

全耗尽围栅金属氧化物半导体场效应管二维模型

刘林林, 李尊朝, 尤一龙, 徐进朋

(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对深亚微米围栅金属氧化物半导体场效应管(MOSFET)的短沟道效应随沟道长度减小而愈加明显,以及移动电荷在器件强反型区对表面势影响显著的问题,提出了一种全耗尽围栅 MOSFET 二维模型. 同时考虑耗尽电荷和自由电荷的影响,结合沟道与氧化层界面处的边界条件,求解一维泊松方程,得到一维电势分布模型,然后结合器件源漏处的边界条件求解拉普拉斯方程,最终得到全耗尽围栅 MOSFET 精确的二维表面势模型,并在此基础上得到了阈值电压、亚阈值斜率等电学参数的解析模型. 利用 Sentaurus 软件对解析模型进行了验证,结果表明:该模型克服了本征模型在重掺杂情况下失效和仅考虑耗尽电荷的模型在强反型区失效的缺点,在不同沟道掺杂情况下从亚阈值区到强反型区都适用;与原有模型相比,该阈值电压模型的误差减小了 45.5%.

关键词: 围栅;表面势;阈值电压;短沟道效应

中图分类号: TN386 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2011)02-0073-05

Two-Dimensional Analytic Model for Fully Depleted Surrounding Gate Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor

LIU Linlin, LI Zunchao, YOU Yilong, XU Jinpeng

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A two-dimensional model for fully depleted cylindrical/surrounding gate MOSFET is proposed to address the issues that the short channel effects (SCEs) of deep submicron MOSFET are more obvious with the decrease of channel length, and that mobile charge has a significant impact on surface potential when the device is working in strong-inversion regions. Taking account of the effects of both depletion charge and free charge, an one-dimensional potential model is obtained by solving one-dimensional Poisson's equation with the boundary conditions at the interface of the channel and the oxide layer. Then the Laplace equation is solved by using the boundary conditions at the source and drain regions to construct the accurate two-dimensional surface potential model. Then analytical models for both the threshold voltage and the subthreshold slope are derived. These models are verified by device simulation software Sentaurus. The results show that the proposed model is applicable from the sub-threshold region to the strong-inversion region in different channel doping conditions, and overcomes the shortcomings that the intrinsic model is not valid under the heavy doping conditions and the model based on only depletion charge fails in the strong-inversion region. Comparisons with existing models show that the error of threshold voltage reduces by 45.5%.

Keywords: surrounding gate; surface potential; threshold voltage; short channel effect

在目前提出的各类非平面器件结构中,圆柱形围栅金属氧化物半导体场效应管(MOSFET)的栅极将沟道完全包围,集成密度最高,栅控能力最强,对短沟道效应的抑制最为有效^[1],这些特点使围栅MOS器件成为集成电路进入纳米尺度最有吸引力的一种结构^[2-4],因此推导其简洁的解析模型极为必要.文献[5-6]中推导了只考虑耗尽电荷的表面势和阈值电压模型,但器件工作在强反型区时,模型失效.文献[7-8]中推导了只考虑移动电荷的表面势模型,但仅适用于本征情况或轻掺杂情况.上述模型在应用上都有很大的局限性.事实上,由于器件的制作工艺或器件特性改进的需要,器件内沟道的掺杂不可避免,器件在强反型区的电学特性对于电路的设计也极为重要.

对于全耗尽围栅 MOSFET,本文在同时考虑耗尽电荷和移动电荷(反型层电荷)的基础上,通过在圆柱坐标系下求解二维泊松方程,得到了在不同掺杂情况下从亚阈值区到强反型区都适用的精确的二维解析模型,并在此基础上推导了阈值电压、亚阈值斜率等电学参数的解析表达式.最后,利用三维数值仿真软件 Sentaurus 验证了该解析模型的有效性.

1 模型建立

图1为垂直围栅 MOSFET 沟道方向的截面图.假设沟道是全耗尽的,沟道区为P型掺杂,则沟道区的电学特性可由以下的泊松方程决定(该方程同时包含了耗尽电荷和移动电荷,并忽略空穴的影响)

$$\nabla^2 \varphi(r, z) = \frac{qN_A}{\epsilon_{si}} + \frac{qn_i}{\epsilon_{si}} e^{(\varphi(r, z) - \varphi_f)/U_T} \quad (1)$$

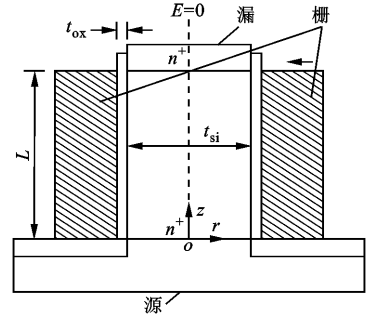
式中: $\varphi(r, z)$ 为体电势的分布函数; q 为电子电量; N_A 为沟道区的掺杂浓度; U_T 为热电压; n_i 为本征硅的电子浓度; ϵ_{si} 和 ϵ_{ox} 分别是硅和栅氧化层的介电常数; V_{ds} 是漏极相对于源极的电压; φ_f 是电子的准费米能级.本文所讨论的模型是建立在低 V_{ds} 基础上的,我们认为 φ_f 在低的 V_{ds} 下,在整个沟道长度范围内是不变的, $\varphi_f = U_T \ln(N_A/n_i)$.

为了求解方程(1),把总的电势 φ 分为只适用于长沟道情况下的一维电势 $\varphi_1(r)$ 和利用拉普拉斯方程求解的包含所有边界条件的二维电势 $\varphi_L(r, z)$,则总电势方程为

$$\varphi(r, z) = \varphi_1(r) + \varphi_L(r, z) \quad (2)$$

1.1 一维电势求解

为方便对于一维电势的求解,再将 $\varphi_1(r)$ 分为



t_{ox} :氧化层厚度; t_{si} :硅膜厚度; L :沟道长度;
 n^+ :源漏区施主掺杂浓度

图1 垂直围栅 MOSFET 的沟道方向截面图

沟道的中心电势 φ_c 、以中心电势 φ_c 为参考点的由耗尽电荷部分和移动电荷部分引起的电势 $\varphi_{1,1}(r)$ 和 $\varphi_{1,2}(r)$ 3部分,即

$$\varphi_1(r) = \varphi_{1,1}(r) + \varphi_{1,2}(r) + \varphi_c \quad (3)$$

将式(3)代入式(1),可得到

$$\left. \begin{aligned} \nabla^2 \varphi_{1,1}(r) &= \frac{qN_A}{\epsilon_{si}} \\ \nabla^2 \varphi_{1,2}(r) &= \frac{qn_i}{\epsilon_{si}} e^{(\varphi_1(r) - \varphi_f)/U_T} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

求解上述微分方程,使用的边界条件为

$$\left. \begin{aligned} \epsilon_{si} \frac{\partial \varphi_{1,1}(r)}{\partial r} \Big|_{r=0} &= 0 \\ \varphi_{1,1}(r) \Big|_{r=0} &= 0 \\ \epsilon_{si} \frac{\partial \varphi_{1,2}(r)}{\partial r} \Big|_{r=0} &= 0 \\ \varphi_{1,2}(r) \Big|_{r=0} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

随着栅压的增加,由耗尽电荷引起的电势增加主要集中在中心电势部分,在本文所讨论的掺杂浓度范围内,耗尽电荷引起的电势从表面到中心的变化极小,在强反型区,这个差异远远小于 φ_c ,可以忽略^[9].在阈值区或亚阈值区,移动电荷数量很少,这部分电势引起的移动电荷数量变化也可以忽略,所以式(4)中的 $\varphi_1(r)$ 可表示为 $\varphi_{1,2}(r) + \varphi_c$,求解式(4)可得各部分电势为

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{1,1}(r) &= \frac{qN_A r^2}{4\epsilon_{si}} \\ \varphi_{1,2}(r) &= U_T \ln \frac{1}{(1 - (\delta/8)r^2)^2} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式中: $\delta = (qn_i^2 e^{\varphi_c/U_T}) / (\epsilon_{si} U_T N_A)$.

对于中心电势 φ_c ,利用整个一维电势在氧化层与硅界面处的边界条件进行求解

$$\epsilon_{\text{si}} \frac{\partial \varphi_1(r)}{\partial r} \Big|_{r=R} = C_f (V_{\text{gs}} - \varphi_{\text{ms}} - \varphi_1(R)) \quad (7)$$

式中: V_{gs} 是栅极相对于源极的电压; R 是硅柱的半径; φ_{ms} 为栅极金属相对于本征硅的功函数; $C_f = 2\epsilon_{\text{ox}}/[t_{\text{si}}\ln(1+2t_{\text{ox}}/t_{\text{si}})]$ 是氧化层电容. 将 $\varphi_1(r)$ 代入式(7), 可得关于 φ_c 的方程

$$\epsilon_{\text{si}} \left(\frac{qN_A t_{\text{si}}}{4\epsilon_{\text{si}}} + \frac{(qn_i^2 R e^{\varphi_c/U_T})/(N_A \epsilon_{\text{si}})}{2(1 - (qn_i^2 R^2 e^{\varphi_c/U_T})/(8N_A \epsilon_{\text{si}} U_T))} \right) = C_f (V_{\text{gs}} - \varphi_{\text{ms}} - \frac{qN_A R^2}{4\epsilon_{\text{si}}} - U_T \ln \frac{1}{(1 - (qn_i^2 R^2 e^{\varphi_c/U_T})/(8N_A \epsilon_{\text{si}} U_T))^2} - \varphi_c) \quad (8)$$

1.2 二维电势求解

对于二维电势, 通过求解拉普拉斯方程近似处理, 可得到

$$\nabla^2 \varphi_L(r, z) = 0 \quad (9)$$

式(9)的边界条件为

$$\left. \begin{aligned} \varphi_L(r, 0) &= V_{\text{bi}} - \varphi_1(r) \\ \varphi_L(r, L) &= V_{\text{bi}} + V_{\text{ds}} - \varphi_1(r) \\ \epsilon_{\text{si}} \frac{\partial \varphi_L(r, z)}{\partial r} \Big|_{r=R} &= -C_f \varphi_L(R, z) \\ \frac{\partial \varphi_L(r, z)}{\partial r} \Big|_{r=0} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

式中: $V_{\text{bi}} = U_T \ln(N_A N_D/n_i^2)$ 是源(漏)-沟道 PN 结内建电势. 利用分离变量法求解上述二维泊松方程^[6], 不加推导地直接给出它的级数形式的解

$$\varphi_L(r, z) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[A_n \sinh\left(\frac{u_n z}{R}\right) + B_n \sinh\left(\frac{u_n (L-z)}{R}\right) \right] J_0\left(\frac{u_n r}{R}\right) \quad (11)$$

式中: u_n 是特征值; $J_n(x)$ 是 n 阶贝塞尔函数; A_n 和 B_n 为贝塞尔-傅里叶系数. 由于 A_n 和 B_n 衰减非常快, 将式(11)限制在最低阶, 令 $n=1$, 根据边界条件式(10), 利用文献[5]中的方法, 可得到

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \frac{V_{\text{bi}} + V_{\text{ds}} - qN_A R^2/(4\epsilon_{\text{si}}) - U_T \ln(1/(1 - \delta R^2/8)^2) - \varphi_c}{\sinh(u_1 L/R) J_0(u_1)} \\ B_1 &= \frac{V_{\text{bi}} - qN_A R^2/4\epsilon_{\text{si}} - U_T \ln(1/(1 - \delta R^2/8)^2) - \varphi_c}{\sinh(u_1 L/R) J_0(u_1)} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

特征值 u_1 满足以下特征方程

$$u_1 \frac{J_1(u_1)}{J_0(u_1)} = \frac{C_f R}{\epsilon_{\text{si}}} \quad (13)$$

这样, 就得到了二维分布的总电势

$$\varphi(r, z) = \frac{qN_A R^2}{4\epsilon_{\text{si}}} + U_T \ln\left(\frac{1}{(1 - \delta R^2/8)^2}\right) + \varphi_c + \left[A_1 \sinh\left(\frac{u_1 z}{R}\right) + B_1 \sinh\left(\frac{u_1 (L-z)}{R}\right) \right] J_0\left(\frac{u_1 r}{R}\right) \quad (14)$$

1.3 阈值电压与亚阈值斜率模型求解

基于上述讨论的解析模型, 按照沟道最小表面势等于 $2\varphi_f$ 时对应的栅压为阈值电压的定义, 即 V_{th} 通过方程 $\varphi(R, z_{\text{min}}) = 2\varphi_f$ 求解, 将最小表面势代入, 可得

$$\frac{qN_A R^2}{4\epsilon_{\text{si}}} + U_T \ln \frac{1}{(1 - \delta R^2/8)^2} + \varphi_c + \left[A_1 \sinh\left(\frac{u_1 z_{\text{min}}}{R}\right) + B_1 \sinh\left(\frac{u_1 (L - z_{\text{min}})}{R}\right) \right] J_0(u_1) = 2\varphi_f \quad (15)$$

式中: z_{min} 为最小表面势在沟道方向的位置, 即表面势在沟道方向导数等于 0 的位置

$$z_{\text{min}} = \frac{(R/2u_1) \ln[(B_1 e^{(u_1 R/L)} - A_1)/(A_1 - B_1 e^{-u_1 R/L})]}{1} \quad (16)$$

由式(15)可解得在阈值条件下的中心电势 $\varphi_c = \varphi_{\text{cth}}$, 将其代入式(8), 可得

$$V_{\text{th}} = \frac{\epsilon_{\text{si}}}{C_f} \left(\frac{qN_A t_{\text{si}}}{4\epsilon_{\text{si}}} + \frac{(qn_i^2 R e^{\varphi_{\text{cth}}/U_T})/(N_A \epsilon_{\text{si}})}{2(1 - (qn_i^2 R^2 e^{\varphi_{\text{cth}}/U_T})/(8N_A \epsilon_{\text{si}} U_T))} + \varphi_{\text{ms}} + \frac{qN_A R^2}{4\epsilon_{\text{si}}} + U_T \ln \frac{1}{(1 - (qn_i^2 R^2 e^{\varphi_{\text{cth}}/U_T})/(8N_A \epsilon_{\text{si}} U_T))^2} + \varphi_{\text{cth}} \right) \quad (17)$$

亚阈值斜率是指器件工作在亚阈值区时, 漏端电流增加一个数量级所需增大的栅电压, 其计算公式如下

$$S = \frac{U_T \ln(10)}{\partial \varphi_{\text{min}} / \partial V_{\text{gs}}} = \frac{U_T \ln 10}{(1 - (\sinh(u_1 z_{\text{min}}/R) + \sinh(u_1 (L - z_{\text{min}})/R))/\sinh(u_1 L/R))} \cdot \frac{1}{(R^2 \delta / (4(1 - R^2 \delta / 8)) + 1) (\partial \varphi_c / \partial V_{\text{gs}})} \quad (18)$$

式中: $\frac{\partial \varphi_c}{\partial V_{\text{gs}}}$ 由方程(8)求出

$$\frac{\partial \varphi_c}{\partial V_{\text{gs}}} = \frac{C_f}{\epsilon_{\text{si}}}$$

$$\frac{4(1-\delta R^2/8)^2}{2\delta R + (\delta(1-\delta R^2/8)R^2 + 4(1-\delta R^2/8)^2)C_i/\epsilon_{si}}$$

(19)

2 结果验证与讨论

分别采用同时考虑移动电荷和耗尽电荷的模型与仅考虑耗尽电荷的模型,对围栅 MOSFET 的沟道表面势和阈值电压进行计算,以检验本文提出的模型在表面势与阈值电压方面的改进效果,并同时研究了器件的短沟道效应和亚阈值特性,所得结果均与 Sentaurus 仿真软件所得结果进行了比较. 仿真中所用到的参数 $t_{si}=50\text{ nm}$, $L=100\text{ nm}$, $t_{ox}=1.5\text{ nm}$, N_D 为源漏区掺杂, $N_D=10^{26}\text{ m}^{-3}$, 沟道区为 P 型掺杂, $N_A=10^{23}\text{ m}^{-3}$, 漏源电压 $V_{ds}=0.1\text{ V}$.

图 2 显示了在不同沟道掺杂浓度下 $L/2$ 处的表面势随所加栅压的变化,可以看出,沿沟道方向最低表面势一般出现在沟道中央附近, $L/2$ 处的表面势极具代表意义. 由于器件所加栅压的变化,器件工作在不同的区域. 以 n-MOSFET 为例,在亚阈值区器件由于栅压较小沟道区电子还未达到反型状态,而在阈值区,器件刚刚达到反型状态,形成导电沟道,在强反型区,电子的浓度已远远超过空穴的浓度. 从图 2 可以看出,本征模型在重掺杂情况下失效,不考虑移动电荷的模型在器件进入强反型区后失效,而本文提出的模型可对从亚阈值区到强反型区的表面势分布用统一的解析式表达出,在亚阈值区,表面势基本随栅压线性变化,进入强反型区后,表面电场急剧增加,导致表面势增加缓慢,与仿真结果得到的表面势变化趋势一致.

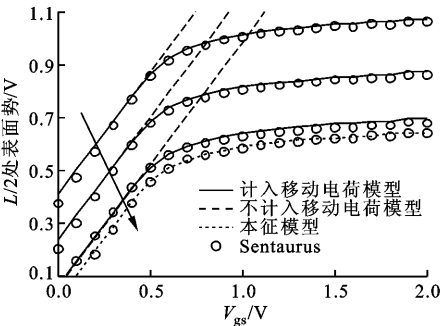


图 2 沟道 $L/2$ 处表面势随所加栅压的变化

将本文模型得到的不同沟道长度下的阈值电压与实测数据^[10]进行了对比,如图 3 所示. 可以看出,本文模型得到的阈值电压分的分布趋势与实测数据一致. 从图 3 还可以看出,阈值电压随沟道长度变化出现漂移现象,这是器件短沟道效应的体现. 在考虑

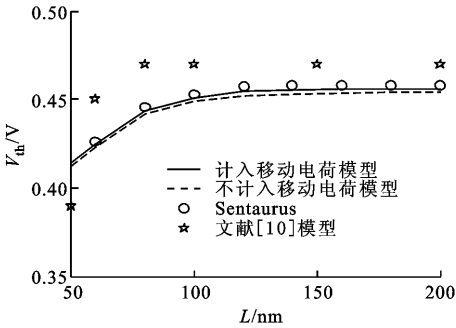


图 3 阈值电压随沟道长度的变化

移动电荷后,阈值电压变大. 在长沟道情况下,不计入移动电荷的模型与仿真值的误差为 4.4 mV ,而计入移动电荷进行修正以后误差变为 2.4 mV ,误差减小了 45.5% .

图 4 对比了 $N_A=10^{23}\text{ m}^{-3}$ 和 $N_A=10^{21}\text{ m}^{-3}$ 在相同栅压下表面势沟道的分布规律,其最小表面势出现在沟道中央附近,随着掺杂浓度降低,表面势明显下降,并且不计入移动电荷引起的表面势差值变大,说明移动电荷对沟道低掺杂和中等掺杂的器件比重掺杂的器件影响要大.

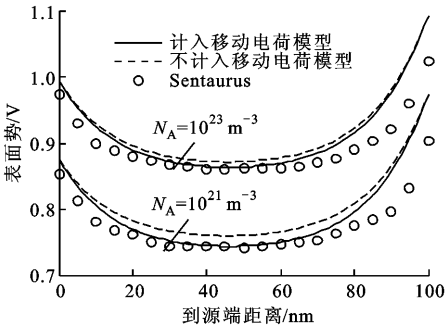


图 4 不同沟道掺杂浓度下表面势在沟道方向的分布

将本文模型与文献[11]模型得到的不同沟道长度下的亚阈值斜率进行了对比,结果如图 5 所示. 从图中可以看出,2 种模型所得的亚阈值斜率的分布趋一致,当器件沟道较短时,亚阈值斜率较大,器件漏电流较大,随着沟道长度增大,亚阈值斜率趋于常数 60 mV .

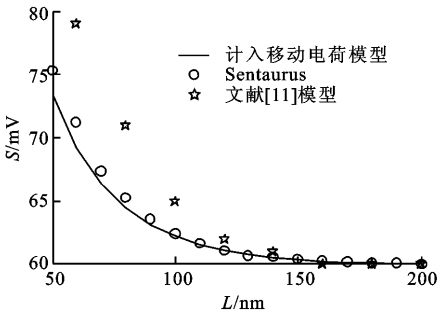


图 5 亚阈值斜率随沟道长度的变化

3 结 论

本文在同时考虑耗尽电荷和移动电荷的基础上,通过在圆柱坐标系下求解二维泊松方程,推导出一种适用于从亚阈值区到强反型区等各种工作区域的二维解析模型,并在此基础上得到了表面势、阈值电压与亚阈值斜率等电学参数的解析表达式. 相对于只考虑耗尽电荷的模型和本征模型,本文模型适用范围更广. 通过对阈值电压的修正,使阈值电压相对于仿真结果的误差缩小了 45.5%. 所得的解析模型结果与 Sentaurus 三维仿真软件的仿真结果吻合得很好. 本文模型适用范围广、精确度较高,可为应用围栅器件的集成电路设计提供较好的参考.

参考文献:

[1] YANG Bin, BUDDHARAJU K D, TEO S H, et al. Vertical silicon-nanowire formation and gate-all-around MOSFET [J]. IEEE Electron Device Letters, 2008, 29(7):791-794.

[2] LIU Feng, HE Jin, ZHANG Lining, et al. A charge-based model for long-channel cylindrical surrounding-gate MOSFETs from intrinsic channel to heavily doped body [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2008, 55(8):2187-2194.

[3] CHOH J, PLUMMER J D. Modeling of surrounding gate MOSFETs with bulk trap states [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2007, 54(1):166-169.

[4] YU Bo, LU Weiyuan, LU Huaxin, et al. Analytic charge model for surrounding-gate MOSFETs [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2007, 54(3):492-496.

[5] KRABTI A, HALDAR S, GUPTA R S. An accurate 2D analytical model for short channel thin film fully depleted cylindrical/surrounding gate (CGT/SGT) MOSFET [J]. Microelectronics Journal, 2001, 32(1):305-313.

[6] AOUAL J, BOUZIANE A, NOUACRY A. Analytical 2D modeling for potential distribution and threshold voltage of the short channel fully depleted cylindrical/surrounding gate MOSFET[J]. International Journal of Electronics, 2005, 92(8):437-443.

[7] HE Jin, ZHANG Xing, ZHANG Ganggang, et al. A carrier-based DCIV model for long channel undoped cylindrical surrounding-gate MOSFETs [J]. Solid State Electronics, 2006, 50(3):416-421.

[8] RAY B, MAHAPATRA S. Modeling and analysis of body potential of cylindrical gate-all-around nanowire transistor [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 2008, 55(9):2409-2416.

[9] SUZUKI K, TANAKA T, TOSAKA Y, et al. Analytical surface potential expression for thin-film double-gate SOI MOSFETs [J]. Solid State Electronics, 1994, 37(2):327-332.

[10] YEO K H, SUK S D, LI Ming, et al. Gate-all-around (GAA) twin silicon nanowire MOSFET (TSNWFET) with 15 nm length gate and 4 nm radius nanowires [C] // Proceedings of IEDM. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2006: 286-289.

[11] AUTH C P, PLUMMER J D. Scaling theory for cylindrical, fully-depleted, surrounding-gate MOSFET's [J]. IEEE Transactions on Electron Devices, 1997, 18(2):74-76.

(编辑 刘杨)