

УДК 621.37:621.382.322

ШАБЛОННАЯ МОДЕЛЬ КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С УПРАВЛЯЮЩИМ *p-n*-ПЕРЕХОДОМ

В. Н. Бирюков¹, А. М. Пилипенко¹, Н. Н. Прокопенко², О. В. Дворников³¹Институт радиотехнических систем и управления Южного федерального университета, 347922, г. Таганрог, пер. Некрасовский, д.44²Донской государственный технический университет,
344010, г. Ростов-на-Дону, пл. Гагарина, д.1³Минский научно-исследовательский приборостроительный институт,
220113, г. Минск, ул. Я. Коласа, д.73

Статья поступила в редакцию 8 августа 2019 г.

Аннотация. Предложена региональная непрерывная вместе с первыми двумя производными компактная модель комплементарных полевых транзисторов с управляющим *p-n*-переходом (ПТУП), имеющих неоднородно легированный канал. Данные ПТУП применяются в современных радиационно-стойких охлаждаемых малошумящих аналоговых интегральных схемах (ИС). Использование предлагаемой модели в качестве исходной модели (шаблона) для создания более сложных (шаблонных) моделей ПТУП позволяет уменьшить погрешность моделирования в два – три раза по сравнению со стандартной SPICE-моделью. Создание шаблонной модели ПТУП осуществляется путем замены параметров в исходной модели отношением степенных полиномов по управляющему напряжению. Параметры исходной и шаблонной моделей определяются глобальной оптимизацией методом наименьших квадратов.

Ключевые слова: модель, полевой транзистор с управляющим *p-n*-переходом, шаблон, метод наименьших квадратов, идентификация параметров.

Abstract. This paper introduces a simple compact model of complementary junction field-effect transistors (JFETs) with a channel inhomogeneously doped in the transverse direction. Complementary JFETs are used in combination with bipolar transistors in modern low-noise and radiation-resistant analog integrated circuits (ICs), which usually work at extremely low temperatures down to – 197 °C. Unlike

other regional models, the proposed one is continuous together with its two first derivatives (C_2 -continuous). The model is based on the approximation of a gradual channel in the triode region of the I - V characteristic and a monotonic decrease in the output conductivity in their active region. The model assumes saturation at a lower drain voltage than the pinch-off voltage. The new model is validated by comparison to experimental data. On the base of this model the template model is introduced by the replacement of certain parameters of the original physical compact model by the quotient of power series of a gate and drain voltages. The parameters of the template model were determined by the method of least squares. The relative root-mean-square and maximum errors of I - V curves simulation for the template model is reduced by at least two times compared with the same error for the SPICE-model. In addition, the proposed template model has the following advantages in comparison with the standard SPICE-model: the absence of the modulation effect of the channel length at low drain voltages; monotonically decreasing differential output conductivity at any drain voltage; the continuity of the first two derivatives of the drain current.

Key words: model, JFET, simulation, template, root-mean-square, characterization.

Введение

В современных радиационно-стойких аналоговых интегральных схемах (ИС), как правило, охлаждаемых и имеющих особо малые шумы, используются комплементарные полевые транзисторы с управляющим p - n -переходом (ПТУП), изготавливаемые совместно с биполярными транзисторами, причем канал ПТУП образуется вместе с базой биполярного транзистора и технология изготовления предусматривает немонотонное легирование области канала [1]. Точность стандартных SPICE-моделей ПТУП при анализе описанных выше ИС невысока, кроме того, точность существенно ухудшается при необходимости моделирования ИС в криогенном температурном диапазоне. Это связано с тем, что стандартные SPICE-модели ПТУП, также как и полевых транзисторов с

изолированным затвором (ПТИЗ), предназначены для диапазона температур от минус 60°C до +125°C [2].

В высокочастотных ПТУП с особо малой проходной емкостью ширина обедненной области $p-n$ -перехода, определяющая проводимость канала, изменяется по существенно разным законам при малом и большом смещениях [3, 4]. Данная особенность приводит к резкому падению дифференциальной крутизны ПТУП при напряжениях затвора, близких к пороговому и, соответственно, к дополнительному снижению точности стандартной SPICE-модели. Модель слабой инверсии, используемая для ПТИЗ, не может применяться в данном случае, так как имеет другую физическую природу [5, 6].

Внедрение новой физической модели электронного компонента требует до трех лет, а ее разработка 10...50 человеко-лет [7]. Вследствие этого часть авторов публикаций считают, что точность новых физических моделей постоянно отстает от требований разработчиков [8].

Целью данной работы является повышение точности моделирования ПТУП с помощью применения компактных шаблонных моделей. Для достижения поставленной цели решаются следующие задачи:

- разработка простейшей модели ПТУП, описываемой функцией, которая непрерывна вместе с первыми двумя производными (далее S_2 -модель или шаблон);

- разработка на основе шаблона компактной модели комплементарных ПТУП, изготавливаемых совместно с биполярными транзисторами на кристаллах радиационно-стойких охлаждаемых аналоговых ИС;

- доказательство эффективности разработанных моделей на основе анализа точности моделирования вольт-амперных характеристик (ВАХ) комплементарной пары тестовых ПТУП.

Необходимо отметить, что термин «компактная модель» является общепризнанным в отечественной и зарубежной литературе [7]. Компактная модель электронного компонента – это модель, предназначенная для применения в симуляторах SPICE-типа, которая представляет собой

идеализированный элемент или идеализированную цепь (эквивалентную схему) и описывается алгебраическими или обыкновенными дифференциальными уравнениями. Предлагаемая в данной работе компактная модель называется шаблонной моделью, поскольку она получена на основе шаблона – более простой модели, параметры которой могут быть заменены функциями управляющих напряжений [9].

1. Разработка C_2 -модели ПТУП

Региональная модель полевого транзистора в общем случае описывается выражением

$$I(V_{DS}, V_{GS}) = \begin{cases} 0, & \text{при } V_{GS} \leq V_T; \\ I_1(V_{DS}, V_{GS}), & \text{при } V_{DS} \leq V_S; \\ I_2(V_{DS}, V_{GS}) & \text{при } V_{DS} > V_S, \end{cases} \quad (1)$$

где $I(V_{DS}, V_{GS})$ – ток стока; V_{GS} и V_{DS} – напряжения затвор-исток и сток-исток соответственно; V_T – пороговое напряжение, V_S – напряжение стока, соответствующее границе между триодной (крутой) областью ВАХ ($V_{DS} \leq V_S$) и пологой областью ВАХ ($V_{DS} > V_S$).

В модели Шичмена-Ходжеса, которая является стандартной SPICE-моделью ПТУП [2, 10], граница крутой и пологой областей определяется напряжением отсечки ($V_S = V_{GS} - V_T$), а ВАХ непрерывна вместе со своей первой производной:

$$I_1(V_{DS}, V_{GS}) \Big|_{V_{DS}=V_S} = I_2(V_{DS}, V_{GS}) \Big|_{V_{DS}=V_S}; \quad (2)$$

$$\frac{\partial I_1(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{DS}} \Big|_{V_{DS}=V_S} = \frac{\partial I_2(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{DS}} \Big|_{V_{DS}=V_S}. \quad (3)$$

При использовании модели Шичмена-Ходжеса ток стока в триодной и пологой областях соответственно описывается следующими выражениями:

$$I_1(V_{DS}, V_{GS}) = \beta \left[(V_{GS} - V_T)^2 - (V_{GS} - V_T - V_{DS})^2 \right] (1 + \lambda V_{DS}); \quad (4)$$

$$I_2(V_{DS}, V_{GS}) = \beta (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}), \quad (5)$$

где β – удельная крутизна транзистора; λ – коэффициент, учитывающий модуляцию длины канала напряжением стока.

Как известно, эффект модуляции длины канала напряжением стока отсутствует при $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$, кроме того граница между триодной и пологой областями соответствует напряжению на стоке не достигающему напряжения отсечки $V_{GS} - V_T$ [11]. Таким образом, в предлагаемой C_2 -модели для описания тока стока в триодной области далее используется упрощенное выражение (4), в котором принято $\lambda = 0$:

$$I_1(V_{DS}, V_{GS}) = \beta \left[(V_{GS} - V_T)^2 - (V_{GS} - V_T - V_{DS})^2 \right], \quad (6)$$

причем выражение (6) используется не до напряжения отсечки $V_{GS} - V_T$, а до напряжения насыщения $V_S = k(V_{GS} - V_T)$, где k – коэффициент, равный отношению напряжения насыщения к напряжению отсечки ($0 < k < 1$).

Для обеспечения непрерывности второй производной $\partial^2 I(V_{DS}, V_{GS}) / \partial V_{DS}^2$ в данной работе предлагается аппроксимировать ВАХ региональной модели (1) в пологой области не линейной, а дробно-рациональной функцией:

$$I_2(V_{DS}, V_{GS}) = I_S(V_{GS}) \frac{1 + a(V_{DS} - V_S)}{1 + c(V_{DS} - V_S)}. \quad (7)$$

Функция $I_S(V_{GS})$, входящая в выражение (7), определяется с помощью выражения (6) из условия непрерывности региональной модели (1) при $V_{DS} = V_S$:

$$I_S(V_{GS}) = I_2(V_{DS}, V_{GS}) \Big|_{V_{DS}=V_S} = I_1(V_{DS}, V_{GS}) \Big|_{V_{DS}=V_S} = \beta \left[(V_{GS} - V_T)^2 - (V_{GS} - V_T - V_S)^2 \right], \quad (8)$$

Коэффициенты a и c определяются из условий непрерывности первых двух производных региональной модели (1):

$$\frac{\partial I_1(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{DS}} \Big|_{V_{DS}=V_S} = \frac{\partial I_2(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{DS}} \Big|_{V_{DS}=V_S}; \quad (9)$$

$$\frac{\partial^2 I_1(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{DS}^2} \Big|_{V_{DS}=V_S} = \frac{\partial^2 I_2(V_{DS}, V_{GS})}{\partial V_{DS}^2} \Big|_{V_{DS}=V_S}. \quad (10)$$

Из уравнений (9) и (10) нетрудно получить следующие выражения для коэффициентов a и c , входящих в выражение (7):

$$c = -\frac{\partial^2 I_1(V_{DS}, V_{GS}) / \partial V_{DS}^2 \Big|_{V_{DS}=V_S}}{2 \partial I_1(V_{DS}, V_{GS}) / \partial V_{DS} \Big|_{V_{DS}=V_S}} = \frac{1}{2(V_{GS} - V_T - V_S)}; \quad (11)$$

$$a = c + \frac{\partial I_1(V_{DS}, V_{GS}) / \partial V_{DS} \Big|_{V_{DS}=V_S}}{I_1(V_{DS}, V_{GS}) \Big|_{V_{DS}=V_S}} =$$

$$= \frac{1}{2(V_{GS} - V_T - V_S)} + \frac{2(V_{GS} - V_T - V_S)}{(V_{GS} - V_T)^2 - (V_{GS} - V_T - V_S)^2}. \quad (12)$$

Таким образом, C_2 -модель, описываемая выражением (6) в триодной области и выражением (7) в пологой области, имеет всего три параметра, как и модель Шичмена-Ходжеса, поэтому является простейшей моделью ПТУП. Однако, в C_2 -модели (6), (7) вместо параметра λ , учитывающего модуляцию длины канала напряжением стока, используется параметр k , определяющий границу между триодной и пологой областями ВАХ. Далее C_2 -модель будет использоваться в качестве шаблона для создания более сложных моделей ПТУП.

2. Разработка шаблонных моделей ПТУП

Известный подход к созданию шаблонных моделей полупроводниковых компонентов состоит в разложении параметров исходной модели в степенной ряд по управляющему напряжению или току [12]. Однако, при разложении параметров модели в степенной ряд возможно нарушение монотонности ВАХ [13]. Для обеспечения монотонности ВАХ при создании шаблонной модели следует заменять параметры исходной модели отношением степенных рядов (дробно-рациональной функцией) [9, 14].

В данной работе для создания шаблонной модели, обеспечивающей повышение точности в пологой области ВАХ, в первую очередь предлагается вместо отношения полиномов первой степени в выражении (7) использовать

более сложную дробно-рациональную функцию, содержащую дополнительный формальный параметр b [15]:

$$I_2(V_{DS}, V_{GS}) = I_S(V_{GS}) \frac{1 + a(V_{DS} - V_S) + b(V_{DS} - V_S)^2}{1 + c(V_{DS} - V_S)}. \quad (13)$$

Для обеспечения максимальной точности полученной шаблонной модели (6), (13) идентификация дополнительного параметра b должна проводиться совместно с идентификацией основных параметров β , V_T и k .

Функция $I_S(V_{GS})$ в выражении (13), также как и в выражении (7), определяется с помощью формулы (8). Коэффициенты a и c , входящие в выражение (13), определяются из уравнений (9) и (10), при этом выражение для коэффициента a будет описываться с помощью формулы (12), а выражение для коэффициента c будет иметь следующий вид:

$$c = b \frac{I_1(V_{DS}, V_{GS})|_{V_{DS}=V_S}}{\partial I_1(V_{DS}, V_{GS})/\partial V_{DS}|_{V_{DS}=V_S}} - \frac{\partial^2 I_1(V_{DS}, V_{GS})/\partial V_{DS}^2|_{V_{DS}=V_S}}{2 \partial I_1(V_{DS}, V_{GS})/\partial V_{DS}|_{V_{DS}=V_S}} = \frac{b[(V_{GS} - V_T)^2 - (V_{GS} - V_T - V_S)^2] + 1}{2(V_{GS} - V_T - V_S)}. \quad (14)$$

Далее, для повышения точности модели (6), (13) предлагается заменить дробно-рациональной функцией параметр β , поскольку он входит линейно в выражения для исходной модели (см. формулы (6), (8) и (13)):

$$\beta = \beta_0 \frac{1 + \beta_{11}V_G + \beta_{12}V_G^2 + \dots + \beta_{1m}V_G^m}{1 + \beta_{21}V_G + \beta_{22}V_G^2 + \dots + \beta_{2n}V_G^n}, \quad (15)$$

где $V_G = V_{GS} - V_T$ – эффективное напряжение затвора; β_0 – удельная крутизна шаблонной модели; $\beta_{11}, \beta_{12}, \dots, \beta_{1m}$ и $\beta_{21}, \beta_{22}, \dots, \beta_{2m}$ – эмпирические коэффициенты; m – максимальная степень числителя; n – максимальная степень знаменателя.

Очевидно, что чем выше значения m и n , тем больше будет дополнительных эмпирических параметров в шаблонной модели (6), (13), (15) и тем сложнее будет задача идентификации параметров. В настоящей работе предлагается выбрать $m = n = 2$ и положить $\beta_{21} = \beta_{11}$. При этом число

дополнительных эмпирических коэффициентов будет равно трем и задача параметрической идентификации усложняется незначительно.

3. Алгоритм параметрической идентификации

Параметры моделей ПТУП определяются методом наименьших квадратов из условия минимума целевой функции [16]:

$$S = \sum_{k=1}^N \left[\frac{I(V_{DSk}, V_{GSk}) - I_k}{I_k} \right]^2, \quad (16)$$

где N – число экспериментальных точек; V_{DSk} и V_{GSk} измеренные значения напряжений сток-исток и затвор-исток соответственно; I_k – измеренные значения тока стока; $I(V_{DSk}, V_{GSk})$ – значения тока стока, рассчитанные с помощью модели ПТУП при $V_{DS} = V_{DSk}$ и $V_{GS} = V_{GSk}$.

Для решения задачи поиска минимума целевой функции предлагается использовать метод Левенберга-Марквардта с контролем погрешности при изменении начальных условий. Для повышения скорости поиска минимума целевой функции параметры C_2 -модели (6), (7) использовались в качестве начальных приближений для физических параметров шаблонной модели (6), (13), начальное значение дополнительного параметра b при этом принималось равным нулю. Параметры, шаблонной модели (6), (13), в свою очередь, использовались в качестве начальных приближений для параметров шаблонной модели (6), (13), (15). Начальные значения эмпирических коэффициентов принимались равными нулю.

Точность моделирования оценивалась с помощью различных типов погрешностей, описанных ниже.

1. Относительная погрешность модели в каждой точке ВАХ

$$\delta_k = \frac{I(V_{DSk}, V_{GSk}) - I_k}{I_k}. \quad (17)$$

2. Среднеквадратическая погрешность модели:

$$\sigma = \sqrt{\frac{S_{\min}}{N}}, \quad (18)$$

где S_{\min} – наименьшее значение целевой функции.

3. Максимальная относительная погрешность модели:

$$\delta_{\max} = \max |\delta_k|. \quad (19)$$

Используемые в данной работе типы погрешностей позволяют получить полные сведения о точности и достоверности рассматриваемых моделей [7], а описанный алгоритм параметрической идентификации моделей позволяет обеспечить погрешность определения параметров моделей ПТУП, соизмеримую с погрешностью измерения ВАХ [14]. Для повышения точности идентификации параметров рекомендуется использовать адаптивный алгоритм случайного поиска [17].

4. Результаты моделирования

Для доказательства эффективности предложенных в данной работе моделей была проведена идентификация параметров и рассчитаны погрешности моделирования тестовой пары комплементарных ПТУП (p -канального и n -канального ПТУП), входящих в состав аналоговых ИС операционных усилителей [18]. Применение комплементарных ПТУП целесообразно для создания ИС, обеспечивающих предварительную обработку сигналов датчиков космических аппаратов, которые во многих случаях функционируют при одновременном воздействии проникающей радиации и предельно низких температур вплоть до -197°C [19]. Технология изготовления комплементарных ПТУП описана в работах [20, 21].

Тестовые ПТУП, исследуемые в данной работе, имеют следующие размеры: p -канальный ПТУП – ширина канала $W = 50$ мкм, длина канала $L = 6$ мкм; n -канальный ПТУП – ширина канала $W = 260$ мкм, длина канала $L = 6$ мкм. Собственное усиление p -канального и n -канального ПТУП составляло в рабочей точке соответственно 90 и 60. Для идентификации параметров и расчета погрешностей моделей использовались

экспериментальные ВАХ тестовых ПТУП, измеренные при температуре $T = -197\text{ }^{\circ}\text{C}$, так как именно при криогенных температурах стандартные модели ПТУП наименее эффективны [2].

В таблицах 1 и 2 приведены результаты параметрической идентификации и погрешности моделирования p -канального и n -канального ПТУП соответственно. Следует отметить, что шаблонная модель (6), (13) является частным случаем шаблонной модели (6), (13), (15) при $\beta = \beta_0$.

Таблица 1. Результаты моделирования p -канального ПТУП.

Модель	<i>SPICE</i> -модель (4), (5)	C_2 -модель (6), (7)	Шаблонная модель (6), (13)	Шаблонная модель (6), (13), (15)
β_0 , мкА/В ²	23,14	21,99	22,00	13,89
V_T , В	1,304	1,288	1,312	1,390
λ , В ⁻¹	0,03934	-	-	-
k	-	0,6177	0,7753	0,7488
b , В ⁻¹	-	-	0,09354	0,05518
β_{11} , В ⁻¹	-	-	-	- 1,035
β_{12} , В ⁻²	-	-	-	0,7422
β_{22} , В ⁻²	-	-	-	0,5594
σ , %	6,75	7,89	6,57	3,19
δ_{\max} , %	27,1	18,1	21,6	10,1

Таблица 2. Результаты моделирования n -канального ПТУП.

Модель	<i>SPICE</i> -модель (4), (5)	C_2 -модель (6), (7)	Шаблонная модель (6), (13)	Шаблонная модель (6), (13), (15)
β_0 , мкА/В ²	201,7	155,8	171,0	53,44
V_T , В	- 0,9499	- 0,9476	- 0,9708	- 1,158

$\lambda, \text{В}^{-1}$	0,1657	-	-	-
k	-	0,1586	0,5740	0,5794
$b, \text{В}^{-1}$	-	-	0,4104	0,1830
$\beta_{11}, \text{В}^{-1}$	-	-	-	- 1,777
$\beta_{12}, \text{В}^{-2}$	-	-	-	1,168
$\beta_{22}, \text{В}^{-2}$	-	-	-	0,9044
$\sigma, \%$	19,3	22,1	18,4	8,68
$\delta_{\max}, \%$	84,0	57,7	61,7	39,7

Результаты, представленные в таблицах 1 и 2, показывают, что применение шаблонной модели (6), (13), (15) обеспечивает уменьшение как среднеквадратической, так и максимальной погрешности моделирования комплементарных ПТУП примерно в 2 – 3 раза по сравнению со *SPICE*-моделью. Среднеквадратическая и максимальная погрешности моделирования *p*-канального ПТУП при использовании *SPICE*-модели имеют следующие значения $\sigma \approx 6,8 \%$ и $\delta_{\max} \approx 27 \%$, для шаблонной модели (6), (13), (15) – $\sigma \approx 3,2 \%$ и $\delta_{\max} \approx 10 \%$. В случае моделирования *n*-канального ПТУП аналогичные погрешности для *SPICE*-модели составляют $\sigma \approx 19 \%$ и $\delta_{\max} \approx 84 \%$, для шаблонной модели (6), (13), (15) – $\sigma \approx 8,7 \%$ и $\delta_{\max} \approx 40 \%$.

На рис. 1 представлены экспериментальные и расчетные ВАХ для комплементарных ПТУП. Экспериментальные ВАХ изображены в виде точек, расчетные – в виде линий. На рис. 2 приведены зависимости погрешностей моделирования комплементарных ПТУП от напряжения сток-исток при различных значениях напряжения на затворе. Рис. 1 и 2 иллюстрируют снижение относительной погрешности шаблонной модели по сравнению со *SPICE*-моделью во всей рабочей области ВАХ. Точность всех рассмотренных в работе моделей для *p*-канального ПТУП оказывается примерно в 3 раза выше, чем для *n*-канального, что связано с большей зависимостью от напряженности электрического поля подвижности основных носителей заряда в данном образце *n*-канального ПТУП.

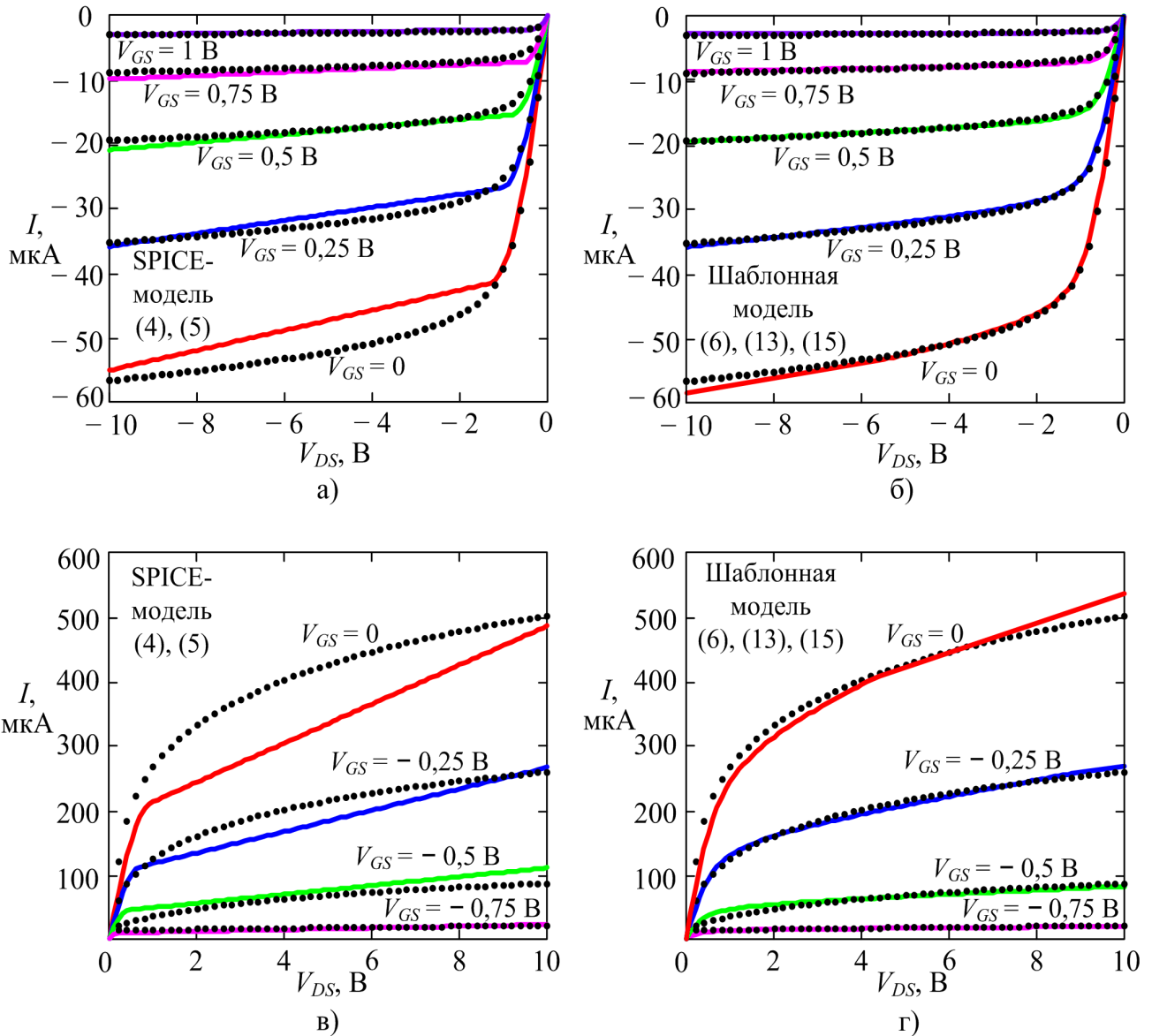


Рис. 1. Экспериментальные и расчетные ВАХ p -канального ПТУП (а, б) и n -канального ПТУП (в, г)

5. Обсуждение результатов

Известно, что максимальную точность моделирования ВАХ полевых транзисторов обеспечивают табличные модели [7]. Однако формальный характер табличных моделей не позволяет моделировать температурные свойства транзисторов. Для предлагаемой шаблонной модели данный недостаток отсутствует в силу малого количества параметров. Кроме того, параметры исходной физической модели V_T и β_0 сохраняют физический смысл,

что позволяет использовать шаблонную модель для статистической обработки результатов измерений, в частности, для согласования комплементарных пар.

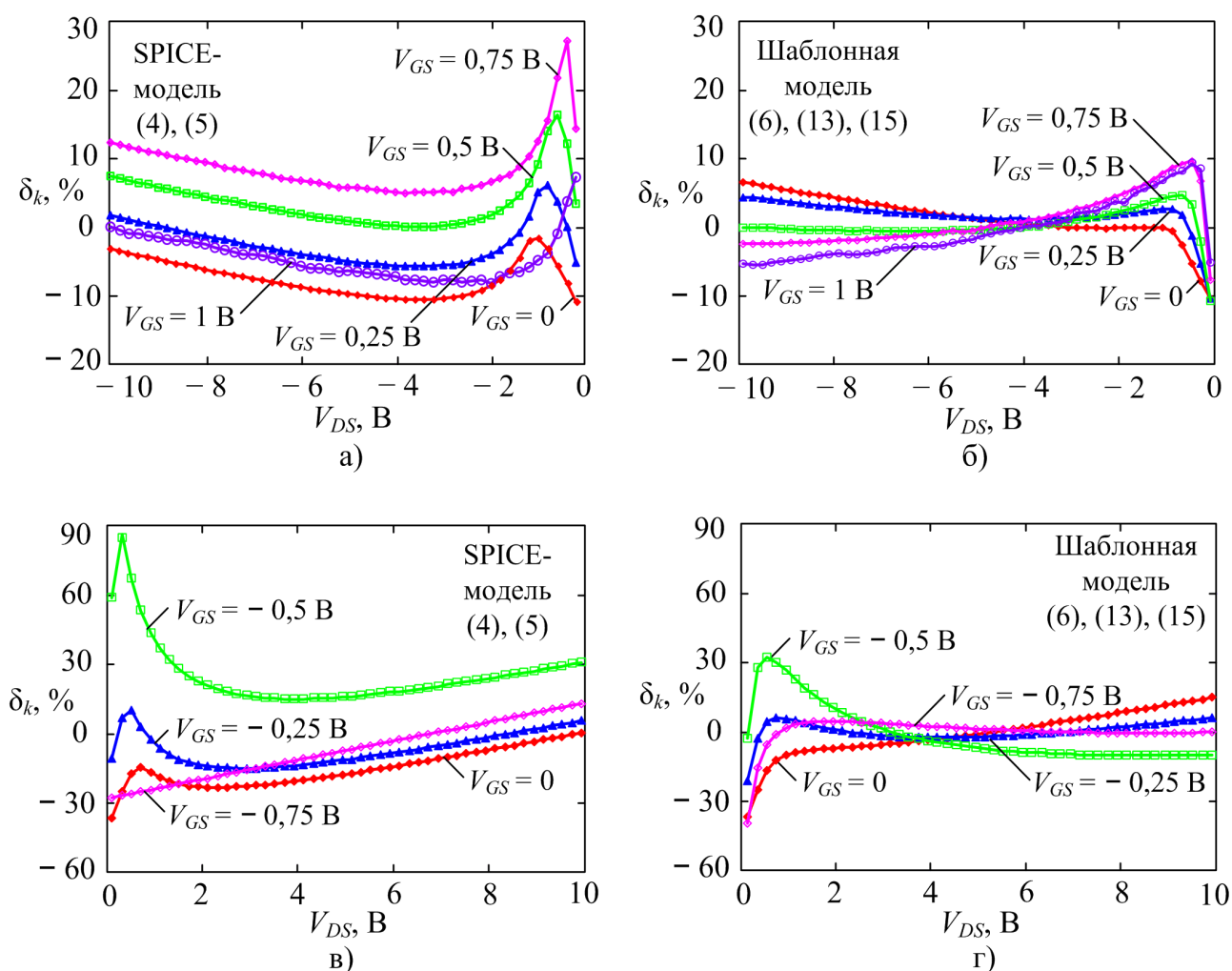


Рис. 2. Зависимости погрешностей моделирования от напряжения сток-исток для *p*-канального ПТУП (а, б) и *n*-канального ПТУП (в, г)

Предлагаемая модель, как и табличная модель, основанная на интерполяции кубическими сплайнами, имеет разрыв третьей производной тока. Указанный недостаток формально не дает возможности использовать эти модели для точного анализа интермодуляционных искажений второго порядка [22]. Тем не менее, в этом случае между моделями есть существенная разница: в табличной модели разрывы при фиксированном напряжении затвора наблюдаются во множестве точек, а в шаблонной – только в одной точке. Причем разрыв происходит на границе крутой и пологой областей ВАХ, то

есть, при работе транзистора в рабочей (пологой) области шаблонная модель остается непрерывной со всеми производными. Конечно, при работе в импульсном режиме мгновенное значение тока пересекает границу крутой и пологой областей ВАХ, но в этом режиме настолько растут высшие производные токов во времени, что разрывом второй производной выходной проводимости транзисторов можно пренебречь.

Следует отметить, что известна модель полевого транзистора, непрерывная со всеми своими производными (C_∞ -модель), полученная путем процедуры «сглаживания» [23]. Однако в качестве напряжения насыщения в ней используется напряжение отсечки стока, при котором нарушается условие плавного канала [11], что приводит к дополнительной ошибке модели в области отсечки.

На практике для анализа аналоговых цепей нередко используются и C_1 -модели [10], поскольку рабочая область ВАХ транзистора лежит, как правило, только в пологой области, то есть нарушение непрерывности высших производных наблюдается в нерабочем режиме аналоговых цепей. Однако, известно, что применение C_1 -моделей кроме снижения точности моделирования выходной проводимости транзистора приводит к появлению паразитных гармоник [24]. Дополнительно проведенный анализ гармонических составляющих тока стока C_∞ -, C_1 -, и C_2 -непрерывных моделей транзистора на электронном симуляторе показал, что паразитные гармоники C_2 -моделей сравнимы с уровнем цифровых шумов анализатора спектра.

Пороговое напряжение, при котором ток стока равен нулю, определяется в работе как экстраполированное по экспериментальной ВАХ значение. В рассматриваемом случае, когда канал ПТУП изготовлен базовой диффузией, ток прибора при увеличении смещения на затворе вначале падает очень быстро, а затем скорость падения резко замедляется. В результате этого повышается вероятность пробоя p - n -перехода затвора до достижения напряжения затвора, соответствующего перекрытию канала и, следовательно, прямое измерение «физического» порогового напряжения может оказаться невозможным.

Заключение

Предложенная шаблонная модель обладает следующими преимуществами в сравнении со стандартной *SPICE*-моделью:

- более высокая точность моделирования комплементарных ПТУП (в 2 – 3 раза выше, чем у *SPICE*-модели);
- отсутствие эффекта модуляции длины канала при малых напряжениях стока;
- монотонно падающая дифференциальная выходная проводимость $\partial I / \partial V_{DS}$ при любых напряжениях стока;
- непрерывность двух первых производных тока стока.

При создании шаблонных моделей ключевое значение имеет вид функций, вводимых вместо параметров исходной модели. Данные функции должны отвечать двум основным требованиям. Во-первых, число новых параметров шаблонной модели не должно быть большим, поскольку эффективность параметрической оптимизации падает очень быстро с их увеличением. Во-вторых, для использования любой модели в электронных симуляторах необходимо, чтобы модель не только обладала заданной точностью воспроизведения ВАХ (а в ряде случаев и производных) в рабочей области, но и сохраняла физический смысл и за ее пределами, поскольку при численном решении уравнений цепей итерациями токи и напряжения могут принимать произвольные значения.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (проект № 16-19-00122-П).

Литература

1. Дворников О.В. Комплексный подход к проектированию радиационно-стойких аналоговых микросхем. Часть 2. Базовые схемотехнические решения АБМК 1-3 // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем, 2010. № 1. С. 283-288.

2. Петросянц К.О., Исмаил-заде М.Р., Самбурский Л.М., Харитонов И.А. SPICE-модели полевых транзисторов со структурой MOSFET и JFET для расширенного диапазона температуры до -200°C // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем, 2018. № 3. С. 111-117. DOI: [10.31114/2078-7707-2018-3-111-117](https://doi.org/10.31114/2078-7707-2018-3-111-117).
3. Бирюков В.Н. Диагностика моделей барьерной емкости диода // Радиотехника и Электроника. 2009. Т. 54. № 9. С. 1144-1148.
4. Бирюков В.Н. Модель барьерной емкости диода с короткой базой // Известия высших учебных заведений. Электроника, 2006. Т. 11. № 4. С. 31-35.
5. Bisdounis L., Nikolaidis S., Koufopavlou O., Goutis C. E. Switching response modeling of the CMOS inverter for sub-micron devices // Proceedings - Design, Automation and Test in Europe, DATE. 23-26 February, 1998. P. 729-737. DOI: [10.1109/DATE.1998.655939](https://doi.org/10.1109/DATE.1998.655939).
6. Shoji M. Theory of CMOS Digital Circuits and Circuit Failures. Princeton, New Jersey: Princeton University Press, 1992. 590 p.
7. Денисенко В.В. Компактные модели МОП-транзисторов для SPICE в микро- и наноэлектронике. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2010. 408 с.
8. Razavi B. CMOS Technology Characterization for Analog and RF Design // IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1999. Vol. 34. No. 3. P. 268-276. DOI: [10.1109/4.748177](https://doi.org/10.1109/4.748177)
9. Бирюков В.Н. Шаблонная модель p -канального полевого транзистора с изолированным затвором // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 2. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/feb19/11/text.pdf>, DOI: 10.30898/1684-1719.2019.2.11.
10. Wang Y., Cass C.J., Chow T.P., Wang F., Boroyevich D. SPICE Model of SiC JFETs for Circuit Simulations // Proceedings of the IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, COMPEL. 16-19 July, 2006. P. 212-215. DOI: [10.1109/COMPEL.2006.305677](https://doi.org/10.1109/COMPEL.2006.305677)
11. Бирюков В.Н. Применение аппроксимации плавного канала в МДП-транзисторах при зависимости подвижности носителей от поперечного

- электрического поля // Радиотехника и электроника, 1974. Т. 19. № 7. С. 1556-1558.
12. Van den Bosch S., Martens L. Approximation of State Functions in Measurement-Based Transistor Model // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1999. Vol. 47. No. 1. P. 14-17. DOI: [10.1109/22.740069](https://doi.org/10.1109/22.740069).
 13. McAndrew C.C. Practical modeling for circuit simulation // IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1998, Vol. 33, No. 3, P. 439–448. DOI: [10.1109/4.661209](https://doi.org/10.1109/4.661209).
 14. Biryukov V.N., Pilipenko A.M. Measurement-Based MOSFET Model for Helium Temperatures // Proceedings of 2015 IEEE East-West Design and Test Symposium, EWDTs, 26-29 September, 2015. DOI: [10.1109/EWDTs.2015.7493109](https://doi.org/10.1109/EWDTs.2015.7493109).
 15. Бирюков В.Н., Пилипенко А.М. Исследование трехпараметрической модели высокочастотного полевого транзистора // Известия высших учебных заведений. Электроника, 2003. № 6. С. 22-26.
 16. Ortiz-Conde A., Ma Y., Thomsonc J., Santos E., Lioub J. J., García Sánchez F. J., Lei M., Finol J., Layman P. Direct extraction of semiconductor device parameters using lateral optimization method // Solid-State Electronics, 1999. Vol. 43. No. 4. P. 845-848, DOI: [10.1016/S0038-1101\(99\)00044-1](https://doi.org/10.1016/S0038-1101(99)00044-1).
 17. Бирюков В.Н., Пилипенко А.М. Адаптивный алгоритм случайного поиска для задач параметрической идентификации моделей электронных компонентов // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2016. № 1. С. 101-108.
 18. Dvornikov O. V., Prokopenko N.N., Tchekhovski V.A., Bugakova A.V., Maliy I.V. Cryogenic Operational Amplifier on Complementary JFETs // Proceedings of 2018 IEEE East-West Design and Test Symposium, EWDTs, 14-17 September, 2018. DOI: [10.1109/EWDTs.2018.8524640](https://doi.org/10.1109/EWDTs.2018.8524640).
 19. Дворников О.В., Чеховский В.А., Дятлов В.Л., Прокопенко Н.Н. Создание низкотемпературных аналоговых ИС для обработки импульсных сигналов датчиков. Часть 1 // Современная электроника, 2015. № 4. С. 44-49.

20. Lovshenko I.Y., Khanko V.T., Stempitsky V.R. Radiation influence on electrical characteristics of complementary junction field-effect transistors exploited at low temperatures // *Materials Physics & Mechanics*, 2018. Vol. 39. No. 1. P. 92-101. DOI: [10.18720/MPM.3912018_15](https://doi.org/10.18720/MPM.3912018_15).
21. Савченко Е.М., Дроздов Д.Г., Вагин А.В., Гаранович Д.И. Современные конструкции интегральных элементов высокочастотного комплементарного биполярного технологического процесса // *Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. Материалы Международной научно-технической конференции «INTERMATIC–2013»*. Часть 3. Москва: Энергоатомиздат, 2013. С. 60-63.
22. Foty D. *MOSFET Modeling with SPICE: Principles and Practice*. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall PTR, 1997. 653 p.
23. Бирюков В.Н. Четырехпараметрическая C_{∞} -непрерывная компактная модель полевого транзистора // *Известия высших учебных заведений. Электроника*, 2008. Т. 13. № 4. С. 69-71.
24. McAndrew C.C., Bhattacharyya B.K., Wang O.A. A C_{∞} -continuous depletion capacitance model // *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, 1993. Vol. 12. No. 6. P. 825-828. DOI: [10.1109/43.229757](https://doi.org/10.1109/43.229757).

Для цитирования:

В. Н. Бирюков, А. М. Пилипенко, Н. Н. Прокопенко, О. В. Дворников. Шаблонная модель комплементарных полевых транзисторов с управляющим р-п-переходом. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 8. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/aug19/5/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2019.8.5