

考虑工艺波动的 RC 互连树统计功耗*

董刚[†] 薛萌 李建伟 杨银堂

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

(2010年3月18日收到; 2010年10月22日收到修改稿)

为了有效分析考虑工艺波动的 RC 互连树统计功耗, 本文首先给出了考虑工艺波动的互连寄生参数和输入驱动点导纳的构建方法, 然后, 推导得出了互连功耗均值与标准差的表达式. 计算结果表明, 与目前广泛应用的 Monte Carlo 分析方法相比, 采用本文方法得到的 RC 互连功耗均值误差小于 4.36%, 标准差误差则小于 6.68%. 结果显示, 本文方法在确保精度的前提下大大缩短了仿真时间.

关键词: 工艺波动, RC 互连, 统计功耗

PACS: 66.30.-h, 72.15.-V

1. 引言

随着集成电路技术的不断发展, 互连已成为影响整个芯片性能的关键因素^[1]. 由于特征尺寸的缩减, 工艺波动极大地影响着纳米级集成电路的性能^[2]. 工艺波动使得互连几何参数的实际值与设计值或标称值发生偏差, 其后果轻则影响电路性能, 重则甚至会影响电路功能^[3]. 如何分析工艺波动条件下的互连性能已成为近期的研究热点之一.

对于高性能集成电路来说, 功耗已成为最重要的设计参数之一^[4,5]. 随着芯片集成度的提高和时钟频率的增加, 单位面积的功耗和产生的热量迅速增加, 严重影响到电路的性能和可靠性, 如何分析功耗的影响愈加引起关注^[6-8].

在纳米级集成电路中, 相较于短路功耗, 漏功耗和动态功耗占据了很大比重^[9]. 漏功耗主要受阈值电压和栅氧化层厚度的影响. 考虑到亚阈值漏电流和栅极漏电流同许多重要的工艺参数有关, 伴随着工艺的不断进步, 漏功耗愈加受到工艺波动的影响. 因此, 近年来, 采用统计方法开展存在工艺波动情况下电路漏功耗的研究层出不穷^[10,11].

事实上, 作为动态功耗的重要组成部分, 互连功耗也受到工艺波动的影响. 据笔者所知, 现在关于互连功耗统计分析方面的研究鲜有报道, 有必要

针对互连功耗随工艺波动的变化开展研究. 本文在考虑工艺波动对互连驱动点导纳影响的基础上, 提出了一种针对 RC 互连树的统计功耗模型, 用以预测工艺波动下互连功耗的均值和标准差.

2. 工艺波动对互连寄生参数的影响

通常从分析工艺波动对互连寄生参数的影响来讨论其与互连性能波动的关系. 互连的工艺波动主要来源于化学机械抛光所引起的互连厚度的不均匀和由光刻所引起的互连边缘粗糙或互连线宽粗糙效应. 工艺波动对互连几何尺寸的影响如图 1 所示, 其中 T 表示互连厚度, H 表示层间介质厚度, W 表示互连宽度, S 表示互连间距. 互连宽度 W 波动的同时, 会自动引起互连间距 S 的变化, 因此互连间距 S 和互连宽度 W 保持严格负相关.

图 1 所示居中互连的单位长度电阻 R 可表示为

$$R = \frac{\rho}{WT} \quad (1)$$

单位对地电容 C_{Gnd} 和单位线间耦合电容 C_{Coup} 可以分别表示为^[12]

$$\frac{C_{\text{Gnd}}}{\varepsilon} = \frac{W}{H} + 3.28 \left(\frac{T}{T+2H} \right)^{0.023} \left(\frac{S}{S+2H} \right)^{1.16}, \quad (2)$$

$$\frac{C_{\text{Coup}}}{\varepsilon} = 1.064 \frac{T}{S} + 3.28 \left(\frac{T+2H}{T+2H+0.5S} \right)^{0.695}$$

* 国家自然科学基金(批准号:60606006), 国家杰出青年基金(批准号:60725415)和西安电子科技大学基本科研业务费资助的课题.

[†] E-mail: gdong@mail.xidian.edu.cn

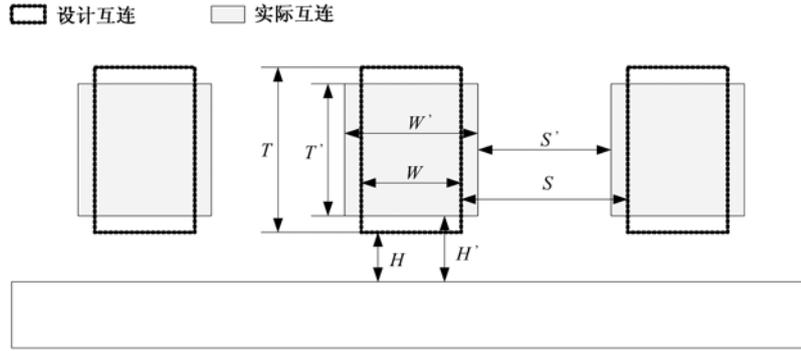


图1 工艺波动致互连几何尺寸变化示意图

$$+ \left(\frac{W}{W + 0.8H} \right)^{1.4148} \left(\frac{T + 2H}{T + 2H + 0.5S} \right)^{0.804} + 0.831 \left(\frac{W}{W + 0.8S} \right)^{0.055} \left(\frac{2H}{2H + 0.5S} \right)^{3.542} \quad (3)$$

(1)式中的 ρ 和(2)式, (3)式中的 ε 分别为有效电阻率和有效介电常数.

互连总的单位长度电容为

$$C = C_{Gnd} + 2C_{Coup} \quad (4)$$

考虑工艺波动的互连寄生参数可以采用简单的线性近似表示为^[3]

$$R = R_{nom} + \left(\frac{\partial R}{\partial W} \right)_{nom} \Delta W + \left(\frac{\partial R}{\partial T} \right)_{nom} \Delta T, \quad (5)$$

$$C = C_{nom} + \left(\frac{\partial C}{\partial W} \right)_{nom} \Delta W + \left(\frac{\partial C}{\partial T} \right)_{nom} \Delta T + \left(\frac{\partial C}{\partial H} \right)_{nom} \Delta H, \quad (6)$$

其中的 R_{nom} 和 C_{nom} 表示标称互连尺寸下的寄生电阻和电容值, $\Delta W, \Delta T, \Delta H$ 分别代表互连宽度、互连厚度和层间介质厚度随工艺波动的变化.

3. 考虑工艺波动的矩的生成

根据 RC 互连树的矩 (驱动点导纳或传输函数在频域 $s = 0$ 处展开的 Maclaurin 级数的系数) 可以推导出具有一定精度瞬态响应的低阶 RC 电路模型^[7]. 本文中矩指的是 $Y_{in}(s)/s$ 在 $s = 0$ 处展开的系数, 其中 $Y_{in}(s)$ 是输入驱动点导纳. 即

$$\begin{aligned} \frac{Y_{in}(s)}{s} &= \frac{b_{2n-1}s^{2n-2} + \dots + b_2s + b_1}{a_{2n}s^{2n} + \dots + a_1s + 1} \\ &= \sum_{i=0}^{\infty} m_i s^i. \end{aligned} \quad (7)$$

只包含一个电容一个电阻的等效 RC 树的驱动点导纳可以近似为^[13]

$$\begin{aligned} Y_{in}(s) &= \frac{sC_{eq}}{1 + sR_{eq}C_{eq}} \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n-1} R_{eq}^{n-1} C_{eq}^n s^n. \end{aligned} \quad (8)$$

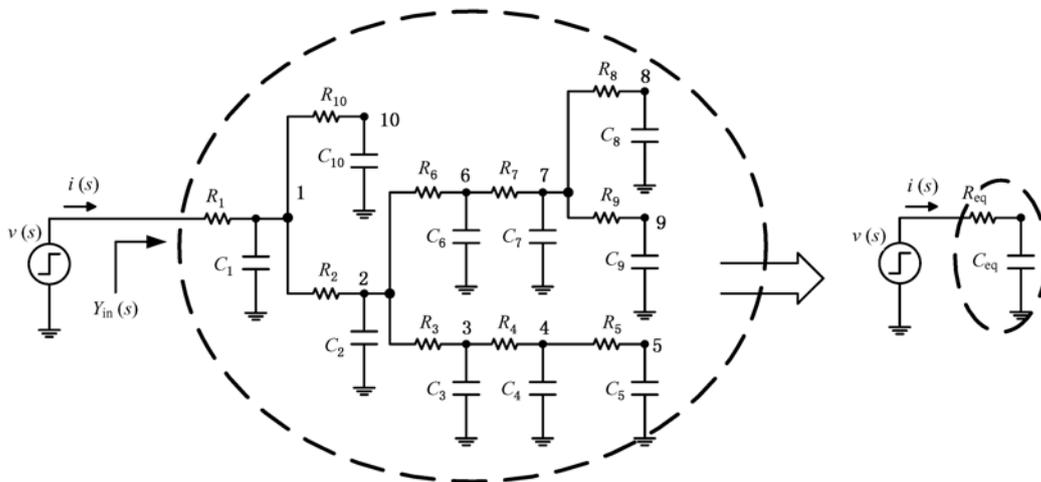


图2 RC 互连树和一阶等效电路

又可知^[6]

$$C_{eq} = C_T, \quad (9)$$

$$R_{eq} = \sum_{i=1}^n R_i \left(\frac{C_{DESC,i}^2}{C_T} \right)^2, \quad (10)$$

其中 R_{eq}, C_{eq} 是一阶 RC 等效电路的电阻和电容, C_T 是 RC 互连树的总电容, i 是互连树中的节点序数, $C_{DESC,i}$ 定义为节点 i 及其后续分支节点的总电容.

对于图 2 所示的 RC 互连树, 通过将一阶 RC 等效电路和 RC 互连树的驱动点导纳进行矩匹配(将 s 的系数对应相等), 可得

$$m_0 = C_{eq} = C_T, \quad (11)$$

$$m_1 = -R_{eq} C_{eq}^2 = -\sum_{i=1}^n R_i C_{DESC,i}^2. \quad (12)$$

值得注意的是, 由于具有不同的零点, 本文中对 $Y_{in}(s)/s$ 矩匹配所得到的解不同于时序建模中常用的对电压传输函数进行矩匹配所得到的解.

下一步, 将工艺波动的因素考虑进来, 在保证精度的前提下, 为了减少计算复杂度, 采用高斯分布来近似矩随工艺波动的分布.

根据(5)和(6)式, RC 互连树中, 考虑工艺波动后, R_i 和 C_i 是随机变量 ($\Delta W, \Delta T$ 等) 的线性函数, 即

$$R_i = R_{i(nom)} + R_{i(W)} \Delta W + R_{i(T)} \Delta T, \quad (13)$$

$$C_i = C_{i(nom)} + C_{i(W)} \Delta W + C_{i(T)} \Delta T + C_{i(H)} \Delta H. \quad (14)$$

将(14)式代入(11)式, 可得

$$m_0 = \sum_{i=1}^n C_i = \sum_{i=1}^n C_{i(nom)} + \sum_{i=1}^n C_{i(W)} \Delta W + \sum_{i=1}^n C_{i(T)} \Delta T + \sum_{i=1}^n C_{i(H)} \Delta H. \quad (15)$$

设系数

$$k_W = \sum_{i=1}^n C_{i(W)} = m_0(C_{i(W)}), \quad (16)$$

$$k_T = \sum_{i=1}^n C_{i(T)} = m_0(C_{i(T)}), \quad (17)$$

$$k_H = \sum_{i=1}^n C_{i(H)} = m_0(C_{i(H)}), \quad (18)$$

则

$$m_0 = m_{0(nom)} + k_W \Delta W + k_T \Delta T + k_H \Delta H. \quad (19)$$

采用相同的方法对 m_1 进行分析, 将(13), (14)式代入(12)式, 忽略与 $\Delta W, \Delta H$ 和 ΔT 有关的高阶项, 只保留线性项, 可得

$$m_1 \cong m_{1(nom)} + A_W \Delta W + A_T \Delta T + A_H \Delta H, \quad (20)$$

其中

$$A_W = m_1(R_{i(W)}, C_{i(nom)}^2) + 2m_1(R_{i(nom)}, C_{i(W)}, C_{i(nom)}), \quad (21)$$

$$A_T = m_1(R_{i(T)}, C_{i(nom)}^2) + 2m_1(R_{i(nom)}, C_{i(T)}, C_{i(nom)}), \quad (22)$$

$$A_H = 2m_1(R_{i(nom)}, C_{i(H)}, C_{i(nom)}). \quad (23)$$

表1 互连工艺参数

参数	45 nm 工艺	32 nm 工艺	22nm 工艺
W/nm	67.5	48	33
T/nm	162	120	85.8
S/nm	67.5	48	33
H/nm	148.5	110.4	79.2
$\rho/\mu\Omega \cdot \text{cm}$	3.10	3.52	4.20
ε	2.75	2.6	2.3

实际上, 完整的 m_1 表达式应该包含高阶项和乘积项, 所以 m_1 的分布并不完全是高斯分布. 然而, 分析发现这些高阶项的值很小, 以至于可以在不影响精度的情况下予以忽略. 因此, 可以采用线性近似的方法, 将矩随互连几何尺寸的变化近似为高斯分布. 为了验证这种近似的可行性, 基于表 1 中的 45 nm 工艺参数^[14], 针对 2 mm 的互连进行了仿真实验. 由于一般的后端工艺波动不大于 30%, 本文考虑一种极端情况, 假设互连的宽度、厚度和层间介质厚度分别波动 $\pm 30\%$, 且公差为 3σ . 包括所有项和只包括线性项两种情况下 m_1 的概率密度分布如图 3 所示. 图 3 表明忽略高阶项并未造成精度的明显下降, 同时, 可以看出矩的分布非常接近于高斯分布.

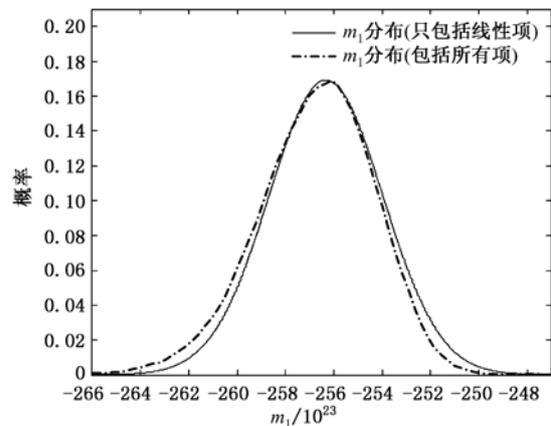


图3 包括所有项和只包括线性项的一阶矩的概率密度分布

4. RC 互连树统计功耗模型

当输入电压对互连充电时,互连的总功耗 E_{TOT} 可由两部分组成. 一部分是存储在电容上的能量 E_C , 放电时会通过电阻消耗掉,另一部分是充电时电阻消耗的能量 E_R , 如下式所示:

$$E_R = E_{TOT} - E_C = \int_0^{+\infty} v_{in}(t) \cdot i_{in}(t) dt - \frac{1}{2} V_{DD}^2 C_T \quad (24)$$

互连的总功耗可通过对输入电压和电流的乘积进行积分得到. 存储在电容上的能量只跟总电容有关,分析起来较为简单,所以 E_R 是本文研究的重点. 可以针对 RC 互连树采用矩匹配降阶技术得到其一阶等效 RC 电路,进而得到简单而精确的互连功耗解析表达式. 下面针对斜坡输入激励和指数输入激励来分别讨论.

斜坡输入激励时, E_R 可以表示为^[6]

$$S_Z = \frac{-\frac{A_Z}{t_r} + \frac{m_{1(nom)}}{m_{0(nom)} t_r^2} \exp\left(\frac{m_{0(nom)} t_r}{m_{1(nom)}}\right) \left(k_Z t_r - \frac{m_{0(nom)} t_r A_Z}{m_{1(nom)}}\right) - \frac{\left(2m_{1(nom)} A_Z - \frac{m_{1(nom)}^2 k_Z}{m_{0(nom)}}\right) \left(1 - \exp\left(\frac{m_{0(nom)} t_r}{m_{1(nom)}}\right)\right)}{m_{0(nom)} t_r^2} - \frac{m_{1(nom)}}{t_r} - \frac{m_{1(nom)}^2}{m_{0(nom)} t_r^2} \left(1 - \exp\left(\frac{m_{0(nom)} t_r}{m_{1(nom)}}\right)\right) \quad (28)$$

假设 $\Delta W, \Delta H$ 和 ΔT 是独立的随机变量,均值为 0,标准差分别为 σ_W, σ_T 和 σ_H , 则斜坡输入激励时互连功耗的均值和标准差可以表示为

$$E(E_R) = V_{DD}^2 \left[-\frac{m_{1(nom)}}{t_r} - \frac{m_{1(nom)}^2}{m_{0(nom)} t_r^2} \times (1 - e^{m_{0(nom)} t_r / m_{1(nom)}}) \right], \quad (29)$$

$$\text{Stdev}(E_R) = V_{DD}^2 \left[-\frac{m_{1(nom)}}{t_r} - \frac{m_{1(nom)}^2}{m_{0(nom)} t_r^2} \times (1 - e^{m_{0(nom)} t_r / m_{1(nom)}}) \right] \times \sqrt{(S_W^2 \sigma_W^2 + S_T^2 \sigma_T^2 + S_H^2 \sigma_H^2)}. \quad (30)$$

前文推导很容易推广到指数输入激励的情况. 此时,RC 互连树的 E_R 可以表示为^[8]

$$E_R = C_T V_{DD}^2 \cdot f\left(\frac{t_r}{R_{eq} C_{eq}}\right), \quad (31)$$

$$E_R = \frac{C_{eq} V_{DD}^2}{2} \left[\frac{R_{eq} C_{eq}}{t_r} - \left(\frac{R_{eq} C_{eq}}{t_r}\right)^2 (1 - e^{-t_r / R_{eq} C_{eq}}) \right], \quad (25)$$

其中 R_{eq}, C_{eq} 是一阶等效电路的电阻和电容, t_r 为输入波形的上升时间.

为了分析工艺波动对互连功耗的影响,本文首先对(25)式进行变换,根据(11)式和(12)式,将其表示为矩的函数,

$$E_R = V_{DD}^2 \left[-\frac{m_1}{t_r} - \frac{m_1^2}{m_0 t_r^2} (1 - e^{m_0 t_r / m_1}) \right]. \quad (26)$$

对(26)式应用(19)和(20)式,就可以得到考虑工艺波动的 E_R 的表达式.

为了简化分析,便于计算,将(26)式中的功耗表达式做级数展开,只保留线性项,则为

$$E_R \cong V_{DD}^2 \left[-\frac{m_{1(nom)}}{t_r} - \frac{m_{1(nom)}^2}{m_{0(nom)} t_r^2} (1 - e^{m_{0(nom)} t_r / m_{1(nom)}}) \right] \times (1 + S_W \Delta W + S_T \Delta T + S_H \Delta H), \quad (27)$$

其中 S_W, S_T 和 S_H 可以用下式求得(下标 Z 分别代表互连尺寸 W, T, H):

其中 $f_{exp}(x) = 0.5 / (1 + x/2.2)$.

根据(11)式和(12)式中矩的定义,将(31)式变换为矩的表达式

$$E_R = m_0 V_{DD}^2 \left[\frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{t_r}{2.2} \left(-\frac{m_0}{m_1}\right)} \right]. \quad (32)$$

同理,采用前文所述的方法可以容易求得指数输入激励时的互连功耗的均值和标准差,如下:

$$E(E_R) = m_{0(nom)} V_{DD}^2 \left[\frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{t_r}{2.2} \left(-\frac{m_{0(nom)}}{m_{1(nom)}}\right)} \right], \quad (33)$$

$$\text{Stdev}(E_R) = m_{0(nom)} V_{DD}^2 \left[\frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{t_r}{2.2} \left(-\frac{m_{0(nom)}}{m_{1(nom)}}\right)} \right] \times \sqrt{(S_W^2 \sigma_W^2 + S_T^2 \sigma_T^2 + S_H^2 \sigma_H^2)}, \quad (34)$$

其中 S_W, S_T 和 S_H 可用下式求得(下标 Z 分别代表 W, T, H):

$$S_Z = \frac{V_{DD}^2 m_{0(nom)} \left(-t_r \cdot k_Z + \frac{t_r \cdot m_{0(nom)} A_Z}{m_{1(nom)}} \right)}{V_{DD}^2 k_Z + 5 \frac{-11 m_{1(nom)} + 5 t_r \cdot m_{0(nom)}}{V_{DD}^2 m_{0(nom)}}} \quad (35)$$

5. 分析与讨论

在本节中,根据表 1 中关键互连工艺参数^[14],首先对上节提出的互连统计功耗的线性近似和高斯假设的合理性进行验证,然后针对不同输入激励上升时间和不同工艺节点进一步讨论本文所提模型的精度和效率.

目前国内外在研究互连工艺波动时, Monte Carlo 分析作为一种直接的方法被广泛应用于考虑工艺波动因素的电路分析中^[15,16]. Monte Carlo 方法随机采样大量的输入变量 X_i , 通过相应的计算得到具有统计规律的结果. 它虽然准确度较高,但是却是以大量的采样计算和冗长的仿真时间作为代价的.

依然假设互连各几何尺寸波动 $\pm 30\%$, 公差为 3σ . 采用 45 nm 工艺, 针对图 2 所示的 RC 互连树, 每段互连长度为 1 mm, 输入激励上升时间为 100 ps, 分别采用本文方法和 1000 次 Monte Carlo 分析得到了斜坡输入激励和指数输入激励的互连树功耗概率密度分布, 如图 4 和图 5 所示. 即使在互连尺寸波动很大的情况下, 两种方法得到的结果也能够较好地符合, 这说明了互连统计功耗的线性近似和高斯假设合理性.

同时发现, 对于相同的上升时间, 指数输入激励和斜坡输入激励所产生的互连功耗差别不大, 有着相似的统计分布. 原因如下, 由于输入波形上升时可表示为 $\tau \log(0.9/0/1)$, τ 为指数输入激励的时间常数, 也就是说, (31) 式中的 t_r 也可由 2.2τ 代替. 与斜坡输入时的函数 $f_{ramp}(x) = \frac{1}{x} \left[\frac{1}{x} (e^{-x} - 1) + 1 \right]$ 比较可知两个函数和 x 的关系非常相似, 两者之间的差别总是小于 8.7%.

下面针对斜坡输入激励, 讨论不同工艺节点、不同输入时间下本文所提方法的有效性. 依据国际惯例, 假设互连线各几何参数波动均服从高斯分布, 且 $3\sigma_Z$ 为标称值的 10%, 即各几何参数几乎全

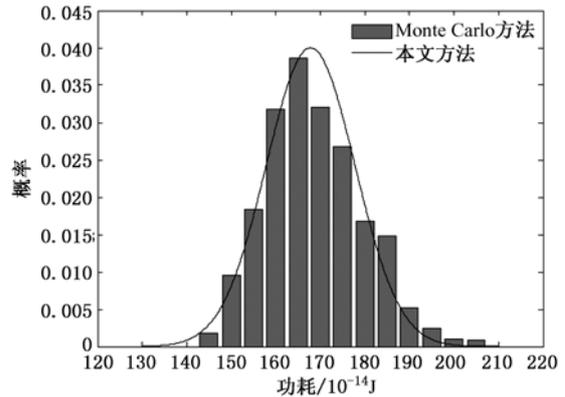


图 4 斜坡输入激励的互连功耗分布

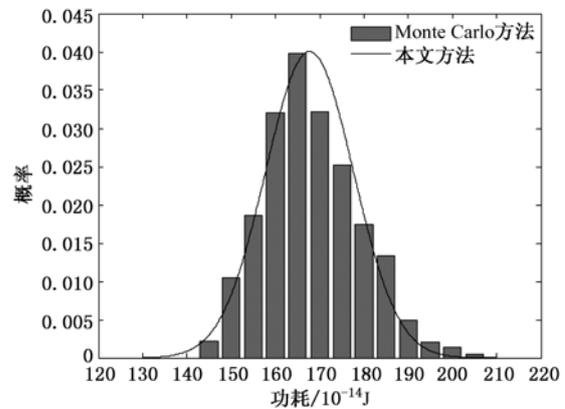


图 5 指数输入激励的互连功耗分布

部在标称值的 $\pm 10\%$ 范围内波动^[3]. 表 2 和表 3 分别给出了各种情况下互连功耗的均值和标准差, 与基于 HSPICE 的 1000 次、5000 次和 10000 次 Monte Carlo 分析的结果进行了比较, 其中 $\tau_{eq} = R_{eq} C_{eq}$ 为 RC 互连树的时间常数.

结果表明, 模型误差在不同工艺节点和上升时间情况下都保持了良好的精度. 和 Monte Carlo 仿真结果相比, 互连功耗均值的最大误差为 4.36%, 标准差的最大误差 6.68%. 误差主要受输入激励上升时间影响, 在上升时间约等于 RC 互连树的时间常数时, 模型的误差达到最大值.

为了进一步说明本文所提方法的仿真效率, 本节针对 45 nm 工艺节点, 100 ps 上升时间的斜坡输入激励, 采用 Monte Carlo 方法分别进行了 1000 次、5000 次和 10000 次分析, 并与本文的方法进行了仿真耗时比较. 表 4 给出的运行结果表明, 在同样的机器配置条件下, 采用本文提出的方法仿真几乎在瞬间完成, 而采用 Monte Carlo 方法随着计算次数的增多, 其耗时急剧增加. 因此, 本文所提方法在确保精

度的基础上提高了仿真效率.

表2 工艺波动影响下的互连功耗均值比较

上升时间 t_r /s	工艺节点/nm	均值/ 10^{-15} J						
		Monte Carlo 方法			本文方法	误差/%		
		1000 次	5000 次	10000 次		1000 次	5000 次	10000 次
0.01 τ_{eq}	45	1672.9	1671.6	1671.5	1675.3	0.15	0.22	0.23
	32	1602.1	1600.8	1600.7	1605.5	0.21	0.29	0.30
	22	1435.5	1434.4	1434.3	1439.5	0.28	0.35	0.36
0.1 τ_{eq}	45	1596.8	1595.7	1595.6	1626.3	1.85	1.92	1.92
	32	1528.2	1527.0	1527.0	1558.4	1.98	2.06	2.06
	22	1371.5	1370.5	1370.4	1397.3	1.88	1.95	1.96
τ_{eq}	45	1185.7	1185.2	1185.1	1236.8	4.31	4.35	4.36
	32	1136.2	1135.7	1135.7	1185.2	4.31	4.36	4.36
	22	1019.2	1018.7	1018.7	1062.6	4.26	4.31	4.31
10 τ_{eq}	45	300.64	300.73	300.74	302.57	0.64	0.61	0.61
	32	288.18	288.27	288.27	289.95	0.61	0.58	0.58
	22	258.42	258.48	258.49	259.97	0.60	0.58	0.57
100 τ_{eq}	45	33.317	33.333	33.334	33.282	-0.11	-0.15	-0.16
	32	31.935	31.948	31.949	31.894	-0.13	-0.17	-0.17
	22	28.641	28.652	28.652	28.596	-0.16	-0.19	-0.19

表3 工艺波动影响下的互连功耗标准差比较

上升时间 t_r /s	工艺节点/nm	标准差/ 10^{-15} J						
		Monte Carlo 方法			本文方法	误差/%		
		1000 次	5000 次	10000 次		1000 次	5000 次	10000 次
0.01 τ_{eq}	45	34.993	33.807	33.693	33.102	-5.40	-2.08	-1.76
	32	34.464	33.310	33.194	32.342	-6.16	-2.91	-2.57
	22	31.603	30.554	30.444	29.491	-6.68	-3.48	-3.13
0.1 τ_{eq}	45	31.745	30.654	30.558	30.857	-2.79	0.66	0.98
	32	31.287	30.226	30.127	30.159	-3.60	-0.22	0.11
	22	28.861	27.892	27.797	27.559	-4.51	-1.20	-0.86
τ_{eq}	45	16.359	15.733	15.715	15.319	-6.36	-2.64	-2.52
	32	16.254	15.639	15.616	15.202	-6.47	-2.79	-2.65
	22	15.017	14.453	14.429	14.095	-6.14	-2.48	-2.31
10 τ_{eq}	45	1.9283	1.9823	1.9700	2.0101	4.24	1.40	2.04
	32	1.6973	1.7450	1.7367	1.7373	2.3	-0.44	0.04
	22	1.4096	1.4469	1.4426	1.4008	-0.62	-3.18	-2.89
100 τ_{eq}	45	0.2880	0.2948	0.2923	0.2981	3.53	1.13	2.00
	32	0.2530	0.2597	0.2576	0.2616	3.36	0.71	1.53
	22	0.2079	0.2138	0.2122	0.2138	2.84	-0.01	0.73

表4 Monte Carlo方法与本文方法仿真时间比较

方法	Monte Carlo 方法			本文方法
	1000 次	5000 次	10000 次	
耗时/s	73.72	558.78	3288.92	瞬间完成

6. 结 论

本文通过分析互连几何尺寸波动与寄生参数

的关系,给出了考虑工艺波动的互连驱动点导纳矩的构建方法,将之应用于互连树功耗估计中,得到了一种有效估算工艺波动情况下 RC 互连树统计功耗的分析方法. 与 Monte Carlo 仿真结果相比较,其均值和标准差的误差分别小于 4.36% 和 6.68%. 利用本文提出的方法,可以在给定互连参数容差范围条件下,计算互连参数波动对互连功耗的影响,预测互连功耗的期望和方差,以便设定置信限,优化纳米级集成电路设计.

- [1] Zhu Z M, Qian L B, Yang Y T 2009 *Chin. Phys. B* **18** 1188
- [2] Li X, Wang J M, Tang W Q 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 3603 (in Chinese) [李 鑫、Wang J M、唐卫清 2009 物理学报 2009 **58** 3603]
- [3] Agarwal K, Agarwal M, Sylvester D, Blaauw D 2006 *IEEE Transactions on Computer Aided Design of Integrated Circuits and Systems* **25** 1273
- [4] Zhu Z M, Zhong B, Hao B T, Yang Y T 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 7124 (in Chinese) [朱樟明、钟 波、郝报田、杨银堂 2009 物理学报 2009 **58** 7124]
- [5] Shen R, Tan X D, Mi N, Cai Y 2010 *Integration, The VLSI Journal* **43** 156
- [6] Alioto M, Palumbo G, Poli M 2006 *IEEE Transactions on VLSI Systems* **14** 452
- [7] Chen G, Friedman E G 2008 *IEEE Transactions on Circuits and Systems II* **55** 26
- [8] Alioto M, Palumbo G, Poli M 2005 *Proc. of PATMOS*, Leuven, Belgium, September 21—23, 2005 p355
- [9] Ku J C, Ismail Y I 2007 *IEEE Transactions on VLSI Systems* **15** 963
- [10] Dadgour H F, Lin S C, Banerjee K 2007 *IEEE Transactions on Electron Devices* **54** 2930
- [11] Jaffari J, Anis M 2008 *IEEE Transactions on Computer Aided Design of Integrated Circuits and Systems* **27** 1027
- [12] Chern J H, Huang J, Arledge L, Li P C, Yang P 1992 *IEEE Electron Devices Letters* **13** 32
- [13] O'Brien P R, Savarino T L 1989 *IEEE International Conference on Computer-Aided Design*. Santa Clara, California, USA, November 5—9 1989 p512
- [14] ITRS <http://www.itrs.net/Links/2007ITRS/Home2007.htm> 2007.
- [15] Singhee A, Rutenbar R A 2007 *Proc. DATE*, Nice, France, April 16—20, 2007 p1379
- [16] Meng K, Joseph R 2006 *International Symposium on Low Power Electronics and Design*, Tegernsee, Bavaria, Germany, October 4—6, 2006 p262

Statistical power consumption of RC interconnect tree with process fluctuation^{*}

Dong Gang[†] Xue Meng Li Jian-Wei Yang Yin-Tang

(Key Laboratory of Ministry of Education for Wide Band-Gap Semiconductor Materials and Devices,
Microelectronics Institute, Xidian University, Xian 710071, China)

(Received 18 March 2010; revised manuscript received 22 October 2010)

Abstract

In order to effectively analyze the statistical power consumption of RC interconnect tree with process fluctuation, a method of constructing interconnect parasitic parameters and driving point admittance moments is first presented in this paper. Then, the expressions of mean and standard deviations of interconnect power consumption are obtained. The calculation results indicate that the errors of mean and standard deviations are less than 4.36% and 6.68% respectively compared with those calculated by the widely used Monte Carlo method. Results show that the proposed method has a good accuracy and high efficiency.

Keywords: process variations, RC interconnect, statistical power consumption

PACS: 66.30.-h, 72.15.-V

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 60606006), the National Science Fund for Distinguished Young Scholars China (Grant No. 60725415) and Basic Science Research Fund in Xidian University.

[†] E-mail: gdong@mail.xidian.edu.cn