

УДК 621.382

## МОДЕЛИРОВАНИЕ НОРМАЛЬНО ЗАКРЫТОГО НЕМТ ТРАНЗИСТОРА НА ОСНОВЕ GaN/AlGaN С $p$ -ЗАТВОРОМ

© 2020 г. В. И. Егоркин<sup>а</sup>, В. Е. Земляков<sup>а</sup>, В. В. Капаев<sup>а, б, \*</sup>, О. Б. Кухтяева<sup>а</sup>

<sup>а</sup>Национальный исследовательский университет “Московский институт электронной техники”,  
Площадь Шокина, 1, Зеленоград, г. Москва, 124498 Россия

<sup>б</sup>Физический институт им. П.Н. Лебедева Российской АН, Ленинский просп., 53, г. Москва, ГСП-1, 119991 Россия

\*e-mail: [kapayvv@lebedev.ru](mailto:kapayvv@lebedev.ru)

Поступила в редакцию 13.04.2020 г.

После доработки 14.05.2020 г.

Принята к публикации 14.05.2020 г.

Проведено численное моделирование характеристик нормально закрытых GaN/AlGaN НЕМТ транзисторов с  $p$ -затвором. Найдены зависимости напряжения открытия от толщины основного AlGaN барьера и дополнительных спейсерного и стоп-слоя AlN. Проанализировано влияние неполной компенсации спонтанного заряда при пассивации на выходные характеристики транзистора. Исследовано влияние величины омического сопротивления истока на величину тока насыщения транзистора. Показано, что при оптимальных параметрах конструкции ток насыщения может достигать 1 А/мм при напряжении на затворе  $V_g \sim 3$  В.

DOI: 10.31857/S0544126920060046

### 1. ВВЕДЕНИЕ

Транзисторы на основе нитридных структур находят все более широкое применение в изделиях современной электронной техники. Наряду с традиционными применениями в мощных СВЧ транзисторах и монолитных интегральных схемах, нитридные структуры нашли применение в высоковольтных мощных приборах. Уникальные свойства нитридных структур, связанные с высокой концентрацией носителей в канале, порядка  $2 \times 10^{13}$  см<sup>-2</sup> и большой шириной запрещенной зоны 3.4 эВ, позволили нитридным транзисторам составить конкуренцию высоковольтным кремниевым и карбид кремниевым приборам [1]. Существенным фактом является возможность использования для изготовления стандартных кремниевых технологических линий. Эти технологии делают производство полевых нитрид галлиевых транзисторов достаточно дешевыми и сравнимыми по стоимости с изготовлением кремниевых транзисторов. Однако классические нитридные транзисторы являются нормально открытыми (D-режим), т.е. ток течет при нулевом напряжении на затворе и подаче рабочих напряжений на стоке. Для применений в цепях высоковольтных сетей это очень неудобно и требует специальных схемотехнических решений и строгой последовательности подачи вначале запирающего напряжения на затвор [2]. Для решения вышеуказанной проблемы разрабатываются нитрид-

ные структуры с нормально-закрытым каналом транзисторов. В литературе представлены несколько способов создания таких транзисторов: обработка во фторсодержащей плазме [3], затравливание барьера под затвором [4], использование  $p$ -легированного затвора [5]. В отличие от нормально открытых транзисторов, нормально закрытые транзисторы гораздо труднее реализовать технологически [6], и в этой работе мы теоретически рассматриваем влияние различных факторов на вольт-амперные характеристики (ВАХ) с целью оценить степень влияния конструктивных и технологических особенностей и облегчить экспериментальный поиск параметров конструкции транзисторов.

Предварительный анализ конструкции гетероструктуры проводился на основании решения статической задачи о распределении носителей заряда в структуре. В рассматриваемых системах канал проводимости формируется в квантовой яме на гетероинтерфейсе GaN/AlN, и в принципе для расчета концентрации носителей в канале требуется решение квантово-механической задачи, но как показано в исследованиях [7, 8] вполне приемлемая точность получается при использовании простейшего подхода, на основе классических уравнений в диффузионно-дрейфовом приближении.

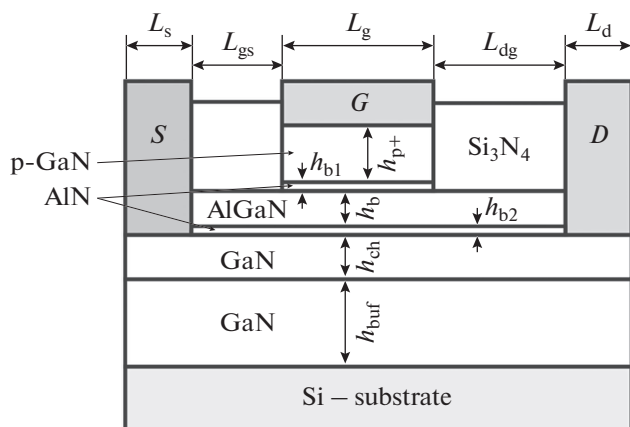


Рис. 1. Конструкция транзистора.

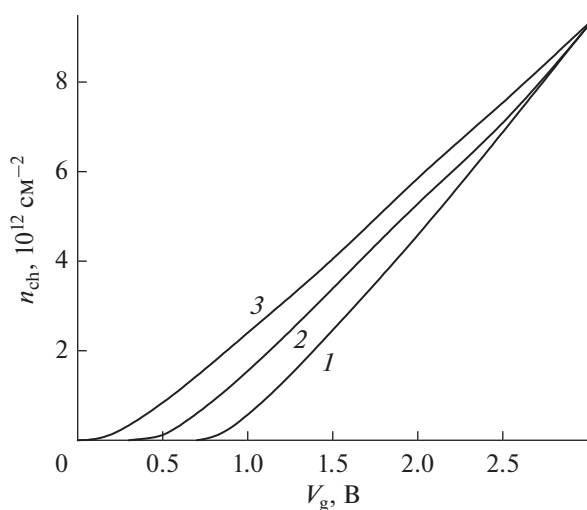


Рис. 2. Зависимость концентрации в канале под затвором  $n_{ch}$  от напряжения на затворе  $V_g$  для  $h_b$  (нм): 1 – 10; 2 – 12; 3 – 14;  $h_{b1} = h_{b2} = 0.5$  нм.

## 2. МОДЕЛЬ УПРАВЛЕНИЯ ЗАРЯДОМ

В качестве основы для нормально закрытого НЕМТ выбираем конструкцию гетероструктуры, в которой барьерный слой AlGaIn ограничен с нижней стороны тонким спейсерным слоем AlN, с верхней стоп-слоем AlN, который, кроме того, позволяет уменьшить токи утечки в затвор [9]. В качестве спейсерного барьера выберем слой AlN, поскольку при этом уменьшается рассеяние носителей на гетероинтерфейсе по сравнению со случаем контакта GaN – твердый раствор AlGaIn. Таким образом, получаем следующую последовательность слоев структуры:  $p^+$  GaN с толщиной  $h_{p+}$  порядка 40 нм, верхний барьер AlN с  $h_{b1} \sim 1$  нм, основной барьер  $Al_xGa_{1-x}N$  с  $h_b \sim 10$  нм и  $x = 0.17$ , спейсерный барьер AlN с  $h_{b2} \sim 1$  нм, область канала GaN толщины  $h_{ch} \sim 20$  нм, буферный слой GaN. При формировании транзистора вне за-

творной области  $p^+$  слой и верхний барьерный AlN слои удаляют, в промежутках между контактами наносят пассивирующий слой  $Si_3N_4$ . В результате конструкция прибора имеет вид, представленный на рис. 1.

Для получения нормально закрытого состояния транзистора толщина основного AlGaIn барьера должна быть достаточно малой даже в ситуации, когда дополнительные барьеры AlN отсутствуют. Их наличие увеличивает (в соотношении  $1/x$ ) эффективную толщину барьера, поэтому величины  $h_{b1}$  и  $h_{b2}$  необходимо выбирать по возможности малыми.

Предварительные оценки можно выполнить, ограничиваясь решением статической одномерной задачи на основе решения уравнения Пуассона. Таким образом можно найти условия реализации нормально закрытого состояния транзистора, оценить пороговое напряжение  $V_{th}$ , при котором формируется канал проводимости. Полученная зависимость концентрации электронов в канале под затвором  $n_{ch}$  от напряжения на затворе  $V_g$  представлена на рис. 2 для трех значений толщины основного барьера  $h_b$  с долей алюминия  $x = 0.17$  и толщинами  $h_{b1} = h_{b2} = 0.5$  нм. Используя линейную аппроксимацию зависимостей  $n_{ch}(V_g)$  на рис. 2, можно оценить пороговое напряжение в 0.1 В для  $h_b = 14$  нм, 0.6 В для  $h_b = 12$  нм и 0.9 В для  $h_b = 10$  нм. Уже при толщине в 15 нм и более транзистор будет нормально открытым. Как видно из рисунка, за исключением припороговой области зависимости  $n_{ch}(V_g)$  близки к линейным. Это позволяет использовать для оценки характеристик транзистора модель управления зарядом [10, 11].

Реализация нормально закрытого состояния транзистора требует достаточно тонких барьерных слоев, в связи с чем возникают повышенные требования к точности воспроизведения параметров структуры. В первую очередь это относится к толщинам барьерных слоев. Особенностью структур на основе GaN является наличие спонтанной поляризации, приводящей к образованию связанных зарядов на границах раздела, в том числе и на внешней границе в промежутках между контактами. Для компенсации этих зарядов на поверхность наносят пассивирующие слои. В принципе компенсация зарядов может быть не полной, и в зависимости от технологии нанесения и состава пассивирующего слоя на границе раздела остаются нескомпенсированные заряды, величина которых, в конечном счете, и будет определять концентрацию носителей в канале между электродами  $n_s$ . В общем случае эта поверхность характеризуется концентрацией и распределением по энергии состояний в запрещенной зоне [12]. Упрощенно ситуация может быть смоделирована введением на поверхности фик-

сированного положительного заряда с поверхностной плотностью  $N_s$  [13]. Величину  $N_s$  при этом можно считать в некотором роде свободным параметром, значение которого определяется из сопоставления результатов расчета с экспериментом. Для нормально открытого транзистора концентрация носителей в канале между электродами высока и результат будет слабо зависеть от  $N_s$ , в нашем же случае из-за малости толщины барьера  $h_b$  влияние степени компенсации зарядов возрастает. Поэтому мы будем проводить расчеты для широкого набора значений  $N_s$ . Зависимости  $n_s(N_s)$  можно получить из решения уравнения Пуассона. Из расчетов следует, что при  $N_s < 1.8 \times 10^{13} \text{ см}^{-2}$  канал вовсе не образуется, а  $N_s = 2.7 \times 10^{13} \text{ см}^{-2}$  соответствует полной компенсации поверхностных зарядов для  $x = 0.17$ . Функция  $n_s(N_s)$  близка к линейной и слабо зависит от  $h_b$ , отличия для разных  $h_b$  проявляются только при больших значениях  $N_s$ . Такое поведение можно объяснить исходя из условия электронейтральности:  $N_s -$

$N_{\text{AlGaIn}} = N_{\text{AlGaIn/GaN}} - n_s$ , где  $N_{\text{AlGaIn}}$  – слоевой заряд на свободной поверхности AlGaIn,  $N_{\text{AlGaIn/GaN}}$  – заряд на интерфейсе AlGaIn/GaN. Для  $x = 0.17$  используя данные из [14, 15] получаем  $n_s = N_s - 1.81 \times 10^{13} \text{ см}^{-2}$ , что близко к кривым, полученным в результате численного счета.

Оценочные вольт-амперные характеристики НЕМТ транзистора можно получить, используя модель управления зарядом, двухкусочную аппроксимацию подвижности [10, 11] и полученные выше результаты для  $n_{ch}$  и  $n_s$ . В этой модели предполагается линейная зависимость концентраций в канале  $n_{ch}$  от напряжения на затворе  $V_g$ . Аппроксимируя  $n_{ch}(V_g)$  (рис. 2) линейной функцией концентрацию носителей в канале можно представить в виде  $n_{ch} = n_0(V_g - V_{th} - \psi(x))$ , где  $V_{th}$  – пороговое напряжение,  $\psi(x)$  распределение потенциала вдоль канала. В предположении постоянной подвижности  $\mu$  получаем формулы для зависимости тока  $I_d$  от напряжения  $V_d$  на начальном участке [11]

$$I_d = \frac{\sqrt{1 - 2\alpha [R_d V_d - (R_d + R_s) V_g'] + \alpha^2 [R_s V_d - (R_d + R_s) V_g']^2} - 1 + \alpha [R_d V_d - (R_d + R_s) V_g']}{\alpha (R_d^2 - R_s^2)}, \quad (1)$$

где  $\alpha = Z/L_g q n_0 \mu$ ,  $Z$  – ширина контактов,  $q$  – заряд электрона,  $R_d$  и  $R_s$  – сопротивления стоковой и истоковой частей, включая сопротивление канала между электродами и внешнее сопротивление контактов,  $V_g' = V_g - V_{th}$ . Сопротивление каналов между электродами можно вычислить, зная  $n_s$

$$R_{s,d}^c = \frac{L_{s,d}}{Z} \frac{1}{q \mu n_s}. \quad (2)$$

Величина  $n_s$  для рассматриваемой структуры определяется конструкцией гетероструктуры и зависит от степени компенсации зарядов на границе AlGaIn – пассивирующее покрытие.

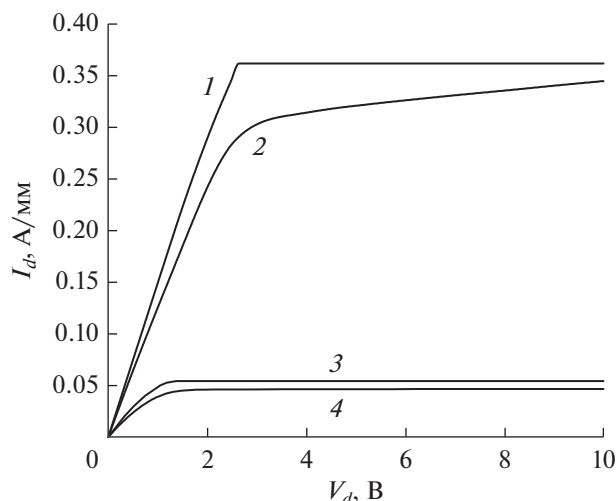
На первый взгляд, кажется, что выражение для тока (1) имеет особенность при  $R_d = R_s$  из-за обращения в ноль знаменателя, но при этом числитель также обращается в ноль. В результате величина тока остается конечной

$$I_d(R_d = R_s) = \frac{\alpha V_d (V_d - 2V_g')}{2 [\alpha R_d (V_d - 2V_g') - 1]}. \quad (3)$$

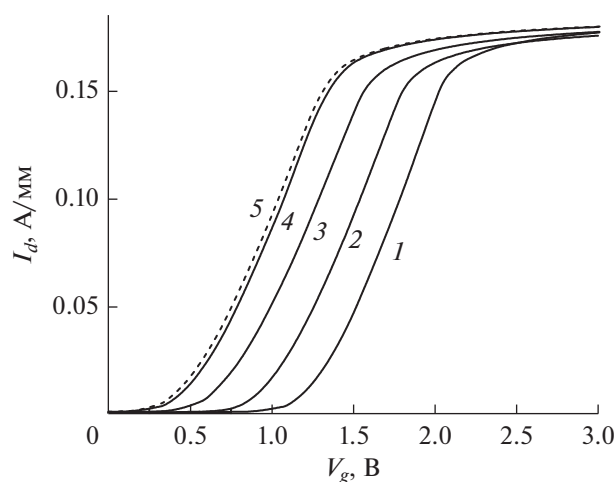
Формула для тока насыщения получается из условия достижения напряженности поля на правой границе затвора  $E_2$  величины  $E_s = v_s/\mu$ , соответствующей насыщению скорости  $v_s$ .

$$I_{ds} = \alpha U_0^2 \frac{\sqrt{1 + 2\alpha R_s V_g' + (V_g'/U_0)^2} - 1 - \alpha R_s V_g'}{1 - (\alpha R_s U_0)^2}, \quad (4)$$

где  $U_0 = L_g E_s$ . Формулы (1)–(4) позволяют наглядно проследить вклад различных величин в вольт-амперную характеристику. В частности из (1) следует примерно одинаковый вклад истоковых и стоковых областей транзистора на растущем участке ВАХ, в то время как ток насыщения (4) определяется только сопротивлением истоковой области. Формулы (1) и (4) описывают ВАХ, полученные из решения уравнений переноса не только качественно, но и в большой степени количественно. На рис. 3 представлен пример сопоставления расчетов с использованием двухкусочной аппроксимации по формулам (1, 4) и двумерного расчета в пакете Sentaurus TCAD в рамках диффузионо-дрейфового приближения. Параметр  $n_0$  определялся из аппроксимации кривой на рис. 2 линейной функции. Как видно из рис. 3, согласие в области линейного роста очень хорошее. Отличие в области насыщения тока более существенное (отличие примерно в 15%), тем не менее, приближенная методика дает вполне разумную оценку вольт-амперной характеристики. Обращает на себя внимание, что для  $L_g = 1 \text{ мкм}$  в области насыщения наблюдается заметный линейный рост тока в диффузионо-дрейфовой модели. Это обусловлено протеканием тока на пра-



**Рис. 3.** Сопоставление результатов двухкусочной аппроксимации (1, 3) и численного расчета (2, 4) для  $L_g = 1 \mu\text{m}$  (1, 2) и  $L_g = 10 \mu\text{m}$  (3, 4) для  $L_{gs} = 1 \mu\text{m}$ ,  $L_{dg} = 10 \mu\text{m}$ ,  $h_b = 10 \text{nm}$ ,  $V_g = 2 \text{V}$ .



**Рис. 4.** Проходные характеристики  $I_d(V_g)$  для структуры с параметрами  $(h_{b1}-h_b-h_{b2})$  (нм): 1 – (0.5-8-0.5); 2 – (0.5-10-0.5); 3 – (0.5-12-0.5); 4 – (0.5-10-1.0); 5 – (1.0-10-0.5), для  $L_g = 1 \mu\text{m}$ ,  $L_{gs} = 1.5 \mu\text{m}$ ,  $L_{dg} = 10 \mu\text{m}$ .

вой границе затвора через буферный слой GaN. Носители заряда в этой области появляются за счет понижения края зоны проводимости. Уменьшить вклад этого канала проводимости можно уменьшая подвижность в буферном слое.

### 3. ВОЛЬТ-АМПЕРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

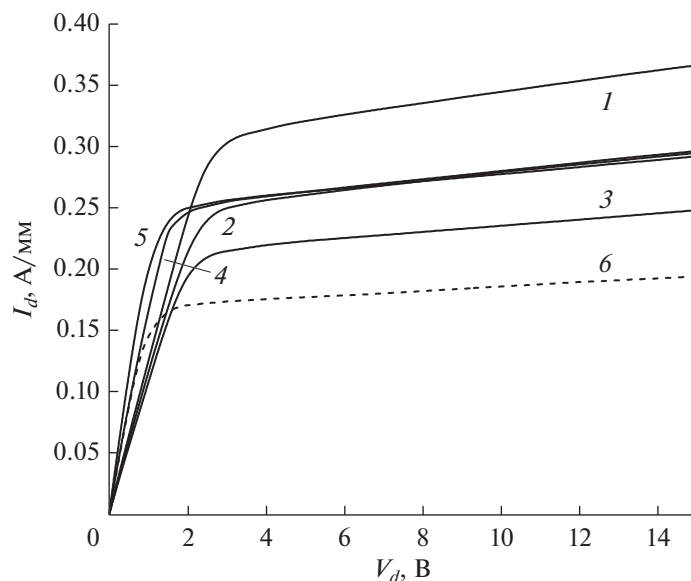
Определяющими параметрами для линейной части ВАХ являются подвижность  $\mu$  и концентрация носителей  $n_{ch}$  в канале, в то время как на величину тока насыщения существенное влияние оказывает величина паразитного сопротивления

истока и  $R_s^c$ , определяемая расстоянием между истоком и затвором  $L_{gs}$ .

Для детального описания ВАХ решается задача токопереноса в пакете Sentaurus TCAD [16]. Как известно, процедура расчета для структур, содержащих слои широкозонных полупроводников, к которым относится GaN, имеет плохую сходимость. В нашей структуре наряду с GaN имеются два слоя AlN с еще большей шириной запрещенной зоны (6.2 эВ), что приводит к плохой сходимости процедуры расчета даже в рамках диффузионно-дрейфового приближения. Расчеты же с учетом разогрева носителей заряда и повышения температуры решетки удается проводить только в достаточно узком диапазоне напряжений на контактах. При этом результаты расчета с учетом разогрева мало отличаются от результатов, полученных в диффузионно-дрейфовом приближении на стадии линейного роста  $I_d(V_d)$ , вплоть до выхода на насыщение. Мы ниже будем рассматривать сравнительно низкие напряжения  $V_d$  и при расчетах ограничимся диффузионно-дрейфовым приближением. Оценку возможного изменения ВАХ из-за разогрева можно сделать, сопоставив результаты расчетов при комнатной температуре с расчетами для фиксированной повышенной температуры.

Выше была проведена оценка порогового напряжения  $V_{th}$  на затворе из решения статической задачи, для более точного определения этой величины вычислялись переходные характеристики  $I_d(V_g)$  для различных значений параметров на основе двумерного моделирования в пакете TCAD. Вначале рассмотрим ситуацию идеальных омических контактов. На рис. 4 представлено семейство кривых  $I_d(V_g)$  для транзистора с  $L_g = 1 \mu\text{m}$  при  $V_d = 3 \text{V}$ . Как видно из рисунка (кривые 4, 5), зависимость  $I_d(V_g)$ , а, следовательно, и величина порогового напряжения  $V_{th}$  оказываются близкими при равных суммарных толщинах  $h_{b1} + h_{b2}$  AlN барьеров. При  $h_{b1} + h_{b2} = 1.5 \text{nm}$  транзистор оказывается открытым даже при толщине основного барьера  $h_b = 10 \text{nm}$ , поэтому для дальнейших расчетов будем считать  $h_{b1} = h_{b2} = 0.5 \text{nm}$ . Для значений толщин основного барьера 12, 10 и 8 нм пороговое напряжение  $V_{th}$  составляет 0.6, 0.9 и 1.1 В. Эти величины слабо зависят от длины затвора (немного возрастая с  $L_g$ ) и несколько выше величин, полученными выше из решения уравнения Пуассона.

На рис. 5 представлено семейство выходных характеристик  $I_d(V_d)$ , иллюстрирующих влияние на ВАХ расстояний между контактами  $L_{gs}$  и  $L_{dg}$ . Величина  $N_s = 2.7 \times 10^{13} \text{cm}^{-2}$ , что соответствует полной компенсации зарядов на границе с пассивирующим слоем,  $V_g = 2 \text{V}$ . Для всех кривых ха-



**Рис. 5.** Выходные характеристики транзистора с  $L_g = 1$  мкм,  $V_g = 2$  В для  $L_{gs}$  (мкм): 1 – 1, 2 – 2, 3 – 3 при  $L_{dg} = 10$  мкм и для  $L_{dg}$  (мкм): 4 – 3, 5 – 5 при  $L_{gs} = 2$  мкм. Для кривой 6  $L_g = 2$  мкм,  $L_{gs} = 2$  мкм,  $L_{dg} = 3$  мкм.

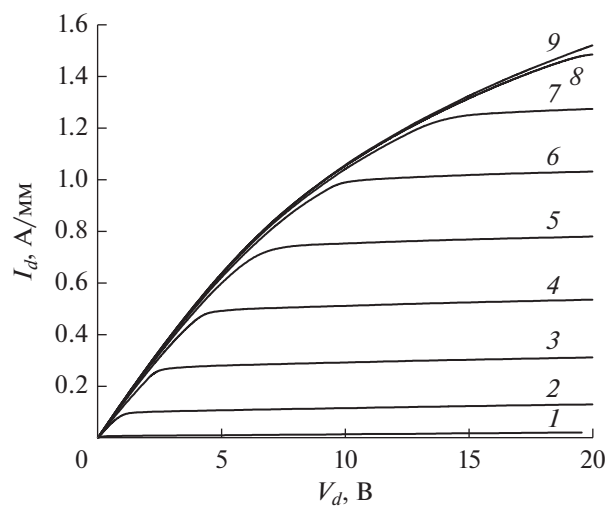
рактен некоторый рост (линейный с  $V_d$ ) в области насыщения. Это связано с протеканием тока в режиме насыщения через область буфера и может быть подавлено уменьшением подвижности в буферном слое, например, за счет его легирования. Кроме того уменьшение тока при больших  $V_d$  будет происходить из-за уменьшения подвижности с ростом температуры образца, не учитываемой при данном расчете.

Как следует из рис. 5, начальный наклон кривых определяется в основном суммарной длиной ( $L_{gs} + L_g + L_{dg}$ ) структуры, в то время как величина тока насыщения определяется значением  $L_{gs}$  (кривые 2, 4, 5 при больших  $V_d$  практически совпадают). Последнее находится в соответствии с формулой (4) и объясняется тем, что насыщение достигается, когда поле в канале на правой границе затвора достигает критического значения  $E_s \sim v_s/\mu$ . С ростом  $L_g$  величина тока насыщения  $I_s$  уменьшается примерно как  $1/L_g$  (кривые 4, 6).

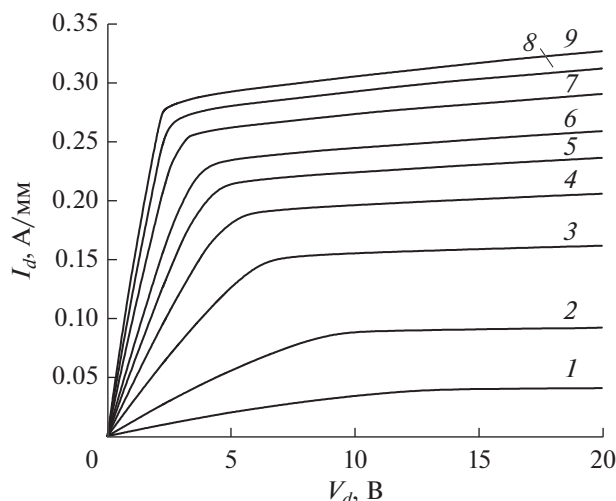
На рис. 6 представлено семейство выходных характеристик для набора  $V_g$  при  $L_g = 1$  мкм и  $N_s = 2.7 \times 10^{13}$  см $^{-2}$ , соответствующей полной компенсации зарядов на поверхности между контактами. Как следует из рисунка, при  $V_g \sim 3.5$  В, ток насыщения  $I_{ds}$  может достигать 1 А/мм. Экспериментально наблюдаемые величины для транзисторов такого типа обычно в два–три раза меньше [9]. Основными факторами, могущими приводить к уменьшению тока  $I_{ds}$  является уменьшение концентрации носителей в канале между контактами  $n_s$  из-за неполной компенсации зарядов на

поверхности и наличие конечного сопротивления омического контакта  $r_s$ .

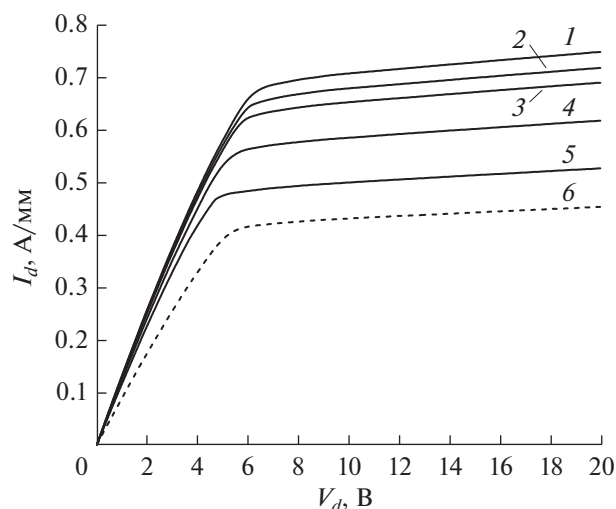
Степень компенсации поверхностного заряда  $N_s$  является плохо контролируемой величиной, поэтому важно теоретически исследовать его роль. Рис. 7 иллюстрирует влияние величины  $N_s$  на характеристики транзистора. Уменьшение  $N_s$  уменьшает величину тока насыщения  $I_{ds}$ , одновременно увеличивая напряжение  $V_{ds}$ , при котором оно достигается. Сопоставляя эти характери-



**Рис. 6.** Выходные характеристики  $I_d(V_d)$  для набора  $V_g$  (В): 1–5 шаг 0.5 В при  $N_s = 2.7 \times 10^{13}$  см $^{-2}$ ,  $L_g = L_{gs} = 1$  мкм,  $L_{dg} = 10$  мкм.



**Рис. 7.** Зависимости  $I_d(V_d)$  при изменении  $N_s$  ( $10^{13} \text{ см}^{-2}$ ): 1–1.85; 2–1.9, 3–2.0, 4–2.1, 5–2.2, 6–2.3, 7–2.5, 8–2.7, 9–2.9.  $L_g = L_{gs} = 1 \text{ мкм}$ ,  $L_{dg} = 10 \text{ мкм}$ ,  $V_g = 2 \text{ В}$ .



**Рис. 8.** Выходные характеристики  $I_d(V_d)$  для разных  $r_s$  (Ом/мм): 1–0, 2–0.1, 3–0.2, 4–0.5, 5, 6–1,  $L_g = 1 \text{ мкм}$ ,  $L_{gs} = 1.5 \text{ мкм}$ ,  $L_{dg} = 10 \text{ мкм}$ ,  $V_g = 3 \text{ В}$ ,  $N_s = 2.7 \times 10^{13} \text{ см}^{-2}$ , 6–  $T = 400 \text{ К}$ .

стики с экспериментально наблюдаемыми можно оценить реальную величину  $N_s$ .

Как отмечалось выше, ток насыщения существенно определяется сопротивлением истоковой части структуры  $R_s$ . Оно содержит как сопротивление канала между затвором и истоком, так и сопротивление собственно омического контакта  $r_s$ . Рис. 8 иллюстрирует влияние величины  $r_s$  на выходные характеристики для  $L_g = 1 \text{ мкм}$ ,  $N_s = 2.7 \times 10^{13} \text{ см}^{-2}$ ,  $L_{dg} = 10 \text{ мкм}$  и  $V_g = 3 \text{ В}$ . При изменении  $r_s$  от нуля до 1 Ом/мм ток насыщения па-

дает почти вдвое. На характеристики проборов с высокими значениями токов существенное влияние может оказывать и повышение температуры структуры. В принципе, используемый пакет позволяет проводить и температурные расчеты, но результат будет значительным образом зависеть от типа тепловых контактов, которые трудно сопоставить с реальной экспериментальной ситуацией. Грубую оценку влияния разогрева можно сделать, произведя стандартный расчет с повышенной температурой решетки. Это проиллюстрировано кривой 6 на рис. 8, для которой выбрана температура  $T = 400 \text{ К}$ . Такое повышение температуры из-за саморазогрева при протекании тока является типичным для GaN транзисторов для  $V_g < 20 \text{ В}$  [17, 18]. Сопоставление с кривой 5 показывает, что уменьшение тока за счет повышения температуры превышает величину возрастания тока в области насыщения, обусловленную протеканием тока через буферный слой. Это приводит к тому, что линейный рост  $I_d(V_d)$  в этой области, будет либо значительно медленнее, чем представлено на рис. 8, либо ВАХ будет иметь падающий участок при больших значениях  $V_d$ .

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведено численное моделирование характеристик нормально закрытых GaN/AlGaIn НЕМТ транзисторов с  $p$ -затвором. Показано, что для оценки параметров транзистора можно использовать простейшие расчеты на основе модели управления зарядом, концентрации носителей в канале при этом определяются из решения одномерного уравнения Пуассона. Отличия от результатов численных расчетов при этом не превышает 15 процентов.

Из расчета проходных характеристик транзистора найдены зависимости напряжения открытия  $V_{th}$  от толщины  $h_b$  основного AlGaIn барьера и дополнительных AlN спейсерного барьера  $h_{b2}$  и стоп-слоя  $h_{b1}$ . Исследовано влияние неполной компенсации спонтанного заряда на границе AlGaIn/Si<sub>3</sub>N<sub>4</sub> при пассивации на выходные характеристики транзистора. Рассмотрено влияние величины омического сопротивления истока на величину тока насыщения транзистора. Показано, что при оптимальных параметрах конструкции ток насыщения может достигать 1 А/мм при  $V_g \sim 3 \text{ В}$ .

Полученные в статье результаты исследований достигнуты в ходе реализации проекта НИУ МИЭТ с использованием мер государственной поддержки развития кооперации российских образовательных организаций высшего образования, государственных научных учреждений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехнологичного производства,

предусмотренных постановлением Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218.

Название проекта НИУ МИЭТ “Разработка технологии и технологическая подготовка к производству кристаллов транзисторов на основе гетероструктур нитрида галлия на подложке кремния диаметром 150 мм для силовых преобразовательных модулей”. Соглашение № 075-11-2019-068 от 26 ноября 2019 г.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Гольцова М.* Мощные GaN-транзисторы. Истинно революционная технология // *Электроника: наука, технология, бизнес.* 2012. № 4. С. 86–100.
2. *Kambayashi H., Satoh Y., Ootomo S.* Over 100 A operation normally-off AlGaIn-GaN hybrid MOS-HFET on Si substrate with high-breakdown voltage // *Solid-state Electronics.* 2010. V. 54. № 6. P. 660–664.
3. *Cai Y., Zhou Y., Lau K.M., Chen K.J.* High-performance enhancement-mode AlGaIn/GaN HEMTs using fluoride-based plasma treatment // *IEEE Electron Device Lett.* 2005. V. 27. № 7. P. 435–437.
4. *Landford W.B., Tanaka T., Otoki Y., Adesida I.* Recessed-gate enhancement-mode GaN HEMT with high threshold voltage // *Electronics Lett.* 2005. V. 41. № 7. P. 449–450.
5. *Uemoto Y., Hikita M., Ueno H.* A Normally-Off AlGaIn/GaN Power Transistor Using Conductivity Modulation // *IEEE Electron Device Lett.* 2007. V. 54. № 12. P. 3393–3399.
6. *Greco G., Iucolano F., Roccaforte F.* Review of technology for normally-off HEMTs with p-GaN gate // *Materials Science in Semiconductor Processing.* 2018. V. 78. P. 96–106.
7. *Bai Z., Du J., Jiang Z., Yu Q.* Design of high performance normally-off dual junction gate AlGaIn/GaN heterostructure field effect transistors for high voltage application // *J. Comput. Electron.* 2017. V. 16. № 3. P. 748–755.
8. *Mohamed A.A., Granzner R., Schwier F.* Theoretical investigation of trigate AlGaIn/GaN HEMTs // *IEEE Trans. Electron Devices.* 2013. V. 60. № 10. P. 3335–3341.
9. *Chiu H., Chang Y., Li B., Wang H., Kao H., Hu C., Xuan R.* High-Performance Normally Off p-GaN Gate HEMT With Composite AlN/Al<sub>0.17</sub>Ga<sub>0.83</sub>N/Al<sub>0.3</sub>Ga<sub>0.7</sub>N Barrier Layers Design // *IEEE J. Electron Devices Society.* 2018. V. 6. P. 201–206.
10. *Drummond T.J., Morkoc H., Lee K., Shur M.* Model for Modulation Doped Field Effect Transistor // *IEEE Electron Device Letters.* 1982. V. EDL-3. № 11. P. 338–341.
11. *М. Шур.* Современные приборы на арсениде галлия. М.: Мир, 1991.
12. *Goyal N., Fjeldly T.A.* Surface donor states distribution post SiN passivation of AlGaIn/GaN heterostructures // *Applied Physics Letters.* 2014. V. 105. № 3. P. 033511-1–033511-4.
13. *Shealy J.R., Prunty T.R., Chumbes E.M., Ridley B.K.* Growth and passivation of AlGaIn/GaN heterostructures // *J. Cryst. Growth.* 2003. V. 250. № 1–2. P. 7–13.
14. *Li T., Joshi R.P., del Rosario R.D.* Requirements for Low Intermodulation Distortion in GaN–Al<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>N High Electron Mobility Transistors: A Model Assessment // *IEEE Transaction on electron devices.* 2002. V. 49. № 9. P. 1511–1518.
15. *Ambacher O., Smart J., Shealy J. et al.* Two-dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization charges in N- and Ga-face AlGaIn/GaN heterostructures // *J. Applied Physics.* 1999. V. 85. № 6. P. 3222–3233.
16. Synopsys Sentaurus TCAD, Synopsys Inc., Sentaurus Device User Guide, 2016.
17. *Turin V.O., Balandin A.A.* Electrothermal simulation of the self-heating effects in GaN-based field-effect transistors // *J. Applied Physics.* 2006. V. 100. P. 054501-1–054501-8.
18. *Ahmad I., Kasisomayajula V., Song D.Y., Tian L., Berg J.M., Holtz M.* Self-heating in a GaN based heterostructure field effect transistor: Ultraviolet and visible Raman measurements and simulations // *J. Applied Physics.* 2006. V. 100. P. 113718-1–113718-7.