

一种非对称双栅应变硅 HALO 掺杂沟道 MOSFET 阈值电压解析模型

辛艳辉,段美霞

(华北水利水电大学物理与电子学院,河南郑州,450046)

摘要: 提出了一种非对称双栅应变硅 HALO 掺杂沟道金属氧化物半导体场效应管结构. 该器件前栅和背栅由两种不同功函数的金属构成,沟道为应变硅 HALO 掺杂沟道,靠近源区为低掺杂区域,靠近漏区为高掺杂区域. 采用分区的抛物线电势近似法和通用边界条件求解二维泊松方程,分别求解了前背栅表面势、前背栅表面电场及前背栅阈值电压,建立了双栅器件的表面势、表面电场和阈值电压解析模型. 详细讨论了物理参数对解析模型的影响. 研究结果表明,该器件能够很好的抑制短沟道效应、热载流子效应和漏致势垒降低效应. 模型解析结果与 DESSIS 仿真结果吻合较好,证明了该模型的正确性.

关键词: 应变硅; HALO 掺杂沟道; 非对称双栅; 短沟道效应

中图分类号: TN386 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2019)11-2432-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.11.027

An Analytical Model of Threshold Voltage for the Asymmetrical Double-Material-Gate Strained Si HALO Doping Channel MOSFET

XIN Yan-hui, DUAN Mei-xia

(School of Physics and Electronics, North China University of Water Resources and Electric Power, Zhengzhou, Henan 450046, China)

Abstract: The asymmetrical double-material-gate s-Si (strained Silicon) HALO doping channel MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor) structure is proposed. The front gate and back gate are composed of two metals with different work functions. It has the higher doping concentration in the HALO doping channel end near the drain. The two-dimensional Poisson's equation is solved by applying the parabolic potential approximation and the suitable boundary condition. The analytical models of surface potential, surface electric field and threshold voltage for the double-material-gate device are constructed by solving which of the front gate and back gate. Results show that the proposed novel device is expected to suppress the short channel effect, hot carrier effect and drain induced barrier lowering. The derived analytical models accord with the DESSIS simulation results very well.

Key words: strained Si; HALO doping channel; asymmetrical double-material-gate; short channel effect

1 引言

随着金属氧化物半导体场效应晶体管 MOSFET 的特征尺寸进入纳米领域,短沟道效应 SCE (Short Channel Effect)、漏致势垒降低效应 DIBL (Drain Induced Barrier Lowering) 等成为超大规模集成电路 ULSI (Ultra Large Scale Integrate Circuit) 的严重限制性因素^[1-3]. 为了克服这些缺陷,实现高性能 MOS 器件,探索新型器件材料、研究新型器件结构势在必行. 许多研究者纷纷从栅工程入手,提出的双栅、三栅器件具有比单栅器件更优

异的性质,其栅控能力增强,载流子运输效率提高,漏致势垒降低效应和短沟道效应减小^[4,5]. 在导电沟道中引入应力,利用 Si 和 SiGe 材料的晶格失配产生张应变或压应变效应,应变硅中电子和空穴的迁移率显著增强^[6].

综合上述优点,结合导电沟道 HALO 掺杂技术,提出了一种非对称双栅应变硅 HALO 掺杂沟道金属氧化物半导体场效应管器件结构. 该结构在应变硅沟道漏端一侧注入浓度较高的杂质,即得到应变硅 HALO 掺杂沟道. 采用分区的抛物线电势近似法和通用边界条件

求解二维泊松方程,建立了全耗尽条件下的表面势、表面电场和阈值电压解析模型.考虑新器件结构特点和应变的影响,修正了平带电压和内建电势.分析了器件参数对阈值性能的影响规律,对该器件的实际应用有重要的参考价值.

2 表面势模型

图 1 为该非对称双栅应变硅 HALO 掺杂沟道 MOSFET 结构示意图.该器件结构有前栅和背栅两个栅极,前栅金属栅 $M1$,背栅金属栅 $M2$.沟长 L 分为两个掺杂区域,靠近源端沟道为低掺杂区域 I,掺杂浓度为 N_1 ,长度为 L_1 ;靠近漏端沟道为高掺杂区域 II,掺杂浓度为 N_2 .应变硅沟道厚度为 t_{s-Si} ,前栅栅介质层厚度为 t_1 ,背栅栅介质层厚度为 t_2 .设 X 轴平行于沟道, Y 轴垂直于沟道.忽略固定氧化层电荷对沟道电势的影响,弱反型时沟道电势分布可以用二维泊松方程表示:

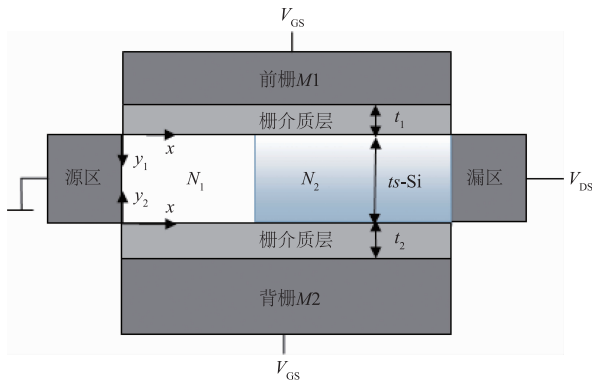


图1 非对称双栅应变硅HALO掺杂沟道n-MOSFET结构示意图

$$\frac{\partial^2 \psi_{11}(x, y_1)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi_{11}(x, y_1)}{\partial y_1^2} = \frac{qN_1}{\epsilon_{Si}}, \quad 0 \leq x \leq L_1, 0 \leq y_1 \leq t_{s-Si} \quad (1)$$

$$\frac{\partial^2 \psi_{12}(x, y_1)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi_{12}(x, y_1)}{\partial y_1^2} = \frac{qN_2}{\epsilon_{Si}}, \quad L_1 \leq x \leq L, 0 \leq y_1 \leq t_{s-Si} \quad (2)$$

$$\frac{\partial^2 \psi_{21}(x, y_2)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi_{21}(x, y_2)}{\partial y_2^2} = \frac{qN_1}{\epsilon_{Si}}, \quad 0 \leq x \leq L_1, 0 \leq y_2 \leq t_{s-Si} \quad (3)$$

$$\frac{\partial^2 \psi_{22}(x, y_2)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi_{22}(x, y_2)}{\partial y_2^2} = \frac{qN_2}{\epsilon_{Si}}, \quad L_1 \leq x \leq L, 0 \leq y_2 \leq t_{s-Si} \quad (4)$$

其中, ϵ_{Si} 为应变硅的介电常数.当漏源偏压 V_{DS} (DS : Drain-Source) 较小时,沟道的纵向电势采用分区抛物线函数近似.

$$\psi_{ij}(x, y_j) = \psi_{Bj}(x) + C_{j1}(x)y_j + C_{j2}(x)y_j^2, \quad j=1,2 \quad (5)$$

$$\psi_{2j}(x, y_2) = \psi_{Bj}(x) + D_{j1}(x)y_2 + D_{j2}(x)y_2^2, \quad j=1,2 \quad (6)$$

$\psi_{Bj}(x) = \psi_{ij}(x, 0)$, $j=1,2$ 分别为应变硅沟道 $N1$ 、 $N2$ 两个掺杂区域的正面表面势 (F : Front), $\psi_{Bj}(x) = \psi_{2j}(x, 0)$, $j=1,2$ 分别为应变硅沟道 $N1$ 、 $N2$ 两个掺杂区域的背面表面势 (B : Back), $C_{j1}(x)$ 、 $C_{j2}(x)$ 、 $D_{j1}(x)$ 、 $D_{j2}(x)$ 是仅与 x 有关的函数.边界条件如下:

应变硅层正面和前栅栅介质层的电通量连续:

$$\frac{d\psi_{1j}(x, y_1)}{dy_1} \Big|_{y_1=0} = \frac{\epsilon_f \psi_{Bj}(x) - V'_{GS1j}}{\epsilon_{Si} t_1} \quad (7)$$

$$\frac{d\psi_{2j}(x, y_2)}{dy_2} \Big|_{y_2=t_{s-Si}} = \frac{\epsilon_f V'_{GS1j} - \psi_{2j}(x, t_{s-Si})}{\epsilon_{Si} t_1} \quad (8)$$

应变硅层背面和背栅栅介质层的电通量连续:

$$\frac{d\psi_{2j}(x, y_2)}{dy_2} \Big|_{y_2=0} = \frac{\epsilon_f \psi_{Bj}(x) - V'_{GS2j}}{\epsilon_{Si} t_2} \quad (9)$$

$$\frac{d\psi_{1j}(x, y_1)}{dy_1} \Big|_{y_1=t_{s-Si}} = \frac{\epsilon_f V'_{GS2j} - \psi_{1j}(x, t_{s-Si})}{\epsilon_{Si} t_2} \quad (10)$$

沟道正面表面势和电场在 $N1$ 、 $N2$ 两个掺杂区的交界处连续:

$$\psi_{11}(L_1, 0) = \psi_{12}(L_1, 0) \quad (11)$$

$$\frac{d\psi_{11}(x, y_1)}{dx} \Big|_{x=L_1} = \frac{d\psi_{12}(x, y_1)}{dx} \Big|_{x=L_1} \quad (12)$$

沟道背面表面势和电场在 $N1$ 、 $N2$ 两个掺杂区的交界处连续:

$$\psi_{21}(L_1, 0) = \psi_{22}(L_1, 0) \quad (13)$$

$$\frac{d\psi_{21}(x, y_2)}{dx} \Big|_{x=L_1} = \frac{d\psi_{22}(x, y_2)}{dx} \Big|_{x=L_1} \quad (14)$$

源端和漏端表面势分别为:

$$\psi_{11}(0, 0) = \psi_{s1}(0) = \psi_{21}(0, 0) = \psi_{B1}(0) = V_{bi, s-Si} \quad (15)$$

$$\psi_{12}(L, 0) = \psi_{s2}(L) = \psi_{22}(L, 0) = \psi_{B2}(L) = V_{bi, s-Si} + V_{DS} \quad (16)$$

上述边界条件中, ϵ_f 为栅介质的介电常数; V'_{GS1j} , $j=1,2$, 分别为前栅的两个掺杂区域的有效栅压 (GS : Gate-Source); V'_{GS2j} , $j=1,2$, 分别为背栅的两个掺杂区域的有效栅压; $V_{bi, s-Si}$ 为源端和应变硅沟道之间的内建电势 (bi : built-in)^[7].

前栅的两个掺杂区域的有效栅压 $V'_{GS1j} = V_{GS} - (V_{FB, fj})_{s-Si}$, $j=1,2$, V_{GS} 为栅源电压, $(V_{FB, fj})_{s-Si}$ 为前栅金属栅和应变硅沟道两个不同掺杂区域之间修正后的平带电压 (FB : Flat Band)^[8,9]:

$$(V_{FB, fj})_{s-Si} = (V_{FB, fj})_{Si} + \Delta V_{FB, fj}, \quad j=1,2$$

$$(V_{FB, fj})_{Si} = \varphi_{M1} - \left[\frac{\chi_{Si}}{q} + \frac{E_{g, Si}}{2q} + V_T \ln \left(\frac{N_j}{n_{i, Si}} \right) \right], \quad j=1,2$$

$$\Delta V_{FB, fj} = \Delta V_{FB, f} = -0.245X$$

其中, $n_{i, Si}$ 为本征 Si 的掺杂浓度. φ_{M1} 和 φ_{Si} , $j=1,2$ 分别

为金属栅前栅和两个掺杂区域体硅的功函数. $E_{g,\text{Si}}$ 为体硅材料的禁带宽度, V_T 为热电压, X 是弛豫 SiGe 层中 Ge 组分 (即应变量).

背栅的两个掺杂区域的有效栅压 $V'_{\text{GS}2j} = V_{\text{GS}} - (V_{\text{FB},bj})_{s-\text{Si}}, j=1,2$, $(V_{\text{FB},bj})_{s-\text{Si}}$ 为背栅金属栅和应变硅沟道两个不同掺杂区域之间修正后的平带电压^[8,9]:

$$(V_{\text{FB},bj})_{s-\text{Si}} = (V_{\text{FB},bj})_{\text{Si}} + \Delta V_{\text{FB},bj}, j=1,2$$

$$(V_{\text{FB},bj})_{\text{Si}} = \varphi_{M2} - \left[\frac{\chi_{\text{Si}}}{q} + \frac{E_{g,\text{Si}}}{2q} + V_T \ln\left(\frac{N_j}{n_{i,\text{Si}}}\right) \right], j=1,2$$

$$\Delta V_{\text{FB},bj} = \Delta V_{\text{FB},b} = \Delta V_{\text{FB},f}$$

φ_{M2} 为金属栅背栅的功函数.

由边界条件式(7)~式(10),得到式(5)、式(6)的系数 $C_{j1}(x)$ 、 $C_{j2}(x)$ 、 $D_{j1}(x)$ 、 $D_{j2}(x)$ 的表达式. 再把式(5)、式(6)代入方程式(1)~式(4),并令 $y=0$,可分别得到前栅沟道表面势和背栅沟道表面势的二阶常微分方程:

$$\frac{d^2\psi_{sj}(x)}{dx^2} - \lambda_j^2\psi_{sj}(x) = \beta_{1j}, j=1,2 \quad (17)$$

其中,

$$\lambda_1^2 = \frac{2(\varepsilon_f\varepsilon_{\text{Si}}t_1 + \varepsilon_f\varepsilon_{\text{Si}}t_2 + \varepsilon_f^2t_{s-\text{Si}})}{\varepsilon_{\text{Si}}t_{s-\text{Si}}(2\varepsilon_{\text{Si}}t_1t_2 + \varepsilon_f t_{s-\text{Si}})}$$

$$A_1 = \frac{V_{\text{bi},s-\text{Si}} + V_{\text{DS}} - V_{\text{bi},s-\text{Si}} \cdot \exp(-\lambda_1 L) + [\cosh(\lambda_1(L-L_1)) - \exp(-\lambda_1 L)] \cdot \eta_1 + [1 - \cosh(\lambda_1(L-L_1))] \cdot \eta_2}{2\sinh(\lambda_1 L)}$$

$$B_1 = \frac{V_{\text{bi},s-\text{Si}} \cdot \exp(\lambda_1 L) - V_{\text{DS}} - V_{\text{bi},s-\text{Si}} + [\exp(\lambda_1 L) - \cosh(\lambda_1(L-L_1))] \cdot \eta_1 + [\cosh(\lambda_1(L-L_1)) - 1] \cdot \eta_2}{2\sinh(\lambda_1 L)}$$

$$A_2 = A_1 - \frac{\eta_1 - \eta_2}{2} \exp(-\lambda_1 L_1)$$

$$B_2 = B_1 - \frac{\eta_1 - \eta_2}{2} \exp(\lambda_1 L_1)$$

$$E_1 = \frac{V_{\text{bi},s-\text{Si}} + V_{\text{DS}} - V_{\text{bi},s-\text{Si}} \cdot \exp(-\lambda_2 L) + [\cosh(\lambda_2(L-L_1)) - \exp(-\lambda_2 L)] \cdot \gamma_1 + [1 - \cosh(\lambda_2(L-L_1))] \cdot \gamma_2}{2\sinh(\lambda_2 L)}$$

$$F_1 = \frac{V_{\text{bi},s-\text{Si}} \cdot \exp(\lambda_2 L) - V_{\text{DS}} - V_{\text{bi},s-\text{Si}} + [\exp(\lambda_2 L) - \cosh(\lambda_2(L-L_1))] \cdot \gamma_1 + [\cosh(\lambda_2(L-L_1)) - 1] \cdot \gamma_2}{2\sinh(\lambda_2 L)}$$

$$E_2 = E_1 - \frac{\gamma_1 - \gamma_2}{2} \exp(-\lambda_2 L_1)$$

$$F_2 = F_1 - \frac{\gamma_1 - \gamma_2}{2} \exp(\lambda_2 L_1)$$

沿沟道的电场决定了载流子通过沟道的输运速度,前栅、背栅下的电场分别为:

$$E_{Fj}(x) = \lambda_j A_j \exp(\lambda_j x) - \lambda_j B_j \exp(-\lambda_j x) \quad (21)$$

$$E_{Bj}(x) = \lambda_j E_j \exp(\lambda_j x) - \lambda_j F_j \exp(-\lambda_j x) \quad (22)$$

3 阈值电压模型

对于双栅器件,沟道的阈值电压 V_{th} 是前沟道或背沟道其中之一刚刚导通而另一沟道未开启时的栅源电压. 靠近源端为低掺杂区域 $N1$,靠近漏端为高掺杂区域

$$\beta_{1j} = \frac{qN_j}{\varepsilon_{\text{Si}}} - \frac{2\varepsilon_f(\varepsilon_{\text{Si}}t_2 + \varepsilon_f t_{s-\text{Si}})}{\varepsilon_{\text{Si}}t_1 t_{s-\text{Si}}(2\varepsilon_{\text{Si}}t_2 + \varepsilon_f t_{s-\text{Si}})} \cdot V'_{\text{GS}1j}$$

$$- \frac{2\varepsilon_f\varepsilon_{\text{Si}}}{\varepsilon_{\text{Si}}t_{s-\text{Si}}(2\varepsilon_{\text{Si}}t_2 + \varepsilon_f t_{s-\text{Si}})} \cdot V'_{\text{GS}2j}$$

$$\frac{d^2\psi_{Bj}(x)}{dx^2} - \lambda_2^2\psi_{Bj}(x) = \beta_{2j}, j=1,2 \quad (18)$$

其中,

$$\lambda_2^2 = \frac{2(\varepsilon_f\varepsilon_{\text{Si}}t_1 + \varepsilon_f\varepsilon_{\text{Si}}t_2 + \varepsilon_f^2t_{s-\text{Si}})}{\varepsilon_{\text{Si}}t_{s-\text{Si}}(2\varepsilon_{\text{Si}}t_1t_2 + \varepsilon_f t_{s-\text{Si}})}$$

$$\beta_{2j} = \frac{qN_j}{\varepsilon_{\text{Si}}} - \frac{2\varepsilon_f(\varepsilon_{\text{Si}}t_1 + \varepsilon_f t_{s-\text{Si}})}{\varepsilon_{\text{Si}}t_2 t_{s-\text{Si}}(2\varepsilon_{\text{Si}}t_1 + \varepsilon_f t_{s-\text{Si}})} \cdot V'_{\text{GS}2j}$$

$$- \frac{2\varepsilon_f\varepsilon_{\text{Si}}}{\varepsilon_{\text{Si}}t_{s-\text{Si}}(2\varepsilon_{\text{Si}}t_1 + \varepsilon_f t_{s-\text{Si}})} \cdot V'_{\text{GS}1j}$$

方程式(17)、式(18)是简单的二阶常微分方程,其解的形式为:

$$\psi_{Fj}(x) = A_j \exp(\lambda_j x) + B_j \exp(-\lambda_j x) - \eta_j \quad (19)$$

$$\psi_{Bj}(x) = E_j \exp(\lambda_j x) + F_j \exp(-\lambda_j x) - \gamma_j \quad (20)$$

其中, $\eta_j = \beta_{1j}/\lambda_j^2$, $\gamma_j = \beta_{2j}/\lambda_j^2$.

由边界条件式(11)~式(16),可得方程式(19)、式(20)中 A_j 、 B_j 、 E_j 、 F_j 的表达式,即得到了前栅、背栅的表面势表达式.

$N2$,即 $N1 < N2$,表面势的最小值位于 $0 \leq x \leq L_1$ 的低掺杂区域,该最小值决定整个沟道的阈值电压. 由:

$$\frac{d\psi_{F1}(x)}{dx} = 0 \text{ 及 } \frac{d\psi_{B1}(x)}{dx} = 0$$

可得前栅沟道和背栅沟道的最小表面势:

$$\psi_{F\min} = 2\sqrt{A_1 B_1} - \eta_1 \quad (23)$$

$$\psi_{B\min} = 2\sqrt{E_1 F_1} - \gamma_1 \quad (24)$$

前栅、背栅阈值电压分别定义为 $\psi_{F\min}$ 或 $\psi_{B\min}$ 等于 I 区的费米势 $\psi_{F,\text{Si}}$ 的 2 倍,即 $\psi_{F\min} = 2\psi_{F,\text{Si}}$ 或 $\psi_{B\min} = 2\psi_{F,\text{Si}}$

时的栅源电压. 其中, $\psi_{F,Si} = V_T \ln \left(\frac{N_1}{n_{i,Si}} \right)$.

求解式(23)得到前栅阈值电压:

$$V_{th,f} = k_f \cdot \frac{-b_f + \sqrt{b_f^2 - 4a_f c_f}}{2a_f} \quad (25)$$

$$k_f = \frac{\varepsilon_f \varepsilon_{Si} t_1 + \varepsilon_f \varepsilon_{Si} t_2 + \varepsilon_f^2 t_{s-Si}}{\varepsilon_f \varepsilon_{Si} t_2 + \varepsilon_f^2 t_{s-Si}}$$

$$a_f = 2 \cosh(\lambda_1 L) - 2 - \sinh^2(\lambda_1 L)$$

$$b_f = [1 - \exp(\lambda_1 L)] \cdot V_{b1,f} + [\exp(-\lambda_1 L) - 1] \cdot V_{b2,f} + 2 \sinh^2(\lambda_1 L) \cdot (U_{1,f} + 2\psi_{F,Si})$$

$$c_f = V_{b1,f} \cdot V_{b2,f} - \sinh^2(\lambda_1 L) \cdot (U_{1,f} + 2\psi_{F,Si})^2$$

$$V_{b1,f} = -(V_{bi,s-Si} + U_{1,f}) \cdot \exp(-\lambda_1 L) + (U_{1,f} - U_{2,f}) \cdot \cosh(\lambda_1(L - L_1)) + (V_{bi,s-Si} + V_{DS} + U_{2,f})$$

$$V_{b2,f} = (V_{bi,s-Si} + U_{1,f}) \cdot \exp(\lambda_1 L) - (U_{1,f} - U_{2,f}) \cdot \cosh(\lambda_1(L - L_1)) - (V_{bi,s-Si} + V_{DS} + U_{2,f})$$

$$U_{j,f} = \frac{1}{\lambda_1^2} \left[\frac{qN_j}{\varepsilon_{Si}} + 2(V_{FB,jf})_{s-Si} \right.$$

$$\cdot \frac{\varepsilon_f(\varepsilon_{Si} t_2 + \varepsilon_f t_{s-Si})}{\varepsilon_{Si} t_1 t_{s-Si} (2\varepsilon_{Si} t_2 + \varepsilon_f t_{s-Si})} - 2V'_{GS2j}$$

$$\left. \cdot \frac{\varepsilon_f}{t_{s-Si} (2\varepsilon_{Si} t_2 + \varepsilon_f t_{s-Si})} \right], j = 1, 2$$

求解式(24)得到背栅阈值电压:

$$V_{th,b} = k_b \cdot \frac{-b_b + \sqrt{b_b^2 - 4a_b c_b}}{2a_b} \quad (26)$$

$$k_b = \frac{\varepsilon_f \varepsilon_{Si} t_1 + \varepsilon_f \varepsilon_{Si} t_2 + \varepsilon_f^2 t_{s-Si}}{\varepsilon_f \varepsilon_{Si} t_1 + \varepsilon_f^2 t_{s-Si}}$$

$$a_b = 2 \cosh(\lambda_2 L) - 2 - \sinh^2(\lambda_2 L)$$

$$b_b = [1 - \exp(\lambda_2 L)] \cdot V_{b1,b} + [\exp(-\lambda_2 L) - 1] \cdot V_{b2,b} + 2 \sinh^2(\lambda_2 L) \cdot (U_{1,b} + 2\psi_{F,Si})$$

$$c_b = V_{b1,b} \cdot V_{b2,b} - \sinh^2(\lambda_2 L) \cdot (U_{1,b} + 2\psi_{F,Si})^2$$

$$V_{b1,b} = -(V_{bi,s-Si} + U_{1,b}) \cdot \exp(-\lambda_2 L) + (U_{1,b} - U_{2,b}) \cdot \cosh(\lambda_2(L - L_1)) + (V_{bi,s-Si} + V_{DS} + U_{2,b})$$

$$V_{b2,b} = (V_{bi,s-Si} + U_{1,b}) \cdot \exp(\lambda_2 L) - (U_{1,b} - U_{2,b}) \cdot \cosh(\lambda_2(L - L_1)) - (V_{bi,s-Si} + V_{DS} + U_{2,b})$$

$$U_{j,b} = \frac{1}{\lambda_2^2} \left[\frac{qN_j}{\varepsilon_{Si}} + 2(V_{FB,bj})_{s-Si} \right.$$

$$\cdot \frac{\varepsilon_f(\varepsilon_{Si} t_1 + \varepsilon_f t_{s-Si})}{\varepsilon_{Si} t_2 t_{s-Si} (2\varepsilon_{Si} t_1 + \varepsilon_f t_{s-Si})} - 2V'_{GS1j}$$

$$\left. \cdot \frac{\varepsilon_f}{t_{s-Si} (2\varepsilon_{Si} t_1 + \varepsilon_f t_{s-Si})} \right], j = 1, 2$$

对于非对称双栅器件,其阈值电压为前栅或背栅阈值电压中较小者.

$$V_{th} = \min(V_{th,f}, V_{th,b}) \quad (27)$$

4 结果分析与讨论

栅电极 M1 和 M2 分别采用功函数 $\varphi_{M1} = 4.77 \text{ eV}$,

$\varphi_{M2} = 4.97 \text{ eV}$ 的金属材料,沟道掺杂浓度 $N_1 = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, $N_2 = 5 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$,源漏掺杂浓度 $N_D = 10^{20} \text{ cm}^{-3}$,前栅栅介质层和背栅栅介质层均选用介电常数 $\varepsilon_f = 20$ 的高 k 材料 HfO_2 ,前栅栅介质层厚度 $t_1 = 1 \text{ nm}$,背栅栅介质层厚度 $t_2 = 2 \text{ nm}$,应变硅层厚度 $t_{s-Si} = 10 \text{ nm}$,应变硅的介电常数 $\varepsilon_{Si} = 11.9 \text{ eV}$,低掺杂区域长度 $L_1 = 10 \text{ nm}$,沟长 $L = 20 \text{ nm}$.

解析模型计算结果用二维器件数值模拟器 DESSIS 进行验证. 图 2 显示了前栅和背栅表面势随栅长的变化曲线. 应变硅沟道应变量的变化对前栅和背栅表面势有较为明显的影响. 在沟道中间段表面势随应变量的增加而增加,在源端和漏端正好相反,表面势随应变量的增加而减小. HALO 掺杂沟道掺杂浓度不同,前栅和背栅沟道电势均呈阶梯分布,表面势最小值点位于低掺杂的 I 区. 前栅表面势比背栅表面势大,意味着阈值电压小.

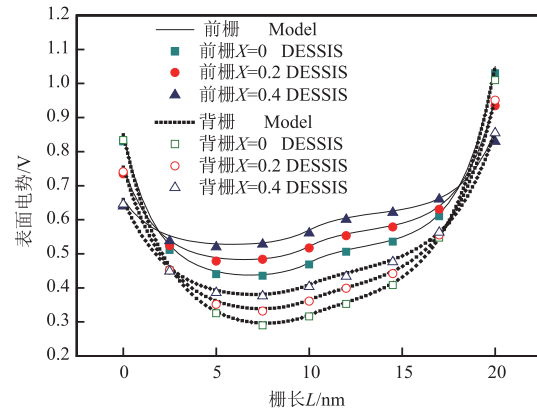


图2 前栅、背栅表面势随栅长的变化

图 3 描述了前栅和背栅表面电场随栅长的变化曲线. 可以看出,在沟道低掺杂的 I 区和高掺杂的 II 区交界处有一个电场峰值,载流子经过这个电场峰值的加速作用,速度大大提高,器件跨导也能明显提高. 在源端附近,前栅表面电场比背栅表面电场大. 前栅和背栅表面电场均随应变量的增大而增大;在漏端附近,背栅表面电场比前栅表面电场大. 前栅和背栅表面电场均随应变量的增大而减小. 随着应变量的增大,漏端附近的表面电场明显降低,表明能够抑制热载流子效应.

图 4 比较了 HALO 掺杂沟道和均匀掺杂沟道阈值电压随 Ge 组分 X 的变化曲线. 可见,HALO 掺杂沟道器件比均匀掺杂沟道器件的阈值电压略小;HALO 掺杂沟道和均匀掺杂沟道阈值电压均随 Ge 组分 X 的增大而降低. 这主要是由于应变硅的应变加强,禁带宽度随之减小,电子亲和能增大,本征载流子浓度和沟道电子面密度增大,从而导致阈值电压减小. HALO 掺杂沟道器件靠近漏端沟道区域沟道掺杂浓度较高,载流子在运

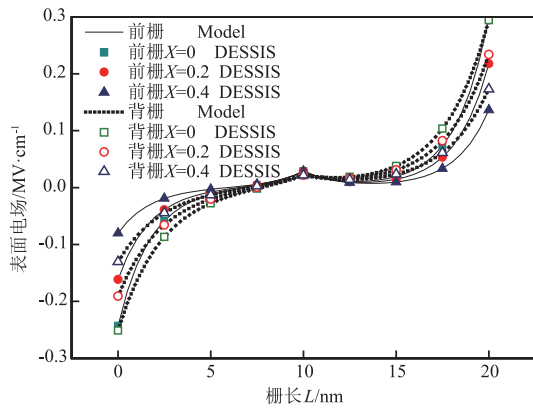


图3 前栅、背栅表面电场随栅长的变化

动过程中受到的散射几率较大,所以会引起迁移率下降.因此,合理选择 Ge 组分 X 以及沟道掺杂浓度对于器件性能的提升有重要的意义.

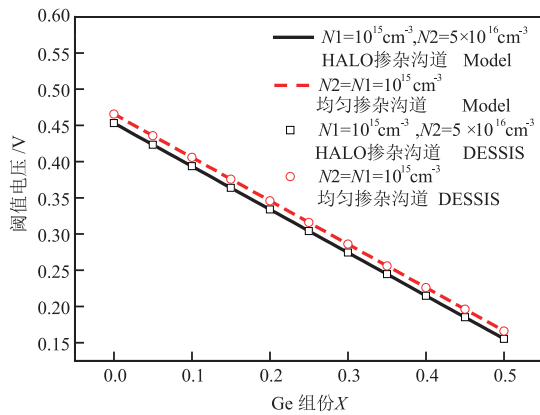


图4 HALO掺杂沟道和均匀掺杂沟道阈值电压随Ge组分X的变化

图5比较了HALO掺杂沟道和均匀掺杂沟道阈值电压随栅长的变化曲线.可以看出,阈值电压随着栅长的减小而下降.因为随着栅长的减小,源端的势垒高度降低,载流子更容易注入到沟道区,从而导致阈值电压降低.栅长减小越多,其阈值电压降落越大.HALO掺杂沟道器件的阈值电压随着栅长的减小有相对不太明显

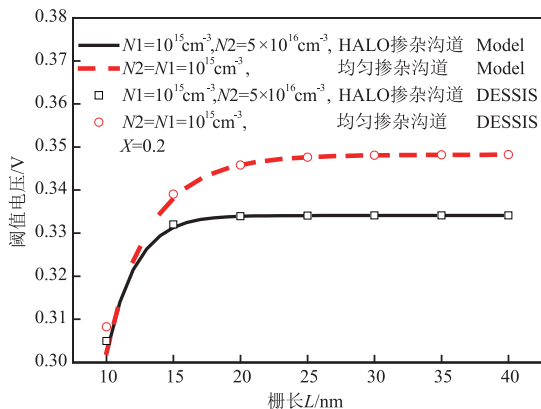


图5 HALO掺杂沟道和均匀掺杂沟道阈值电压随栅长的变化

的降落,表明能够有效抑制短沟道效应.

图6比较了HALO掺杂沟道和均匀掺杂沟道DIBL效应随栅长的变化曲线.其中DIBL用 $\Delta V_{th}/\Delta V_{ds}$ 来描述, $\Delta V_{th} = V_{th}|_{V_{ds}=0.05} - V_{th}|_{V_{ds}=2}$.从图6观察得出HALO掺杂沟道MOSFET有较小的DIBL,即能够增强器件对DIBL效应的抑制能力.

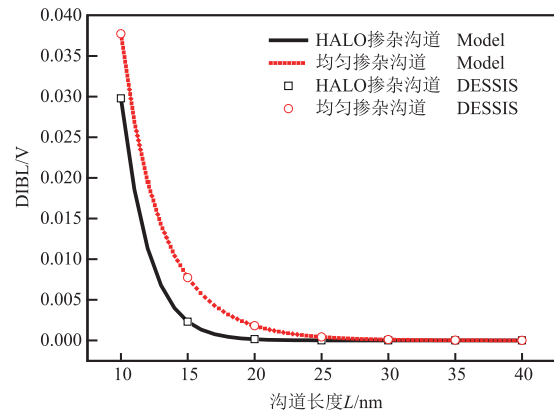


图6 HALO掺杂沟道和均匀掺杂沟道DIBL效应随栅长的变化

5 结论

综合了非对称双栅、沟道掺杂工程、应变硅沟道等的优点,提出了一种非对称双栅应变硅HALO掺杂沟道金属氧化物半导体场效应管结构.讨论并分析了应变变量对前栅、背栅的表面电势、表面电场的影响.对比并分析了HALO掺杂沟道器件和均匀掺杂沟道器件阈值电压的变化趋势以及DIBL效应,表明了HALO掺杂沟道器件有更好地抑制短沟道效应和DIBL的性能.该研究结果为该器件应用到集成电路提供了有效的参考价值.

参考文献

- [1] Holtij T, Graef M, Hain FM, Kloes A. Compact models for short-channel junctionless accumulation mode double gate MOSFETs [J]. IEEE Trans Electron Devices, 2014, 61 (2): 288 - 300.
- [2] Chiang TK. A novel scaling theory for fully depleted pi-gate (PIG) MOSFETs [J]. Solid-State Electronics, 2015, 103: 199 - 201.
- [3] Xiao Y, Lin XL, Lou HJ, Zhang BL, Zhang LN, Chan MS. A short channel double-Gate junctionless transistor model including the dynamic channel boundary effect [J]. IEEE Trans Electron Devices, 2016, 63 (12): 4661 - 4667.
- [4] Reddy G. V, Kumar M. J. A new dual-material double-gate (DMDG) nanoscale SOI MOSFET-Two-dimensional analytical modeling and simulation [J]. IEEE Transactions on Nanotechnology, 2005, 4 (2): 260 - 268.
- [5] Pradhan K P, Priyanka, P K Sahu. Temperature dependency

- of double material gate oxide (DMGO) symmetric dual-k spacer (SDS) wavy FinFET [J]. Superlattices and Microstructures, 2016, 89: 355 – 361.
- [6] Pradhan D, Das S, Dash TP. Study of strained-Si p-channel MOSFETs with HfO₂ gate dielectric [J]. Superlattices and Microstructures, 2016, 98: 203 – 207.
- [7] 辛艳辉, 袁合才, 辛洋. 对称三材料双栅应变硅 MOSFET 亚阈值电流与亚阈值斜率解析模型 [J]. 电子学报, 2018, 46(11): 2768 – 2772.
Xin YH, Yuan H C, Xin Y. Analytical models of subthreshold current and subthreshold slope for symmetrical triple-material double-Gate s-Si MOSFETs [J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(11): 2768 – 2772. (in Chinese)
- [8] Zhang W, Fossum J G. On the threshold voltage of strained-Si-Si_{1-x}Ge_x MOSFETs [J]. IEEE Trans Electron Devices, 2005, 53(2): 263 – 269.
- [9] Grubbs M E, Deal M, Yoshio N, et al. The effect of oxygen on the work function of tungsten gate electrodes in MOS devices [J]. IEEE Electron Device Letters, 2009, 30(9): 925 – 931.

作者简介



辛艳辉 (通信作者) 女, 1976 年出生, 山东德州人, 博士, 副教授, 现主要从事半导体器件物理方面的研究.

E-mail: xinyanhui@ncwu.edu.cn



段美霞 女, 1976 年出生, 河南开封人, 副教授, 现主要从事电子信息及数据处理方面的研究.

E-mail: duanmeixia@ncwu.edu.cn