

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.10.17>

УДК: 621.382.32

## МОДЕЛИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ НА ШИРОКОЗОННЫХ ПОЛУПРОВОДНИКАХ

В. Н. Бирюков

Институт радиотехнических систем и управления Южного федерального университета  
347900, Таганрог, пер. Некрасовский, 44

Статья поступила в редакцию 6 июня 2024 г.

**Аннотация.** Предлагается семейство региональных моделей полевых транзисторов с изолированным затвором. В каждой модели ток в насыщенном режиме рассматривается как экстраполяция тока в ненасыщенном режиме при помощи функции Паде. Первые два коэффициента функции определяются из условия непрерывности тока и его первых двух производных. Остальные коэффициенты определяются параметрической оптимизацией по измеренным вольт-амперным характеристикам. Модель тока в насыщении инвариантна по отношению к току в ненасыщенном режиме и к физическим процессам на границе между насыщенным и ненасыщенным режимами. Эти модели предлагаются, прежде всего, для транзисторов на широкозонных полупроводниках: карбиде кремния, нитриде галлия и алмазе. Среднеквадратическая погрешность моделей, параметры которых определяются глобальной оптимизацией с помощью стандартной программы методом наименьших квадратов, для рассмотренных образцов не превышает 3 %.

**Ключевые слова:** полевой транзистор, компактная модель,  $C_2$ -непрерывность, карбид кремния (SiC), нитрид галлия (GaN), алмаз (C).

**Автор для переписки:** Бирюков Вадим Николаевич, [vnbiryukov@yandex.ru](mailto:vnbiryukov@yandex.ru)

## Введение

Кремниевые транзисторы в ряде случаев оказываются неконкурентоспособными по отношению к транзисторам, изготовленным на широкозонных полупроводниках, технология которых бурно развивается последние десятилетия. Если карбид-кремниевые транзисторы превосходят кремниевые по всем параметрам на низких частотах, то нитрид-галлиевые, кроме того, являются еще высокочастотными. Получены транзисторы на углеродных монокристаллических подложках [1-6]. Значительное повышение качества карбид-кремниевых и нитрид-галлиевых технологий приводит к необходимости разработки все новых компактных моделей транзисторов для проектирования электронных цепей на этих транзисторах.

Основным недостатком региональных моделей транзисторов считается разрыв высших производных их характеристик, препятствующий эффективности численного решения дифференциальных уравнений цепей в электронных симуляторах. Даже разрыв второй производной в  $C_1$ -непрерывных моделях ( $C_n$ -функция непрерывна вместе с  $n$  первыми ее производными) приводит к появлению цифровых шумов в спектре тока транзисторов.

Региональную модель можно сделать  $C_\infty$ -непрерывной с помощью так называемого «сглаживания», однако этот способ потенциально увеличивает погрешность модели. Параметры сглаживающей функции можно подобрать таким образом, что влиянием сглаживания на точность можно пренебречь, однако при этом быстро растут высшие производные на границе регионов, что лишает сглаживание универсальности. Требование  $C_\infty$ -непрерывности для моделей компонентов электронных схем желательное, но избыточное. Многие  $C_1$ -модели продолжают использоваться в проектировании [3]. Стандартная «индустриальная» BSIM-BULK модель полевого транзистора на границе областей использует интерполяцию полиномом Эрмита седьмого порядка, то есть, является  $C_3$ -непрерывной [7].

В данной работе предлагаются новые компактные модели SiC и GaN транзисторов, полученные на основе  $C_2$  модели мощного кремниевого транзистора [8]. Непрерывность модели вместе с первыми двумя ее производными делают эффективными численные методы анализа, используемые в электронных симуляторах. Особенностью модели SiC транзистора является точное описание ВАХ транзистора на границе насыщенного и ненасыщенного режимов с помощью функции Паде с двумя дополнительными коэффициентами. Для описания этой промежуточной области в сложной физической модели вводится дополнительный узел, требующий внутренних итераций при расчетах [9].

Практическое применение модели транзистора существенно зависит от того, насколько точно и просто могут быть измерены ее параметры. В данной работе используется хорошо зарекомендовавшая себя глобальная параметрическая оптимизация методом наименьших квадратов, обеспечивающая минимальную среднеквадратическую погрешность модели.

Малое число параметров моделей позволяет использовать для их идентификации стандартные программы оптимизации. Следует отметить, что основной трудностью нелинейной численной оптимизации является плохая обусловленность матрицы Гессе. Гессиан описывает крутизну целевой функции. При плохой обусловленности гессиана целевая функция обладает «овражной» структурой с крутыми склонами и почти плоским дном, что препятствует быстрому спуску по дну оврага, в результате чего часть определяемых параметров оказываются недостаточно точными. Обычно спектральное число обусловленности гессиана растет с увеличением числа параметров и/или точности модели. В результате в таких случаях приходится разрабатывать нестандартные программы оптимизации [10, 11]. В предложенных моделях число параметров минимально для достигнутой точности.

Структура работы: В разделе 2 описана простейшая (базовая)  $C_2$  модель полевого транзистора. В разделе 3 показано, что добавление двух новых членов

в функцию Паде существенно повышает ее точность для SiC транзисторов. В разделе 4 предлагается повысить точность моделирования GaN транзистора путем дополнения экстраполяции тока насыщения интерполяцией по измеренным ВАХ. В разделе 5 обсуждается возможность повышения точности моделей. В разделе 6 изложены выводы, следующие из полученных результатов.

## 1. Простейшая $C_2$ модель полевого транзистора

Региональная модель полевого транзистора имеет вид:

$$I_D = \begin{cases} 0, & V_{GS} < V_{TH} \\ I_1, & V_{DS} < V_{SAT} \\ I_2, & V_{DS} \geq V_{SAT} \end{cases}, \quad (1)$$

где  $I_D$  – ток стока,  $V_{GS}$  и  $V_{DS}$  – напряжения затвор-исток и сток-затвор соответственно.  $V_{TH}$  – пороговое напряжение,  $V_{SAT}$  – значение напряжения стока на границе области насыщения. Для транзисторов с длинным каналом в большинстве моделей  $V_{SAT}$  определяется из условия отсечки канала у стока.

Если пренебречь насыщением скорости заряда носителей в продольном поле и влиянием обедненной области полупроводника, то ток в ненасыщенной (линейной или триодной) области можно представить в виде:

$$I_1(V_{GS}, V_{DS}) = \frac{\beta_0}{1 + \theta(V_{GS} - V_{TH})} \left( V_{GS} - V_{TH} - \frac{1}{2} V_{DS} \right) V_{DS}, \quad (2)$$

где  $\beta_0$  – крутизна транзистора,  $V_{TH}$  – пороговое напряжение,  $\theta$  – коэффициент, отражающий снижение подвижности носителей заряда в поперечном поле [12].

По мере увеличения напряжения стока использованное в (2) приближение плавного канала становится несостоятельным [13]. Поэтому максимальное напряжение стока в (2) рассматривается далее как часть напряжения отсечки  $V_{SAT} = k(V_{GS} - V_{TH})$ , где  $k$  определяется по результатам измерений вместе с остальными параметрами ( $0 < k < 1$ ).

В области насыщения ток транзистора растет с ростом напряжения стока, а скорость роста падает. Этим условиям удовлетворяет отрезок функции Паде в виде:

$$I_2 = I_1(V_{GS}, V_{SAT}) \frac{1 + a_1(V_{DS} - V_{SAT})}{1 + b_1(V_{DS} - V_{SAT})} \quad (3)$$

Новые параметры  $a_1$  и  $b_1$  в (3) могут быть получены из выражения (2) из условия непрерывности тока и двух его первых производных при  $V_{DS} = V_{SAT}$  как:

$$b_1 = -\frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_1}{\partial V_{DS}^2} \Big|_{V_{SAT}} \Big/ \frac{\partial I_1}{\partial V_{DS}} \Big|_{V_{SAT}}, \quad a_1 = b_1 + \frac{\partial I_1}{\partial V_{DS}} \Big|_{V_{SAT}} \Big/ I_1(V_{GS}, V_{SAT}).$$

Отметим, что коэффициенты  $a_1$  и  $b_1$  получены в явном виде. То есть, используя новый параметр  $k$  можно получить выражение для тока в насыщении только экстраполяцией (2). Особенностью модели (1)-(2)-(3) является то, что ее параметры могут быть определены только совместно глобальной оптимизацией. Модель (3) наиболее точно описывает постепенный переход от одного режима к другому, наблюдаемый в полевых транзисторах. Поскольку выражение (2) слабо зависит от ширины запрещенной зоны полупроводника, то модель (1)-(2)-(3) является в этом смысле универсальной.

Измеренные и смоделированные для модели (1)-(2)-(3) выходные вольт-амперные характеристики GaN  $n$ -канального транзистора при 25 С и 150 °С приведены на Рис. 1. Совпадение между результатами моделирования и результатами измерений ВАХ типичных по мнению производителя транзисторов можно считать удовлетворительным.

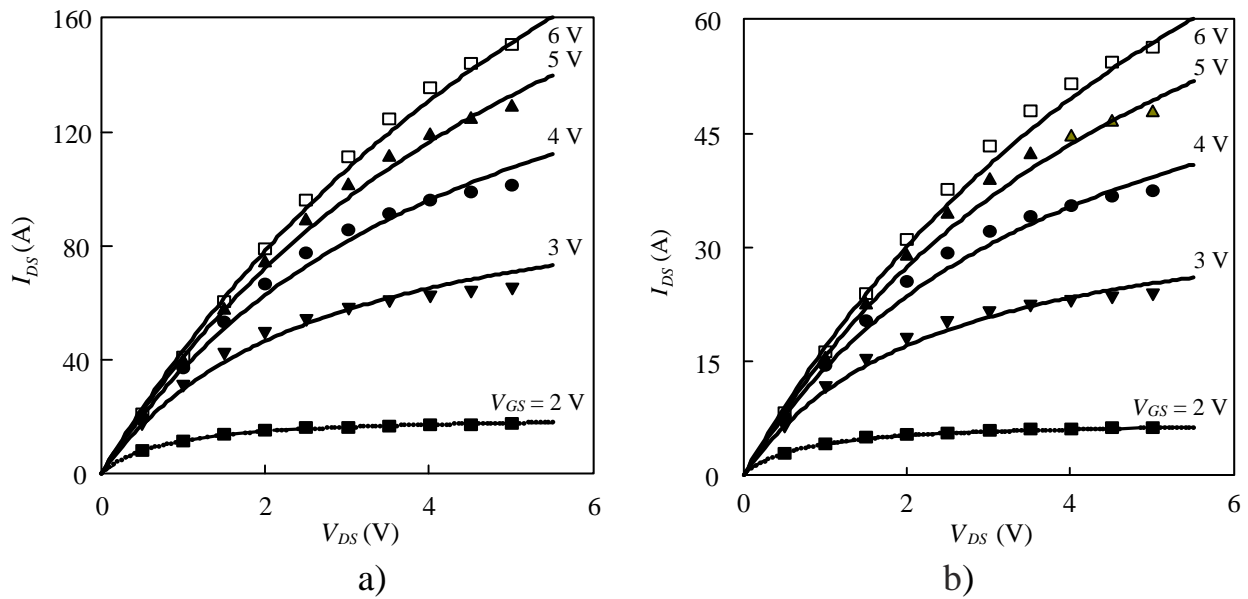


Рис. 1 Выходные характеристики GaN *n*-канального полевого транзистора GS66516T при (a) 25 °C и (b) 150 °C.

Линии – модель (1)-(2)-(3), метки – экспериментальные данные.

Целевой функцией при параметрической оптимизации в работе использовалась среднеквадратическая погрешность:

$$E = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \left[ \frac{I_{Dj}^{meas} - I_{Dj}^{sim}}{I_{Dj}^{meas}} \right]^2},$$

где  $n$  – число измеренных значений ВАХ,  $I_D^{meas}$  – измеренные значения тока транзистора и  $I_D^{sim}$  – ток соответствующий модели. Выбор относительной ошибки  $\delta_j = \frac{I_{Dj}^{meas} - I_{Dj}^{sim}}{I_{Dj}^{meas}}$  позволяет сравнивать погрешности моделей разных типов, в то время как абсолютная погрешность позволяет сравнивать погрешность разных моделей только одного типа [3].

В Табл. 1 приведены параметры и среднеквадратические ошибки моделей SiC и GaN транзисторов. Диапазоны изменения  $V_{DS}$  и  $V_{GS}$  выбирались максимальными для экспериментальных характеристик производителей. Для параметрической оптимизации использовался стандартный метод Левенберга-Марквардта. Точность результатов контролировалась вариацией начальных условий.

Таблица 1. Параметры и среднеквадратическая погрешность моделей.

Транзистор	$T_j$ (°C)	$\beta_0$ (A/B <sup>2</sup> )	$V_{TH}$ (В)	$k$	$\theta$ (1/В)	$a_2$ (1/В <sup>2</sup> )	$b_2$ (1/В <sup>2</sup> )	$a_3$ (1/В <sup>3</sup> )	$b_3$ (1/В <sup>3</sup> )	$E$ (%)
SiC MOSFET LSIC1MO120G0040	25	2.660	6.708	0.4016	0.04076	—	—	—	—	2.86
	25	2.876	6.731	0.01274	0.03911	69.61	0.8722	—	—	1.66
	25	2.611	6.622	0.4886	0.03923	—	—	4.592 E-4	8.145E-4	2.75
SiC MOSFET СЗМ0016120R	25	11.27	5.156	0.06058	0.07389	—	—	—	—	1.70
	25	11.36	5.025	0.19723	0.07974	0.013806	2.322 E-4	—	—	1.38
	25	12.33	6.515	0.1778	0.2754	—	—	—	—	1.85
SiC MOSFET С2М0026120D	25	12.41	6.499	0.01054	0.2715	150.7	1.062	—	—	1.76
	150	30.49	3.815	0.2043	1.44	—	—	—	—	2.64
	150	19.57	4.251	1E-9	0.8839	1.611E-5	1.615E-3	—	—	1.91
GaN MOSFET GS66516T	25	122.6	1.580	0.04648	2.299	—	—	—	—	3.98
	25	150.7	1.561	0.1760	3.045	—	—	0.3966	0.677	2.36
	25	116,5	1.584	0.00269	2.156	98.41	0.1456	—	—	3.92
	150	40.42	1.559	0.1222	1.908	—	—	—	—	3.98
	150	55.45	1.577	0.2106	2.868	—	—	0.6574	1.4509	2.23

## 2. С<sub>2</sub> модель SiC полевого транзистора

В отличие от кремниевых транзисторов у карбид-кремниевых переход от ненасыщенной области ВАХ к насыщенной более плавный вследствие совместного влияния большой плотности поверхностных состояний и сопротивления диффузионной области стока [9, 14]. Экстраполяция (2) с помощью (3) не учитывает этот эффект, поэтому выражение для  $I_2$  должно содержать параметры, определяемые измеренными значениями ВАХ в насыщенной области вблизи ее границы  $V_{DS} \geq V_{SAT}$ .

Очевидным способом уточнить ВАХ в области, в которой характеристики отличаются от характеристик кремниевых транзисторов, является увеличение числа членов функции Паде. Например, в виде:

$$I_2 = I_1(V_{GS}, V_{SAT}) \frac{1 + a_1(V_{DS} - V_{SAT}) + a_2(V_{DS} - V_{SAT})^2}{1 + b_1(V_{DS} - V_{SAT}) + b_2(V_{DS} - V_{SAT})^2}. \quad (4)$$

Здесь коэффициенты  $a_1$  и  $b_1$  по-прежнему определяются из условия непрерывности первых двух производных тока в точке  $V_{DS} = V_{SAT}$ . Отличие от предыдущего случая состоит в том, что коэффициент  $b_1$  зависит здесь не только от параметров  $I_1$ , но и от новых коэффициентов  $a_2$  и  $b_2$ :

$$b_1 = \left[ (a_2 - b_2)I_1(V_{GS}, V_{SAT}) - \frac{1}{2} \frac{\partial^2 I_1}{\partial V_{DS}^2} \Big|_{V_{SAT}} \right] / \frac{\partial I_1}{\partial V_{DS}} \Big|_{V_{SAT}} .$$

Для наглядного отображения точности модели транзистора обычно используется совместное представление на одном рисунке семейств экспериментальных ВАХ и тех же характеристик, рассчитанных с помощью модели транзистора (см. Рис. 1). Если погрешность модели мала и (или) диапазон тока велик, то для демонстрации качества аппроксимации целесообразно использовать не графики аппроксимируемой и аппроксимирующей функций, а график их разности. Рисунок 2 показывает насколько модель (4) позволяет уменьшить погрешность по сравнению с моделью (3), причем максимальная погрешность падает даже сильнее, чем среднеквадратичная, приведенная в Табл. 1. Подобное графическое описание ошибки моделирования использовано в [15], но Рис. 2 позволяет получить полную картину погрешности во всем диапазоне управляющих напряжений.

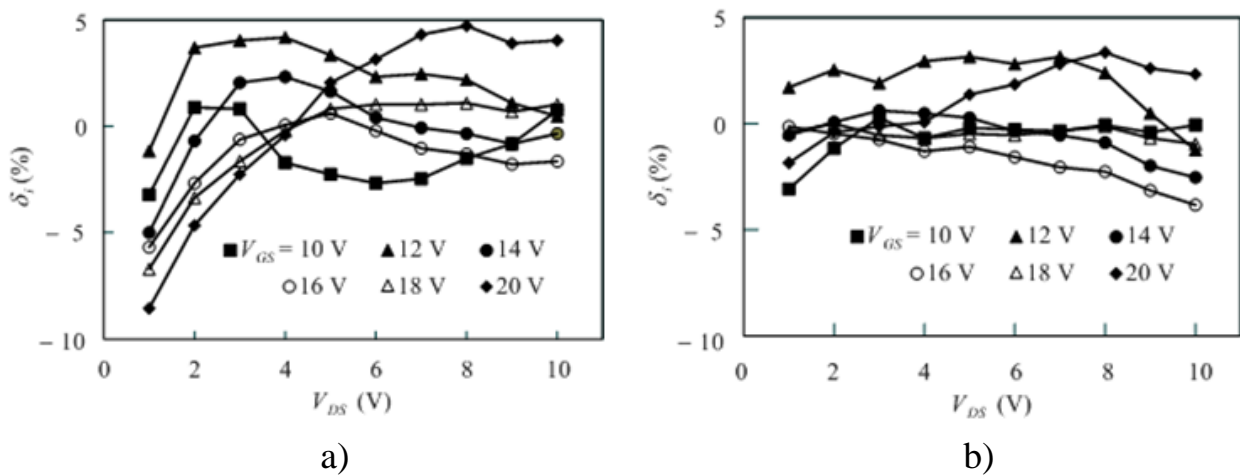


Рис. 2 Распределение погрешностей моделей (1)-(2)-(3) (a) и (1)-(2)-(4) (b) для *n*-канального SiC транзистора LSIC1MO120G0040.  $T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Использование модели (1)-(2)-(4), как показывает Табл. 1, уменьшает среднеквадратическую погрешность по сравнению с моделью (1)-(2)-(3) в среднем на 25%.



### 3. $C_2$ модель GaN полевого транзистора

Как показывает Табл. 1 для GaN транзистора модели (1)-(2)-(3) и (1)-(2)-(4) имеют практически одинаковую погрешность. Это объясняется тем, что введение коэффициентов  $a_2$  и  $b_2$  уточняет ток транзистора  $I_2$  только вблизи напряжения насыщения. Введение таким же образом коэффициентов  $a_3$  и  $b_3$  в функцию Паде оказывается также неэффективным. Для уменьшения погрешности можно дополнить экстраполяцию тока в насыщенную область интерполяцией. Для этого к функции Паде в (3) прибавим новую монотонно изменяющуюся функцию, равную нулю в точке  $V_{DS} = V_{SAT}$ , вместе с первыми двумя ее производными:

$$I_2 = I_1(V_{GS}, V_{SAT}) \left[ \frac{1 + a_1(V_{DS} - V_{SAT})}{1 + b_1(V_{DS} - V_{SAT})} + \frac{a_3(V_{DS} - V_{SAT})^3}{1 + b_3(V_{DS} - V_{SAT})^3} \right] \quad (5)$$

Здесь коэффициенты  $a_1$  и  $b_1$  определяются точно так же, как и в (3), а новые коэффициенты  $a_3$  и  $b_3$  определяются при параметрической оптимизации модели. Распределение погрешностей на Рис.3 показывает, что погрешность модели (1)-(2)-(5) падает по сравнению с моделью (1)-(2)-(3), причем наиболее сильно в области больших напряжений стока. Отметим, что Рис. 3(a) и 1(a) отражают одни и те же результаты измерений и моделирования.

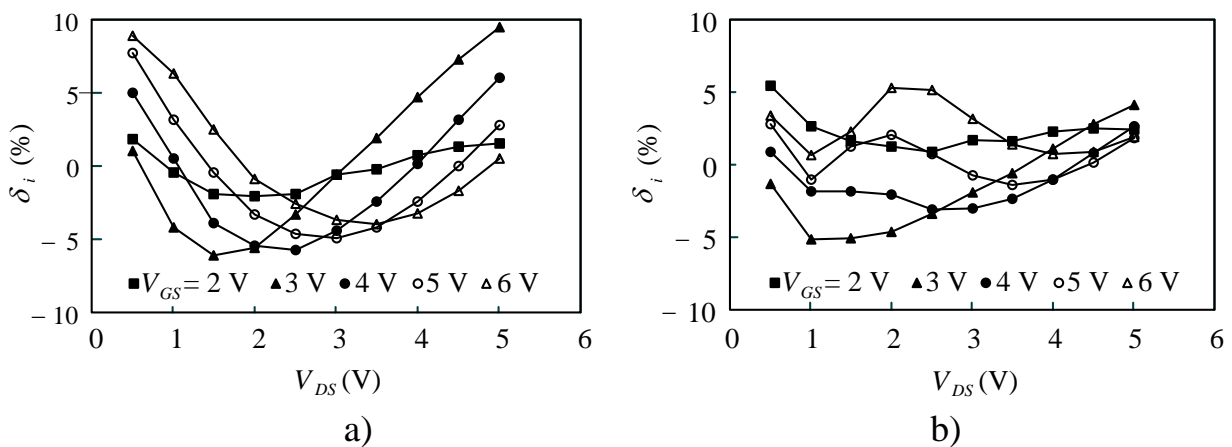


Рис. 3 Распределение погрешностей моделей (1)-(2)-(3) (a) и (1)-(2)-(5) (b) для  $n$ -канального GaN транзистора GS66516T.  $T_j = 25^\circ\text{C}$ .

Как следует из Табл. 1 применение модели (5) вместо (3) почти не оказывает влияния на погрешность и параметры модели SiC транзистора, что подтверждает особенности ВАХ SiC транзисторов в области, близкой к насыщению.

Табл. 1 показывает, что коэффициент  $\theta$ , характеризующий деградацию подвижности носителей заряда в поперечном поле, у GaN транзисторов принимает гораздо большие значения, чем у SiC транзисторов. С увеличением  $\theta$  параметрическая оптимизация становится нестабильной, так как растет коэффициент обусловленности матрицы Гессе (при малых изменениях целевой функции параметры  $\beta_0$  и  $\theta$  изменяются сильно) и модели (1)-(2)-(3) и (1)-(2)-(5) могут оказаться непригодными. В таких случаях (при  $\theta V_{GS} \geq 1$ ) целесообразно использовать более точную модель высоковольтного транзистора [8], в которой подвижность носителей заряда в канале зависит не от напряжения между затвором и истоком, а между затвором и каналом, изменяющегося вдоль канала:

$$I_1 = \beta_0 V_K \left[ V_{DS} - V_K \ln \left( \frac{V_K + V_{GS} - V_{TH}}{V_K + V_{GS} - V_{TH} - V_{DS}} \right) \right], \quad (6)$$

где  $V_K$  – константа, определяемая по экспериментальным данным совместно с остальными параметрами ( $V_K \approx 1 / \theta$ ). Примеры использования модели (1)-(3)-(6) приведены в Табл. 2.

Табл. 2 и результаты, приведенные в [8], показывают, что зависимость подвижности носителей заряда в канале GaN транзисторов более сильная, чем у кремниевых транзисторов. Эта зависимость тем более значительна, что наблюдается у кремниевых транзисторов при напряжении затвора 30 В, а у GaN транзисторов – при напряжении только 6 В.

Таблица 2. Параметры модели (1)-(3)-(6) GaN транзисторов;  $T_j = 25^\circ\text{C}$ .

Транзистор	$\beta_0$ (A/B <sup>2</sup> )	$V_{TH}$ (В)	$V_K$ (В)	$k$	RMSE (%)
GS66516T	58.72	1.256	0.8110	0.5971	5.66
GS65508B	155.2	1.246	0.7673	0.7673	2.48

Токи транзистора, определяемые выражениями (2) и (6) близки друг к другу, но их производные при приближении к области насыщения (и соответственно коэффициенты  $a_1$  и  $b_1$ ) с увеличением  $\theta$  отличаются сильно. По этой причине модель (5), совместимая при малых  $\theta$  с моделью (2), оказывается несовместима с (6).

#### 4. $C_2$ модель транзистора на монокристаллическом углероде

Полевые транзисторы на основе алмаза не выпускаются в настоящее время серийно. Тем не менее для оценки их свойств полезно получить их параметры  $C_2$  модели. Для выходных характеристик  $p$ -канального транзистора с шириной канала 6,6 мкм и длиной 7,17 мкм для модели (1)-(2)-(3) были получены параметры:  $\beta_0 = 5.58 \cdot 10^{-3}$  мА/В,  $V_{TH} = -1.23$  В,  $k = 0.794$ ,  $\theta = 0.0401$  В $^{-1}$ . На Рис. 4 приведено распределение погрешностей модели в точках измерений ВАХ.

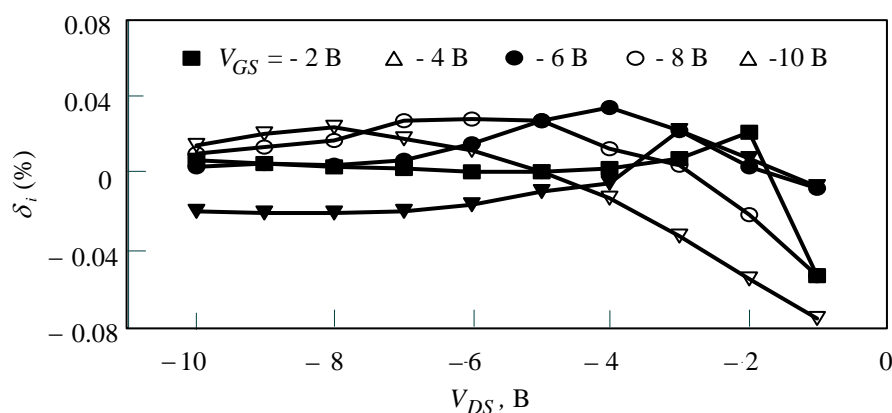


Рис. 4 Распределение погрешностей модели (1)-(2)-(3) для  $p$ -канального  $C$  транзистора [6].  $T_j = 25$  °С.

#### 5. Обсуждение результатов

$C_2$  моделям присущ основной недостаток региональных моделей: отсутствие робастности, проявляющееся в том, что существует вероятность появления у модели отрицательного выходного сопротивления (точнее, указанный недостаток это свойство не модели, а способа экстракции ее параметров). Например, при низких температурах модель Шичмена-Ходжеса

обладает таким свойством [16]. Для предотвращения такой ситуации параметрическую оптимизацию следует проводить с ограничением  $k < 1$ .

Начальный участок выходных характеристик транзистора, соответствующий току  $I_1$ , может быть настолько малым, что практически все ВАХ описываются моделью  $I_2$ . Такая ситуация наиболее часто наблюдается с повышением температуры. Соответственно параметр  $k$  может быть настолько малым, что его величина становится соизмеримой с ошибкой его идентификации, то есть параметр  $k$  может оказаться не только малым, но и отрицательным. Для предотвращения такой ситуации оптимизацию следует проводить с ограничением  $k > 0$ . Например, для транзистора C2M0026120D при  $150\text{ }^\circ\text{C}$   $k \approx 10^{-9}$  (см. Табл. 1). Важно отметить, что и при  $k \approx 0$   $C_2$  модель остается полуфизической и параметры  $\beta_0$ ,  $V_{TH}$ , и  $\theta$  сохраняют свой физический смысл поскольку, хотя сама функция (2) при расчете тока не используется, ее производные продолжают использоваться.

Все параметры описанных выше моделей определяются совместно, поэтому при дальнейшем увеличении размерности функции Паде погрешность моделей падает несущественно, ограничиваясь погрешностью модели начального участка ВАХ. Кроме того, при увеличении числа слагаемых в функции Паде, что может понадобиться для снижения погрешности моделирования выходной проводимости, растет вероятность появления нулей и полюсов вне рассматриваемого диапазона напряжений  $V_{GS}$  и  $V_{DS}$ , что недопустимо для компактных моделей.

Модель (2) и в меньшей степени (6) не обеспечивают высокую точность моделирования малосигнальной крутизны транзистора. Для ее повышения необходимо более точно аппроксимировать зависимость подвижности носителей заряда в канале от поля затвора.

## Заключение

В настоящей работе представлены новые полуфизические простые, но, по крайней мере, не менее точные по сравнению с известными компактные модели полевых транзисторов на широкозонных полупроводниках. Ток транзисторов в насыщении аппроксимируется функцией Паде, что позволило точно описать плавный переход к насыщенному режиму, наблюдаемый в SiC транзисторах. Модели разработаны для использования в электронных симуляторах и сохраняют все достоинства исходных физических моделей в ненасыщенной области ВАХ при высокой точности в области насыщения. Особое внимание в работе было уделено простоте и надежности процедуры идентификации параметров моделей.

## Литература

1. Mantooth H. A., Kang Peng, Santi E., et al. Modeling of wide-bandgap power semiconductor devices. Part I // IEEE Transactions Electron Devices. – 2015. – V. 62. – No. 2. – P. 423–433. – <https://doi.org/10.1109/ted.2014.2368274>
2. Jinping Zhang, Qinglin Wu, Zixun Chen, et al. SiC Double Trench MOSFET with Split Gate and Integrated Schottky Barrier Diode for Ultra-low Power Loss and Improved Short-circuit Capability // Chinese Journal of Electronics. – 2024. – V. 33. – No. 2. – P. 1-10. – <https://doi.org/10.23919/cje.2022.00.394>.
3. Nelson B. W., Lemmon A. N., Deboi B. T. et al. Computational efficiency analysis of SiC MOSFET models in SPICE: static behavior // IEEE Open Journal of Power Electronics. – 2020. – No. 1. – P. 499-512,; <https://doi.org/10.1109/OJPEL.2020.3036034>.
4. Bottaro E., Rizzo S. A., Salerno N. Circuit models of power MOSFETs leading the way of GaN HEMT modelling—A Review // Energies. – 2022. – V. 15. – P. 3415–3447. – <https://doi.org/10.3390/en15093415>.
5. Гуляев Ю. В., Митягин А. Ю., Чучева Г. В. и др. Полевой транзистор на гидрированной поверхности алмаза // Радиотехника и Электроника. – 2014. – Т. 59. – № 3. – С. 304–310. – <https://doi.org/10.7868/S0033849414030061>

6. Yosuke Sasama, Taisuke Kageura, Masataka Imura, et al. High-mobility p-channel wide-bandgap transistors based on hydrogen-terminated diamond/hexagonal boron nitride // *Nature Electronics*. – 2022. – V. 5. No. 1. – P. – 37–44. – :  
<https://doi.org/10.1038/s41928-021-00689-4>.
7. BSIM-BULK Technical Manual. (2017). [Online]. Available:  
<http://www.bsim.berkeley.edu/models/bsimbulk/>
8. Biryukov V. N., Haritonova V. R., Portnykh D. A. Static model of power silicon MOSFET // *Zhurnal Radioelektroniki – Journal of Radio Electronics*. – 2020 – No.8. – P. – 1-8. – :<https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.8.8>.
9. Mudholkar M., Shamim A. J., Ericson M. N., et al. Datasheet driven silicon carbide power MOSFET model // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2014 – V. 29. – No. 5. – P. 2220–2228. – <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2295774>.
10. Jouha W., Oualkadi A. E., Dherbécourt P., et al. Silicon carbide power MOSFET model: An accurate parameter extraction method based on the Levenberg–Marquardt algorithm // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2018. – V. 3. – No. 11. – P. 9130–9133. – <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2822939>.
11. Pilipenko A. M., Biryukov V. N. Efficiency improvement of the random search algorithm for parametric identification of electronic components models // 2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). – 2016. – P. 5–11. – <https://doi.org/10.1109/SIBCON.2016.7491703>.
12. Min-Chie Jeng. Design and Modeling of Deep-Submicrometer MOSFETS // University of California, Berkeley, Memorandum No. UCB/ERL M90/90/. Available at: <https://www2.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/1990//ERL-90-90.pdf>, 2024-02-23.
13. Bandali M. B. The effects of the field dependence of carrier mobility on the validity of the gradual channel approximation in insulated-gate field-effect transistors // *Solid-State Electronics*. – 1971. – V. 14. – No. 12. – P. 1325-1327. – [https://doi.org/10.1016/0038-1101\(71\)90122-5](https://doi.org/10.1016/0038-1101(71)90122-5).

14. McNutt Ty R., Hefner A. R., Mantooth H. A., et al. Silicon carbide power MOSFET model and parameter extraction sequence // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – V. 22. – No. 2. – P. 353–363. – <https://doi.org/10.1109/TPEL.2006.889890>.
15. Li Xin, Luo Yifei, Shi Zenan, et al. An Improved Physics-Based Circuit Model for SiC MOSFET // Transactions of China Electrotechnical Society. – 2022. – V. 37. – No. 20, – P. 5214–5226. – <https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.210225>.
16. Biryukov V. N. Template modeling of a p-channel MOSFET // Zhurnal Radioelektroniki – Journal of Radio Electronics. – 2019. No. 2. – Available at <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2019.2.11>

**Для цитирования:**

Бирюков В.Н. Модели полевых транзисторов на широкозонных полупроводниках. // Журнал радиоэлектроники – 2024. – №10. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.10.17>