

УДК 621.382.323.001.57

Четырехпараметрическая C_{∞} -непрерывная компактная модель полевого транзистора

В.Н.Бирюков

Технологический институт Южного федерального университета в г. Таганроге

Региональные (кусочные) модели полевого транзистора (ПТ) в силу разрыва высших производных на границе пологой и крутой областей ВАХ не позволяют оценивать интермодуляционные искажения. Для их расчета разработан ряд моделей, непрерывных вместе со всеми своими производными [1]. Общим недостатком этих моделей является высокое число параметров (не менее 15), что приводит к проблемам их экспериментального определения.

В настоящей работе рассматривается статическая математическая модель ПТ в замкнутой форме (компактная модель), непрерывная со всеми производными – аналитическая функция, или C_{∞} -непрерывная [2]. Особое внимание уделено вопросам идентификации ее параметров, поскольку фактическая точность моделирования во многом определяется эффективностью процедуры экстракции параметров.

Простейшая региональная статическая модель ПТ имеет вид

$$I_D = \begin{cases} 0 & \text{при } V_G \leq 0, \\ \beta(2V_G - V_{DS})V_{DS}(1 + \lambda V_{DS}) & \text{при } V_{DS} < V_G, \\ \beta V_G^2(1 + \lambda V_{DS}) & \text{при } V_{DS} \geq V_G, \end{cases} \quad (1)$$

где I_D – ток стока; $V_G = V_{GS} - V_{T0}$ – эффективное напряжение затвора; V_{GS} и V_{DS} – напряжения на затворе и стоке относительно истока соответственно; β – удельная крутизна; V_{T0} – пороговое напряжение; λ – параметр, характеризующий модуляцию длины канала напряжением стока [3].

© В.Н.Бирюков, 2008

Наиболее эффективно параметры моделей определяются по измеренным ВАХ ПТ методом наименьших квадратов. Поиск минимума функционала

$$S(\beta, T_{T0}, \lambda, V_{GS}, V_{DS}) = \sum_{j=1}^n [I_D(V_{GSj}, V_{DSj}, \beta, V_{T0}, \lambda) / I_{Dj} - 1]^2 = \sum_{j=1}^n \delta_j^2$$

(здесь $\{I_{Dj}, V_{GSj}, V_{DSj}\}$ – табличная ВАХ) облегчается тем, что параметры β и λ могут быть найдены аналитически из системы уравнений $\partial S / \partial \beta = 0$, $\partial S / \partial \lambda = 0$. Численный спуск становится одномерным, что решает все проблемы, связанные с выбором начальных значений, выключностью функционала, жесткостью и обусловленностью задачи оптимизации.

Модель (1) получена в предположении, что плотность заряда подвижных носителей в канале изменяется пропорционально напряжению на затворе. Если аппроксимировать плотность заряда подвижных носителей в канале ПТ функцией, линейной при напряжениях на затворе больше порогового и близкой к нулю в остальных случаях, то простейшая непрерывная (континуальная) модель приобретает вид [4]

$$I_D = (\beta/2)[V_G V_N - (V_G - V_{DS})V_D + V_\epsilon^2 \ln(V_N/V_D)], \quad (2)$$

где $V_N = \sqrt{V_\epsilon^2 + V_G^2} + V_G$; $V_D = \sqrt{V_\epsilon^2 + (V_G - V_{DS})^2} + V_G - V_{DS}$; V_ϵ – малая величина, измеряемая в вольтах. Если в (2) ввести множитель $(1 + \lambda V_{DS})$, то полученная таким образом модель в пределе при $V_\epsilon \rightarrow 0$ совпадает с региональной моделью (1), а при конечной величине V_ϵ поставленная задача формально может считаться решенной. Модель (1), как и полученная указанным образом континуальная, обладает наибольшей погрешностью среди трехпараметрических моделей [5].

Для повышения точности моделирования выражение (2) необходимо умножить не на линейную функцию $(1 + \lambda V_{DS})$, а на функцию, равную единице при V_{DS} менее напряжения насыщения V_E и растущую пропорционально V_{DS} (с коэффициентом пропорциональности λ) при $V_{DS} > V_E$, поскольку модуляция длины канала напряжением стока наблюдается только на пологом участке ВАХ. В качестве такой функции удобно выбрать использованную ранее функцию плотности заряда в канале ПТ.

Величина V_E может быть определена аналитически [5], однако далее используется грубое приближение $V_E = V_G - 2V_\epsilon$, что позволяет сохранить линейную зависимость S от параметра λ без заметного уменьшения точности модели, так как вблизи V_E ток ПТ изменяется несущественно. Возможность введения нового параметра в (2) без ухудшения качества процедуры экстракции параметров может быть использована и для повышения точности модели путем введения нового параметра κ , учитывающего снижение подвижности носителей в продольном электрическом поле канала. Для учета данного эффекта в существующих моделях выражение для тока канала на крутом участке ВАХ делится на $(1 + \kappa V_{DS})$. В предлагаемой модели это же выражение умножается на $(1 - \kappa V_{DS})$, что допустимо при малых значениях κ . Таким образом, дополнительный множитель κ к выражению (2) представляет собой функцию V_{DS} , равную единице при $V_{DS} = 0$, линейно падающую (пропорционально κ) при малых напряжениях стока и линейно возрастающую (пропорционально λ) при $V_{DS} > V_E$. Четырехпараметрическая континуальная модель ПТ при принятых допущениях принимает вид

$$I = \frac{\beta}{2} \left[V_G V_N - (V_G - V_{DS})V_D + V_\epsilon^2 \ln \frac{V_N}{V_D} \right] \left\{ \frac{\lambda}{2} \left[\sqrt{V_\epsilon^2 + (V_{DS} - V_E)^2} + V_{DS} - \sqrt{V_\epsilon^2 + V_E^2} \right] + \right. \\ \left. + \frac{\kappa}{2} \left[\sqrt{V_\epsilon^2 + (V_{DS} - V_E)^2} - V_{DS} - V_E - \sqrt{V_\epsilon^2 + V_E^2} \right] + 1 \right\}. \quad (3)$$

Выражение (3) не устраняет один из недостатков модели (1) – линейную аппроксимацию тока на пологом участке ВАХ, что увеличивает погрешность моделирования начального участка вблизи напряжения насыщения. Величина промежуточной области между крутым и пологими участками экспериментальных ВАХ соизмерима с протяженностью крутого участка и увеличи-

вается в первом приближении пропорционально эффективному напряжению затвора. Модель (3) позволяет получить такой промежуточный участок путем замены малого параметра V_ε линейной функцией с эмпирическим коэффициентом $V_\varepsilon = 0,25 V_G$. Грубость принятых допущений оправдывается ростом надежности процедуры экстракции параметров транзистора, поскольку минимизируемый численно функционал удается привести к виду $S[\beta(V_{T0}), V_{T0}, \lambda(V_{T0}), \kappa(V_{T0}), V_{GS}, V_{DS}]$, где $\beta(V_{T0})$, $\lambda(V_{T0})$ и $\kappa(V_{T0})$ определяются аналитически из системы уравнений $\partial S/\partial \beta = 0$, $\partial S/\partial \lambda = 0$, $\partial S/\partial \kappa = 0$. Поскольку задача численной оптимизации оказывается одномерной, то фактическая точность модели (3) в данном случае совпадает с потенциальной [1].

Модель (3) разработана для полевого транзистора с управляющим p - n -переходом. Ее можно использовать и для транзистора с изолированным затвором в режиме сильной инверсии. Для повышения точности моделирования в последнем случае применима известная континуальная модель, учитывающая снижение подвижности носителей заряда в канале в поперечном электрическом поле [6].

Для проверки адекватности модели (3) ее параметры определялись для транзисторов, использованных для эксперимента [5]. В таблице приведены параметры региональной модели, непрерывной вместе со своей первой производной (1), региональной модели из [5], непрерывной вместе с двумя первыми производными, и континуальной модели (3). Поскольку среднеквадратическая погрешность не дает полного представления о качестве аппроксимации, в таблице указаны максимумы абсолютной величины относительной погрешности.

Параметры и погрешности моделей ПТ

Транзистор	Модель	β , $\text{mA}\cdot\text{B}^{-2}$	λ , B^{-1}	V_{T0} , В	κ , B^{-1}	σ , %	$\max \delta_{j/l} $, %
КП307А	C_1	2,6119	0,2582	-1,3658	-	0,6186	9,3
	C_2	2,7510	1,3338	-1,3568	-	0,3640	5,9
	C_∞	2,7464	0,18867	-1,3487	0,06636	0,3370	6,1
2П312Б	C_1	0,6116	0,2228	-3,1202	-	1,163	15,9
	C_2	0,6773	1,2569	-3,0914	-	1,054	12,7
	C_∞	0,6694	0,1929	-3,0741	0,00957	1,014	12,3

Предложенная модель предназначена для оценки интермодуляционных искажений в радиотехнических цепях на ПТ. Модель не содержит новых параметров по сравнению с известными, имеет более низкую погрешность, чем трехпараметрическая модель и позволяет эффективно проводить идентификацию параметров методом наименьших квадратов.

Литература

1. *Foty D.P.* MOSFET modeling with SPICE: principles and practice. Prentice Hall PTR, NJ, 1997. – P. 653.
2. *McAndrew C.C., Bhattacharyya B.K., Wang O.A.* C_∞ -continuous depletion capacitance model // IEEE Trans. Computed-Aided Design. – 1993. – Vol. CAD-12, June. – P. 825–828.
3. *Antognetti P., Massobrio G.* (Eds.) Semiconductor Device Modeling with SPICE. – New York: McGraw-Hill, 1987.
4. *Гергель В.А., Марасанов А.В., Орешкин Г.И.* Простая аналитическая модель короткоканального МОП-транзистора для численного моделирования схемотехнических задач // Микроэлектроника. – 1989. – Т. 18, вып. 2. – С. 162–165.
5. *Бирюков В.Н., Пилипенко А.М.* Исследование трехпараметрической модели высокочастотного полевого транзистора // Изв. вузов. Электроника. – 2003. – № 6. – С. 22–26.
6. *Бирюков В.Н.* Анализ высоковольтного и охлаждаемого МДП-транзистора. Сб. XII Всесоюзная научная конференция по микроэлектронике. Тез. докладов, Ч. 1, Тбилиси, 1987. – С. 139–140.

Поступило
11 июля 2007 г.

Бирюков Вадим Николаевич – кандидат технических наук, доцент кафедры теоретических основ радиотехники ТТИ ЮФУ. *Область научных интересов:* моделирование компонентов электронных цепей, идентификация параметров моделей, численные методы анализа жестких систем.