

基于摄动法研究短沟道 SOI MOSFET 亚阈值特性

金 林, 高 珊, 陈军宁, 褚蕾蕾
(安徽大学 电子科学与技术学院, 安徽 合肥 230039)

摘 要: 提出了一种新的方法对短沟道 SOI MOSFETs 亚阈区的二维表面势的解析模型进行了改进, 即摄动法. 由于在短沟道 SOI MOSFETs 中不仅需要计及不可动的电离杂质, 而且需要考虑自由载流子的数量和分布的影响. 利用摄动法求解非线性泊松方程可以得到短沟道 SOI MOSFETs 二维的表面势解析模型. 通过与二维数值模拟器 MEDICI 模拟结果比较, 证明了在亚阈值改进模型所得的结果比只计及不可动的电离杂质的 SOI MOSFETs 模型所得的结果吻合更好.

关键词: 正则摄动; 二维; 表面势; 亚阈值; 短沟道 SOI MOSFETs

中图分类号: TN386.1

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2010)04-0013-04

Regular Perturbation Method for Studying the Subthreshold Characteristics of Short Channel SOI MOSFETs

JIN Lin, GAO Shan, CHEN Jun-ning, CHU Lei-lei

(School of Electronic Science and Technology, Anhui University, Hefei 230039, China)

Abstract: A new method for studying the subthreshold characteristics of SOI MOSFETs is presented, which is called regular perturbation method. When the characteristics of SOI MOSFETs is being analyzed, we should consider not only the effect of the ionization impurity, but also the effect of the number and distributing of carriers. The analytical model of the SOI MOSFETs's surface voltage can be obtained by solving non-linear Poisson equation with the "regular perturbation method". The result of the model are verified with the numerical simulation. It can be concluded that the new model is better than the old model which only take account for the effect of the ionization impurity.

Key words: regular perturbation; two-dimension; surface potential; subthreshold; short channel SOI MOSFETs

1 引言

金属-氧化物-半导体场效应晶体管(MOS)器件的发展遇到了短沟道效应(short channel effect, SCE)、漏致势垒降低效应(drain induced barrier lowering, DIBL)以及可靠性等问题, 需要通过改变晶体管的基本工作模式和器件结构来提高器件的性能. 近几年来, 一个很重要的发展方向便是采用绝缘衬底上硅和金属氧化物-硅场效应晶体管^[1-2](SOI MOSFETs)来提高性能. 利用 SOI 结构的好处不仅可以大幅度降低寄生电容, 并且它特别适合于发展

低压/低功耗应用, 另外 SOI 器件还具有极佳的抗辐射能力, 多年来已经被广泛利用.

目前, 已经存在很多研究 MOSFETs 亚阈值特性的文章^[3-5]. 文献[3]中建立了薄膜 SOI MOSFETs 二维亚阈值斜率的解析模型, 其中表面势模型只考虑了固定电荷的影响, 没有考虑弱反型和中等反型情况下自由载流子的数量和分布, 所以文献[3]中建立的解析模型不够精确. 在文献[4-5]中同样建立了亚阈值区的表面势模型, 虽然它们都考虑了可动载流子的数量, 但是它们建立的模型都是一维的, 随着器件尺寸减小, 将会越来越不适用. 文中主要目的是基于摄动法研究 SOI MOSFETs 亚阈区的二维

表面势解析模型. 不同于传统 SOI MOSFETs 短沟模型的处理, 提出了改进模型, 采用摄动法进行二维分析及抛物线近似, 求出弱反型时沟道长度及漏端电压对电势的影响. 改进的模型计及受栅电压控制的移动电荷的影响, 求出的弱反型时的沟道电势更为精确.

2 二维表面势改进模型

短沟道 SOI MOSFET 基本结构如图 1 所示.

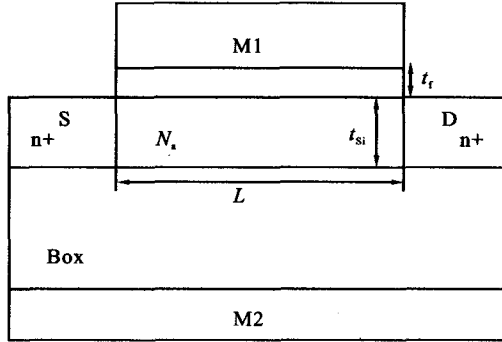


图 1 SOI MOSFET 结构示意图

计及受栅电压控制的移动电荷和不可动的电离杂质电荷对沟道电势的影响, 弱反型时的电势分布可以表示成

$$\frac{\partial^2 \varphi(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi(x, y)}{\partial y^2} = \frac{q}{\epsilon_{Si}} [N_a + n_0 \exp(\frac{V_{gs} - V_{th} - \varphi(x, y)}{\eta V_T})] \quad (1)$$

$$0 \leq x \leq L, 0 \leq y \leq t_{Si}$$

式中, ϵ_{Si} 是硅的介电常数, N_a 是沟道掺杂浓度, q 是电子基本电荷量, V_{gs} 是栅源电压, V_{th} 是阈值电压, $V_T (= k_B T / q)$ 是热电压; n_0 和 η 是两个拟合参数.

求解方程(1)的边界条件^[3]如下:

(1) 漏源端的电势分别为

$$\begin{aligned} \varphi(0, 0) &= \varphi_S(0) = V_{bi} \\ \varphi(L, 0) &= \varphi_S(L) = V_{bi} + V_{ds} \end{aligned} \quad (2)$$

其中, 源-体的内建电势:

$$V_{bi} = (E_g / 2) + V_T \ln(N_a / N_i).$$

(2) 栅氧/前沟道界面和埋氧/背沟道界面的电通量分别连续, 为

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi(x, y)}{dy} \Big|_{y=0} &= \frac{\epsilon_{ox}}{\epsilon_{Si}} \times \frac{\varphi_S(x) - V'_{gs}}{t_f} \\ \frac{d\varphi(x, y)}{dy} \Big|_{y=t_{Si}} &= \frac{\epsilon_{ox}}{\epsilon_{Si}} \times \frac{V'_{bs} - \varphi_B(x)}{t_b} \end{aligned} \quad (3)$$

式中, ϵ_{ox} 是绝缘介质的介电常数; t_f, t_b 分别是栅氧化层和埋氧化层的厚度; $V'_{gs} = V_{gs} - V_{FB,f}$, $V'_{bs} = V_{bs} - V_{FB,b}$, V_{gs} 是栅源电压, $\varphi_S(x)$ 是前沟道表

面势, $\varphi_B(x)$ 是背沟道表面势, $V_{FB,f}, V_{FB,b}$ 是前、背沟道对应的平带电压.

以下为用摄动法求解式(1)的过程:

在式(1)中, 如果令 $\epsilon = \exp(-B\varphi(x, y))$, $A = (qn_0/\epsilon_{Si}) \exp[V_{gs} - V_{th}]/(\eta V_T)$,

$B = 1/(\eta V_T)$, $C = qN_a/\epsilon_{Si}$, 那么方程可以化简为下列形式:

$$\frac{\partial^2 \varphi(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi(x, y)}{\partial y^2} = A\epsilon + C \quad (4)$$

模拟结果表明 ϵ 是一个小量 ($0 < \epsilon \leq 1$), 由文献[6-7]知, 可以将 $\varphi(x, y)$ 展开为摄动级数形式. 为简便计算, $\varphi(x, y)$ 可表示成其零阶和一阶级数的线性组合:

$$\varphi(x, y) = \varphi_0(x, y) + \epsilon \varphi_1(x, y) \quad (5)$$

漏电压较小时, 沿 y 方向(纵向)的电势分布可以用简单的抛物线函数描述, 即

$$\varphi_i(x, y) = \varphi_{Si}(x) + d_{i0}(x) + d_{i0}(x)y + d_{i1}(x)y^2$$

$$0 \leq x \leq L, 0 \leq y \leq t_{Si}, i = 0, 1 \quad (6)$$

式中, $\varphi_{Si}(x)$ 是前沟道表面势; 任意常数 $d_{i0}(x)$, $d_{i1}(x)$ 仅是关于 x 的函数.

令式(6)中 $y = 0$, 可以得到

$$\varphi_0(x, 0) = \varphi_{S0}(x), \varphi_1(x, 0) = \varphi_{S1}(x) \quad (7)$$

将式(5)代入式(4), 并假设小量 ϵ 为零, 这样可以得到关于 $\varphi_0(x, y)$ 和 $\varphi_1(x, y)$ 的两个定解问题, 即

$$\frac{\partial^2 \varphi_0(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi_0(x, y)}{\partial y^2} = C \quad (8)$$

$$\begin{cases} \varphi_0(0, 0) = V_{bi} \\ \varphi_0(L, 0) = V_{bi} + V_{ds} \\ \frac{d\varphi_0(x, y)}{dy} \Big|_{y=0} = \frac{\epsilon_{ox}}{\epsilon_{Si}} \times \frac{\varphi_{S0}(x) - V'_{gs}}{t_f} \\ \frac{d\varphi_0(x, y)}{dy} \Big|_{y=t_{Si}} = \frac{\epsilon_{ox}}{\epsilon_{Si}} \times \frac{V'_{bs} - \varphi_{S0}(x)}{t_b} \end{cases} \quad (9)$$

$$\frac{\partial^2 \varphi_1(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi_1(x, y)}{\partial y^2} = A \quad (10)$$

$$\begin{cases} \varphi_1(0, 0) = 0 \\ \varphi_1(L, 0) = 0 \\ \frac{d\varphi_1(x, y)}{dy} \Big|_{y=0} = \frac{\epsilon_{ox}}{\epsilon_{Si}} \times \frac{\varphi_{S1}(x)}{t_f} \\ \frac{d\varphi_1(x, y)}{dy} \Big|_{y=t_{Si}} = -\frac{\epsilon_{ox}}{\epsilon_{Bi}} \times \frac{\varphi_{B1}(x)}{t_b} \end{cases} \quad (11)$$

利用边界条件式(9)、式(11)可以得到

$$\frac{d^2 \varphi_{Si}(x)}{dx^2} - \alpha^2 \varphi_{Si}(x) = \beta_i, \quad 0 \leq x \leq L (i = 0, 1) \quad (12)$$

$$\text{这里 } \alpha^2 = \frac{2(D_b D_{Si} + D_f D_{Si} + D_b D_f)}{t_{Si}^2 D_{Si} (2D_{Si} + D_b)},$$

$$\beta_0 = C - 2V'_{gs} \frac{D_f (D_{Si} + D_b)}{t_{Si}^2 D_{Si} (2D_{Si} + D_b)} - 2V'_{bs} \frac{D_b}{t_{Si}^2 (2D_{Si} + D_b)}$$

$$\beta_1 = A.$$

其中, $D_{Si} = \epsilon_{Si}/t_{Si}$; $D_f = \epsilon_{ox}/t_f$; $D_b = \epsilon_{ox}/t_{Si}$.

方程(12)为简单的二阶常微分方程,其解的形式为

$$\varphi_{Si}(x) = M_i \exp(\alpha x) + N_i \exp(-\alpha x) - \delta_i, \quad i = 0, 1 \quad (13)$$

式中, $\delta_i = \beta_i / \alpha^2 (i = 0, 1)$.

利用式(8),式(10)可以求解出式(11)中的常数为

$$M_0 = \frac{(V_{bi} + V_{ds} + \delta_0) - (V_{bi} + \delta_0) \exp(-\alpha L)}{2 \sinh(\alpha L)},$$

$$N_0 = \frac{(V_{bi} + \delta_0) \exp(\alpha L) - (V_{bi} + V_{ds} + \delta_0)}{2 \sinh(\alpha L)},$$

$$M_1 = \frac{\delta_1 - \delta_1 \exp(-\alpha L)}{2 \sinh(\alpha L)},$$

$$N_1 = \frac{\delta_1 \exp(-\alpha L) - \delta_1}{2 \sinh(\alpha L)}.$$

将 M_0, M_1 代入式(13) 而我们得到 $\varphi_{S0}(x)$, $\varphi_{S1}(x)$ 的表达式.

由于小量 ϵ 实际上并不恒等于零,根据其物理意义,现将 ϵ 在 $\varphi_S(x) = 2V_b$ (两倍的费米势) 处展开为一阶 Taylor 级数:

$$\epsilon = \exp(-2BV_b) - B(\varphi_S(x) - 2V_b) \exp(-2BV_b) \quad (14)$$

$$\varphi(x, y) = \frac{\varphi_0(x, y) + \exp(-2BV_b)(1 + 2V_b B) \varphi_1(x, y)}{1 + B \exp(-2BV_b) \varphi_1(x, y)} \quad (15)$$

令式(15)中 $y = 0$,然后将式(7),式(13)代入式(15),亚阈值表面势沿沟道的分布就可以确定为

$$\varphi_S(x) = \frac{\varphi_{S0}(x) + \exp(-2BV_b) + (1 + 2V_b B) \varphi_{S1}(x)}{1 + B \exp(-2BV_b) \varphi_{S1}(X)} \quad (16)$$

3 结果和分析

源漏区的掺杂浓度为 $N_d = 10^{20} \text{ cm}^{-3}$, 沟道掺杂

浓度为 $N_a = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$. 栅氧, 硅层, 埋氧层厚度分别为 4nm, 18nm, 200nm. 背栅金属 M2 的功函数等于 M1 的功函数. 二维器件数值模拟器(MEDICI)用来验证模型的准确性.

图2~图4分别给出了不同漏压下,得到的 SOI MOSFETs 表面势. 并且对改进模型与普通模型以及 MEDICI 仿真结果三者进行了比较. 求解泊松方程(1)得到的 $\varphi_{S0}(x)$ 即为没有计及自由载流子,只考虑不可动电离杂质的二维短沟道 SOI MOSFETs 亚阈值区的表面势解析模型. 而改进的表面势解析模型的 $\varphi_S(x)$ 为计及受栅电压控制的移动电荷的影响.

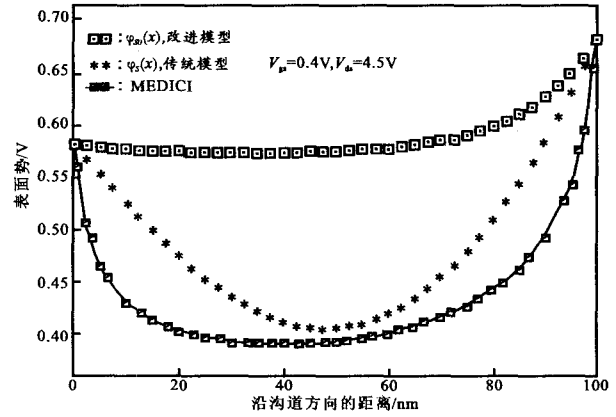


图2 亚阈值区 SOI MOSFET 表面势 ($V_{ds} = 0.1V$)

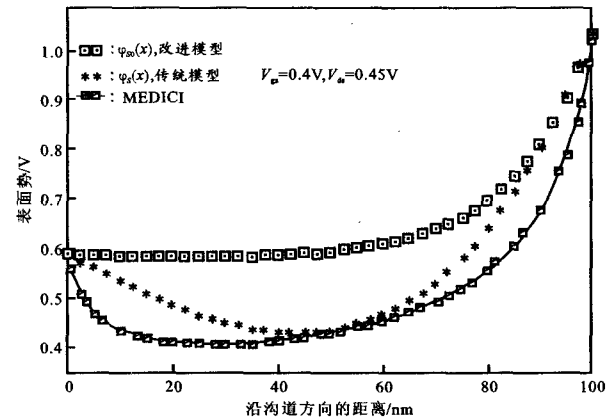


图3 亚阈值区 SOI MOSFET 表面势 ($V_{ds} = 0.45V$)

$\varphi_{S0}(x)_{\text{MIN}}$:传统模型下得到的最小表面势值

$\varphi_S(x)_{\text{MIN}}$:改进模型下得到的最小表面势值

在图2~图4中,将 $\varphi_{S0}(x)$ 、 $\varphi_S(x)$ 与 MEDICI 仿真的结果比较后(见表1)可以看出, $\varphi_S(x)$ 与 MEDICI 仿真的结果吻合的更好. 因为计算亚阈值电流、阈值电压时,都要用到最小表面势值,所以在表1中对 $\varphi_{S0}(x)_{\text{MIN}}$ 、 $\varphi_S(x)_{\text{MIN}}$ 以及 MEDICI 仿真

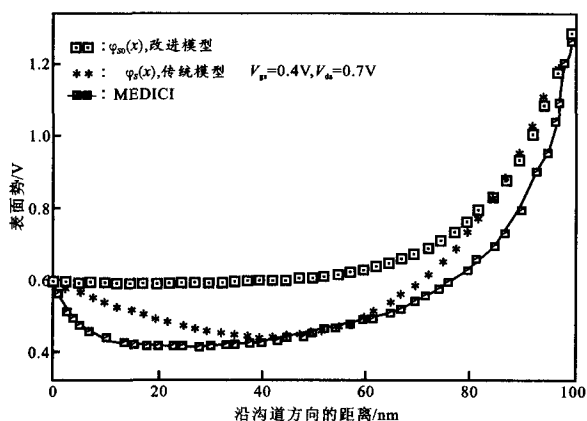
图4 亚阈值区 SOI MOSFET 表面势 ($V_{ds}=0.7V$)

表1 传统模型、改进模型与 MEDICI 仿真的最小表面势值的误差比较

V_{ds}/V	0.1	0.45	0.7
$\varphi_{SO}(x)_{MIN}/V$	0.575	0.578	0.58
$\varphi_{SO}(x)_{MIN}/V$	0.408	0.442	0.407
MEDICI 仿真结果	0.392	0.407	0.42
传统模型的误差/%	46.7	42	38.1
改进模型的误差/%	4.1	8.6	7.1

得到的最小表面势值三者进行了比较. 从表1分析的数据, 可以看到当 V_{ds} 为 0.1V, 0.45V, 0.7V 时, 改进模型得到的最小表面势值与 MEDICI 仿真结果的误差均比传统模型的误差小. 其中当 V_{ds} 为 0.1V 时, $\varphi_S(x)_{MIN}$ 与 MEDICI 仿真结果的误差最小, 因此, 相对来说, 改进的模型在漏电压小的时候能够更准确描述漏压对亚阈值区特性的影响.

4 结束语

文中建立了 SOI MOSFET 亚阈值区的表面势模型. 其中采用了摄动法求解二维的非线性偏微分方程. 此模型不仅考虑了二维沟道的电势、电场分布, 而且考虑了自由载流子浓度的分布, 比常用的耗尽近似和页面电荷模型^[8]更加精确. 由于求解亚阈

值电流、阈值电压等都要基于表面势模型, 因而得到一个准确的表面势模型对于后面的分析工作至关重要. 通过与二维数值模拟器 MEDICI 的仿真结果的比较, 改进的表面势解析模型确实比传统模型更精确.

参考文献:

- [1] 邵红旭, 吴峻峰, 韩郑生, 等. 硅膜厚度对 0.1 μm SOI 槽栅 NMOS 器件特性的影响[J]. 微电子学与计算机, 2003, 20(5): 28-30.
- [2] 吴秀龙, 陈军宁, 柯导明. 全耗尽 SOI LDMOS 阈值电压的解析模型[J]. 微电子学与计算机, 2007, 24(11): 17-20.
- [3] Hans Oliver Joachim, Yasuo Yamaguchi, Kiyoshi Ishikawa. Simulation and two-dimensional analytical modeling of subthreshold slope in ultrathin-film SOI MOSFET's down to 0.1 μm gate length[J]. IEEE Trans on electron devices, 1993, 40(10): 1812-1817.
- [4] 程彬杰, 邵志标, 唐天同. 基于表面势的 MOSFET 模型[J]. 固体电子学研究与发展, 2000, 20(1): 66-73.
- [5] Rimon Ikeno, Hiroshi Ito, Kunihiro Asada. One-dimensional analysis of subthreshold characteristics of SOI-mosfet considering quantum mechanical effects[J]. VLSI Design Vlsidesign, 1998, 6(1/4): 65-67.
- [6] He Jihuan. Linearized perturbation technique and its applications to strongly nonlinear oscillators[J]. Computers and Mathematics with Applications, 2003, 45(1): 1-8.
- [7] Wang M H, Kuo YE. A perturbation method for solving linear semiinfinite programming problems[J]. Computers and Mathematics with Applications, 1999, 37(4): 181-198.
- [8] Chen Q, Agrawal B, Meindl J D. A comprehensive analytical subthreshold swing (S) model for double-gate MOSFETs[J]. IEEE Trans Electron Devices, 2002, 49(6): 1086-1090.

作者简介:

金林女, (1984-), 硕士研究生.