

全耗尽 SOI MOSFET 亚阈值表面势的二维半解析模型

常红^{1,2}, 孙桂金¹, 杨菲¹, 柯导明^{1*}

(1. 安徽大学电子信息工程学院, 安徽合肥 230601; 2. 中国电子科技集团有限公司第 58 研究所, 江苏无锡 204000)

摘要: 根据 SOI MOSFET 的工作原理, 在 SOI MOSFET 的氧化层、耗尽层和埋氧化层分别引入矩形等效源, 提出了电势二维分布的定解问题, 再通过半解析法、傅里叶级数展开法和积分法相结合对每个区域的定解问题进行求解, 得到了定解问题的二维半解析解, 解得结果是无穷级数形式的特殊函数。计算和仿真结果表明, 提出的模型求解时精度高, 运算量较小, 可用于的电路模拟程序。

关键词: SOI MOSFET; 短沟道效应; 电势; 半解析模型

中图分类号: TP391 **文献标识码:** A **doi:** 10.3969/j.issn.0253-2778.2018.01.010

引用格式: 常红, 孙桂金, 杨菲, 等. 全耗尽 SOI MOSFET 亚阈值表面势的二维半解析模型[J]. 中国科学技术大学学报, 2018, 48(1): 75-81.

CHANG Hong, SUN Guijin, YANG Fei, et al. A two dimensional semi-analytical model of sub-threshold surface potential analysis for fully depleted SOI MOSFET [J]. Journal of University of Science and Technology of China, 2018, 48(1): 75-81.

A two dimensional semi-analytical model of sub-threshold surface potential analysis for fully depleted SOI MOSFET

CHANG Hong^{1,2}, SUN Guijin¹, YANG Fei¹, KE Daoming^{1*}

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

2. The 58th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation (CETC), Wuxi 204000, China)

Abstract: Based on the principle of the SOI MOSFET, a definite solution of potential is proposed by introducing three rectangular sources in the oxide layer, depletion layer and buried oxide layer. The potential distribution of the three region has been obtained by means of the variables separation method, Fourier expansion method and the integral method. The solution is a special function of the infinite series expressions. The simulation results show that the proposed semi-analytical model has high precision and smaller calculation and can be applied to circuit simulation programs.

Key words: SOI MOSFET, SCE; potential; semi-analytical model

0 引言

随着 MOS 器件的特征尺寸进入到纳米领域, 一些在长沟道下不明显的短沟道效应、漏致势垒降低效应成为纳米器件进一步发展的严重制约因素^[1-3]。为了抑制短沟道效应对器件性能的影响, 研

究者开始致力于新型结构 MOS 器件的研究, 于是 SOI (silicon on insulator) MOSFET 应运而生。当前 SOI MOSFET 模型的主要分为两大类, 一类是抛物线近似模型^[4-7], 最早的 SOI MOSFET 模型是由 Young 提出, 该模型将硅膜中沿垂直表面方向的电势分布用简单的抛物线函数近似来进行二维泊松

收稿日期: 2017-03-08; 修回日期: 2017-05-09

基金项目: 国家自然科学基金(61376098, 61076086)资助。

作者简介: 常红, 男, 1990 年生, 博士生, 研究方向: 半导体器件物理, E-mail: 814874822@qq.com

通讯作者: 柯导明, 博士/教授, E-mail: kedaoming@sohu.com

方程的求解,得到表面势公式,但模型没有考虑埋氧化层二维电场效应对正面电势的影响.后续研究者在此基础上进行了改进,考虑了埋氧化层的影响,但得到的模型表达式复杂.此外由于只对电势分布进行了二阶近似,其精确度不高.另一类是准二维模型^[8-10],这类模型采用准二维的方法,通过采用高斯定律,对二维泊松方程进行降阶处理,进而求解电势模型.这类模型只需求解一阶方程,因此计算简单,但模型在对边界做了近似的处理,此外这类模型本质上求解是一维模型.

本文利用半解析法和广义傅里叶级数展开法相结合,求解了 SOI MOSFET 中氧化层、耗尽层和埋氧化层电势定解问题,得到了表面势的计算公式.首先,我们利用半解析法对 SOI MOSFET 中氧化层、耗尽层和埋氧化层引入了三个矩形等效源,列出了三个区域定解问题的二维泊松方程、拉普拉斯方程及其对应的边界条件.其次,定义两表面势分别为 $\varphi_1(x)$ 和 $\varphi_2(x)$,接着求解定解问题得到三个区域的二维电势分布,表达式只中包含有 $\varphi_1(x)$ 和 $\varphi_2(x)$.然后,利用广义傅里叶级数展开法对 $\varphi_1(x)$ 和 $\varphi_2(x)$ 进行级数展开,将展开后的表达式代入到三个区域的电势表达式中,得到包含有若干未知系数的三个无穷级数形式的特殊函数,联立衔接条件得到求解未知系数的线性方程组.该模型在考虑了埋氧化层对正面电势的影响的基础上,简化了模型的复杂度,且没有修正因子.模型的计算结果和 Silvaco 模拟结果比较表明,提出的模型具有较高的精度.

1 表面势半解析模型

1.1 模型建立

全耗尽 SOI MOSFET 的剖面结构如图 1 所示,图 1 中器件的沟道长度为 L ,氧化层厚度为 t_{Ox} ,硅膜厚度为 t_{Si} ,埋氧化层厚度为 t_b .研究表明,漏源区下的埋氧化层对正面电势的影响很小,为了简化模型,本文只考虑硅膜下的埋氧化层对正面电势的影响,建立图 1 中所示坐标系.根据半解析原理^[11],在氧化层、耗尽层以及埋氧化层各引入一个矩形等效源,分别为 OAFG、ABEF 和 BCDE,如图 2 所示.图 2 中 I 区代表氧化层,其电势用 $\varphi_1(x, y)$ 表示;II 区代表耗尽层,其电势用 $\varphi_2(x, y)$ 表示;III 区代表埋氧化层,其电势用 $\varphi_3(x, y)$ 表示.设氧化层和耗尽层交界处的电势为 $\varphi_1(x)$,耗尽层和埋氧化层交界处的电势为 $\varphi_2(x)$.令 OB 的长度为 d ,其大小为 $t_{\text{Ox}} + t_{\text{Si}}$;OC 的长度为 d_m ,其大小为

$t_{\text{Ox}} + t_{\text{Si}} + t_b$.栅电压和衬底电压分别为 V_g 、 V_{gb} ; AB 和 EF 边界所加电势为 V_s 、 V_D ,其中 $V_s = V_s' + \frac{kT}{q} \ln \frac{N_d}{n_i}$, $V_D = V_D' + \frac{kT}{q} \ln \frac{N_d}{n_i}$, V_s' 、 V_D' 为源漏电极的外加电压, N_d 为源漏的掺杂浓度, n_i 为本征载流子浓度.

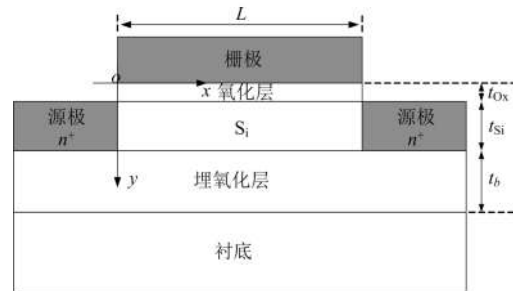


图 1 SOI MOSFET 剖面结构示意图

Fig.1 The structure schematic of SOI MOSFET

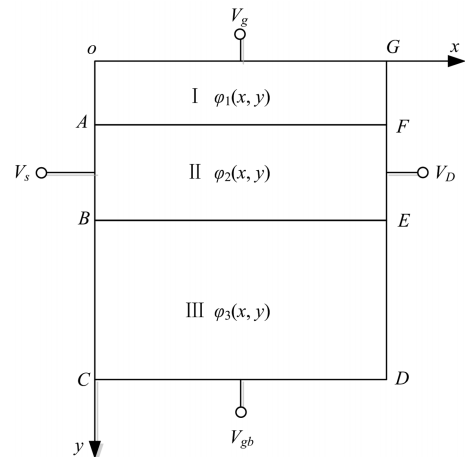


图 2 SOI MOSFET 定解示意图

Fig.2 Schematic diagram of definite solutions problem

由于氧化层中自由电荷只出现在表面,其内部没有其他自由电荷,所以内部的自由电荷密度为 0,电势方程满足拉普拉斯方程.由于 I 区电场方向垂直于表面指向 II 区,即电场没有横向 x 分量,只有纵向 y 分量,因此 OA 和 FG 的边界条件分别为

$$\left. \frac{\partial \varphi_1(x, y)}{\partial x} \right|_{x=0} = 0, \left. \frac{\partial \varphi_1(x, y)}{\partial x} \right|_{x=L} = 0.$$

结合图 2 以及上面的叙述,可得到 I 区的定解问题为

$$\left. \begin{aligned} & \frac{\partial^2 \varphi_1(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi_1(x, y)}{\partial y^2} = 0 \\ & \varphi_1(x, y) \Big|_{y=0} = V_g, \varphi_1(x, y) \Big|_{y=t_{\text{Ox}}} = \varphi_1(x) \\ & \left. \frac{\partial \varphi_1(x, y)}{\partial x} \right|_{x=L} = 0 \\ & \left. \frac{\partial \varphi_1(x, y)}{\partial x} \right|_{x=0} = 0 \end{aligned} \right\} (1)$$

根据耗尽层近似可以认为硅膜中没有可移动的电荷,只有固定电荷,忽略自由电子浓度,其电势满足泊松方程.观察图 2 可知,其所有的边界都满足狄利克雷条件,因此 II 区的定解问题为

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 \varphi_2(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi_2(x, y)}{\partial y^2} &= \frac{qN_a}{\epsilon_{\text{Si}}} \\ \varphi_2(x, y) \Big|_{y=t_{\text{ox}}} &= \varphi_1(x), \varphi_2(x, y) \Big|_{y=d} = \varphi_2(x) \\ \varphi_2(x, y) \Big|_{x=0} &= V_S \\ \varphi_2(x, y) \Big|_{x=L} &= V_D \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中 N_a 为沟道掺杂浓度; ϵ_{Si} 为硅膜的介电常数;

对于 III 区,考虑到埋氧化层的二维电场会影响到有效的衬底电压,需要在埋氧化层求解二维泊松方程.为了计算方便,在此忽略埋氧化层的自由电荷,则 III 区埋氧化层中的电势也满足拉普拉斯方程.

III 区的边界同 I 区类似,得到 III 区的定解问题为

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 \varphi_3(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi_3(x, y)}{\partial y^2} &= 0 \\ \varphi_3(x, y) \Big|_{y=d} &= \varphi_2(x), \varphi_3(x, y) \Big|_{y=d_m} = V_{gb} \\ \frac{\partial \varphi_3(x, y)}{\partial x} \Big|_{x=0} &= 0 \\ \frac{\partial \varphi_3(x, y)}{\partial x} \Big|_{x=L} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

根据电势的连续性,可知每个区域的交界面处的电势是连续相等的,为了计算的简洁性,忽略界面电荷的影响,则链接条件为

$$\left. \begin{aligned} \epsilon_{\text{SiO}_2} \frac{\partial \varphi_1(x, y)}{\partial y} \Big|_{y=t_{\text{ox}}} &= \epsilon_{\text{Si}} \frac{\partial \varphi_2(x, y)}{\partial y} \Big|_{y=t_{\text{ox}}} \\ \epsilon_{\text{Si}} \frac{\partial \varphi_2(x, y)}{\partial y} \Big|_{y=d} &= \epsilon_{\text{SiO}_2} \frac{\partial \varphi_3(x, y)}{\partial y} \Big|_{y=d} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

1.2 模型求解

对于 I 区的定解问题的求解,首先求解如下方程:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 \varphi_1(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi_1(x, y)}{\partial y^2} &= 0 \\ \varphi_1(x, y) \Big|_{y=0} &= V_g \\ \frac{\partial \varphi_1(x, y)}{\partial x} \Big|_{x=0} &= 0 \\ \frac{\partial \varphi_1(x, y)}{\partial x} \Big|_{x=L} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

利用分离变量法^[12],解得

$$\varphi_1(x, y) = V_g + A_0 y + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sinh \frac{n\pi y}{L} \cos \frac{n\pi x}{L} \quad (6)$$

结合上式和 AF 的边界条件: $\varphi_1(x, y) \Big|_{y=t_{\text{ox}}} = \varphi_1(x)$, 利用积分法求得 A_0 和 A_n 关于 $\varphi_1(x)$ 的表达式,再将求出的表达式代回上式,则 $\varphi_1(x, y)$ 可重写为

$$\varphi_1(x, y) = V_g + \left(\frac{1}{t_{\text{ox}} L} \int_0^L \varphi_1(x) dx - \frac{V_g}{t_{\text{ox}}} \right) y + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\sinh \frac{n\pi t_{\text{ox}}}{L}} \frac{2}{L} \int_0^L \varphi_1(x) \cos \frac{n\pi x}{L} dx \sinh \frac{n\pi y}{L} \cos \frac{n\pi x}{L} \quad (7)$$

同理可求得 III 区 $\varphi_3(x, y)$ 的表达式为

$$\varphi_3(x, y) = V_{gb} + \left(\frac{1}{L} \int_0^L \varphi_2(x) dx - V_{gb} \right) \frac{y-d_m}{d-d_m} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{\sinh \frac{n\pi(y-d_m)}{L}} \frac{2}{L} \int_0^L \varphi_2(x) \cos \frac{n\pi x}{L} dx \sinh \frac{n\pi(y-d_m)}{L} \cos \frac{n\pi x}{L} \quad (8)$$

对于 II 区的定解问题的求解,首先求解如下方程:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 \varphi_2(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi_2(x, y)}{\partial y^2} &= \frac{qN_a}{\epsilon_{\text{Si}}} \\ \varphi_2(x, y) \Big|_{x=0} &= V_S, \varphi_2(x, y) \Big|_{x=L} = V_D \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

根据上式可知,该方程是非齐次边界条件的非齐次方程.要想求解这个方程,必须先构造一个辅助函数将边界条件齐次化,然后再将齐次边界条件下的非齐次方程用特征函数展开法求解.令

$$\varphi_2(x, y) = V_S + \frac{V_D - V_S}{L} x + U(x, y) \quad (10)$$

将式(9)代入方程(10)中得到新的齐次边界的定解方程:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 U(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U(x, y)}{\partial y^2} &= \frac{qN_a}{\epsilon_{\text{Si}}} \\ U(x, y) \Big|_{x=0} &= 0, U(x, y) \Big|_{x=L} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

利用特征函数展开法求得上式齐次方程的解为

$$U(x, y) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(C_n \cosh \frac{n\pi y}{L} + D_n \sinh \frac{n\pi y}{L} - \frac{2L^2}{(n\pi)^3} [1 - (-1)^n] \frac{qN_a}{\epsilon_{\text{Si}}} \right) \sin \frac{n\pi x}{L} \quad (12)$$

因此, II 区电势为

$$\varphi_2(x, y) = V_S + \frac{V_D - V_S}{L} x + \sum_{n=1}^{\infty} \left(C_n \cosh \frac{n\pi y}{L} + D_n \sinh \frac{n\pi y}{L} - \frac{2L^2}{(n\pi)^3} [1 - (-1)^n] \frac{qN_a}{\epsilon_{\text{Si}}} \right) \sin \frac{n\pi x}{L} \quad (13)$$

结合上式和 AF、BE 边界条件,解得只关于

$\varphi_1(x)$ 、 $\varphi_2(x)$ 的电势表达式为

$$\begin{aligned} \varphi_2(x, y) = & V_s + \frac{V_D - V_s}{L}x + \\ & \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{L} \int_0^L \varphi_1(x) \sin \frac{n\pi x}{L} dx \frac{\sinh \frac{n\pi(d-y)}{L}}{\sinh \frac{n\pi(d-t_{ox})}{L}} \sin \frac{n\pi x}{L} + \\ & \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{L} \int_0^L \varphi_2(x) \sin \frac{n\pi x}{L} dx \frac{\sinh \frac{n\pi(y-t_{ox})}{L}}{\sinh \frac{n\pi(d-t_{ox})}{L}} \sin \frac{n\pi x}{L} + \\ & \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{L} \int_0^L \left(V_s + \frac{V_D - V_s}{L}x \right) \cdot \\ & \sin \frac{n\pi x}{L} dx \frac{\cosh \frac{n\pi(d+t_{ox}-2y)}{2L}}{\cosh \frac{n\pi(d-t_{ox})}{2L}} \sin \frac{n\pi x}{L} \end{aligned} \quad (14)$$

根据式(8)、(9)和(15)可知,求解 $\varphi_1(x)$ 和 $\varphi_2(x)$ 是求解三个区电势分布的关键.本文利用广义傅里叶级数展开法对 $\varphi_1(x)$ 和 $\varphi_2(x)$ 进行展开,为了满足相关区域的边界条件,经过反复的计算推敲验证,最终 $\varphi_1(x)$ 、 $\varphi_2(x)$ 展成如下:

$$\varphi_1(x) = V_s + \frac{V_D - V_s}{L}x + \sum_{m=1}^{\infty} A_m \sin \frac{m\pi x}{L} \quad (15)$$

$$\varphi_2(x) = V_s + \frac{V_D - V_s}{L}x + \sum_{m=1}^{\infty} B_m \sin \frac{m\pi x}{L} \quad (16)$$

将展开得到 $\varphi_1(x)$ 和 $\varphi_2(x)$ 代入式(8)、(9)和(15)中,则三个区的电势表达式可重写为

$$\begin{aligned} \varphi_1(x, y) = & V_g + \left(\frac{V_D + V_s}{2} - V_g \right) \frac{y}{t_{ox}} + \\ & y \sum_{m=1}^{\infty} \frac{A_m}{t_{ox}} \frac{1 - (-1)^m}{m\pi} + \\ & \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{2((-1)^n - 1)}{(n\pi)^2} (V_D - V_s) + \right. \\ & \left. \sum_{m=1}^{\infty} A_m \alpha_{mn} \right) \frac{\sinh \frac{n\pi y}{L}}{\sinh \frac{n\pi t_{ox}}{L}} \cos \frac{n\pi x}{L} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \varphi_2(x, y) = & V_s + \frac{V_D - V_s}{L}x + \\ & \sum_{n=1}^{\infty} \frac{qN_a}{\epsilon_{Si}} \frac{2L^2}{(n\pi)^3} (1 - (-1)^n) \cdot \\ & \left(\frac{\cosh \frac{n\pi(d+t_{ox}-2y)}{2L}}{\cosh \frac{n\pi(d-t_{ox})}{2L}} - 1 \right) \sin \frac{n\pi x}{L} + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \sum_{n=1}^{\infty} \left[\sum_{m=1}^{\infty} A_m \beta_{mn} \sinh \frac{n\pi(d-y)}{L} + \right. \\ & \left. \sum_{m=1}^{\infty} B_m \beta_{mn} \sinh \frac{n\pi(y-t_{ox})}{L} \right] \frac{\sin \frac{n\pi x}{L}}{\sinh \frac{n\pi(d-t_{ox})}{L}} \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \varphi_3(x, y) = & V_{gb} + \left(\frac{V_D + V_s}{2} - V_{gb} \right) \frac{y - d_m}{d - d_m} + \\ & (y - d_m) \sum_{m=1}^{\infty} \frac{B_m}{d - d_m} \frac{1 - (-1)^m}{m\pi} + \\ & \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{2((-1)^n - 1)}{(n\pi)^2} (V_D - V_s) + \right. \\ & \left. \sum_{m=1}^{\infty} B_m \alpha_{mn} \right) \frac{\sinh \frac{n\pi(y-d_m)}{L}}{\sinh \frac{n\pi(d-d_m)}{L}} \cos \frac{n\pi x}{L} \end{aligned} \quad (19)$$

式中, $\alpha_{mn} = \frac{2}{L} \int_0^L \sin \frac{m\pi x}{L} \cos \frac{n\pi x}{L} dx$, $\beta_{mn} = \frac{2}{L} \int_0^L \sin \frac{m\pi x}{L} \sin \frac{n\pi x}{L} dx$.式(17)、(18)和(19)中的 A_m 和 B_m 是未知常数,可以有衔接条件(4)决定.将式(17)、(18)和(19)代入衔接条件中得到

$$\begin{aligned} & \frac{\epsilon_{SiO_2}}{\epsilon_{Si}} \sum_{m=1}^{\infty} A_m \left\{ \frac{2[1 - (-1)^m]}{m\pi} \frac{[1 - (-1)^k]}{k\pi} + \right. \\ & \left. \frac{2t_{ox}}{L^2} \sum_{n=1}^{\infty} n\pi \coth \frac{n\pi t_{ox}}{L} a_{mn} a_{kn} \right\} + \\ & \frac{t_{ox}}{L} k\pi \coth \frac{k\pi(d-t_{ox})}{L} A_k - \frac{t_{ox}}{L} \frac{k\pi}{\sinh \frac{k\pi(d-t_{ox})}{L}} B_k = \\ & \frac{\epsilon_{SiO_2}}{\epsilon_{Si}} (2V_g - V_s - V_D) \frac{[1 - (-1)^k]}{k\pi} - \\ & \frac{t_{ox}}{L} \tanh \frac{k\pi(d-t_{ox})}{2L} \frac{2L^2}{(k\pi)^2} [1 - (-1)^k] \frac{qN_a}{\epsilon_{Si}} + \\ & \frac{\epsilon_{SiO_2}}{\epsilon_{Si}} \frac{4t_{ox}}{L^2} \sum_{n=1}^{\infty} \coth \frac{n\pi t_{ox}}{L} \frac{(V_s - V_D)}{n\pi} [1 - (-1)^n] a_{kn} \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} & \frac{\epsilon_{SiO_2}}{\epsilon_{Si}} \sum_{m=1}^{\infty} B_m \left\{ \frac{2[1 - (-1)^m]}{m\pi} \frac{[1 - (-1)^k]}{k\pi} + \right. \\ & \left. \frac{2(d_m - d)}{L^2} \sum_{n=1}^{\infty} n\pi \coth \frac{n\pi t_{ox}}{L} a_{mn} a_{kn} \right\} + \\ & \frac{(d_m - d)}{L} k\pi \coth \frac{k\pi(d-t_{ox})}{L} B_k - \\ & \frac{(d_m - d)}{L} \frac{k\pi}{\sinh \frac{k\pi(d-t_{ox})}{L}} A_k = \\ & \frac{\epsilon_{SiO_2}}{\epsilon_{Si}} (2V_{gb} - V_s - V_D) \frac{[1 - (-1)^k]}{k\pi} - \end{aligned}$$

$$\frac{(d_m - d)}{L} \tanh \frac{k\pi(d - t_{ox})}{2L} \frac{2L^2}{(k\pi)^2} [1 - (-1)^k] \frac{qN_a}{\epsilon_{Si}} + \frac{\epsilon_{SiO_2}}{\epsilon_{Si}} \frac{4t_{ox}}{L^2} \sum_{n=1}^{\infty} \coth \frac{n\pi t_{ox}}{L} \frac{(V_S - V_D)}{n\pi} [1 - (-1)^n] a_{kn} \quad (21)$$

式中, $a_{kn} = \int_0^L \sin \frac{k\pi x}{L} \cos \frac{n\pi x}{L} dx$.

联立式(20)和(21),得到求解 A_m 、 B_m 的线性方程组,在求解过程中 K 值等于 M 值.最后将得到的 A_m 、 B_m 代入到三个区域的电势表达式中,从而求出硅膜的上下表面势以及各个区域的电势值.

2 模型的验证

为了验证模型的正确性,本文对提出的表面势

半解析模型计算得到的表面势分布与数值模拟的表面势进行对比.SOI MOSFET 器件部分结构参数设置如下:源漏掺杂浓度 N_D 为 $1E20 \text{ cm}^{-3}$,源级和衬底外加电压为 0 V ,漏极外加电压为 0.05 V .图 3 和图 4 显示的是氧化层表面势和埋氧化层表面势随沟道长度变化的关系.该组数据中其他物理参数设置为:氧化层厚度为 17 nm ,硅膜厚度为 100 nm ,埋氧化层厚度 400 nm ,沟道掺杂 Na 为 $1E17 \text{ cm}^{-3}$.从图 3 和图 4 中可以看出,随着器件尺寸沟道长度的增加,无论是硅膜的上表面电势还是下表面电势,提出的表面势模型都能够较好地吻合数值模拟的结果.另外从图 3 还可以看出,随着沟道长度的增加,沟道中心点的电势模型值逼近仿真值,当二者的值趋于吻合时,会使得沟道上表面电势的两端出现尖峰,造成误差.

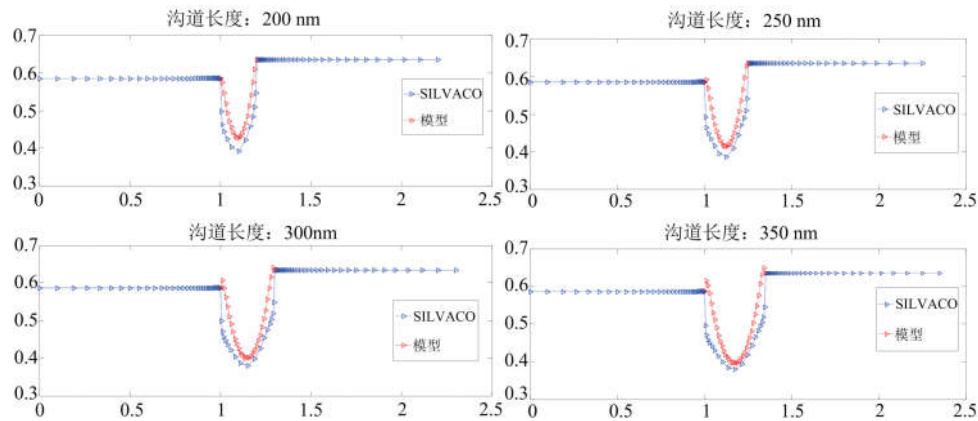


图 3 不同沟道长度下的硅膜上表面电势模型和模拟结果比较

Fig.3 The comparison between upper surface potential model and simulation results for the silicon film under various channel length

图 5 和图 6 显示的是硅膜的上表面势和下表面势在其他物理参数固定的情况下,随硅膜厚度变化的比较.该组数据中其他物理参数设置为:氧化层厚度为 17 nm ,沟道尺寸为 200 nm ,埋氧化层厚度 400 nm ,沟道掺杂 Na 为 $1e17 \text{ cm}^{-3}$.从图 5 和图 6

中可以看出,随着硅膜厚度的增加,本文的表面势模型能够较好地吻合数值模拟的结果.此外,随着硅膜厚度的增加,硅膜中的上表面电势基本不变,仿真值和模型存在误差.下表面的电势随着硅膜厚度的增加而减小,仿真值和模型基本吻合.

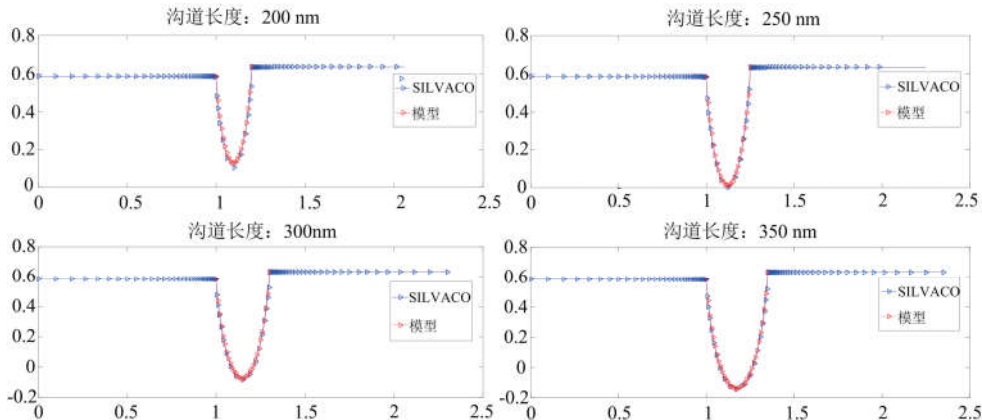


图 4 不同沟道长度下的硅膜下表面电势模型和模拟结果比较

Fig.4 The comparison between lower surface potential model and simulation results for the silicon film under various channel length

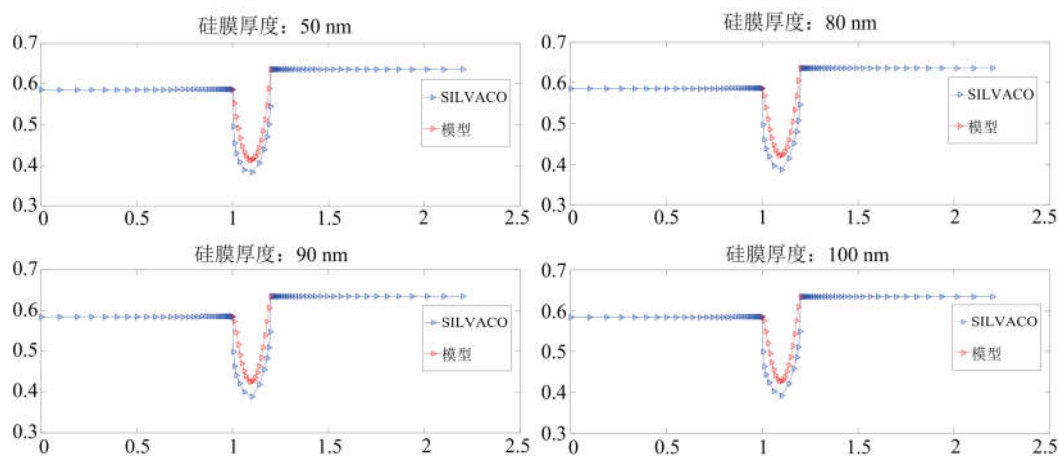


图 5 不同硅膜厚度下氧化层表面势模型和模拟结果比较

Fig.5 The comparison between surface potential model and simulation results for the oxide layer under various silicon film thickness

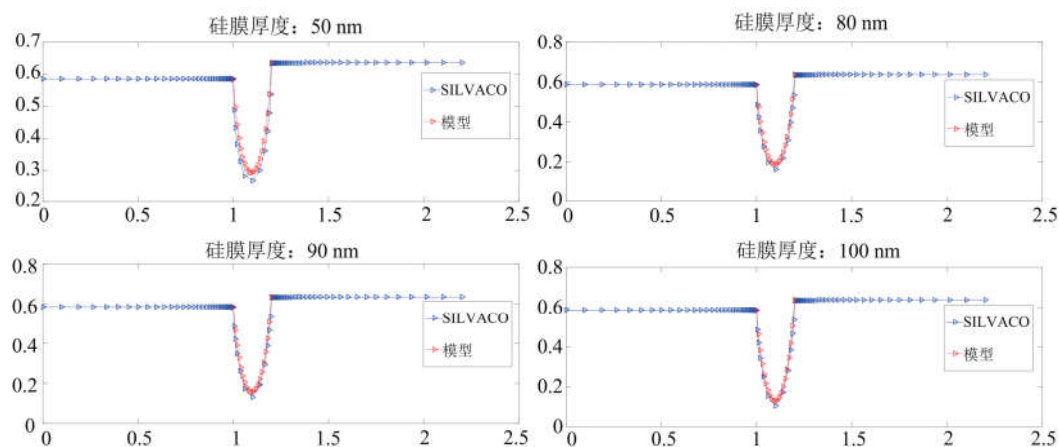


图 6 不同硅膜厚度下埋氧化层表面势模型和模拟结果比较

Fig.6 The comparison between surface potential model and simulation results for the buried oxide under various silicon film thickness

图 7 和图 8 显示的是硅膜的上表面电势和下表面电势在其他物理参数固定的情况下,随氧化层厚度变化的比较.该组数据中其他物理参数设置为:硅膜厚度为 100 nm,沟道尺寸为 200 nm,埋氧化层厚度 400 nm,沟道掺杂 Na 为 $1e17 \text{ cm}^{-3}$.从图 7 和图

8 中可以看出,随着硅膜厚度的增加,本文的硅膜表面势模型能够较好地吻合数值模拟的结果.从图 7,8 可以看出,随着氧化层厚度的增加,硅膜的上表面电势的模型值慢慢偏离仿真值,而硅膜下表面电势的模型值慢慢趋近于仿真值.

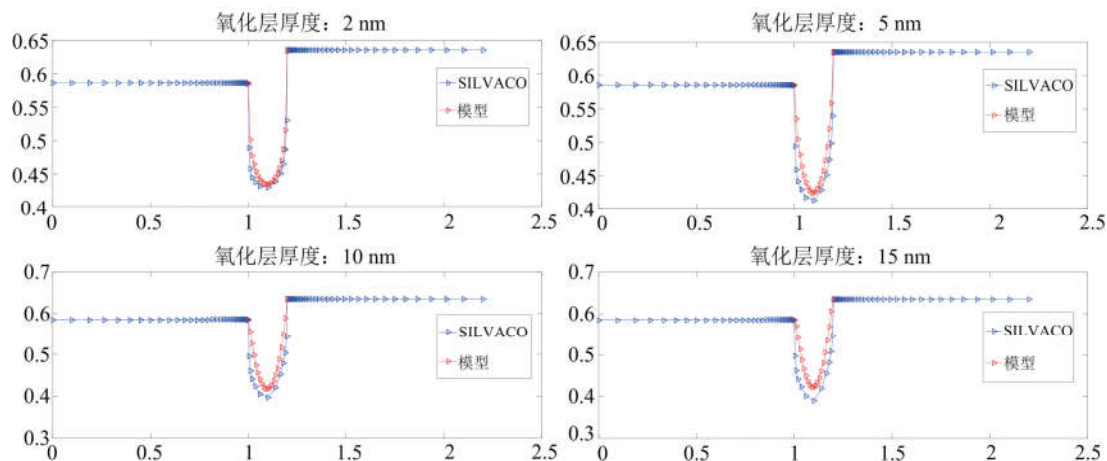


图 7 不同氧化层厚度下硅膜上表面电势模型和模拟结果比较

Fig.7 The comparison between upper surface potential model and simulation results for the silicon film under various oxide layer thickness

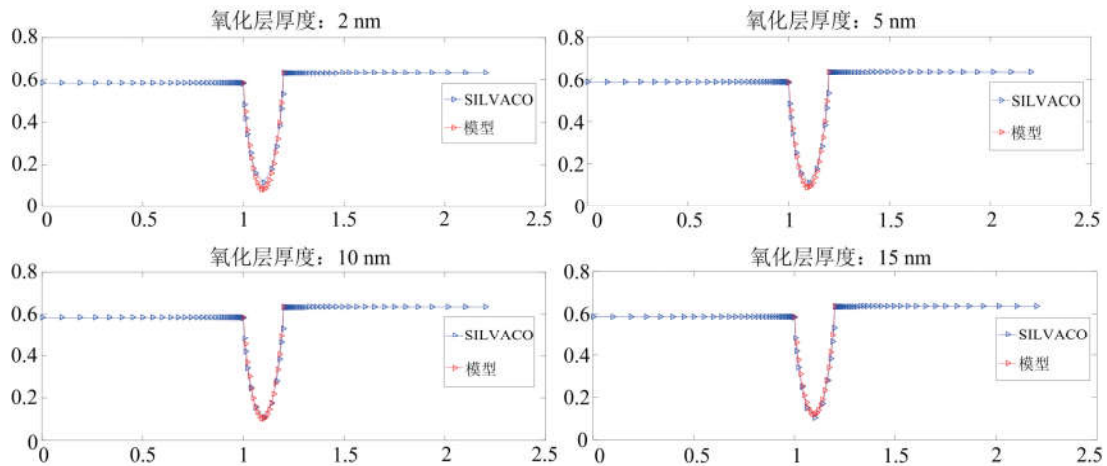


图 8 不同氧化层厚度下硅膜下表面电势模型和模拟结果比较

Fig.8 The comparison between lower surface potential model and simulation results for the silicon film under various oxide layer thickness

3 结论

本文用等效矩形源建立了 SOI MOSFET 亚阈值表面势模型,再用分离变量法、傅立叶级数展开法和积分法相结合,求解 SOI MOSFET 亚阈值表面势的定解问题,建立了计算 SOI MOSFET 亚阈值表面势的二维半解析模型,得到了一个关于无穷级数表面势表达式,级数中的未知系数可由线性方程组解出,避免了数值分析时的方程的离散化.比较结果表明,本文的模型在一定的尺寸下可以有效地预测沟道中的电势,为后续器件特性的分析和电路的模拟提供了基础.

参考文献(References)

- [1] CHAUDHRY A, KUMMER M J. Controlling short-channel effects in deep-submicron SOI MOSFETs for improved reliability: A review[J]. IEEE Transactions on Device and Materials Reliability, 2004, 4 (1): 99-109.
- [2] 曹磊,刘红侠. 考虑量子效应的高 k 栅介质 SOI MOSFET 特性研究 [J]. 物理学报, 2012, 61(24): 470-475.
- [3] ITOH A, SAITOH M, ASADA M. Very short channel metal-gate Schottky source/drain SOI-PMOSFETs and their short channel effect [C]// 58th DRC Device Research Conference, Denver, USA: IEEE Press, 2000: 77-78.
- [4] YOUNG K K. Short-channel effect in fully depleted SOI MOSFET's [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 1989, 36(2): 399-402.
- [5] TSORMPATZOGLOU A, DIMITRIADIS C A, CLERC R, et al. Semianalytical modeling of short-channel effects in lightly doped silicon trigate MOSFETs [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2008, 55(10): 2623-2631.
- [6] WANG H P. New analytical models of subthreshold surface potential and subthreshold current of fully depleted short-channel silicon-on-insulator MOSFETs with halo or pocket implantation [J]. Japanese Journal of Applied Physics, 2014, 53(6): 064301.
- [7] SARAMEKALA G K, TIWARI P K. An analytical threshold voltage model of fully depleted (FD) recessed-source/drain (Re-S/D) SOI MOSFETs with back-gate control [J]. Journal of Electronic Materials, 2016, 45(10): 1-8.
- [8] BANNA S R, CHAN M, KO P, et al. Threshold voltage model for deep-submicrometer fully depleted SOI MOSFET's [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 1995, 42(11): 1949-1955.
- [9] CHANG K M, WANG H P. A simple 2D analytical threshold voltage model for fully depleted short-channel silicon-on-insulator MOSFETs [J]. Semiconductor Science & Technology, 2004, 19(12): 1397-1405.
- [10] MALAKAR T D, BASU S, BHATTACHARYYA P, et al. Computationally comprehensive and efficient generalized poisson's solution for better nanoscale SOI MOSFET [C]// International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks, Bhopal, India : IEEE Press, 2014: 1016-1020.
- [11] 盛剑霓, 马齐爽, 袁斌. 电磁场与电磁波分析中的半解析法的理论与应用 [M]. 北京: 科学出版社, 2006.
- [12] 柯导明, 陈军宁. 数学物理方法 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2008.