

90nm MOS 器件亚阈值区 RTS 噪声幅度*

鲍立[†] 庄奕琪 马晓华 包军林

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

摘要: 研究了 SMIC 90nm 工艺 1.4nm 栅厚度 $0.18\mu\text{m} \times 0.15\mu\text{m}$ 尺寸 nMOS 器件随机电报信号(random telegraph signal, RTS)噪声幅度特性. 在此基础上, 提出了利用扩散流机理来分析亚阈值区 RTS 噪声的方法, 引入了陷阱电荷影响栅电极的电荷分布, 进而对沟道电流产生影响的机制. 研究表明, 该方法不仅符合实验结果, 还可以解释 RTS 幅度的宽范围分布.

关键词: RTS; 幅度; 深亚微米; MOS

PACC: 4350; 5225G; 7270

中图分类号: TN386

文献标识码: A

文章编号: 0253-4177(2007)09-1443-05

1 引言

集成电路尺寸的减小使得许多与器件尺寸相关的问题越来越突出. 幅度不断增加的低频噪声就是其中之一^[1,2]. 低频噪声的表现由大尺寸下的 $1/f$ 退化为小尺寸下由单个陷阱对载流子的俘获和发射引起的随机电报信号(random telegraph signal, RTS)^[3]. 普遍认为 $1/f$ 噪声是由大量陷阱产生的不同时间和幅度的 RTS 叠加而成的^[1~4], RTS 是全面了解低频噪声的唯一途径^[1,2], 也是研究陷阱影响载流子输运机理的有效手段^[5]. 而且, RTS 对界面的微小变化极其敏感, 它还是研究边界陷阱的一个强大的微观工具^[6~9] 和研究热载流子效应的有效手段^[7,9,10].

以往关于 RTS 的报道深入研究了线性区幅度和栅电压的定量关系^[3,4,9,11~13] 和其对漏电压的依赖关系^[5,10,14,15] 以及该噪声的物理模型^[5,14~16]. 但是, 这些研究^[3~16] 对亚阈值区 RTS 相对幅度维持常量这一现象均未能给出合理的解释^[5]. Hung 等人^[10] 在研究亚阈值区 RTS 时使用了电阻近似, 随后, 大量研究^[5,10,14~17] 中也使用了这一近似, 最近的逾渗方法的研究中也使用了这一近似^[18]. 但是, 亚阈值区电流由载流子扩散构成, 并非漂移^[19,20], 电阻近似并不符合电流的物理机制. 同时, 现存的模型^[1,2,5,14~16] 均未考虑陷阱电荷对栅电极的影响, 但是, 随着栅厚度的减小, 陷阱电荷对栅电极的影响也不断增加, 在当今纳米量级栅介质厚度的器件中就更加显著. 本文的研究结果也表明了栅电极的影响

是不容忽视的.

本文在对 90nm 特征尺寸 CMOS 工艺器件 RTS 噪声幅度做了深入的研究基础上, 引入了陷阱电荷在栅电极中的感应电荷对沟道载流子分布的影响, 提出了基于扩散机理的 RTS 幅度新模型. 该模型不仅可以解释亚阈值区 RTS 维持恒定的现象, 解释 RTS 幅度的宽范围分布, 还能符合实验得到的定量关系.

2 理论

亚阈值区现存模型使用了电阻近似, 认为陷阱电荷不仅影响载流子分布, 其产生的电场还会影响载流子漂移^[5,14~16]. 事实上, 在亚阈值区载流子漂移对沟道电流的贡献很小, 亚阈值区电流由扩散流构成^[19,20]. 本文通过利用更符合器件物理机制的扩散来研究器件亚阈值区 RTS 噪声幅度. 以往研究 RTS 幅度的报道^[5,14~16] 中, 都没有考虑陷阱电荷在栅电极中的感应电荷. 根据镜像电荷的法则, 当器件栅介质厚度在 2nm 以下时, 其镜像电荷距离 Si-SiO₂ 界面也在 4nm 之内, 已经到了产生 RTS 噪声的 1~3nm 这个范围内^[1,2]. 镜像电荷对边界的影响就必须考虑进去, 才能得到更符合实际的 RTS 模型.

同时, 虽然利用沟道载流子对陷阱电荷库仑屏蔽作用可以对 RTS 幅度的某些特性作出解释^[5,14]; 但是, 亚阈值区载流子处于耗尽状态, 其浓度非常低^[19,20], 屏蔽作用的影响远远不及栅电极对陷阱电荷的屏蔽作用. 本文认为, 在亚阈值区沟道中载流子对陷阱电荷的库仑屏蔽作用很小, 可以忽略.

* 国家自然科学基金资助项目(批准号:60276028 和 60676053)

[†] 通信作者. Email: paulinx@163.com

2007-03-11 收到, 2007-04-05 定稿

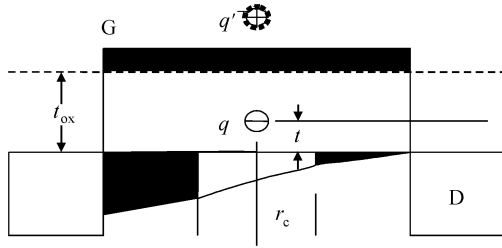


图1 亚阈值区 nMOST 器件陷阱示意图

Fig.1 Diagram of a trap in sub-threshold nMOST

如图1所示,以 nMOST 为例,其栅介质中的陷阱被电子占据后,带一个单位的负电 $-q$. 这个带电陷阱和栅电极发生感应,产生一些分布在栅电极表面的感应电荷,而这些感应电荷对栅介质和沟道产生的影响等效于一个关于栅电极界面对称的镜像电荷 q' ,其电量为 q . 这两个电荷会在沟道中产生一个附加电势 V' .

得到在两个电荷的共同作用下,沟道中 $A(x, y)$ 点产生的附加表面电势为:

$$V'(x, y) = \int_{2t_{ox}-t}^{\infty} \frac{-q}{4\pi\epsilon r^2} dr + \int_t^{\infty} \frac{q}{4\pi\epsilon r^2} dr = \frac{q}{4\pi\epsilon\sqrt{(2t_{ox}-t)^2+r^2}} - \frac{q}{4\pi\epsilon\sqrt{t^2+r^2}} \quad (1)$$

式中 r 为 $A(x, y)$ 点到陷阱在沟道中投影点的距离; q 为基本电荷 $1.6 \times 10^{-19} \text{C}$; t_{ox} 和 t 分别表示栅介质厚度和陷阱到 Si-SiO₂ 界面的距离; ϵ 是栅介质的介电常数.

因此,在该附加电场的影响下,沟道中点 $A(x, y)$ 处的载流子浓度为^[19]:

$$Q_n(x, y) = Q_{n0} \frac{y}{L} e^{\frac{-qV'(x, y)}{kT}} \quad (2)$$

式中 x, y 为点 A 在沟道中的坐标; Q_{n0} 为源极处载流子浓度; k 为玻尔兹曼常数; T 是绝对温标.

器件漏电流方程为^[19,20]:

$$I_D L = \int_0^L dy \int_0^W dx q D_n \nabla Q_n(x, y) \quad (3)$$

其中 W 和 L 分别为沟道宽度和长度; D_n 为电子扩散系数.

电子热动能为 kT ^[19,20], 为讨论方便而又不失一般性,对于 $V' < \frac{kT}{q}$, 认为对载流子浓度没有影响,而对于 $V' > \frac{kT}{q}$, 则认为载流子耗尽^[5,10,14]. 那么,载流子空洞半径 r_c 满足:

$$\frac{q}{4\pi\epsilon\sqrt{(2t_{ox}-t)^2+r_c^2}} - \frac{q}{4\pi\epsilon\sqrt{t^2+r_c^2}} = \frac{kT}{q} \quad (4)$$

产生空洞后,空洞边缘向空洞内扩散的载流子会被陷阱电荷电场引起的电子漂移所抵消,而且各个方向的扩散会相互抵消,对器件电流没有贡献.

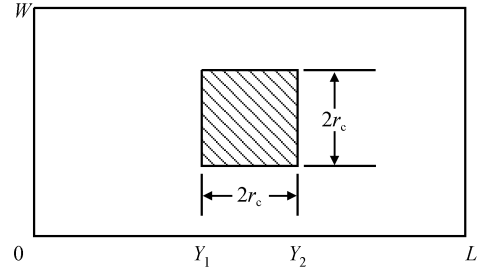


图2 沟道电流计算示意图

Fig.2 Diagram of channel current calculating

若在此基础上再对载流子空洞形状作方形近似^[5,10,14],如图2所示,阴影部分表示载流子空洞.

根据(3)式可得到没有陷阱电荷时的沟道电流:

$$I_D = \frac{1}{L} \int_0^L dy \int_0^W dx q D_n \frac{Q_{n0}}{L} = \frac{1}{L} q D_n W Q_{n0} \quad (5)$$

存在陷阱电荷时的沟道电流为:

$$I'_D = \frac{1}{L} \int_0^L dy \int_0^W dx q D_n \nabla Q_n(x, y) \quad (6)$$

$$I'_D = \frac{1}{Y_1} \int_0^{Y_1} dy \int_0^W dx q D_n \nabla Q_n(x, y) = \frac{1}{Y_1} q W D_n [Q_{n0} - Q_n(\cdot, Y_1)] \quad (7)$$

$$I'_D = \frac{1}{Y_2 - Y_1} \int_{Y_1}^{Y_2} dy \int_0^{W-2r_c} dx q D_n \nabla Q_n(x, y) = \frac{1}{Y_2 - Y_1} q (W - 2r_c) D_n [Q_n(\cdot, Y_1) - Q_n(\cdot, Y_2)] \quad (8)$$

$$I'_D = \frac{1}{L - Y_2} \int_{Y_2}^L dy \int_0^W dx q D_n \nabla Q_n(x, y) = \frac{1}{L - Y_2} q W D_n Q_n(\cdot, Y_1) \quad (9)$$

联合(7),(8),(9)式,销去其中的 $Q_n(\cdot, Y_1)$ 和 $Q_n(\cdot, Y_2)$,即得到:

$$I'_D = q D_n W \frac{Q_{n0}}{L - 2r_c + 2r_c \frac{W}{W - 2r_c}} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \frac{\Delta I_D}{I_D} &= 1 - \frac{I'_D}{I_D} = \\ &= 1 - \frac{q D W \frac{Q_{n0}}{L - 2r_c + 2r_c \frac{W}{W - 2r_c}}}{q D W \frac{Q_{n0}}{L}} \\ &= \frac{4r_c^2}{WL - 2r_c L + 4r_c^2} \quad (11) \end{aligned}$$

那么,

$$\Delta I_D = \frac{4r_c^2}{WL - 2r_c L + 4r_c^2} I_D \quad (12)$$

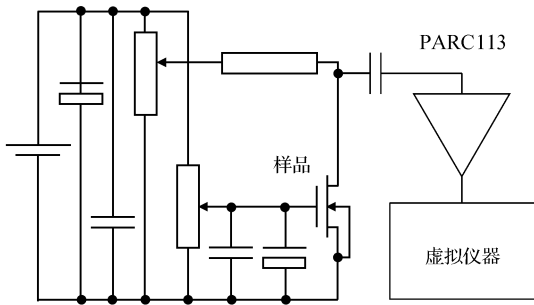


图 3 噪声测试系统示意图

Fig.3 Diagram of noise measurement system

3 实验与结果

实验中使用 SMIC 的 90nm CMOS 工艺生产的 nMOS 样品,两个器件沟道长度均为 $0.18\mu\text{m}$,宽度为 $0.15\mu\text{m}$,栅氧化层厚度为 1.4nm ,曾经报道过对 1 号样品的研究^[21].在室温下屏蔽室内的实验暗箱中进行测量.图 3 为测量系统示意图,电源使用一节碱性干电池,前置放大采用 EG&G 公司的 PARC113 型低噪声前置放大器.放大后的信号利用虚拟仪器采集并记录时间序列.器件的转移特性由安捷伦 4156B 测得,如图 4 所示.

实验过程中漏极电压约为 300mV ,栅极电压的范围是从 0 变换到 200mV .分压电阻和漏极串联电阻均为 $10\text{M}\Omega$.前置放大器带宽置于 $\text{DC}\sim 30\text{K}$,增益置于 10K .采样精度为 14 位,采样率设置为 100ksps ,实验中对每一栅偏置连续采样 50s .图 5 是栅极电压 100mV 时 1 号样品正向测到的 RTS 噪声的一段.

在 VC++6.0 中编写程序对采集到的 RTS 数据进行分析,先滤波去除低频扰动的影响,然后搜索高低点平,并且在整个时间序列上对得到的 RTS 幅度进行平均,从而得出该 RTS 序列的幅度结果.表 1 列出了两样品在正向和反向漏极偏置情况下的 RTS 幅度的测量结果.

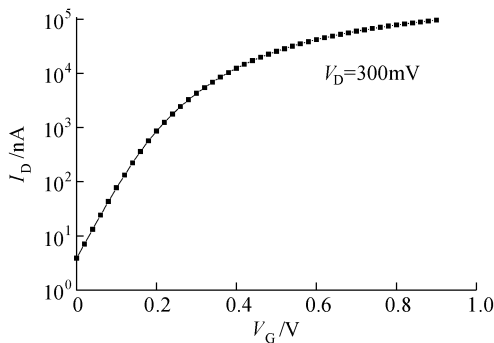


图 4 1 号样品的转移特性

Fig.4 Transition characteristic of sample 1

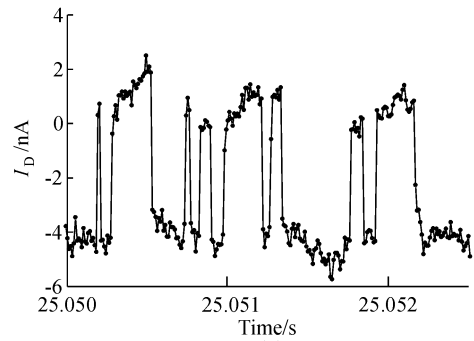


图 5 100mV 时 1 号样品的正向 RTS 噪声

Fig.5 Forward RTS of sample 1 under 100mV gate bias

4 讨论

亚阈值区电流的主要构成是扩散流^[19,20].由于扩散流和载流子浓度梯度成正比,器件内的载流子浓度梯度处处相等,沟道载流子浓度成线性分布^[19].如图 1 所示,在陷阱电荷出现时,陷阱电荷会在界面处产生一电势,从而使陷阱电荷附近的某一范围的载流子浓度降低,进而发生部分的阻断^[1,2,14,16].这等效于陷阱处的沟道宽度变小,该处的载流子浓度梯度就会增大.但是,源漏电压却并没有发生变化,沟道两端载流子浓度差不变,所以没有陷阱电荷的地方的浓度梯度就会减少,器件电流也随之减少.这一方法与以往的电阻近似的差别在于使用了载流子扩散,从而无需考虑载流子的散射问题,简化了模型并且提高了与实际器件的符合程度.

本文的测试系统,不能同时测得 ΔI_D 和 I_D ,因此,要得出 $\Delta I_D/I_D$ 的关系就必须再次测量漏电流.这势必会引入比较大的误差,为了避免这一误差,本文使用 RTS 噪声幅度的绝对值 ΔI_D 来进行讨论.由 (12) 式可得出亚阈值区 RTS 噪声幅度和亚阈电

表 1 1 和 2 号样品的正反向测试结果

V_G/mV	样品 RTS 噪声幅度/nA			
	F#1	R#1	F#2	R#2
0	0.11	0.04	0.14	0.17
20	0.21	0.22	0.17	0.14
40	0.25	0.16	0.49	0.25
60	0.35	0.52	0.53	0.48
80	1.04	1.34	0.74	1.29
100	1.89	1.44	2.40	1.20
120	3.36	3.06	5.42	2.95
140	4.00	6.33	5.22	4.38
160	8.08	6.06	5.44	12.70
180	6.25	7.75	13.72	21.13
200	7.20	9.93	10.72	17.38

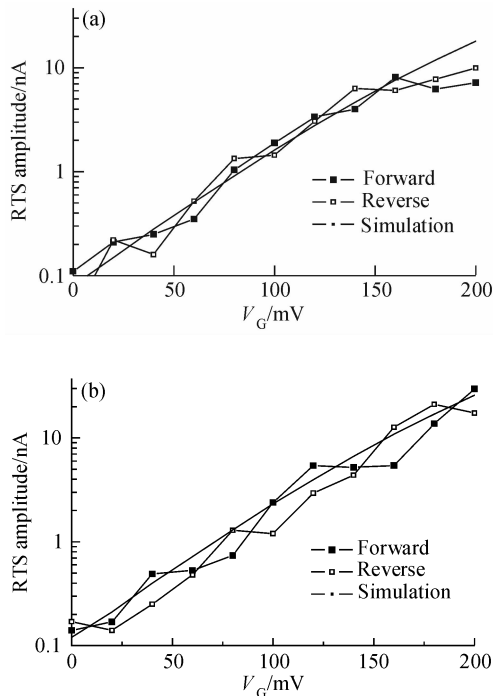


图 6 RTS 幅度和栅压的关系

Fig.6 Dependence of RTS amplitude and gate bias

流对栅压呈相同的变化规律,亚阈电流与栅压呈指数关系^[20],所以 RTS 噪声幅度也与栅压呈指数关系.为了更直观地看到这一关系,根据表 1 绘出了 RTS 噪声幅度和栅极电压的关系,如图 6 所示.图 6 (a)为 1 号样品的正反向测试和距离沟道 1nm 的陷阱电荷的模拟结果,图 6(b)为 2 号样品的正反向测试和距离沟道 0.3nm 的陷阱电荷的模拟结果.从图上看,4 条测量数据曲线均符合指数规律,计算结果和实验数据的一致说明了栅极影响的确存在,也说明对 RTS 噪声幅度的计算是合理的.在栅极电压接近 200mV 时,曲线与指数规律有所偏离,这是由于器件已经逐渐从亚阈值区进入反型区,其电流逐渐脱离指数规律的原因所致.

在图 3 的测量系统中,由于使用电阻对漏极进行偏置,在漏电流发生改变时,其漏极电压也会发生微小变化,这会引入测量误差.若是在线性区,电流随电压线性变化,其引入的误差是相当可观的,需要计算系统响应函数以消除这个误差.但是,本文中器件工作在亚阈值区,其电流基本上与漏极电压无关^[20],因此可以不作任何修正而直接使用测到的 RTS 噪声.同时,在噪声测量中,没有使用自动化测试仪来测量噪声,而是利用电阻分压来实现器件的偏置.这是由于在幅度的研究中需要很高的测试精度,自动化测试仪器虽然使用方便,但是会带来比较大的测量噪声^[1,2].

幅度的宽范围分布一直是困扰 RTS 研究人员

的难题^[5].陷阱在栅介质中位置并不足以解释好几个数量级的幅度范围,不少研究者试图利用界面平整度和复活截面来解释这一分布^[16],但是这一解释并不能完美地解释这一现象^[5].如图 1 所示,陷阱电荷不仅会作用于沟道,影响沟道的平带电压^[1],而且会在栅电极上发生感应,产生镜像电荷.随着栅介质厚度的减小或者陷阱向栅电极接近,陷阱电荷和镜像电荷到界面的距离差异逐渐减小,镜像电荷的影响也逐渐增强.当陷阱电荷位于栅电极上时,陷阱电荷和镜像电荷重合,其作用完全抵消.这一点很容易理解,位于栅电极上的陷阱电荷其实就是栅电极上的电荷,其俘获和发射实际上就是栅极电流.

不考虑镜像电荷时,当陷阱在栅介质中从 0~1.4nm 分布时,用数值方法解(4)式所得到的载流子空洞半径仅从 14.2nm 变化到 14.1nm,根据这一尺寸,由(12)式估算出的 RTS 噪声的相对幅度仅可从 5.54%变化到 5.46%,相对变化仅 1.5%,这距离两个数量级以上^[5]的变化相去甚远.而考虑了镜像电荷之后,当陷阱在栅介质中同样分布,载流子空洞半径则从 3.3nm 变化到 0,由(12)式估算出的 RTS 噪声的相对幅度相应地从 0.26%变化到 0,这完全可以解释两个数量级甚至更大的变化.因此,本文认为栅电极上的感应电荷是亚阈值区 RTS 噪声幅度宽范围分布的最主要原因.

另外,对于不同栅厚度的器件,栅介质越薄,栅电极距离陷阱电荷就越近,镜像电荷的影响也就越大,器件 RTS 噪声的幅度也随之减小,这样就得出,栅介质越薄其 RTS 噪声的幅度越小.这意味着,可以通过减小栅介质的厚度来抑制器件的低频噪声.

5 结论

本文深入研究了 SMIC 90nm 工艺 1.4nm 栅厚度 0.18 μm ×0.15 μm 尺寸 nMOS 器件 RTS 噪声幅度特性,并在此基础上提出了利用扩散来分析 RTS 的方法.该方法更符合器件工作原理,利用该方法不仅解释了亚阈值区器件 RTS 噪声的指数特征,而且可以简化以前的 RTS 噪声模型.

同时,本文还引入了陷阱电荷影响栅电极的电荷分布,进而对沟道电流产生影响的新机制.该机制符合实验结果,还可用来解释 RTS 幅度的宽范围分布.利用这一机制,本文还得出在其他条件不变的情况下,器件低频噪声会随栅介质厚度减小而降低的结论.

参考文献

- [1] Zhuang Yiqi, Sun Qing. Noise and its minimizing technology

- in semiconductor devices. Beijing: National Defence Industry Press, 1993 (in Chinese) [庄奕琪, 孙青. 半导体器件中的噪声及其低噪声化技术. 北京: 国防工业出版社, 1993]
- [2] Bao Junlin. Study on noise-reliability diagnostic methods in semiconductor devices. PhD Dissertation of Xidian University, 2005 (in Chinese) [包军林. 半导体器件噪声-可靠性诊断方法研究. 西安电子科技大学博士论文, 2005]
- [3] Kirton M J, Uren M J. Noise in solid-state microstructures: a new perspective on individual defects, interface states and low-frequency ($1/f$) noise. *Advances in Physics*, 1989, 38(4): 367
- [4] Uren M J, Day D J, Kirton M J. $1/f$ and random telegraph noise in silicon metal-oxide-semiconductor field-effect transistors. *Appl Phys Lett*, 1985, 47(11): 1195
- [5] Simoen E, Dierickx B, de Canne B, et al. On the gate- and drain-voltage dependence of the RTS amplitude in submicron MOSTs. *Appl Phys A*, 1994, 58(4): 353
- [6] Restle P. Individual oxide traps as probes into submicron devices. *Appl Phys Lett*, 1988, 53(19): 1862
- [7] Simoen E, Dierickx B, Claeys C. Random telegraph signal noise: a probe for hot-carrier degradation effects in submicrometer MOSFET's. *Microelectron Eng*, 1992, 19(3): 605
- [8] Simoen E, Dierickx B, Claeys C. Hot-carrier degradation of the random telegraph signal amplitude in submicrometer Si MOSTs. *Appl Phys A*, 1993, 57(3): 283
- [9] Simoen E, Dierickx B. Critical examination of the relationship between random telegraph signals and low-frequency noise in small-area Si MOST's. 12th International Conf on Noise in Physical Systems and $1/f$ Fluctuations, AIP Conference Proceedings, 1993, 285: 390
- [10] Hung K K, Ko P K, Hu C, et al. Random telegraph noise of deep-submicrometer MOSFETs. *IEEE Electron Device Lett*, 1990, 11(2): 90
- [11] Nakamura H, Yasuda N, Taniguchi K, et al. Existence of double-charged oxide traps in submicron MOSFET's. *Jpn J Appl Phys, Part 2*, 1989, 28(11): L2057
- [12] Kirton M J, Uren M J, Collins S, et al. Individual defects at the Si/SiO₂ interface. *Semicond Sci Technol*, 1989, 4(12): 1116
- [13] Ohata A, Toriumi A, Iwase M, et al. Observation of random telegraph signals: anomalous nature of defects at the Si/SiO₂ interface. *J Appl Phys*, 1990, 68(1): 200
- [14] Fang P, Hung K K, Ko P K, et al. Hot-electron-induced traps studied through the random telegraph noise. *IEEE Electron Device Lett*, 1991, 12(6): 273
- [15] Simoen E, Dierickx B, Claeys C, et al. Explaining the amplitude of RTS noise in submicrometer MOSFETs. *IEEE Trans Electron Devices*, 1992, 39(2): 422
- [16] Roux O, Dierickx B, Simoen E, et al. Investigation of drain current RTS noise in small area silicon MOS transistors. *Microelectron Eng*, 1991, 15(4): 547
- [17] Shi Z M, Miéville J P, Dutoit M. Random telegraph signals in deep submicron n-MOSFET's. *IEEE Trans Electron Devices*, 1994, 41(7): 1161
- [18] Ma Zhongfa, Zhuang Yiqi, Du Lei. A percolation study of RTS noise in deep sub-micron MOSFET by Monte Carlo simulation. *Chinese Physics*, 2005, 14(4): 808
- [19] Tsividis Y P. Operation and modeling of the MOS transistor. New York: McGraw Hill, 1981
- [20] Sze S M. Physics of semiconductor devices. 2nd ed. New York: McGraw- Hill, 1981
- [21] Bao Li, Bao Junlin, Zhuang Yiqi. A method for locating the position of an oxide trap in a MOSFET by RTS noise. *Chinese Journal of Semiconductors*, 2006, 27(8): 1426 (in Chinese) [鲍立, 包军林, 庄奕琪. 利用 RTS 噪声确定 MOSFET 氧化层中陷阱位置的方法. 半导体学报, 2006, 27(8): 1426]

RTS Amplitude of 90nm MOS Devices in Sub-Threshold Region *

Bao Li[†], Zhuang Yiqi, Ma Xiaohua, and Bao Junlin

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

Abstract: Based on research on the amplitude of RTS in SMIC 90nm CMOS nMOS $0.18\mu\text{m} \times 0.15\mu\text{m}$ devices with a 1.4nm gate oxide, an approach to diffusion that fits MOS operation principles better is proposed. Furthermore, a new mechanism in which a border trap changes the charge distribution of the gate and thus influences the channel current is also involved. Research shows that this method not only explains the experiment results, but also can be used to explain the distribution of RTS amplitude.

Key words: RTS; amplitude; deep sub-micron; MOS

PACC: 4350; 5225G; 7270

Article ID: 0253-4177(2007)09-1443-05

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Nos. 60276028, 60676053)

[†] Corresponding author. Email: paulinx@163.com

Received 11 March 2007, revised manuscript received 5 April 2007