

# 高 $k$ 栅介质 GeOI 金属氧化物半导体场效应管阈值电压和亚阈斜率模型及其器件结构设计\*

范敏敏 徐静平<sup>†</sup> 刘璐 白玉蓉 黄勇

(华中科技大学光学与电子信息学院, 武汉 430074)

(2013年10月14日收到; 2014年1月8日收到修改稿)

通过求解沟道与埋氧层的二维泊松方程, 同时考虑垂直沟道与埋氧层方向的二阶效应, 建立了高 $k$ 栅介质 GeOI 金属氧化物半导体场效应管 (MOSFET) 的阈值电压和亚阈斜率解析模型, 研究了器件主要结构参数对器件阈值特性、亚阈特性、短沟道效应、漏极感应势垒降低效应及衬偏效应的影响, 提出了优化器件性能的结构参数设计原则及取值范围. 模拟结果与 TCAD 仿真结果符合较好, 证实了模型的正确性与实用性.

**关键词:** GeOI MOSFET, 阈值电压, 亚阈斜率, 短沟道效应

**PACS:** 73.40.Qv, 73.61.-r

**DOI:** 10.7498/aps.63.087301

## 1 引言

随着 Si 互补金属氧化物半导体 (CMOS) 器件沟道长度的不断缩小, 器件性能的改善越来越达到其物理极限. 绝缘硅金属氧化物半导体场效应管 (SOI MOSFET) 被认为是未来具有较大应用潜力的小尺寸金属氧化物半导体 (MOS) 器件, 但当硅膜厚度下降到 10 nm 以下时, 载流子迁移率将会大大下降<sup>[1-5]</sup>. 而锗因为有比硅更高的载流子迁移率 (特别是空穴迁移率), 被认为是替代硅材料的一个很好的选择, 加上高 $k$ 栅介质 (如  $ZrO_2$  和  $HfO_2$ ) 的成功应用, 使 Ge MOS 器件具有了可用的栅介质材料, 因此, GeOI MOSFET 最近几年得到了广泛关注和研究<sup>[6-8]</sup>. 不少研究者对 SOI 与 GeOI MOSFETs 的电性能进行了模型分析, Young<sup>[9]</sup> 在研究 SOI MOSFET 阈值电压模型时, 提出了一个垂直于沟道的二阶势能方程, 但未考虑埋氧层的二阶效应; Joachim 等<sup>[10]</sup> 指出对于短沟道 SOI 器件埋氧层的二阶效应不能忽略; Suzuki 和 Pidin<sup>[11]</sup> 同时考虑了传统 SOI 沟道与埋氧层的二阶效应得到了相

应的阈值电压公式, 但他们采用的是传统的阈值电压定义方式, 而 Ortiz-Conde 等<sup>[12]</sup> 指出这样的定义在衬底浓度较高时是有误差的. Sim 和 Kuo<sup>[13]</sup> 考虑了 SOI 器件前栅沟道与背栅沟道的形成以及衬底偏置电压对前后沟道形成的影响, 但忽略了短沟道效应; Hu 等<sup>[14]</sup> 利用叠加原理解析求解 GeOI MOSFET 的泊松方程, 得到亚阈斜率模型, 但结果复杂, 不够直观, 在器件参数设计时难以利用此解析公式优化器件性能. 这些工作要么只涉及亚阈斜率, 要么仅对阈值电压做分析, 均未同时建立阈值电压与亚阈斜率解析模型.

因此, 本文以高 $k$ 栅介质 SOI 与 GeOI MOSFET 为研究对象, 通过同时考虑垂直沟道方向和埋氧层方向的二阶效应, 对二维泊松方程进行解析求解, 不仅得到了阈值电压模型, 而且建立了亚阈斜率模型. 利用此模型对 SOI 与 GeOI MOSFET 的电特性进行了分析比较, 讨论了器件主要结构参数对器件电性能的影响, 提出了优化器件性能的结构参数设计原则和取值范围, 并利用 TCAD 仿真结果证实了模型的正确.

\* 国家自然科学基金 (批准号: 61274112) 资助的课题.

<sup>†</sup> 通讯作者. E-mail: [jpxu@mail.hust.edu.cn](mailto:jpxu@mail.hust.edu.cn)

## 2 器件结构与模型

GeOI nMOSFET 结构如图 1 所示. TiN 是金属栅, HfO<sub>2</sub> 是高  $k$  栅介质, 其厚度为  $t_{\text{ox}}$ ,  $L$ ,  $t_{\text{ch}}$  和  $N_{\text{A}}$  分别为沟道长度、厚度和掺杂浓度,  $t_{\text{oxb}}$  为埋氧层厚度,  $N_{\text{Asub}}$  为衬底掺杂浓度,  $N_{\text{SD}}$  为源漏掺杂浓度.

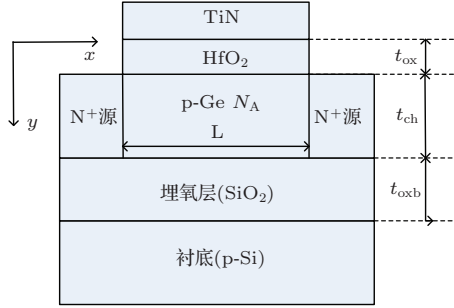


图 1 GeOI nMOSFET 结构示意图

在沟道全耗尽 GeOI nMOSFET 中, 若假设沟道电势为  $\phi_1$ , 埋氧层中电势为  $\phi_2$ , 则沟道区和埋氧区的二维泊松方程可表示为

$$\frac{\partial^2 \phi_1(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi_1(x, y)}{\partial y^2} = \frac{qN_{\text{A}}}{\varepsilon_{\text{ch}}} \quad (\text{沟道区}), \quad (1)$$

$$\frac{\partial^2 \phi_2(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi_2(x, y)}{\partial y^2} = 0 \quad (\text{埋氧区}), \quad (2)$$

其中,  $q$  为电子电量,  $\varepsilon_{\text{ch}}$  为沟道材料的介电常数.

满足上述方程的边界条件如下:

$$\left. \frac{\partial \phi_1(x, y)}{\partial y} \right|_{y=0} = \frac{\varepsilon_{\text{ox}}}{\varepsilon_{\text{ch}}} \cdot \frac{\phi_{\text{s}} - (V_{\text{G}} - V_{\text{FB}})}{t_{\text{ox}}} = -\frac{V'_{\text{G}} - \phi_{\text{s}}}{r_1 t_{\text{ox}}}, \quad (3)$$

$$\varepsilon_{\text{ch}} \left. \frac{\partial \phi_1(x, y)}{\partial y} \right|_{y=t_{\text{ch}}} = \varepsilon_{\text{oxb}} \left. \frac{\partial \phi_2(x, y)}{\partial y} \right|_{y=t_{\text{ch}}}, \quad (4)$$

$$\phi_1(x, y)|_{y=t_{\text{ch}}} = \phi_2(x, y)|_{y=t_{\text{ch}}} = \phi_{\text{b}}, \quad (5)$$

$$\phi_2(x, y)|_{y=t_{\text{ch}}+t_{\text{oxb}}} = V'_{\text{sub}} = V_{\text{sub}} - V_{\text{FBsub}}, \quad (6)$$

$$\left. \frac{\partial \phi_2(x, y)}{\partial y} \right|_{y=t_{\text{ch}}} = r_2 \left. \frac{\partial \phi_1(x, y)}{\partial y} \right|_{y=t_{\text{ch}}} = -E_{\text{b}}, \quad (7)$$

式中,  $r_1 = \varepsilon_{\text{ch}}/\varepsilon_{\text{ox}}$ ,  $r_2 = \varepsilon_{\text{ch}}/\varepsilon_{\text{oxb}}$ ,  $\phi_{\text{s}}$  为前栅界面 (Ge/HfO<sub>2</sub>) 表面势,  $\phi_{\text{b}}$  为背栅界面 (Ge/SiO<sub>2</sub>) 表面势,  $V_{\text{G}}$  为栅电压,  $V'_{\text{G}} = V_{\text{G}} - V_{\text{FB}}$ ,  $\varepsilon_{\text{ox}}$  是高  $k$  栅介质介电常数,  $\varepsilon_{\text{oxb}}$  为埋氧层介电常数,  $V_{\text{sub}}$  为衬底电压,  $V'_{\text{sub}} = V_{\text{sub}} - V_{\text{FBsub}}$ ,  $E_{\text{b}}$  是背栅界面埋氧层中的电场,  $V_{\text{FB}}$  与  $V_{\text{FBsub}}$  分别是沟道与金属栅以及衬底之间的平带电压.

根据 Young 模型<sup>[9]</sup>, 在低漏压下, 垂直于表面方向的电势可以采用抛物线近似, 则沟道区和埋氧区的电势可表示为

$$\phi_1(x, y) = \phi_{\text{s}} + C_{11}(x)y + C_{12}(x)y^2, \quad (8)$$

$$\phi_2(x, y) = C_{20}(x) + C_{21}(x)y + C_{22}(x)y^2. \quad (9)$$

利用边界条件 (3)—(7) 式, 可以求出  $C_{11}$ ,  $C_{12}$ ,  $C_{20}$ ,  $C_{21}$  和  $C_{22}$ :

$$C_{11}(x) = -\frac{V'_{\text{G}} - \phi_{\text{s}}}{r_1 t_{\text{ox}}}, \quad (10)$$

$$C_{12}(x) = \frac{V'_{\text{G}} - \phi_{\text{s}}}{2r_1 t_{\text{ox}} t_{\text{ch}}} - \frac{E_{\text{b}}/r_2}{2t_{\text{ch}}}, \quad (11)$$

$$C_{20}(x) = \frac{t_{\text{oxb}}^2 - t_{\text{ch}}^2}{t_{\text{oxb}}^2} (-V'_{\text{sub}} + \phi_{\text{b}}) + V'_{\text{sub}} + \frac{t_{\text{ch}}(t_{\text{ch}} + t_{\text{oxb}})}{t_{\text{oxb}}} E_{\text{b}}, \quad (12)$$

$$C_{21}(x) = \frac{2t_{\text{ch}}}{t_{\text{oxb}}^2} (-V'_{\text{sub}} + \phi_{\text{b}}) - \frac{(2t_{\text{ch}} + t_{\text{oxb}})}{t_{\text{oxb}}} E_{\text{b}}, \quad (13)$$

$$C_{22}(x) = -\frac{1}{t_{\text{oxb}}^2} (-V'_{\text{sub}} + \phi_{\text{b}}) + \frac{1}{t_{\text{oxb}}} E_{\text{b}}. \quad (14)$$

将 (9) 式代入 (2) 式, 可以得到  $E_{\text{b}}$  与  $\phi_{\text{b}}$  的关系式为

$$E_{\text{b}} = \frac{1}{t_{\text{oxb}}} (-V'_{\text{sub}} + \phi_{\text{b}}) - \frac{t_{\text{oxb}}}{2} \frac{\partial^2 \phi_{\text{b}}}{\partial x^2}. \quad (15)$$

将 (15) 式代入 (8) 式, 而后代入 (1) 式, 其中  $\phi_{\text{s}}$  用  $\phi_{\text{b}}$  替代 (5) 式, 可以得到

$$\frac{d^2 \phi_{\text{b}}}{dx^2} + \frac{V'_{\text{G}} - \phi_{\text{b}}}{\lambda_{\text{b}}^2} = \frac{r_2 t_{\text{ch}} t_{\text{oxb}} (t_{\text{ch}} + 2r_1 t_{\text{ox}})}{2\lambda_{\text{b}}^2 (t_{\text{ch}} + r_1 t_{\text{ox}} + r_2 t_{\text{oxb}})} \cdot \frac{qN_{\text{A}}}{\varepsilon_{\text{ch}}} + \frac{t_{\text{ch}} + r_1 t_{\text{ox}}}{\lambda_{\text{b}}^2 (t_{\text{ch}} + r_1 t_{\text{ox}} + r_2 t_{\text{oxb}})} (V'_{\text{G}} - V'_{\text{sub}}), \quad (16)$$

其中  $\lambda_{\text{b}}$  为背栅特征长度:

$$\lambda_{\text{b}}^2 = \frac{t_{\text{oxb}} [r_2 t_{\text{ch}} (t_{\text{ch}} + 2r_1 t_{\text{ox}}) + t_{\text{oxb}} (t_{\text{ch}} + r_1 t_{\text{ox}})]}{2(t_{\text{ch}} + r_1 t_{\text{ox}} + r_2 t_{\text{oxb}})}. \quad (17)$$

同理, 将 (15) 式代入 (8) 式, 再代入 (1) 式,  $\phi_b$  用  $\phi_s$  替代, 可以得到

$$\frac{d^2\phi_s}{dx^2} + \frac{V'_G - \phi_s}{\lambda_f^2} = \frac{r_1 t_{ch} t_{ox} (t_{ch} + 2r_2 t_{oxb})}{2\lambda_f^2 (t_{ch} + r_1 t_{ox} + r_2 t_{oxb})} \cdot \frac{qN_A}{\epsilon_{ch}} + \frac{r_1 t_{ox}}{\lambda_f^2 (t_{ch} + r_1 t_{ox} + r_2 t_{oxb})} (V'_G - V'_{sub}), \quad (18)$$

其中  $\lambda_f$  为前栅特征长度:

$$\lambda_f^2 = \frac{r_1 t_{ox} t_{ch} (t_{ch} + 2r_2 t_{oxb}) [t_{ch} (t_{ch} + 2r_2 t_{oxb}) + t_{oxb}^2] + t_{oxb}^3 [r_2 t_{ch} (t_{ch} + 2r_1 t_{ox}) + t_{oxb} (t_{ch} + r_1 t_{ox})]}{2(t_{ch} + r_1 t_{ox} + r_2 t_{oxb}) [t_{ch} (t_{ch} + 2r_2 t_{oxb}) + t_{oxb}^2]}. \quad (19)$$

若令:

$$\xi = \phi_b - V'_G + \frac{r_2 t_{ch} t_{oxb} (t_{ch} + 2r_1 t_{ox})}{2(t_{ch} + r_1 t_{ox} + r_2 t_{oxb})} \cdot \frac{qN_A}{\epsilon_{ch}} + \frac{t_{ch} + r_1 t_{ox}}{(t_{ch} + r_1 t_{ox} + r_2 t_{oxb})} (V'_G - V'_{sub}), \quad (20)$$

$$\eta = \phi_s - V'_G + \frac{r_1 t_{ch} t_{ox} (t_{ch} + 2r_2 t_{oxb})}{2(t_{ch} + r_1 t_{ox} + r_2 t_{oxb})} \cdot \frac{qN_A}{\epsilon_{ch}} + \frac{r_1 t_{ox}}{(t_{ch} + r_1 t_{ox} + r_2 t_{oxb})} (V'_G - V'_{sub}), \quad (21)$$

则可以得到

$$\frac{d^2\xi}{dx^2} - \frac{\xi}{\lambda_b^2} = 0, \quad (22)$$

$$\frac{d^2\eta}{dx^2} - \frac{\eta}{\lambda_f^2} = 0. \quad (23)$$

根据 Yan 等的模型<sup>[15]</sup>, 器件的短沟道效应可以用特征长度  $\lambda_b$  和  $\lambda_f$  表示, 特征长度越小, 短沟道效应越弱.

解方程 (22) 与 (23), 可以得到:

$$\xi(x) = \frac{\xi_s \sinh\left(\frac{L-x}{\lambda_b}\right) + \xi_D \sinh\left(\frac{x}{\lambda_b}\right)}{\sinh\left(\frac{L}{\lambda_b}\right)}, \quad (24)$$

$$\eta(x) = \frac{\eta_s \sinh\left(\frac{L-x}{\lambda_f}\right) + \eta_D \sinh\left(\frac{x}{\lambda_f}\right)}{\sinh\left(\frac{L}{\lambda_f}\right)}, \quad (25)$$

其中  $\xi_s$  和  $\eta_s$  是源端的  $\xi$  和  $\eta$  值, 此时的  $\phi_b$  与  $\phi_s$  为源端与沟道的内建势;  $\xi_D$  和  $\eta_D$  是漏端的  $\xi$  和  $\eta$  值;  $\phi_b$  与  $\phi_s$  为  $V_{bi} + V_D$ ,  $V_{bi}$  为内建势,  $V_D$  为漏端电压. 对 (24) 与 (25) 式求一阶导数为 0 时的  $x$  值, 当假设  $L/\lambda_b$  和  $L/\lambda_f \gg 1$  时, 得到:

$$x_m(\phi_b) = \frac{L}{2} - \frac{\lambda_b}{2} \ln\left(\frac{\xi_D}{\xi_s}\right), \quad (26)$$

$$x_m(\phi_s) = \frac{L}{2} - \frac{\lambda_f}{2} \ln\left(\frac{\eta_D}{\eta_s}\right), \quad (27)$$

$x_m(\phi_b)$  和  $x_m(\phi_s)$  分别是背栅与前栅表面势最小值位置. 将 (26) 和 (27) 式代入  $\xi$  和  $\eta$ , 并将其代入 (20) 和 (21) 式, 则得到前栅与背栅的最小表面势

$\phi_s(x_m)$  和  $\phi_b(x_m)$ , 当器件达到阈值状态时, 可以得到:

$$\begin{aligned} V_{th}(\phi_s) &= \phi_s(x_m) + \frac{r_1 t_{ox}}{t_{ch} + r_2 t_{oxb}} \left[ \phi_s(x_m) - V'_{sub} + \frac{qN_A}{2\epsilon_{ch}} t_{ch} (t_{ch} + 2r_2 t_{oxb}) \right] \\ &\quad - \frac{t_{ch} + r_1 t_{ox} + r_2 t_{oxb}}{t_{ch} + r_2 t_{oxb}} 2 \exp\left(-\frac{L}{2\lambda_f}\right) \\ &\quad \times \sqrt{(V_{bi} - \phi_s(x_m))(V_{bi} - \phi_s(x_m) + V_D)} \\ &\quad + V_{FB}, \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} V_{th}(\phi_b) &= \phi_b(x_m) + \frac{t_{ch} + r_1 t_{ox}}{r_2 t_{oxb}} (\phi_b(x_m) - V'_{sub}) \\ &\quad + \frac{qN_A}{2\epsilon_{ch}} t_{ch} (t_{ch} + 2r_1 t_{ox}) \\ &\quad - \frac{t_{ch} + r_1 t_{ox} + r_2 t_{oxb}}{r_2 t_{oxb}} 2 \exp\left(-\frac{L}{2\lambda_b}\right) \\ &\quad \times \sqrt{(V_{bi} - \phi_b(x_m))(V_{bi} - \phi_b(x_m) + V_D)} \\ &\quad + V_{FB}, \end{aligned} \quad (29)$$

$V_{th}(\phi_s)$  和  $V_{th}(\phi_b)$  分别是前栅与背栅的阈值电压. 器件阈值电压取两者中小者:

$$V_{th} = \min[V_{th}(\phi_s), V_{th}(\phi_b)]. \quad (30)$$

下面推导 GeOI MOSFET 亚阈斜率表达式. 当考虑前栅界面导通状态时, GeOI MOSFET 的亚阈斜率可以表示为<sup>[16]</sup>

$$\begin{aligned} S &= \ln(10) \frac{dV_g}{dI_d} \\ &= \ln(10) \frac{dV_g}{d\phi_{s\min}} \frac{d\phi_{s\min}}{dQ_i} \cdot Q_i, \end{aligned} \quad (31)$$

其中  $V_g$  是栅电压,  $I_d$  是漏电流,  $\phi_{s\min}$  是  $V_g$  下前栅界面最小表面势, 满足关系式:

$$\begin{aligned} \phi_{s\min} &= V'_G - \frac{r_1 t_{ch} t_{ox} (t_{ch} + 2r_2 t_{oxb})}{2(t_{ch} + r_1 t_{ox} + r_2 t_{oxb})} \frac{qN_A}{\epsilon_{ch}} \\ &\quad - \frac{r_1 t_{ox}}{(t_{ch} + r_1 t_{ox} + r_2 t_{oxb})} (V'_G - V'_{sub}) \end{aligned}$$

$$+ 2\sqrt{\eta_s \eta_D} \exp\left(-\frac{L}{2\lambda_f}\right), \quad (32)$$

$Q_i$  是  $V_g$  下的反型层电荷, 可由前面求得的  $\phi_1(x, y)$  表示:

$$Q_i = q \int_0^{t_{ch}} \frac{n_i^2}{N_A} \times \exp\left(\frac{q}{KT} \times \phi_1(x_{min}, y)\right) \times dy, \quad (33)$$

其中,  $x_{min}$  为最小表面势位置,  $n_i$  为 Ge 本征载流子浓度,  $K$  为玻尔兹曼常数,  $T$  为温度. 将 (32), (33) 式代入 (31) 式即得到亚阈斜率计算公式.

### 3 结果与讨论

根据 Suzuki 和 Pidin<sup>[11]</sup> 等人的模型, 阈值电压定义为当沟道表面势为  $2\phi_f$  ( $\phi_f$  为费米势) 时的栅电压, 即:

$$\phi_s(x_m) = 2\phi_f \quad \text{或} \quad \phi_b(x_m) = 2\phi_f. \quad (34)$$

但由 Salcedo 等<sup>[17]</sup> 的定义, 阈值电压为当耗尽区和反型区的表面势曲线相交时的栅压. 在本文中, 通过将模型计算值与 TCAD 仿真结果进行拟合来得到表面势的修正项:

$$\begin{aligned} \phi_s(x_m) &= 2\phi_f + 0.5 \times \frac{KT}{q} \ln\left(2\phi_f \times \frac{q}{KT}\right) \phi_b(x_m) \\ &= 2\phi_f + 0.5 \times \frac{KT}{q} \ln\left(2\phi_f \times \frac{q}{KT}\right), \end{aligned} \quad (35)$$

这个修正项同时考虑了阈值状态下耗尽区与反型区的表面势<sup>[17]</sup>. 在下面的仿真中, 将 (34) 式记为模型 1, (35) 式记为模型 2, 并设:  $N_{Asub} = 2 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ ,  $V_{sub} = 0 \text{ V}$ , 漏源电压  $V_{DS} = 0.8 \text{ V}$ .

#### 3.1 结构参数对阈值电压的影响

图 2 给出了不同参数下阈值电压的模拟结果, 图中 EOT 为等效氧化物厚度. 当  $N_A = 3 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ ,  $t_{oxb} = 100 \text{ nm}$  时, 对于不同的  $t_{ch}$ , 模型 1 计算的阈值电压与 TCAD 仿真结果符合, 但模型 2 计算结果有误差 [图 2(a)]; 而当  $t_{oxb} = 10 \text{ nm}$ ,  $N_A = 3 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$  [图 2(b)] 或者  $t_{oxb} = 100 \text{ nm}$ ,  $N_A = 5 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  [图 2(c)], 对于不同的  $t_{ch}$ , 模型 2 计算的阈值电压与 TCAD 仿真结果更符合, 模型 1 计算结果却偏离较大, 表明表面势主要受  $t_{oxb}$  和  $N_A$  的影响, 而与  $t_{ch}$  关系不大. 由此可以得到不同器件参数下所应采用的模型如表 1 所示. 表中结

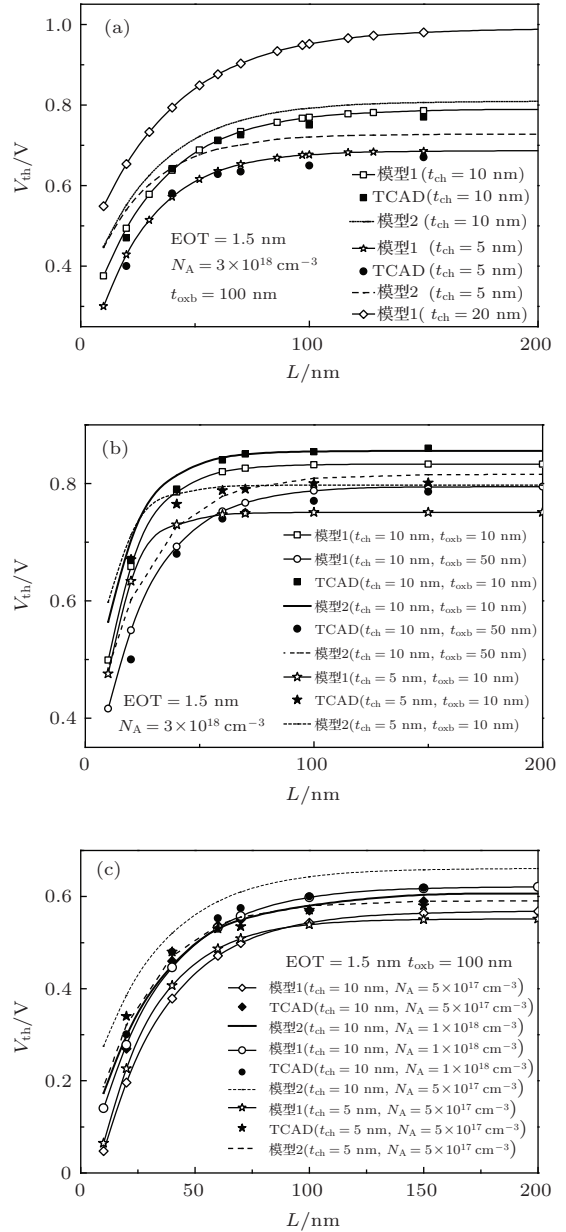


图 2 不同参数下的阈值电压 (a)  $t_{ch}$ ; (b)  $t_{oxb}$ ,  $t_{ch}$ ; (c)  $N_A$ ,  $t_{ch}$

果意味着无论  $t_{ch}$  为何值 (在所讨论的范围), 当埋氧层厚度较小 (如 10 nm) 或沟道浓度较低 (如  $5 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ ) 时, 模型 2 与 TCAD 仿真值更符合, 说明阈值状态下的表面势必须加一修正项, 这是因为当埋氧层厚度变小或沟道浓度低时, 衬底浓度的影响变大, 耗尽区表面势不能忽略<sup>[12]</sup>. 从图 2 中也可以看到, 这两种模型计算的阈值电压值与相应的 TCAD 仿真结果存在微小偏差, 这归因于  $L/\lambda_b \gg 1$  和  $L/\lambda_f \gg 1$  的假设, 且在 (1) 式中未考虑阈值状态下可动载流子浓度, 这在沟道掺杂浓度高时可以忽略, 但掺杂浓度低时会产生一定误差<sup>[18]</sup>.

表1 不同参数下所采用的器件模型

	$t_{\text{oxb}} = 10 \text{ nm}$	$t_{\text{oxb}} = 50 \text{ nm}$	$t_{\text{oxb}} = 100 \text{ nm}$
$N_A = 3 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	模型2	模型1	模型1
$N_A = 1 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$	模型2	模型2	模型1
$N_A = 5 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$	模型2	模型2	模型2

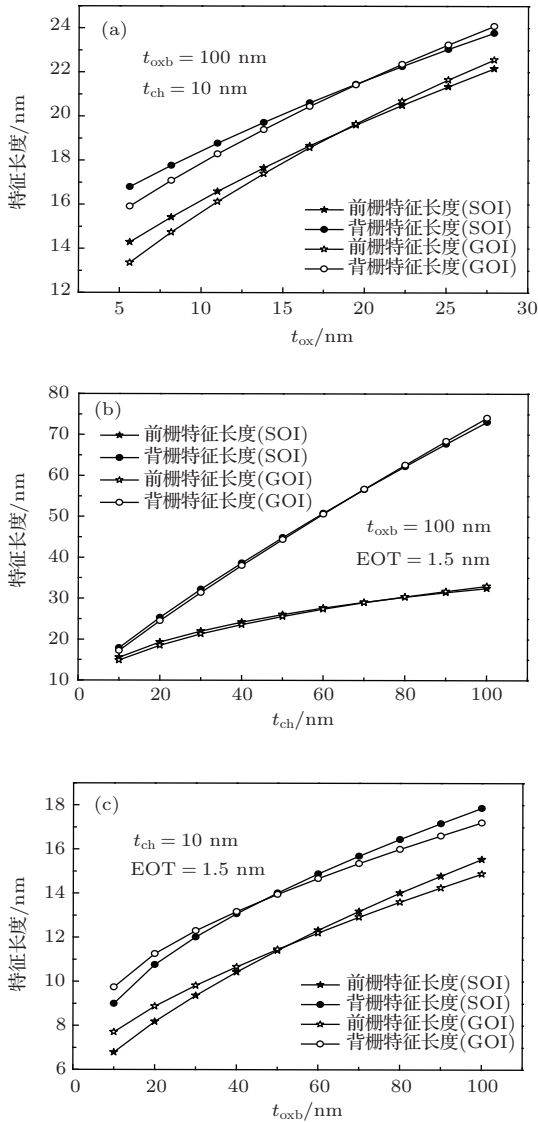


图3 不同器件参数对特征长度的影响 (a)  $t_{\text{ox}}$ ; (b)  $t_{\text{ch}}$ ; (c)  $t_{\text{oxb}}$

### 3.2 结构参数对短沟道效应的影响

前面已指出, 器件的短沟道效应可以由特征长度  $\lambda_b$  和  $\lambda_f$  体现. 如图3所示, 随  $t_{\text{ox}}$ ,  $t_{\text{ch}}$  以及  $t_{\text{oxb}}$  的增大, GeOI与SOI的前栅与背栅特征长度均变大, 即短沟道效应变大. 且两种器件的背栅特征长度均比前栅特征长度大得多, 即背栅的短沟道效应大于前栅. 当  $t_{\text{ox}} < 19 \text{ nm}$  [图3(a)], 或  $t_{\text{ch}} < 75 \text{ nm}$

[图3(b)], 或  $t_{\text{oxb}} > 50 \text{ nm}$  [图3(c)]时, SOI的前栅与背栅短沟道效应比GeOI大, 反之亦然. 这是由Ge与Si的不同介电常数造成的. 对于小的  $t_{\text{ch}}$ ,  $t_{\text{ox}}$ , GeOI具有较SOI小的短沟道效应, 但对于埋氧层厚度  $t_{\text{oxb}}$ , GeOI器件需要更大的埋氧层厚度以保证其短沟道效应优于SOI器件.

### 3.3 结构参数对亚阈斜率的影响

图4中的GeOI与SOI MOSFET均为前栅沟道导通, 故仅计算了前栅沟道的亚阈斜率. 从图4(a), (b), (c)可以看到,  $t_{\text{ch}}$ ,  $t_{\text{oxb}}$ ,  $EOT(t_{\text{ox}})$  较小时, 模拟结果与TCAD仿真值更符合, 反之, 误差较大. 这是因为随着  $t_{\text{ch}}$ ,  $t_{\text{oxb}}$ ,  $t_{\text{ox}}$  的增大, 自然长度增加, 短沟道时  $L/\lambda_f \gg 1$  的条件不再满足, 导致误差增加; 而且, 随  $t_{\text{ch}}$ ,  $t_{\text{oxb}}$ ,  $t_{\text{ox}}$  的增加, 亚阈斜率变大, 这主要归于短沟道效应增强. 这些结果表明, 在短沟道情况, 器件其他结构参数也应相应地等比缩小, 才能维持好的器件亚阈特性. 如当  $t_{\text{ch}} = 5 \text{ nm}$ ,  $t_{\text{oxb}} = 40 \text{ nm}$ ,  $EOT = 1 \text{ nm}$ 时, 前栅特征长度为  $7.46 \text{ nm}$ , 由模型计算得到  $L$  为  $40 \text{ nm}$  时的亚阈斜率为  $72.9 \text{ mV/dec}$ , 表明了一个好的亚阈特性, 此时  $L/\lambda_f = 5.36$ . 若参数  $t_{\text{ch}}$ ,  $t_{\text{oxb}}$ ,  $t_{\text{ox}}$  中任意一个增大, 均会引起  $L/\lambda_f$  减小, 则亚阈斜率增加. 为讨论方便, 以  $L/\lambda_f = 5.36$  为基准, 当  $L/\lambda_f > 5.36$  时, 器件能获得好的亚阈特性, 否则, 需对结构参数进行调整. 此外, 从图4(d)还可看到, 当  $t_{\text{oxb}} = 10 \text{ nm}$  时, GeOI的亚阈斜率大于SOI, 当  $t_{\text{oxb}} = 100 \text{ nm}$  时, GeOI的亚阈斜率小于SOI. 这主要与两种情况下短沟道效应的强弱有关, 正如图3所示.

### 3.4 结构参数对漏极感应势垒降低(DIBL)效应的影响

下面将对器件的DIBL效应、衬偏效应以及前栅电学控制能力做分析讨论. 根据 Suzuki 和 Pidin

的模型<sup>[11]</sup>, DIBL效应可以表示为阈值电压对漏电压 $V_D$ 的导数, 即

$$\begin{aligned} \text{DIBL}(\phi_s) &= \frac{\partial V_{th}}{\partial V_D} \\ &= \frac{t_{ch} + r_2 t_{oxb} + r_1 t_{ox}}{t_{ch} + r_2 t_{oxb}} \\ &\quad \times \exp\left(-\frac{L}{2\lambda_f}\right) \\ &\quad \times \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{V_D}{V_{bi} - \phi_s(x_m)}}} \text{(前栅)}, \quad (36) \\ \text{DIBL}(\phi_b) &= \frac{\partial V_{th}}{\partial V_D} = \frac{t_{ch} + r_2 t_{oxb} + r_1 t_{ox}}{r_2 t_{oxb}} \\ &\quad \times \exp\left(-\frac{L}{2\lambda_b}\right) \end{aligned}$$

$$\times \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{V_D}{V_{bi} - \phi_b(x_m)}}} \text{(背栅)}, \quad (37)$$

由(36)和(37)式可知,  $L/\lambda_b$ 和 $L/\lambda_f$ 越大, DIBL效应越小. 当 $L/\lambda_f$ 为5.36时,  $\exp\left(-\frac{L}{2\lambda_f}\right) = 0.0686$ , 算出DIBL系数为22.4 mV, 这比文献<sup>[19]</sup>中测量得到的值( $> 100$  mV)小得多. 因此, 当 $L/\lambda_f > 5.36$ 时, 也可使器件具有较小的DIBL效应. 由图3知,  $\lambda_b$ 比 $\lambda_f$ 大得多, 相应的 $L/\lambda_b$ 为4.67, 背栅DIBL系数为32.6 mV, 即背栅的DIBL效应较前栅大. 随着 $t_{ch}$ ,  $t_{oxb}$ ,  $t_{ox}$ 的增加, 特征长度增大, 短沟道效应增大, DIBL效应也增大.

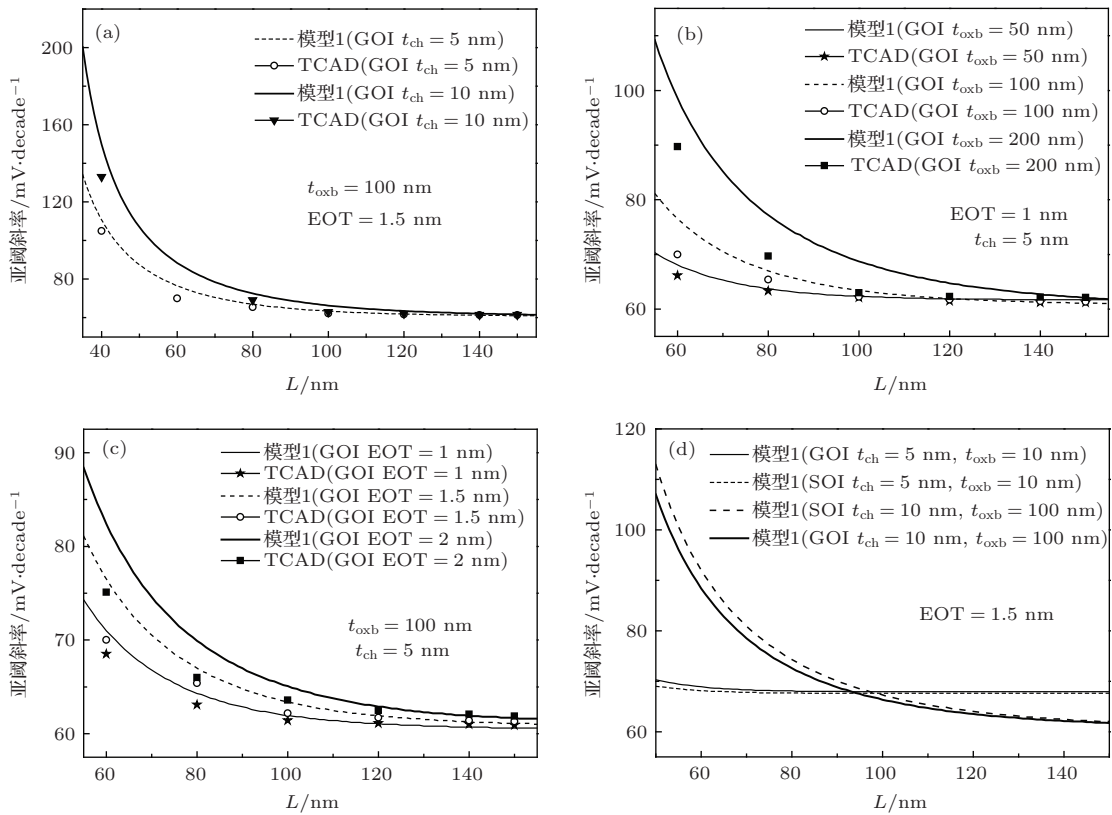


图4 器件参数对亚阈斜率的影响 (a)  $t_{ch}$ ; (b)  $t_{oxb}$ ; (c)  $t_{ox}$ ; (d) SOI与GeOI亚阈斜率的比较

### 3.5 结构参数对衬偏效应的影响

在IC设计中, 衬偏效应会带来设计上的困难, 因此应尽量予以减小. 衬偏效应可以用阈值电压对衬底电压的导数表示:

$$P_s = \frac{\partial V_{th}}{\partial V_{sub}}(\phi_s) = \frac{r_1 t_{ox}}{t_{ch} + r_2 t_{oxb}} \text{(前栅)}, \quad (38)$$

$$P_b = \frac{\partial V_{th}}{\partial V_{sub}}(\phi_b) = \frac{t_{ch} + r_1 t_{ox}}{r_2 t_{oxb}} \text{(背栅)}, \quad (39)$$

由(38)和(39)式可知, 背栅阈值电压的衬偏效应大于前栅, 且随着 $t_{ox}$ 的增加,  $t_{oxb}$ 的减小, 前栅与背栅的衬偏效应均增大; 对于沟道厚度 $t_{ch}$ 的影响, 前栅衬偏效应随 $t_{ch}$ 的增加而减小, 背栅衬偏效应随 $t_{ch}$ 的增加而增大.

由以上分析可知, 背栅阈值电压的短沟道效应, DIBL效应以及衬偏效应都比前栅大, 因此在设计GeOI MOSFET时, 应尽量抑制背栅沟道的开

启, 即需满足

$$V_{th}(\phi_s) < V_{th}(\phi_b), \quad (40)$$

这要求衬底电压满足

$$V_{sub} < \phi_s(x_m) + V_{FBsub} + \frac{qN_A}{2\epsilon_{ch}} \times r_2 t_{ch} t_{oxb} - 2\sqrt{(V_{bi} - \phi_s(x_m))(V_{bi} - \phi_s(x_m) + V_D)} \times \left[ \frac{t_{ch} + r_2 t_{oxb}}{t_{ch}} \exp\left(-\frac{L}{2\lambda_b}\right) \right]$$

$$- \frac{r_2 t_{oxb}}{t_{ch}} \times \exp\left(-\frac{L}{2\lambda_f}\right) \Big], \quad (41)$$

$V_{sub}$  可取最大漏源工作电压, 这样才能保证前栅沟道首先开启, 以优化器件性能.

### 3.6 结构参数对沟道表面势的影响

垂直沟道方向的电势满足二阶方程, 因此阈值状态下的器件导通沟道可能处于沟道内部. 由(8)式可求出导通沟道离前栅界面的距离为

$$y = \frac{(V'_G - \phi_s(x_m)) \times t_{ch} \times (t_{ch} + 2r_2 t_{oxb})}{2(t_{ch} + r_2 t_{oxb})(V'_G - \phi_s(x_m)) - 2r_1 t_{ox}(-V'_{sub} + \phi_s(x_m))}. \quad (42)$$

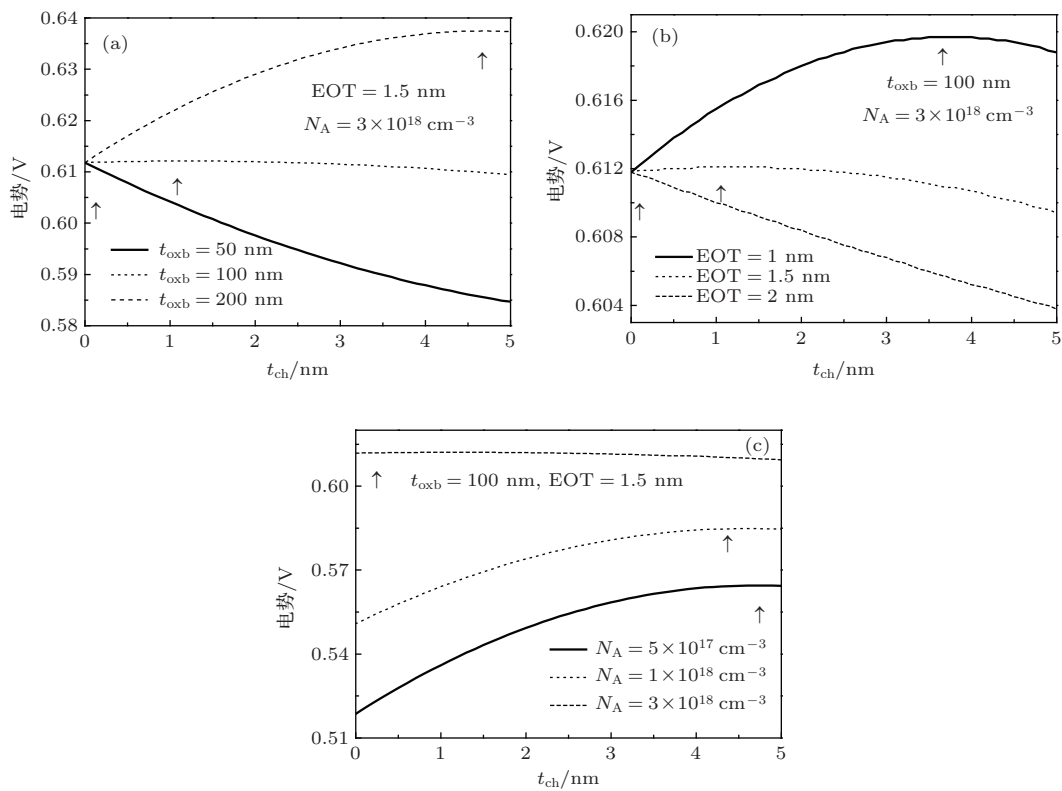


图5 不同GeOI器件参数对垂直沟道电势分布的影响(箭头为电子浓度最大值处) (a)  $t_{oxb}$ ; (b)  $t_{ox}$ ; (c)  $N_A$

图5是不同器件参数下的垂直沟道电势分布( $t_{ch} = 0$ 为前栅界面,  $t_{ch} = 5$  nm为背栅界面). 箭头所指为沟道电子浓度最大值处, 即导通沟道位置. 从图中可以看到, 增大 $t_{oxb}$  [图5(a)], 或减小 $t_{ox}$  [图5(b)], 或减小 $N_A$  [图5(c)]均可使导通沟道向背栅界面移动, 这归因于低介电常数厚埋氧层辅助的漏端电势的横向扩展, 也称为埋绝缘体致势垒降低效应[20]; 且对于不同的沟道掺杂浓度, 源漏端与沟道边界的电容也会发生变化, 从而影响源漏端

电势分布[10]. 总之, 设计时应尽量使导通沟道靠近前栅界面, 以保证前栅具有好的电学控制能力[14], 且背栅处不易处于弱反型状态, 有利于泄漏电流的减小[19].

从上面的讨论分析, 可总结出器件结构参数对器件电特性的影响趋势, 见表2.

由表2可知, GeOI MOSFET的不同结构参数对其电学特性的影响趋势不同, 设计中可参考(19)式使器件参数满足 $L/\lambda_f > 5.36$  ( $L/\lambda_b > 4.67$ )

以抑制短沟道效应, DIBL效应, 减小亚阈斜率, 并参考(41)式使器件前栅沟道首先开启, 由(38)和(42)式使器件具有较小的衬偏效应以及好的前栅电学控制能力. 如设计 $t_{ch} = 5 \text{ nm}$ ,  $t_{oxb} = 35 \text{ nm}$ ,  $EOT = 1 \text{ nm}$ ,  $N_A = 3 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ 时,  $\lambda_f = 7.1 \text{ nm}$ ,  $L/\lambda_f = 5.63$ , 且阈值状态时导电沟道在前栅界面, 并满足前栅沟道首先开启的条

件, 因此可获得好的器件电特性. 通过改变 $N_A$ ,  $N_{Asub}$ ,  $V_{sub}$ , 可以调整阈值电压. 此外, 需说明的是, 模型未考虑衬底电压在衬底形成沟道的情况, 因为本文所采用的衬底浓度较高, 可以忽略此现象[13]. 若衬底浓度较低, 为精确分析衬偏效应以及使背栅沟道开启的衬底电压, 需考虑衬底可能形成沟道的情况.

表2 电特性随结构参数的变化趋势

	短沟道效应	DIBL效应	前栅衬偏效应	背栅衬偏效应	导通沟道离前栅界面的距离
$t_{ch}$ 增大	增大	增大	减小	增大	增大((42)式)
$t_{ox}$ 增大	增大	增大	增大	增大	减小
$t_{oxb}$ 增大	增大	增大	减小	减小	增大
$N_A$ 增大		减小			减小

## 4 结 论

本文通过求解二维泊松方程, 建立了高 $k$ 栅介质 GeOI MOSFET的阈值电压和亚阈斜率模型, 其中, 针对不同器件尺寸和沟道浓度, 提出了表面势修正项, 即当埋氧层厚度较小(10 nm)或者沟道浓度较低( $5 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ )时, 耗尽区形成的表面势不能忽略, 在阈值下需进行修正; 对亚阈斜率的计算表明, 在短沟道器件中, 需等比例缩小器件的其他尺寸, 使器件参数满足 $L/\lambda_f > 5.36$  (对于我们讨论的情况), 以优化器件的电特性. 利用此模型分析比较高 $k$ 栅 SOI与 GeOI MOSFET在不同器件参数下的短沟道效应, 结果表明: 随着 $t_{ch}$ ,  $t_{ox}$ 的减小, GeOI呈现出比SOI更好的短沟道效应, 但由于Ge更高的介电常数,  $t_{oxb}$ 不能太小, 如当 $t_{ch} = 5 \text{ nm}$ ,  $EOT = 1 \text{ nm}$ 时,  $t_{oxb}$ 应大于34 nm. 本模型所建立的器件电特性与结构参数的解析公式, 对于器件结构和物理参数的设计具有较大指导意义; 通过同时考虑器件电特性、导通沟道位置以及背栅沟道的开启情况来优化器件性能. 模型计算值与TCAD仿真结果对比证实了本文模型的正确性和实用性.

## 参考文献

[1] Frank D J, Dennard R H, Nowak E, Solomon P M, Taur Y, Wong H S P 2001 *Proc. IEEE* **89** 259

[2] Qin S S, Zhang H M, Hu H Y, Qu J T, Wang G Y, Xiao Q, Shu Y 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 058501 (in Chinese)[秦珊珊, 张鹤鸣, 胡辉勇, 屈江涛, 王冠宇, 肖庆, 舒钰 2011 物理学报 **60** 058501]

[3] Choi Y K, Asano K, Lindert N, Subramanian V, King T J, Bokor J, Hu C 2000 *IEEE Electron Dev. Lett.* **21** 254

[4] Zhang X F, Xu J P, Lai P T, Li C X, Guan J G 2007 *Chin. Phys.* **16** 3820

[5] Luo X R, Luo Y C, Fan Y, Hu G Y, Wang X W, Zhang Z Y, Fan Y H, Cai J Y, Wang P, Zhou K 2013 *Chin. Phys. B* **22** 027304

[6] Hu M J, Li C, Xu J F, Lai H K, Chen S Y 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 078102 (in Chinese)[胡美娇, 李成, 徐剑芳, 赖虹凯, 陈松岩 2011 物理学报 **60** 078102]

[7] Le Royer C, Clavelier L, Tabone C, Romanjek K, Deguet C, Sanchez L, Hartmann J M, Roure M C, Grampeix H, Soliveres S, Le Carval G, Truche R, Pouydebasque A, Vinet M, Deleonibus S 2008 *Solid State Electron.* **52** 1285

[8] De Jaeger B, Kaczer B, Zimmerman P, Opsomer K, Winderickx G, van Steenberghe J, van Moorhem E, Bonzom R, Leys F, Arena C, Bauer M, Werkhoven C, Meuris M, Heyns M 2007 *Semicond. Sci. Technol.* **22** S221

[9] Young K K 1989 *IEEE Trans. Electron Dev.* **36** 399

[10] Joachim H O, Yamaguchi Y, Ishikawa K, Inoue Y, Nishimura T 1993 *IEEE Trans. Electron Dev.* **40** 1812

[11] Suzuki K, Pidun S 2003 *IEEE Trans. Electron Dev.* **50** 1297

[12] Ortiz-Conde A, Rodriguez J, Garcia Sanchez F J, Liou J J 1998 *Solid State Electron.* **42** 1743

[13] Sim J H, Kuo J B 1993 *IEEE Trans. Electron Dev.* **40** 755

[14] Hu P H, Wu Y S, Su P 2009 *Semicond. Sci. Technol.* **24** 045017

[15] Yan R H, Abbas O, Lee K F 1992 *IEEE Trans. Electron Dev.* **39** 1704



- [16] Balestra F, Benachir M, Brini J, Ghibaudo G 1990 *IEEE Trans. Electron Dev.* **37** 2303
- [17] Salcedo J A, Ortiz-Conde A, Sánchez E J G, Muci J, Liou J J, Yue Y 2001 *IEEE Trans. Electron Dev.* **48** 809
- [18] El Hamid H A, Guitart J R, Iñíguez B 2007 *IEEE Trans. Electron Dev.* **54** 1402
- [19] van Den Daelea W, Augendre E, Le Royer C, Damlencourt J F, Grandchamp B, Cristoloveanu S 2010 *Solid State Electron.* **54** 205
- [20] Omura Y, Konishi H, Sato S 2006 *IEEE Trans. Electron Dev.* **53** 677

## Models on threshold voltage/subthreshold swing and structural design of high- $k$ gate dielectric GeOI MOSFET\*

Fan Min-Min Xu Jing-Ping<sup>†</sup> Liu Lu Bai Yu-Rong Huang Yong

(School of Optical and Electronic Information, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

( Received 14 October 2013; revised manuscript received 8 January 2014 )

### Abstract

An analytical model on threshold voltage and subthreshold swing for high- $k$  gate dielectric GeOI MOSFET (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor) is established by considering the two-dimensional effects in both channel and buried-oxide layers and solving two-dimensional Poisson's equation. The influences of the main structural parameters of the device on threshold voltage and subthreshold swing, and the short-channel effects, drain induction barrier lower effect and substrate-biased effect are investigated using the model, and the design principles and value range of the structural parameters are presented to optimize the electrical performances of the device. The simulated results are in good agreement with the TCAD simulated data, confirming the validity of the model.

**Keywords:** GeOI MOSFET, threshold voltage, subthreshold swing, short-channel effects

**PACS:** 73.40.Qv, 73.61.-r

**DOI:** 10.7498/aps.63.087301

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61274112).

<sup>†</sup> Corresponding author. E-mail: [jpxu@mail.hust.edu.cn](mailto:jpxu@mail.hust.edu.cn)