

基于 PDSOI 单粒子翻转物理机制的 SPICE 模型研究

范紫菡, 毕津顺, 罗家俊

(中国科学院微电子研究所, 北京 100029)

摘 要: 通过研究半导体器件单粒子翻转的物理机制, 利用 Synopsys TCAD 工具对基于中国科学院微电子所开发的 0.35 μm 部分耗尽 SOI 器件进行单粒子翻转的模拟, 讨论了器件模拟物理模型的选择, 验证了理论分析的正确性, 并对重离子撞击引起的瞬态电流过程进行分析. 分析表明单粒子翻转存在两个放电阶段, 第一阶段过量电子漂移扩散电流组成激增电流部分; 第二阶段部分耗尽 SOI 器件寄生三极管放电机制以及过量空穴放电机制引起的缓慢电流放电“尾部”. 结合激增电流的物理意义, 提出合理的数学模型, 推导出描述此电流的一维解析解; 对于缓慢衰减的“尾部”电流, 提出子电路模型, 并基于 SPICE 三极管模型进行参数提取, 着重讨论了单粒子翻转的敏感参数. 最后给出了以反相器为例的 SPICE 模拟与 TCAD 模拟在瞬态电流, 输出节点电荷收集, LET 阈值的对比结果, 验证了 SPICE 模型的合理性和精确性.

关键词: 深亚微米部分耗尽 SOI 器件; 单粒子翻转; SPICE 模型; 三极管参数提取; TCAD 仿真

中图分类号: TP32

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2011)12-0040-06

A Study of Physics-basis SEU SPICE Model

FAN Zi-han, BI Jin-shun, LUO Jia-jun

(The Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China)

Abstract: According to the physical mechanics of single event upset (SEU), a two-dimensional simulation based on 0.35 μm PDSOI MOSFET explored by the Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences, has been done to assist to analysis the transit current induced by ion striking, for the purpose of citifying the electrical behaviors. The analysis result shows that there have two discharging phases during SEU, one is the excess electrons diffusion and drift current forming the prompt current; then the parasitic bipolar of PDSOI and the excess holes forming the long discharging current “tail”. Combining with the fundamental physical mechanism, a mathematic model is proposed, providing with a one-dimensional analytical solution. A simple sub circuit model is necessary to characterize the extra longer delay part. Focusing on discussion of the sensitive parameter of SEU, this paper describes explicitly on the parameter extraction. An inverter is used as an example to compare the result between SPICE and TCAD simulation with the transient current, the collected charge of output node, and the LET threshold, which prove that the SEU SPICE model is reasonable and accurate to predict SEU effect.

Key words: deep submicron PDSOI device; SEU; SPICE model; BJT parameter extraction; TCAD simulation

1 引言

当自然空间环境中的高能粒子(例如中子、光子、 α 粒子、或其他重离子^[1])撞击到 MOSFET 有源区时,会导致漏端产生瞬态电流,这些电流足以使信息节点发生翻转,使存储电路单元发生一系列逻辑

错误. 为区别于器件的永久失效,此类错误被称为软错误,此现象称为单粒子翻转(SEU)^[2].

由于 SOI MOSFET 减小顶层硅膜的厚度,从而减少粒子入射淀积的电荷,且其源漏到底的结构不存在漏斗效应,所以被视为抗单粒子效应很优的器件^[2]. 但对于 SOI,其体区淀积电荷不能很快地泄

收稿日期: 2011-03-08; **修回日期:** 2011-05-10

基金项目: 国家重点基础研究子课题“高性能低功耗新型纳米尺度 MOS 器件研究”(2006CB3027-01)

放,使寄生三级管效应显著(通常以三极管工作在正向放大区为参考,视漏极为集电极,体接触为基极,源极为发射极).而寄生晶体管导致的双极放大效应对单粒子翻转起着主要的贡献^[3].对于粒子入射体区,注入的空穴不能很快泄放,使得对节点放电的电荷被放大,这也被称为单粒子入射单个器件的最坏状态^[3].

文献[3]证实二维模拟可以帮助分析 SEU 各个参数,但单个器件的数值仿真都需要在几个小时左右.而基于 SPICE 的模型可以在秒级完成对 SEU 的预测.基于物理机制建立的模型虽然没有单纯数学拟合的模型精度高,但对于尺寸缩小的微电子器件更具有实际意义.本文针对粒子入射 PDSOI MOSFET 体区单粒子翻转物理机制进行基于 SPICE 的子电路模型建立,并以反相器为例介绍建模过程.此模型以牺牲精度换取工程时间,可用于电路级预测单粒子翻转效应,为抗单粒子集成电路设计提供仿真平台.

2 SEU 物理机制与二维混合模拟方法

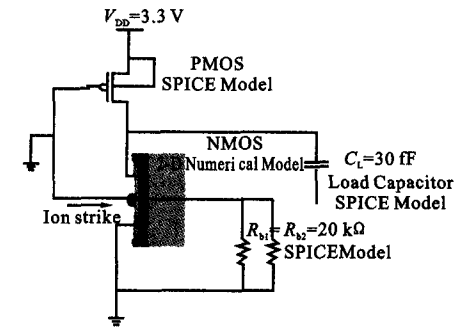
SEU 的物理过程分为电荷淀积与电荷收集,本文主要研究重离子引起的 SEU.利用 Synopsys TCAD 自带 Heavy Ion 模块^[4]模拟电荷淀积过程,通过对模拟结果的分析研究电荷收集过程,并在后面的工作中针对此电荷收集机制进行 SPICE 模型建立.

2.1 TCAD 混合模型模拟

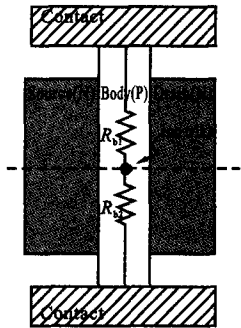
为了节省时间成本而不失实际意义,本文利用 Synopsys TCAD 工具中器件模拟器 dennis 进行单粒子翻转二维混合模型仿真,即同时使用器件数值仿真以及基于 SPICE 模型器件的仿真.

图 1 示出本文以二维混合模型仿真代替三维仿真的方法图.图 1(a)为 dennis 中 System 模块电路示意图,可以看到,其中 NMOSFET 为基于中国科学院微电子所开发的 0.35 μm 部分耗尽 SOI 器件工艺,通过工艺仿真器 Dios 生成,其尺寸以及掺杂浓度如表 1 所示.文献[3]表明注入的电子空穴对在器件宽度方向上的扩散范围为 1 μm ,即有效三极管的宽度为 1 μm ,本文设器件宽度为 1 μm .图 1(b)为图 1(a)中 NMOS 示意版图,其沿虚线的切面代表图 1(a)中 NMOSFET 二维截面, R_{b1} 和 R_{b2} 描述沿器件宽方向体电阻,都设为 20 k Ω .可通过改变两电阻数值不同模拟粒子注入器件的位置,从而实现用二维混合仿真代替三维仿真结果.忽略单粒子撞击

多器件引起逻辑翻转,图 1(a)中除 n 沟 MOSFET 以外的器件全部选用 SPICE 模型从而加强收敛性,提升仿真效率.



(a) Synopsys TCAD dennis 中 System 模块仿真原理图



(b) NMOS 管示意版图

图 1 以二维混合模型仿真代替三维仿真的方法图

表 1 0.35 μm PDSOI NMOSFET 工艺器件参数表

参数	数值
栅氧厚度	7.00 nm
栅氧下硅膜厚度	0.16 μm
埋氧厚度	0.40 μm
体区平均掺杂浓度	$4.60 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$
源/漏平均掺杂浓度	$1.00 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$
版图绘制器件栅长	0.35 μm
有效栅长	0.28 μm
器件栅宽	1.00 μm
阈值电压	0.71 V

电荷淀积过程由 Heavy Ion 模块模拟.粒子注入产生的电子空穴对分布于半径为 0.01 μm 的圆柱体中,由高斯分布描述.而在粒子入射器件的过程中,LET 值始终保持恒定值.此仿真中 LET 值由 pC/ μm 衡量,粒子注入的方向选择为垂直器件栅平面入射,如图 1(a)所示,器件有源区注入电荷可以由粒子 LET 值和有源区硅膜厚度的乘积计算出来.为研究寄生三极管在 SEU 过程中的工作状态,粒子撞击的位置选择为体区中心,如图 1(b)所示.

对于单粒子翻转仿真模拟, dssis 中载流子复合产生物理模型的选择较为重要, 对节点收集电荷的计算影响较大. 由于单粒子翻转中, 被撞击区复合是影响瞬态电流“尾部”形状、翻转电压持续宽度以及收集电荷的主要复合模型. 雪崩击穿中的 Bologna 碰撞电离模型^[5]对 SEU 参数贡献微小电荷. 此仿真同时采用了辐射复合模型、肖特基模型和能带间直接复合模型. 对于迁移率模型, 仿真考虑了迁移率对掺杂浓度的依赖, 由于器件尺寸减小, 器件在高电场下工作的迁移率衰减, 依赖于载流子之间相互散射. 最后, 同样考虑到器件部分区域高载流子密度状态, 采用了费米狄拉克统计代替了传统仿真中的波尔兹曼统计.

2.2 电荷收集物理机制分析

图 2 示出 LET 值设为 $1 \text{ pC}/\mu\text{m}$ 状态下的电流, 以及输出漏端电压翻转状态, 入射电荷为 160 fC . 图 3 示出了文中主要研究三个电流成分, 分别为: 漏端电子电流 (I_{ed}), 源端电子电流 (I_{es}), 源端空穴电流 (I_{hs}), 体端空穴电流 (I_{b}). 这里的漏端电子电流等于漏端总电流. 电流方向规定流入为正.

从图 3 中可以看到, 在前几十皮秒内, 漏端电子电流与源端电子电流具有相同的数值, 这部分激增电流为在 SOI 器件中传统定义的由入射粒子注入电荷引起的电流^[5]. 在粒子撞击器件栅端, 穿过体区, 沿粒子入射路径的体区淀积大量的电子空穴对. 由于电子的迁移率比空穴大, 过量电子先被漏端收集^[3], 主要由两部分组成: (1) 由掺杂浓度差引起的电子扩散电流; (2) 反偏漏结引起的漂移电流. 而空穴则通过体电阻, 体漏电容、源漏电容, 栅电容^[5]建立平衡, 同时体电势提升, 慢慢达到部分耗尽 SOI 寄生 NPN 管开启的电位. 通常假设^[3]此时体区是准中性的, 没有内建势和空间电荷, 空穴浓度与电子浓度相等.

按照三极管各极电流关系定义:

$$I_{\text{ne}} = I_{\text{nc}} + I_{\text{vb}} \quad (1)$$

即源端电子电流等于漏端电子电流与体区多子复合电流之和. 但如图 3 中所示的 I_{ed} 与 I_{es} 之间的阴影部分, 说明除了传统认为^[3]的三极管电流机制, 还存在着另外的机制对节点收集电荷有贡献. 图 3 也示出了漏电子电流与源电子电流绝对值的差, 发现与流出体区的电流与流出源的空穴电流之和相等. 这也说明在激增电流阶段中存于电容中的过量空穴分别通过体电阻和源区进行放电.

对于第三个电流机制寄生三极管, 寄生三极管

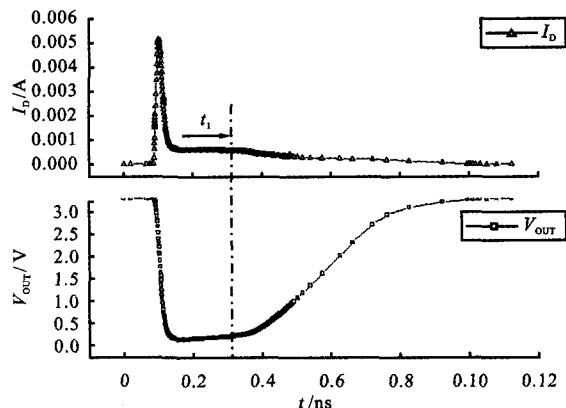


图 2 二维混合仿真反相器输出电压和 n 管漏端电流波形

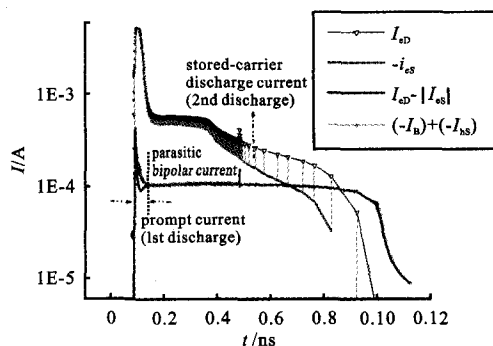


图 3 二维混合仿真的各个电流成分

并没有一直工作在放大区, 电流增益并不为常数. 当激增瞬态脉冲电流把输出电压拉至低电平, 寄生 NPN 管的两个结都处于正偏状态, 此时三极管处于饱和区, 如图 2 中 t_1 标注范围所示, 此时三极管的集电极电流 I_C 为常数, 其值为

$$I_C = \frac{V_{\text{DD}} - V_{\text{CES}}}{R_{\text{pmos}}} \quad (2)$$

式中, V_{DD} 为电源电压, V_{CES} 寄生三极管的饱和区电压, R_{pmos} 为 PMOS 处于线性区电阻. 而饱和电压可表示为

$$V_{\text{CES}} = r_C \times I_C + (V_{\text{BE}} - V_{\text{BC}}) + r_E \times (I_C + I_B) \quad (3)$$

式中, r_C , r_E 为发射区和集电区电阻. 随着 PMOS 给负载电容充电, 输出电压慢慢向正确逻辑值回升, 寄生三极管慢慢由饱和区转入放大区, 漏端电流量指数型下降. 其中的转换时间与存储的电荷、基区渡越时间以及对存储电容的放电电流有关. 随着体区积累的空穴放电, 基区的电势慢慢下降, 三极管最终截止, 单粒子翻转引起的电流慢慢衰减为零.

3 一维解析解激增电流的导出

根据二维混合仿真结果, 建立入射点为体区时漏端激增电流解析式. 图 4 显示了电子浓度在粒子

入射后前 120 ps 的变化过程. 粒子入射位置为 $x = 0.05 \mu\text{m}$. 可以看到 $t = 0$ ps 时电子浓度呈高斯状分布, 并且沿入射路径的电子浓度远远超过体区的平均掺杂浓度. 10 ps 时, 电子分布已经不再呈高斯分布, 电子很快向四周扩散, 但依然是入射路径的电子浓度高, 靠近源漏区的电子浓度低. 而 20 ps 时已经可以看到电子在体区偏源区的堆积, 而漏结附近电子浓度很小, 由此假设边界条件为漏结处电子浓度为 0, 源结处电子电流浓度为 0. 根据二维混合仿真结果建立了电子入射瞬间, 即 $t = 0$ 时的一维数学模型, 如图 5 所示. 由于电子浓度随着时间的变化对入射高斯分布半径不敏感^[3], 本文用 delta 函数来模拟入射 $t = 0$ 时刻的高斯分布. 图中 L 并非传统意义的沟道长度, 而是寄生三极管的基区宽度. 由于 LDD 结构, 基区宽度比沟道长度大一些, 本文中 $L = 0.4 \mu\text{m}$. 为了减小计算复杂度, 图 5 的 x 坐标与图 4 定义不同, 粒子入射位置在二维混合仿真中应为 $3L/8$, 考虑便于计算一维模型采用 $2L/5$, 差别不影响最后模型的精度.

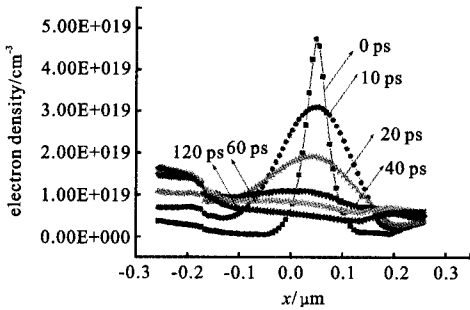


图 4 入射电荷为 160 fC, 粒子撞击体区后各个时刻二维 ISE dessis 模拟电子分布

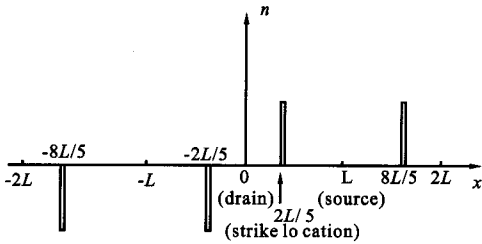


图 5 粒子入射后 $t = 0$ 的数学模型

根据电子空穴行为的一维方程:

$$J_n = qD_n \frac{\partial n}{\partial x} + q\mu_n nE \quad (4)$$

$$J_p = qD_p \frac{\partial p}{\partial x} + q\mu_p pE \quad (5)$$

$$\frac{\partial J_n}{\partial x} = q \frac{\partial n}{\partial t} + q \frac{n}{\tau_n} \quad (6)$$

$$\frac{\partial J_p}{\partial x} = q \frac{\partial p}{\partial t} + q \frac{p}{\tau_p} \quad (7)$$

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = \frac{kT}{q} \quad (8)$$

式中, J_n 和 J_p 分别为电子和空穴的电流浓度, n 为体区中电子浓度, E 为电场强度, D_n 和 D_p 为电子和空穴的扩散系数, μ_n 和 μ_p 为电子和空穴的迁移率, τ_n 和 τ_p 分别为电子和空穴的寿命. 当入射电子空穴对浓度远远高于体区掺杂浓度 ($N_A \ll n$), 式(4)右边的第二项不再能忽略. 由于载流子的寿命远长于单粒子瞬态激增电流持续时间, 在这里假设 $1/\tau_n$ 和 $1/\tau_p$ 为 0. 根据准中性(体区内没有内建势)和高注入条件 $n = p$, 式(4) ~ (8) 可化简为

$$D \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} = \frac{\partial n}{\partial t} \quad (9)$$

其中

$$D = \frac{2D_n D_p}{D_n + D_p} \quad (10)$$

在这里用被称为在高注入下的“双极扩散系数”的 D 代替了 D_n ^[3].

方程(9) 通解为^[6]

$$n(x, t) = \exp(-a^2 D_n t) [A \cos ax + B \sin ax] \quad (11)$$

由图 4 建立边界条件:

$$n|_{x=0} = 0 \quad (12)$$

$$qD \frac{\partial n}{\partial x} \Big|_{x=L} = 0 \quad (13)$$

认为漏体边界没有电子堆积, 而通过源体边界的电流为 0. 带入式(11) 可求得系数 $A = 0$, 且:

$$a = \frac{n\pi}{2L}, n = 1, 3, 5, 7 \dots \quad (14)$$

则电子浓度可表示为

$$n(x, t) = \sum_{\substack{n=1 \\ (n \text{ odd})}}^{\infty} b_n \exp(-a^2 D_n t) \sin\left(\frac{n\pi}{2L} x\right) \quad (15)$$

设 $f(x, t)$ 是周期为 $2L$ 的函数, 并依据正弦函数的特性:

$$n(x, 0) = \frac{Q}{w_c t_{si} q} \left[\delta\left(x - \frac{2L}{5}\right) + \delta\left(x - \frac{8L}{5}\right) - \delta\left(x + \frac{2L}{5}\right) - \delta\left(x + \frac{8L}{5}\right) \right] \quad (16)$$

式中, w_c 为粒子注入高斯分布的平均宽度, t_{si} 为有源区硅膜厚度, Q 为对应粒子入射 LET 的电荷量.

$$b_n = \frac{1}{2L} \int_{-2L}^{2L} n(x, 0) \sin\left(\frac{n\pi}{2L} x\right) dx \quad (17)$$

积分得

$$b_n = \frac{8Q}{w_c t_{si} q} \sin\left(\frac{n\pi}{5}\right) \quad (18)$$

流出撞击点的电子电流为

$$I_d(t) = w_c t_{si} J_n = w_c t_{si} q D \frac{\partial n(x,t)}{\partial x} \Big|_{x=\frac{2L}{5}} \quad (19)$$

将式(15)、(18) 带入式(19),得

$$I_d(t) = \frac{1.3Q}{t_p} \times [\sin(\frac{2\pi}{5})\exp(-\frac{t}{t_p}) - 3\sin(\frac{\pi}{5})\exp(-\frac{9t}{t_p}) + (3\sin(\frac{\pi}{5}) - \sin(\frac{2\pi}{5}))\exp(-\frac{49t}{t_p})] \quad (20)$$

其中

$$t_p = \frac{4x_s^2}{\pi^2 D} \quad (21)$$

$1/t_p$ 为 pn 结收集电子的时间常数. x_s 为图 5 中示出的离子入射位置,为 $2L/5$, 约为 $0.15\ \mu\text{m}$.

可以看到激增电流的数值和宽度与注入粒子 LET 值,以及撞击点相关. 由于漏结初始状态为反偏,会大量收集电子,所以此电流源通常被连接在漏极及体接触间. 而将电流源连于漏端和源端间的方法^[7],忽略了体区存储的电荷和寄生三极管效应,使模拟结果过于乐观.

4 基于器件物理的 SPICE 模型建立

4.1 模型建立方法

本文用图 6 示出的子电路模型描述单粒子翻转,其中 PMOS、NMOS 体电阻以及输出负载电容 CL 所用模型和取值与二维模拟中所用相同. NMOS 采用为 BSIMSOI 模型. 其中电流源 I_d 由式(20)描述. 由于高注入对于单粒子翻转效应十分重要,本文没有采用 BSIMSOI 自带的寄生三极管模型,而是如图 6 中所示,在 PDSOI NMOS 的漏、源、体分别并上 NPN 的集电极、基极、发射极. 另外 NPN 管基于 Gummel Poon 模型,便于对器件提参. 电容 C_{be} 和 C_{bc} 为 GP 模型 AC 部分中集电结电容和发射结电容,其值也从器件中提出. 与此同时,BSIMSOI 中的源体结电容和漏体结电容被设为 0. 这是由于在单粒子翻转过程中,体源结正偏,漏体结也要经历正偏,扩散电容模型在此更为合适.

根据 2.2 节所述电子空穴的放电过程,利用体电阻和发射结电容来描述粒子入射后瞬间空穴平衡的 RC 效应. 如图 6 所示,电容中存储的过量空穴通过源端放电过程由 R_{leak} 描述,通过体电阻放电过程由 R_b 描述.

所有的 GP 模型参数提取对应数据都应模拟大电流情况下的数据,其 $V_{CE}I_C$ 曲线都符合单粒子翻转时电流的数量级. 因为在单粒子翻转器件,基区电

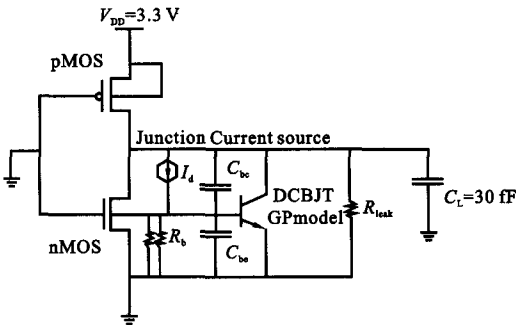
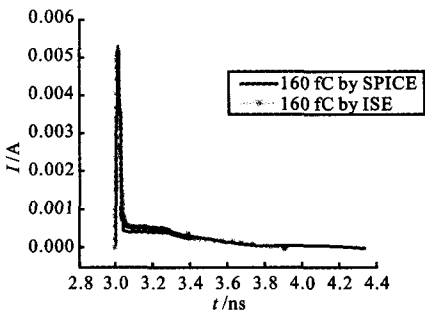


图 6 NMOS 单粒子翻转模型

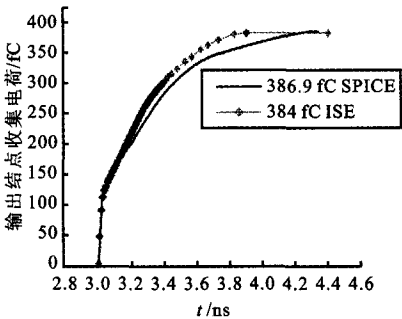
压一直保持在相对高的数值上,所以在 DC 部分 BJT 参数提取中,除了电流增益 β ,电流增益大电流衰减系数对最后收集电荷总量非常重要. 而 AC 部分中, C_{be} 的精度更为重要,因为它决定了基区电压上升的数值. 而基区传输系数 TF 也同样决定着收集电荷,但由于实验条件所限,本文采用了经验公式描述^[3]:

$$TF = \frac{L^2}{4D} \quad (22)$$

式中, L 依然为基区平均宽度. SPICE 仿真结果与二维模拟对比结果如图 7(a)、(b)所示. LET 阈值对比结果见表 2.



(a) SPICE与ISE的单粒子翻转时反相器输出电流对比



(b) SPICE与ISE的单粒子翻转时反相器输出结点收集

图 7 SPICE 仿真结果与二维模拟对比结果

表 2 反相器 LET 阈值

ISE	31.525 MeV · cm ² /mg
SPICE	34.823 MeV · cm ² /mg

4.2 误差分析

从图 7(a)可以看出,一维解析解能够很好的拟合二维仿真中激增电流部分,但是在 2.2 节提到的 t_1 部分拟合存在差异,这可能是由于饱和电压的不同造成的.如式(3)所述,三极管饱和电压亦由集电极电阻和发射区电阻决定,这可能是由于提取的电阻值过小.而“尾部”的电流拟合存在差异,这是由于(1)在子电路模型中引入了 R_{leak} , (2)基区传输时间是经验公式,没有考虑大电流系数引入误差,但是这些误差正好和前面饱和区电流误差相抵消,最终输出节点收集电荷误差为 0.75%.

而 LET 阈值的误差为 10.46%,这是由于在 3、4 两节中,无论是提参还是一维模型的建立,都仅考虑了大电流情况,而在粒子能量小时,电子空穴对的浓度就不大于基区平均掺杂浓度,引入较大误差.本文将进一步工作证实此 SPICE 模型对于预测 SEU 实验结果的实用性.

对于同一台主频为 2 GHz, 1.93 GB 内存双核电脑,二维混合仿真需要 21 个小时,而 SPICE 只需要 15 s. 本文工作在可接受的误差范围中,用精度换来了工程速度极大地提升.

5 结束语

本文通过介绍单粒子翻转过程中电荷淀积过程以及电荷收集过程,主要对 PDSOI MOSFET 二维器件的单粒子效应模拟,讨论了二维混合仿真 TCAD Dessis 中采用的物理模型及其意义,对单粒子翻转的物理过程进行阐述.

根据二维混合仿真的电子分布建立数学模型,得出激增电流部分的解析解,搭建子电路模型,并对 PDSOI MOSFET 进行寄生三极管的参数提取.利用电流源描述漏端激增电流部分,引入 R_{leak} 和 R_b 分

别描述过量空穴通过源区和体电阻放电的过程,引入三极管描述电流“尾部”放电过程.

本文提出 SPICE 模型全部基于物理机制,而非非曲线拟合.从结果来看,SPICE 模型与二维混合仿真模型有很好的切合度,可用于电路级预测单粒子翻转效应,为抗单粒子集成电路设计提供仿真平台.

参考文献:

- [1] 王佩,李磊.一种基于 Weibull 函数的单粒子注入脉冲模型[J].微电子学与计算机,2010,27(9):61-64.
- [2] Dodd P E. Basic mechanisms for single-event effects [C]// IEEE Nuclear and Space Radiation Effects Conference Short Course. Norfolk, Virginia, 1999: II-2.
- [3] Fulkerson D E, Liu H. A charge-control SPICE engineering model for the parasitic bipolar transistor action in SOI CMOS SEU[J]. IEEE Trans. Nucl. Sci., 2004, 51(1):275.
- [4] Kobayashi D, Aimi M, Saito H, et al. Time-domain component analysis of heavy-ion-induced transient currents in fully-depleted SOI MOSFETs[J]. IEEE Trans. Nucl. Sci., 2006, 53(6):3372.
- [5] Rainvill E D. Elementary differential equations[M]. 3rd ed. New York: the Macmillan Company, 1964:415.
- [6] 李玉红,赵元富,岳素阁,等.基于 DICE 结构的抗辐射 SRAM 设计[J].微电子学与计算机,2007,24(12):107-110.

作者简介:

范紫菡 女,(1986-),硕士研究生.研究方向为硅器件与集成技术.

毕津顺 男,(1979-),博士.研究方向为硅器件与集成技术.

罗家俊 男,(1973-),博士.研究方向为硅器件与集成技术.

(上接第 39 页)

- [7] Adlakha S, Srivastava M. Critical density thresholds for coverage in wireless sensor networks[J]. Wireless Communications and Networking, IEEE, 2003:16-20/1615-1620.
- [8] 屈玉贵,翟羽佳,蔺智挺,等.一种新的无线传感器网络传

感器放置模型[J].北京邮电大学学报,2004,27(6):3-4.

作者简介:

姚盼盼 女,(1983-),硕士.研究方向为无线传感器网络与物联网应用技术.