

一种基于载流子的双栅 MOSFET 解析模型

何 进^{1,2,†} 陶亚东² 边 伟² 刘 峰¹ 牛旭东² 宋 岩¹

(1 北京大学微电子学研究院, 北京 100871)

(2 北京大学深圳研究生院 信息工程学院, 深圳 518055)

摘要: 提出一种全新的基于载流子求解的双栅 MOSFET 解析模型. 针对无掺杂对称双栅 MOSFET 结构, 该模型由求解泊松方程的载流子分布和 Pao-Sah 电流形式直接发展而来. 发展的解析模型完全基于 MOSFET 的基本器件物理进行直接推导, 结果覆盖了双栅 MOSFET 所有的工作区: 从亚阈到强反型和从线性到饱和区, 不需要任何额外假设和拟合参数. 模型的预言结果被 2D 数值模拟很好地验证, 表明该解析模型是一个理想的双栅 MOSFET 建模架构.

关键词: MOSFETs; 器件物理; 非传统 MOSFET; 双栅结构; 器件模型; 载流子方法

EEACC: 2560R; 2560F

中图分类号: TN386

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2006)S0-0242-06

1 前言

当 CMOS 特征尺寸进入 45nm 以下时, 传统 CMOS 器件和工艺技术的发展将遇到短沟效应、迁移率减小、亚阈退化等方面的一系列挑战性问题. 无掺杂(或轻掺杂)的双栅 MOSFET 因其理想的亚阈斜率(60mV/DEC)和良好的短沟效应控制、独特的体反型效应、无掺杂引起的统计分布涨落及迁移率退化等优点而被认为是最有前途的纳米 CMOS 器件结构^[1,2]. 相对于传统 CMOS 器件, 由于一些特殊的物理效应, 如载流子能级量子化^[3]、多栅相联或独立栅偏控制^[1,4]以及非片电荷的“体反型”现象^[5,6], 这种非传统 MOSFET 结构的简洁物理模型的建立, 要求发展完全不同的基于器件物理的建模方法.

近年来, 一些研究小组通过求解一维(1D)泊松方程建立了基于表面势方法的双栅 MOSFET 的解析模型^[7,8]. 这些模型由于在求解 β , $g_r(\beta)$, $f_r(\beta)$, 表面电势和中心电势等中间变量和辅助函数时需要数字迭代过程, 在数学结构上很复杂, 而在具体的计算上又很浪费时间和计算机资源. 这些缺点使得该类模型不适用于 ULSI 的电路模拟和 CAD 应用. 另一方面, 其他研究小组也提出了以反型电荷为基础的简化模型^[9,10], 获得了简单的电荷和电流公式. 尽管如此, 这些模型需要一些附加的假设和近似, 必须在模型的准确性和简洁性之间作出折中.

在这样的背景下, 本文提出一种全新的基于载

流子求解的双栅 MOSFET 解析模型. 针对无掺杂对称双栅 MOSFET 结构, 该模型由求解泊松方程的载流子分布和 Pao-Sah 电流形式直接发展而来. 通过载流子的泊松方程求解, 得到了以载流子浓度为函数的沟道电势和电场分布. 在此基础上, 可以直接得到模型需要的表面电势、表面电场和沟道的反型电荷. 将得到的反型电荷代入 Pao-Sah 电流形式进行直接积分, 就可推导出完全基于载流子浓度的双栅 MOSFET 的电流模型. 结果覆盖了双栅 MOSFET 所有的工作区: 从亚阈到强反型和从线性到饱和, 不需要任何额外假设和拟合参数. 这个模型已经被 2D 数字模拟所验证, 被认为是一个理想的双栅 MOSFET 建模架构. 现今的研究中为了追求简洁, 忽略了诸如多晶硅耗尽和量子力学效应. 尽管如此, 对于它们的忽略并不影响本文结论的一般性.

2 模型的发展

图 1 显示了对称双栅 MOSFET 的结构. 有相同功函数的两个栅上接同一个电压的栅偏置. 由于体硅区域没有接地, 因此以源极和漏端的电子准费米能级作为静电势的参考零点. 本文工作仅仅考虑一个 nMOSFET 器件, 因而可以忽略空穴. 尽管如此, 模型及其推导仅仅通过改变电势和电场的符号以及载流子极性就可以扩展到 pMOSFET 器件.

对无掺杂的对称双栅 MOSFET, 硅层中的可动电子的泊松方程为:

† 通信作者. Email: jinhe@ime.pku.edu.cn

2005-10-11 收到, 2006-01-09 定稿

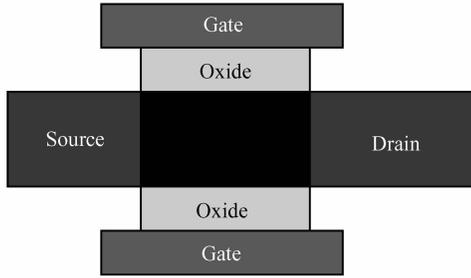


图1 对称无掺杂的双栅 MOSFET 结构示意图

Fig.1 Diagram of the structure of undoped symmetric double-gate MOSFETs

$$\frac{d^2\phi}{dx^2} = -\frac{qn}{\epsilon_{si}} \quad (1)$$

式中 n 为电子数量; ϵ_{si} 为硅的介电常数. 根据玻尔兹曼统计, 可动电子浓度可由电势表示为:

$$n = n_i \exp\left(\frac{q(\phi - \phi_{in})}{kT}\right), \quad (2)$$

$$n_0 = n_i \exp\left(\frac{q(\phi_0 - \phi_{in})}{kT}\right)$$

其中 n_i 是本征载流子浓度. 由(2)式得出的电子浓度的多阶空间导数为:

$$\frac{d\phi}{dx} = \frac{kT}{qn} \times \frac{dn}{dx} \quad (3)$$

$$\frac{d^2\phi}{dx^2} = \frac{kT}{qn} \times \frac{d^2n}{dx^2} - \frac{kT}{qn^2} \left(\frac{dn}{dx}\right)^2 \quad (4)$$

将(4)式代入(1)式可得电子浓度的最终方程:

$$\frac{d^2n}{dx^2} = \frac{1}{n} \left(\frac{dn}{dx}\right)^2 + \frac{q^2 n^2}{\epsilon kT} \quad (5)$$

由于双栅 MOSFET 的对称性使得在硅层中央有一个几何对称点. 双栅的对称边界条件使得硅层的几何对称点的电场为零. 如果把这个几何对称点作为坐标零点, 那么标准微分方程(5)将有两个数学解, 其中一个是三角函数, 另一个是双曲函数:

$$n(x) = \frac{c_0}{\cos^2\left[\left(\frac{q^2 c_0}{2\epsilon_{si} kT}\right)^{1/2} x\right]}, \quad (6)$$

$$n(x) = \frac{c_0}{\cosh^2\left[\left(\frac{q^2 c_0}{2\epsilon_{si} kT}\right)^{1/2} x\right]}$$

为了和一般处理一致, 一个合理的物理解答需要选择前者. 如果参考坐标选为 $x = 0$, $n(x) = n_0$, (6)式可以简化为:

$$n(x) = n_0 / \cos^2\left[\left(\frac{q^2 n_0}{2\epsilon_{si} kT}\right)^{1/2} x\right] \quad (7)$$

将(7)式代入(1)式可得硅层中相应的电场和电势分布:

$$\phi(x) - \phi_0 = \frac{kT}{q} \ln \cos^{-2}\left[\left(\frac{q^2 n_0}{2\epsilon_{si} kT}\right)^{1/2} x\right] \quad (8)$$

$$E(x) - E(x_0) = \left[\frac{2n_0 kT}{\epsilon_{si}}\right]^{1/2} \tan\left[\left(\frac{q^2 n_0}{2\epsilon_{si} kT}\right)^{1/2} x\right] \quad (9)$$

既然双栅的对称边界条件使得硅层的中心电场为零, 表面电势和表面电场就可以由(8)和(9)式得出, 分别为:

$$\phi_s = \frac{kT}{q} \ln\left[\frac{n_0}{n_i} \cos^{-2}\left[\left(\frac{q^2 n_0}{2\epsilon_{si} kT}\right)^{1/2} \frac{T_{si}}{2}\right]\right] \quad (10)$$

$$E_s = \left[\frac{2n_0 kT}{\epsilon_{si}}\right]^{1/2} \tan\left[\left(\frac{q^2 n_0}{2\epsilon_{si} kT}\right)^{1/2} \frac{T_{si}}{2}\right] \quad (11)$$

如果设 $Q_{in} = q \int_0^{T_{si}/2} n(x) dx$, 则总的反型电荷可以表示为:

$$Q_{in} = [2\epsilon_{si} n_0 kT]^{1/2} \tan\left[\left(\frac{q^2 n_0}{2\epsilon_{si} kT}\right)^{1/2} \frac{T_{si}}{2}\right] \quad (12)$$

在实际应用中, 可以通过加一栅压来控制表面电势、电场和载流子密度. 根据高斯定律, 应用的栅压可以表示为:

$$V_g - \phi_m = \phi_s + E_{ox} t_{ox} = \phi_s + \frac{Q_{in}}{\epsilon_{ox}} t_{ox} \quad (13)$$

将表面电势和反型电荷表达式代入(13)式, 可得:

$$V_g - \phi_m - \phi_{in} = \frac{kT}{q} \ln\left[\frac{n_0}{n_i} \cos^{-2}\left[\left(\frac{q^2 n_0}{2\epsilon_{si} kT}\right)^{1/2} \frac{T_{si}}{2}\right]\right] + \frac{\epsilon_{si}}{\epsilon_{ox}} t_{ox} [2n_0 \epsilon_{si} kT]^{1/2} \tan\left[\left(\frac{q^2 n_0}{2\epsilon_{si} kT}\right)^{1/2} \frac{T_{si}}{2}\right] \quad (14)$$

(14)式给出了一个精确的硅层中心的载流子(电子)浓度的表达式, 它是栅电压、沟道电压(准费米势)以及硅层的精确函数. 电荷密度、电场和电势分布及其表面值都能由一定的 n_0 计算得到. (14)式由于其准确性和固有的物理背景以及简洁的解析特点使其在建模中变得非常有用.

对于一个给定的 V_g , n_0 , 可由(14)式得出一个 ϕ_{in} 的函数. 沿沟道方向, 准费米势 ϕ_{in} 由源到漏变化. 电荷密度 n_0 也如此. 而 $n_0(y)$ 和 $\phi_{in}(y)$ 随沟道的变化函数是由电流持续性原理决定的. 该原理需要沟道电流 $I_{ds} = \mu W Q_i \phi_{in} / dy$ 恒定, 而与 ϕ_{in} 或 y 无关. 由 Pao-Sah 电流公式^[11], 将 $I_{ds} dy$ 由源到漏求积分并把 $d\phi_{in} / dy$ 表示为 $(d\phi_{in} / dn_0)(dn_0 / dy)$, 则漏极电流可写为:

$$I_{ds} = \mu \frac{W}{L} \int_0^{V_{ds}} Q_i(\phi_{in}) dV$$

$$= \mu \frac{W}{L} \int_{n_{0s}}^{n_{0d}} Q_i(n_0) \frac{d\phi_{in}}{dn_0} dn_0 \quad (15)$$

式中 n_{0s} 和 n_{0d} 分别为将 $\phi_{in} = 0$ 和 $V_{ch} = V_{ds}$ 代入(14)式所得的结果. $d\phi_{in} / dy$ 也可以通过(14)式求导而表示为 n_0 的函数.

将这些因数代入(15)式, 就可以对场区使用积分而得到解析的沟道电流:

$$I_{ds} = 2\mu \frac{W\epsilon_{si}}{L} \left(\frac{2kT}{q}\right)^2 \left[\left(\frac{q^2 n_0}{2\epsilon_{si} kT}\right)^{1/2} \tan\left[\left(\frac{q^2 n_0}{2\epsilon_{si} kT}\right)^{1/2} \frac{T_{si}}{2}\right] - \frac{q^2 n_0 T_{si}}{8\epsilon_{si} kT} + \frac{q^2 n_0 t_{ox} \tan^2\left[\left(\frac{q^2 n_0}{2\epsilon_{si} kT}\right)^{1/2} \frac{T_{si}}{2}\right]}{4\epsilon_{ox} kT} \right] \left| \right|_{\frac{n_{os}}{n_{od}}} \quad (16)$$

因为反型电荷(12式)仅仅是整个沟道的一半,最后的双栅 MOSFET 的电流应该加倍,如(16)式所示.输出电导和跨导的解析表达式可由(16)式分别得出:

$$G_{ds} = 2 \frac{\mu W}{L} (2\epsilon_{si} kT n_{od})^{1/2} \tan\left[\left(\frac{q^2 n_{od}}{2\epsilon_{si} kT}\right)^{1/2} \frac{T_{si}}{2}\right] \quad (17)$$

$$G_m = 2 \frac{\mu W}{L} \left\{ (2\epsilon_{si} kT n_{os})^{1/2} \tan\left[\left(\frac{q^2 n_{os}}{2\epsilon_{si} kT}\right)^{1/2} \frac{T_{si}}{2}\right] - (2\epsilon_{si} kT n_{od})^{1/2} \tan\left[\left(\frac{q^2 n_{od}}{2\epsilon_{si} kT}\right)^{1/2} \frac{T_{si}}{2}\right] \right\} \quad (18)$$

3 结果与讨论

由于推导的双栅 MOSFET 模型对于所有区域都适用,从亚阈到强反型区和从线性到饱和区的器

件电特性都可以由这个连续的解析模型得到.为了检验该模型,我们用 DESSIS-ISE 模拟了一个理想的双栅 MOSFET 来做对比.模拟的双栅 MOSFET 的沟道长度为 $2\mu\text{m}$,宽度为 $10\mu\text{m}$,硅栅氧化层厚度(t_{ox})为 2nm .所有的计算和模拟都使用一个恒定的迁移率 $300\text{cm}^2/(\text{V}\cdot\text{s})$.

图 2 给出了由解析模型得到的三个不同栅电压下硅层中的电子浓度和电势分布.在低栅电压或者亚阈区域,沿硅薄膜垂直方向的电子分布几乎是恒定的.随着所加栅电压的提高,器件开始进入强反型区域,这时表面电子密度较之硅体膜中心有一个指数式的升高.在这种情况下,双栅器件像一个表面沟道的体硅 MOSFET 一样,由表面电荷浓度决定反型电荷密度.

图 3 显示了栅氧化层厚度和硅体厚度对表面电势和中心电势与栅电压关系的影响.由该图可以看出,双栅 MOSFET 的一个很特殊的特点:相对于传统体硅 MOSFET 来说,栅氧化层和硅层厚度对于亚阈区域的表面电势和中心电势没有大的影响.然而,在强反型区,栅氧化层对于表面电势有较大的影

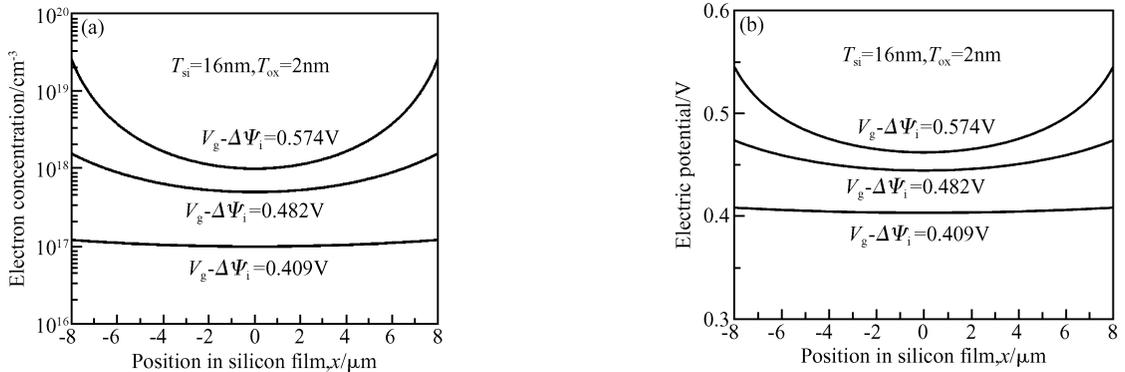


图 2 解析模型预言的双栅 MOSFET 硅层中电子浓度(a)和电势分布(b)特性

Fig.2 Mobile carrier (electron) (a) and the potential distribution (b) in the silicon film of DG-MOSFETs

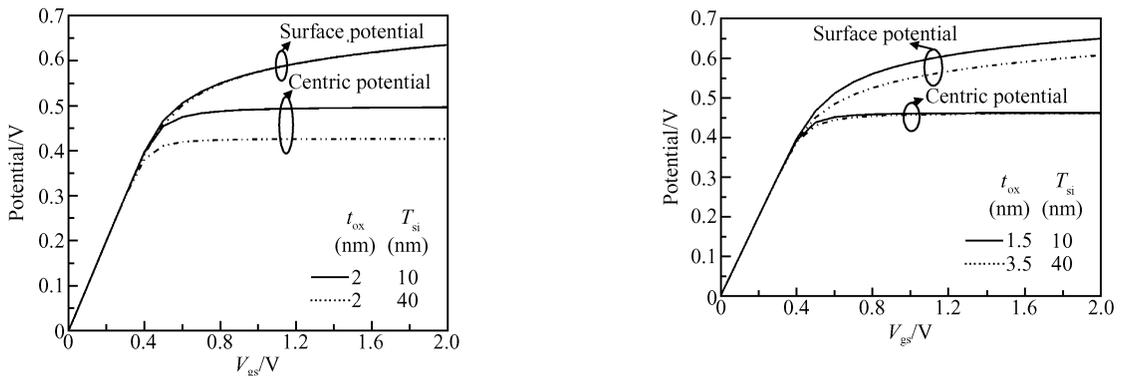


图 3 双栅 MOSFET 中栅氧化层厚度和硅体厚度对表面电势和中心电势与栅电压关系的影响

Fig.3 Surface and centric potential of DG-MOSFET versus gate bias for different t_{ox} and T_{si}

响,而对于中心电势的影响却很小.同样在强反型区,与栅氧化层的作用正相反,硅层厚度对于中心电势的变化影响很大,而对于表面电势的影响却很小.这个典型的物理图象和传统的体硅 MOSFETs 不同.

图 4(a) 示出了沟道反型电荷与硅层厚度的关系,即非传统 CMOS 的“体反型效应”^[1].由图 4(a) 可以看出:硅层厚度仅仅改变亚阈值反型电荷的大小,对于强反型区的电荷密度影响很小.这证实了体反型的存在以及阐明了双栅 MOSFET 设计时需要使用超薄体(ultra-thin body, UTB)的物理机理.这一结果表明:“体反型”效应可以用来控制纳米 CMOS 中的亚阈区的泄漏电流.图 4(b) 表现了“体反型”的另外一面,即栅氧化层厚度在反型电荷和 V_{gs} 关系上所起的作用.令人惊讶的是,栅氧化层既没有改变亚阈值斜率,也没有改变双栅 MOSFET 的阈值电压.尽管如此,它直接改变了沟道反型电荷在强反型区的斜率.这个特殊的物理效应提供了一个非常有用的改善双栅 MOSFET 驱动电流的措施:使用高 k 材料来减少有效栅氧化层厚度从而增加器件的驱动电流.

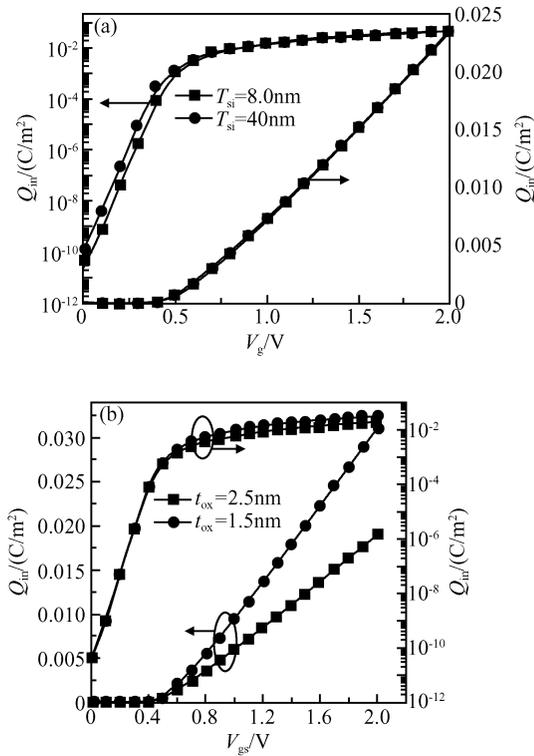


图 4 双栅 MOSFET 中模型和数值分析得到的反型电荷与硅厚度和栅氧化层关系的对比
Fig. 4 Inversion charge of DG-MOSFETs obtained from the analytic model for different values of t_{si} and t_{ox} , compared with the 2D simulation results (circles)

图 5 是解析模型预言和 2D 模拟的 $I_{ds}-V_{gs}$ 曲线对比.可以看出:解析模型和 2D 数值模拟匹配的很好.图 5(a) 还指出了不同硅层厚度的“体反型”对沟道电流的影响.可以看出:亚阈值电流和硅层厚度几乎成正比,正如器件物理要求的:扩散电流 $J_{diff} = qDdn/dx$ ^[11],也即亚阈值电流与硅厚度成正比,与 t_{ox} 无关,这是一种“体反型”的表现.但是,在强反型区的扩散-漂移电流基本与硅层厚度无关.为了优化双栅 MOSFET 器件的性能,硅层厚度应最大程度的减少以抑制关态电流.另一方面,图 5(b) 阐明了栅氧化层厚度对于沟道电流的影响.与“体反型”的一面一硅层厚度的影响相比,“体反型”的另一面是栅氧化层仅仅影响强反型的沟道电流.由此可以得出结论:“体反型”的两个方面,即栅氧化层和硅层对双栅 MOSFET 沟道电流的不同影响规律提供了两种不同的提高双栅 MOSFET 性能的方法.

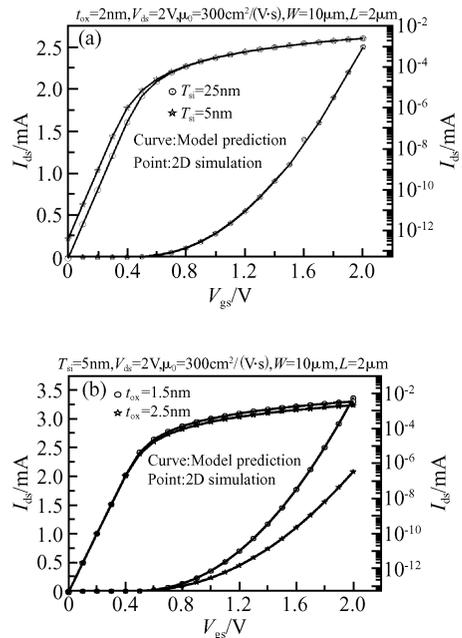


图 5 双栅 MOSFET 中模型预言和数值分析得到的 $I_{ds}-V_{gs}$ 曲线与硅膜和栅氧化厚度关系的对比
Fig. 5 $I_{ds}-V_{gs}$ curves of DG-MOSFETs calculated from the analytic model (solid curves), compared with the 2D numerical simulation results (open circles)

图 6 给出了 2D 模拟结果和解析模型计算出的 $I_{ds}-V_{ds}$ 和 $G_{ds}-V_{ds}$ 曲线比较.两者在线性区和饱和区都匹配得很好,表明了解析模型的正确性.尽管如此,在饱和区的解析输出电导与 2D 模拟有些差别,这种差别应该是高场效应如速度饱和和碰撞电离效应引起的.如果我们的解析模型也考虑了饱和区这些效应,则模型的预言也应该与 2D 模拟的结果很好地吻合.

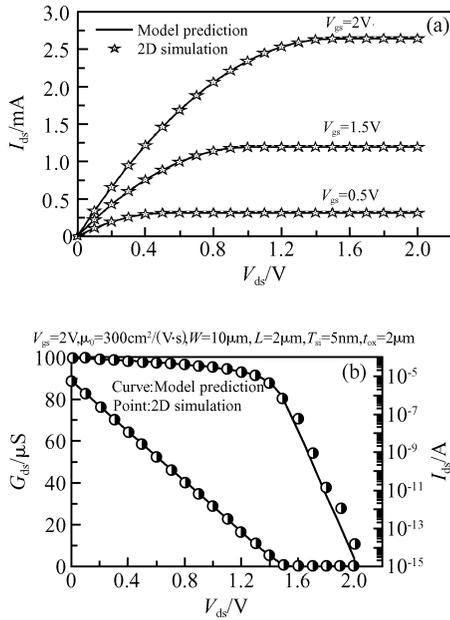


图 6 2D 模拟结果和解析模型计算出的 $I_{ds}-V_{ds}$ (a) 和 $G_{ds}-V_{ds}$ (b) 曲线比较

Fig. 6 $I_{ds}-V_{ds}$ (a) and $G_{ds}-V_{ds}$ (b) curves of DG-MOSFETs calculated from the analytic model (solid curves), compared with the 2D numerical simulation results (stars)

4 结论

基于一种全新的载流子求解方法, 本文通过载流子的泊松-玻尔兹曼方程和 Pao-Sah 电流模型的推导得到了双栅 MOSFET 的 $I-V$ 解析模型. 双栅 MOSFET 所有区域的电特性都可以由载流子浓度的单一方程来准确描述. 更重要的是, 不能用片电荷近似来解释的双栅 MOSFET 体反型效应可以由这个模型给出详细的阐明和分析. 该解析模型在没有任何拟合参数和辅助函数的情况下, 得出的双栅 MOSFET 的 $I-V$ 曲线和各种电导和 2D 数值模拟的结果完全匹配, 这表明: 我们提出的以载流子求解

为基础的双栅解析模型是一个理想的双栅 MOSFET 建模框架, 可以在此基础上完成双栅器件的电路模拟 CAD 模型的发展.

参考文献

- [1] Balestra F, Cristoloveanu S, Benachir M, et al. Double-gate silicon-on-insulator transistor with volume inversion: a new device with greatly enhanced performance. IEEE Electron Device Lett, 1987, EDL-8: 410
- [2] Tanaka T, Suzuki K, Horie H, et al. Ultrafast low-power operation of p-n double-gate SOI MOSFETs. Proc VLSI Technol Symp Tech Dig, 1994: 11
- [3] Mugnaini G, Iannaccone G. Physics-based compact model of nanoscale MOSFETs-part I: transition from drift-diffusion to ballistic transport. IEEE Trans Electron Devices, 2005, ED-52(8): 1795
- [4] Pei G, Kan E C C. Independently driven DG MOSFETs for mixed-signal circuits: Part II applications on cross-coupled feedback and harmonics generation. IEEE Trans Electron Devices, 2004, 51(12): 2094
- [5] Brews J R. A charge sheet model of the MOSFET. Solid-State Electron, 1978, 21: 345
- [6] Lin C H, He J, Xi J, et al. The impact of scaling on volume inversion in symmetric double-gate MOSFETs. ISDRS, 2003, 1: 148
- [7] Taur Y, Liang Xiaoping, Wang Wei. A continuous, analytical drain-current model for double-gate MOSFETs. IEEE Electron Device Lett, 2004, EDL-25: 107
- [8] Conde A O, Sanchez F J G, Malobabic S. Analytic solution of the channel potential in undoped symmetric dual-gate MOSFETs. IEEE Trans Electron Devices, 2005, ED-52(7): 1669
- [9] He Jin, Xi Jane, Chan M, et al. A non-charge-sheet based analytical model of undoped symmetric double-gate MOSFETs using SPP approach. IEEE International Symposium on Quality of Electronic Design, 2004: 45
- [10] Sallese J M, Krummenacher F, Prégaldiny F, et al. A design oriented charge-based current model for symmetric DG MOSFET and its correlation with the EKV formalism. Solid-State Electron, 2005, 49: 485
- [11] Pao H C, Sah C T. Effects of diffusion current on characteristics of metal-oxide (insulator)-semiconductor transistors. Solid-State Electron, 1966, 9: 927

A Carrier-Based Analytic Model for the Undoped Symmetric Double-Gate MOSFETs

He Jin^{1,2,†}, Tao Yadong², Bian Wei², Liu Feng¹, Niu Xudong², and Song Yan¹

(1 *Institute of Microelectronics, School of Electronic Engineering and Computer Science, Peking University, Beijing 100871, China*)

(2 *School of Computer and Information Engineering, Shenzhen Graduate School, Peking University, Shenzhen 518055, China*)

Abstract: A carrier-based analytic model for undoped symmetric double-gate MOSFETs is presented. It is based on an exact solution of the Poisson equation coupled to the Pao-Sah current formulation in terms of the carrier concentration. From this model, the different dependences of the surface potential, centric potential, inversion charge and the current on the silicon body thickness and the gate oxide are elucidated analytically, and then the predicted I - V characteristics are compared with the 2D numerical simulations. The analytical results of the model presented show in a good agreement with the 2D simulation, demonstrating the model is valid for all operation regions and traces the transition between them without any auxiliary variable and function.

Key words: MOSFETs; device physics; non-classical MOSFET; double-gate structure; compact modeling; carrier-based approach

EEACC: 2560R; 2560F

Article ID: 0253-4177(2006)S0-0242-06

† Corresponding author. Email: jinhe@ime.pku.edu.cn

Received 11 October 2005, revised manuscript received 9 January 2006