

# 临近空间单粒子串扰的解析模型\*

刘保军<sup>†</sup> 蔡理

(空军工程大学理学院, 西安 710051)

(2011年12月12日收到; 2012年3月9日收到修改稿)

随着尺寸不断缩减, 串扰对单粒子效应的影响越来越重要. 为了量化串扰效应对单粒子瞬态 (SET) 的影响, 基于 SET 等效电路和互连线的 6 结点模型, 利用所定义的导纳的四种规则, 简化计算, 推导了单粒子串扰 (SEC) 的解析模型. 通过求导和泰勒公式, 导出了串扰电压峰值的表达式. 仿真结果显示, 该解析模型与 SPICE 电路的一致性较好, 平均相对误差为 2.51%, 最大误差为 5.11%.

**关键词:** 单粒子串扰, 解析模型, 导纳, 临近空间

**PACS:** 61.80.-x, 07.05.Tp, 44.05.+e

## 1 引言

临近空间是一个具有重要利用价值的空天领域<sup>[1]</sup>, 有着广泛的应用, 如通信保障、情报收集等<sup>[2-4]</sup>, 特别是在军事应用中有着重要的战略地位, 而这些应用几乎都离不开微处理器、存储器和功率器等微纳电子器件<sup>[3,4]</sup>. 临近空间的辐射环境较为恶劣, 大量的高能粒子在入射微纳电子器件时, 可引起单粒子效应 (single event effects, SEE), 严重威胁着器件的可靠性. 随着器件特征尺寸的不断缩减, SEE 成为重要的辐射效应. 由于先进技术的不断进步, 互连线间的间隔宽度比变小、厚度宽度比增加, 导致互连线间的耦合效应增强<sup>[5,6]</sup>, 随着集成电路的封装密度和时钟频率的增加, 互连线间的串扰噪声变得不可忽略<sup>[7,8]</sup>.

目前, 预测纳米尺度下的单粒子串扰的解析模型的文献较少, 文献 [9] 采用互连线的  $4\pi$  模型和主极近似的方法预测了 65 nm 节点下的单粒子串扰模型, 但是误差较大 (平均误差为 6.16%), 精度不高, 且计算串扰峰值采用迭代法, 过程繁琐、复杂. 针对其不足, 本文基于导纳概念<sup>[10]</sup> 和 SEE 的等效电路, 推导了单粒子瞬态 (single event transient, SET) 在串扰下所产生的电压扰动的解析表达式, 量化了

串扰效应对 SET 的影响. 虽然电路仿真, 如 SPICE 等软件, 可以给出较为准确的单粒子串扰结果, 但是所需要的时间较长, 且当电路结构较复杂时, 电路仿真预测串扰结果的工作量很大, 不利于电路的高速集成化应用. 目前, 存在着较多的互连线分布模型<sup>[5,7,10-12]</sup>, 如 2 结点、3 结点、4 结点等, 这里采用 6 结点的互连线分布模型, 基于导纳概念, 有效地简化了计算过程和电压扰动表达式的复杂性. 利用该解析模型, 通过求导和泰勒公式, 求出了峰值时间及电压的简化表达式. 通过与 SPICE 的仿真结果比较, 证实了该解析模型的准确性和有效性.

## 2 导纳的基本理论

用  $Y(s)$  表示电路中结点导纳的拉普拉斯变换, 那么将导纳按照泰勒公式展开, 表示为

$$Y(s) = \sum_{n=0}^{\infty} y_n s^n, \quad (1)$$

中  $y_n$  是  $n$  阶泰勒展开系数. 对于大多数应用来说, 导纳展开到三次项就可以较准确地描述线性电路的瞬时响应<sup>[10]</sup>, 即导纳表示为

$$Y(s) = y_0 + y_1 s + y_2 s^2 + y_3 s^3 + O(s^4). \quad (2)$$

\* 国家自然科学基金 (批准号: 61172043) 和陕西省自然科学基金基础研究计划重点项目 (批准号: 2011JZ015) 资助的课题.

<sup>†</sup> E-mail: liubaojun102519@sina.com

在推导单粒子串扰的解析模型中, 需要用到以下几个基本的导纳规则 (rule), 如图 1 所示. 这些规则的结论是显然的, 这里不予证明, 其中 Rule1 和 Rule3 源于文献 [10].

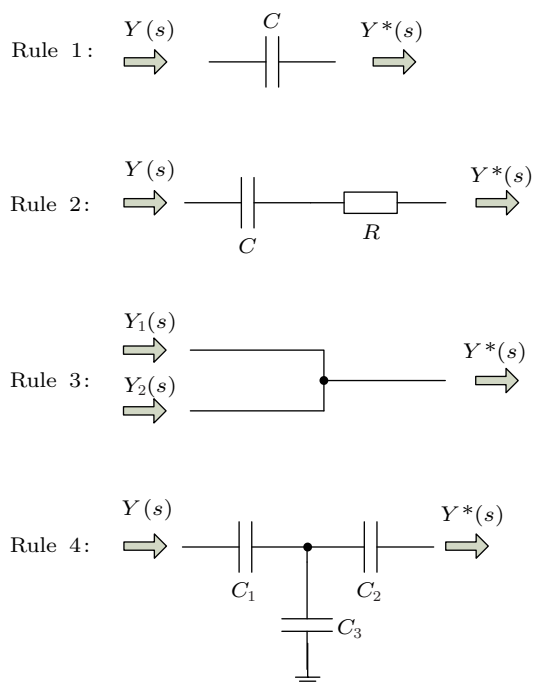


图 1 导纳规则示意图

Rule 1<sup>[10]</sup>: 串联电容

$$\begin{aligned} y_0^* &= 0, \\ y_1^* &= C, \\ y_2^* &= -\frac{C^2}{y_0}, \\ y_3^* &= \frac{C^2(y_1 + C)}{y_0^2}. \end{aligned} \quad (3)$$

Rule 2: 串联电容和电阻

$$\begin{aligned} y_0^* &= 0, \\ y_1^* &= C, \\ y_2^* &= -\frac{C^2}{py_0}, \\ y_3^* &= \frac{C^2(p^2y_1 + C)}{p^2y_0^2}, \end{aligned} \quad (4)$$

其中,  $p = 1/(1 + Ry_0)$ .

Rule 3<sup>[10]</sup>: 并联汇集

$$\begin{aligned} y_0^* &= y_{1,0} + y_{2,0}, & y_1^* &= y_{1,1} + y_{2,1}, \\ y_2^* &= y_{1,2} + y_{2,2}, & y_3^* &= y_{1,3} + y_{2,3}, \end{aligned} \quad (5)$$

其中,  $y_{i,n} (i = 1, 2, n = 0, 1, 2, 3)$  是第  $i$  线导纳的第  $n$  阶泰勒展开系数.

Rule4: 串联 T 形电容

$$\begin{aligned} y_0^* &= 0, \\ y_1^* &= C_{\text{eff}}, \\ y_2^* &= -\frac{C^2}{y_0}, \\ y_3^* &= \frac{C^2(y_1 + kC)}{y_0^2}, \end{aligned} \quad (6)$$

其中

$$\begin{aligned} C_{\text{eff}} &= \frac{C_2(C_1 + C_3)}{C_1 + C_2 + C_3}, \\ C &= \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2 + C_3}, \\ k &= 1 + C_3/C_2. \end{aligned}$$

### 3 单粒子串扰的解析模型

#### 3.1 单粒子效应的等效电路

临近空间的高能粒子, 入射到器件的敏感区内, 产生大量的电子 - 空穴对, 导致产生一个瞬态电流, 进而引起器件逻辑值的变化<sup>[13]</sup>, 这就是单粒子效应 (SEE). 通常在电路仿真中, 采用双指数电流模型来表示高能粒子入射器件时所产生的瞬态电流, 如下式所示:

$$I_p(t) = \frac{Q_{\text{dep}}}{\tau_\alpha - \tau_\beta} \left( e^{-t/\tau_\alpha} - e^{-t/\tau_\beta} \right), \quad (7)$$

其中,  $Q_{\text{dep}}$  是累积的电荷量, 与粒子的线性能量转移值 (linear energy transfer, LET) 呈正比关系<sup>[14]</sup>,  $\tau_\alpha$  是电荷收集的时间常数,  $\tau_\beta$  是粒子轨迹初始化建立的时间常数, 这两个参数与技术节点有关. 在本文, 这两个参数分别设置为 250 ps 和 10 ps.

文献 [13] 指出, 可以用等效电容负载和电阻的并联近似代替发生 SET 的器件, 进而可以得到节点的输出电压, 如图 2 所示.

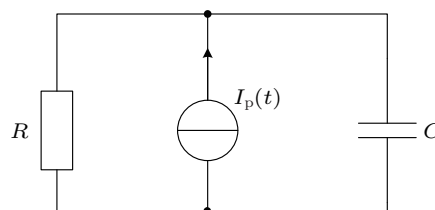


图 2 SET 的等效电路图

通过简单的差分方程和近似简化,可以得到粒子撞击点的电压表达式

$$V(t) = \frac{I_0 \tau_\alpha R}{\tau_\alpha - RC} \left( e^{-t/\tau_\alpha} - e^{-t/RC} \right), \quad (8)$$

其中,  $I_0 = Q_{\text{dep}}/(\tau_\alpha - \tau_\beta)$ .

### 3.2 单粒子串扰的量化模型

采用互连线的 6 结点分布模型<sup>[10]</sup>,考虑两个并行反相器的串扰效应. 施扰线 (aggressor) 受到高能粒子的入射,产生 SET,假设受扰线 (victim) 的输入是静止的“0”或“1”. 为了简单起见,这里仅考虑弱耦合效应,即不考虑受扰线对施扰线的影响. 电路图如图 3 所示.

在图 3 中,对于施扰线而言,  $R_{1a}$  和  $R_{2a}$  分别是施扰线左、右部分的分布电阻,  $C_{1a}$  和  $C_{2a}$  分别是左、右部分的分布电容的一半,  $C_{ga}$  是整个施扰线电容的一半,  $C_{1a}$  是施扰线的负载电容. 受扰线的参数和施扰线的类似. 按照 2.1 小节中论述,将发生 SET 的器件用电流源和  $RC$  并联电路进行等效,将剩余的器件仅用  $RC$  的并联电路进行等效,简化并联的电容,则等效后的电路图如图 4(a) 所示.

图 4(a) 中,  $R_a$ ,  $R_v$ ,  $C_a$ ,  $C_v$  分别是 aggressor 和 victim 的驱动等效电阻和电容,  $C_{La} = C_a + C_{1a}$ ,

$C_{Lv} = C_v + C_{1v}$ ,  $C_{Ra} = C_{2a} + C_{1a}$ ,  $C_{Rv} = C_{2v} + C_{1v}$ . 为了方便求解,将图 4(a) 电路重新整理为图 4(b) 所示的电路,电路中的参数不变.

下面首先计算 victim 的结点 1 的导纳,因为结点 1 经过“II”型电容网络影响 aggressor,根据上面的导纳规则,只需计算一阶泰勒展开系数,就可以得到串联“II”型电容网的结点 2 的导纳. 由 Rule2 可知,电阻和电容的串联,可以忽略电阻的影响,等效为电容. 根据导纳 Rule1, Rule2 和 Rule3,可以计算得到结点 1 的导纳,如下式:

$$Y_1(s) = \frac{1}{R_v + R_{1v}} + \left[ \left( \frac{R_v}{R_v + R_{1v}} \right)^2 C_{Lv} + C_{gv} + C_{Rv} \right] s + O(s^2), \quad (9)$$

可采用电阻和电容的并联等效 victim,如图 5 所示.

结合 (9) 式,可得到图 5 中等效电阻和电容的表达式分别是:  $R_v^* = R_v + R_{1v}$ ,  $C_v^* = R_v^2 / (R_v + R_{1v})^2 C_{Lv} + C_{gv} + C_{Rv}$ . 结合 Rule2,忽略  $R_{2a}$ ,如图 6(a) 所示,图中  $C_a^* = C_{ga} + C_{Ra}$ ,那么由电容  $C_c$ ,  $C_a^*$  和  $C_v^*$  组成“II”型电容网络,将“II”型网络转换成 T 形网络,如图 6(b) 所示,图中的  $C_1$ ,  $C_2$  和  $C_3$  表达式如下.

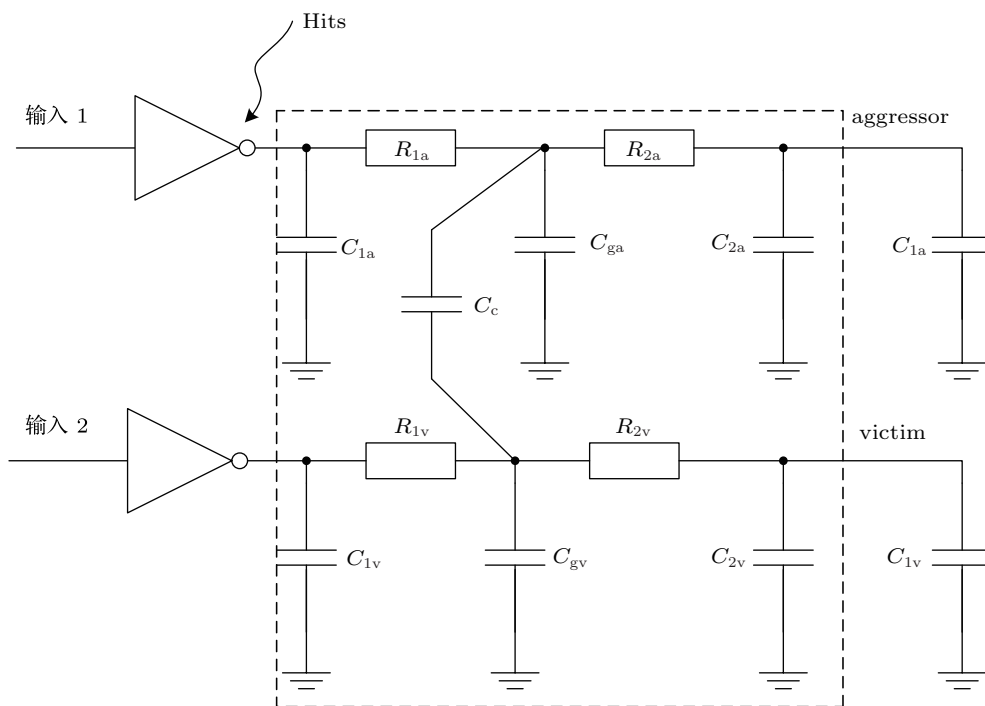


图 3 单粒子串扰电路图

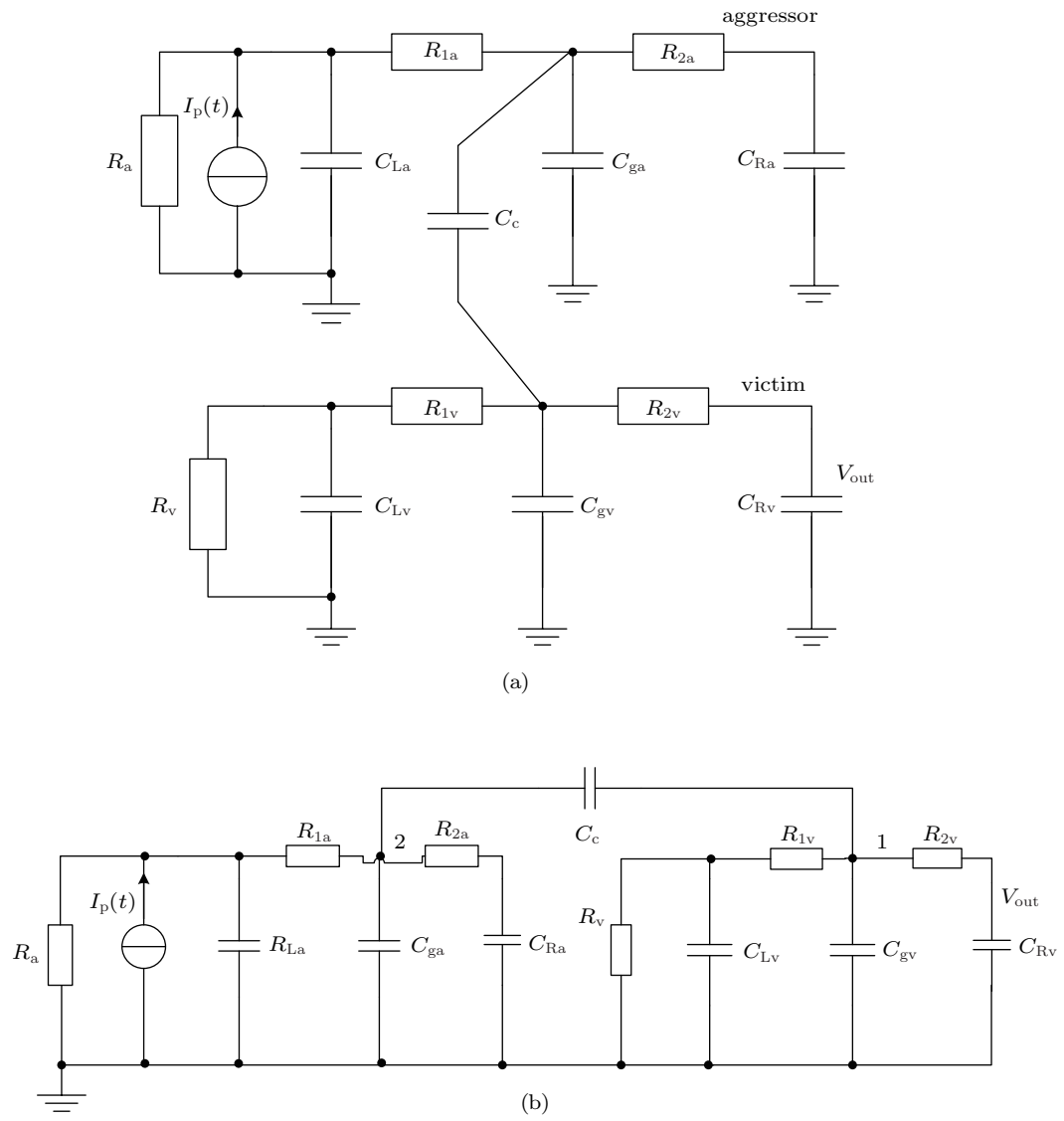


图4 单粒子串扰等效电路图

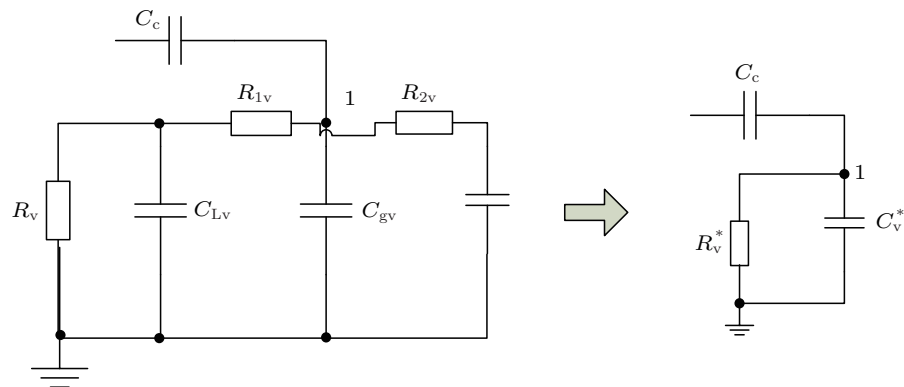


图5 受扰线的等效电路图

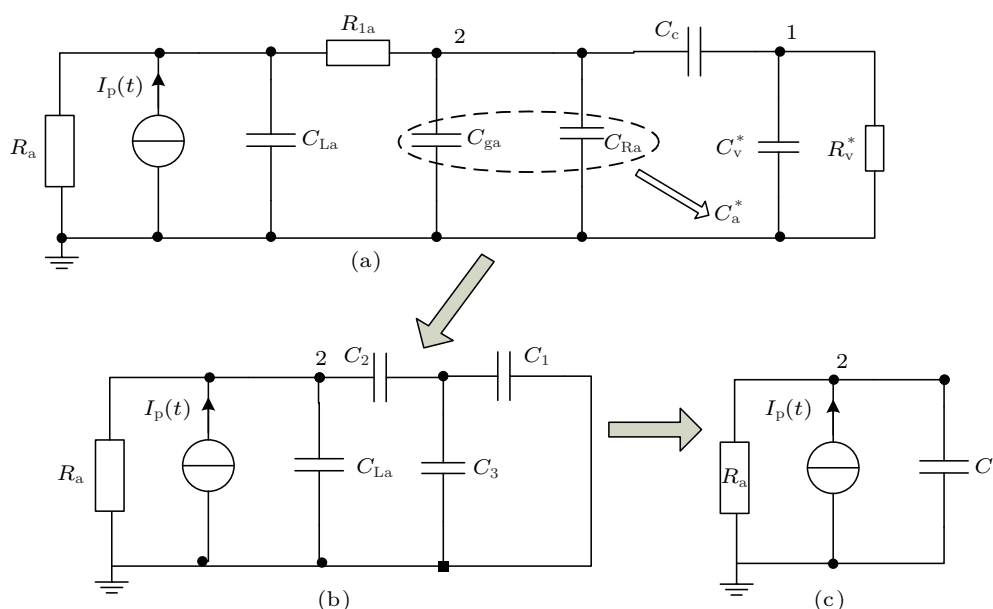


图6 电路的简化流程

$$C_1 = C_v^* + C_c + C_v^* C_c / C_a^*, \quad (10a)$$

$$C_2 = C_a^* + C_c + C_a^* C_c / C_v^*, \quad (10b)$$

$$C_3 = C_a^* + C_v^* + C_v^* C_a^* / C_c. \quad (10c)$$

根据 Rule1, Rule3 和 Rule4, 可以将图 6(b) 的电路简化为图 6(c) 所示的电路, 图中  $C^*$  表示为

$$C^* = \frac{C_2 (C_1 + C_3)}{C_1 + C_2 + C_3} + C_{La}. \quad (11)$$

由图 6(c), 可以求出结点 2 的电压. 列写电路的结点方程为

$$C^* \frac{dV_2}{dt} + \frac{V_2}{R_a} = I_p(t). \quad (12)$$

由于  $\tau_\alpha$  远大于  $\tau_\beta$ , 忽略电流中  $\tau_\beta$  项的影响, 求解方程式 (12), 可得到  $V_2$  的表达式为

$$V_2 = \frac{I_0 \tau_\alpha R_a}{\tau_\alpha - R_a C^*} \left( e^{-t/\tau_\alpha} - e^{-t/R_a C^*} \right). \quad (13)$$

在图 6(a) 中, 为了求解输出端的电压  $V_{out}(t)$ , 列写结点 1 的结点方程为

$$(C_c + C_v^*) \frac{dV_{out}}{dt} + \frac{V_{out}}{R_v^*} = C_c \frac{dV_2}{dt}. \quad (14)$$

求解此微分方程, 可以得到  $V_{out}$ , 即

$$V_{out}(t) = k_1 e^{-t/\tau_\alpha} + k_2 e^{-t/b} + k_3 e^{-t/a}, \quad (15)$$

其中

$$a = R_v^* (C_c + C_v^*),$$

$$b = R_a C^*,$$

$$k_1 = \frac{I_0 \tau_\alpha R_a}{\tau_\alpha - R_a C^*} \frac{C_c}{C_c + C_v^*} \frac{a}{a - \tau_\alpha},$$

$$k_2 = \frac{I_0 \tau_\alpha R_a}{\tau_\alpha - R_a C^*} \frac{C_c}{C_c + C_v^*} \frac{a}{b - a},$$

$$k_3 = -k_1 - k_2.$$

为了得到输出电压的峰值, 对 (15) 式求导, 使其等于零, 如下式:

$$\begin{aligned} \frac{dV_{out}}{dt} &= -\frac{k_1}{\tau_\alpha} e^{-t/\tau_\alpha} - \frac{k_2}{b} e^{-t/b} - \frac{k_3}{a} e^{-t/a} \\ &= 0. \end{aligned} \quad (16)$$

利用泰勒公式

$$e^x = 1 + x + x^2/2 + O(x^3). \quad (17)$$

代入 (16) 式进行简化, 进而求解关于时间  $t$  的二次方程, 得到峰值时间

$$t_{peak} = \frac{n - \sqrt{n^2 - 4mc}}{2m}, \quad (18)$$

其中

$$m = \frac{1}{2} \left( \frac{k_1}{\tau_\alpha^3} + \frac{k_2}{b^3} + \frac{k_3}{a^3} \right),$$

$$n = \frac{k_1}{\tau_\alpha^2} + \frac{k_2}{b^2} + \frac{k_3}{a^2},$$

$$c = \frac{k_1}{\tau_\alpha} + \frac{k_2}{b} + \frac{k_3}{a}.$$

将峰值时间  $t_{peak}$  代入 (15) 式, 即可求出峰值电压  $V_{peak} = V_{out}(t_{peak})$ .

### 4 仿真及分析

为了验证所提出的单粒子串扰的解析模型的正确性,我们对不同技术节点、不同长度的互连线的情况进行了仿真. 设置局部、中等、全

局三种不同的互连线类型<sup>[15]</sup>,对 45 nm, 65 nm 和 90 nm 技术节点的器件进行了仿真,设置 MOS-FET 的  $W/L = 2$ ,图 7—9 给出了不同技术节点下,SPICE 的原始和等效电路图的串扰电压的输出以及该解析模型的模拟输出结果.

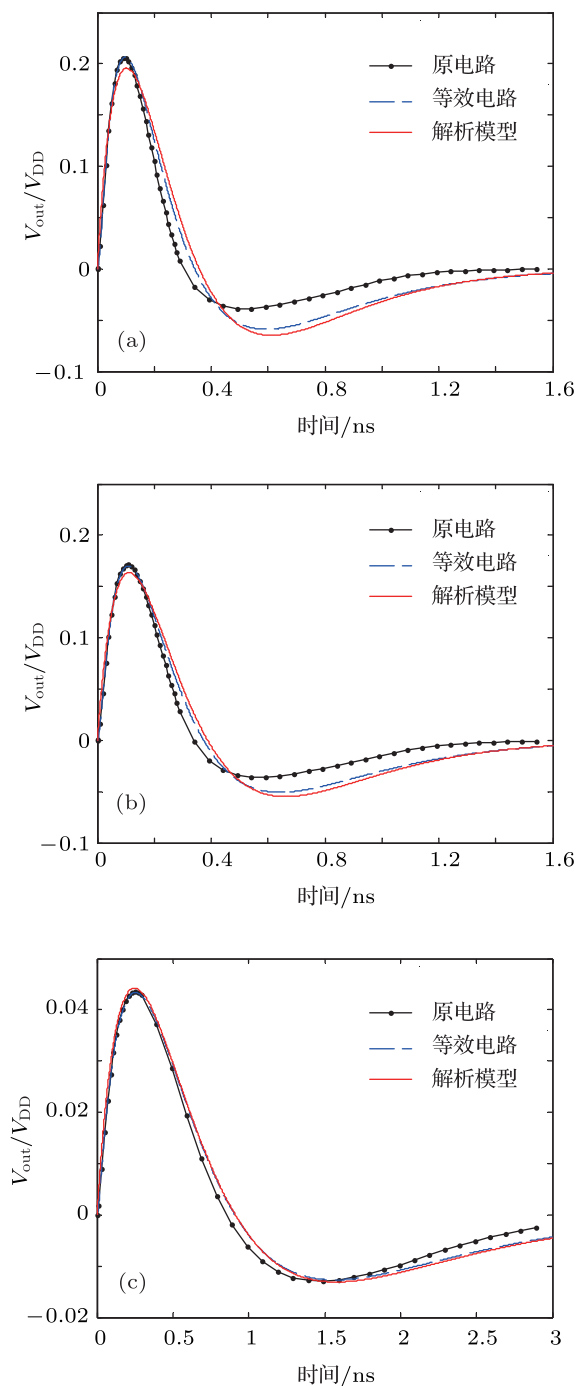


图 7 45 nm 技术节点下、不同互连线类型的输出比较 (a) 局部互连线; (b) 中等互连线; (c) 全局互连线

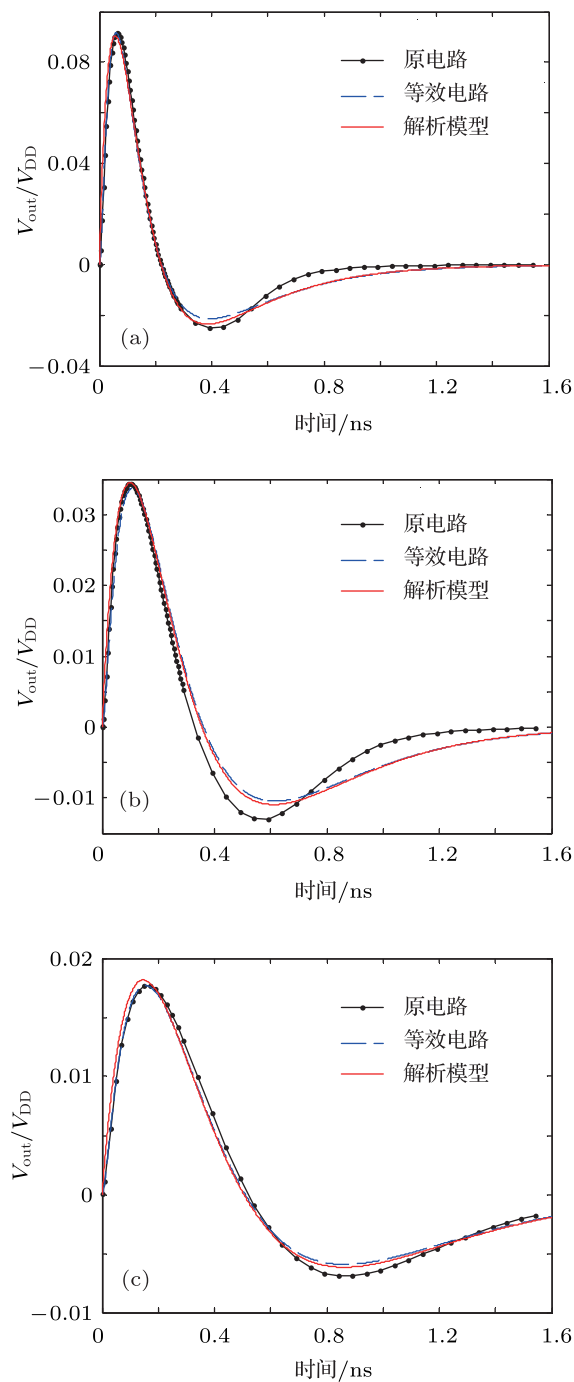


图 8 65 nm 技术节点下、不同互连线类型的输出比较 (a) 局部互连线; (b) 中等互连线; (c) 全局互连线

从上面的仿真结果可以看出, 该解析模型的结果与 SPICE 的等效电路的输出基本一致, 误差很小, 而与原始电路的输出存在着一定的误差, 其误差主要来源于等效电路引入的误差以及简化求解过程引入的误差. 对于同一技术节点而言, 全局互连线时, 等效电路和解析模型和原始电路的误差较小, 基本一致; 而局部互连线时, 则等效电路与原始电路的输出有着一定的误差, 且这种误差随着技术节点的不断缩减, 会非常显著, 因此, 在一定程度上也说明, 发生 SET 的等效电路随着节点的不断缩减, 已不能适合用来等效 SET 的发生.

若要提高该解析模型的精度, 就需要改进 SET 的等效电路.

表 1 给出了不同技术节点、不同互连线类型时, SPICE 等效电路和解析模型的峰值预测值和原始电路的相对误差. 从表中也可以看出相同的结论, 如在 90 nm 节点下, 等效电路和解析模型关于原始电路的平均相对误差分别是 0.0177%, 2.26%; 在 65 nm 节点时分别是 0.662%, 1.578%; 在 45 nm 节点时分别是 0.42%, 3.72%. 随着技术的不断进步, 等效电路和解析模型预测峰值的相对误差均呈增长趋势.

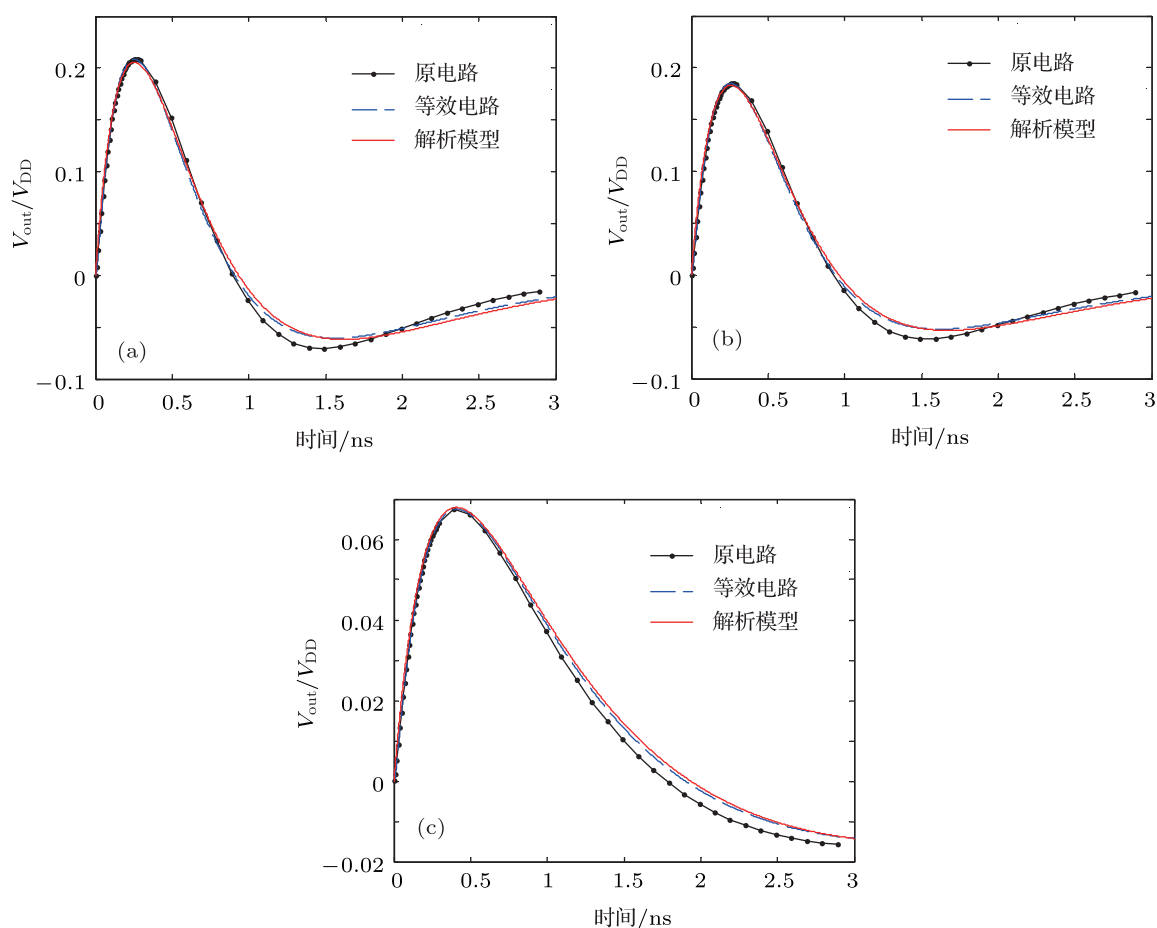


图 9 90 nm 技术节点下、不同互连线类型的输出比较 (a) 局部互连线; (b) 中等互连线; (c) 全局互连线

表 1 不同技术节点下, SPICE 等效电路和解析模型的峰值预测值与原始电路的相对误差

技术节点 类型	45 nm		65 nm		90 nm	
	SPICE 等效电路	解析模型	SPICE 等效电路	解析模型	SPICE 等效电路	解析模型
局部互连线 /%	0.11	5.11	0.005	2.05	0.013	2
中等互连线 /%	0.95	4.69	1.96	0.11	0.026	1.39
全局互连线 /%	0.2	1.36	0.021	2.54	0.014	3.38

表 2 给出了 SPICE 等效电路和解析模型在预测单粒子串扰电压波形的运行时间, 从表中可以看出, 解析模型的运行时间远远低于 SPICE 等效电路的, 其中, 解析模型的平均运行时间为 0.0083 s, 而等效电路的平均运行时间高达 4.60 s, 可见, 解析模

型的平均速度较等效电路提高了约 550 倍. 结合表 1 和表 2, 与 SPICE 等效电路相比, 虽然解析模型的误差较大, 但是在误差可接受范围内, 解析模型可以有效地提高运行速度, 而速度是大规模集成电路分析中一个很重要的影响因素.

表 2 不同技术节点下, SPIE 等效电路和解析模型的运行时间 (单位: s)

技术节点 类型	45 nm		65 nm		90 nm	
	SPICE 等效电路	解析模型	SPICE 等效电路	解析模型	SPICE 等效电路	解析模型
局部互连线	4.68	0.0078	4.34	0.0076	4.35	0.0090
中等互连线	4.43	0.0084	5.06	0.0068	5.26	0.0095
全局互连线	4.70	0.0094	4.17	0.0070	4.37	0.0096

## 5 结论

临近空间是一个具有重要利用价值的空天领域, 在军事上占有重要的战略地位. 临近空间中的高能粒子所引起的单粒子效应对其可靠应用提出了严峻的挑战. 随着器件特征尺寸的不断缩减, 互连线间的耦合效应越来越显著, 串扰效应成为影响单粒子效应的一个很重要的因素, 是研究单粒子效应必须要考虑的效应之一. 本文定义了导纳的四种基本规则, 在单粒子瞬态的等效电路的基础上, 推导了串扰效应下的电压输出, 求出了单粒子瞬态在

串扰效应下电压的解析表达式, 利用该解析模型, 通过泰勒公式, 导出了串扰电压峰值的简化表达式. 通过对 45 nm, 65 nm 和 90 nm 不同技术节点下、不同互连线类型的仿真, 证实了该解析模型的准确性. 仿真结果显示, 该解析模型的输出和 SPICE 等效电路的结果基本一致, 误差较小, 而与原始电路存在一定的误差, 误差主要源于等效电路引入的误差. 该解析模型在预测峰值时, 与原始电路的平均相对误差为 2.51%, 最大误差为 5.11%, 该模型较文献 [9] 给出的单粒子串扰预测模型显著地提高了精度.

- 
- [1] Cai M H, Hai J W, Li X Y, Li H W, Zhang Z L 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 6659 (in Chinese) [蔡明辉, 韩建伟, 李小银, 李宏伟, 张振力 2009 物理学报 **58** 6659]
- [2] Zheng B, Ren Q H, Liu Y J, Chu Z Y, Zhao F 2007 *IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies for Wireless Communications* 2007 p769
- [3] Appleton E 1964 *Elec. Power* **5** 140
- [4] Wang L 2010 *Telecommunic. Engineer.* **50** 127 [王丽 2010 电讯技术 **50** 127]
- [5] Sayil S, Akkur A B, Gaspard III N 2009 *Microelec. J.* **40** 1000
- [6] Sayil S, Rudrapati M S, Borra U K 2007 *IEEE Reg. 5 Tech. Confer., Fayetteville, AR*, 2007 p239
- [7] Liu X, Ma G, Shao J, Yang Z, Wang G 2009 *Microelec. Reliab.* **49** 170
- [8] Fan C P, Fang C H 2011 *Integ.* **44** 75
- [9] Sayil S, Boorla V K, Yeddula S R 2011 *IEEE Trans. Nulc. Sci.* **58** 2493
- [10] Li D, David B, Pinaki M 2003 *IEEE Trans. Comput.-Aided Des. Integ. Cir. Sys.* **22** 627
- [11] Lorival J E, Deschacht D 2010 *Microelec. J.* **41** 474
- [12] Kaushik B K, Rajendra S S, Agarwal P, Joshi R C 2010 *Microelec. J.* **41** 85
- [13] WirthG I, Vieira M G, Neto E H, Kastensmidt F L 2008 *Microelec. Reliab.* **48** 29
- [14] Liu Z, Sun Y J, Li S Q, Liang B 2007 *J. Semiconduct.* **28** 138 (in Chinese) [刘征, 孙永节, 李少青, 梁斌 2007 半导体学报 **28** 138]
- [15] Predictive technology model, Available at <http://www.eas.asu.edu/~ptm>.



# Analytical model of single event crosstalk in near space\*

Liu Bao-Jun<sup>†</sup> Cai Li

(Science Institute, Air Force Engineering University, Xi' An 710051, China)

(Received 12 December 2011; revised manuscript received 19 March 2012)

## Abstract

With feature size scaling down, the influence of crosstalk on single event effect becomes more important. In order to analytically describe the influence of crosstalk effect on single event transient (SET), based on the equivalent circuits of SET and 6-node template model for interconnects, by using defined four rules of point admittance to simplify the calculation, the analytical model for single event crosstalk (SEC) is deduced. Through differentiating and Taylor series expansion theorem, the expression for the peak value of crosstalk voltage is achieved. The simulation results show that the analytical model is well consistent with SPICE circuits and average relative error is 2.51%, and max error is 5.11%.

**Keywords:** single event crosstalk, analytical model, point admittance, near space

**PACS:** 61.80.-x, 07.05.Tp, 44.05.+e

---

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61172043), and the Key Program of Shaanxi Provincial Natural Science for Basic Research, China (Grant No. 2011JZ015).

<sup>†</sup> E-mail: liubaojun102519@sina.com