

亚阈值下 MOSFET 氧化层和空间电荷区的二维电势解析模型

韩名君^{1,2}, 柯导明¹, 王保童¹, 王 敏¹, 徐春夏¹

(1. 安徽大学电子信息工程学院, 安徽合肥 230601; 2. 芜湖职业技术学院电子信息系, 安徽芜湖 241000)

摘 要: 本文用特征函数将因氧化层和空间电荷区衔接条件得到的恒等式作正交展开, 把未知量求解转化成一组线性代数方程, 得到了二维电势解析表达式, 并给出了电势能极值点的计算方法. 模型的优点是精度与数值解的精度相同, 不含适配参数、运算量小、避免了数值分析时的方程离散化, 可直接用于电路模拟程序. 文中讨论了亚阈值下 NMOSFET 的电势分布、阈值电压和界面态电荷的影响. 结果表明, 该模型与 MEDICI 结果极其吻合.

关键词: 金属氧化物半导体场效应管; 电势解析模型; 栅氧化层; 空间电荷区

中图分类号: TN386.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2013) 11-2237-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.11.019

A 2-D Analytical Potential Model for the Oxide Layer and Space Charge Region of MOSFETs in Subthreshold

HAN Ming-jun^{1,2}, KE Dao-ming¹, WANG Bao-tong¹, WANG Min¹, XU Chun-xia¹

(1. School of Electronics and Information Engineering, Anhui University, Hefei, Anhui 230601, China;

2. Department of Electronic Information, Wuhu Institute of Technology, Wuhu, Anhui 241000, China)

Abstract: A 2-D potential analytical solution in the oxide layer and space charge region is derived. The unknowns are able to be solved by a group of linear equation, which is orthogonal expanded from the connected condition identity of oxide layer and space charge region. The solution of potential extreme point is also presented. There are many advantages of small calculating amount, without any compromise in accuracy and adapter parameters. Moreover, this model can be directly used in circuit simulation. The potential distributions and threshold voltage of NMOSFET have been derived in subthreshold. Excellent agreement with MEDICI has been observed.

Key words: metal-oxide-semiconductor field effect transistor (MOSFET); potential analytical model; gate oxide layer; space charge region

1 引言

MOS 器件模型可分为两大类, 一类是数值模型^[1], 它用差分法或有限元方法求解泊松方程和电流连续方程, 这类数值模型的优点是计算准确, 精度高, 缺点是运算量大, 没有解析表达式, 无法用于电路模拟程序中. 另一类是解析模型, 目前也有两类: (1) 只计算 Si 表面电势^[2,3], 其中用了一些与实际情况不同的假设, 因此需要适配参数, 给模型应用带来了诸多不便; (2) 近似求解二维电势定解问题^[4,5], 通常将栅氧化层中从栅至源端和栅至漏端边界的电势设为一维线性分布, 耗尽层厚度只取一阶项. 随着器件的尺寸越来越小、栅绝缘层越来越薄, 这样处理氧化层边界和耗尽层厚度, 会给电势分

布造成大的误差. Xie Q 等人在文献[6]中介绍了这个定解问题的提法, 由于无法求出全解析表达式, 作者没有给出它的解.

一般有衔接条件的二维定解问题, 难以得到解析表达式, 其原因是根据衔接条件得到的代数方程是一组含有无穷级数的超越方程, 无法直接解出方程中的未知系数. 诸多解法例如半解析法用最小平方等数值解法也仅能解出有限个系数, 写不出具体解析公式. MOSFET 的电势分布是典型的有衔接条件的边值问题, 难以写出其解析表达式的原因正是如此. 为了克服这个缺点, 本文用特征函数将因氧化层和空间电荷区衔接条件得到的恒等式作正交展开, 未知量的求解转换成一组线性代数方程, 避免了直接数值解法, 首次得到了边界条件没有

近似的亚阈值下二维电势的解析表达式. 本文给出了模型与数值结果的算法复杂度的比较, 计算了沟道长度 45nm 及以下的 NMOSFET 电势分布、耗尽层厚度和阈值电压. 计算结果与二维数值模拟结果高度一致, 验证了该二维电势解析模型的正确性.

2 电势解析模型

2.1 电势模型建立

本文讨论的是 N 型 MOSFET, 栅下面的氧化层设为 I 区, 电势为 $U_I(x, y)$. Si 中的空间电荷区设为 II 区, 电势为 $U_{II}(x, y)$, 坐标系如图 1 所示. 设氧化层内无固定正电荷, 其二维电势分布满足拉普拉斯方程

$$\frac{\partial^2 U_I}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U_I}{\partial y^2} = 0 \quad (1)$$

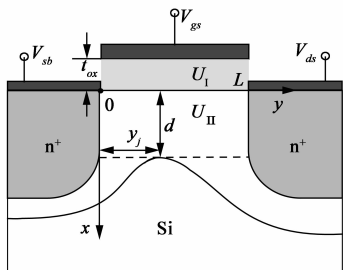


图1 MOSFET器件结构坐标示意图

边界条件与 MEDICI 模拟的边界条件^[7]一致, 为

$$\begin{cases} U_I|_{x=-t_{ox}} = V_G \\ \frac{\partial U_I}{\partial y}|_{y=0} = 0, \frac{\partial U_I}{\partial y}|_{y=L} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

式中, t_{ox} 为氧化层厚度, 栅极电势 $V_G = V_{gs} + \frac{E_g}{2q}$, E_g 为禁带宽度, V_{gs} 表示栅极外加电压. 亚阈值下, 空间电荷区的电荷只须考虑固定正电荷^[8], 同时假定衬底为均匀掺杂, 得到 II 区电势的二维泊松方程

$$\frac{\partial^2 U_{II}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U_{II}}{\partial y^2} = \frac{qN_A}{\epsilon_{si}} \quad (3)$$

边界条件是

$$\begin{cases} U_{II}|_{y=0} = V_S, U_{II}|_{y=L} = V_D \\ \frac{\partial U_{II}}{\partial x}|_{x=d} = 0 \end{cases} \quad (4)$$

按照物质的本构关系, I 区和 II 区的衔接处有

$$\begin{cases} U_I(0, y) = U_{II}(0, y) \\ \epsilon_r \frac{\partial U_I}{\partial x}|_{x=0} = \epsilon_{si} \frac{\partial U_{II}}{\partial x}|_{x=0} + Q_S \end{cases} \quad (5)$$

根据文献^[5,6], 在耗尽层底部边界有电势能极值点 (d, y_j) , 该点电势等于衬底电势 V_B , 可表示为

$$\begin{cases} U_{II}(d, y_j) = V_B \\ \frac{\partial U_{II}}{\partial y}|_{y=y_j, x=d} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

其中, q 为电子电量, ϵ_{si} 为硅介电常数, ϵ_r 为氧化层的介电常数, N_A 为掺杂浓度, L 为沟道长度, d 为耗尽层厚度. N_D 为源漏掺杂浓度, V_b 为衬底所加电压, Q_S 为界面电荷. 源极电势 $V_S = V_{sb} + \frac{E_g}{2q}$, 漏极电势 $V_D = V_{ds} + \frac{E_g}{2q}$, $V_B = V_b - \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A}{n_i}$, V_{sb} , V_{ds} 和 V_b 分别为源极、漏极和基极外加电压.

2.2 定解问题的解析解

用分离变量法求解式(1), 得到特征函数 $Y(y) = B_n \cos \frac{n\pi y}{L}$, 特征值为 $\lambda = \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2$, $n = 1, 2, 3 \dots$. I 区电势 U_I 为

$$U_I(x, y) = V_G + B_0(x + t_{ox}) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \frac{\sinh \frac{n\pi(x + t_{ox})}{L}}{\cosh \frac{n\pi t_{ox}}{L}} \cos \frac{n\pi y}{L} \quad (7)$$

再用特征函数展开法求解 II 区的定解问题, 得到空间电荷区电势是

$$U_{II}(x, y) = V_S + (V_D - V_S) \frac{y}{L} - \frac{qN_A}{2\epsilon_{si}} y(L - y) + \sum_{m=1}^{\infty} A_m \frac{\cosh \frac{m\pi(d-x)}{L}}{\cosh \frac{m\pi d}{L}} \sin \frac{m\pi y}{L} \quad (8)$$

式(7)和式(8)分别是栅氧化层区域和空间电荷区的二维电势, 两式中的 B_0 , B_n 和 A_m 为未知量, 需要用衔接条件继续求解.

将 $U_I(x, y)$ 和 $U_{II}(x, y)$ 带入衔接条件(5)中, 整理后得到

$$B_0 t_{ox} + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \tanh \frac{n\pi t_{ox}}{L} \cos \frac{n\pi y}{L} = V_S - V_G + (V_D - V_S) \frac{y}{L} - \frac{qN_A}{2\epsilon_{si}} y(L - y) + \sum_{m=1}^{\infty} A_m \sin \frac{m\pi y}{L} \quad (9)$$

$$B_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{n\pi}{L} B_n \cos \frac{n\pi y}{L} + \frac{\epsilon_{si}}{\epsilon_r L} \cdot \left(\sum_{m=1}^{\infty} m\pi A_m \tanh \frac{m\pi d}{L} \sin \frac{m\pi y}{L} \right) = \frac{Q_S}{\epsilon_r} \quad (10)$$

将式(9)和式(10)在区域 I 的特征函数系 $\left\{ \cos \frac{n\pi y}{L}, n = 0, 1, 2, \dots \right\}$ 中作正交展开, 令 $\theta_{nm} = \begin{cases} 0, & m = n \\ 1, & m \neq n \end{cases}$, 得到

$$B_0 = \frac{V_S - V_G}{t_{ox}} + \frac{V_D - V_S}{2t_{ox}} + \frac{1}{\pi t_{ox}} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1 - (-1)^m}{m} \left\{ A_m - \frac{2qN_A L^2}{\epsilon_{si} m^3 \pi^3} (1 - (-1)^m) \right\} \quad (11)$$

$$B_0 = \frac{Q_s}{\epsilon_r} - \frac{\epsilon_{si}}{\epsilon_r L} \sum_{m=1}^{\infty} A_m \tanh \frac{m\pi d}{L} (1 - (-1)^m) \quad (12)$$

$$B_n = \frac{2(V_S - V_D)(1 - (-1)^n)}{n^2 \pi^2 \tanh \frac{n\pi t_{ox}}{L}}$$

$$\begin{cases} \sum_{m=1}^{\infty} A_m (1 - (-1)^m) \left(\frac{\epsilon_{si} t_{ox}}{\epsilon_r L} \tanh \frac{m\pi d}{L} + \frac{1}{m\pi} \right) = V_G - \frac{1}{2}(V_S + V_D) + \frac{qN_A L^2}{12\epsilon_{si}} + \frac{t_{ox} Q_s}{\epsilon_r} \\ \sum_{m=1}^{\infty} A_m \frac{m\theta_{mm}(1 - (-1)^{m+n})}{m^2 - n^2} \left[1 + \frac{\epsilon_{si} m}{\epsilon_r n} \tanh \frac{m\pi d}{L} \tanh \frac{n\pi t_{ox}}{L} \right] \\ = \frac{V_D - V_S}{n^2 \pi} (1 - (-1)^n) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2qN_A L^2 \theta_{mm}}{\epsilon_{si} m^2 \pi^3 (m^2 - n^2)} (1 - (-1)^m) (1 - (-1)^{m+n}), n = 1, 2, 3 \dots \end{cases} \quad (15)$$

式(15)是一组代数方程组,可在 Matlab 中编程近似计算 A_m 的值,一般 m 取 50 ~ 80 项即可.最后,将 A_m 带入式(12)和(14),得到 B_0 和 B_n .

2.3 沟道电势极小值点的算法

沟道内电势能极值点 (d, y_j) 的坐标分两种情况讨论.一种是沟道较短或者栅电压较小的情况,这时耗尽层底部没有等势线,仅有一点 (d, y_{j1}) 存在.用牛顿迭代法计算 (d, y_{j1}) ,根据式(6)可以写出耗尽层厚度 d 和 y_{j1} 的迭代式是

$$y_{j1}^{(k+1)} = \frac{L}{2} - \frac{(V_D - V_S)\epsilon_{si}}{LqN_A} - \sum_{m=1}^{\infty} \frac{m\pi\epsilon_{si}}{LqN_A} \frac{A_m}{\cosh \frac{m\pi d^{(k)}}{L}} \cos \frac{m\pi y_j^{(k)}}{L} \quad (16)$$

$$d^{(k+1)} = \frac{L}{\pi} \text{arcosh}$$

$$\left[A_1 \sin \frac{\pi y_{j1}^{(k)}}{L} \left(V_B - V_S - \frac{V_D - V_S}{L} y_{j1}^{(k)} \right) + \rho_{si} \frac{y_{j1}^{(k)}}{2} (L - y_{j1}^{(k)}) - \sum_{m=2}^{\infty} \frac{A_m \sin \frac{m\pi y_{j1}^{(k)}}{L}}{\cosh \frac{m\pi d^{(k)}}{L}} \right] \quad (17)$$

d 的迭代初值 $d^{(0)}$ 取长沟道下的经典耗尽层厚度计算值^[5]

$$d^{(0)} = \sqrt{2\epsilon_{si}\varphi_{sa}/qN_A} \quad (18)$$

其中 $\varphi_{sa} = \left(-\frac{\gamma}{2} + \sqrt{\frac{\gamma^2}{4} + V_G - V_B} \right)^2$, $\gamma = \sqrt{2q\epsilon_{si}N_A/C_{ox}}$. y_{j1} 的初值根据式(16)可设为

$$y_{j1}^{(0)} = \frac{L}{2} - \frac{(V_{ds} - V_{sb})\epsilon_{si}}{LqN_A} \quad (19)$$

求解 A_m 和(16)(17),直至 $d^{(k+1)} - d^{(k)} < \sigma$, σ 为误差,一般迭代 4 ~ 5 次即可.

$$+ \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2m\theta_{mm}}{\pi(m^2 - n^2)} \frac{(1 - (-1)^{m+n})}{\tanh \frac{n\pi t_{ox}}{L}} \cdot \left\{ A_m - \frac{2qN_A L^2}{\epsilon_{si} m^3 \pi^3} (1 - (-1)^m) \right\} \quad (13)$$

$$B_n = \frac{2\epsilon_{si}L}{\epsilon_r n\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \left(A_m - \frac{m\pi}{L} \tanh \frac{m\pi d}{L} \right) \frac{m\theta_{mm}}{m^2 - n^2} (1 - (-1)^{m+n}) \quad (14)$$

联立式(12)和(13)、(14)和(15),得到求解 A_m 的线性方程组,为

$$\begin{cases} \sum_{m=1}^{\infty} A_m (1 - (-1)^m) \left(\frac{\epsilon_{si} t_{ox}}{\epsilon_r L} \tanh \frac{m\pi d}{L} + \frac{1}{m\pi} \right) = V_G - \frac{1}{2}(V_S + V_D) + \frac{qN_A L^2}{12\epsilon_{si}} + \frac{t_{ox} Q_s}{\epsilon_r} \\ \sum_{m=1}^{\infty} A_m \frac{m\theta_{mm}(1 - (-1)^{m+n})}{m^2 - n^2} \left[1 + \frac{\epsilon_{si} m}{\epsilon_r n} \tanh \frac{m\pi d}{L} \tanh \frac{n\pi t_{ox}}{L} \right] \\ = \frac{V_D - V_S}{n^2 \pi} (1 - (-1)^n) + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{2qN_A L^2 \theta_{mm}}{\epsilon_{si} m^2 \pi^3 (m^2 - n^2)} (1 - (-1)^m) (1 - (-1)^{m+n}), n = 1, 2, 3 \dots \end{cases} \quad (15)$$

另一种情况是沟道较长或者栅电压较小时,耗尽层底部的等势线有一段平行于 Si-SiO₂ 界面的平行线,满足式(6)的有许多个点 $(d, y_{j1}), (d, y_{j2}), (d, y_{j3}) \dots$. 由于所有点的 x 坐标均为 d ,可以迭代计算式(16),(17)得 d 和 y_{j1} ,然后取 $y_{j\xi}$ 为 0 到 L 中的若干格点,若 $U_{II}(d, y_{j\xi}) - U_{II}(d, y_{j1})$ 小于一个极小量 ϵ ,则此 $y_{j\xi}$ 为电势能极值点的一个根,直至求出所有 y_j 的区间 $[a, b]$. 算法的流程见图 2.

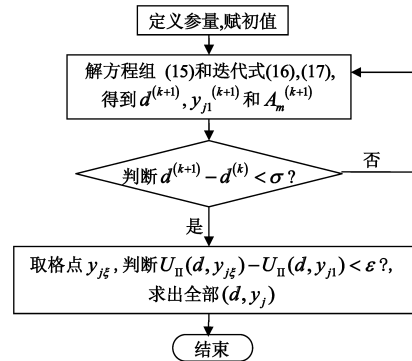


图2 算法流程图

为了比较模型算法与数值算法的计算量,将模型计算中的变量数与数值模拟软件 MEDICI 中的变量数相比较,计算它们的时间复杂度.在不同沟道长度下,外加电压为 $V_{gs} = 0.2V$, $V_{ds} = 0.3V$,设最大误差为 $3 \times 10^{-4}V$,式(15)、(16)和(17)取符合误差要求的变量 A_m 最少个数和迭代次数, MEDICI 同样取其最少格点数.比较结果见表 1,模型的迭代次数小于 MEDICI,而 MEDICI 的平均时间复杂度是模型的 1.99 次方.若设论文给出的模型时间复杂度是 $O(n)$,则数值计算的时间复杂度近似为 $O(n^2)$,这表明模型的计算量大幅度减小,时间复杂度有质的提高.

表 1 模型和 MEDICI 计算量比较

沟道长度	模型			MEDICI		
	变量数	迭代次数	时间复杂度	变量数	迭代次数	时间复杂度
30nm	35	4	$O(35)$	1860	8	$O(35^{2.11})$
45nm	50	4	$O(50)$	2670	8	$O(50^{2.02})$
65nm	60	4	$O(60)$	2965	9	$O(60^{1.95})$
90nm	75	4	$O(75)$	3420	9	$O(75^{1.88})$

3 模型计算结果与数值分析对比

用 Matlab 编程计算得到 MOSFET 氧化层和空间电荷区的二维电势模型和阈值电压,并将其与二维数值模拟软件 Medici 结果进行对比.部分结构参量是:源漏掺杂浓度 $N_D = 2e20cm^{-3}$,氧化层厚度 $t_{ox} = 2nm$,源端偏置电压 $V_{sb} = 0V$,界面电荷 Q_s 的密度未特别说明时均取 $1e10cm^{-2}$.

3.1 电势分布

图 3 给出了沟道长度 45nm 时的等势线分布.图中横坐标是沿沟道的距离 y ,纵坐标是厚度 x ,耗尽层纵坐标的最大值为耗尽层厚度 d .由图可知,由于 DIBL (Drain Induced Barrier Lowering) 效应,耗尽层等势线簇的底部偏向源极, d 为 27.588nm,模型精确预测了 DIBL 效应和氧化层和空间电荷区二维电势的分布.由图可知,不同于以往模型^[4,6]所做的假设,氧化层的两侧边界电势与线性分布相差甚远.

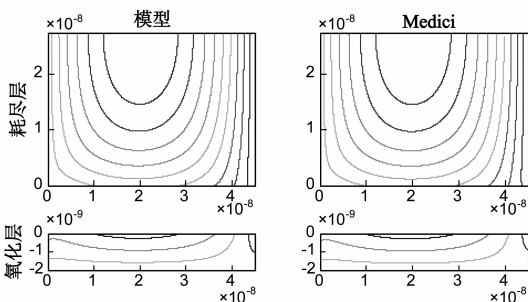


图 3 沟道长度为 45nm, $N_A = 4e18cm^{-3}$, $V_{gs} = 0.5V$, $V_{ds} = 0.3V$ 时的等势线,左端为源端,右端为漏端

图 4 为不同沟道长度下的表面势 ψ_s 分布,其中 $\psi_s(y) = U_{II}(0, y)$.随着沟道长度的缩短, DIBL 效应使得模型的表面势最小值点坐标向源端偏移.根据图 2 计算得到沟道长度 $0.2\mu m$ 时的 (d, y_j) 为 $(15.517nm, y_j \in [0.0623\mu m, 0.1358\mu m])$.由图可见,亚阈值时不同沟道长度下的表面势 ψ_s 均和 Medici 模拟结果高度一致.图 5 为 45nm NMOSFET 在不同 x 坐标下沿 y 方向的一维电势分布.四条曲线从上至下分别是横向一维电势 $U_{II}(0, y)$ 、 $U_{II}(\frac{d}{3}, y)$ 、 $U_{II}(\frac{d}{2}, y)$ 和 $U_{II}(d, y)$ 的曲线.由图可知,此二维电势模型可精确模拟沟道中任一位置

的电势分布.

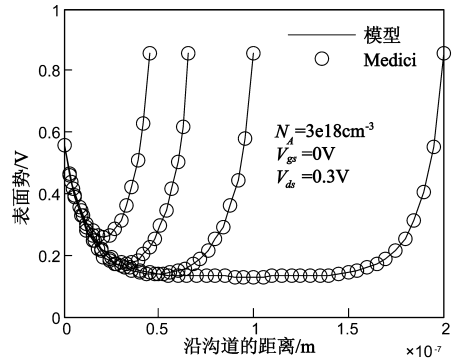


图 4 不同沟道长度下的表面势

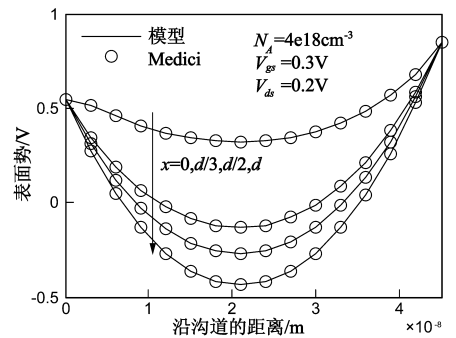


图 5 45nm NMOSFET 沟道内的横向一维电势

3.2 耗尽层厚度

图 6 给出了亚阈值下耗尽层厚度 d 与栅压 V_{gs} 、漏压 V_{ds} 的关系.由图可见, V_{ds} 较小时 d 随栅压 V_{gs} 的变化率 $\Delta d/\Delta V_{gs}$ 大于 d 随漏压 V_{ds} 的变化率 $\Delta d/\Delta V_{ds}$.当 $V_{ds} > 0.5V$ 时, $\Delta d/\Delta V_{ds}$ 超过 $14.2nm/V$, 远大于 $\Delta d/\Delta V_{gs}$, 成为控制耗尽层厚度的主要原因,这就是所谓的 DIBL 效应,因此 DIBL 效应仍是极短沟道 MOSFET 极限的主要限制因素.

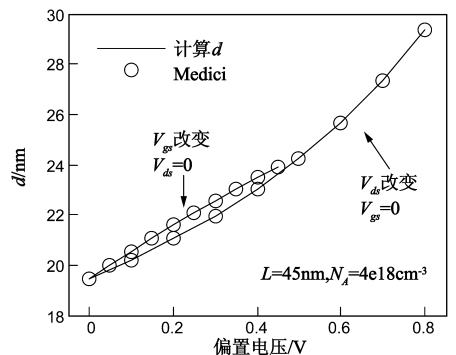


图 6 耗尽层厚度随 V_{gs} 或者 V_{ds} 变化的曲线

3.3 阈值电压

阈值电压是表面势的最小值为 $2\phi_f = 2 \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A}{n_i}$ 时,对应的栅电压 V_{gs} ,针对本文中定解问题的边界条件,

表面势的最小值应该为 $2\phi_f + V_B$ 。所以,由图 2 的算法求表面势极小值点,使其等于 $2\phi_f + V_B$,此时的 V_{gs} 提取为阈值电压 V_{th} 。图 7 (a) 为 V_{th} 随沟道长度的变化。当 $L \leq 45\text{nm}$ 时 V_{th} 迅速减小, V_{th} 的变化量为 $\Delta V_{th} = (0.011e^{-0.754L})\text{V}$ 。特别是沟长在 30nm 以下时, $\Delta V_{th}/\Delta L$ 增大至 $61.25\text{mV}/\text{nm}$ 。由于模型考虑了界面电荷 Q_s , 改变 Q_s 会调整 V_{th} 的大小, 若有 N_F 为界面电荷面密度, 则 $Q_s = \pm N_F \cdot q$, 图 7(b) 表示 V_{th} 随 N_F 的变化, V_{th} 与 N_F 为

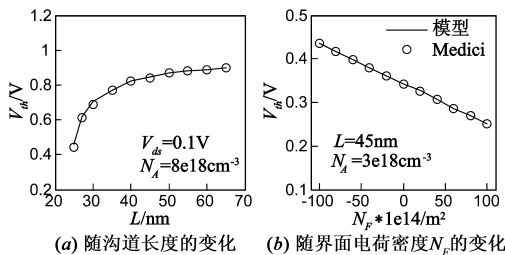


图7 阈值电压 V_{th}

线性关系, 近似为 $V_{th} = (-0.0185N_F + 0.4541)\text{V}$ 。

4 结论

本文提出了一种求解亚阈值状态下 MOSFET 的二维电势的方法, 得到了沟道长度 45nm 以下的 MOSFET 栅氧化层和沟道耗尽层的二维电势解, 分析了模型的时间复杂度, 并将它与数值解的时间复杂度做了比较。模型得到的二维电势分布、表面势和阈值电压结果与 Medici 数值分析结果高度一致。

参考文献

- [1] D Hadji, Y Marechal. Finite element and monte carlo simulation of submicrometer silicon n-MOSFET's[J]. IEEE Trans. Magnetics, 1999, 35(3): 1809 - 1812.
- [2] Xi X, Dunga M, He J, et al. BSIM 4. 5. 0 MOSFET model [D]. Berkeley, CA: Dept Elect Eng Comput Sci University of California, 2004.
- [3] S Baishya, A Allik, C K Sarkar. A subthreshold surface potential model for short-channel MOSFET taking into account the

varying depth of channel depletion layer due to source and drain junction[J]. IEEE Trans ED, 2006, 53(3): 507 - 514.

- [4] 代月花, 高珊, 柯导明, 等. 基于二维电势分布的一种新型复合多晶硅栅 LDMOS 阈值电压模型[J]. 电子学报, 2007, 35(5): 844 - 848.
- DAI Yue-hua, GAO Shan, KE Dao-ming, et al. Threshold voltage model of a novel dual polysilicon material gate LDMOS based on two dimensional potential distribution[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(5): 844 - 848. (in Chinese)
- [5] K N Ratnakumar, J D Meindl. Short-channel MOST threshold voltage model[J]. IEEE SSC, 1982, 17(5): 937 - 948.
- [6] Xie Q, Xu Jnm, Yuan Taur. Review and critique of analytic models of MOSFET short-channel effects in subthreshold[J]. IEEE Trans. ED, 2012, 59(6): 1569 - 1579.
- [7] MEDICI version A user guide [D]. California, UC: Synopsys Company, 2007.
- [8] G S Jayadeva, A DasGupta. Analytical approximation for the surface potential in n-channel MOSFETs considering quantum-mechanical effects[J]. IEEE Trans. ED, 2010, 57(8): 1820 - 1828.

作者简介



韩名君 女, 1981 年 11 月出生, 安徽芜湖人。现为安徽大学电子信息工程学院在读博士研究生。研究方向为微电子学与固体电子学。



柯导明(通讯作者) 男, 1954 年 6 月出生, 安徽合肥人。现为安徽大学电子信息工程学院教授、博士生导师, 主要从事微电子学和集成电路等方面的研究工作。

E-mail: kedaoming@sohu.com