

Сравнение улучшенной компактной модели МОП транзистора с BSIM3 моделью

В.О. Турин¹, Г.И. Зебрев², Б. Инигез³, и М.С. Шур⁴

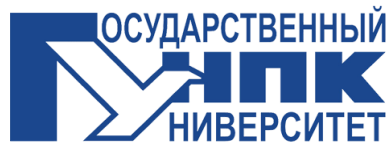
¹ Госуниверситет-УНПК, E-mail: voturin@ostu.ru

² Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»

³ Rovira i Virgili University, Tarragona, Spain

⁴ Rensselaer Polytechnic Institute, Troy, NY, USA

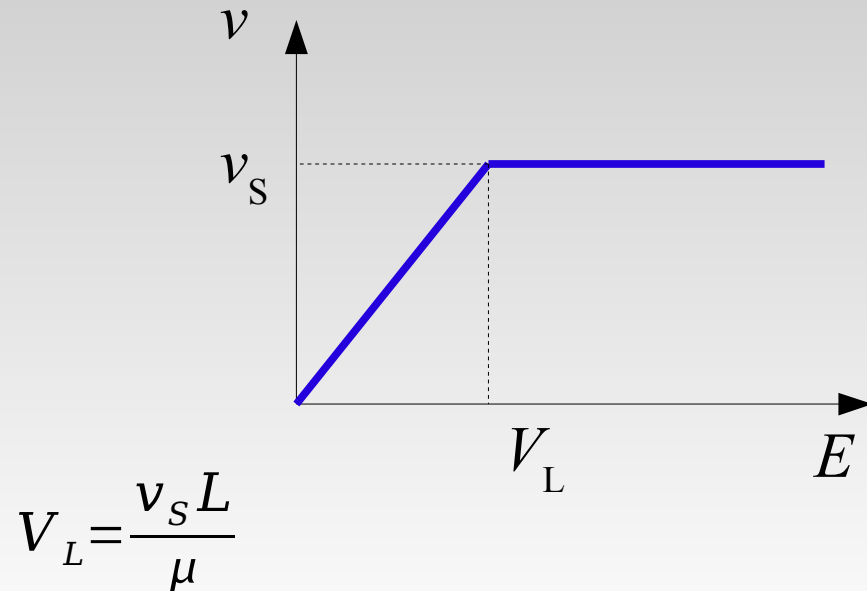
Типичным для полевых транзисторов, сделанных по наноразмерным нормам технологического процесса, является относительно высокий вклад сопротивлений истока и стока в полное сопротивление прибора и ярко выраженные короткоканальные эффекты, проявляющиеся в значительной положительной дифференциальной проводимости в режиме насыщения. В транзисторах на основе органических полупроводников вклад сопротивлений истока и стока в полное сопротивление прибора тоже значителен. В современных тонкоплёночных транзисторах с длиной канала в несколько микрометров эффект саморазогрева приводит к значительной положительной дифференциальной проводимости в режиме насыщения из-за термогенерации дополнительных носителей в канале. В полевых транзисторах на основе нитрида галлия сильный эффект саморазогрева приводит к значительной отрицательной дифференциальной проводимости в режиме насыщения из-за деградации подвижности носителей в канале. Модели начального уровня, такие как RPI TFT и Level 1 для МОП транзистора, не учитывают сопротивление истока и стока аналитически и не обеспечивают монотонное убывание дифференциальной проводимости с ростом напряжения на стоке. Более сложные BSIM модели учитывают контактные сопротивления и дифференциальную проводимость в режиме насыщения не достаточно последовательно. В нашей работе разработана улучшенная компактная модель полевого транзистора с аналитическим учетом контактных сопротивлений и с корректным учётом дифференциальной проводимости после насыщения. Аналитический учёт сопротивлений истока и стока должен обеспечить увеличение скорости и улучшение сходимости численного моделирования в современных САПР интегральных схем. Корректная и достаточно простая компактная модель полевого транзистора важна и для теоретических исследований.



МОДЕЛЬ ДРЕЙФОВОЙ СКОРОСТИ

$$v = \begin{cases} \mu E, & E < E_S \\ v_S, & E > E_S \end{cases}$$

Характерное напряжение насыщения дрейфовой скорости



ОБЕЗРАЗМЕРИВАЮЩИЕ ВЕЛИЧИНЫ

$$I_{dem} = \beta V_L^2 / \alpha$$

$$g_{dem} = \beta V_L / \alpha$$

$$V_{dem} = V_L$$

$$\lambda_{dem} = 1 / V_L$$

ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

Ёмкость на единицу площади:

$$C_{ox} = \frac{\epsilon}{d}$$

Параметр крутизны:

$$\beta = \mu C_{ox} \frac{W}{L}$$

Центрированное напряжение на затворе (V_T — пороговое напряжение):

$$V_{GT} = V_{GS} - V_T$$

КВАДРАТИЧНАЯ МОДЕЛЬ ШОКЛИ ДЛЯ МОП-ТРАНЗИСТОРА

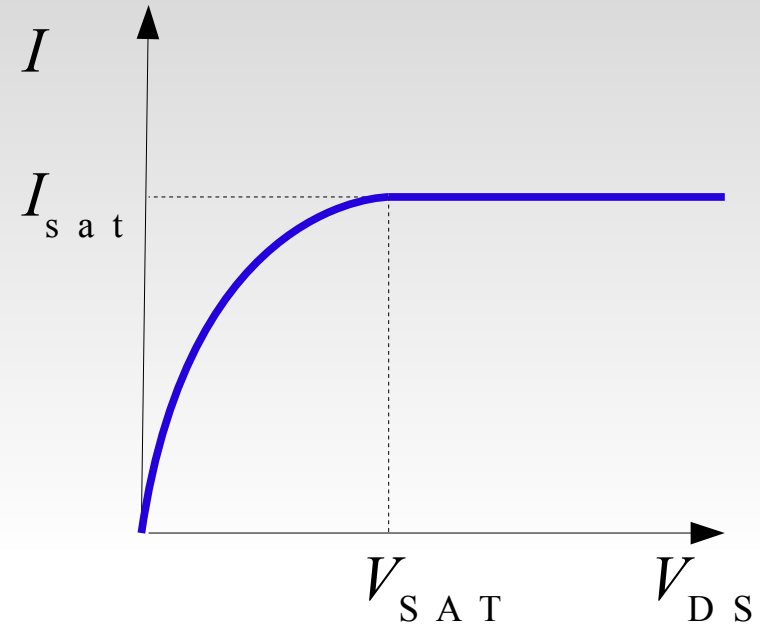
$$I = \begin{cases} \beta(V_{GT}V_{DS} - V_{DS}^2/2\alpha), & V_{DS} < V_{SAT} \\ I_{sat}, & V_{DS} \geq V_{SAT} \end{cases}$$

$$I_{sat} = \frac{\beta V_L^2}{\alpha} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\alpha V_{GT}}{V_L} \right)^2} - 1 \right)$$

$$I_{sat} \rightarrow \begin{cases} \frac{1}{2} \alpha \beta V_{GT}^2, & V_{GT} \ll V_L/\alpha \\ \beta V_{GT} V_L, & V_{GT} \gg V_L/\alpha \end{cases}$$

$$V_{SAT} = V_L \left[\left(1 + \frac{\alpha V_{GT}}{V_L} \right) - \sqrt{1 + \left(\frac{\alpha V_{GT}}{V_L} \right)^2} \right]$$

$$V_{SAT} \rightarrow \begin{cases} \alpha V_{GT}, & V_{GT} \ll V_L/\alpha \\ V_L - \frac{V_L^2}{2\alpha V_{GT}}, & V_{GT} \gg V_L/\alpha \end{cases}$$



$$g_1 = \frac{\partial I_1}{\partial V_{DS}} = \beta V_{GT} - \frac{\beta}{\alpha} V_{DS}$$

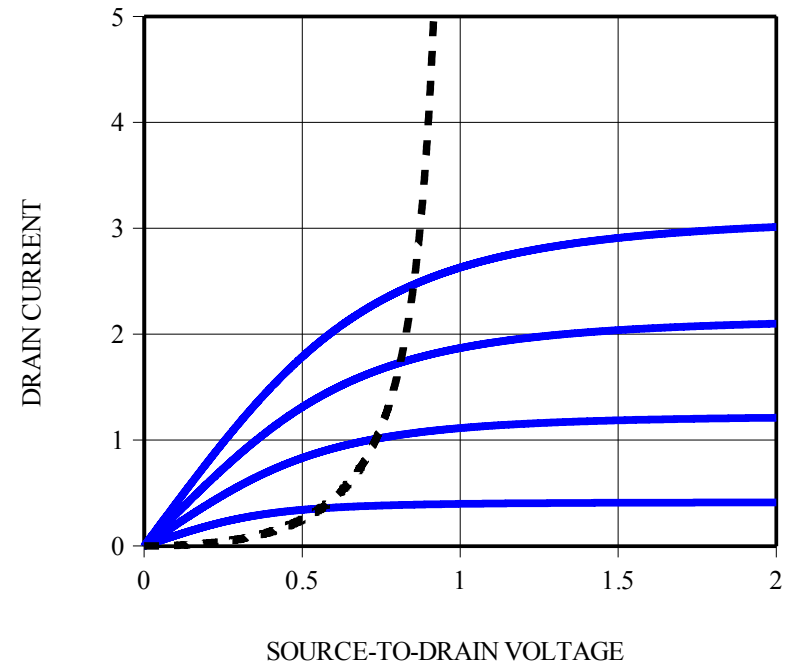
$$I_{1L} = g_{1L} V_{DS} \quad g_{1L} = \frac{\partial I_{1L}}{\partial V_{DS}} = \beta V_{GT}$$

$$I_2 = I_{sat} \quad g_2 = 0$$

УСРЕДНЕНИЕ ПО ГЕЛЬДЕРУ ДЛЯ ПЛАВНОГО ПЕРЕХОДА ОТ ЛИНЕЙНОГО РЕЖИМА К РЕЖИМУ НАСЫЩЕНИЯ

$$I = \frac{I_{1L} I_{sat}}{\left[I_{1L}^m + I_{sat}^m \right]^{1/m}}$$

$$g = \frac{I_{sat}^{m+1}}{\left[I_{1L}^m + I_{sat}^m \right]^{\frac{1}{m}+1}} g_{1L}$$



$m = 2.5$ default in AIM-SPICE

ТРАДИЦИОННЫЙ ПОДХОД К УЧЁТУ ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ПРОВОДИМОСТИ В РЕЖИМЕ НАСЫЩЕНИЯ ИЗ-ЗА CLM, DIBL И ЭФФЕКТОВ И ИЗ-ЗА ЭФФЕКТА САМОРАЗОГРЕВА

RPI TFT и Level 1 MOSFET модели:

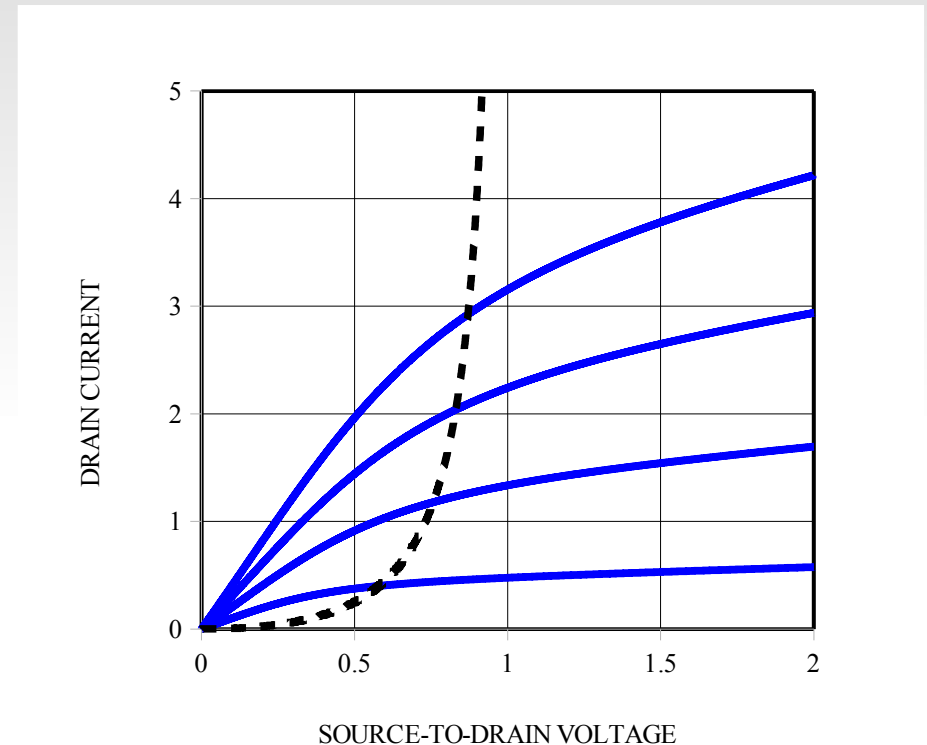
$$I = \frac{I_{1L} I_{sat}}{\left[I_{1L}^m + I_{sat}^m \right]^{1/m}} \times \left(1 + \lambda V_{DS} \right)$$

$$I_2 = I_{sat} + g_2 V_{DS} \quad g_2 = \lambda I_{sat}$$

BSIM3 MOSFET модель:

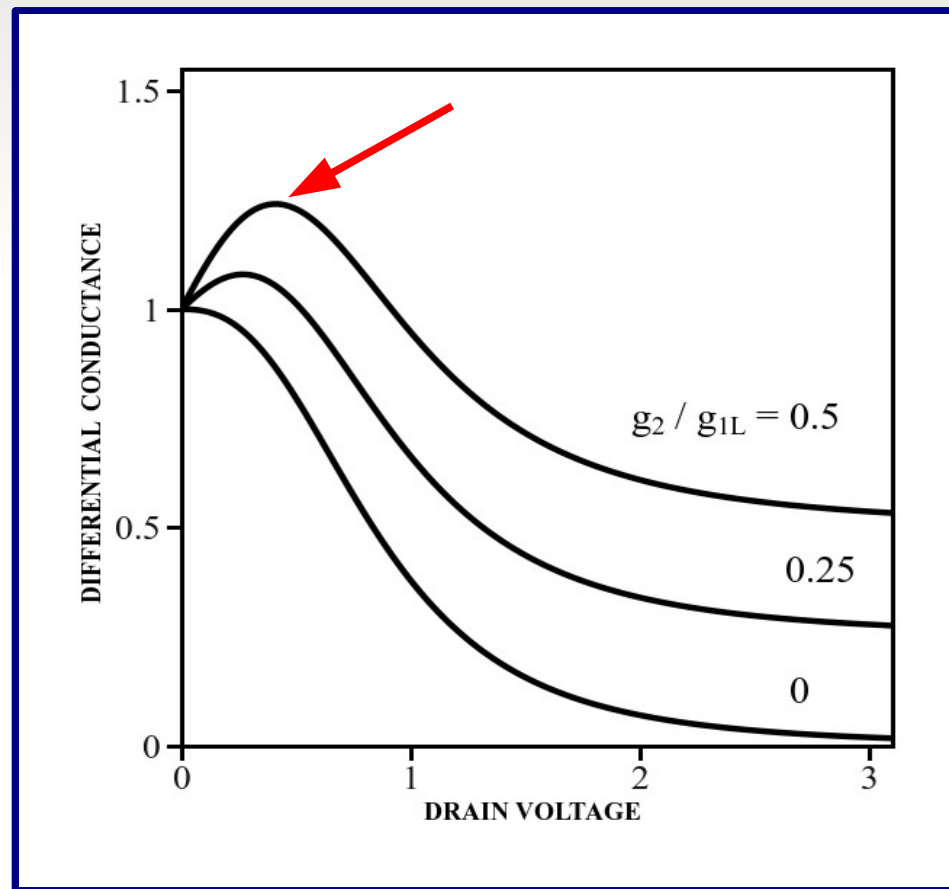
$$I = \frac{I_{1L} I_{sat}}{\left[I_{1L}^m + I_{sat}^m \right]^{1/m}} \times \left(1 + \lambda \left(V_{DS} - V_{SAT} \right) \right)$$

$$I_2 = I_{sat} + g_2 \left(V_{DS} - V_{SAT} \right) \quad g_2 = \lambda I_{sat}$$



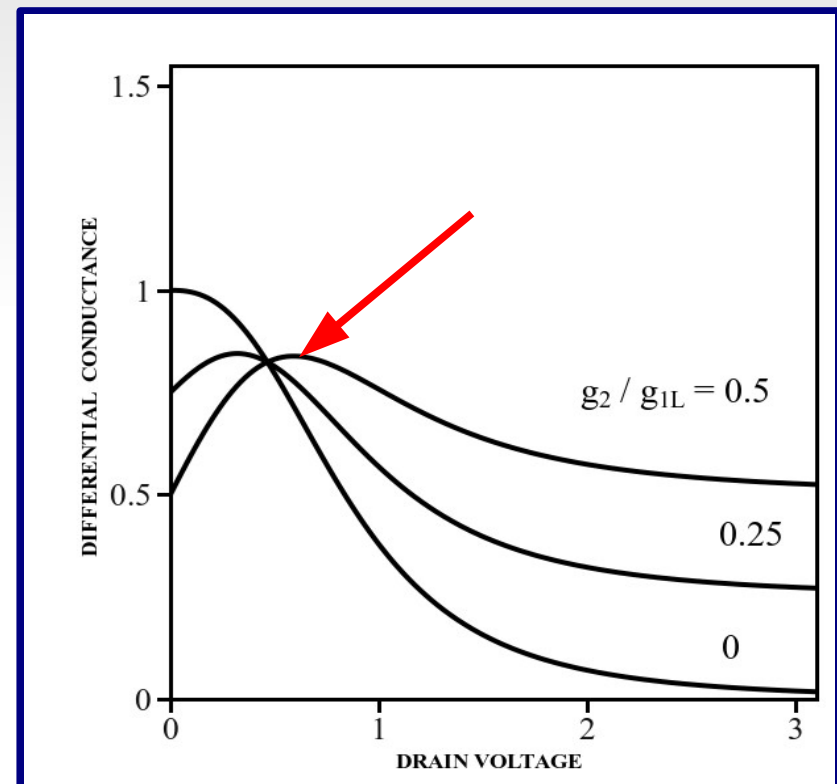
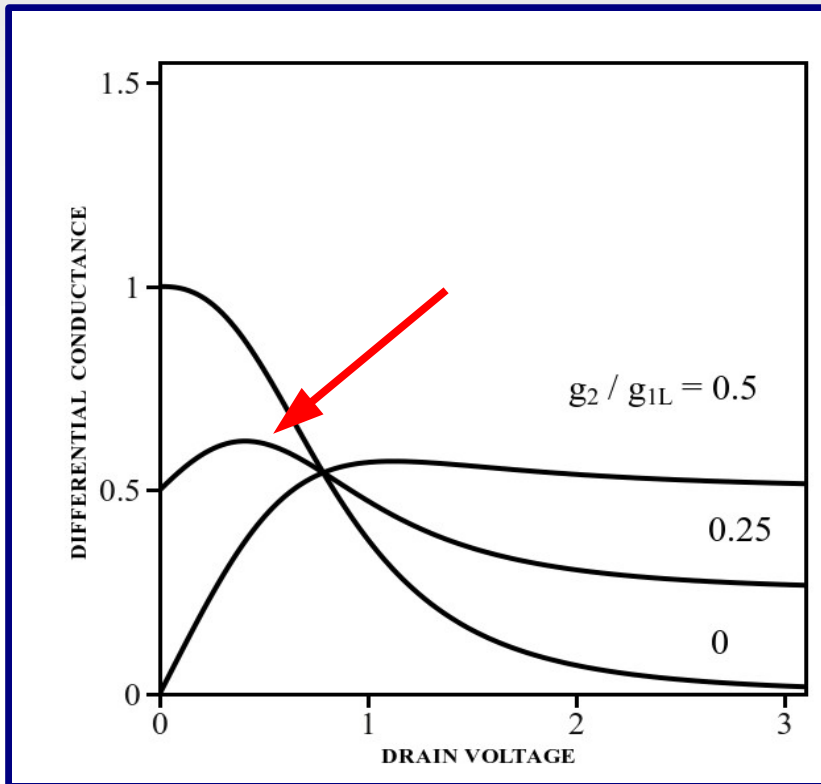
ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНАЯ ПРОВОДИМОСТЬ ДЛЯ RP1 TFT И MOSFET LEVEL 1 МОДЕЛЕЙ

$$g = \frac{g_2 I_{1L}}{\left[I_{1L}^m + I_{sat}^m \right]^{1/m}} + \frac{g_{1L} I_{sat} + g_2 I_{1L}}{\left[I_{1L}^m + I_{sat}^m \right]^{\frac{1}{m} + 1}} I_{sat}^m$$



ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНАЯ ПРОВОДИМОСТЬ ДЛЯ BSIM3 МОДЕЛИ

$$g = \frac{g_2 I_{1L}}{\left[I_{1L}^m + I_{sat}^m \right]^{1/m}} + \frac{g_{1L} I_{sat} + g_2 \left(I_{1L} - g_{1L} V_{SAT} \right)}{\left[I_{1L}^m + I_{sat}^m \right]^{\frac{1}{m} + 1}} I_{sat}^m$$



Случай насыщения из-за отсечки канала

Случай насыщения из-за насыщения скорости

НОВОЕ УРАВНЕНИЕ ДЛЯ АСИМПТОТЫ ТОКА СТОКА В РЕЖИМЕ НАСЫЩЕНИЯ

We introduce a new asymptotic "after saturation" equation for the drain current:

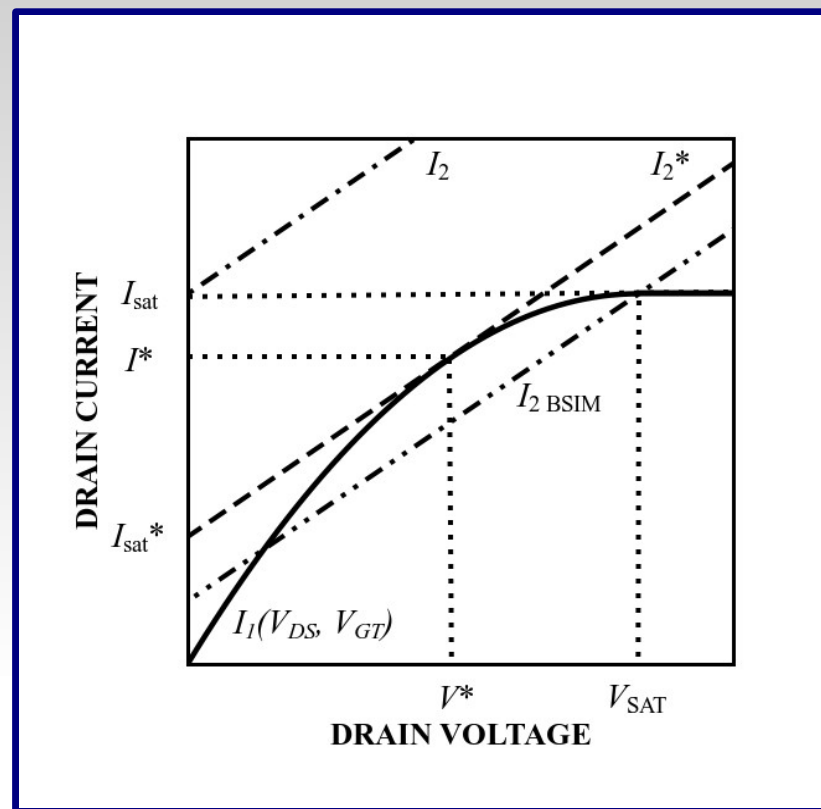
$$I_2^* = I^* + \lambda I_{sat} (V_{DS} - V^*) = I_{sat}^* + \lambda I_{sat} V_{DS}$$

$$I_{sat}^* = I^* - \lambda I_{sat} V^*$$

Parameters I^* and V^* are derived from the condition, that new asymptote should be tangential to the output characteristic before saturation in Charge-Sheet Model:

$$g_1(V_{DS} = V^*) = g_2 = \frac{\partial I_2^*}{\partial V_{DS}} = \lambda I_{sat} \Rightarrow$$

$$\begin{cases} V^* = \alpha \left(V_{GT} - \frac{\lambda}{\beta} I_{sat} \right) \\ I^* = 0.5 \alpha \left(\beta V_{GT}^2 - \frac{\lambda^2}{\beta} I_{sat}^2 \right) \end{cases}$$



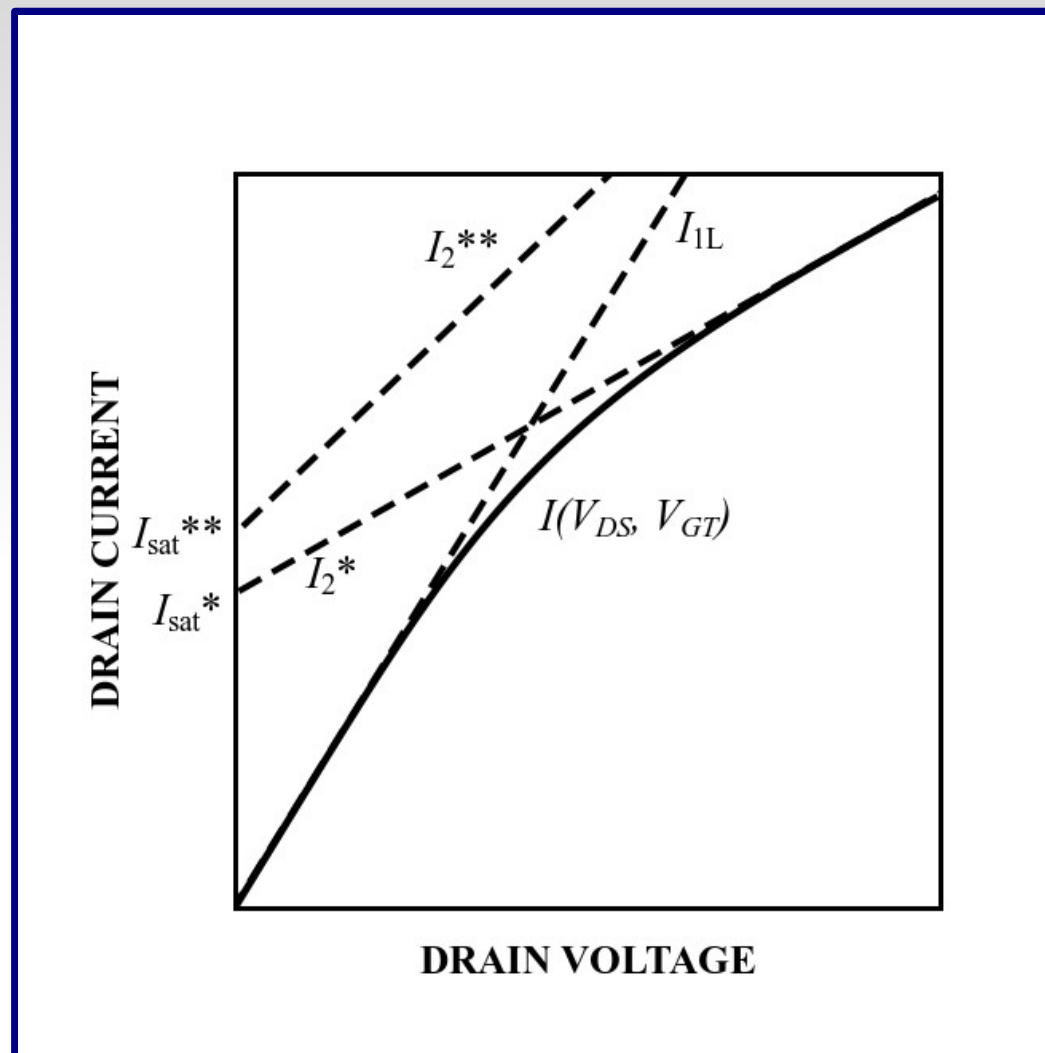
НОВОЕ УРАВНЕНИЕ ДЛЯ ТОКА СТОКА, ИСПОЛЬЗУЮЩЕЕ МОДИФИЦИРОВАННУЮ НОВУЮ АСИМПТОТУ ДЛЯ ТОКА В РЕЖИМЕ НАСЫЩЕНИЯ

$$I = \frac{I_{1L} I_2^{**}}{\left[I_{1L}^m + |I_2^{**}|^m \right]^{1/m}}$$

$$I_2^{**} = I_{sat}^{**} + g_2^{**} V_{DS}$$

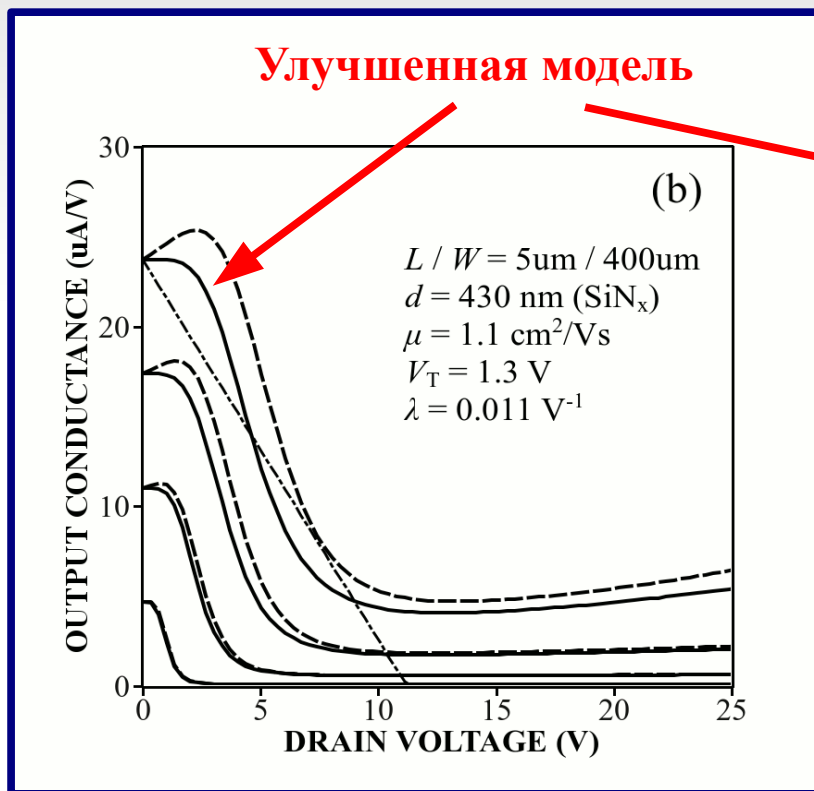
$$g_2^{**} = \frac{g_{1L}}{\left[g_{1L}^m - |g_2|^m \right]^{1/m}} g_2$$

$$I_{sat}^{**} = \frac{g_{1L}}{\left[g_{1L}^m - |g_2|^m \right]^{1/m}} I_{sat}^*$$

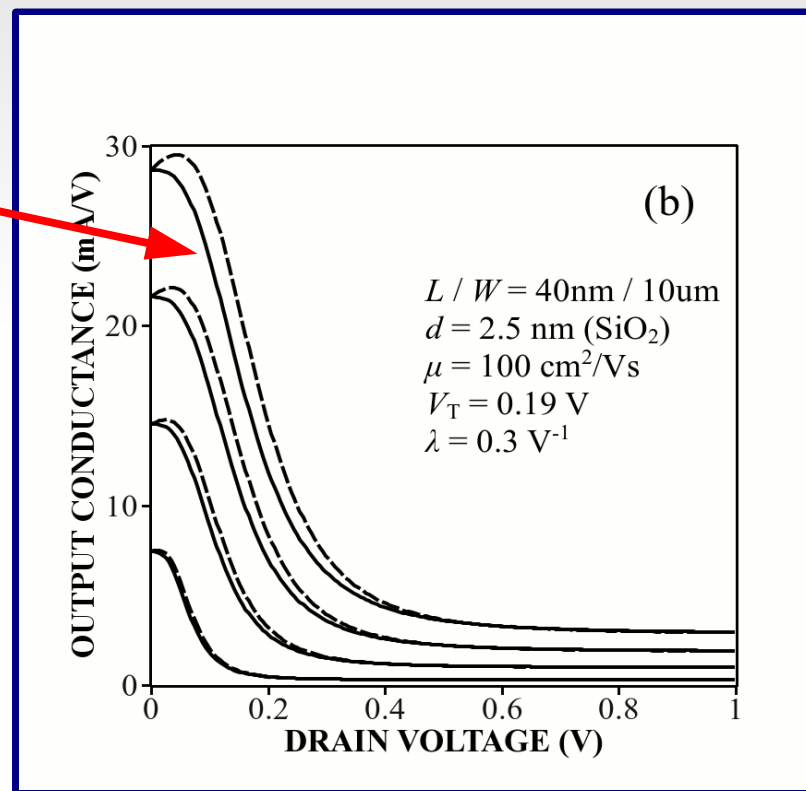


ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНАЯ ПРОВОДИМОСТЬ ДЛЯ УЛУЧШЕННОЙ МОДЕЛИ

$$g = \frac{g_2 I_{1L}}{\left[I_{1L}^m + I_2^{*m} - (g_2 V_{DS})^m \right]^{\frac{1}{m}}} + \frac{g_{1L} I_2^* - g_2 I_{1L}}{\left[I_{1L}^m + I_2^{*m} - (g_2 V_{DS})^m \right]^{\frac{1}{m} + 1}} I_2^{*m}$$



**Саморазогрев в короткоканальном
a-Si TFT (L/W = 5 µm/400µm)**



**DIBL и CLM эффекты в
Si MOSFET (L/W = 40nm/10µm)**

ВЫВОДЫ

- В RPI TFT, MOSFET Level 1 и BSIM3 моделях существует паразитный эффект немонотонного убывания дифференциальной проводимости полевого транзистора с ростом напряжения на стоке.
- Предложен новый подход к выбору асимптоты для тока стока МОП-транзистора в режиме насыщения с учётом дифференциальной проводимости из-за CLM и DIBL эффектов и эффекта саморазогрева. Параметры асимптоты подбираются так, чтобы она была касательной к участку вольт-амперной характеристики до насыщения, описываемой простейшей квадратичной моделью Шокли. Получены уравнения для параметров этой асимптоты.
- Для итогового уравнения для тока стока предлагается использовать усреднение по Гельдеру уравнения для линейной части тока стока и уравнения для предложенной нами асимптоты. Предложенное нами уравнение для тока стока обеспечивает плавный переход между линейным режимом и режимом насыщения без разрыва в производных тока стока по напряжению на стоке и монотонное убывание проводимости канала с ростом напряжения на стоке.
- Разработана улучшенная компактная модель МОП транзистора, которая может использоваться в современных программах моделирования электрических цепей типа SPICE и обладающая преимуществами в сравнении с RPI TFT, MOSFET Level 1 и BSIM3 моделями. Уравнения «внутренней» модели реализованы в C++ коде.

БЛАГОДАРНОСТИ

Работа была поддержана РФФИ по гранту 09-02-97543-р_центр_a

ЛИТЕРАТУРА

1. Shockley, W., "A unipolar field effect transistor", Proc. IRE, 40(11), 1365-1376 (1952).
2. Shur, M.S., Slade, H.C., Jancuski, M.D., Owusu, A.A., and Ytterdal, T., "SPICE models for amorphous silicon and polysilicon thin film transistors", J. Electrochem. Soc., 144(8), 2833-2839 (1997).
3. Shur, M.S., Turin, V.O., Veksler, D., Ytterdal, T., Iñiguez, B., and Jackson, W., "Compact Iterative Field Effect Transistor Model", NSTI-Nanotech 2006, ISBN 0-9767985-8-1, 3, 648-651(2006).
4. Shur, Physics of Semiconductor Devices, Prentice Hall, New. Jersey, 1990.
5. T. Fjeldly, T. Ytterdal, and M.S. Shur. Introduction to Device and Circuit Modeling for VLSI, John Wiley and Sons, New York, 1998.
6. Zebrev, G.I., Physical Basics of Silicon Nanoelectronics. MEPHI, Moscow, 2008 (in Russian).
7. Wang, L., Fjeldly, T.A., Iniguez, B., Slade, H.C., Shur, M., "Self-Heating and Kink Effects in a-Si : H Thin Film Transistors", IEEE Trans. Electron Dev., 47(2), 387-397 (2000).
8. Tang, Z., Park, M.S., Jin, S.H., and Wie, C.R., "Drain bias dependent bias temperature stress instability in a-Si:H TFT", Solid-State Electronics, 53(2), 225-233 (2009).
9. Gildenblat, G., Li, X., Wu, W., Wang, H., Jha, A., Van Langevelde, R., Smit, G. D. J., Scholten, A., and Klaassen, D.B.M., "PSP: An Advanced Surface-Potential-Based MOSFET Model for Circuit Simulation", IEEE Trans. Electron Dev., 53(9), 1979-1993 (2006).
10. Lee, J.W., Lee, N.I., Chung, H.J., and Han, C.H., "Improved stability of polysilicon thin-film transistors under self-heating and high endurance EEPROM cells for systems-on-panel", IEDM Tech. Dig., 265-268 (1998).
11. Wanling, D., and Xueren, Z., "Modeling of self-heating effects in polycrystalline silicon thin film transistors", Journal of Semiconductors, 30(7), 074002 (2009).
12. Turin, V.O., Sedov, A.V., Zebrev, G.I., Iniguez, B., and Shur, M.S. "Intrinsic compact MOSFET model with correct account of positive differential conductance after saturation" Proc. SPIE 7521, 75211H, pp. 1-9, (2009)