в интервале от 50 до 60 мСм, т. е. ниже, чем можно ожидать из выражения (3.2). Одной из причин такого результата является наличие сопротивления дрейфовой области стока. Его влияние наглядней всего проявляется тогда, когда сопротивление эпитаксиального слоя равно 7 Ом·см. Поскольку есть это последовательное сопротивление, то для поддержания в приборе состояния насыщения увеличение тока требует увеличения напряжения стока. А это, в свою очередь, приводит к тому, что рассеиваемая мощность растет, увеличивая температуру прибора, следовательно, крутизна характеристики и подвижности носителей в области как низкого, так и высокого поля падают.

Для сравнения на рисунке 3.4 также показана штриховая кривая 4 зависимости $S = f(U - U_{пор})$ для МОП-структуры с V -образной канавкой с каналом, эффективная длина которого в 1,5 раза больше, чем в МОП-структурах с двойной диффузией. Поскольку эти приборы с V -образной канавкой изготовлены на кремнии с ориентацией поверхности (111), то

подвижность электронов ниже, чем в транзисторах с двойной диффузией, что приводит к существенно меньшим значениям крутизны характеристики, и для того чтобы электронам достичь максимальной скорости, требуются более высокие напряжения на затворе. Тепловые эффекты в вертикальном МОП-транзисторе с V -образной канавкой не дают возможности получить максимальных значений крутизны характеристики. Для того чтобы хоть частично избежать влияния этих эффектов и в какой-то мере увеличить крутизну, необходимо работать на очень коротких импульсах. Как правило, крутизна характеристик приборов с двойной диффузией выше, чем вертикальных МОП-транзисторов с V -образной канавкой при одинаковых по длине каналах, из-за того, что подвижность электронов в любых полях в кристаллах с ориентацией (100) выше.

Температурный коэффициент крутизны характеристики МОП-транзисторов, по сравнению с биполярными транзисторами, отрицателен. Этот факт ставит МОП-транзисторы, несомненно, выше биполярных в случаях, когда роль тепловых эффектов становится определяющей.

3.2.3 Сопротивление горизонтального МОП-транзистора с двойной диффузией в проводящем состоянии

Сопротивление в проводящем состоянии является крайне важным параметром для работы мощного МОП-транзистора. Оно определяет величину рассеяния энергии; в высококачественных приборах это сопротивление должно быть примерно таким же, как и в биполярных транзисторах. Сопротивление в проводящем состоянии включает в себя несколько составляющих, в том числе сопротивления канала и дрейфовой области.

Эффективное сопротивление канала МОП-транзистора, работающего в режиме обогащения, определяется из соотношения

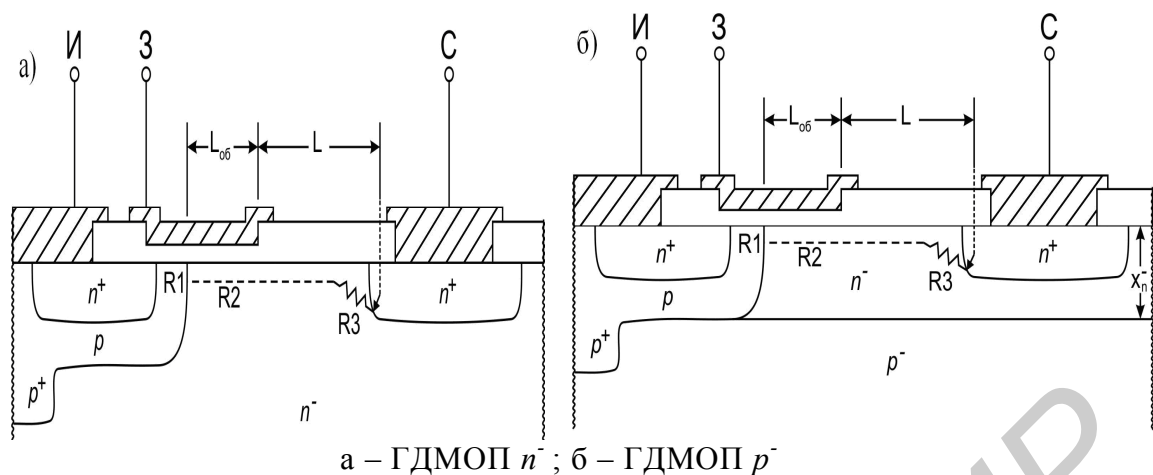
$$R_k = L / [\mu(U_3) Z C_o (U_3 - U_{пор})], \quad (3.3)$$

где $\mu(U_3)$ – подвижность электронов;

$U_{пор}$ – пороговое напряжение обогащенного транзистора.

Для высоковольтных приборов с высокоомной n -областью R_k , как правило, пренебрежимо мало.

На рисунке 3.5 приведены поперечные сечения мощных транзисторов ГДМОП n^- (а) и ГДМОП p^- (б) с указанием составляющих суммарного сопротивления в проводящем состоянии.



а – ГДМОП n^- ; б – ГДМОП p^-
 Рисунок 3.5 – Поперечные сечения мощных МОП-структур с указанием составляющих суммарного сопротивления исток – сток

На рисунке 3.6 приведена эквивалентная схема мощного высоковольтного ГДМОП $n^-(p^-)$ -транзистора.

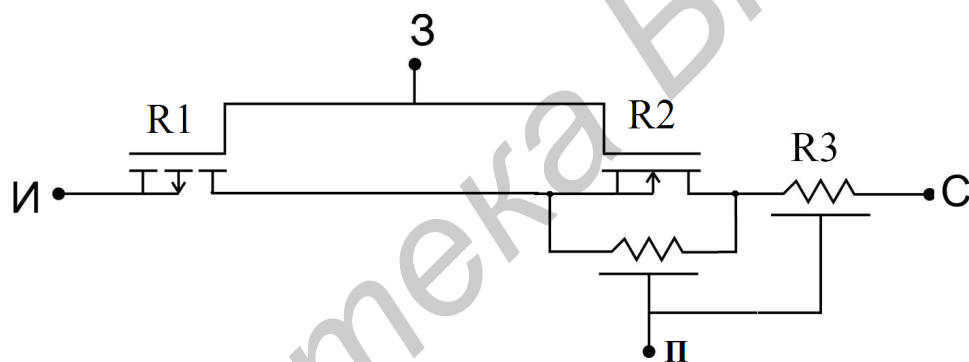


Рисунок 3.6 – Эквивалентная схема ГДМОП $n^-(p^-)$ -транзистора

Сопротивление горизонтального МОП-транзистора с двойной диффузией n и n^- или на p^- подложках в проводящем состоянии можно выразить суммой трех резисторов

$$R_{\text{си}} = R_1 + R_2 + R_3,$$

где R_1 – эффективное сопротивление канала МОП-транзистора, работающего в режиме обогащения;

R_2 – сопротивление обогащенной области дрейфа n^- , которое можно представить сопротивлением канала МОП-транзистора, работающего в режиме обеднения;

R_3 – сопротивление необогащенной области n^- стока.

Параллельно сопротивлениям обогащенной и необогащенной областей дрейфа включены сопротивления объемной n^- стоковой области, и ток распределится для каждого случая по двум параллельным цепям и токи в них зависят от напряжения на затворе (имеется в виду сопротивление обогащенного слоя дрейфовой области).

Эффективное сопротивление канала МОП-транзистора, работающего в режиме обогащения $R_1(R_k)$, определяется соотношением (3.3).

Сопротивление обогащенной дрейфовой области (R_2 на рисунке 3.5, а) рассчитывается по формуле

$$R_2 = L_{об1} / 3 Z C_o (\mu_n)_{100} (U_3 - U'_{пор}) , \quad (3.4)$$

где $L_{об}$ – длина обогащенной дрейфовой области;

$U'_{пор}$ – пороговое напряжение МОП-транзистора, работающего в режиме обеднения;

$(\mu_n)_{100}$ – подвижность электронов в кремнии с ориентацией $\langle 100 \rangle$.

Множитель $1/3$ появляется из-за наличия параллельно подключенному сопротивлению необедненной дрейфовой области.

Сопротивление n^- -области такого транзистора необходимо рассматривать как сопротивление растекания (рисунок 3.7). Ток из инвертированного канала транзистора протекает в приповерхностный обогащенный слой, образованный под затвором у поверхности n^- -области. Отсюда он растекается в дрейфовую n^- -область, достигая стока. Расчет сопротивления растекания был выполнен следующим образом: считалось, что исток и сток являются двумя границами линии тока в бесконечной однородной среде (рисунок 3.8). Сопротивление растекания n^- -слоя (R_3 на рисунках 3.7 и 3.8) определяется соотношением

$$R_3 = \rho / \pi * [\ln((L' - r_2) / r_1) + \ln((L' - r_2) / r_2)] , \quad (3.5)$$

где r_1 и r_2 – константы, зависящие от геометрии структуры, мкм (эффективные радиусы границ истока и стока);

L' – эффективная длина необогащенного эпитаксиального n^- -слоя.

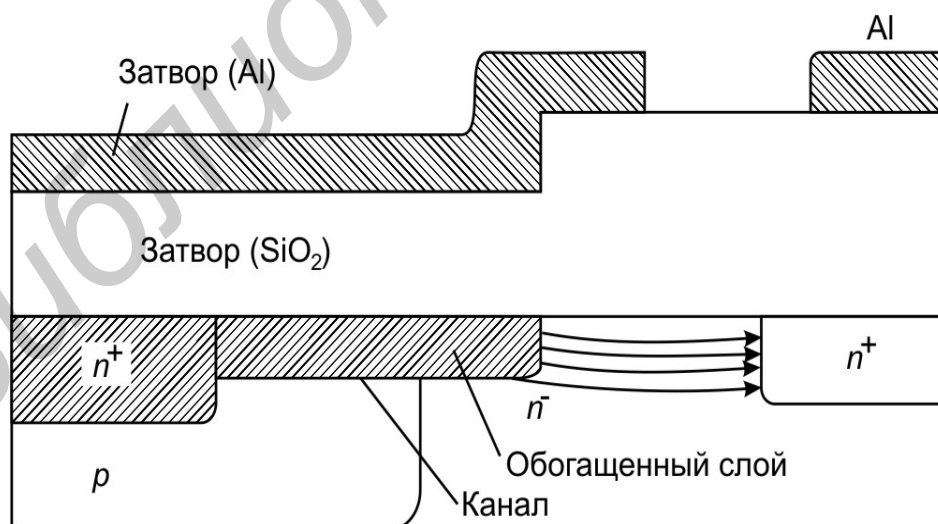


Рисунок 3.7 – Схема распределения тока в МОП-транзисторе с двойной диффузией

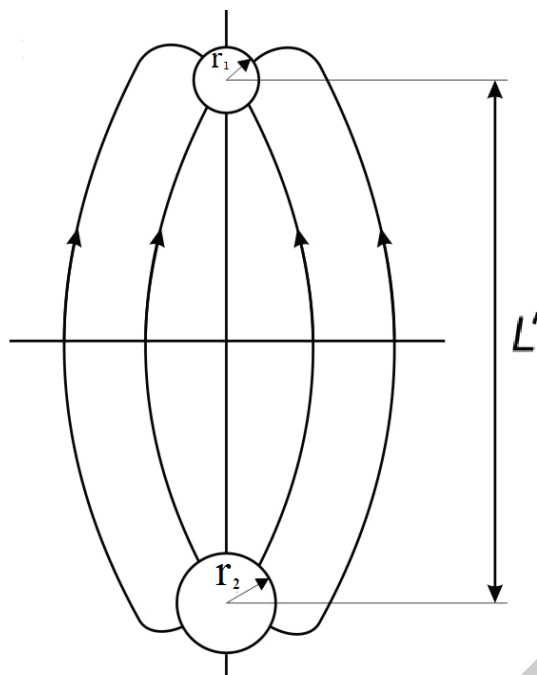
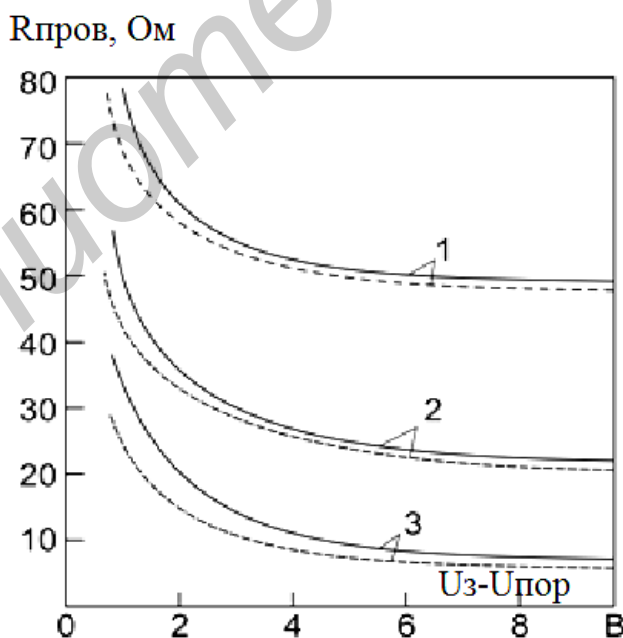


Рисунок 3.8 – Представление истока и стока в виде границ линий тока для расчета сопротивления горизонтального МОП-транзистора с двойной диффузией в проводящем состоянии

В большинстве случаев сопротивление обогащенного слоя незначительно. Эффективную длину L' можно определить из размеров фотолитографической маски на приборе и расстояния боковой диффузии примесей p - и n -типов.



1 - $R_{уд}$ n -области 7 Ом·см; 2 - 3 Ом·см; 3 - 0,5 Ом·см;

сплошные кривые - экспериментальные, штриховые - расчетные

Рисунок 3.9 – Сопротивление $R_{пров}$ горизонтального МОП-транзистора с двойной диффузией и с обогащением в проводящем состоянии как функция эффективного напряжения на затворе $U_з-U_{пор}$

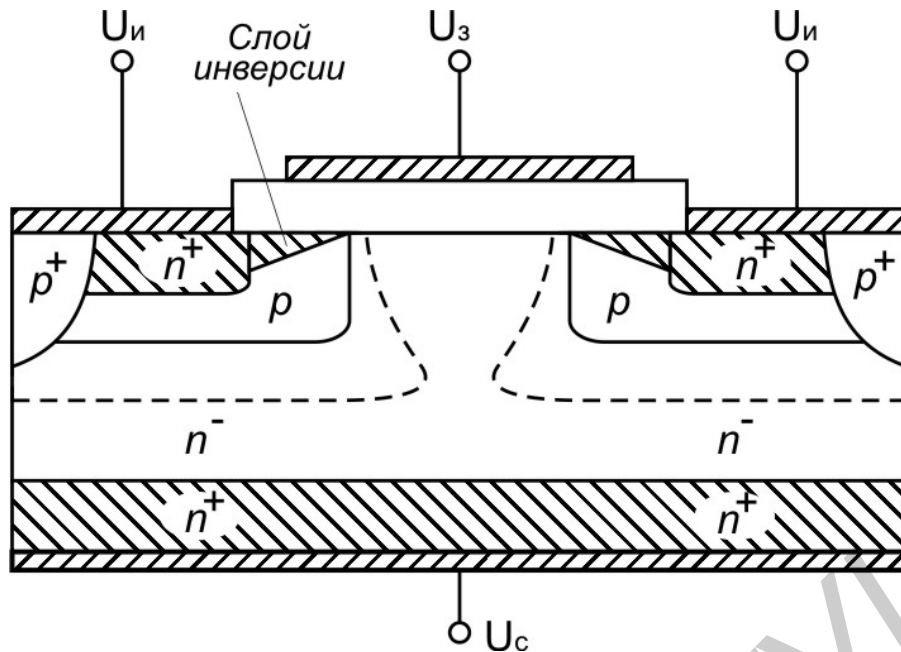


Рисунок 3.10 – Поперечное сечение вертикального МОП-транзистора с двойной диффузией, иллюстрирующее сжатие проводящего канала в n^- -области паразитным полевым транзистором с затвором в виде $p-n$ -перехода

В работе рассмотрен прибор с $L' = 24$ мкм и обнаружено, что при $r_1 = 0,5$ мкм наблюдается хорошее соответствие расчетных значений сопротивлений с экспериментальными результатами, которые приведены (рисунок 3.9) для трех транзисторов в виде зависимости $R_{\text{пров}} = R_1$ от $U_3 - U_{\text{пор}}$ при напряжении стока $U_C < 100$ мВ. Видно, что теоретические расчеты соответствуют наблюдаемым значениям сопротивлений приборов с такими короткими каналами ($L \approx 2$ мкм), за исключением области вблизи порогового напряжения, в которой скорее преобладает сопротивление канала, чем сопротивление растекания, и точность выражения (3.5) недостаточна. При низких напряжениях затвора проводимость обогащенного слоя недостаточно высока, чтобы линии тока могли концентрироваться в конце канала.

3.2.4 Сопротивление вертикального МОП-транзистора с двойной диффузией в проводящем состоянии

Если к стоку прибора с зашунтированными истоком и подложкой приложить положительное по отношению к ним напряжение смещения, то $p-n^-$ -переход подложка – сток сместится в обратном направлении (рисунок 3.10). В этом случае возникают две симметрично расположенные обедненные области, которые сужают n^- -область между ними. Этот процесс подобен появлению паразитного полевого транзистора с затвором в виде $p-n$ -перехода между двумя p -областями (рисунок 3.11).

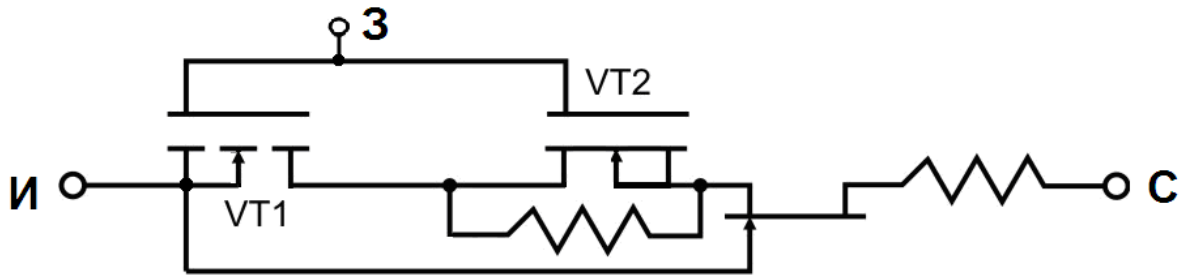


Рисунок 3.11 – Эквивалентная схема МОП-транзистора с паразитным полевым транзистором и с затвором в виде $p-n$ -перехода

Этот транзистор увеличивает сопротивление стока. Чтобы уменьшить этот эффект, необходимо расположить две симметричные области достаточно далеко друг от друга. При малых напряжениях стока, т. е. когда через прибор протекает большой ток, обедненные области $p-n$ -перехода имеют очень малую ширину и их можно не учитывать (рисунок 3.12).

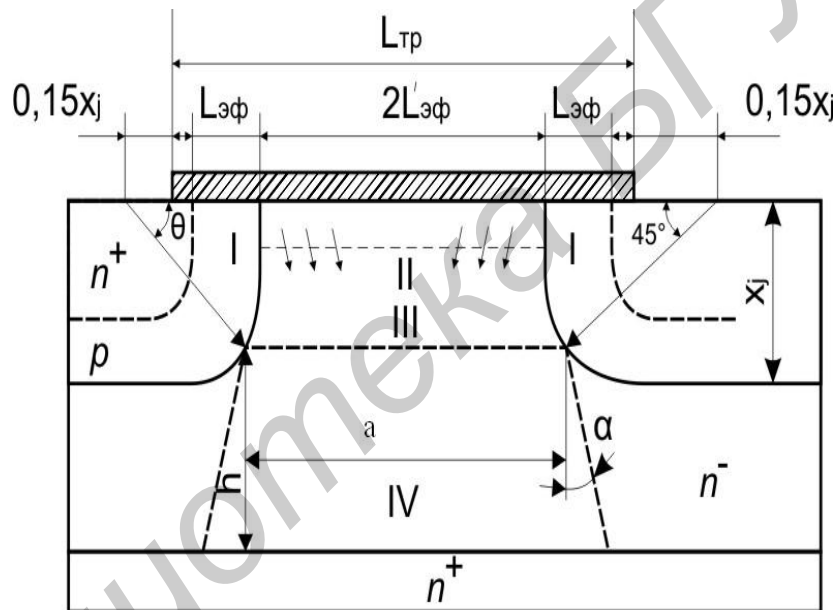


Рисунок 3.12 – Поперечное сечение вертикального МОП-транзистора с двойной диффузией с указанием областей, необходимых для расчета сопротивления проводящего состояния

Поскольку слой металлизации стока выходит за канал поверх дрейфовой n^- области, то поверхность этой области становится обогащенной и при высоких положительных напряжениях стока становится n^+ -областью. Поток электронов течет от канала I по пути наименьшего сопротивления, т. е. через обогащенный слой II , в результате ток распределяется по всей n^- -области, затем течет вниз и вбок по направлению к стоку, сперва проходя через сжатую область III паразитного полевого транзистора с $p-n$ -переходом. Сопротивление канала, как и в МОП-транзисторах с двойной диффузией, можно вычислить по формуле (3.3). Поверхностное сопротивление обогащенной поверхности R_c фактически является сопротивлением канала обедненного МОП-транзистора, содержащего

p -исток, n -подложку и p -сток. Его можно вычислить из выражения

$$R_c = 1/3[(Z/L'_{эф})C_0\mu_c(U_3)(U_3 - U_{пор.})]^{-1}, \quad (3.6)$$

где $L'_{эф}$ – эффективная длина канала обедненного транзистора (см. рисунок 3.12);

μ_c – подвижность электронов в обогащенном слое;

$U_{пор.}$ – пороговое напряжение паразитного обедненного транзистора.

Множитель $1/3$ появляется из-за изменения направления тока с горизонтального на вертикальное. Подвижность электронов в обогащенном слое отличается от их подвижности в инверсном слое, но ее изменение в зависимости от величины смещения на затворе подчиняется тому же закону. Подвижность $\mu_c = 1050 \text{ см}^2 \cdot \text{В}^{-1} \cdot \text{с}^{-1}$ для поверхности, ориентированной в направлении $\langle 100 \rangle$ при $U_c = 0$.

Область паразитного транзистора обозначена цифрой II. Здесь p - n -переход представляет собой часть окружности, сдвинутой относительно исходной маски на $0,15x_j$. Этот сдвиг получается из-за разницы в расстояниях диффузионного проникновения примеси в боковом и вертикальном направлениях. Формулу для расчета сопротивления области паразитного транзистора при $\theta = 45^\circ$ можно записать как

$$R_{пар} = 2\rho/Z \{ [1 - (2x_j/L)^2]^{-1/2} \text{tg}^{-1} [(0,414)(L + 2x_j/l - 2x_j)^{1/2}] - \pi/8 \} \quad (3.7)$$

где ρ – удельное сопротивление эпитаксиального n -слоя, показанного на рисунке 3.12 трапецевидной областью IV, верхнее основание которой касается p - n -переходов в точках, для которых угол $\theta = 45^\circ$.

Сопротивление области IV можно вычислить из выражения (3.7):

$$R_{IV} = (\rho/Z) \text{tg}^{-1} a \ln [1 + 2(h/a) \text{tg} a]. \quad (3.8)$$

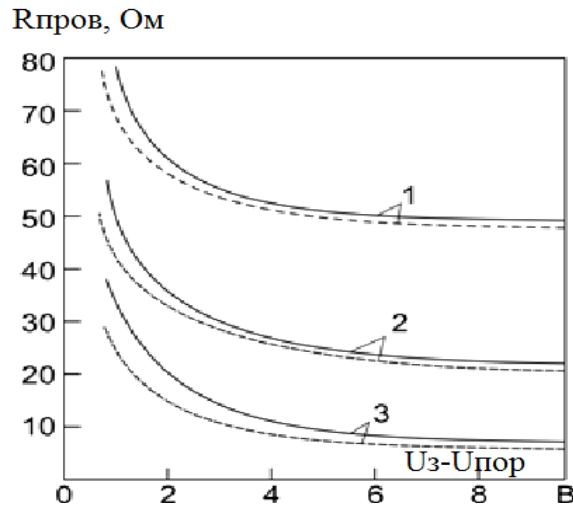
Здесь a и h понятны из рисунка 3.16. При $h \geq a$ угол $\alpha = 28^\circ - h/a$, а при $h < a$ угол $\alpha = 28^\circ - (a/h)$.

Полное сопротивление в проводящем состоянии будет суммой всех перечисленных выше составляющих:

$$R_{пров} = R_{об} + R_c + R_{пар} + R_{IV}. \quad (3.9)$$

В низковольтных приборах (при $\rho < 1 \text{ Ом} \cdot \text{см}$) доминирующим является член $R_{об}$, в то время как для высоковольтных приборов большее значение имеют другие члены выражения (3.9). Например, при $\rho = 10 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ сопротивление прибора в проводящем состоянии:

$$R_{пров} = R_{пар} + R_{IV}. \quad (3.10)$$

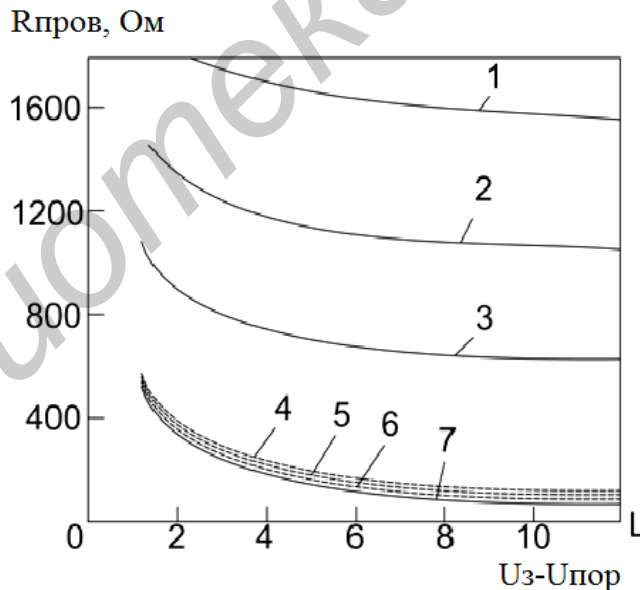


1 - $\rho = 7 \text{ Ом}\cdot\text{см}$; 2 - $\rho = 3 \text{ Ом}\cdot\text{см}$; 3 - $\rho = 0,5 \text{ Ом}\cdot\text{см}$

сплошные кривые – экспериментальные, штриховые – расчетные

Рисунок 3.13 – Зависимость сопротивления $R_{\text{пров}}$ от напряжения $U_{\text{з}} - U_{\text{пор}}$ на затворе МОП-транзистора.

На рисунке 3.13 представлена зависимость сопротивления $R_{\text{пров}}$ от $U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}}$ при различных значениях ρ для $N_{\text{a,max}} = 5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$. Отметим еще раз, что расхождение между теорией и экспериментом при низких напряжениях затвора можно объяснить тем, что обогащенный слой, расположенный в верхней части n -области, не может воспрепятствовать концентрации линий тока в конце канала.



$L_{\text{тр}} = 15 \text{ мкм}$ (кривые 1 и 4), $L_{\text{тр}} = 20 \text{ мкм}$ (кривые 2 и 5), $L_{\text{тр}} = 40 \text{ мкм}$ (кривые 3 и 6);
 $\rho = 8,5 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ (кривые 1–3), $\rho = 1,1 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ (кривые 4–6), $\rho = 0,5 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ (кривая 7)

Рисунок 3.14 – Зависимость сопротивления $R_{\text{пров}}$ от напряжения $U_{\text{з}} - U_{\text{пор}}$ на затворе ВДМОП-транзистора.

Из рисунка 3.14 видно, что в приборах с большими удельными сопротивлениями материала, необходимого для высоковольтных приборов, проявляется высокая чувствительность $R_{\text{пров}}$ к величине $L_{\text{тр}}$. При низких

удельных сопротивлений влияние параметра $L_{\text{ТР}}$ незначительно.

Для расчета $R_{\text{си.отк}}$ мощных МОП-транзисторов с V-образной (ИМОП-транзисторы) и трапецевидной (УМОП-транзисторы) канавкой предложено несколько выражений. Можно посредством решения уравнения Лапласа для определения распределения потенциала в высокоомном эпитаксиальном слое подложки и использования моделей структуры, приведенной на рисунках 3.15, а и 3.16 а, б, в, получить следующее уравнение для расчета объемной составляющей $R_{\text{об}}$ сопротивления $R_{\text{си.отк}}$ (объемного сопротивления высокоомного n^- -слоя):

$$R_{\text{об}} = (2\rho_n^-/Z)\ln 8d_n/\pi D. \quad (3.11)$$

где ρ_n^- – удельное сопротивление эпитаксиального n^- -слоя в промежутке между металлургической границей стокового p - n^- -перехода и нижней высоколегированной n^+ -областью стока.

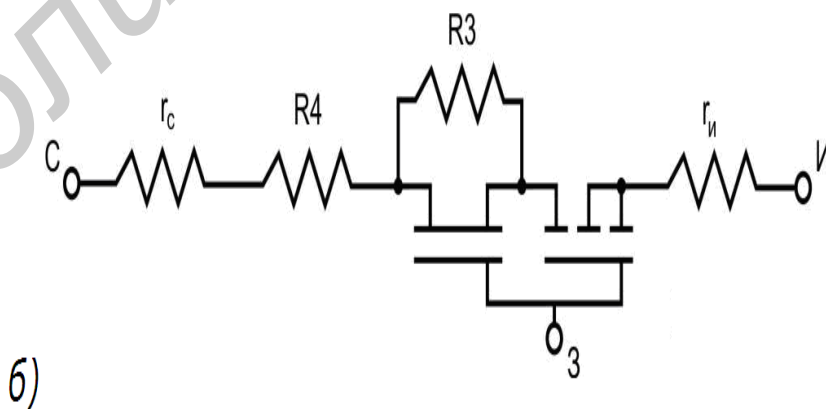
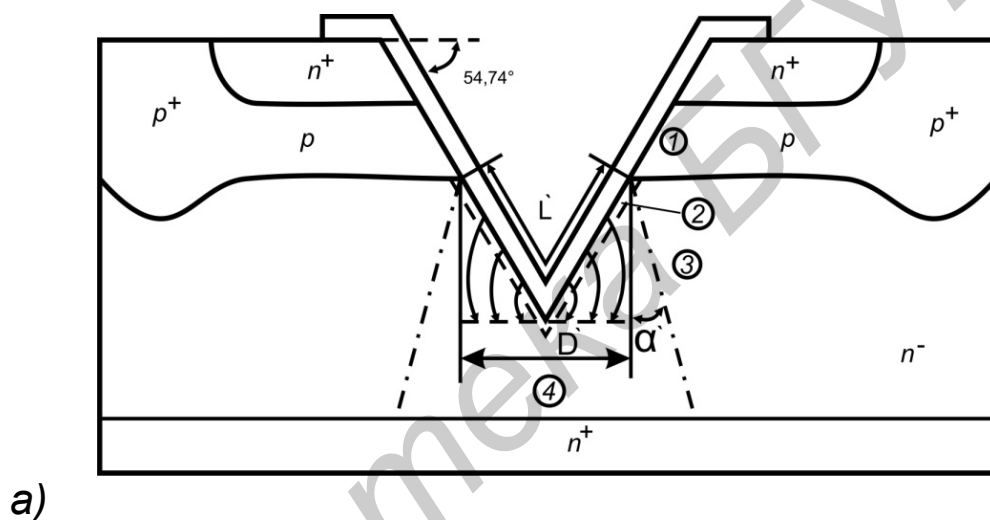


Рисунок 3.15 – Модель структуры(а) и эквивалентная схема(б) для расчета $R_{\text{пров}}$ ИМОП-транзистора

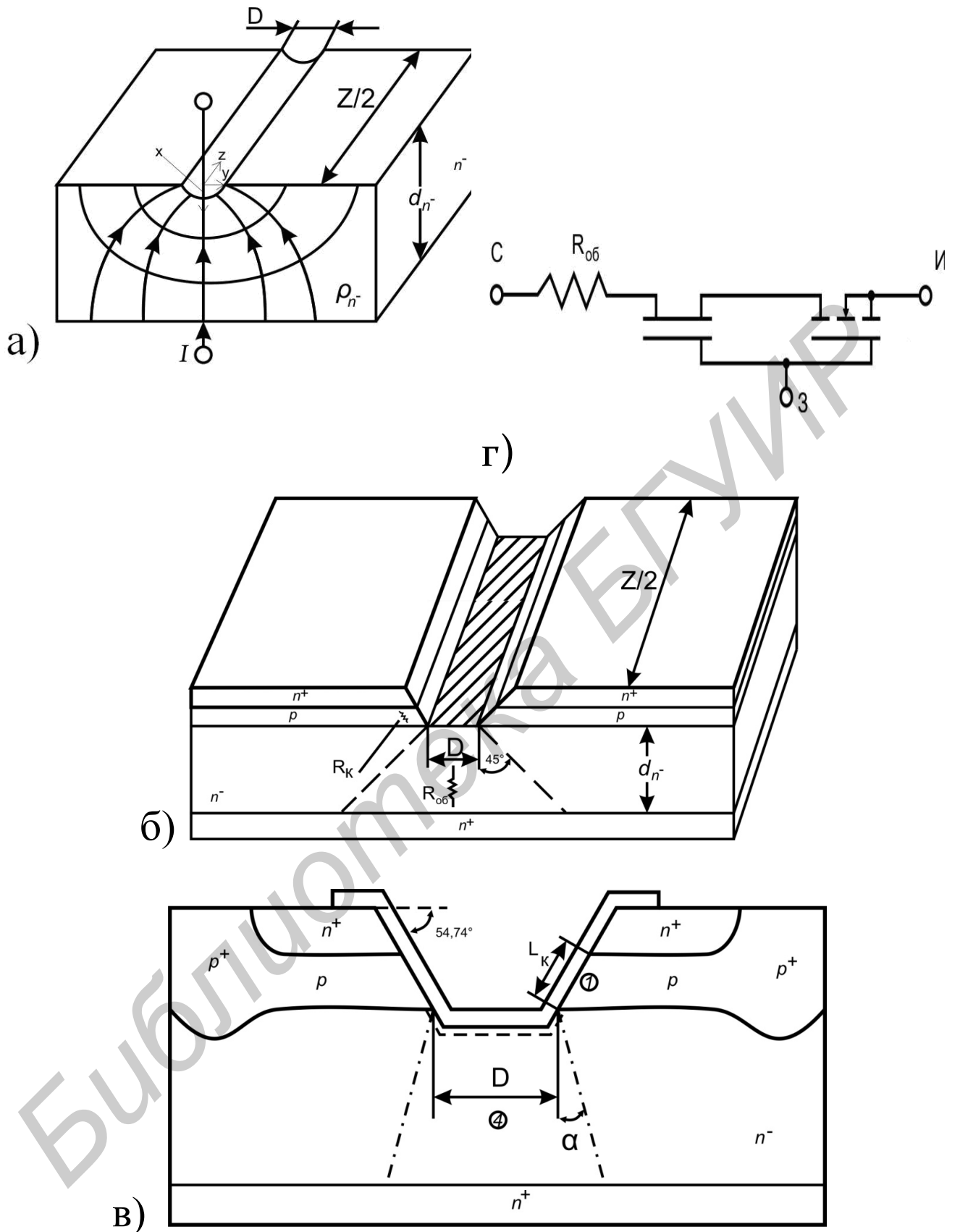


Рисунок 3.16 – Модели структуры(а, б, в) и эквивалентная схема(г) для расчета $R_{\text{пров}}$ УМОП-транзистора

Можно рассмотреть модель структуры УМОП-транзистора с плоским дном канавки, расположенным на уровне металлургической границы стокового p - n -перехода (см. рисунок 3.16), и предположить, что сечение потока носителей заряда в высокоомном n -слое ограничено трапециевидальным контуром с углом наклона боковых граней трапеции по отношению к вертикали 45° (в модели на рисунке 3.16 а допускается, что носители заряда равномерно растекаются от цилиндрического дна канавки по всему сечению высокоомного n -слоя). В этом случае

$$R_{об} = \rho_n - \left\{ \frac{1}{2}(D - Z/2) \left[\ln\left(\frac{2d_n + Z/2}{2d_n + D}\right) - \ln Z/2D \right] \right\}. \quad (3.12)$$

При $D \ll Z/2$ и $2d_n \ll Z/2$, что типично для мощных приборов, формулу (3.12) можно упростить:

$$R_{об} = (\rho_n/Z) [\ln(Z/2D) - \ln(Z/(4d_n + 2D))]. \quad (3.13)$$

На эквивалентной схеме (см. рисунок 3.15, в) и модели структуры (см. рисунок 3.15, б) сопротивление $R_{си.отк}$ УМОП-транзистора представлено в виде суммы четырех компонент:

$$R_{си.отк} = R_1 + R_2 + R_3 + R_4,$$

где R_1 – сопротивление индуцированного канала (область 1 на рисунке 3.15, а);

R_2 – сопротивление обогащенного слоя в n -области дрейфа под нижней частью канавки (область 2 на рисунке 3.15, а);

R_3 и R_4 – объемные сопротивления (областей 3 и 4 на рисунке 3.15, а).

Составляющие полного сопротивления открытого УМОП-транзистора можно выразить как

$$R_1 = R_k = (L_k / \mu C_o Z) / (U_{зи} - U_{пор1}), \quad (3.15)$$

$$R_2 = R' = 1/3(L' / 2Z' \mu' C_o') (U_{зи} - U_{пор2}), \quad (3.16)$$

$$R_3 = 0,477 \rho_n / Z, \quad (3.17)$$

$$R_4 = (\rho_n / Z) (1 / \text{tg} \alpha) \ln [1 + (2d_n / D') \text{tg} \alpha], \quad (3.18)$$

где μ и μ' – подвижность носителей в канале и обогащенном слое;

C_o и C_o' – удельные емкости изолятора над индуцированным каналом и обогащенным слоем;

$U_{зи}$ – напряжение затвор – исток;

$U_{пор1}$ и $U_{пор2}$ – пороговые напряжения образования индуцированного канала и обогащенного слоя;

L_k – длина индуцированного канала;

L' – длина обогащенного слоя,

$\alpha = 28 - (d_n / D')$, если $d_n \geq D'$; и $\alpha = 28 - (D' / d_n)$, если $d_n < D'$; α – угол наклона боковых граней трапеции по отношению к вертикали.

Резисторами r_c и r_n на эквивалентной схеме представлены объемные сопротивления высоколегированных n^+ -областей стока и истока (ими обычно пренебрегают). В УМОП-транзисторах, у которых дно канавки незначительно

углубленно в n^- -слой, можно пренебречь компонентой R_3 . В этом случае эквивалентная схема и модель структуры УМОП-транзистора модифицируется к виду, показанному на рисунке 3.16, а, б, и, как результат, для расчета объемного сопротивления высокоомного n^- -слоя $R_{об}$ можно пользоваться только соотношением (3.18), а в уравнении (3.17) вместо L' – использовать D , т.е.

$$R' = 1/6(D/ZC'_o \mu'(U_{зи}-U_{пор2})) . \quad (3.19)$$

В мощных высоковольтных МОП-транзисторах наибольшую долю полного сопротивления $R_{си.отк}$ составляет объемная компонента $R_{об}$. Расчет $R_{об}$ у МОП-транзисторов может быть проведен по формулам (3.11), (3.13), (3.18), однако конечные результаты при этом будут существенно отличаться друг от друга. Так, взяв в качестве исходных данных $Z = 50$ см, $D = 10 \cdot 10^{-4}$ см, $d_n = 50 \cdot 10^{-4}$ см и $\rho_{n^-} = 20$ Ом·см, по (3.11) получим $R_{об} = 0,65$ Ом, по (3.13) – 0,96 Ом и по (3.18) – 1,56 Ом.

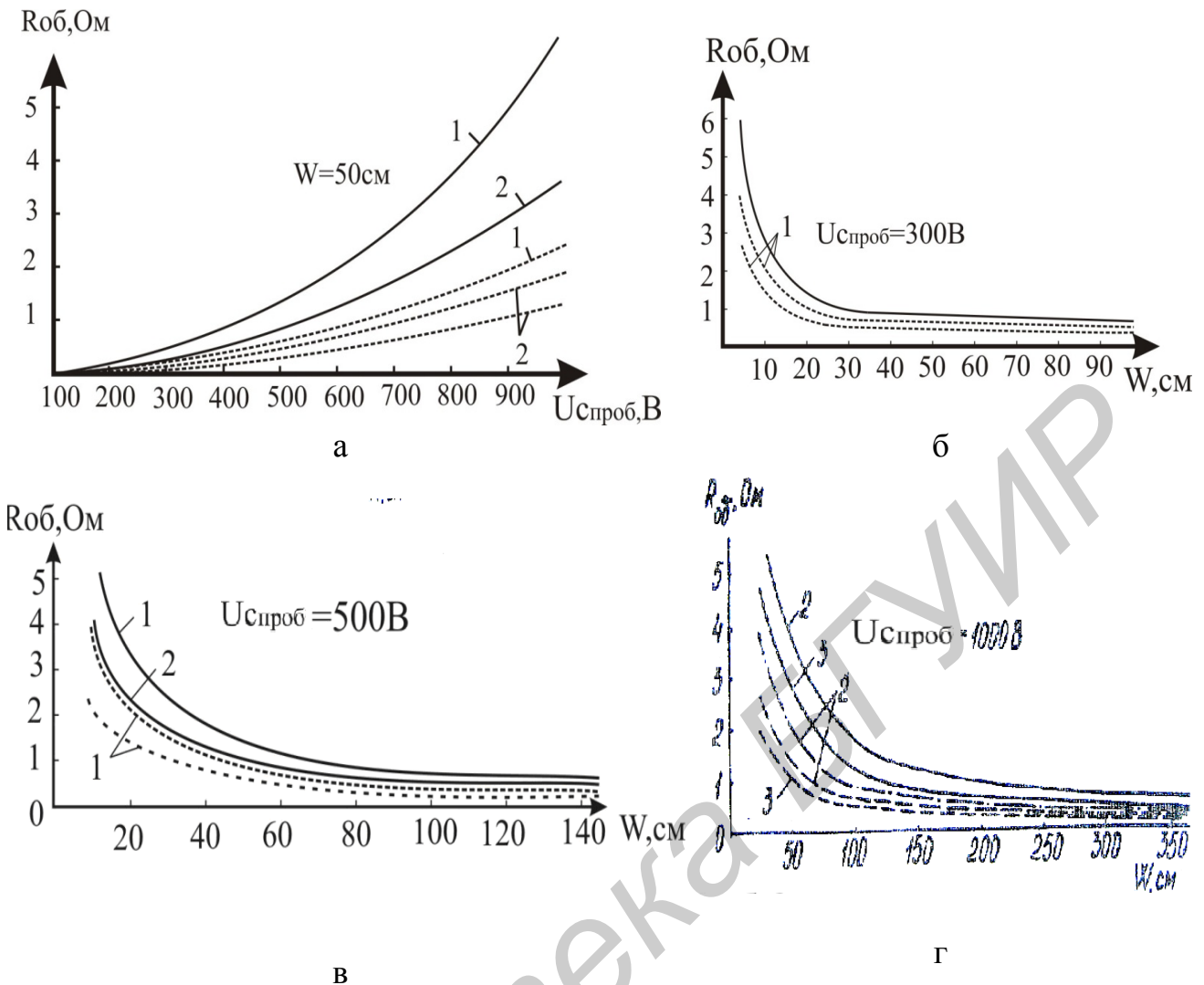
Для этого необходимо преобразовать (3.11), (3.13), (3.18) так, чтобы в них помимо определения степени корреляции проведенных соотношений с экспериментальными данными Z и $R_{об}$ (или $R_{си.отк}$) было учтено $U_{с.проб}$.

Необходимость данного преобразования вызвана тем, что при проектировании топологии структуры мощного МОП-транзистора разработчик должен прежде всего оценить суммарную протяженность канала, при которой будут получены предписываемые техническим заданием $R_{си.отк}$ и $U_{с.проб}$ (или $U_{си.мах}$). И, наконец, было интересно оценить процент различных компонент в полном сопротивлении УМОП-транзистора в диапазоне $U_{с.проб}$ от 100 до 1000 В при различных сочетаниях конструктивных и электрофизических параметров прибора. Преобразуя (3.11), (3.13), (3.18), допустим, что высокоомный эпитаксиальный n^- -слой имеет однородный профиль легирования, а его толщина и степень легирования выбраны такими, что в каждом конкретном случае достигается минимальное $R_{си.отк}$ и максимальное $U_{с.проб}$. Тогда, выразив ρ_{n^-} через концентрацию доноров Nd и объемную подвижность носителей $\mu_{об}$ в высокоомном n^- -слое: $\rho_{n^-} = 1/(q\mu_{об}Nd)$ и подставив в (3.11), (3.13), (3.18) вместо $\mu_{об}$, Nd и d_n – их опосредованные эмпирические зависимости в функции $U_{с.проб}$: $\mu_{об} = 710 U_{с.проб}^{0,1}$, см²/(В·с); $Nd = 2 \cdot 10^{18} U_{с.проб}^{-1,4}$, см⁻³; $d_n = 1,97 \cdot 10^{-6} * U_{с.проб}^{1,2}$, см; после некоторых преобразований получим:

$$R_{об} = 2,8 \cdot 10^{-3} (U_{с.проб}^{1,3} / W) * \ln[(5,02 \cdot 10^{-6} / D) U_{с.проб}^{1,2}] . \quad (3.20)$$

где W – суммарная протяженность канала УМОП-транзистора на кристалле (W и D выражены в сантиметрах).

По формуле (3.20) были рассчитаны зависимости $R_{об} = f(U_{с.проб})$ и $R_{об} = f(W)$ (рисунок 3.17).



1 - $D=5\text{мкм}$, 2 - $D=10\text{мкм}$, 3 - $D=20\text{мкм}$

Рисунок 3.17 – Зависимости $R_{об}$ от $U_{с.проб}$ (а) и от W (б, в, г), вычисленные по формуле (3.20)

На рисунке 3.17 показаны также экспериментально измеренные сопротивления $R_{си.отк}$ лучших образцов мощных УМОП-транзисторов с $W = 90$ см и $D = 5\text{мкм}$, изготовленных на эпитаксиальных $n^- n^+$ -структурах кремния ориентации $\langle 100 \rangle$ с толщиной и удельным сопротивлением n^- -слоя в одном случае $55\text{--}58$ мкм и $22\text{--}25$ Ом·см (на рисунке 3.17, а, значения $R_{си.отк}$ экстраполированы к $W = 50$ см, а на рисунке 3.17, б, в – к $U_{с.проб}$, равному 300 и 500 В).

Весьма важную роль при конструировании мощных УМОП-транзисторов играет и D . Так, из рисунка 3.17, а следует, что в 1000-вольтовом УМОП-транзисторе при $D = 5\text{мкм}$ достигается $R_{си.отк} = 6,5$ Ом, а при $D = 10\text{мкм}$ – 3,5 Ом. Рассчитаны зависимости сопротивления индуцированного канала R_k и суммарного сопротивления $R_k + R'$ от $U_{с.проб}$ (рисунок 3.18) и относительная доля компонент R_k , $R_k + R'$ и $R_{об}$ в полном сопротивлении $R_{си.отк}$ мощного УМОП-транзистора (рисунок 3.19).

Сопrotивление R_k рассчитывали по (3.15), используя следующие исходные данные: $U_{зи}-U_{пор}=10$ В, $\mu=300$ см²/(В·см), $W=50$ см, $d_{ок}=0,1; 0,15; 0,2$ мкм. При этом L_k выбирали такой, чтобы при каждом конкретном значении $U_{с.проб}$ исключалась вероятность смыкания канала. С этой целью для расчета L_k использовалось соотношение

$$L_k = 3535(U_{с.проб}/N_a)^{1/2}, \text{ см} . \quad (3.21)$$

где N_a – концентрация акцепторов в p -канальной области УМОП-транзистора. Оно получено путем преобразования уравнения напряжения смыкания: $U_{с.проб} = (L_k^2 q N_a / 2 \epsilon_{Si} \epsilon_0)$ и подстановки в него значений q , ϵ и ϵ_0 . Для расчета R_k при определенном значении $U_{с.проб}$ бралось среднее значение L_k ср, полученное делением суммы длин L_k при $N_a = 5 \cdot 10^{16}, 8 \cdot 10^{16}$ и $1 \cdot 10^{17}$ см⁻³ на три.

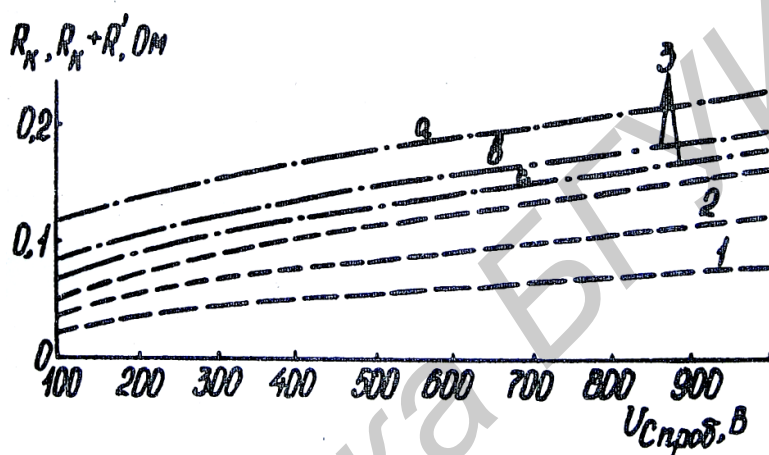


Рисунок 3.18 – Зависимость R_k (---) и $R_k + R'$ (- · -) от $U_{с.проб}$ при $W=50$ см, $U_{зи}-U_{пор}=10$ В и разных $d_{ок}$ (1 – 0,1 мкм; 2 – 0,15 мкм; 3 – 0,2 мкм) и D (а – 20 мкм; б – 10 мкм; с – 5 мкм)

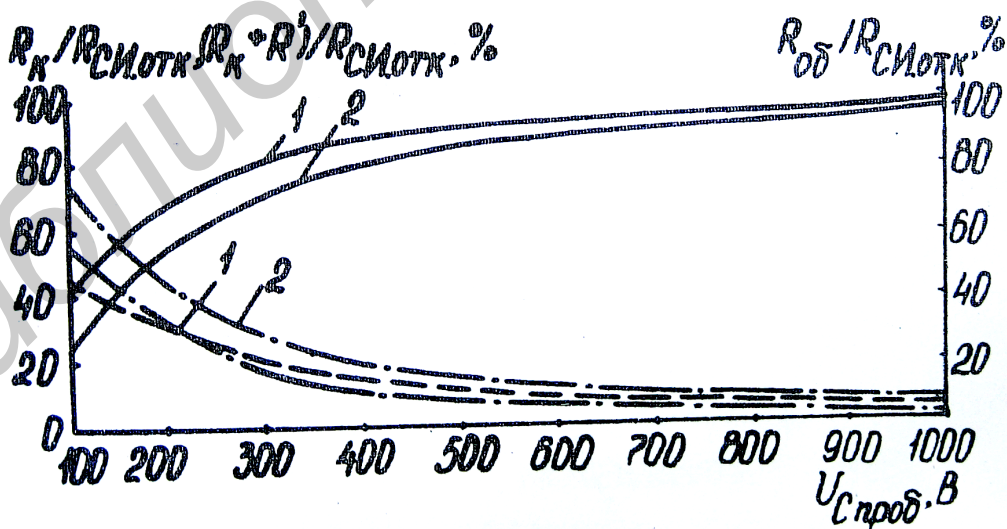


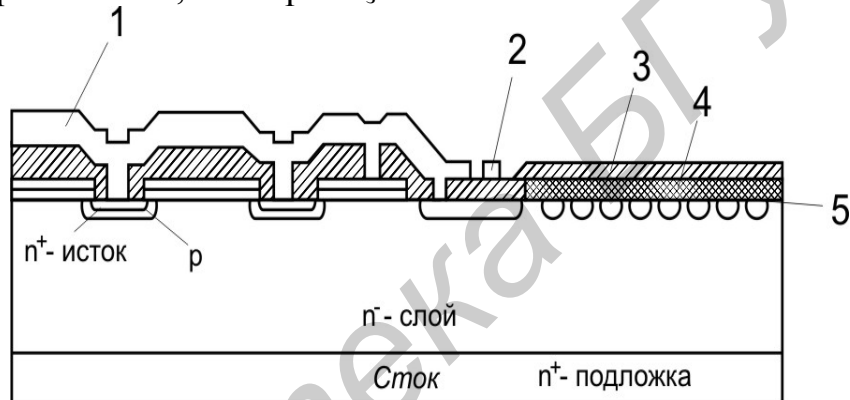
Рисунок 3.19 – Доля R_k (---), $R_k + R'$ (- · -) и $R_{об}$ (—) в полном сопротивлении $R_{си.отк}$ УМОП-транзистора в диапазоне $U_{с.проб}$ от 100 до 1000 В при $W=50$ см, $d_{ок}=0,2$ мкм и D , равном 5 (1) и 10 (2) мкм

Концентрация $N_a = 2 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ была изъята из расчета, так как при таком уровне легирования p -канальной области не обеспечивается $U_{\text{пор}} = 3\text{--}6 \text{ В}$, необходимое для того, чтобы транзистор при воздействии повышенной температуры и других внешних факторов оставался нормально закрытым.

3.2.5 Напряжение пробоя МОП-транзистора с двойной диффузией

3.2.5.1 Лавинный пробой

Благодаря наличию в МОП-транзисторе с двойной диффузией дрейфовой области стока с большим удельным сопротивлением, которую может заполнять обедненная область, этот прибор может работать при высоких напряжениях. Помимо этого, напряжение пробоя растет и за счет того, что металлический электрод затвора перекрывает $p\text{--}n^-$ -переход в стоке и образует полевую обкладку. Напряжение пробоя сток–исток часто определяют при замкнутых накоротко затворе и истоке, т. е. при $U_3 = 0$.



1 – металлический слой истока; 2 – металл затвора; 3 – пиролитический оксид; 4 – слой сипос; 5 – полевое ограничительное p -кольцо

Рисунок 3.20 – Вертикальный МОП-транзистор с двойной диффузией с «плавающими» охранными кольцами, расположенными по периферии прибора; слой сипос использован для стабилизации поверхности

Назначение полевой обкладки – улучшить условия пробоя. Напряжение пробоя стока несколько уменьшается, если полевая обкладка простирается вплоть до высоколегированной области n^+ -стока горизонтального МОП-транзистора. Это уменьшение объясняется процессом лавинного умножения, происходящим под полевой обкладкой по соседству с n^+ -областью. Генерированные носители не в состоянии создать в этой области стабильный инверсный слой, поскольку поблизости расположен $p\text{--}n$ -переход, который инжектирует носители в направлении истока и стока, в результате чего напряжение пробоя сток – исток падает. Это явление можно устранить, если границу полевой обкладки отделить от n^+ -области, как показано на рисунке 3.20.

В работающем приборе недостаточно обеспечить высокое напряжение пробоя сток – исток. Помимо этого, необходимо принять меры для повышения как самого напряжения пробоя, так и его стабильности у периферии прибора, т.

е. у границы скрайбирования элемента. Эту задачу можно решить одним из методов улучшения условий пробоя $p-n$ -перехода, например, можно применить метод удлинения $p-n$ -перехода на периферии путем добавления ионно-имплантированной области и получение на таких приборах напряжений, близких к идеальным значениям. Можно применить в вертикальных МОП-транзисторах набора «плавающих» полевых ограничительных колец p -типа, расположенных на периферии прибора, чтобы минимизировать поверхностное поле и повысить тем самым напряжение пробоя (рисунок 3.20). Чтобы предотвратить захват носителей у поверхности, наносят поверх «плавающих» колец слой полуизолирующего поликристаллического кремния, легированного кислородом (сипос). Этот слой сверху покрывается пленкой оксида, легированного фосфором. Окончательное пассивирование проводят при низком давлении. Таким способом удалось получить значения напряжений пробоя, отличающиеся от идеальных менее чем на 20 %. При этом обеспечивается температурная стабильность обратного напряжения. Линия скрайбирования элемента кремниевой пластины находится под потенциалом стока. В результате между линией скрайбирования и электродом истока приложено максимальное напряжение. Полную ширину обедненного слоя охранных колец на поверхности при пробое необходимо сделать равной, по крайней мере, толщине эпитаксиального n^- -слоя, поскольку он служит для размещения той же разности потенциалов. При этом, конечно, многочисленные охранные кольца «съедают» значительную часть площади пластины кремния.

3.2.5.2 Напряжение сквозного обеднения

Напряжение сквозного обеднения можно рассчитать из уравнения Пуассона в одномерном приближении, если положить для простоты, что профиль примеси в области p -канала имеет вид линейного распределения, в то время как n^- -область легирована однородно. При таких предположениях в работе получено выражение для этого напряжения

$$U_{с.о.} = qL^2/\varepsilon \varepsilon_0 [N_{а.макс}/6 + N_{а.макс}^2 / 8 N_d], \quad (3.22)$$

где $N_{а.макс}^2$ – максимальная концентрация лигатуры в области p -канала;

N_d – концентрация доноров в n^- -области.

При однородном распределении примеси в p -области и при концентрации лигатуры, равной $0,5 N_{а.макс}$, множитель 8 в последнем члене выражения (3.22) заменяется на 4. Точный расчет напряжения сквозного обеднения потребовал бы знания истинного профиля распределения примеси в p -области для решения уравнения Пуассона.

3.2.6 Вторичный пробой МОП-транзистора с двойной диффузией

Мощные МОП-транзисторы находят применение в таких высоковольтных переключающихся цепях, как инверторы и регуляторы тока. Вольт-амперная характеристика мощного переключателя в таких цепях имеет вид петли прямоугольной формы. При переходе от состояния высокой проводимости к выключенному состоянию в приборе поддерживается в течение короткого периода полный ток при полном напряжении стока. Рассеиваемая в течение этого интервала дополнительная мощность обычно не создает особых проблем. Однако важно отметить, что при этом возникают условия для вторичного пробоя. Можно считать, что вторичный пробой в таких транзисторах (рисунок 3.21) происходит аналогично пробую биполярного транзистора, т. е. в результате ударной ионизации, которая является следствием лавинной инжекции, начинающейся при критической плотности тока:

$$J_{кр.} = qV_{нас} N_d^+ \varepsilon\varepsilon_0 E_{кр.}/L', \quad (3.23)$$

где N_d – концентрация-доноров;

L' – длина обедненной области стока (рисунок 3.21);

$E_{кр.} \approx 10^5 \text{ В}\cdot\text{см}^{-1}$ – критическое поле лавинного пробоя в кремнии при 300 К.

Плотность тока в канале при насыщении можно выразить как

$$J_{с.нас} = (\mu_n C_{ок}/2L) * U^2_з * 1/\theta(x) \quad (3.24)$$

где L – длина канала; расстояние $\theta(x)$ считается при растекании тока, когда он переносится через обедненную область стока, и может иметь значение в интервале от 10^{-2} до 10^{-1} мкм.

Если ток через обедненную область стока не течет, то лавинный пробой будет иметь место при условии:

$$U_{проб.} = E_{кр} L'. \quad (3.25)$$

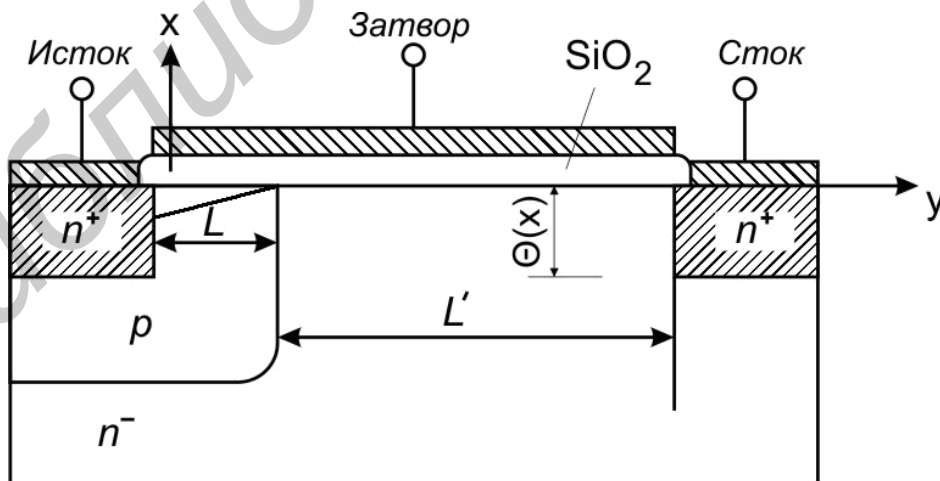


Рисунок 3.21 – Растекание тока в обедненной области стока горизонтального МОП-транзистора с двойной диффузией

При протекании тока происходит лавинная инжекция и вторичный пробой, при этом $J_{с.нас} = J_{кр.}$. Объединяя уравнения (3.23) и (3.24), получаем для

вторичного пробоя:

$$U_{\text{проб.вт}} \approx E_{\text{кр}} \varepsilon \varepsilon_0 V_{\text{нас}} / (J_{\text{с.нас}} - q V_{\text{нас}} N_a) \quad (3.26)$$

В этом упрощенном анализе было сделано приближение, что критическая напряженность поля $E_{\text{кр}}$ не зависит от плотности подвижных носителей в обедненной области стока. Напряжение вторичного пробоя $U_{\text{пр.вт}}$ в несколько раз меньше напряжения лавинного пробоя $U_{\text{проб}}$ для разумных значений расстояния растекания $\theta(x)$.

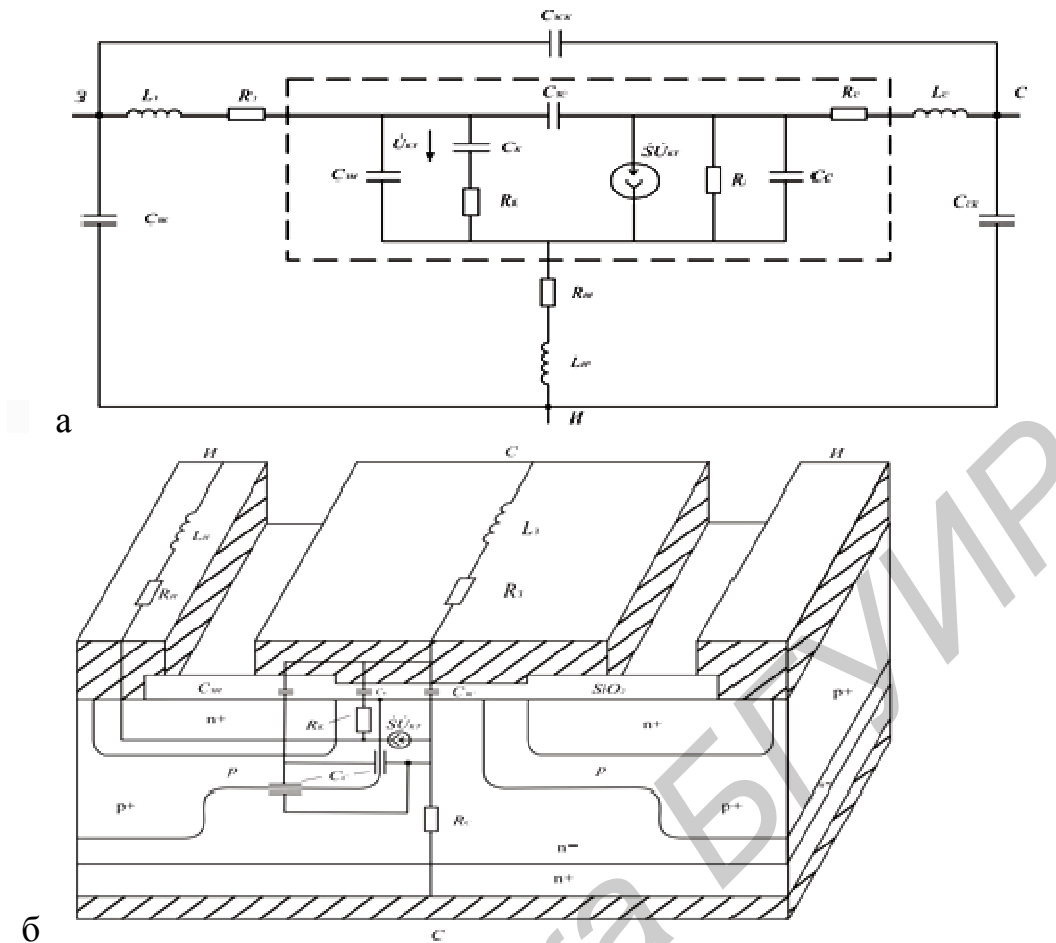
В мощном транзисторе с вертикальным стоком ток имеет возможность широко растекаться и поэтому можно ожидать, что с точки зрения вторичного пробоя данный транзистор превосходит транзистор с горизонтальным стоком. Наступление вторичного пробоя можно отодвинуть, если соединить накоротко исток и область канала (подложку) и применить как можно более длинные каналы, насколько это позволяют требования к крутизне характеристики и частотным свойствам.

3.3 Мощные СВЧ МОП-транзисторы

3.3.1 Эквивалентные схемы мощного СВЧ МОП-транзистора в режиме малого и большого сигналов

В последние годы в различных радиоэлектронных СВЧ-устройствах наряду с мощными биполярными транзисторами начали широко использоваться и мощные полевые транзисторы с изолированным затвором (МОП-транзисторы). Разработанные СВЧ МОП-транзисторы отдают в нагрузку в непрерывном режиме мощность $P_1 = 250 \dots 300$ Вт на частоте 400...500 МГц и 100...150 Вт на частоте 1 ГГц и разрабатываются МОП-транзисторы с рабочими частотами до 2...3 ГГц и выходной мощностью в несколько десятков ватт, в том числе широкополосные с полосой частот в несколько октав. Реальность повышения значений P_1 для СВЧ МОП-транзисторов обусловлена прежде всего возможностью значительного увеличения площади структуры, так как отрицательный температурный коэффициент тока стока, присущий полевым транзисторам при больших плотностях стока, препятствует возникновению тепловой неустойчивости и вторичного пробоя, в результате оказывается возможным параллельное соединение дискретных ячеек и кристаллов без использования стабилизирующих резисторов.

Мощным ВЧ и СВЧ МОП-транзисторам присущи и другие достоинства: высокое входное сопротивление в широкой полосе частот, отсутствие накопления и рассасывания избыточных зарядов неосновных носителей, линейность передаточной характеристики в достаточно большом диапазоне рабочих токов, меньший, чем у биполярных транзисторов, уровень шумовых излучений.



а – малосигнальная эквивалентная схема; б – конструкция
 Рисунок 3.22 – Мощный СВЧ МОП-транзистор

На рисунке 3.22, а показана обобщенная эквивалентная схема, наиболее полно учитывающая специфические особенности современных конструкций мощных СВЧ МОП-транзисторов при работе в режиме малого сигнала в пологой области выходных вольт-амперных характеристик. В ней мощный МОП-транзистор представлен элементами с сосредоточенными параметрами. На рисунке 3.22, б на примере одной из конструкций мощных МОП-транзисторов показано происхождение элементов схемы замещения и их местоположение в структуре прибора.

Штриховой линией на рисунке 3.22, а выделены внутренние элементы структуры. Цепь $R'_k C_k$ моделирует распределенное сопротивление индуцированного канала и распределенную емкость затвор – канал, а резистор R_c – объемное сопротивление высокоомной n^- -области стока. Емкости затвор – исток, затвор – сток и стокового p - n^- -перехода на эквивалентной схеме представлены элементами $C_{зи}$, $C_{зс}$, C_c . Источник тока $\dot{S} \dot{U}_{K1}$ характеризует управляющее действие затвора на ток стока (\dot{S} – комплексная крутизна; \dot{U}_{K1} – амплитуда управляющего напряжения на емкости затвор – канал C_k). Резистор R_i отражает влияние стокового напряжения на ток стока. К внешним элементам

структуры относятся распределенные сопротивления электродов затвора и истока, представленные на эквивалентной схеме резисторами R_3 и $R_{и}$, паразитные межэлементные емкости корпуса $C_{зк}$, $C_{зск}$, $C_{ск}$ и паразитные индуктивности электродов затвора, истока и стока (включая индуктивности внутренних соединительных проволочек и внешних выводов корпуса) L_3 , $L_{и}$, $L_с$.

Параметры эквивалентной схемы могут быть рассчитаны теоретически или определены экспериментально на основе измерений низкочастотных и высокочастотных параметров МОП-транзистора: крутизны, входной C_{11} , проходной C_{12} и выходной C_{22} емкостей, емкости затвор – исток $C_{зю}$, выходной проводимости g_{22} , сопротивления сток – исток в открытом состоянии ($R_{проб}$), а также y - или z -параметров.

3.3.2 Общий подход к выбору конструкции и проектированию топологии структуры мощного кремниевого СВЧ МОП-транзистора

В зависимости от назначения мощные СВЧ МОП-транзисторы характеризуются диапазоном рабочих частот, выходной мощностью P_1 , коэффициентом усиления по мощности $K_{ур}$, коэффициентом полезного действия η , уровнем нелинейных искажений и собственных шумов и т.д. Для генераторных транзисторов основным качественным критерием является уровень выходной мощности, отдаваемой прибором в нагрузку на определенной частоте или в диапазоне частот при максимально возможных $K_{ур}$ и η . Поэтому выбор конструкции и расчет топологии структуры мощного генераторного МОП-транзистора необходимо производить, исходя прежде всего из требуемого значения P_1 . Выходная мощность P_1 ограничена значениями максимально допустимых напряжений исток – сток $U_{СИ.макс}$, сток – затвор $U_{СЗ.макс}$, максимально допустимой мощностью рассеяния $P_{макс}$ и максимально допустимым током стока $I_{макс}$. Без учета потерь мощности на объемном сопротивлении стока $R_с$ выходная мощность МОП-транзистора в критическом режиме класса В связана с $I_{макс}$ и $U_{СИ.макс}$ следующим известным соотношением:

$$P_1 = I'_c (U_{СИ.макс} - U_{ост}) \delta, \quad (3.27)$$

где $U_{ост} = I'_c R_{СИ.отк}$ – остаточное напряжение стока;

$I'_c \approx I_{макс}$ – ток стока при $U_{СИ} = U_{ЗИ.макс}$; $U_{СИ} = U_{ост}$

Максимально допустимое напряжение $U_{ЗИ.макс} = 20...25$ В, как правило, не является ограничивающим фактором для выходной мощности СВЧ МОП-транзисторов. Оно может быть только превышено при работе транзистора с малыми углами отсечки ($0 < 70^\circ$).

Требуемое значение $U_{СИ.макс}$ определяется напряжением источника питания цепи стока $E_с$, которое для большинства СВЧ-усилителей не превышает 28 В. В недонапряженном и критическом режимах работы амплитуда напряжения на нагрузке примерно равна $2 E_с$, поэтому $U_{СИ.макс}$ и соответственно пробивное напряжение стока $U_{СИ.проб}$ с учетом необходимых запасов должно быть $U_{СИ.проб} \geq U_{СИ.макс} \approx (1,1...1,2) (2E_с + U_{ост}) = 65...75$ В.

Более высокие значения $U_{СИ.проб}$ для мощных СВЧ МОП-транзисторов

обычно нецелесообразны, так как при этом возрастают $U_{\text{ост}}$ и $R_{\text{СИ.отк}}$, что приводит к уменьшению $K_{\text{ур}}$ и η , особенно заметному на высоких частотах. Поэтому при разработке мощного СВЧ МОП-транзистора большое значение имеет правильный выбор исходного материала подложки.

Для наиболее распространенных в настоящее время конструкций МОП-транзисторов с вертикальным n -каналом, изготовленных на кремниевых $n^- - n^+$ -подложках с однородным профилем легирования n^- -слоя, оптимальный уровень легирования N_d , толщина Δx_B (расстояние между металлургической границей стокового p - n -перехода и нижним высоколегированным n^+ -слоем подложки) и удельное сопротивление ρ_{n^-} эпитаксиального n^- -слоя для заданной величины $U_{\text{СИ.проб}}$ могут быть определены как

$$N_d = 60^{1,33} \left(\frac{E_d}{1,1} \right)^2 10^{16} U_{\text{СИ.проб}}^{-1,33} = 2,18 \cdot 10^{18} U_{\text{СИ.проб}}^{-1,33} \quad (3.28)$$

$$\Delta x_B = \sqrt{\frac{2\varepsilon_{\text{Si}}\varepsilon_0 U_{\text{СИ.проб}}}{qN_d}} = 2,47 \cdot 10^{-6} U_{\text{СИ.проб}}^{1,17} \quad (3.29)$$

$$\rho_{n^-} = \frac{1}{q\mu_n N_d} = 2,40 \cdot 10^{-3} U_{\text{СИ.проб}}^{1,33} \quad (3.30)$$

Принимая во внимание вид краевой защиты стокового p - n перехода (наличие полевой обкладки, охранного кольца), конфигурацию и радиус кривизны его периферийных областей, а также реальный разброс толщины и удельного сопротивления эпитаксиальных слоев, при выбросе подложки необходимо иметь запас 15...20 % по отношению к значениям параметров, рассчитанным по (3.28)...(3.30).

При проектировании топологии структуры СВЧ МОП-транзисторов необходимо знать значение $I_{\text{макс}}$ и суммарную ширину канала Z , требуемые для реализации заданного уровня P_1 , а также минимальные значения длины канала L_k , толщины изолятора затвора d_{SiO_2} и концентрации акцепторов N_a в p -канальной области, обеспечивающие надежную работу прибора при требуемых значениях $U_{\text{СИ.макс}}$ и $U_{\text{ЗИ.макс}}$.

Ток стока при известных значениях P_1 и $U_{\text{СИ.макс}}$ в соответствии с (3.27) и учетом того, что $U_{\text{ост}} = (0,1...0,2) U_{\text{СИ.макс}}$, равен

$$I_{\text{макс}} = 8P_1 / (0,90...0,80) U_{\text{СИ.макс}} = (8,9...10) P_1 / U_{\text{СИ.макс}} \quad (3.31)$$

Толщина изолятора затвора d_{SiO_2} обычно выбирается из тех соображений, чтобы при $U_{\text{ЗИ.макс}}$ не была превышена максимально допустимая для термической двуокиси кремния напряженность поля $E_{\text{проб}} = (2...6) \cdot 10^6 \text{ В/см}$:

$$d_{\text{SiO}_2} = \frac{U_{\text{ЗИ.макс}} - U_{\text{пор}}}{E_{\text{кр}}} = (1,66...5) 10^{-7} (U_{\text{ЗИ.макс}} - U_{\text{пор}}), \quad (3.32)$$

где $U_{\text{пор}}$ – пороговое напряжение (напряжение открывания транзистора).

Используя типичные значения $U_{\text{пор}} = 1...2 \text{ В}$, $U_{\text{ЗИ.макс}} = 20...30 \text{ В}$,

$E_{\text{проб}} = 2 \cdot 10^6$ В/см, из (3.32) получаем $d_{\text{SiO}_2} = 0,08 \dots 0,15$ мкм.

Указанное значение $U_{\text{пор}}$ является оптимальным для СВЧ МОП-транзисторов, работающих в режиме обогащения, так как при $U_{\text{пор}} > 2$ В заметно уменьшается эффективное управляющее напряжение затвора ($U_{з\text{эф}} = U_{з\text{и}} - U_{\text{пор}}$), а минимальное значение $U_{\text{пор}} \geq 1$ В гарантирует неизменность закрытого состояния транзистора при $U_{з\text{и}} = 0$ и воздействии повышенных температур вплоть до $+125^\circ\text{C}$, при которых напряжение $U_{\text{пор}}$ заметно убывает. Это условие накладывает ограничения на концентрацию акцепторов в p -канальной области МОП-транзисторов.

Пороговое напряжение $U_{\text{пор}}$ связано с толщиной окисла d_{SiO_2} и концентрацией акцепторов N_a следующим соотношением:

$$U_{\text{пор}} = -\frac{Q_{\text{SiO}_2} d_{\text{SiO}_2}}{\varepsilon_{\text{SiO}_2} \varepsilon_0} + \frac{2kT}{q} \ln \frac{N_a}{n_i} + \frac{2d_{\text{SiO}_2}}{\varepsilon_{\text{SiO}_2} \varepsilon_0} \sqrt{q N_a \varepsilon_{\text{Si}} \varepsilon_0 \frac{kT}{q} \ln \frac{N_a}{n_i} + \varphi_{\text{МП}}}, \quad (3.33)$$

где Q_{SiO_2} – плотность положительного ионного заряда в затворном слое SiO_2 ;

$\varepsilon_{\text{Si}} = 12$ – относительная диэлектрическая постоянная термического окисла SiO_2 ;

$n_i = 1,4 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}$ (при $T = 300$ К) – концентрация носителей в собственном кремнии;

$\varphi_{\text{МП}}$ – разность работ выхода металла затвора и полупроводника p -типа.

Подставляя в (3.33) значения $U_{\text{пор}} = 1 \dots 2$ В, $Q_{\text{SiO}_2} = (2 \dots 5) \times 10^{-8} \text{ Кл/см}^2$, $d_{\text{SiO}_2} = (1 \dots 1,5) \cdot 10^{-5} \text{ см}$, $\varphi_{\text{МП}} = -0,9$ В (для затвора из алюминия), получаем $N_a = (2 \dots 6) \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$.

Минимальная длина канала L_k должна быть выбрана такой, чтобы при $U_{\text{СИ. макс}} = U_{\text{СИ. проб}}$ исключить вероятность сквозного обеднения канала пространственным зарядом стокового перехода. Расчет $L_k (U_{\text{СИ. проб}})$ можно проводить по формуле для ширины резко асимметричного n^+p -перехода:

$$L_k = \sqrt{\frac{2\varepsilon_{\text{Si}} \varepsilon_0 U_{\text{СИ. проб}}}{q N_a}}. \quad (3.34)$$

Из (3.34) следует, что при $U_{\text{СИ. макс}} = 60$ В и $N_a = 6 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$, $L_k = 1,1 \cdot 10^{-4}$ см. При таких значениях L_k электроны движутся в канале с дрейфовой скоростью насыщения $V_S = (4,5 \dots 6) \cdot 10^6$ см/с, которая достигается при напряженностях продольного поля $E = (2 \dots 3) \cdot 10^4$ В/см, т. е. при относительно небольших напряжениях $U_{\text{СИ}} = E L_k = (1 \dots 1,5) \cdot 10^{-4} \times (2 \dots 3) \cdot 10^4 = 2 \dots 4,5$ В.

Влияние поперечного и продольного полей на подвижность носителей в канале обуславливает линейный характер зависимости $I_c(U_{з\text{и}})$ мощных СВЧ МОП-транзисторов в широком диапазоне напряжений $U_{з\text{и}}$, которую на крутом участке выходных характеристик можно приближенно описать соотношением

$$i_c = \frac{\mu_{n0} Z \varepsilon_0 \varepsilon_{SiO_2}}{l_k d_{SiO_2} [1 + \delta (U_{зи} - U_{пор})]} \frac{[(U_{зи} - U_{пор}) U_{си} - 0,5(1 + \sigma_0) U_{си}^2]}{[1 + \mu_{n0} U_{си} / l_k V_s]}, \quad (3.35)$$

где μ_{n0} – подвижность электронов в канале в слабом поле ($V_{си} = 0$);

$\delta = 0,0534 \text{ В}^{-1}$ – эмпирический коэффициент, характеризующий уменьшение подвижности μ_n под действием поперечного поля затвора $(U_{зи} - U_{пор}) / d_{SiO_2}$, а член $[1 + \mu_{n0} U_{си} / L_k U_{си}]$ отражает зависимость μ_n от продольного поля, созданного напряжением $U_{си}$;

σ_0 – коэффициент, характеризующий влияние подложки p -типа на ток стока:

$$\sigma_0 = \frac{d_{SiO_2} \sqrt{q \varepsilon_0 \varepsilon_{Si} N_a}}{2 \varepsilon_0 \varepsilon_{SiO_2}} \left| \sqrt{\frac{kT}{q}} - \frac{N_a}{n_i} \right|. \quad (3.36)$$

При заданном напряжении $U_{зи}$ ток стока достигает своего максимального значения при напряжении насыщения

$$U_{си.нас} = U_{зи} - 2 \frac{kT}{q} \ln \frac{N_a}{n_i} + \varphi_{МП} + 2 \sigma_0 \sqrt{\frac{kT}{q} \ln \frac{N_a}{n_i}} \times \left[1 - \sqrt{1 + \frac{U_{зи}}{2 \sigma_0^2 (kT/q) \ln(N_a/n_i)}} \right]. \quad (3.37)$$

Приравнивая выражения (3.31) и (3.35) (при $U_{си} = U_{си.нас}$), получаем формулу для расчета минимальной ширины канала W при заданных значениях P_1 , $U_{си.макс}$, $U_{зи.макс} - U_{пор} = 20 \text{ В}$, $\mu_{n0} = 600 \text{ см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$:

$$Z = \frac{9,4 P_1 [1 + \delta (U_{зи.макс} - U_{пор})] [1 + \mu_{n0} U_{си.нас} / l_k V_s] l_k d_{SiO_2}}{U_{си.макс} \left[(U_{зи.макс} - U_{пор}) U_{си.нас} - 0,5(1 + \sigma_0) U_{си.нас}^2 \right] \mu_{n0} \varepsilon_0 \varepsilon_{SiO_2}} \quad (3.38)$$

3.3.3 Емкость затвора МОП-транзистора с дрейфовой областью

Емкость затвора МОП-транзистора с дрейфовой n^- -областью отличается от такой же емкости обычного МОП-прибора. Оксид и металлический электрод затвора простирается за область канала поверх дрейфовой n -области. Вследствие этого перекрытия емкость затвор – сток в МОП-транзисторе с двойной диффузией выше, чем в обычном МОП-приборе с каналом такой же длины. Рост этой емкости происходит не только за счет геометрических размеров, но также из-за наличия большого числа подвижных электронов, поскольку в дрейфовой n^- -области протекает ток. Увеличение емкости с появлением этого тока объясняется тем, что некоторая часть дрейфовой области, расположенная в непосредственной близости к n^+ -области, при низких значениях напряжения на стоке может оставаться необедненной. В

соответствии с этим электроны, покидающие обедненную часть канала, проникают в необедненную область и замедляются. Уменьшение скорости электронов эквивалентно их приповерхностному накоплению, что приводит к существенному росту емкости затвора. В тех приборах, в которых ток имеет возможность хорошо растекаться, как например, в вертикальных МОП-транзисторах с двойной диффузией, плотность тока обычно достаточно мала, и этим эффектом можно пренебречь.

Топология области канала МОП-транзистора в процессе изготовления СБИС по несовмещенной технологии определяется следующим образом: $L_k = L_{кт} - 2x_{ф} - 1,6x_{p-n}$; $Z_k = Z_{кт} + 2x_{ф}$; где L_k и Z_k – реальные конструктивные размеры канала (длина и ширина соответственно); $L_{кт}$ и $Z_{кт}$ – топологические (заданные на фотошаблоне) размеры канала (длина и ширина соответственно); $x_{ф} = 1,0 - 1,3$ мкм – уход размера на сторону при проведении операции фотолитографии и травления; x_{p-n} – глубина $p-n$ -переходов диффузионных областей стока и истока.

Длина затвора делается несколько большей, чем длина канала, для уверенного формирования канала на протяжении всего промежутка между истоком и стоком. В областях взаимного перекрытия $L_{пер}$ затвора с истоком и стоком образуются паразитные емкости $C_{зи}$ и $C_{зс}$. Наибольшее влияние на быстродействие прибора оказывает переходная емкость $C_{зс}$, которая играет роль элемента обратной связи в транзисторном инверторе.

Источники происхождения емкостей C_k , $C_{зи}$, $C_{зс}$, C_c в структурах ВДМОП, VМОП, и ГДМОП-транзисторов показаны на рисунке 3.1, б, в, г. Элемент C_k моделирует емкость МОП-конденсатора, обкладками которого являются разделенные между собой тонким слоем окисла индуцированный n -канал и лежащий над ним участок электрода затвора, и описывается выражением

$$C_k = \epsilon_0 \epsilon_{SiO_2} Z L_k / d_{SiO_2}. \quad (3.39)$$

При малых значениях L_k в (3.39) необходимо ввести поправочный коэффициент $F_k > 1$ (обычно $F_k = 2$), учитывающий возрастание C_k за счет насыщения скорости электронов в канале. Выражаем L_k как $x_p - x_{n+}$ (см. рисунок 3.1):

$$C_{k(ВДМОП)} = \epsilon_0 \epsilon_{SiO_2} Z \cdot 0,85(x_p - x_{n+}) / d_{SiO_2}, \quad (3.40)$$

$$C_{k(VМОП)} = \epsilon_0 \epsilon_{SiO_2} Z \cdot 1,23(x_p - x_{n+}) / d_{SiO_2}, \quad (3.41)$$

где $C_{k(ВДМОП)}$, $C_{k(VМОП)}$ – емкости затвор–канал соответственно ВДМОП и VМОП-транзисторов. Уравнение (3.40) может быть использовано и для расчета $C_{k(ГДМОП)}$ (рисунок 3.1 а, б).

Емкость затвор – исток $C_{зи}$ перекрытием высоколегированной n^+ -области истока электродом затвора и вычисляется из соотношений

$$C_{зи(ВДМОП)} = \epsilon_0 \epsilon_{SiO_2} Z [y_{C3} / d_T + 0,85x_{n+} / d_{SiO_2}], \quad (3.42)$$

$$C_{зи(VМОП)} = \epsilon_0 \epsilon_{SiO_2} Z [y_{C3} / d_T + 1,23x_{n+} / d_{SiO_2}], \quad (3.43)$$

где $C_{3и(ВДМОП)}$, $C_{3и(VМОП)}$ – емкость затвор – исток ВДМОП и VМОП-транзисторов; d_T – толщина защитного окисла на верхней поверхности; y_{C3} – величина перекрытия защитного окисла электродом затвора.

Конденсатор C_{3C} моделирует перекрытие высокоомного n^- -слоя электродом затвора и его емкость определяется из соотношений

$$C_{3C(ВДМОП)} = F_{кп}(\epsilon_0 \epsilon_{SiO_2} / d_{SiO_2}) [y_{C3} - 1, 7x_p] Z / 2 + C_{3П}, \quad (3.44)$$

$$C_{3C(VМОП)} = F_{кп}(\epsilon_0 \epsilon_{SiO_2} / d_{SiO_2}) [0, 707y_{3V} - x_p] Z + C_{3П}, \quad (3.45)$$

$$C_{3C(ГДМОП)} = F_{кп}(\epsilon_0 \epsilon_{SiO_2} / d_{SiO_2}) [L_0 + (d_{SiO_2} / d_T) L_T] Z + C_{3П}, \quad (3.46)$$

где L_0 , L_T – участки высокоомной n^- -области стока, расположенные соответственно под тонким и толстым окислом в ГДМОП-транзисторах (рисунок 3.1 а, б);

$C_{3П}$ – емкость контактной площадки затвора, предназначенной для присоединения внешнего проволочного вывода;

$F_{кп} \leq 1$ – поправочный коэффициент, учитывающий уменьшение C_{3C} с ростом напряжения $U_{СИ}$ ($F_{кп} = 1$ при $U_{СИ} = 0$, а при $U_{СИ} = 28$ В $F_{кп} = 0,14$).

Входная емкость мощных СВЧ МДП-транзисторов является суммой указанных составляющих C_K , $C_{3и}$, C_{3C} и может быть легко вычислена с помощью уравнений (3.40)–(3.46).

Для уменьшения емкостей $C_{3и}$ и C_{3C} используются конструкции элементов твердотельных структур с затвором, самосовмещенным с внутренними границами истока и стока. В таких структурах затворы изготавливают из поликристаллического кремния (ПКК), силициды тугоплавкого металла, например Mo.ПКК, силициды – высокотемпературные материалы, способные выполнять функции защитной маски при диффузии примесей ($T > 1100$ С°). В этом случае диффузия примесей в Si ограничена со стороны одного из этих материалов. Длина диффузионной области под затвором определяется толщиной диффузионного слоя.

МОП-транзисторы с самосовмещенными затворами имеют следующие преимущества по сравнению с традиционным алюминиевым затвором:

- высокое быстродействие из-за отсутствия емкостей перекрытия;
- малые размеры, что позволяет повысить плотность компоновки и выходных ИМС;
- низкие пороговые напряжения, что позволяет снизить напряжение питания, потребляемую мощность и повысить быстродействие;
- сочетать биполярные и мощные МОП-транзисторы с двойной диффузией на одном кристалле.

Анализ паразитных емкостей ГДМОП, ВДМОП и VМОП-транзисторов и особенностей их работы с самосовмещенными затворами показал, что:

- при использовании самосовмещенного затвора емкость $C_{3и}$ в ГДМОП-транзисторах уменьшается значительно больше чем в ГДМОП-транзисторах

из-за наличия емкости $C_{зр}^-$;

– при использовании в качестве подложки высокоомной p^- области емкость $C_{зс}$ уменьшается на 70 % больше по сравнению с ГДМОП n^- и ВДМОП-структурами;

– из-за большого снижения емкости $C_{зс}$ крутизна в приборе ГДМОП p^- с алюминиевым затвором на 30 % больше, чем в остальных;

– в структурах с горизонтальными каналами при использовании самосовмещенного затвора крутизна несколько увеличивается (примерно 8 %) из-за уменьшения емкости $C_{зи}$;

– так как в вертикальных структурах незначительно увеличивается крутизна при использовании самосовмещенного затвора, то проблематично использование достаточно сложных технологий, которые необходимы для создания этого затвора.

Библиотека БГУИР

4. Комплементарные МОП-схемы

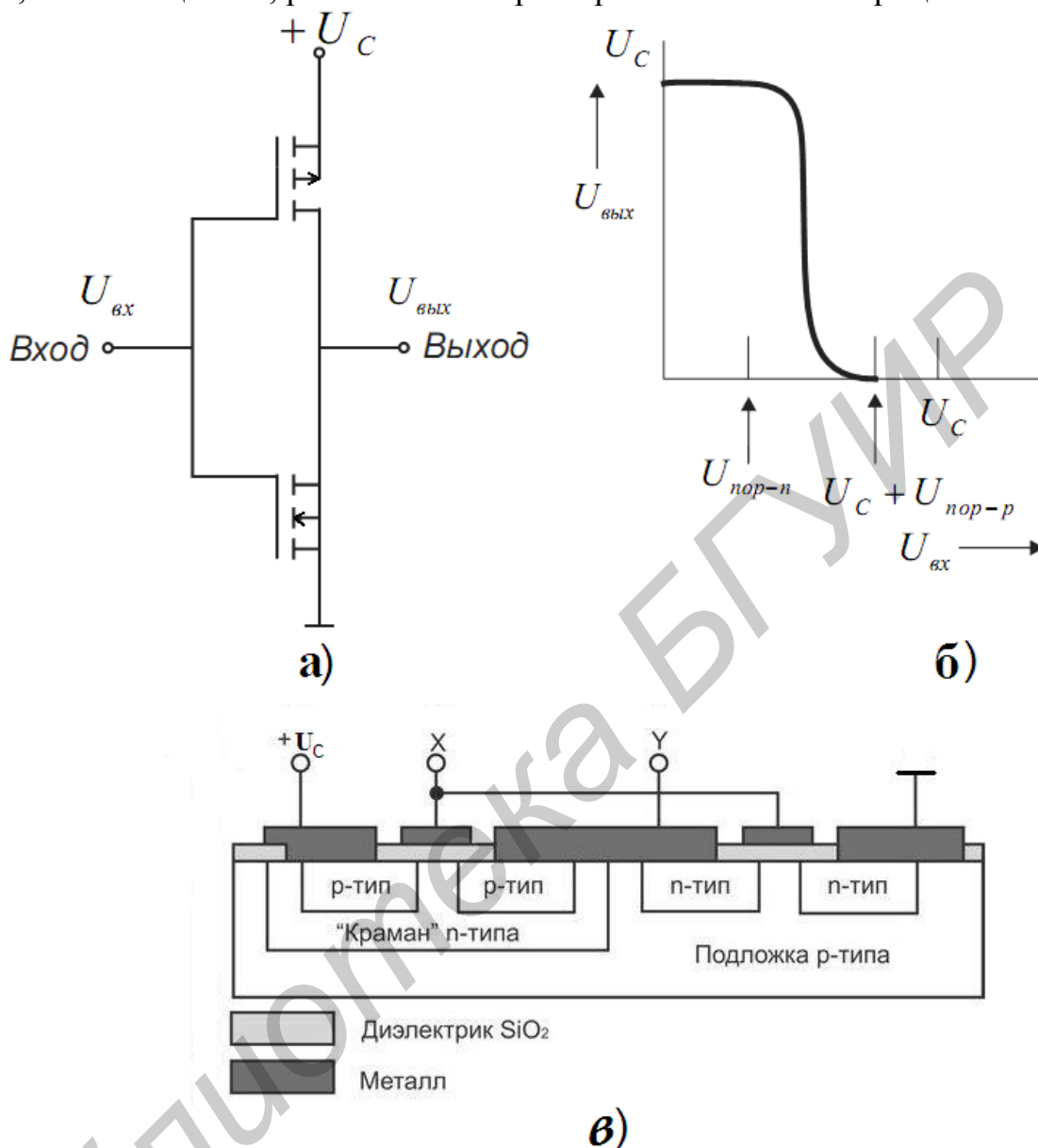
4.1 Общие сведения

Два последних десятилетия лидирующее положение на рынке полупроводниковых интегральных схем занимает КМОП-технология. Успешная реализация всех функциональных модулей вычислительных систем по этой технологии позволила создавать на одном кристалле функционально законченные устройства с высокой степенью интеграции. Это значительно увеличило функциональную насыщенность кристалла, снизило массогабаритные параметры конечного продукта, увеличило его производительность и уменьшило потребление энергии.

Уже на ранних стадиях разработки МОП ИС стало ясно, что в цифровых схемах, выполненных на p - и n -канальных МОП-транзисторах, включенных последовательно, можно получить очень малую «статическую» рассеиваемую мощность (мощность в установившемся режиме). Такие схемы называются комплементарными МОП-схемами или просто КМОП-схемами. Чтобы понять, почему в КМОП-схемах рассеиваемая мощность очень мала, рассмотрим основной функциональный блок цифровых схем и систем – инвертор. Инвертор представляет собой схему, выходной (двоичный) сигнал которой есть инверсия его входного сигнала. Соединяя инверторы надлежащим образом, можно строить логические схемы произвольной сложности. Поэтому мощность, потребляемая отдельной инверторной схемой, есть основной показатель общей мощности, которая потребуется для работы цифровой системы.

Принципиальная электрическая схема и топология базового КМОП-инвертора показаны на рисунке 4.1, а, б, а передаточная характеристика по напряжению – на рисунке 4.1, в. Последняя представляет собой график зависимости выходного напряжения инверторной схемы от ее входного напряжения. В таком инверторе для МОП-транзисторов сток p -канального транзистора соединен со стоком n -канального, а их затворы соединены друг с другом. Чтобы объяснить работу этого инвертора, допустим, что его входное напряжение ниже порогового напряжения n -канального транзистора и вместе с тем имеет большую отрицательную величину относительно подложки p -канального МОП-транзистора, достаточную для его включения. В таком режиме p -канальный МОП-транзистор образует проводящую цепь между выходом инвертора и источником питания U_c , а n -канальный транзистор выключен. Так как выходной электрод инвертора обычно соединен с входами других инверторных схем, которые не потребляют статического тока, его выходное напряжение (напряжение на стоке p -канального МОП-транзистора) находится в своем «высоком» состоянии (равно $U_{ВХ}$). Если теперь входное напряжение увеличивается, то p -канальный МОП-транзистор выключается, а когда входное напряжение становится больше порогового напряжения n -канального прибора, его канал включается и выходное напряжение инвертора уменьшается до напряжения земли. Поэтому в статическом режиме работы тот или другой МОП-транзистор инвертора всегда выключен и между источником питания и

землей нет цепи для протекания постоянного тока (за исключением лишь токов утечки переходов). По этой причине почти вся мощность, рассеиваемая КМОП-схемами, – это мощность, рассеиваемая при переключательных процессах.



а – схема, б – передаточная характеристика по напряжению,
в – топология КМОП-инвертора с карманом p -типа

Рисунок 4.1 – Базовый КМОП-инвертор

Малое потребление мощности в статическом режиме – одно из существенных преимуществ КМОП-схем перед цифровыми МОП ИС других типов. Другие их преимущества – крутая и четко определенная передаточная характеристика КМОП-инверторов по напряжению (рисунок 4.1, в), что облегчает построение цифровых схем и устройств, и высокая помехоустойчивость благодаря малому сопротивлению между выходом логического сигнала и шиной питания или земли. Эти преимущества КМОП-схем были известны и понятны задолго до того, как удалось успешно решить значительно более сложные технологические проблемы производства КМОП ИС.

4.2 Особенности проектирования КМОП-схем

Главный принцип КМОП-технологии состоит в том, чтобы выполнить на одном кристалле как n -, так и p -канальные МОП-транзисторы, поэтому на поверхности пластины требуется иметь области как p -, так и n -типа. Если ИС изготавливается на подложке n -типа и ее p -канальные транзисторы изготавливаются непосредственно в подложке, то для изготовления n -канальных МОП-транзисторов в местах их расположения необходимо сформировать диффузионные области p -типа (сделать так называемые карманы p -типа). КМОП ИС можно также делать на пластинах p -типа, формируя в них карманы n -типа. Сечение пары КМОП-транзисторов на подложке с карманами n -типа показано на рисунке 4.2.

Оба конструктивных варианта КМОП-схем – с карманами n - и p -типа – имеют свои достоинства и свои недостатки, поэтому ни один из них пока не завоевал однозначного преимущества при производстве КМОП-схем. Например, при проектировании следует учитывать, что изготавливаемый в кармане транзистор делается в компенсированном кремнии, в котором из-за более высокой полной примесной концентрации падение подвижности носителей оказывается больше, чем в приборах, изготовленных непосредственно в подложке. Желательно, чтобы выходные управляющие токи n -канальных и p -канальных МОП-транзисторов были примерно равны, поэтому с данной точки зрения предпочтительнее структура с карманами p -типа, так как подвижность электронов выше подвижности дырок. Однако это различие в подвижности можно скомпенсировать, изменив ширину канала транзистора, так как из других соображений более предпочтительной может оказаться структура с карманами n -типа. Особенно это важно если значительная часть логических схем (для адресации, чтения и записи), располагаемых на периферии КМОП ИС памяти, строится на n -канальных транзисторах, именно по этим соображениям, например, выбраны карманы n -типа для КМОП-структуры, показанной на рисунке 4.2.

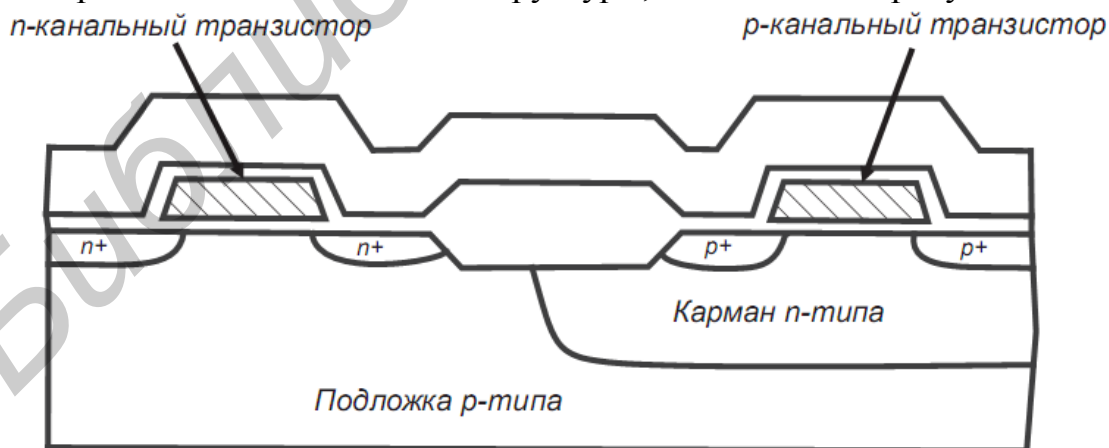


Рисунок 4.2 – Сечение запоминающего КМОП-элемента с карманом n -типа

Чтобы обеспечить оптимальные характеристики КМОП-схем, пороговые напряжения МОП-транзисторов обоих типов проводимости должны быть антисимметричны (т. е. $U_{\text{пор. } p} = -U_{\text{пор. } n}$). Применение ионного легирования для подгонки пороговых напряжений позволило решить эту задачу на практике.

Дальнейшие замечания относительно КМОП-технологии будут приведены после обсуждения некоторых соображений по проектированию приборов и схем при создании КМОП ИС.

В любой КМОП-технологии по крайней мере один тип МОП-транзисторов делается в карманах, поэтому две области объемного заряда – одна, связанная с переходами исток – карман и сток – карман, другая, связанная с переходами карман – подложка, могут смыкаться друг с другом и вызывать сквозное обеднение по вертикали. В качестве конкретного примера рассмотрим КМОП-технологии с карманами n -типа, для которой исток p -канального МОП-транзистора и карман электрически соединены с положительным полюсом источника питания. Подложка ИС находится при потенциале земли. Поэтому в области кармана эти две обедненные области распространяются навстречу друг другу. Падение потенциала на переходе исток – карман равно всего лишь контактной разности потенциалов перехода ϕ_k , тогда как на переход карман – подложка дополнительно действует напряжение смещения U_c . Чтобы избежать отбора больших токов из истоковой области, соответствующая нейтральная область (а следовательно, и глубина кармана n -типа) должна быть достаточных размеров, исключающих сквозное обеднение между истоком и подложкой. Однако эта глубина не должна быть и слишком большой, так как горизонтальная диффузия примеси n -типа на стадии разгонки примеси вызывает непроизводительное расходование ценной площади схемного кристалла ИС. Концентрацию примеси n -типа в кармане можно увеличить и тем самым уменьшить ширину обедненных областей и избежать сквозного обеднения, однако это приведет к уменьшению подвижности носителей в канале и увеличению паразитной емкости стока. Следствием станет снижение быстродействия при переключении схемы. Для оптимального проектирования конструкции и технологии изготовления КМОП-схемы необходимо тщательно подобрать и сбалансировать все эти факторы.

4.3 Защелкивание КМОП-структур

Серьезная проблема проектирования КМОП-схем заключается в том, чтобы избежать состояния, называемого *защелкиванием*. В этом состоянии в результате регенеративного срабатывания биполярных транзисторных структур между источником питания и землей схемы образуется фиксированная низкоомная проводящая цепь. Особенно важно избегать защелкивания в КМОП-структурах с малыми геометрическими размерами элементов, предназначенных для создания СБИС с высокой плотностью упаковки.

Чтобы объяснить суть явления защелкивания, рассмотрим КМОП-структуру с карманами p -типа (рисунок 4.3). На сечения отдельных МОП-транзисторов этой структуры, показанные на рисунке 4.3, наложены схемные изображения нежелательных, или паразитных, биполярных nnp - и pnp -транзисторов. Эти транзисторы соединены друг с другом по перекрестной схеме, так что у них получается общий коллекторный переход. Из результирующей

эквивалентной схемы биполярной структуры на рисунке 4.4 видно, что в активном режиме смещения коллектор pnp -транзистора питает своим током базу nnp -транзистора, а коллектор nnp -транзистора – базу pnp -транзистора. Если эти биполярные транзисторы обладают хотя бы умеренными коэффициентами усиления по току, то в такой схеме включения оба они легко могут попасть в режим насыщения.

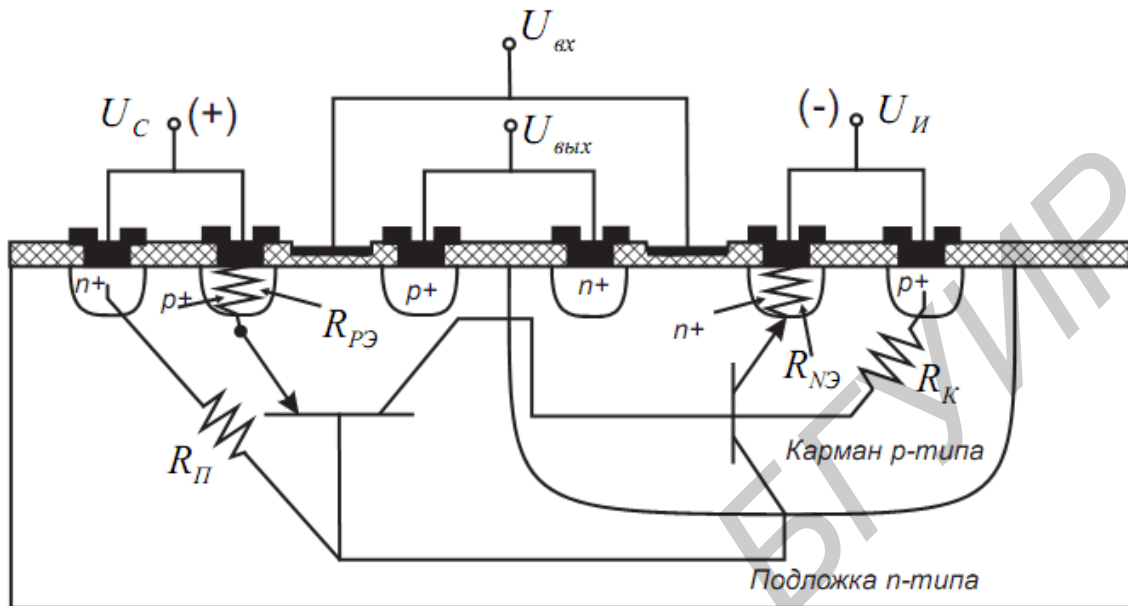


Рисунок 4.3 – Сечение КМОП-инвертора с карманом p -типа

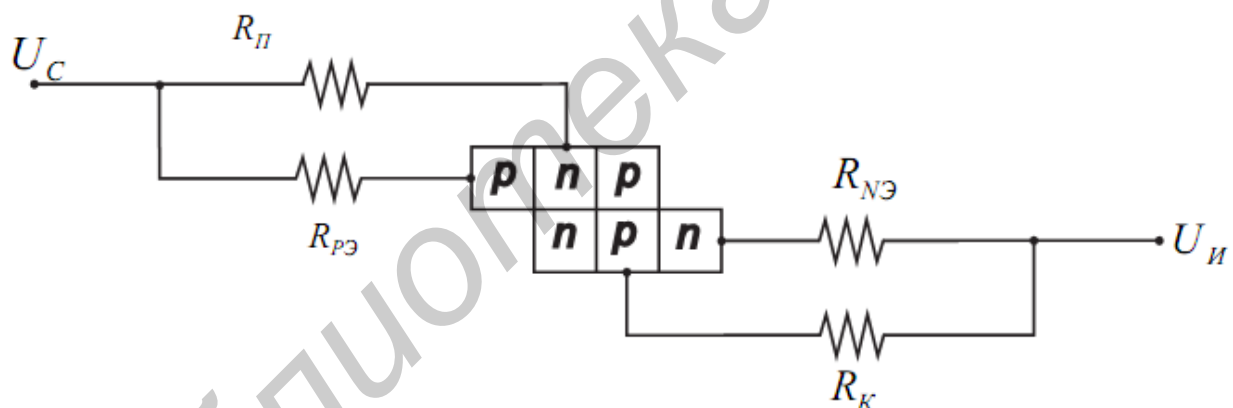


Рисунок 4.4 – Схемное и условное описание паразитных nnp - и pnp -транзисторов с перекрестными связями

Паразитные биполярные pnp - и nnp -транзисторы показаны на рисунке 4.3 вместе с соответствующими им подложечным резистором R_n и резистором кармана R_k . Пара резисторов $R_{PЭ}$ и $R_{NЭ}$ описывает сопротивления эмиттерных контактов и диффузионных областей питания схемы оказывается поданным на небольшое сопротивление, последовательно с которым действуют два внутренних падения напряжения: одно из них – падение напряжения на насыщенном коллекторном переходе, другое – падение напряжения на насыщенном эмиттерном переходе.

В нормальных режимах работы КМОП-схем эмиттерные переходы обоих биполярных транзисторов смещены в обратном направлении, так что защелкивание КМОП-структур при этом невозможно. Для удачно

спроектированной схемы может оказаться, что защелкивание невозможно ни в одном из режимов ее работы. Чтобы понять, как в схеме может произойти защелкивание, обратимся к рисунку 4.5, где воспроизведена пара биполярных транзисторов с перекрестными связями, а параллельно их коллекторным переходам подключены еще два схемных элемента – конденсатор $C_{кп}$ и источник тока I_0 . Емкость конденсатора $C_{кп}$ значительно больше емкостей типовых коллекторных переходов транзисторов, так как этот конденсатор соответствует емкости перехода большой площади между карманом p -типа и подложкой ИС. В обычном режиме источник тока I_0 моделирует только утечку перехода, поэтому его ток очень мал. Однако существует несколько механизмов, способных значительно увеличить ток I_0 .

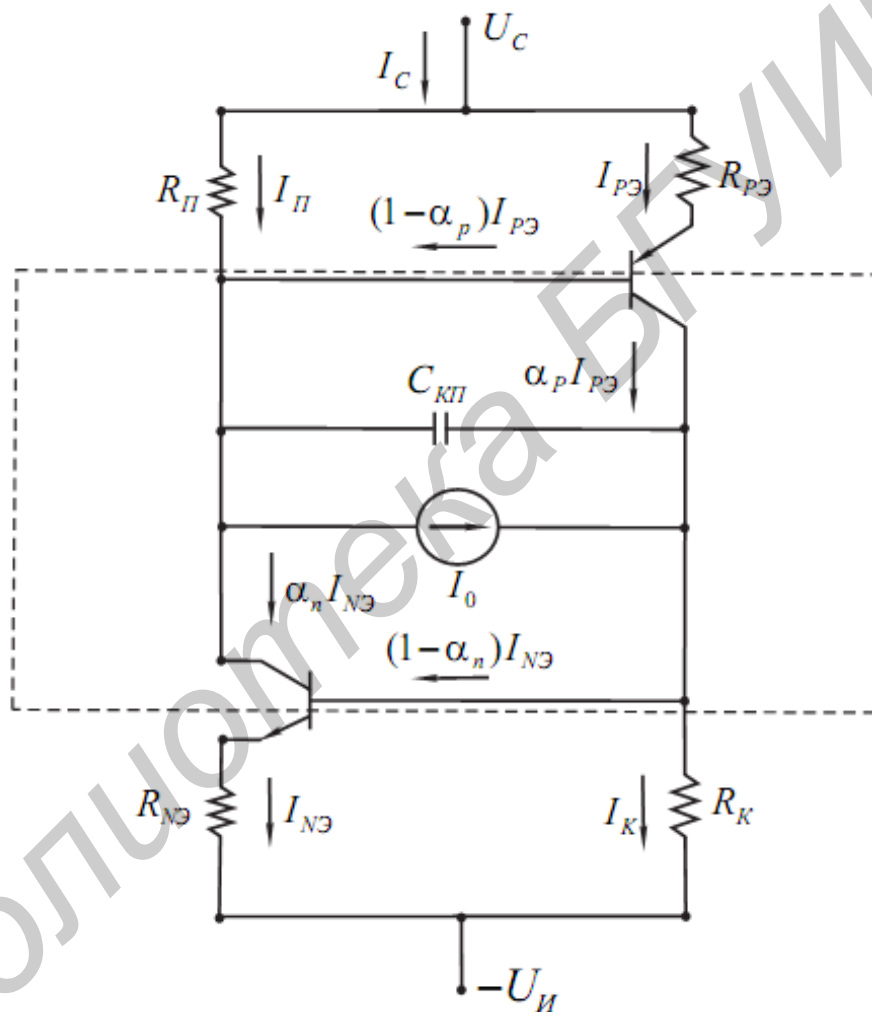


Рисунок 4.5 – Эквивалентная схема, моделирующая эффект защелкивания в КМОП-структуре [5]

В число возможных источников дополнительного тока через $C_{кп}$ I_0 входят: 1) неосновные носители, инжектированные в подложку при кратковременных импульсах прямого смещения на pn -переходах (обычно на переходах входных или выходных схем ИС), 2) носители, генерируемые ионизирующим излучением, и 3) носители, генерируемые в результате ударной ионизации горячими носителями. Токи могут генерироваться и конденсатором большой емкости $C_{кп}$ при переходных бросках напряжения, особенно при

включении питания ИС. Любой из этих источников тока может привести к включению одного или обоих биполярных транзисторов. Следовательно, защелкивание будет происходить, если пара биполярных транзисторов с перекрестными связями имеет достаточно высокое усиление, а источник питания U_c может отдавать достаточно большой ток.

4.4 Модели эффекта защелкивания

Простое выражение, в котором усиление прибора связано с условиями, допускающими защелкивание, можно получить, упростив схему на рисунке 4.5. Для этого исключим из нее I_0 и $C_{кп}$ и примем сопротивления $R_{pэ}$ и $R_{пэ}$ пренебрежимо малыми (рисунок 4.6). В таком режиме ток управления базой pnp -транзистора равен базовому току nnp -транзистора, умноженному на β_n и на коэффициент деления между входным сопротивлением базы pnp -транзистора и сопротивлением подложки $R_{п}$ включенным параллельно базе. Для малосигнального режима этот коэффициент равен $\beta_n R_{п} / (r_{pnp} + R_{п})$, где r_{pnp} – величина, обратная δS , где $S = \frac{dI_k}{dU_{БЭ}}$ – крутизна, $\delta = \frac{t_{пр}}{\tau_n} \approx \frac{1}{\beta_N}$ – коэффициент потерь. Аналогичное выражение для управляющего тока базы $n-p-n$ -транзистора получается подстановкой вместо $R_{п}$ сопротивления кармана $R_{к}$. Следовательно, полный коэффициент усиления по петле обратной связи $K_{ос}$ для этой транзисторной пары с перекрестными связями равен

$$K_{ос} = \beta_n \frac{R_{п}}{r_{pnp} + R_{п}} \cdot \beta_p \frac{R_{к}}{r_{nnp} + R_{п}} \quad (4.1)$$

В состоянии защелкивания коэффициент усиления по всей петле должен быть равен единице; и обратно: защелкивание невозможно, если этот коэффициент меньше единицы. Этот простой расчет показывает, что в схемах, не подверженных защелкиванию, необходимо максимально уменьшать коэффициенты усиления биполярных транзисторов β_n и сопротивления $R_{п}$ и $R_{к}$.

Уравнение (4.1) есть результат применения малосигнальной эквивалентной схемы биполярного транзистора и выражает условие, когда усиление схемы при переходном процессе достаточно для ее защелкивания. Если рассматривать статический случай и члены, связанные с действием резисторных делителей не играют роли, то это уравнение можно упростить и записать в виде

$$\beta_n \cdot \beta_p = 1 \quad \text{или} \quad \alpha_n \alpha_p / (1 - \alpha_n)(1 - \alpha_p)^{-1}, \quad (4.2)$$

а последнее соотношение можно свести к $\alpha_n + \alpha = 1$, что является условием переключения тиристора в низкоомное состояние [2]. Таким образом, показано, что в КМОП-структуре, которую можно промоделировать, как и

тиристор, с помощью двух биполярных транзисторов при условии $\alpha_m - \alpha_p = 1$, образуется фиксированная низкоомная проводящая цепь. На этих основных принципах базируются практически все изученные на сегодняшний день способы проектирования КМОП-схем, устойчивых к защелкиванию. Чтобы предотвратить защелкивание в КМОП-схемах с очень высокой плотностью упаковки, может потребоваться замена базовой монокристаллической КМОП-структуры с диффузионными карманами одного типа проводимости (рисунок 4.2) более сложными структурами. Некоторые изученные методы предусматривают введение золота в качестве примеси или нейтронное облучение пластин с КМОП-структурами, что снижает времена жизни неосновных носителей и позволяет снизить усиление по току биполярных транзисторных структур.

Части на поверхности делаются замкнутые полосковые области с сильным легированием (охранные кольца), которые коллектируют неосновные носители раньше, чем те успеют достичь перехода карман – подложка. Охранные кольца применяются также для фиксации напряжений в чувствительных участках схем. Другой способ предотвращения защелкивания предусматривает выращивание эпитаксиальной кремниевой пленки на сильнолегированной подложке, которая уменьшает сопротивление подложки. Для изготовления КМОП-схем со сверхмалыми размерами элементов иногда применяются эпитаксиальные подложки и даже структуры с карманами обоих типов проводимости (карманы *n*- и *p*-типа делаются в высокоомных эпитаксиальных слоях). Эти высокоразвитые технологические методы позволяют снизить вероятность защелкивания даже в схемах с МОП-транзисторами с субмикронной длиной каналов.

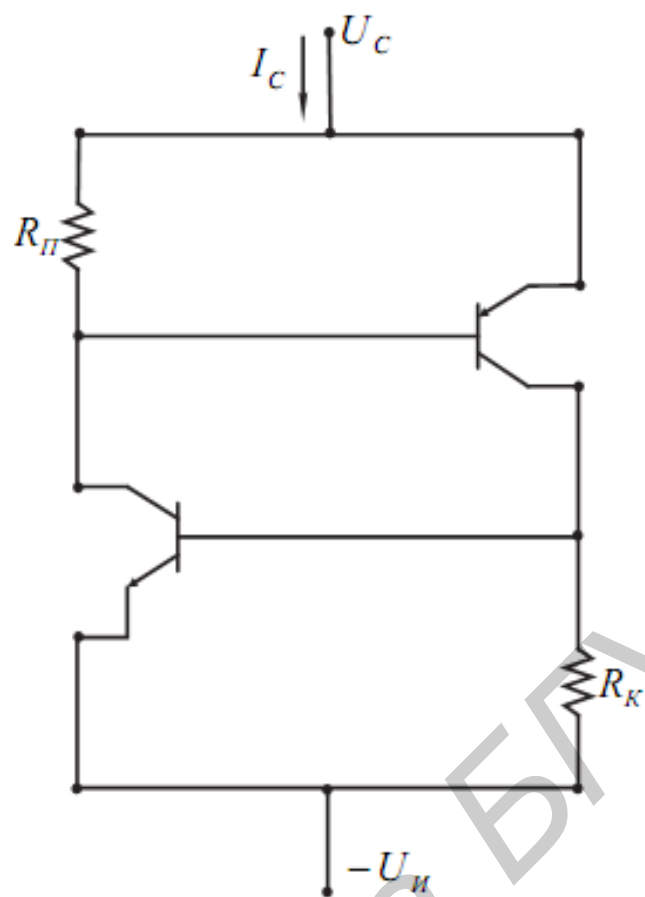


Рисунок 4.6 – Упрощенная модель для анализа коэффициентов усиления, требуемых для защелкивания КМОП-структуры

4.5 ПОТЕРЯ МОЩНОСТИ В КМОП

4.5.1 Основные источники рассеиваемой мощности в КМОП-схемах

Рассеиваемую мощность КМОП-схем можно разделить на два вида – динамическую и статическую. Классификация источников рассеиваемой мощности представлена на рисунке 4.7. Рассмотрим эти источники более подробно.

Динамическая рассеиваемая мощность возникает в момент переключения схемы из одного логического состояния в другое и определяется двумя основными источниками – сквозными токами, которые протекают через логический элемент в момент переключения, и токами заряда/разряда паразитных емкостей логических элементов. Следовательно, чем выше переключательная активность схемы, тем больше рассеиваемая мощность. При отсутствии переключений динамическая мощность равна нулю.

Большинство цифровых КМОП БИС не требуют использования конденсаторов для выполнения своих функций. Исключение составляют устройства динамической памяти, устройства выборки – хранения, устройства задержки сигналов. Конденсаторы в эквивалентной схеме КМОП-элемента образуются за счет паразитных емкостей транзисторов и линий связи, поэтому паразитная емкость оказывает существенное влияние как на время задержки распространения сигнала, так и на величину рассеиваемой мощности.

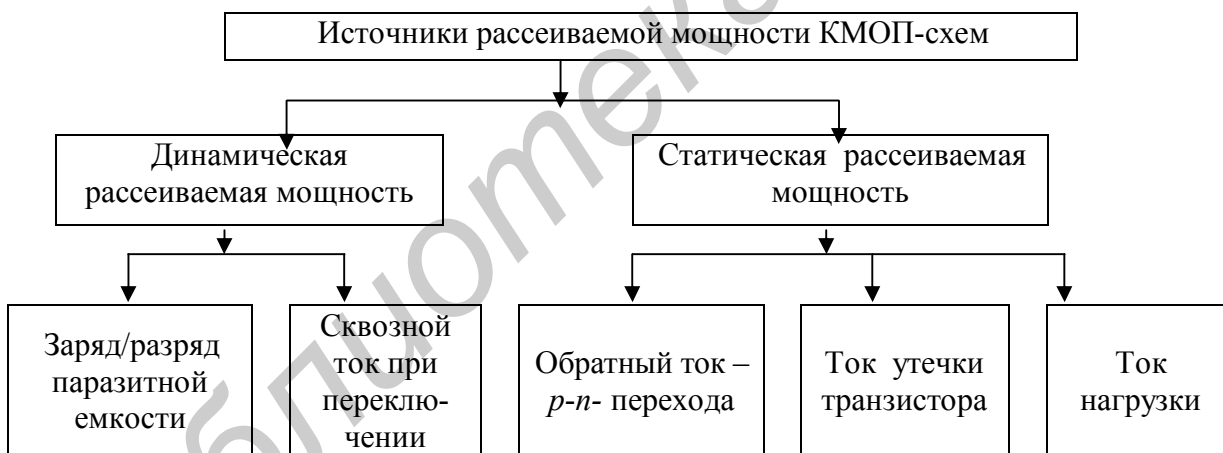


Рисунок 4.7 – Источники рассеиваемой мощности КМОП-схем

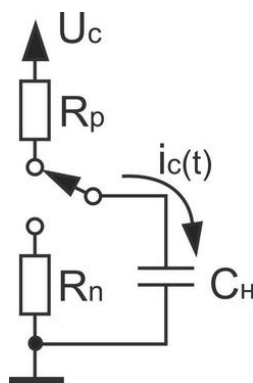


Рисунок 4.8 – Эквивалентная электрическая схема инвертора

Для приблизительной оценки величины рассеиваемой мощности представим инвертор на рисунке 4.1, а в виде переключаемой емкости C_M . Ее заряд и разряд происходит через резисторы R_p и R_n , параметры которых определяются сопротивлением открытого канала p -канального и n -канального транзисторов соответственно (рисунок 4.8).

Переключение элемента в состояние логической единицы «1» соответствует заряду C_H , а переключение элемента в состояние логического нуля «0» соответствует разряду C_H . При заряде половина энергии, поступающей от источника питания, сохраняется на конденсаторе C_H , а другая половина рассеивается в виде тепла на резисторе R_p . При переключении инвертора в состояние логического нуля энергия, сохраненная на конденсаторе, будет рассеяна на резисторе R_n , а ее значение составит

$$E_n = E_p = \frac{1}{2} C_H U_c^2 \quad (4.3)$$

Если частота управляющего сигнала равна f , то рассеиваемую мощность можно вычислить из простого выражения

$$P = \frac{1}{2} C_H U_c^2 f \quad (4.4)$$

Вторым источником динамической рассеиваемой мощности КМОП-схем является сквозной ток через логический элемент при его переключении $i_c(t)$.

Отметим особенности сквозного тока:

1. Сквозной ток протекает только в момент времени t , когда входное напряжение $U_{вх} > U_{пор,n}$ и $U_{вх} < U_{пор,p}$, где $U_{пор,n}$ и $U_{пор,p}$ – соответственно пороговые напряжения n - и p -канальных транзисторов. Следовательно, чем меньше разница между этими значениями, тем меньше сквозной ток.

2. Величина сквозного тока обратно пропорциональна емкости нагрузки C_H . При отсутствии емкости значение тока максимально, при возрастании емкости нагрузки ток уменьшается.

3. Величина сквозного тока прямо пропорциональна длительности фронтов входного сигнала, т. е. чем длиннее фронт, тем больше сквозной ток.

Для упрощения расчетов сквозной ток будем учитывать в виде дополнительной емкости C_1 , которая размещается параллельно C_H . Значение этой емкости может быть найдено из простого выражения

$$C_1 = \frac{t_{скв} \cdot I_{нас}}{U_C} \quad (4.5)$$

где U_C – напряжение питания;

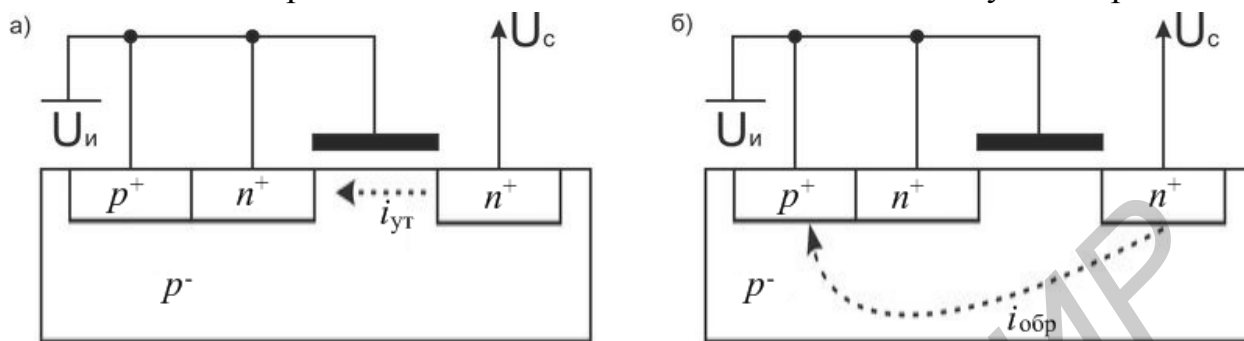
$I_{нас}$ – ток насыщения транзисторов;

$t_{скв}$ – время протекания сквозного тока.

Это позволяет для оценки динамической мощности использовать вышеприведенное выражение.

Мощность, рассеиваемая КМОП-схемой вследствие протекания сквозного тока, может составлять от 10 до 60 % от общей динамической

мощности. Ее величина зависит от таких параметров, как вольт-амперные характеристики транзисторов (напряжения отпирания и запираения транзисторов), длительности переднего и заднего фронтов входного сигнала, емкости нагрузки, напряжения питания и т.п. Точные выражения для расчета сквозных токов и рассеиваемой мощности мы выведем в следующем разделе.



а – ток утечки канала $i_{ут}$; б – обратный ток $p-n$ - перехода $i_{обр}$

Рисунок 4.9 – Статические токи КМОП-схем

Статическая мощность в КМОП БИС рассеивается тогда, когда логический элемент находится в некотором фиксированном состоянии («0» или «1»), и ее величина определяется значением токов утечки канала МОП-транзистора, обратных токов $p-n$ переходов и нагрузочными токами.

В идеальном случае в статическом состоянии КМОП-элемент не потребляет мощность, т. е. ток через него не протекает. Однако в реальных схемах значение тока утечки канала составляет единицы пикоампер.

На рисунке 4.9, а показано направление протекания тока утечки через закрытый канал транзистора. Он экспоненциально зависит от величины порогового напряжения и линейно зависит от уровня входного сигнала, геометрических размеров транзисторов и топологии схемы, температуры (ток удваивается при повышении температуры на каждый $8...10^{\circ}\text{C}$) и используемой технологии.

Вторым источником статической рассеиваемой мощности является обратный ток $p-n$ -переходов, которые формируются между различными областями КМОП интегральной схемы (рисунок 4.9, б). Величина обратного тока зависит от используемой технологии изготовления, площади $p-n$ -перехода, температуры и напряжения смещения и составляет, как правило, пикоамперы.

Поскольку суммарное значение токов утечки в $10^5 - 10^6$ раз меньше, чем динамических токов, в расчетах их, как правило, не учитывают. В тех случаях, когда необходимо учесть мощность, рассеиваемую вследствие токов утечки, можно использовать следующее упрощенное выражение:

$$P_{\text{рас.}} = U_C \cdot N K_d I_{ут} , \quad (4.6)$$

где U_C – напряжение питания;

N – число транзисторов;

K_d – эмпирический коэффициент, учитывающий особенности применяемой технологии;

$I_{ут}$ – суммарный ток утечки одного транзистора.

В [5] показано, что для схем с резистивной нагрузкой КМОП-схема может потреблять ток в статическом режиме, как в состоянии логического нуля, так и в состоянии логической единицы. Поэтому при использовании КМОП-технологии в проектируемых устройствах не рекомендуется применять резистивную нагрузку выходов. Если без этого обойтись нельзя, то необходимо увеличить величину сопротивления нагрузки, уменьшить напряжение питания или минимизировать вероятность нахождения схемы в логическом состоянии, при котором ток нагрузки максимален.

Как показано выше, основной вклад в величину рассеиваемой мощности оказывают две компоненты тока – протекающие через комплементарные транзисторы непосредственно от положительного вывода питания на обычную шину и заряжающие (разряжающие) эквивалентную выходную емкость (емкость нагрузки). Оба этих компонента необходимо учитывать как при анализе величины статической, так и динамической мощности потребления КМОП-инвертора. В технической литературе компонент рассеиваемой мощности, обусловленной протеканием сквозного тока по цепи «положительный вывод питания – открытые транзисторы – общая шина» иногда называют *мощностью рассеивания «закороченного» (проводящего) инвертора*, а компоненту мощности, обусловленную процессами заряда–разряда нагрузочных емкостей, называют *переключательной мощностью* инвертора.

Прежде чем перейти к детальному анализу этих составляющих мощности, необходимо сделать ряд дополнительных замечаний. Как отмечено выше, динамическая составляющая общей мощности потребления КМОП-инвертора является определяющей и ее величина пропорциональна произведению емкости нагрузки C_H на квадрат напряжения питания. Следовательно, снижение величин напряжений $U_{пор.л}$ и $U_{пор.р}$ является очевидным путем уменьшения общей рассеиваемой мощности. Однако, как известно, существует жесткая связь между пороговыми напряжениями и минимальным пределом величины потенциала напряжения, обусловленная фундаментальными физическими ограничениями. Например, эти параметры в совокупности существенно влияют на задержки переключения инверторов, следовательно – на продолжительность (рабочую частоту) проектируемой КМОП БИС.

С точки зрения быстродействия КМОП-инвертора, желательно иметь самые низкие значения порогов переключения транзисторов. Однако при слишком низких значениях порогов возрастает вторая составляющая общей мощности рассеивания – статическая мощность потребления, что обусловлено вышеупомянутой проблемой допороговых токов. Поэтому в каждом конкретном случае проектирования КМОП БИС с пониженным энергопотреблением необходимо выбирать компромиссные решения комплексной проблемы «конструкция БИС – пороги переключения – напряжение питания – производительность».

4.5.2 Мощность рассеивания КМОП-инвертора в режиме сквозного тока

Мощность рассеивания любого статического КМОП-инвертора в режиме сквозного тока зависит как от величины емкости (тока) выходной нагрузки, так и от длительности фронтов (времени нарастания и спада) входных сигналов.

С увеличением тока нагрузки вклад составляющей мощности в режиме сквозного тока в общее значение потребляемой инвертором мощности уменьшается. Построение адекватной модели нагруженного инвертора является достаточно сложной задачей – на первом этапе ограничимся упрощенным случаем ненагруженного КМОП-инвертора, представленного на рисунке 4.8. Опять же, для упрощения последующих выражений будем рассматривать симметричный инвертор (т. е. $k_n = k_p$ и $U_{пор. n} = U_{пор. p}$, где k_n и k_p – удельные крутизны n - и p -канальных транзисторов соответственно (рисунок 4.10)), на вход которого поступает сигнал, по времени нарастания равный времени спада, т. е. $\tau_{нар} = \tau_{сп} = \tau$. Входной сигнал также берем периодическим с периодом T .

В течение интервала времени от t_1 до t_2 значение сквозного тока возрастает с 0 до I_{max} . Что касается n -МОП-транзистора, то поскольку выполняется условие $U_{сп} > U_{зи} - U_{пор. n}$, он будет находиться в состоянии насыщения. Тогда ток стока можно определить с помощью простой квадратичной формулы

$$I = \frac{k}{2} (U_{зи} - U_{пор.})^2, \quad (4.7)$$

которая справедлива во всем диапазоне тока $0 \leq I \leq I_{max}$.

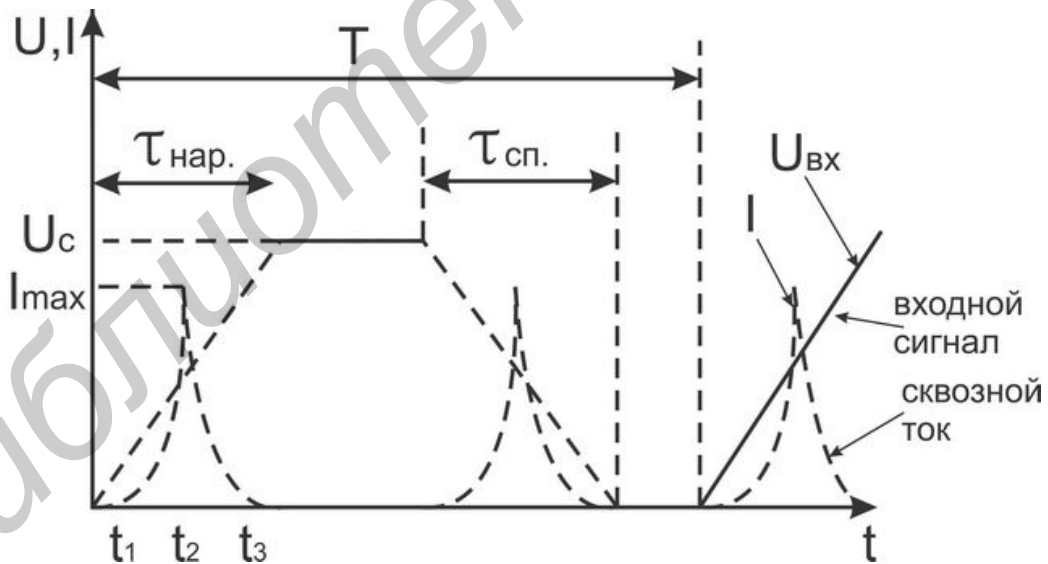


Рисунок 4.10 – Совмещенные эпюры входного сигнала и сквозного тока

В силу принятого нами допущения о симметрии инвертора этот ток будет достигать своего пика, когда $U_{ВХ} = U_{С} / 2$, и его эпюра будет симметричной относительно вертикальной оси до момента времени $t = t_2$.

Величину среднего значения тока можно определить путем деления на значение параметра T результата интегрирования непрерывного тока от $t=0$ $t=T$:

$$I_{\text{ср}} = \frac{I}{T} \int_0^T I(t) dt = 2 \frac{2}{T} \int_{t_1}^{1/2} \frac{K}{2} (U_{\text{вх}}(t) - U_{\text{пор}})^2 dt . \quad (4.8)$$

Интегрируя это выражение и допуская, что нарастающая и спадающая эпюры напряжения на входе изменяются по линейному закону, можно получить следующее простое выражение:

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{12} \frac{k}{U_{\text{си}}} (U_{\text{си}} - U_{\text{пор}})^3 \frac{\tau}{T}, \quad (4.9)$$

Таким образом, мощность рассеяния для «закороченной» схемы нагруженного инвертора можно определить из следующего выражения:

$$P_{\text{рас}} = \frac{U}{12} (U_{\text{си}} - U_{\text{пор}})^3 \frac{\tau}{T} . \quad (4.10)$$

Из выражения (4.10) видно, что величина $P_{\text{рас}}$ зависит от частоты переключения инвертора ($1/T$), используемого уровня напряжения питания, длительности времени нарастания и спада входного сигнала. Из анализа последних приведенных выше выражений следует важный вывод: если входной и выходной сигналы имеют одинаковые времена спада и нарастания, то мощность рассеяния для такой «закороченной» схемы невелика. Однако если инвертор немного «нагрузить», что вызовет более короткое значение времени нарастания и спада выходного сигнала, чем время нарастания и спада входного сигнала, мощность рассеяния такой схемы возрастает и становится сравнимой с динамической мощностью рассеяния. Поэтому для минимизации мощности рассеяния КМОП-инвертор следует проектировать таким образом, чтобы времена спада и нарастания входного сигнала были приблизительно равны временам нарастания и спада выходного сигнала.

4.5.3 Динамическая мощность рассеяния КМОП-инвертора

Для стандартного КМОП-инвертора среднее значение динамической мощности рассеяния может быть получено путем простого суммирования средних значений динамических мощностей рассеяния в отдельно взятых n -МОП – транзисторе и p -МОП-транзисторе (рисунок 4.11).

Из общепринятых соображений можно записать связь между мощностью, током и напряжением в следующем виде:

$$P(t) = \frac{dE}{dt} = U_{\text{сн}} i_c(t) . \quad (4.11)$$

Допуская, что входное напряжение – это ступенька, подаваемая при $t=0$ и пренебрегая током утечки, можем записать общее выражение для тока:

$$i_c(t) = C_{\text{н}} \frac{dU_0}{dt} . \quad (4.12)$$

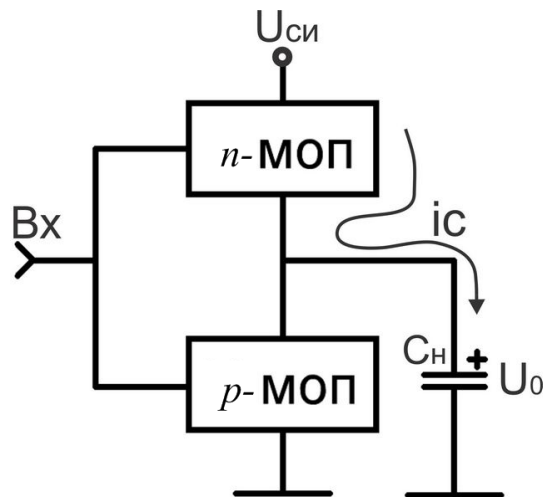


Рисунок 4.11 – Влияние емкостной нагрузки на работу КМОП

Следовательно, энергия E , передаваемая инвертору из источника питания во время полного цикла переключения инвертора из «1» в «0» и обратно, может быть описана следующим выражением:

$$E = \int_0^{t_d} P(t) dt = U_{си} C_n \int_0^U dU_0 = C_n U_{си} U \quad (4.13)$$

Здесь параметр U – это максимальное выражение, до которого заряжается конденсатор нагрузки с емкостью C_n . Уравнение вытекает из обоснованного допущения, что величина C_n не зависит от напряжения U_0 и не изменяется со временем. Так как $T/2$ – среднее число переключений из «0» в «1», то для случая

$U = U_{си}$ $E = \frac{C_n U_{си}^2}{2}$ – это энергия, «поглощаемая» за одно такое переключение.

Эта величина связана с величиной омического сопротивления области канала «исток – сток» p -МОП-транзистора, который обеспечивает цепь тока заряда. Оставшаяся половина полной энергии $C_n U_{си}^2 / 2$, накопленная в конденсаторе нагрузки, преобразуется в тепло, когда выход вентиля выполняет переход из высокого состояния в низкое и конденсатор разряжается через открытый n -МОП-транзистор. Во время перехода из высокого уровня в низкий дополнительная энергия из источника питания не потребляется.

В отличие от статических КМОП БИС, в динамических схемах во время переключения элементов БИС происходит перераспределение сетевого заряда, запасенного на всех емкостях узла. Переходные токи протекают от одного «плавающего» узла схемы в другой через открытые МОП-транзисторы и конечно, при этом рассеивается мощность. Рассмотрим пример схемы на рисунке 4.12. На стадии включения узел U_0 разряжается от значения U_c до уровня $U_c - \Delta U$. Во время стадии переключения заряд снова заряжается от $U_c - \Delta U$ до U_c . Разряд узла V_0 происходит как результат заряда, разделенного с узлом V_{int} через открытый МОП-транзистор (через вход А). Оба узла U_0 и U_m являются

«плавающими» из-за отсутствия прямого проводящего тракта на вывод земли или U_c .

Допуская, что $U_M \leq U_c - U_{\Pi}$ (так, что для МОП-транзистора со входом А инвертора обеспечивается проводящее состояние) будем иметь $U_{CM} = \Delta U - U_M$. Так как в начале стадии включения конденсатор C_M равен заряду, отдаваемому C_H :

$$C_M(U_c - \Delta U) = C_H \Delta U . \quad (4.14)$$

Поэтому будет справедливо следующее выражение:

$$\Delta U = \frac{C_M}{C_H + C_M} \cdot U_c . \quad (4.15)$$

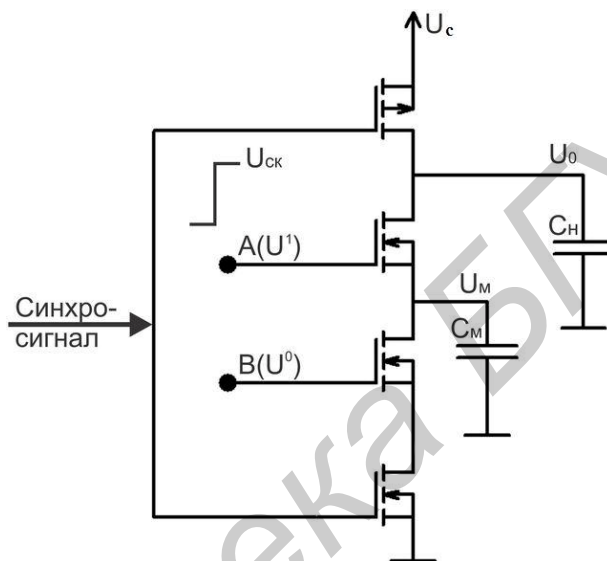


Рисунок 4.12 – Разделение накопительного заряда в динамических МОП БИС

Энергия E_{101} , передаваемая во время полного цикла переключения инвертора из «1» в «0» и обратно, определяется выражением

$$E_{101} = U_c Q = U_c C_H \Delta V = \frac{C_H C_M}{C_H + C_M} U_c^2 . \quad (4.16)$$

Отдельно рассмотрим важные для практического применения особенности учета влияния емкости нагрузки на величину динамической мощности рассеивания. Как можно видеть из (4.16), величина рассеяния мощности КМОП-инвертором прямо пропорциональна емкости нагрузки. Кроме мощных инверторов, которые обычно являются встроенными на кристалле выходными буферами, предназначенными для управления функциями входа и выхода кристалла, а также для передачи сигнала через межсоединения БИС на оборудование нагрузочных печатных плат, все вентили БИС внутри кристалла только управляют другими такими же вентилями посредством внутрикристалльных соединений. Емкость нагрузки такого базового вентиля включает ряд паразитных компонент.

Обычно в схемотехнических расчетах общая емкость нагрузки моделируется как параллельная комбинация четырех емкостей – емкости

затвора C_3 , емкости перекрытия $C_{\text{п}}$ диффузионной емкости $C_{\text{диф}}$ и емкости межсоединения $C_{\text{м}}$. Емкость затвора является самой большой из четырех компонент. В свою очередь она эквивалентна трем конденсаторам, включенным параллельно: «затвор – сток/исток» и «затвор – подложка».

Поскольку значение емкостей существенно влияет на величину рассеиваемой инвертором мощности, рассмотрим кратко особенности этих емкостей – емкости перекрытия, диффузионной емкости и емкости межсоединений. Емкость перекрытия образуется из-за нежелательного бокового ухода примеси стока и истока в область канала непосредственно под затвором (рисунок 4.13). Емкость перекрытия «затвор – сток» предыдущего инвертора управления должна учитываться в дополнение к последующему нагрузочному инвертору. Из-за известного эффекта Миллера емкости перекрытия затвор – сток управляющего инвертора имеют большие значения, чем у инвертора нагрузки аналогичной площади. Емкости перекрытия «затвор – сток» МОП-транзисторов для инвертора управления имеют вид

$$C_{3c} = 2C_0 \cdot d \cdot W, \quad (4.17)$$

где C_0 – удельная емкость затвора,

d – ширина подзатворного диэлектрика,

W – сумма ширины каналом n -МОП и p -МОП-транзисторов.

Емкости «затвор – исток/сток» в МОП-транзистора в нагрузочном инверторе обычно задаются как

$$C_{3и(c)} = C_0 dW \quad (4.18)$$

Суммарная емкость перекрытия является суммой всех вышеуказанных.

«Общая» диффузионная емкость КМОП-инвертора представляет собой сумму диффузионных емкостей МОП-транзистора, в свою очередь, состоит из двух компонентов: емкости области «донной» части и емкости «боковой» части.

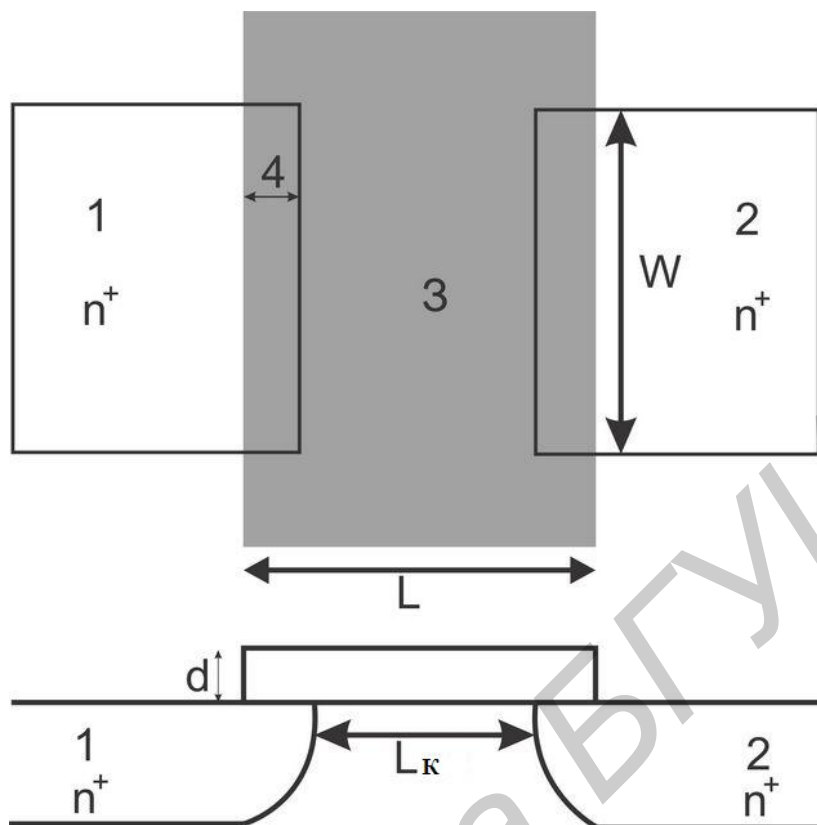
Выражением для оценки величины емкости «боковой» части учитывает вклад каждой из четырех боковых стенок и может быть записано в следующем виде:

$$C_{sw} = WC_1 + (W + 2L)C_2 \quad (4.19)$$

где C_1 и C_2 – это емкости сторон затвора и изоляции на единицу ширины затвора, причем C_2 зависит от типа изоляции и имеет высокое значение для LOCOS и очень низкое для изоляции неглубокой канавкой (STI).

Что касается емкости металлизации межсоединений современных БИС, то привести какое-то одно выражение или формулу для его оценки, конечно, нельзя, ввиду чрезвычайной сложности задачи и многообразия конкретных изделий. Так как проектные нормы продолжают непрерывно уменьшаться, соответственно уменьшается ширина металлизации и промежутки между соединениями. Малая толщина окисла, уменьшение толщины пластин, усиление емкостных связей между металлом и подложкой, эффекты краевого поля и связи между соседними проводниками – далеко не полный перечень

проблем в этой области.



1 – исток; 2 – сток; 3 – поликремниевый затвор; 4 – перекрытие объема затвора
Рисунок 4.13 – Емкости перекрытия полевого МОП-транзистора

Взаимная емкостная связь между проводниками межсоединений и между каждым проводником и подложкой кристалла носит сложный характер. В то время, как емкость взаимной связи проводников снижается при уменьшении проектных норм, вторая компонента емкости линейно увеличивается. В результате суммарная величина емкости межсоединений вначале снижается при ужесточении проектных норм, а затем падает. Тем не менее, современные пакеты программного обеспечения САПР БИС позволяют достаточно точно учитывать все эти эффекты при конструировании конкретных БИС.

4.5.4 Основные методы минимизации энергопотребления КМОП-схем

Для несубмикронных КМОП-технологий львиную долю рассеиваемой мощности составляет динамическая, которая определяется током заряда – разряда паразитной емкости узла и сквозным током от источника питания к общему проводу в момент изменения логического уровня.

Не существует универсального решения минимизации потребления энергии, которая была бы применима во всех возможных ситуациях. Поэтому необходимо учитывать особенности проектируемого устройства (такие как быстродействие, затраты на реализацию, надежность, тестируемость, ремонтнопригодность и т. п.) для подбора методов и средств минимизации

потребления энергии.

На рисунке 4.14 представлена обобщенная классификация основных используемых методов минимизации энергопотребления.

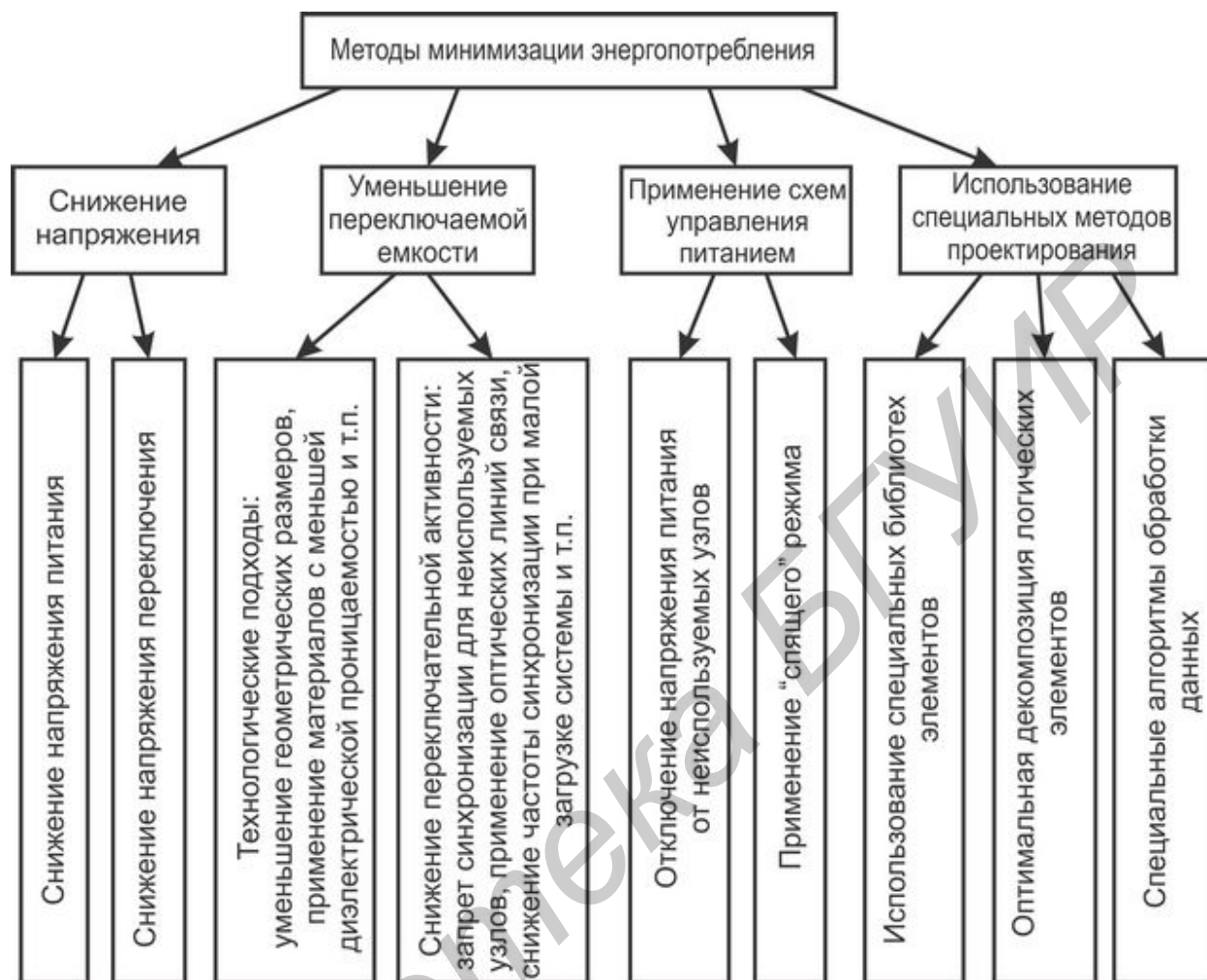


Рисунок 4.14 – Классификация основных методов минимизации потребления энергии при проектировании КМОП БИС [6]

4.5.5 Физические ограничения при проектировании маломощных КМОП БИС

В 1975 году компания Intel впервые опубликовала статью, где отметил тот факт, что на протяжении двух десятилетий число транзисторов на кристалле удваивалось каждый год. Эта закономерность стала известна как закон Мура, который действует и в настоящее время, хотя темп замедлился до 1,5 раза в год. Рост числа транзисторов на кристалле сопровождался ростом надежности, в то время, как цена оставалась фактически неизменной. Что представляет непосредственный интерес для нас, так это то, что за тот же самый период произведение «мощность – задержка» произошло главным образом как побочный продукт процесса масштабирования. Поскольку в современную информационную эру микроэлектроника является наиболее важной технологией, учеными всего мира много внимания было уделено

пределам этого масштабирования, которые могут ограничиваться величиной удельной рассеиваемой мощности, что было отмечено в первой главе. Рассмотрим различные ограничения, которые налагаются на «масштабированные» приборы.

Исследователи начали размышлять о физических пределах масштабирования БИС еще в 1983 г. Позже были рассмотрены основные физические ограничения в МОП-приборах и способы, которыми эти ограничения можно учесть при масштабировании геометрических размеров приборов. При определении конструктивно-технологических ограничений маломощной конструкции важно учесть различные аспекты – от фундаментальных физических законов до практических соображений. Имеется четыре главных принципа построения маломощной конструкции:

- использование минимально возможного напряжения питания;
- использование наименьшей геометрии приборов;
- использование параллелизма и конвейерности обработки информации для снижения необходимой частоты работы;
- управление мощностью путем отключения источника питания, когда система простаивает (введение «спящего» режима).

Определена иерархия подобных ограничений, которая имеет пять уровней: фундаментальные ограничения, материал, прибор, схема и системы. На каждом уровне в свою очередь имеются два типа ограничений: теоретические и практические. Надо отметить, что основные ограничения – фундаментальные – не зависят от типа приборов, вида материалов и конструктивно-схемотехнических решений, а вытекают из базовых законов термодинамики, квантовой механики и электромагнетизма. Одно из ограничений необходимо иметь в любом узле микросхемы с эквивалентным резистором R , соединенным с шиной «земли», превышение мощности информационного сигнала P_c над эффективной мощностью помехи P_n . Это превышение должно подчиняться действию следующего выражения:

$$P_c = \gamma P_n = \gamma \frac{e_n^{-2}}{4} \frac{1}{R} = \frac{4kTRB}{4} \frac{1}{R} = \gamma kTB, \quad (4.20)$$

где $\gamma \geq 1$ – некоторый постоянный коэффициент;

- e_n^2 – среднеквадратичное напряжение на эквивалентном резисторе на «разорванной» схеме;
- k – постоянная Больцмана;
- T – абсолютная температура;
- B – полоса частот пропускания данного узла.

Исследователи этой проблемы обычно рекомендуют коэффициент $\gamma = 4$. Тогда при $T = 300$ К значение энергии P_c должно быть больше, чем 0,104 эВ. На практике же мощность сигнала в настоящее время намного больше (с коэффициентом приблизительно 10^7).

Квантовый теоретический предел на нижнюю границу мощности проистекает из фундаментального принципа неопределенности Гейзенберга.

Применительно к микроэлектронике его можно переформулировать следующим образом: для того, чтобы иметь возможность измерить энергию (мощность) переключения с временем продолжительностью Δt , величина энергии должна быть больше, чем соотношение $h / \Delta t$, а именно:

$$P \geq \frac{h}{(\Delta t)^2}, \quad (4.21)$$

где h – постоянная Планка.

Фундаментальный предел на основе электромагнитной теории в нашем случае приводит к ограничению скорости распространения высокочастотного импульса по межсоединению до его величины, меньшей чем скорость света в свободном пространстве (C_0):

$$\frac{L}{\tau} < C_0, \quad (4.22)$$

где L – длина критического межсоединения БИС;

τ – время передачи сигнала по этому межсоединению.

Если говорить о материалах и их предельных свойствах, то можно отметить основные характеристики полупроводникового материала, которые определяют свойства созданного прибора, это: подвижность носителей (μ), скорость насыщения носителей (V_s), напряженность электрического поля самоионизации (E_c) и теплопроводность (λ).

Теоретические пределы параметров полупроводникового материала, которые не зависят от структуры и геометрии приборов, могут рассчитываться путем анализа свойств идеального куба нелегированного кремния с размером Δx , который встроен в трехмерную матрицу аналогичных кубов. При этом разность напряжения U_0 на паре противоположных граней каждого куба точно равна значению, необходимому для создания электрического поля, равного напряженности электрического поля самоионизации E_c , т.е. $U_0 / \Delta x = E_c$. Предельные значения энергии переключения (Pt_d) и времени переключения (t_d) можно рассчитать как количество электростатической энергии, сохраненной в этом кубе за время прохождения носителя через куб, пользуясь выражениями

$$Pt_d = E \frac{\varepsilon \varepsilon_0 U_0^3}{2E_c}; \quad t_d > \frac{U_0^3}{\sigma_s E_s} \quad (4.23, \text{ а, б})$$

Фундаментальное ограничение второго уровня для полупроводникового материала проистекает из соображений теплоотвода. Для вывода этого ограничения рассматривается изолированный полупроводниковый прибор, который находится на «идеальном» теплоотводе, который поддерживается при постоянной температуре T_0 . Прибор представляет собой полусферу с радиусом r_s . Мощность или интенсивность переноса энергии от этого прибора к радиатору при использовании закона Фурье для теплопроводности может быть представлена в виде

$$P = \frac{Q}{t_d} = -\lambda A \frac{dt}{dx} = -\lambda \pi (\sigma_s t_d)^2 \left(-\frac{\Delta t}{\sigma_s t_d} \right) = \pi \lambda \sigma_s \Delta T t_d, \quad (4.24)$$

где λ – теплопроводность полупроводникового материала,
 A – площадь поверхности, через которую протекает тепло,
 dt/dx – градиент температуры.

Конкретное практическое приложение вышеприведенного ограничения к микроэлектронным приборам состоит в сравнении применимости GaAs и Si для маломощных сфер применений. Используя известные константы, полученное значение P/t_d оказывается равным 0,21 Вт/нс для кремния и 0,69 Вт/нс для GaAs. Это показывает, что в то время, как GaAs имеет преимущества по быстродействию по сравнению с кремнием, он должен отводить в три раза больше тепла при том же времени переключения. И, наконец, последнее упомянутое выше фундаментальное ограничение (по материалу межсоединений) проистекает из соображений конечной скорости света (c_0). Время распространения сигнала через межсоединение длиной L материала с относительной диэлектрической постоянной ε должно удовлетворять очевидному соотношению

$$t_d \geq \frac{L}{c_0 / \sqrt{\varepsilon}}. \quad (4.25)$$

4.5.6 Конструктивно-технологические ограничения при проектировании маломощных КМОП БИС

Наиболее важная характеристика МОП-транзистора – его минимально допустимая эффективная длина канала L_{\min} . Приборы на МОП-полевых транзисторах с малой эффективной длиной канала демонстрируют нежелательные эффекты «короткого» канала. Для того, чтобы получить минимальную длину канала без нежелательных эффектов, необходимо уменьшить толщину подзатворного окисла (d_{ox}) и глубины перехода «исток – сток» (X_j). Уменьшение (d_{ox}) приводит к увеличению туннельных токов утечки, а снижение (X_j) приводит к увеличению паразитной проводимости исток-сток. Эффекты короткого канала в МОП-транзисторах могут управляться путем использования каналов с более низкой концентрацией примеси и «резкими» обратными профилями легирования. В частности, использование сдвоенных затворов на двух сторонах канала является эффективным приемом для управления эффектами короткого канала. Проведенный анализ шести различных структур комбинаций МОП-транзисторов с мелкими и глубокими переходами и однородными и каналами с низкой концентрацией примеси для случаев объемных МОП полевых транзисторов и МОП-транзисторов на КНИ с одним и сдвоенным затвором показал возможность объемного МОП-транзистора с обратным профилем канала и мелким переходом с длиной канала в 50 нм и МОП-транзистора с двойным затвором или дельта с длиной канала в 25 нм.

Кроме длины канала, важными параметрами для управления эффектами короткого канала являются толщина слоя окисла и его электрическая

проницаемость. На этот факт, в частности, указывает выражение для порогового напряжения.

Ток утечки прибора на МОП-транзисторах и его общая надежность подвержены влиянию и ряда других эффектов, например, сквозным обеднением канала, снижению потенциального барьера исток – подложка, вызванного ударной ионизацией в ОПЗ сток – подложка и появлению большого тока подложки, что также необходимо учитывать для определения ограничений использования короткоканальных МОП-транзисторов.

Энергия, переносимая во время процесса переключения, сохраняется на затворе полевого МОП-транзистора до завершения переключения, поэтому выражения для оценки минимальной эффективной длины канала можно преобразовать в ограничение на величину энергии переключения, задаваемое в виде

$$E = \frac{1}{2} C_0 L_{\min}^2 U_0^2 \quad (4.26)$$

Тогда

$$\left\{ \begin{array}{l} E = P t_d = P \frac{L_{\min}}{v_{sat}} \\ P = \frac{1}{2} (C_0 L_{\min}) \frac{U_0^2}{L_{\min}^2} v_{sat}^3 t_d^2 \end{array} \right\} \quad (4.27)$$

Если минимальные времена переключения, соответствующие предельным возможностям материала и конструкции прибора, рассчитываются для одинаково консервативных величин L_{\min} и d_{ox} равных 100 нм и 3 нм, соответственно, то можно показать, что разница между ними невелика. Это доказывает, что конструктивные пределы для прибора на МОП-транзисторах уже приближаются к пределам кремния как основного материала.

На уровне приборно-технологического представления межсоединения БИС могут моделироваться как каноническая распределенная сеть «сопротивление – емкость». Когда такая сеть управляется идеальным источником напряжения, который формирует функцию одиночной ступеньки, то 90 % времени переключения сети характеризуется выражением

$$r = RC = R_s C_s L^2, \quad (4.28)$$

где R_s – поверхностное сопротивление проводника, в омах на квадрат;

C_s – поверхностная емкость, в фарадах на см^2 ;

L – длина межсоединения.

Это выражение характеризует ограничение минимального времени отклика межсоединения при заданной длине.

Литература

- 1 «Элементы интегральных схем. Физические основы» Б. С. Колосницын, Минск, БГУИР, 2001 г.
- 2 «Электронные приборы на арсениде галлия» В. В. Старосельский, Москва, МИЭТ, 1997.
- 3 «Мощные и СВЧ полупроводниковые приборы» Б. С. Колосницын, Минск БГУИР, 2008 г.
- 4 «Физика силовых биполярных и полевых транзисторов» Блихер А., Л.: «Энергоатомиздат», 1986 г.
- 5 «Проектирование интегральных микросхем с пониженным энергопотреблением» Л. И. Белоус, В. А. Емельянов, В. С. Сякерский, Минск, «Интегралполиграф», 2009 г.

Учебное издание

**Колосницын Борис Сергеевич
Гапоненко Николай Васильевич**

**ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ
И ЭЛЕМЕНТЫ ИНТЕГРАЛЬНЫХ
МИКРОСХЕМ**

В 2-х частях

Часть 2

***РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПОЛЕВЫХ
ТРАНЗИСТОРОВ***

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

Редактор
Корректор
Компьютерная верстка

Подписано в печать Формат 60x84 11/6 Бумага офсетная. Гарнитура таймс.
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. Л. 4,2 Уч.-изд. л. Тираж 100 Заказ 357

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и
радиоэлектроники»
220013, Минск, П. Бровки,6