ФОТОЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.382 PACS: 85.30.De

Учет заряда поверхностных состояний в компактной модели МОП-транзистора для БИС считывания охлаждаемых фотоприемных устройств

Ю. А. Якимов, И. С. Мощев, С. И. Диденко

В работе представлена компактная модель МОП-транзистора для криогенных температур на основе линеаризации инверсионного заряда. В базовую электростатику ядра модели включено влияние заряда поверхностных состояний с экспоненциальным энергетическим распределением, зависящего от напряжения. Выведены уравнения для тока канала и полных зарядов для квазистатической динамической модели через инверсионный заряд. Точность модели была подтверждена с помощью приборно-технологического моделирования в TCAD.

Ключевые слова: МОП-транзистор, криогенная температура, БИС считывания, фотоэлектроника, компактная модель, поверхностные состояния, низкотемпературная электроника, приборно-технологическое моделирование.

Ссылка: *Якимов Ю. А., Мощев И. С., Диденко С. И.* // Успехи прикладной физики. 2019. Т. 7. № 6. С. 560.
Reference: Yu. A. Yakimov, I. S. Moshchev, and S. I. Didenko, Usp. Prikl. Fiz. **7** (6), 560 (2019).

Введение

Кремниевые большие интегральные схемы (БИС) считывания, изготовленные по КМОП-технологии, являются составной частью фотоприёмных устройств. В зависимости от применения, например, в гибридных приборах инфракрасного диапазона, условия работы могут быть экстремальными, такими как криогенные температуры, высокие дозы радиации, повышенные требования наработки на отказ [1–6]. Проектирование надежных и производительных схем методом проб и ошибок требует производства тестовых образцов, что увеличивает стоимость и сроки разработки, а также и вероятность ошибок. Поэтому наличие уточненных моделей для условий низкой температуры может решить данную проблему. В настоящее время в связи с повышенным интересом к квантовым вычислениям возрос и интерес к разработке низкотемпературных компактных моделей полупроводниковых приборов [7, 8]. Одним из эффектов, ограничивающих качество работы МОП-транзисторов при криогенных температурах, является значительно меньшее значение подпорогового наклона в сравнении с теоретическим. Как показано в работе [7], при умеренных криогенных температурах (выше 40 К) физическим механизмом, объясняющим это явление, служит наличие поверхностных состояний или ловушек. Их природа уже достаточно подробно исследована [9], но точные модели для их описания неоптимальны для компактных моделей. Аналитические компактные модели могут быть построены множеством способов [10], но самым оптимальным по сложности, скорости работы и

Якимов Юрий Александрович[1,2], инженер 2 кат.
Мощев Иван Сергеевич[1], нач. дизайн-центра.
Диденко Сергей Иванович[2], зав. кафедрой, к.ф.-м.н.
[1] АО НПО «Орион».
Россия, 111538, Москва, ул. Косинская, 9.
E-mail: orion@orion-ir.ru
[2] Национальный Исследовательский Технологический Университет «МИСиС».
Россия, 119049, Москва, Ленинский проспект, 4.

Статья поступила в редакцию 9 декабря 2019 г.

© Якимов Ю. А., Мощев И. С., Диденко С. И., 2019

количеству параметров являются модели на основе линеаризации зарядов.

В данной работе представлен способ учета экспоненциального энергетического спектра ловушек в криогенной компактной модели МОП-транзисторов, сформулированной на основе линеаризации инверсионного заряда.

Влияние заряда поверхностных состояний на электростатику МОП-транзистора

Выражения электростатики транзистора лежат в основе всех современных компактных моделей транзисторов, основанных на известных физических принципах. Зонная диаграмма вертикального сечения *n*-канального МОП-транзистора в произвольной точке вдоль координаты *x* изображена на рис. 1. В реальных структурах всегда имеются дефекты на границе раздела, которые влияют на характеристики прибора.

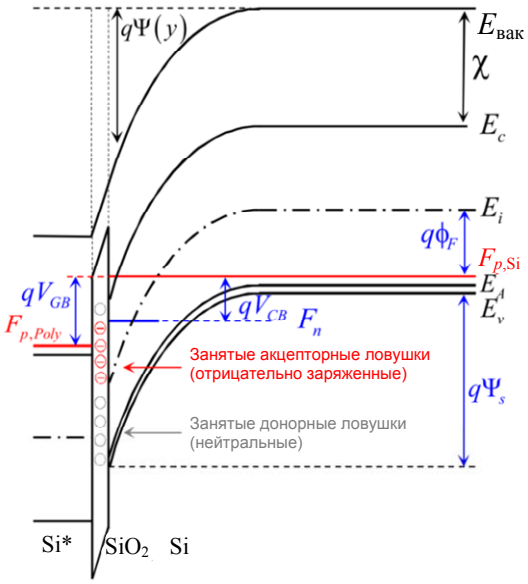

Рис. 1. Зонная диаграмма вертикального сечения канала.

В данном случае показана структура с ионизированными поверхностными ловушками в неравновесных условиях, то есть при разделении квазиуровней Ферми для электронов и дырок. Акцепторные ловушки обычно располагаются в верхней половине запрещенной зоны, и они заряжены отрицательно, когда заняты, и нейтральны, когда свободны. В нижней части находятся донорные ловушки, которые нейтральны, когда заняты, и положительно заряжены, когда свободны. Таким образом, электрический потенциал и квазиуровень Ферми определяют заполнение поверхностных состояний вдоль канала, а также зависимость их заряда от приложенного напряжения на узлы транзистора.

Распределение поверхностных ловушек по энергиям может принимать различную форму. Как правило, равномерное распределение является приближением для упрощения расчетов и представляет собой эффективную среднюю концентрацию. Часто распределение может иметь *U*-образную форму, причем с увеличением ближе к зоне проводимости [11]. Другой разновидностью является экспоненциальное распределение с глубокими уровнями и мелкими хвостами состояний [12, 13]. Также в некоторых случаях достаточно рассмотрения одиночного уровня [7, 14], либо комбинации нескольких уровней ловушек [7]. В большинстве случаев реальное распределение имеет непрерывный спектр, поэтому это более корректно для построения компактной модели.

Основной вклад в подпороговый наклон и сдвиг порогового напряжения вносят глубокие уровни, которые можно выразить аналитически с помощью экспоненциального распределения [13]. На рис. 2 изображено непрерывное экспоненциальное распределение по энергиям для акцепторных поверхностных состояний в запрещенной зоне, которое бывает характерно для канала МОП-транзистора. Как правило, вблизи уровня E_c плотность состояний выше, что может быть учтено с помощью сложения двух экспоненциальных распределений с разным наклоном.

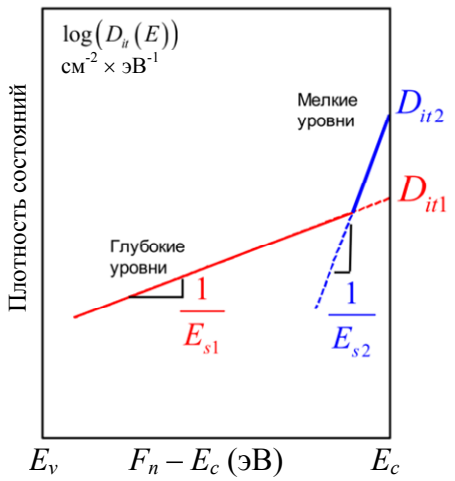

Рис. 2. Энергетическое распределение поверхностных акцепторных ловушек для случая экспоненциального распределения и увеличения их плотности вблизи зоны проводимости.

Если допустить, что в структуре имеются только акцепторные состояния в запрещенной зоне, то концентрация занятых ловушек на поверхности, с помощью которой вычисляется заряд, определяется интегрированием по ширине запрещенной зоны.

$$N_{it} = \int_{E_v}^{F_n} D_{it}\left(E\right) f\left(E\right) dE = \int_{E_v}^{F_n} \frac{D_{it0} e^{\left(E-E_c\right)/E_s}}{1+e^{\left(E-F_n\right)/q\varphi_t}} dE \quad (1)$$

где F_n – квазиуровень Ферми для электронов, E_v – потолок валентной зоны, E_c – уровень дна зоны проводимости, E_s – обратный наклон характеристики в логарифмическом масштабе, q – заряд электрона, $f\left(E\right)$ – функция Ферми-Дирака, D_{it0} – поверхностная концентрация ловушек на дне зоны проводимости, φ_t – тепловой потенциал.

В общем виде решение интеграла имеет сложную и непрактичную для компактных моделей форму, но, как показано в работе [12], для глубоких уровней, интеграл хорошо аппроксимируется с помощью следующего выражения:

$$N_{it} = D_{it0} \frac{\pi q \varphi_t}{\sin\left(\pi q \varphi_t / E_s\right)} e^{\left(F_n - E_c\right)/E_s}. \quad (2)$$

Через раскрытие потенциала концентрация занятых ловушек будет определяться выражением

$$N_{it} = D_{it0} \frac{\pi q \varphi_t}{\sin\left(\pi q \varphi_t / E_s\right)} \times \\ \times \left(e^{q\left(\Psi_s - V_{CB} - \phi_F - 0{,}5E_g\right)/E_s} - e^{q\left(-V_{CB} - \phi_F - 0{,}5E_g\right)/E_s} \right) \quad (3)$$

где Ψ_s – поверхностный потенциал, $V_{CB} = \left(F_{p0} - F_n\right)/q$ – потенциал в канале, равный разделению квазиуровней Ферми дырок и электронов, $\phi_F = \left(E_{i0} - F_{p0}\right)/q$ – потенциал Ферми в нейтральном объеме структуры. Соответственно заряд поверхностных состояний будет определяться произведением элементарного заряда электрона на концентрацию $Q_{it} = -qN_{it}$. Так как в режиме плоских зон как потенциал, так и заряд ловушек равны нулю, то эмпирически в уравнение был добавлен член $\exp\left[q\left(-V_{CB} - \phi_F - 0{,}5E_g\right)/E_s\right]$. Это также улучшает сходимость модели и отвязывает напряжение плоских зон V_{FB} от напряжения на узлах прибора, что обосновано физикой МОП-структуры в условиях равновесия.

Электростатика транзисторов при низкой температуре, когда эффект вымораживания подложки становится существенным, описывается с помощью уравнения Пуассона, в котором заряд определяется концентрацией подвижных носителей [7]:

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial y^2} = -\frac{q}{\varepsilon_{Si}} \left[\begin{array}{l} p_0 e^{-\Psi(y)/\varphi_t} - \\ -\dfrac{N_A}{1+g_a e^{\left(E_{A0}-F_{p0}\right)/q\varphi_t} e^{-\Psi(y)/\varphi_t}} - \\ -n_0 e^{\left(\Psi(y)-V_{CB}\right)/\varphi_t} \end{array} \right], \quad (4)$$

где $\Psi = \left(E_F - E_i\right)/q$ – электростатический потенциал, определенный относительно середины запрещенной зоны, y – координата в вертикальном направлении, ε_{Si} – диэлектрическая постоянная для кремния, E_{A0} – уровень акцепторной примеси в квазинейтральной области, $g_a = 4$ – фактор вырождения для дырок, N_A – концентрация акцепторной примеси в подложке. Интегрирование этого уравнения по глубине дает решение для поверхностного потенциала Ψ_s и поверхностного заряда в полупроводнике $Q_c^{'}$. Уравнение баланса зарядов и потенциалов позволяет определить зависимость состояния на поверхности полупроводника от приложенных напряжений.

$$V_{GB} = \Psi_s + V_{FB} - \frac{Q_c^{'}}{C_{ox}^{'}} - \frac{Q_{it}^{'}}{C_{ox}^{'}}, \quad (5)$$

где $V_{FB} \equiv \Phi_{MS}\left(N_A, T\right) - Q_{ox}^{'} / C_{ox}^{'} + \Delta_{FO}\left(N_A, T\right)$ – напряжение плоских зон, которое определяется разностью работ выхода $\Phi_{MS}\left(N_A, T\right)$ и встроенным зарядом в диэлектрике $Q_{ox}^{'}$, $\Delta_{FO}\left(N_A, T\right)$ – поправочный коэффициент зависящий от температуры и концентрации примеси, аппроксимирующий эффект вымо-

раживания подложки. Как было показано в статье [15], эффект вымораживания подложки приводит к образованию инверсионного заряда при несколько бóльших напряжениях на затворе. Также он не изменяет подпорогового наклона и не имеет существенного влияния на электростатику канала в сильной инверсии. Более того, электрическое поле в канале приводит к достаточно быстрой ионизации примесей в канале, что нивелирует вымораживание уже для напряжений выше напряжения плоских зон всего на несколько десятков милливольт. Исходя из физического смысла, данный коэффициент может являться потенциалом ионизации $\Delta_{FO}\left(N_A,T\right)=\varphi_t \ln\delta$, который определяется из степени ионизации примеси в равновесных условиях $\delta = N_{A0}^{-}/N_A$, где N_{A0}^{-} – концентрация ионизированной примеси. Данный параметр нетрудно найти по известному положению уровня Ферми, способ вычисления которого для уточненной при низких температурах компактной модели на основе заряда приведен в работе [15].

На рис. 3 показана зависимость потенциала ионизации от температуры и разных концентрациях примеси в подложке [15]. Также рассмотрено два случая: при постоянной энергии активации примеси и являющейся функцией концентрации примеси. Если требуется дальнейшее увеличение скорости работы компактной модели, то поправочный коэффициент можно сделать подгоночным параметром и аппроксимировать линейной или квадратичной функцией температуры.

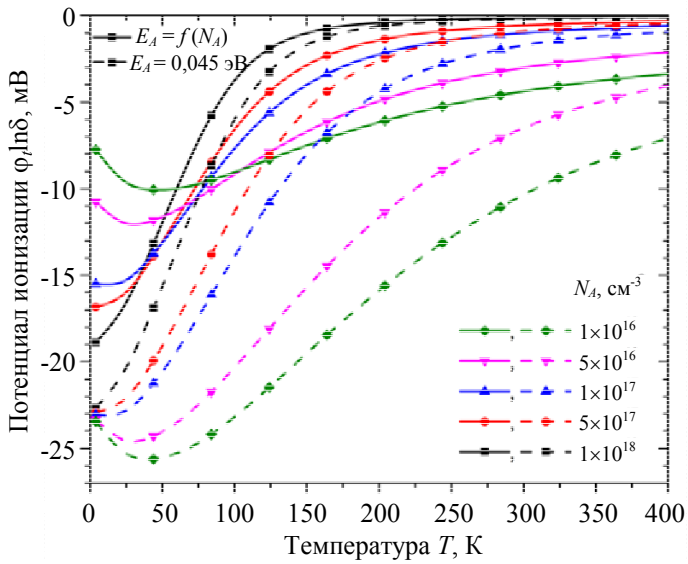

Рис. 3. Зависимость потенциала неполной ионизации в транзисторе от температуры для разных уровней легирования (1×10^{16} – 1×10^{18} см$^{-3}$) подложки p-типа.

Совместно решая уравнения (4) и (5), можно вывести уравнение поверхностного потенциала, которое является основой большинства современных компактных моделей транзисторов.

$$\frac{\left(v_{gb}-v_{fb}-\psi_s-q_{it}\right)^2}{\gamma_n^{\,2}}=e^{\psi_s-\left(2\phi_f+v_{cb}\right)}+e^{-\psi_s}-$$
$$-e^{-\left(2\phi_f+v_{cb}\right)}-1+\psi_s\left(1-e^{-\left(2\phi_f+v_{cb}\right)}\right). \qquad (6)$$

В данном уравнении все переменные представлены в нормированном безразмерном виде: $q_{it}=Q'_{it}\big/\left(-\varphi_t C'_{ox}\right)$, $\psi_s=\Psi_s/\varphi_t$, $v_{cb}=V_{CB}/\varphi_t$, $\phi_f=\phi_F/\varphi_t$, $\gamma_n=\gamma\big/\sqrt{\varphi_t}$ – коэффициент подложки.

Классический упрощенный подход определения влияния поверхностных состояний состоит в добавлении в некоторые из выражений их емкости как подгоночного эмпирического параметра, который изменяет подпороговый наклон ВАХ. В полученном выражении (6) заряд поверхностных состояний q_{it} зависит от поверхностного потенциала и разделения квазиуровней Ферми, то есть приложенных напряжений на узлы транзистора. Таким образом, он влияет на электростатику в более общем виде.

Во всем диапазоне напряжений уравнение (6) эффективно решается методом Ньютона за несколько итераций, а именно $\psi_{s,i+1} = \psi_{s,i} - \dfrac{F}{dF/d\psi_s}$. Функция F определяется в виде

$$F = \left(v_{gb} - v_{fb} - \psi_s - q_{it}\right)^2 - \\ -\gamma_n^{\,2}\left[\begin{array}{l} e^{\psi_s - \left(2\phi_f + v_{cb}\right)} + e^{-\psi_s} - \\ -e^{-\left(2\phi_f + v_{cb}\right)} - 1 + \psi_s\left(1 - e^{-\left(2\phi_f + v_{cb}\right)}\right) \end{array}\right]. \quad (7)$$

Её производная $dF/d\psi_s$ соответственно равна

$$\frac{dF}{d\psi_s} = \gamma_n^{\,2}\left[e^{-\psi_s} - e^{\psi_s - \left(2\phi_f + v_{cb}\right)} - \psi_s\left(1 - e^{-\left(2\phi_f + v_{cb}\right)}\right)\right] - \\ -2\left(v_{gb} - \psi_s - q_{it}\right)\left(1 + \frac{dq_{it}}{d\psi_s}\right) \quad (8)$$

$$\frac{dq_{it}}{d\psi_s} = \frac{\pi q^2 D_{it0}}{C'_{ox}\varepsilon_s \sin\left(\pi/\varepsilon_s\right)} e^{\left(\psi_s - v_{cb} - \phi_f - 0.5\varepsilon_g\right)/\varepsilon_s},$$

где ε_g – ширина запрещенной зоны и ε_s – наклон энергетического распределения ловушек, нормированные на произведение теплового потенциала и заряда электрона $q\varphi_t$.

На рис. 4 показаны рассчитанные с помощью компактной модели зависимости поверхностного потенциала от напряжения на затворе в сравнении с численным двумерным моделированием в системе приборно-технологического проектирования TCAD (Technology Computer-Aided Design). Характеристики получены для нескольких концентраций акцепторных ловушек, и в обоих случаях они имели экспоненциальный энергетический спектр с обратным наклоном E_s = 0,2 эВ. Результаты показывают хорошее согласование с расчётами в TCAD. При увеличении концентрации акцепторных поверхностных состояний наблюдается смещение области перехода из слабой инверсии в режим сильной инверсии, то есть к более высоким напряжениям, а также уменьшение наклона. Это приводит к увеличению порогового напряжения и снижению подпорогового наклона, что будет продемонстрировано на вольт-амперных характеристиках.

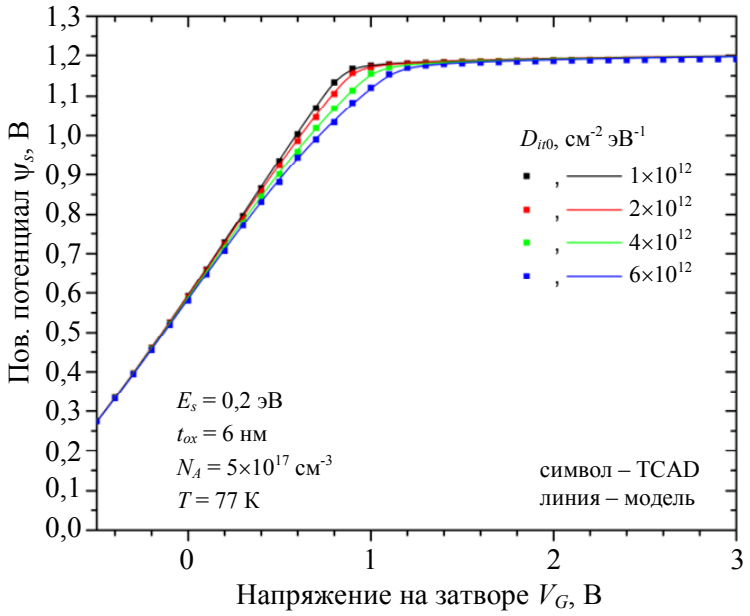

Рис. 4. Зависимость поверхностного потенциала для разных концентраций поверхностных состояний.

Модель тока канала и обсуждение результатов

Допуская справедливость дрейфово-диффузионного транспорта в канале и выражая каждую составляющую тока через потенциал и поверхностный удельный заряд, можно получить выражение для тока [10]:

$$I_{DS} = \mu W\left(-Q_i^{'}\right)\frac{d\Psi_s}{dx} + \mu W \varphi_t \frac{dQ_i^{'}}{dx}, \quad (9)$$

где W – ширина канала транзистора, μ – подвижность носителей заряда в канале, $Q_i^{'}$ – удельный заряд подвижных носителей заряда в канале, x – координата вдоль канала.

Одной из самых важных концепций, лежащих в основе компактных моделей для МОП-транзисторов, является линеаризация заряда. При выводе различных выражений статической и динамической модели необходимо проводить интегрирование вдоль канала. Вычисление интегралов значительно упрощается, если аппроксимировать инверсионный заряд в области сильной инверсии с помощью линейной функции [15, 16]:

$$Q_i' = nC_{ox}'\left(\Psi_s - \Psi_{sa}\right) \qquad (10)$$

где n – коэффициент наклона, ψ_{sa} – потенциал отсечки.

Коэффициент наклона для линеаризации инверсионного заряда можно определить с помощью наклона секущей объемного заряда из потенциала отсечки к точке области сильной инверсии [15]:

$$n = 1 + \frac{\gamma_n}{\sqrt{\psi_{sa}} + \sqrt{2\phi_f}}. \qquad (11)$$

Потенциал отсечки ψ_{sa} в простом случае вычисляется как точка, где не только инверсионный заряд, но и заряд поверхностных ловушек стремится к нулю. Тогда имеем выражение:

$$\psi_{sa} = \left[\sqrt{\frac{\gamma_n^{\,2}}{4} + v_{gb} - v_{fb}} - \frac{\gamma_n}{2}\right]^2. \qquad (12)$$

С помощью определения коэффициента наклона, а именно, $dq_i/d\psi_s = -n$, можно заменить потенциал в качестве переменной интегрирования на заряд, тогда ток в дифференциальной форме будет выражаться в виде функции подвижного заряда:

$$I_{DS} = -\frac{W}{L}\mu C_{ox}'\varphi_t^{\,2}\left(1 + \frac{q_i}{n}\right)\frac{dq_i}{d\xi}, \qquad (13)$$

где L – длина канала, $\xi = x/L$ – координата вдоль канала, нормированная на его длину, q_i – инверсионный заряд, нормированный на единичный удельный заряд $Q_0' = -\varphi_t C_{ox}'$. Проведя интегрирование вдоль канала, можно получить выражение для тока в простом виде, которое является непрерывной функцией во всех режимах работы МОП-транзистора:

$$I_{DS} = \frac{W}{L}\mu C_{ox}'\varphi_t^{\,2}\Delta qH, \qquad (14)$$

где W – ширина канала транзистора, $\Delta q = q_s - q_d$ и $q_{s(d)}$ – нормированный инверсионный заряд на истоке и стоке; $H = \frac{q_{ia}}{n} + 1$, где $q_{ia} = \left(q_s + q_d\right)/2$ – средний заряд подвижных носителей в канале.

Величину заряда на стоке и истоке можно найти с помощью полученного поверхностного потенциала на стоке и истоке $\psi_{ss(d)}$ из уравнения (6), решения уравнения Пуассона и приближения поверхностного заряда, которое позволяет рассматривать заряд в полупроводнике, как сумму инверсионного и объемного зарядов.

$$q_{s(d)} = \gamma_n \frac{P_{s(d)}}{\sqrt{P_{s(d)} + D_{s(d)}} + \sqrt{D_{s(d)}}}, \qquad (15)$$

где $P_{s(d)}$ и $D_{s(d)}$ определяются как

$$P_{s(d)} = e^{\psi_{ss(d)} - \left(2\phi_f + v_{cb}\right)} - e^{-\left(2\phi_f + v_{cb}\right)}\left(1 + \psi_{ss(d)}\right),$$
$$D_{s(d)} = e^{-\psi_{ss(d)}} + \psi_{ss(d)} - 1. \qquad (16)$$

Такая форма записи уравнения имеет хорошую численную стабильность, что является важным критерием как для низкотемпературной модели, так и для сходимости симулятора электрических схем в целом.

Для подтверждения правильности полученных выражений было проведено двумерное численное моделирование длинноканального МОП-транзистора с каналом n-типа (W = = 10 мкм, L = 10 мкм) в TCAD. На рис. 5 показаны вольт-амперные характеристики транзистора в режиме насыщения (V_{DS} = 3 В), рассчитанные с помощью компактной модели и системы дифференциальных уравнений в TCAD. В обоих случаях использовался одинаковый набор физических моделей. Результаты получены для температуры жидкого азота (T = 77 К) для нескольких энергетических распределений концентрации поверхностных ловушек, в которых менялся параметр их плотности на дне зоны проводимости D_{it0}. Как видно из сравнения, аналитическая мо-

дель дает хорошее совпадение с данными TCAD в широком диапазоне изменения концентрации поверхностных ловушек. При росте их концентрации одновременно увеличивается и количество захваченных электронов, что приводит к увеличению порогового напряжения. Один из важных аспектов, проявляющийся на больших концентрациях быстрых состояний, а именно, снижение подпорогового наклона корректно рассчитывается с помощью разработанной компактной модели.

На рис. 6 показано сравнение семейства вольт-амперных характеристик при высокой плотности поверхностных состояний D_{it0} = $= 4\times10^{12}$ см$^{-2}$ эВ$^{-1}$ для нескольких отрицательных напряжений на подложке, полученное с помощью модели и TCAD. В таком режиме эффект подложки выражается в увеличении порогового напряжения. При включении влияния поверхностных ловушек в форме (3) вместе с линеаризацией модель показывает хорошие результаты как в слабой, так и в сильной инверсии, при этом сохраняя непрерывность и симметричность характеристик.

На рис. 7 показано другое семейство вольт-амперных характеристик при той же концентрации ловушек. Результаты получены при различных напряжениях на истоке, и в данном случае модель показывает очень хорошее совпадение с моделированием в TCAD. Здесь также проявляется эффект подложки, но образование инверсионного слоя происходит при значительно бóльших напряжениях. При низких напряжениях на затворе канал находится в глубоком обеднении, и при дальнейшем увеличении напряжения на истоке возможен переход в режим аккумуляции, то есть полного отсутствия инверсионного слоя.

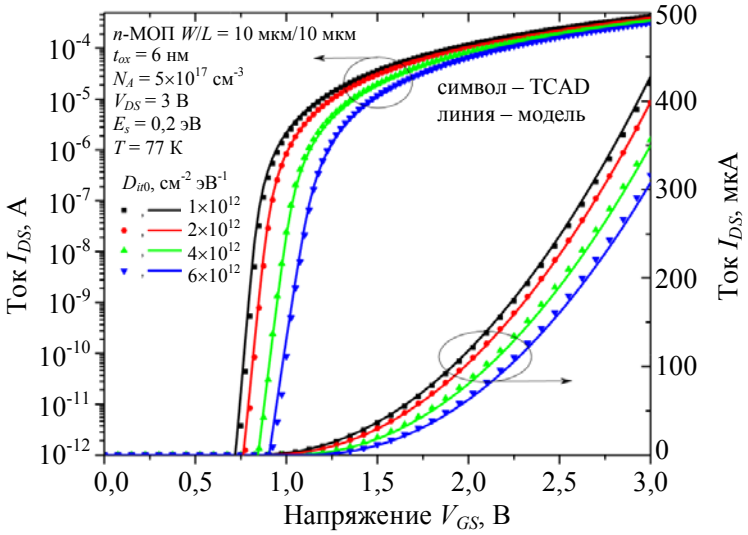

Рис. 5. Вольт-амперные характеристики в режиме насыщения (V_{DS} = 3 В), полученные с помощью модели и TCAD для разных концентраций поверхностных состояний.

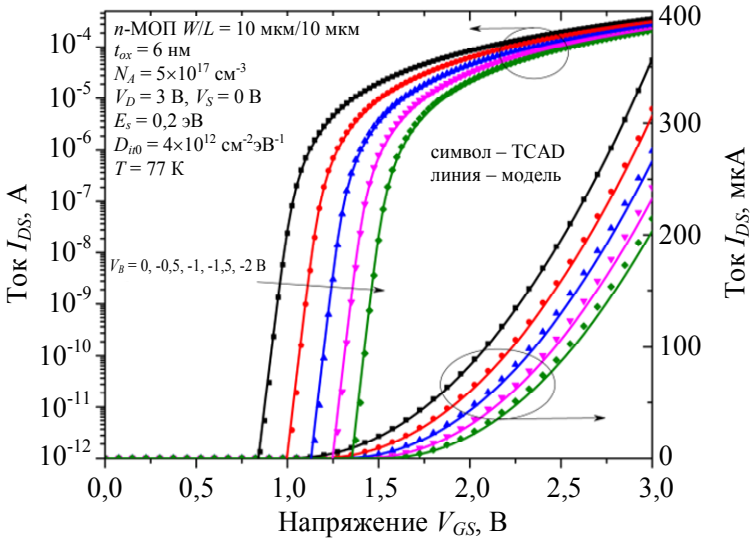

Рис. 6. Вольт-амперные характеристики в режиме насыщения (V_{DS} = 3 В), полученные с помощью модели и TCAD для разных напряжений на подложке транзистора.

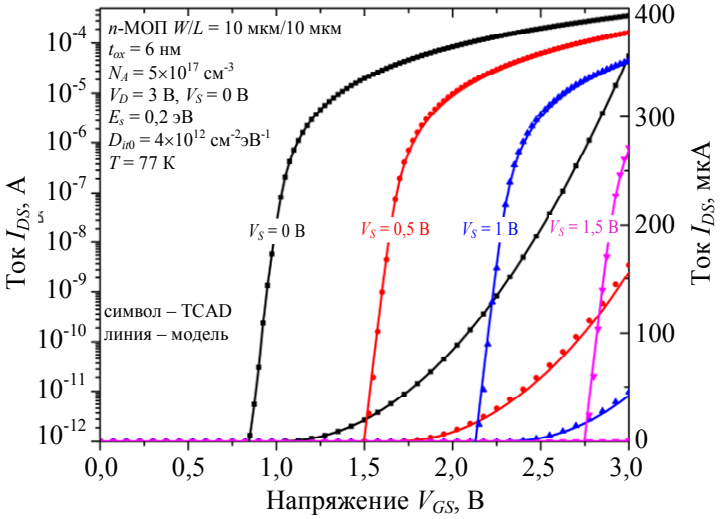

Рис. 7. Вольт-амперные характеристики в режиме насыщения (V_{DS} = 3 В), полученные с помощью модели и TCAD для разных напряжений на истоке.

Динамическая модель и обсуждение результатов

Динамическая модель транзистора определяется с помощью внутренних дифференциальных емкостных коэффициентов, которые выражаются через заряды, ассоциированные с каждым узлом [10]. Эти заряды определяются интегрированием локального заряда в канале вдоль длины. Определение зарядов по методу Уарда-Даттона является стандартным способом построения динамической модели при допущении квазистатического режима работы транзистора и постоянной подвижности в канале [10]. Для этого метода необходимо найти зависимости заряда или потенциала от координаты вдоль канала.

Проинтегрировав от координаты среднего заряда ξ_a до произвольной точки канала ξ, получим выражение

$$I_{DS}\int_{\xi_a}^{\xi} d\xi = -\frac{W}{L}\mu C'_{ox}\varphi_t^2\int_{q_{ia}}^{q_i}\left(1+\frac{q_i}{n}\right)dq_i. \qquad (17)$$

Заменяя в (9) заряд на новую переменную $s = q_i - q_{ia}$, можно вывести

$$\xi = \xi_a - \frac{s}{\Delta q} - \frac{s^2}{2n\Delta qH}. \qquad (18)$$

Это выражение позволяет найти обратную производную заряда по координате, которая будет соответственно равна

$$\frac{d\xi}{ds} = -\left(\frac{1}{\Delta q}+\frac{s}{n\Delta qH}\right). \qquad (19)$$

Со стороны истока координата $\xi = 0$ и предел интеграла $s_s = \frac{\Delta q}{2}$. Подставляя это условие в (17), можно найти значение координаты среднего заряда в канале транзистора.

$$\xi_a = \frac{1}{2}+\frac{\Delta q}{8nH}. \qquad (20)$$

Таким образом, все члены уравнения (18) известны, что дает явную функцию, связывающую координату ξ и инверсионный заряд через переменную s.

$$\xi = \frac{1}{2}+\frac{\Delta q}{8nH}-\frac{s}{\Delta q}-\frac{s^2}{2n\Delta qH}. \qquad (21)$$

Полный инверсионный заряд можно найти, проинтегрировав его вдоль канала:

$$Q_I = WQ'_0\int_0^L q_i dx = WLQ'_0\int_0^1 q_i d\xi. \qquad (22)$$

Используя полученное выражение для производной $d\xi/ds$, можно сделать замену переменной и найти интеграл вдоль канала.

$$Q_I = -WLQ'_0\int_{\Delta q/2}^{-\Delta q/2}\left(\frac{1}{\Delta q}+\frac{s}{n\Delta qH}\right)\left(q_{ia}+s\right)ds = \\ = WLQ'_0\left(q_{ia}+\frac{\Delta q^2}{12Hn}\right). \qquad (23)$$

Полный объемный заряд определяется аналогично инверсионному заряду.

$$Q_B = WQ'_0\int_0^L q_b dx = WLQ'_0\int_0^1 q_b d\xi \qquad (24)$$

где q_b – нормированный объемный заряд. Используя уравнение (5) и линеаризацию ин-

версионного заряда, можно получить соотношение между объемным и инверсионным зарядом. При подстановке в (23) получим полный объемный заряд.

$$Q_B = WLQ_0^{'}\int_0^1\left(q_{bp} + \frac{1-n}{n}q_i\right)d\xi = \\ = WLQ_0^{'}q_{bp} + \frac{1-n}{n}Q_I, \quad (25)$$

где $q_{bp} = \gamma_n\sqrt{e^{-\psi_{sa}} + \psi_{sa} - 1}$ – нормированный объемный заряд в режиме отсечки, не зависящий от координаты в канале.

Исходя из линейной схемы разделения зарядов Уарда-Даттона, заряд на стоке выражается в виде

$$Q_D = WLQ_0^{'}\int_0^L \frac{x}{L}q_i dx = WLQ_0^{'}\int_0^1 \xi q_i d\xi. \quad (26)$$

Подынтегральная функция содержит координату и заряд инверсионного слоя, и делая подстановку (19) и (21) с заменой переменной, получим выражение:

$$Q_D = WLQ_0^{'}\int_{\Delta q/2}^{-\Delta q/2}\left(\frac{1}{2} + \frac{\Delta q}{8nH} - \frac{s}{\Delta q} - \frac{s^2}{2n\Delta qH}\right)\left(s + q_{ia}\right)\left(-\frac{1}{\Delta q} - \frac{s}{n\Delta qH}\right)ds. \quad (27)$$

Это дает простое аналитическое выражение для полного заряда на стоке.

$$Q_D = WLQ_0^{'}\frac{1}{2}\left(q_{ia} - \frac{\Delta q}{6}\left[1 - \frac{\Delta q}{2Hn}\left[1 + \frac{\Delta q}{10Hn}\right]\right]\right). \quad (28)$$

Заряд истока соответственно будет определен как разность полного инверсионного заряда и заряда стока.

$$Q_S = Q_I - Q_D = \\ = WLQ_0^{'}\frac{1}{2}\left(q_{ia} + \frac{\Delta q}{6}\left[1 + \frac{\Delta q}{2Hn}\left[1 - \frac{\Delta q}{10Hn}\right]\right]\right). \quad (29)$$

Тогда полный заряд на затворе получается из баланса всех зарядов.

$$Q_G = -Q_I - Q_B = -WLQ_0^{'}\left(q_{bp} + \frac{q_{ia}}{n} + \frac{\Delta q^2}{12Hn^2}\right). \quad (30)$$

Когда известны выражения для зарядов на узлах, то все малосигнальные ёмкости находятся из частных производных по соответствующим потенциалам [10]:

$$C_{XY} \equiv \sigma\frac{\partial Q_X}{\partial V_Y}, \ \sigma = \begin{cases} +1, \text{ если } X = Y \\ -1, \text{ если } X \neq Y \end{cases}, \quad (31)$$

где Q_X – полученные ранее полные заряды, относящиеся к стоку, истоку, подложке и затвору, V_Y – соответствующее напряжение на узле.

На рис. 8 изображены вольт-фарадные характеристики (ВФХ) для четырёх из шестнадцати емкостных коэффициентов при изменении напряжения на затворе в сравнении с результатами, полученными в TCAD.

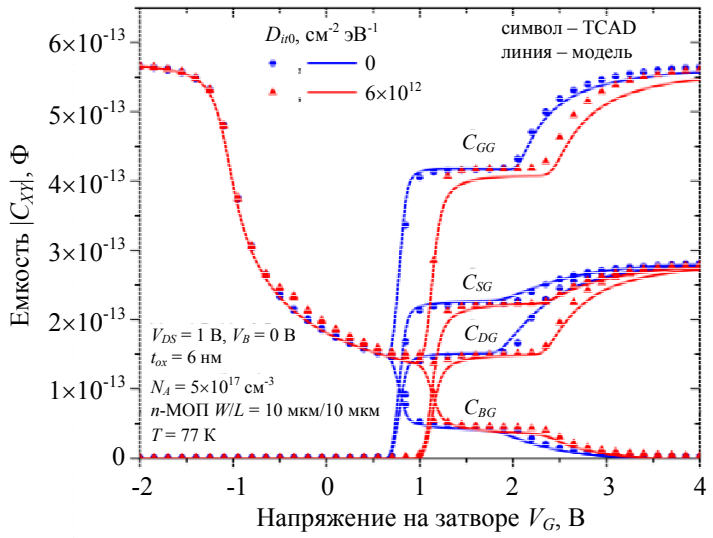

Рис. 8. Вольт-фарадные характеристики нескольких емкостных коэффициентов.

Моделирование в TCAD производилось при низкой температуре $T = 77$ K на частоте 10 МГц, сечение захвата для ловушек равнялось 2×10^{-16} см$^{-2}$. Расчеты производились при наличии только акцепторных состояний, поэтому напряжение плоских зон осталось прежним. В реальных приборах емкость вклад ловушек в ВФХ имеет частотную зависимость, но это отражается только на очень низких рабочих частотах. На типичной частоте работы транзистора емкость ловушек в области обеднения шунтируется, поэтому характеристика имеет вид такой же, как и при отсутствии ловушек. Для демонстрации правильности работы модели заряда быстрых состояний, зависимого от напряжения, ВФХ были получены при напряжении на стоке $V_D = 1$ В. Модель демонстрирует хорошее совпадение с численным двумерным моделированием в TCAD как при отсутствии поверхностных состояний, так и при наличии их высокой плотности. Области перехода из насыщения в линейный режим в компактной модели в случае учета поверхностных состояний более плавные, что связано с выбором коэффициента наклона в упрощенном виде. Также это может объяснять несколько меньшее значение емкости в сильной инверсии, но это отклонение составляет не более 2 % от результатов TCAD. Следует отметить, что компактная модель дает гладкие характеристики для всех коэффициентов во всем диапазоне рабочих напряжений транзистора.

Заключение

В данной работе представлена компактная аналитическая модель МОП-транзистора для криогенных температур на основе линеаризации инверсионного заряда. Помимо эффектов, связанных с низкими температурами, в базовую электростатику ядра модели включено влияние заряда поверхностных состояний, зависящего от напряжения в канале МОП-транзистора.

Было продемонстрировано хорошее согласование вольт-амперных характеристик с данными, полученными в TCAD. Также выведены уравнения полных зарядов для динамической модели, которая демонстрирует корректные и непрерывные зависимости емкостных коэффициентов даже для большой плотности поверхностных состояний.

Модель была внедрена в программу схемотехнического моделирования с помощью языка Verilog-A, ставшего стандартным для разработки компактных моделей.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Das K.* Low Temperature Microelectronics Design for Digital Readout of Single Electron Transistor Electrometry. PhD Thesis. 2013.

2. *Козлов К. В., Патрашин А. И., Бурлаков И. Д., Бычковский Я. С., Дражников Б. Н., Кузнецов П. А.* // Успехи прикладной физики. 2017. Т. 5. № 1. С. 63.

3. *Homulle H.* Cryogenic electronics for the read-out of quantum processors. PhD Thesis. 2019.

4. *Кузнецов П. А., Мощев И. С., Сало В. В., Кощанцев Н. Ф.* // Успехи прикладной физики. 2014. Т. 2. № 6. С. 163.

5. *Patra B., Incandela R. M., Van Dijk J., Homulle H., Song L., Shahmohammadi M., Staszewski R. B., Vladimirescu A., Babaie M., Sebastiano F., Charbon E.* // IEEE J. Solid-State Circuits. 2017. Vol. 53. No. 1. P. 309.

6. *Zhu Z., Kathuria A., Krishna S.G., Mojarradi M., Jalali-Farahani B., Barnaby H., Wu W., Gildenblat G.* // Electronics Letters. 2011. Vol. 47. No. 2. P. 141.

7. *Beckers A., Jazaeri F., Enz C.* // IEEE Transactions on Electron Devices. 2018. Vol. 65. No. 9. P. 3617.

8. *Homulle H., Song L., Charbon E., Sebastiano F.* // IEEE Journal of the Electron Devices Society. 2018. Vol. 6. P. 2168.

9. *Nicollian E. H., Brews J. R.* MOS (Metal Oxide Semiconductor) Physics and Technology. – Springer, 1982.

10. *Tsividis Y., McAndrew C. C.* Operation and Modeling of the MOS Transistor (3rd ed.). – Oxford University Press, 2010.

11. *Esqueda I.* Modeling of Total Ionizing Dose Effects in Advanced Complementary Metal-Oxide-Semiconductor Technologies. PhD Thesis. 2011.

12. *Shur M., Hack M.* // Journal of Applied Physics. 1984. Vol. 55. No. 10. P. 3831.

13. *Miura-Mattauscha M., Miyamotoa H., Kikuchiharaa H., Maitia T. K., Rohbanib N., Navarroa D., Mattausch H. J.* // Microelectronics Reliability. 2018. Vol. 80. P. 164.

14. *Jazaeri F., Zhang C., Pezzotta A., Enz C.* // IEEE Journal of the Electron Devices Society. 2017. Vol. 6. P. 85.

15. *Якимов Ю. А., Мощев И. С., Диденко С. И.* // Успехи прикладной физики. 2019. Т. 7. № 3. С. 277.

16. *Enz C. C., Vittoz E. A.* Charge-Based MOS Transistor Modeling: The EKV Model for Low-Power and RF IC Design. – Wiley, 2006.

PACS: 85.30.De

Compact modeling of interface trap states in MOS transistors for low temperature readout integrated circuits

Yu. A. Yakimov[1,2], I. S. Moshchev[1], and S. I. Didenko[2]

[1] Orion R&P Association, JSC
9 Kosinskaya st., Moscow, 111538, Russia
E-mail: orion@orion-ir.ru

[2] National University of Science and Technology MISIS
4 Leninsky Prospect, Moscow, 119049, Russia

Received December 9, 2019

This paper presents a physics-based analytical compact model for MOS transistors operating at cryogenic temperature, the model is based on inversion charge linearization. Influence of bias dependent surface traps charge with exponential distribution is included in electrostatics in core of the compact model. The expressions of current and quasistatic dynamic model are derived in terms of inversion charge and results are validated with technology computer-aided design (TCAD) data.

Keyword: MOS-transistor, cryogenic temperature, ROIC, optoelectronics, compact model, surface states, low temperature electronics, TCAD.

REFERENCES

1. K. Das, *Low Temperature Microelectronics Design for Digital Readout of Single Electron Transistor Electrometry*. (PhD Thesis. 2013).

2. K. V. Kozlov, A. I. Patrashin, I. D. Byrlakov, Y. S. Bychkovsky, B. N. Drazhnikov, and P. A. Kyznetsov, Usp. Prikl. Fiz. **5** (1), 63 (2017).

3. H. Homulle, *Cryogenic electronics for the read-out of quantum processors*. (PhD Thesis. 2019).

4. P. A. Kuznetsov, I. S. Moshchev, V. V. Salo, and N. F. Koshantsev, Usp. Prikl. Fiz. **2** (6), 163 (2014).

5. B. Patra, R. M. Incandela, J. Van Dijk, H. Homulle, L. Song, M. Shahmohammadi, R. B. Staszewski, A. Vladimirescu, M. Babaie, F. Sebastiano, and E. Charbon, IEEE J. Solid-State Circuits **53** (1), 309 (2017).

6. Z. Zhu, A. Kathuria, S. G. Krishna, M. Mojarradi, B. Jalali-Farahani, H. Barnaby, W. Wu, and G. Gildenblat, Electronics Letters **47** (2), 141 (2011).

7. A. Beckers, F. Jazaeri, and C. Enz, IEEE Transactions on Electron Devices **65** (9), 3617 (2018).

8. H. Homulle, L. Song, E. Charbon, and F. Sebastiano, IEEE Journal of the Electron Devices Society **6**, 2168 (2018).

9. E. H. Nicollian and J. R. Brews, *MOS (Metal Oxide Semiconductor) Physics and Technology* (Springer. 1982).

10. Y. Tsividis and C. C. McAndrew, *Operation and Modeling of the MOS Transistor (3rd ed.).* (Oxford University Press. 2010).

11. I. Esqueda, *Modeling of Total Ionizing Dose Effects in Advanced Complementary Metal-Oxide-Semiconductor Technologies* (PhD Thesis. 2011).

12. M. Shur and M. Hack, Journal of Applied Physics **55** (10), 3831 (1984).

13. M. Miura-Mattauscha, H. Miyamotoa, H. Kikuchiharaa, T. K. Maitia, N. Rohbanib, D. Navarroa, and H. J. Mattausch, Microelectronics Reliability **80**, 164 (2018).

14. F. Jazaeri, C. Zhang, A. Pezzotta, and C. Enz, IEEE Journal of the Electron Devices Society **6**, 85 (2017).

15. Yu. A. Yakimov, I. S. Moshchev, and S. I. Didenko, Usp. Prikl. Fiz. **7** (3), 277 (2019).

16. C. C. Enz and E. A. Vittoz, *Charge-Based MOS Transistor Modeling: The EKV Model for Low-Power and RF IC Design*. (Wiley, 2006).