

单轴应变硅 N 沟道金属氧化物半导体场效应晶体管电容特性模型

吕懿 张鹤鸣 胡辉勇 杨晋勇 殷树娟 周春宇

A model of capacitance characteristic for uniaxially strained Si N-metal-oxide-semiconductor field-effect transistor

Lü Yi Zhang He-Ming Hu Hui-Yong Yang Jin-Yong Yin Shu-Juan Zhou Chun-Yu

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 64, 067305 (2015) DOI: 10.7498/aps.64.067305

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.067305>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2015/V64/I6>

---

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

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

Models on threshold voltage/subthreshold swing and structural design of high-k gate dielectric GeOI MOS-FET

物理学报.2014, 63(8): 087301 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.087301>

柔性有机非易失性场效应晶体管存储器的研究进展

Progress of flexible organic non-volatile memory field-effect transistors

物理学报.2014, 63(2): 027302 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.027302>

功率 MOSFET 的负偏置温度不稳定性效应中的平衡现象

Flat-roof of dynamic equilibrium phenomenon in static negative biase temperature instability effect on power metal-oxide-semiconductor field-effect transistor

物理学报.2013, 62(16): 167305 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.167305>

氮氟复合注入对注氧隔离 SOI 材料埋氧层内固定正电荷密度的影响

Effect of co-implantation of nitrogen and fluorine on the fixed positive charge density of the buried oxide layer in SIMOX SOI materials

物理学报.2013, 62(11): 117303 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.117303>

柔性有机场效应晶体管研究进展

The progress of flexible organic field-effect transistors

物理学报.2013, 62(4): 047301 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.047301>

# 单轴应变硅 N 沟道金属氧化物半导体场效应晶体管电容特性模型\*

吕懿<sup>1)†</sup> 张鹤鸣<sup>1)</sup> 胡辉勇<sup>1)</sup> 杨晋勇<sup>2)</sup> 殷树娟<sup>3)</sup> 周春宇<sup>1)</sup>

1) (西安电子科技大学微电子学院, 宽禁带半导体材料与器件重点实验室, 西安 710071)

2) (北京精密机电控制设备研究所, 北京 100076)

3) (北京信息科技大学理学院, 北京 100192)

(2014年8月28日收到; 2014年10月27日收到修改稿)

电容特性模型是单轴应变硅金属氧化物半导体场效应晶体管 (Si MOSFET) 和电路进行瞬态分析、交流小信号分析、噪声分析等的重要基础. 本文首先建立了单轴应变 Si NMOSFET 的 16 个微分电容模型, 并将微分电容的仿真结果与实验结果进行了比较, 验证了所建模型的正确性. 同时对其中的关键性栅电容  $C_{gg}$  与应力强度、偏置电压、沟道长度、栅极掺杂浓度等的关系进行了分析研究. 结果表明, 与体硅器件相比, 应变的引入使得单轴应变 Si NMOSFET 器件的栅电容增大, 随偏置电压、沟道长度、栅极掺杂浓度的变化趋势保持不变.

**关键词:** 单轴应变 Si, 微分电容, 栅电容

**PACS:** 73.43.Cd, 73.40.Qv, 71.70.Fk

**DOI:** 10.7498/aps.64.067305

## 1 引言

为了进一步提高集成电路的性能, 国内外各研究机构都争先开发各种新技术, 由于应变 Si 材料载流子迁移率高、带隙可调, 且应变 Si 技术与传统的 Si 工艺兼容等优点, 其已成为高速高性能器件与电路研究与应用的重要技术之一<sup>[1-4]</sup>.

在应变 Si 技术中, 相对于双轴应变, 单轴应变更适用于互补金属氧化物半导体 (CMOS) 集成电路制造, 因而更多地被采用. 围绕单轴应变硅 N 沟道金属氧化物半导体场效应晶体管 (Si NMOSFET) 的性能提升、物理模型等进行了大量研究<sup>[5-7]</sup>. 其中电容特性模型是单轴应变 Si NMOSFET 器件和电路进行瞬态分析、交流小信号分析、噪声分析等的重要基础, 它的研究一直得到重视. 但在文献<sup>[8-10]</sup>报道的关于电荷和电容

模型中, 主要集中在双轴应变 Si NMOSFET 上. 文献<sup>[11]</sup>未采用微分电容的技术, 所建模型精度、收敛性难以满足仿真要求, 并且在已报道的文献中应变的影响都没有在模型中显式地体现出来.

本文基于单轴应变 Si NMOSFET 物理模型, 首先建立了反映其微观结构的 16 个微分电容模型, 并将微分电容的仿真结果与实验结果进行了比较, 验证了所建模型的正确性. 同时对其中关键性的栅电容  $C_{gg}$  与应力强度、偏置电压、沟道长度、栅极掺杂浓度等的关系进行了分析研究. 结果表明, 与体硅器件相比, 应变的引入使得单轴应变 Si NMOSFET 器件的栅电容增大, 但随偏置电压、沟道长度、栅极掺杂浓度的变化趋势保持不变. 该模型的建立为应变 Si NMOSFET 的分析和设计提供了重要参考, 同时可以将其嵌入到电路仿真器之中, 为单轴应变 Si NMOSFET 电路设计提供准确的模型支持.

\* 教育部博士点基金 (批准号: JY0300122503) 和中央高校基本业务费 (批准号: K5051225014, K5051225004) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: 35691513@qq.com

## 2 电容特性模型

单轴应变 Si NMOSFET 结构如图 1 所示, 其中沟道张应力一般采用 SiN 应力膜引入. 当其应用于电路中时, 动态响应主要由其本身的电容和负载电容的充放电时间决定. 因此, 有必要分析研究单轴应变 Si NMOSFET 器件的电容特性, 以分析其对电路工作特性的影响.

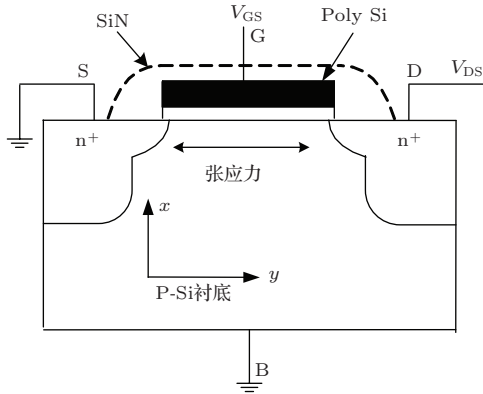


图 1 单轴应变 Si NMOSFET 结构示意图

### 2.1 微分电容模型

当对应变 Si NMOSFET 施加随时间变化的信号时, 器件端点电荷也在不断地发生着变化, 并且是端点偏置电压的函数, 即

$$Q_j = f(V_d, V_g, V_s, V_b) \quad (j = D, G, S, B). \quad (1)$$

由电荷守恒定律可得

$$Q_D + Q_G + Q_S + Q_B = 0, \quad (2)$$

其中  $Q_D, Q_G, Q_S, Q_B$  分别为单轴应变 Si NMOSFET 端点 D, G, S, B 上的电荷. 而端点瞬态电流  $i_j$  为

$$i_j = \frac{dQ_j}{dt} = \frac{\partial Q_j}{\partial V_d} \frac{\partial V_d}{\partial t} + \frac{\partial Q_j}{\partial V_g} \frac{\partial V_g}{\partial t} + \frac{\partial Q_j}{\partial V_s} \frac{\partial V_s}{\partial t} + \frac{\partial Q_j}{\partial V_b} \frac{\partial V_b}{\partial t} \quad (j = D, G, S, B), \quad (3)$$

其中  $V_j (j = D, G, S, B)$  为各端点电压,  $t$  为时间. 由 (3) 式可知, 每一端点与其他三端点之间存在一个电容, 这样单轴应变 Si NMOSFET 作为四端器件就有 16 个电容, 其中包括 4 个端点的固有电容和 12 个非互易的本征电容. 可表示为

$$C_{ij} = \frac{\partial Q_i}{\partial V_j} \quad (i, j = D, G, S, B). \quad (4)$$

在矩阵  $C_{ij}$  中, 16 个电容是互相关联的:

$$C_{ij} = \begin{bmatrix} C_{DD} & C_{DG} & C_{DS} & C_{DB} \\ C_{GD} & C_{GG} & C_{GS} & C_{GB} \\ C_{SD} & C_{SG} & C_{SS} & C_{SB} \\ C_{BD} & C_{BG} & C_{BS} & C_{BB} \end{bmatrix} \quad (i, j = D, G, S, B). \quad (5)$$

由于实际计算中总是以某一端点为参考点, 一般以源端为参考点, 这样矩阵的每一行之和为零. 同时, 由于电荷守恒, 矩阵每一列之和也为零. 因此, 对于器件的每一个端点, 它的固有电容是其他三个电容之和, 即

$$\begin{cases} C_{DD} = C_{DG} + C_{DS} + C_{DB}, \\ C_{GG} = C_{GS} + C_{GD} + C_{GB}, \\ C_{SS} = C_{SG} + C_{SD} + C_{SB}, \\ C_{BB} = C_{BG} + C_{BD} + C_{BS}. \end{cases} \quad (6)$$

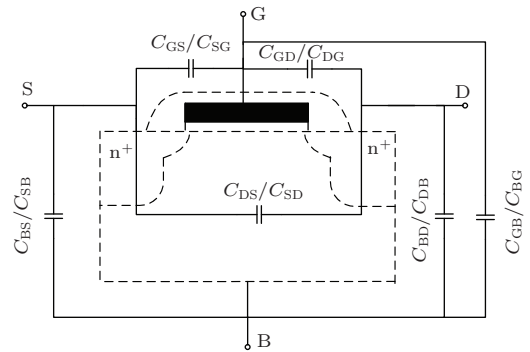


图 2 单轴应变 Si NMOSFET 非互易电容示意图

图 2 给出了单轴应变 Si NMOSFET 的非互易电容示意图. 图中  $C_{ij} (i, j = D, G, S, B)$  即表示单轴应变 Si NMOSFET 的 12 个非互易的本征微分电容. 非互易电容, 如  $C_{GB}/C_{BG}$  中的  $C_{GB}$  和  $C_{BG}$  表示不同的电容, 当应用于电路仿真时,  $C_{GB}$  表示填在电路矩阵 (G, B) 位置处的电容, 而  $C_{BG}$  表示填在电路矩阵 (B, G) 位置处的电容. 而对于端点固有电容, 其表征的是在其他三个端点电压均保持不变的情况下, 该端点电荷与自身端点电压的关系, 由 (6) 式亦可知其是其他三个电容之和. 当应用于电路仿真时, 端点固有电容  $C_{ii} (i = D, G, S, B)$  表示填在电路矩阵 (i, i) 位置处电容.

同时从 (3) 式可以看出, 器件端点之间的 12 个电容都是非互易的, 其中在 12 个互容中只有 9 个是

独立的. 因此, 首先计算各个端点的电荷, 然后代入(4)式中计算其中的9个电容即可建立完整的单轴应变Si NMOSFET微分电容模型. 下面将讨论各个端点的电荷模型.

## 2.2 端点电荷模型

与体Si NMOSFET类似, 单轴应变Si NMOSFET的端点电荷模型需要按照器件的不同工作区域分别讨论.

### 2.2.1 积累区电荷模型

当器件工作在积累区, 通过求解泊松方程, 可得到积累电荷总量 $Q_A$ 为<sup>[12]</sup>

$$Q_A = \frac{\sqrt{2}\epsilon_{\text{SSi}}V_t}{L_D} \left( e^{\frac{\varphi_S}{V_t}} - \frac{\varphi_S}{V_t} - 1 \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (7)$$

其中,

$$V_t = \frac{kT}{q}, \quad (8)$$

$$L_D = \sqrt{\frac{\epsilon_{\text{SSi}}V_t}{qN_A}}, \quad (9)$$

$$C_{\text{LD}} = \frac{\epsilon_{\text{SSi}}}{L_D}, \quad (10)$$

$$\varphi_S = \frac{C_{\text{ox}}}{C_{\text{ox}} + C_{\text{LD}}}(V_{\text{GB}} - V_{\text{th}}), \quad (11)$$

式中 $\epsilon_{\text{SSi}}$ 为应变Si材料的介电常数,  $C_{\text{ox}}$ 为栅氧化层电容,  $V_{\text{th}}$ 为阈值电压,  $N_A$ 为衬底掺杂浓度,  $\varphi_S$ 为落在积累区电荷层上的电势差.

在积累区, 单轴应变Si NMOSFET器件内部仅在表面附近有空穴的积累, 没有其他的电荷产生, 于是

$$Q_D = Q_S = 0, \quad (12)$$

$$Q_B = -Q_G = Q_A. \quad (13)$$

### 2.2.2 耗尽区与反型区电荷模型

当 $V_{\text{GB}}$ 较小时, 耗尽层存在于应变Si层, 从而,

$$Q_D = Q_S = 0.$$

在应变Si层求解泊松方程可得 $\text{SiO}_2$ 与应变Si界面的表面势为

$$\varphi_s = \varphi|_{x=0} = \frac{qN_{\text{SSi}}X_d^2}{2\epsilon_{\text{SSi}}}, \quad (14)$$

其中 $X_d$ 为应变Si层耗尽层厚度. 单位面积的耗尽层电荷密度为

$$Q_b = -qN_{\text{SSi}}X_d = -\sqrt{2q\epsilon_{\text{SSi}}N_{\text{SSi}}\varphi_s}. \quad (15)$$

通过简单的变换可得此时的表面势为

$$\varphi_s = \left( -\frac{\gamma_1}{2} + \sqrt{\frac{\gamma_1^2}{4} + V_{\text{GB}} - V_{\text{th}}} \right)^2, \quad (16)$$

其中

$$\gamma_1 = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{\text{SSi}}N_{\text{SSi}}}}{C_{\text{ox}}}. \quad (17)$$

同样此时有

$$Q_G = -Q_B. \quad (18)$$

当栅压大于阈值电压时, 器件处于强反型状态, 单位面积的反型层电荷密度为

$$Q_i(y) = -C_{\text{ox}}[V_{\text{gs}} - V_{\text{th}} - \alpha V(y)], \quad (19)$$

其中 $V(y)$ 为沟道表面势,

$$\alpha = \gamma_1\delta, \quad (20)$$

$$\delta = \frac{1}{2\sqrt{\varphi_{\text{th}} + V_{\text{sb}}}}, \quad (21)$$

$\varphi_{\text{th}}$ 为应变Si NMOSFET强反型时的阈值表面势. 单位面积的体电荷密度为

$$Q_b(y) = -C_{\text{ox}}\gamma_1 [\delta V(y) + \sqrt{\varphi_{\text{th}} + V_{\text{sb}}}], \quad (22)$$

由于系统的总电荷为零, 因此栅电荷密度为

$$Q_g(y) = C_{\text{ox}}[V_{\text{gs}} - V_{\text{th}} - \varphi_{\text{th}} - V(y)]. \quad (23)$$

对(19), (22)和(23)式沿沟道方向上进行积分得

$$Q_D = -C_{\text{ox}} \left[ \frac{1}{2}V_{\text{gt}} - \frac{1}{3}\alpha V_{\text{ds}} + A_1A_2 \right], \quad (24)$$

$$Q_S = -C_{\text{ox}} \left[ \frac{1}{2}V_{\text{gt}} - \frac{1}{6}\alpha V_{\text{ds}} + A_1(1 - A_2) \right], \quad (25)$$

$$Q_G = C_{\text{ox}} \left[ V_{\text{gs}} - V_{\text{th}} - \varphi_{\text{th}} - 0.5V_{\text{ds}} + \frac{A_1}{\alpha} \right], \quad (26)$$

$$Q_B = -C_{\text{ox}}[V_{\text{th}} - V_{\text{th}} - \varphi_{\text{th}} + (\alpha - 1) \times V_{\text{ds}}A_3], \quad (27)$$

其中,

$$V_{\text{gt}} = V_{\text{gs}} - V_{\text{th}},$$

$$C_{\text{ox}} = WLC_{\text{ox}},$$

$$A_1 = \frac{\alpha^2V_{\text{ds}}^2}{12(V_{\text{gt}} - 0.5\alpha V_{\text{ds}})},$$

$$A_2 = \frac{5V_{\text{gt}} - 2\alpha V_{\text{ds}}}{10(V_{\text{gt}} - 0.5\alpha V_{\text{ds}})},$$

$$A_3 = \frac{3V_{\text{gt}} - 2\alpha V_{\text{ds}}}{6(V_{\text{gt}} - 0.5\alpha V_{\text{ds}})}.$$

### 2.2.3 电荷模型与应力的关系

通过分析上述电荷模型中的  $V_{th}$  项, 可以显式地得出应变 Si NMOSFET 端点电荷与沟道应力的关系. 应变 Si NMOSFET 的  $V_{th}$  可表示为<sup>[13]</sup>

$$V_{th} = \frac{t_{ox}}{\epsilon_{ox}} \sqrt{2qN_{SSi}\epsilon_{ssi}V_s + q\chi_{Si}} - \left[ q\chi_{ssi} + \frac{Eg_{ssi}}{2} + \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{N_{SSi}}{n_{iSSI}} \right) \right], \quad (28)$$

式中  $t_{ox}$  为氧化层厚度;  $\epsilon_{ox}$  为氧化层介电常数;  $N_{SSi}$  为应变沟道掺杂浓度;  $\chi_{Si}$ ,  $\chi_{ssi}$  分别为体硅和应变硅的亲势;  $Eg_{ssi}$  为应变硅的禁带宽度;  $n_{iSSI}$  为应变硅的本征载流子浓度. 而  $\chi_{ssi}$ ,  $Eg_{ssi}$ ,  $n_{iSSI}$  与沟道中应力  $\sigma$  的关系为

$$\chi_{ssi}(\sigma) = \chi_{Si} + 0.57 \times \frac{\sigma}{7.55}, \quad (29)$$

$$Eg_{ssi}(\sigma) = 1.12 - 0.0336\sigma, \quad (30)$$

$$n_{iSSI}(\sigma) = n_{i0} \exp \left( \frac{0.0336\sigma}{2kT} \right). \quad (31)$$

通过对  $V_{th}$  的分析, 可以看到端点电荷跟沟道应力、应变沟道掺杂浓度、氧化层厚度等密切相关.

## 3 结果与分析

为了验证模型的精度, 利用本课题组实验制造的单轴应变 Si NMOSFET, 将测试结果与仿真结果进行比较. 实验制造的主要器件工艺参数如下: 应变硅沟道的掺杂浓度为  $5 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ , 氧化层的厚度为 1.5 nm. 同时, 将电容模型嵌入了课题组前期开发的单轴应变 Si NMOSFET 的 verilogA 代码中, 并且运用课题组自主开发的参数提取软件 ParamPlus++ 提取了模型参数, 通过运行 Cadence SPECTRE 仿真器实现了单轴应变 Si NMOSFET 器件和电路的 SPICE 仿真.

图 3(a) 是漏极电压为 0.1 V, 源级和衬底电压为 0 V, 栅极电压从 -2.0 V 扫描到 1.0 V 时应变 NMOSFET 微分电容的仿真结果与实验结果的对比曲线. 图 3(b) 是栅极电压为 1.0 V, 源级和衬底电压为 0 V, 漏极电压从 0 V 扫描到 1.0 V 时应变 NMOSFET 微分电容的仿真结果与实验结果的对比曲线. 从图中数据可以看出, 本文所建模型的仿真结果与实验结果符合较好, 证明了该模型的正确性.

图 4 是漏极、源级和衬底电压均为 0 V, 栅极电压从 -2.0 V 扫描到 1.0 V 时应变与非应变时栅

极电容的关系曲线. 从图中可以看出, 在积累区应力的影响可以忽略, 栅电容仍主要由氧化层电容决定; 在耗尽区, 栅电容也仍主要由氧化层电容和耗尽电容决定, 应力对电容的影响仍然较小; 反型区, 在相同栅压下应变使栅极电容增大. 这是由于应力使 NMOSFET 阈值电压减小, 从而相对于非应变的情形使 NMOSFET 在较低的栅压下进入反型状态, 于是出现了反型区栅极电容曲线在应力的影响下向上移动的情形.

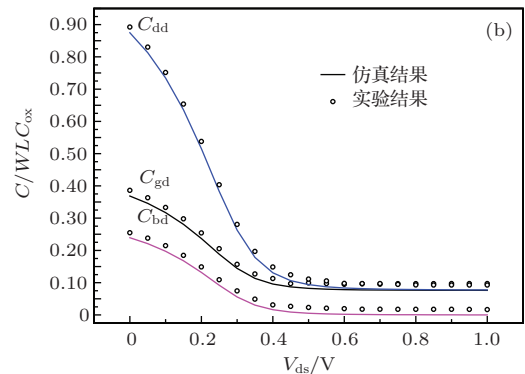
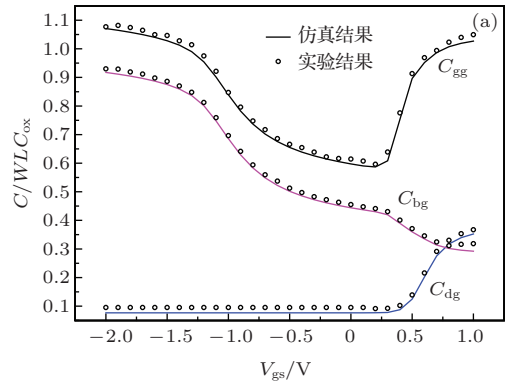


图 3 (网刊彩色) 单轴应变 NMOSFET 微分电容模型与实验结果的比较 (a)  $C_{ig}-V_{gs}$  ( $i = d, g$ ), (b) 模型与实验结果的比较; (b)  $C_{id}-V_{ds}$  ( $i = d, g$ ), (b) 模型与实验结果的比较

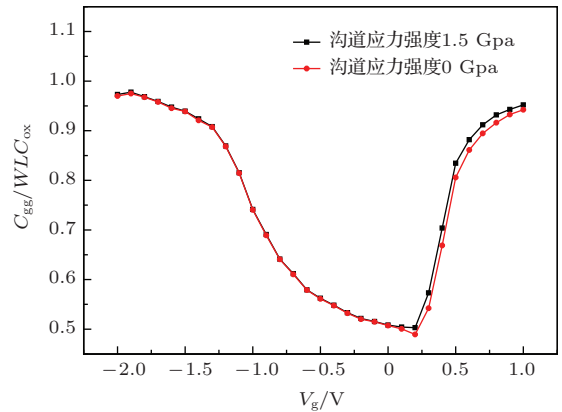


图 4 (网刊彩色) 应变对 Si NMOSFET 栅极电容的影响



图5给出了应变硅NMOSFET器件在漏极、源级和衬底电压均为0 V, 栅极电压从-2.0 V扫描到1.0 V时, 栅极电容 $C_{gg}$ 与多晶硅栅掺杂浓度之间的关系曲线, 多晶硅栅的掺杂浓度从 $6 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ 到 $1 \times 10^{21} \text{ cm}^{-3}$ . 从图5可以看出, 在强反型区, 随着多晶硅栅极掺杂浓度的增加, 应变硅NMOSFET器件总的栅极电容 $C_{gg}$ 逐渐增加, 这说明随着多晶硅栅极掺杂浓度的增加, 多晶硅耗尽效应得到了抑制, 由多晶硅耗尽效应引起的栅极耗尽层的厚度减小, 从而总的栅极电容 $C_{gg}$ 增大. 该结果与文献[14]报道的结果一致, 进一步验证了模型的正确性.

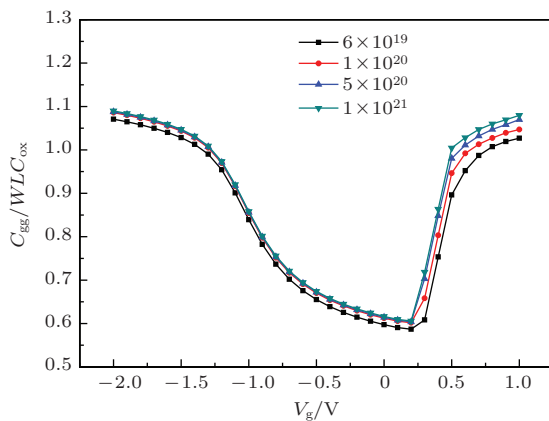


图5 (网刊彩色) 单轴应变NMOSFET栅极电容与栅极掺杂关系曲线

## 4 结 论

本文首先建立了单轴应变Si NMOSFET的16个微分电容模型, 并将微分电容的仿真结果与实验结果进行了比较, 验证了所建模型的正确性. 同时对其中关键性的栅电容 $C_{gg}$ 与应力强度、偏置电压、沟道长度、栅极掺杂浓度等的关系进行了分析研究. 结果表明, 与常规硅器件相比, 应变的引入使得单轴应变Si MOSFET器件在相同栅压下的栅电容增大. 随偏置电压、沟道长度、栅极掺杂浓

度的变化趋势保持不变. 只要将相关的参数换成PMOSFET的相关参数, 该模型也同样适用于单轴应变Si PMOSFET. 所建的模型已经被嵌入进电路仿真器中, 实现了对单轴应变Si MOSFET器件和电路的模拟仿真.

## 参考文献

- [1] Nicoleta W, Harald R, Mahadi-ul H 2011 *Solid-State Electron.* **57** 60
- [2] Song J J, Zhang H M, Hu H Y, Dai X Y, Xuan R X 2007 *Chin. Phys.* **16** 3827
- [3] Hung M F, Wu Y C, Tang Z Y 2011 *Appl. Phys. Lett.* **98** 162108
- [4] Irisawa T, Numata T, Tezuka T, Usuda K, Sugiyama N, Takagi S I 2008 *IEEE Trans. Electron Dev.* **55** 649
- [5] Wu H Y, Zhang H M, Song J J, Hu H Y 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 097302 (in Chinese) [吴华英, 张鹤鸣, 宋建军, 胡辉勇 2011 物理学报 **60** 097302]
- [6] Kuang Q W, Liu H X, Wang S L, Qin S S, Wang Z L 2011 *Chin. Phys. B* **20** 127101
- [7] Kang T K 2012 *IEEE Electron Dev. Lett.* **33** 770
- [8] Wang B, Zhang H M, Hu H Y, Shu B, Zhang Y M, Song J J 2013 *Jpn. J. Appl. Phys.* **52** 064201
- [9] Kelaidis N, Skarlatos D, Tsamis C 2008 *Phys. Stat. Sol. C* **5** 3647
- [10] Zhou C Y, Zhang H M, Hu H Y, Zhuang Y Q, Lü Y, Wang B, Wang G Y 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 017101 (in Chinese) [周春宇, 张鹤鸣, 胡辉勇, 庄奕琪, 吕懿, 王斌, 王冠宇 2014 物理学报 **63** 017101]
- [11] Wei J Y, Maikap S, Lee M H, Lee C C, Liu C W 2006 *Solid-State Electron.* **50** 109
- [12] Wang B, Zhang H M, Hu H Y, Zhang Y M, Song J J, Zhou C Y, Li H C 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 127102 (in Chinese) [王斌, 张鹤鸣, 胡辉勇, 张玉明, 宋建军, 周春宇, 李好晨 2013 物理学报 **62** 127102]
- [13] Zhang W, Fossum J G 2005 *IEEE Trans. Electron Dev.* **52** 263
- [14] Bindu B, DasGupta N, DasGupta A 2007 *IEEE Trans. Electron Dev.* **54** 1889

# A model of capacitance characteristic for uniaxially strained Si N-metal-oxide-semiconductor field-effect transistor\*

Lü Yi<sup>1)†</sup> Zhang He-Ming<sup>1)</sup> Hu Hui-Yong<sup>1)</sup> Yang Jin-Yong<sup>2)</sup>  
Yin Shu-Juan<sup>3)</sup> Zhou Chun-Yu<sup>1)</sup>

1) (*Key Laboratory for Wide Band-Gap Semiconductor Materials and Devices, School of Microelectronics, Xidian University, Xi'an 710071, China*)

2) (*Beijing Research Institute of Precise Mechatronic Controls, Beijing 100076, China*)

3) (*College of Science, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100192, China*)

( Received 28 August 2014; revised manuscript received 27 October 2014 )

## Abstract

The capacitance model is fundamental for the transient analysis, AC analysis and noise analysis of uniaxially strained Si MOSFET device and circuit. Firstly, the 16-differential capacitance model for uniaxially strained Si NMOSFET is developed. Secondly, the simulation results from that model match the experimental results well, which validates the accuracy of the model. Meanwhile the simulated relations of key gate capacitance  $C_{gg}$  to stress intensity, bias voltage, channel length and concentration of poly gate are obtained and analyzed, showing that the value of  $C_{gg}$  is a little larger than that of strainless bulk device while the changing tendency keeps the same.

**Keywords:** uniaxially strained Si, differential capacitance, gate capacitance

**PACS:** 73.43.Cd, 73.40.Qv, 71.70.Fk

**DOI:** [10.7498/aps.64.067305](https://doi.org/10.7498/aps.64.067305)

---

\* Project supported by Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education of China (Grant No. JY0300122503) and Fundamental Research Funds for the Central Universities, China (Grant Nos. K5051225014, K5051225004).

† Corresponding author. E-mail: [35691513@qq.com](mailto:35691513@qq.com)