

工艺随机扰动下非均匀 RLC 互连线串扰的谱域方法分析

李 鑫¹, Janet M. Wang², 张 瑛¹, 唐卫清³, 吴慧中¹

- (1. 南京理工大学计算机科学与技术学院, 江苏南京 210094;
2. 亚利桑那大学电子工程系, 美国亚利桑那州 AZ8742;
3. 中国科学院计算技术研究所, 北京 100080)

摘 要: 考虑工艺随机扰动对互连线传输性能的影响, 建立了互连线随机扰动模型, 提出了一种基于谱域随机方法的互连线串扰分析新方法. 该方法将具有随机扰动的耦合互连线模型在线元分析阶段进行解耦, 分别采用随机伽辽金方法 (SGM) 和随机点匹配方法 (SCM) 进行串扰分析. 最后, 利用复逼近给出工艺随机扰动下互连线串扰噪声的解析表达式. 实验结果表明本文方法不仅可以对工艺随机扰动下的非均匀耦合互连线串扰进行有效估计, 相较于 SPICE 仿真还具有更高的计算效率.

关键词: 工艺随机扰动; 谱域随机方法; 随机伽辽金方法; 随机点匹配方法; 串扰噪声

中图分类号: TN47 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 02-0398-06

Spectral Method for Analysis of Crosstalk of Non-uniform RLC Interconnects in the Presence of Process Variations

LI Xin¹, Janet M. Wang², ZHANG Ying¹, TANG Wei-qing³, WU Hui-zhong¹

- (1. Department of Computer Science and Technology, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210094, China;
2. Department of Electrical and Computer Engineering, College of Engineering and Mines, the University of Arizona, Arizona AZ8742, USA;
3. Institute of Computing Technology, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

Abstract: The process variations have an impact on the analysis of interconnects. Considering the impact, the model with process variation is proposed and a spectral stochastic method based analysis method for interconnect crosstalk is presented. Coupled interconnects with process variations are decoupled when analyzing the interconnect segments. Then the crosstalk is analyzed by Stochastic Galerkin Method (SGM) and Stochastic Collocation Method (SCM) respectively. Finally, the expression of crosstalk noise is obtained by complex approximation method. Experimental results demonstrate that the proposed analysis method not only evaluates the crosstalk noise of non-uniform coupled interconnects effectively but also shows good computational efficiency.

Key words: process variations; spectral stochastic method; Stochastic Galerkin Method; Stochastic Collocation Method; crosstalk noise

1 引言

当大规模集成电路发展到深亚微米时代以后, 技术的进步及特征尺寸的缩小导致互连线横截面和线间距减小、互连线密度以及引线层数增加. 互连线的电阻、电容及电感寄生效应严重影响着芯片的性能, 芯片内部的信号完整性问题愈加突出. 互连线串扰已成为决定集成电路性能、可靠性的重要因素之一, 采用有效的方法来分析、预测以及抑制互连线间的串扰对高速集成电路的设计及分析具有重要意义.

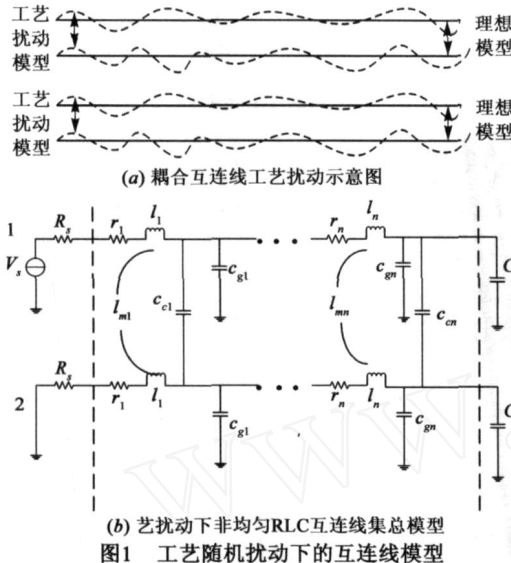
目前, 一般将互连线建模为分布参数沿线均匀分布^[1~3]或者是分布参数对互连线位置坐标满足一定的函数关系^[4,5]进行串扰分析. 但随着集成电路制造业的

飞速发展, 工艺变化问题已经成为互连线串扰分析的新挑战, VLSI 生产过程中的上千个工艺步骤总是不可避免的存在扰动. 由于这些扰动来自于污染、温度以及其它不可预料的因素, 故工艺扰动是带有随机性的, 若采用以上模型进行串扰分析就具有相当的局限性.

针对上述问题, 本文将互连线沿线分布参数看作随机变量^[6], 建立基于工艺随机扰动的 RLC 互连线集总模型. 通过解耦方法将耦合非均匀互连线模型进行解耦, 并采用两种谱域随机方法对互连线串扰噪声进行数值分析与仿真. 最后, 给出了串扰噪声的时域表达式. 实验结果不但验证了本文方法在互连线串扰分析中的有效性, 还说明了其具有更高的计算效率.

2 互连线随机扰动模型的建立

VLSI 生产过程中的刻蚀、注入等工艺会不可避免的产生随机扰动. 特别是当前系统频率达到 GHz 范围, VLSI 电路特性对工艺随机扰动具有相当高的灵敏度^[7,8]. 此时建立互连线模型必须考虑工艺随机扰动的影响. 考虑了工艺随机扰动的耦合互连线示意图如图 1 (a) 所示:



相应的非均匀 RLC 互连线集总模型如图 1 (b). 其中 1 线为攻击线, 2 线为受害线, V_s 为激励信号 V_s 和驱动电阻 R_s , C_l 为负载电容 C_l , C_g 为互连线的等效集总电路部分, 由 n 个线元构成, 每段线元的电参数与线内导体形状、尺寸及介质材料等物理参数有关.

由于刻蚀误差, 温度差异等客观因素会使互连线的物理参数产生随机扰动, 故互连线集总模型中电参数相应地取为随机变量. 不失一般性, 定义随机变量 $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_u$ 为影响互连线电参数取值的 u 个工艺随机扰动, ϕ_i 满足具有零均值的高斯分布^[8]. 对于确定的 ϕ_i , 相应的电参数可表示为:

$$\phi = \bar{\phi} + \phi_1 + \phi_2 + \dots + \phi_u \quad (1)$$

其中, ϕ 为电阻 r 、电感 l 、互感 l_m 、负载电容 c_g 、耦合电容 c_c 中的任意值, $\bar{\phi}$ 为相应的分布均值, ϕ_i 为随机扰动系数.

为便于分析, 本文定义一个最重要的物理参数 w , 针对其所引起的工艺扰动进行研究. 相应的扰动随机变量记为 w . 此时互连线电参数为:

$$\phi = \bar{\phi} + \phi_w \quad (2)$$

3 工艺扰动下 RLC 互连线串扰的谱域方法

3.1 RLC 互连线集总模型的解耦分析

取等效集总电路中任意一段线元进行分析, 令 V_{i1} ,

V_{i2}, V_{o1}, I_{o1} 为攻击线元的输入和输出, $V_{i2}, I_{i2}, V_{o2}, I_{o2}$ 为受害线元的输入和输出. 由基尔霍夫定律可得该线元系统 s 域的系统方程:

$$o = E i \quad (3)$$

其中:

$$E = \begin{bmatrix} 1 & 0 & (r + sl) & sl_m \\ 0 & 1 & sl_m & (r + sl) \\ s(c_g + c_c) & -sc_c & 1 & 0 \\ -sc_c & s(c_g + c_c) & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$o = [V_{o1}, V_{o2}, I_{o1}, I_{o2}]^T$$

$$i = [V_{i1}, V_{i2}, I_{i1}, I_{i2}]^T$$

为对耦合线进行解耦, 引入变换矩阵 M_c :

$$M_c = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

变换后所得新的 s 域系统方程为:

$$o = E i \quad (5)$$

其中:

$$o = \begin{bmatrix} M_c^{-1} & 0 \\ 0 & M_c^{-1} \end{bmatrix} o \quad (6)$$

$$i = \begin{bmatrix} M_c^{-1} & 0 \\ 0 & M_c^{-1} \end{bmatrix} i \quad (7)$$

以 i 为输入, o 为输出建立新的线元系统如图 2 所示. 此时原本耦合的互连线元解耦为两条独立互连线元.

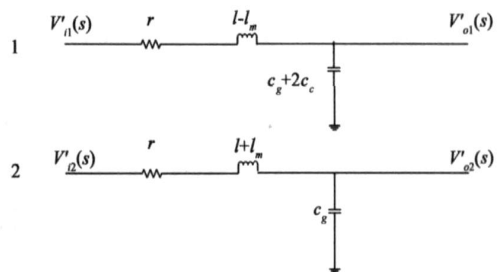


图2 解耦后的RLC线元模型

对其余的线元进行同样的解耦操作, 并将各段线元级联, 此时整个 RLC 模型集总电路部分解耦为两条独立的互连线集总形式, 其模型如图 3 所示:

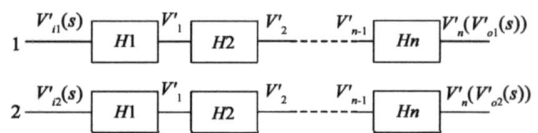


图3 解耦后的RLC集总模型

3.2 RLC 互连线串扰的谱域方法分析

本文分别采用 SCM^[9]和 SCM^[10]两种谱域随机方法对解耦后的 RLC 互连线集总模型进行串扰分析. 现取图 3 中解耦后的攻击线 1 进行分析, 考虑边界条件并对

线 1 中每个线元节点应用基尔霍夫电流定律可得:

$$\begin{cases} V_{in1} g_2 = V_1 (g_1 + R_s + g_2 + c_1 (g_1 + R_s) g_2) - V_2 g_1 \\ 0 = -g_3 V_1 + V_2 (g_2 + g_3 + c_2 g_2 g_3) - V_3 g_2 \\ \dots \\ 0 = -V_{n-1} + V_n (1 + (c_n + C_s) g_n) \end{cases} \quad (8)$$

其中:

$$\begin{aligned} g_i &= r_i + s(l_i - l_{mi}) \\ &= \bar{r}_i + s(\bar{l}_i - \bar{l}_{mi}) + (r_{iw} + s(l_{iw} - l_{miw})) w \\ c_i &= (c_{gi} + 2c_{ci}) s \\ &= (\bar{c}_{gi} + 2\bar{c}_{ci}) s + (c_{giw} + 2c_{ciw}) s w, i = 1, \dots, n \end{aligned} \quad (9)$$

将式(8)整理为矩阵方程形式为:

$$M(s, w) Y(s, w) = X(s, w) \quad (11)$$

其中, $X(s, w) = (g_2 V_{in1}, \dots, 0)^T$ 为各节点激励矩阵, $Y(s, w) = (V_1, \dots, V_n)^T$ 为各节点响应矩阵, $M(s, w)$ 为系数矩阵.

3.2.1 随机伽辽金方法(SGM)

以赫密特多项式为展开基函数对 $Y(s, w)$ 中的每一个元素进行多项式混沌展开^[11]. 此时 $Y(s, w)$ 可展开为:

$$\begin{aligned} Y(s, w) &= (V_1(s, w), \dots, V_n(s, w))^T \\ &= \sum_{j=1}^m j(s) H_j(w) \\ &= \left[\sum_{j=1}^m 1_j(s) H_j(w), \dots, \sum_{j=1}^m n_j(s) H_j(w) \right]^T \end{aligned} \quad (12)$$

其中, $H_j(w)$ 为赫密特多项式.

此时, 式(11) 由于多项式混沌展开所产生的残差为:

$$E_r = \sum_{i=1}^m M(s, w) H_i(w) i(s) - X(s, w) \quad (13)$$

根据 SGM 方法取试验函数为赫密特多项式, 则残差 E_r 应满足:

$$E_r(s, w), H_i(s, w) = 0 \quad (14)$$

化简可得矩阵方程:

$$M(s, w) Y(s) = X(s, w) \quad (15)$$

其中:

$$M(s, w) = \begin{bmatrix} V_{in1} g_2 H_1 W d_w, \dots, \\ \dots \\ V_{in1} g_2 H_m W d_w, \dots, 0 \end{bmatrix}^T$$

$$Y(s) = (1_1(s), \dots, 1_m(s), \dots, n_1(s), \dots, n_m(s))^T$$

$M(s, w)$ 为系数矩阵.

考虑到系数矩阵 $M(s, w)$ 为大规模稀疏矩阵, 故采用超松弛迭代法(SOR)^[12]降低式(15)的计算复杂度.

在此引入迭代格式:

$$y^{(k+1)} = (D - w_1 L)^{-1} ((1 - w_1) D + w_1 U) y^{(k)} + w_1 (D - w_1 L)^{-1} X \quad (16)$$

其中, D, L, U 为系数矩阵 $M(s, w)$ 的分裂矩阵^[12], w_1 为松弛因子.

在复频域内取不同的采样点 $s_i (i = 1, 2, \dots, P_b)$, 利用式(16)迭代格式求解式(15)得 $n_1(s), \dots, n_m(s)$ 在各采样点下的数值解. 根据 J.L. Walsh 定理^[13], 利用该数值解对 $n_1(s), \dots, n_m(s)$ 进行多项式逼近即得其对应的函数表达式.

此时攻击线 1 的末端响应表达式为:

$$V_{o1}(s, w) = V_n(s, w) = \sum_{i=1}^m m_i(s) H_i(w) \quad (17)$$

对式(17)进行拉氏逆变换可得其对应的时域表达式 $v_{o1}(t, w)$.

对解耦后的受害线 2 进行同样分析可得 $v_{o2}(t, w)$. 此时, 根据式(6)可知互连线串扰噪声的时域表达式为:

$$v_{noise}(t, w) = v_{o2}(t, w) - v_{o1}(t, w) \quad (18)$$

3.2.2 随机点匹配方法(SCM)

考虑以 s 为基底对 $Y(s, w)$ 中各节点电压进行多项式逼近:

$$\begin{aligned} Y(s, w) &= (V_1(s, w), \dots, V_n(s, w))^T \\ &= \left[1 / \sum_{v=1}^m K_{1v}(w) s^v, \dots, 1 / \sum_{v=1}^m K_{nv}(w) s^v \right]^T \\ &= K_v(s, w) \end{aligned} \quad (19)$$

此时式(11)的残差可改写为:

$$E_r = M(s, w) K_v(s, w) - X(s, w) \quad (20)$$

根据 SCM 方法, 取试验函数为狄拉克函数 $(\delta(s - j_w))$, 并使其与残差 E_r 的内积为零可得矩阵方程:

$$M(s, j_w) K_v(s, j_w) = X(s, j_w) \quad (21)$$

其中 j_w 为狄拉克函数的采样点.

取 pt 个采样点 $(j_w^1, j_w^2, \dots, j_w^{pt})$, 对每个采样点以不同的 $s_i (i = 1, 2, \dots, P_b)$ 求解式(21)矩阵方程得 $V_n(s_i)$ 的数值解为:

$$V_n(j_w^j, s_i) = 1 / \sum_{v=1}^m K_{nv}(j_w^j) s_i^v \quad (22)$$

以 $K_{nv}(j_w^j)$ 为自变量运用最小二乘法对 $V_n(s_i, j_w^j)$ 进行拟合, 可得 $K_{nv}(j_w^j)$ 对应于 j_w^j 的数值解.

为得到 $K_{nv}(w)$ 的表达式, 利用多项式混沌方法^[11]对 $K_{nv}(w)$ 进行混沌展开:

$$K_{nv}(w) = \sum_{l=1}^N c_{lv} H_l(w) \quad (23)$$

其中, $H_l(w)$ 为 l 阶赫密特多项式, c_{lv} 为其对应的系数常量.

令式(23)逼近产生的残差与展开基函数内积为零,并利用高斯-赫密特求积公式对内积运算项进行数值求解可得:

$$E_c, H_k = \int_{-1}^1 K_m(\omega) H_k(\omega) W(\omega) d\omega - c_{kv} a_k$$

$$= \sum_{j=1}^m w_j K_m(\omega_j) H_k(\omega_j) - c_{kv} a_k$$

$$= 0 \tag{24}$$

其中, $a_k = \int_{-1}^1 H_k(\omega) H_k(\omega) W(\omega) d\omega$.

显然,通过式(24)易得展开系数 c_{kv} ,此时解耦后攻击线 1 的末端响应表达式为:

$$V_{o1}(\omega, s) = 1 \int_{v=1}^m \sum_{k=1}^N c_{kv} H_k(\omega) s^v \tag{25}$$

通过拉普拉斯逆变换即可得其对应的时域表达式

$$v_{o1}(t, \omega).$$

对解耦后的受害线 2 进行同样分析可得其末端响应的时域表达式 $v_{o2}(t, \omega)$. 根据式(6)可得到解耦前串扰噪声的时域表达式:

$$v_{noise}(t, \omega) = v_{o2}(t, \omega) - v_{o1}(t, \omega) \tag{26}$$

4 算法分析

SGM方法中,式(15)方程中的 $M(s, \omega)$ 为高阶矩阵,若直接求解会因矩阵阶数过高而产生大量迭代. 另外, $M(s, \omega)$, $X(s, \omega)$ 的元素均为积分,在方程的求解过程中要进行大规模的积分运算,算法执行时间大都消耗在迭代和求积过程中. 因此虽然本文采用SOR方法降低了迭代次数,但由于矩阵规模过大和积分运算过于繁琐,算法执行仍需耗费一定的时间. 故该方法一般适用于精度要求较高而算法效率要求不严格的串扰分析中.

相较于SGM方法,SCM方法选取的试验函数为狄拉克函数,其与残差作内积即为对其进行采样. 通过采样可避免SGM方法中的复杂求积运算,从而不需处理大规模积分运算,因此将大大减少算法执行所需的时间. 但由于采样点的选取,多项式逼近等不确定因素使算法在精度上存在一定的偏差. 故该算法主要适用于关注算法执行效率而对精度要求不高的分析场合.

另外,在处理多互连线耦合的情况时,由于对具有工艺扰动的多耦合互连线进行解耦比较困难,因此可直接列写其节点分析(MNA)方程. 然后按照上述步骤利用SGM方法或SCM方法对多耦合互连线进行串扰分析. 由于耦合互连线没有经过解耦过程,此时MNA方程的系数矩阵 $M(s, \omega)$ 不仅阶数过高,而且并非稀疏矩阵. 因此在求解过程中会增加SGM方法和SCM方法的复杂度. 此时,应选用SCM方法进行分析.

5 仿真实验结果与比较

取攻击线激励电压为阶跃信号,受害线为零电压,并在各线元处取不同随机扰动系数来仿真不同的扰动情况进行实验. 表1给出了实验模型参数分布的均值.

表1 RLC实验模型参数

$R_c(\Omega)$	$C_l(\text{pF})$	$c_g(\text{pF})$	$c_c(\text{pF})$	$l(\mu\text{H})$	$l_m(\mu\text{H})$	$r(\Omega)$
250	50	0.135	0.4791	1.0789	0.8373	12.8346

首先取线元个数为20,在不同扰动情况下进行串扰噪声谷峰值比较实验. 表2给出了SGM和SCM方法求得的串扰噪声谷峰值,并与SPICE仿真软件所得谷峰值进行比较得到串扰相对误差. 从而验证了两种算法在非均匀RLC互连线集总模型串扰分析中的可靠性. 图4则分别给出了不同随机扰动情况下SGM和SCM方法与SPICE仿真软件所得串扰噪声的比较曲线,从比较曲线可直观的看出两种方法均与仿真结果吻合的较好.

表2 随机扰动下非均匀RLC模型串扰误差

		PSPICE	SGM	SGM	SCM	SCM
		仿真 (mv)	算法 (mv)	算法误 差(%)	算法 (mv)	算法误 差(%)
无扰动	最大峰值	190.772	187.7		185.4	
	最小谷值	-189.719	-174.2		-174.6	
	串扰误差	190.772	187.7	1.61	185.4	2.82
各线元扰动相同	最大峰值	192.037	187.5		201.4	
	最小谷值	-191.293	-181.3		201.2	
	串扰误差	192.037	187.5	2.36	201.4	4.62
各线元扰动不同	最大峰值	191.776	191.2		188.4	
	最小谷值	-186.398	-186.9		188.4	
	串扰误差	191.776	191.2	0.30	188.4	1.76

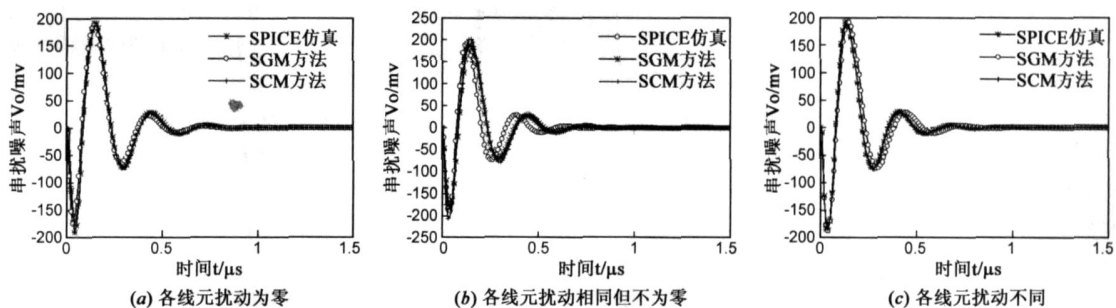


图4 不同工艺扰动下串扰噪声响应比较曲线

其次,以具有不同互连线元个数的互连线模型进行仿真时间的比较实验,模型参数同样如表 1 所示.图 5 给出了不同工艺扰动下 SGM 和 SCM 程序运行时间与 SPICE 仿真时间的比较曲线,表 3 则给出了各扰动下两种算法程序与 SPICE 仿真程序执行的具体时间数据.曲

线及数据均表明随着 RLC 集总模型线元个数的增加,SPICE 仿真时间和 SGM 算法程序运行的时间近似呈直线增长,而 SCM 算法程序执行时间在不同线元情况下时间浮动不大.且同 SPICE 仿真相比,SGM 算法和 SCM 算法可以显著的降低串扰噪声仿真时间.

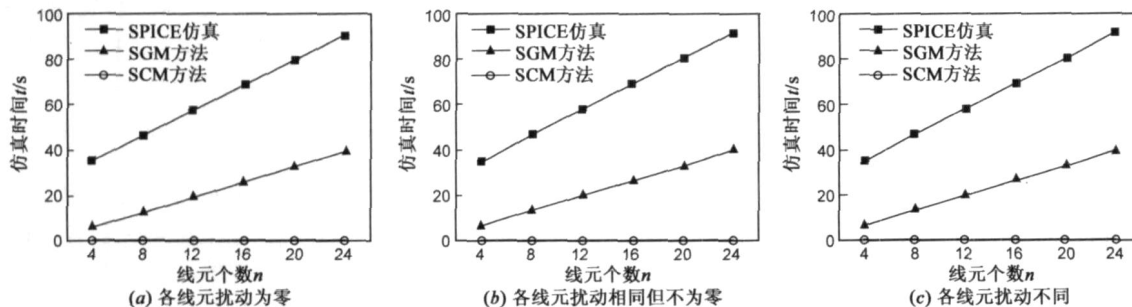


图5 不同工艺扰动下运行时间比较曲线

表3 SGM与SCM算法运行时间比较

	SPICE 仿真时间			SGM 算法运行时间			SCM 算法运行时间		
	无扰动	各线元扰动 相同	各线元扰动 不同	无扰动	各线元扰动 相同	各线元扰动 不同	无扰动	各线元扰动 相同	各线元扰动 不同
$n = 4$	35.56	34.77	35.03	6.406	6.672	6.516	0.375	0.391	0.391
$n = 8$	46.44	46.86	46.75	12.547	13.390	13.234	0.375	0.391	0.422
$n = 12$	57.69	57.84	58.00	19.203	19.922	19.812	0.422	0.438	0.453
$n = 16$	68.70	68.71	69.17	25.922	26.625	26.641	0.452	0.437	0.469
$n = 20$	79.50	80.07	80.11	32.421	33.11	32.954	0.469	0.454	0.484
$n = 24$	91.01	91.37	92.04	39.188	39.859	39.813	0.500	0.485	0.500

6 结论

随着 VLSI 制造工艺进入深亚微米和超深亚微米阶段,串扰噪声对电压畸变及信号完整性等方面的影响正受到人们越来越多的关注.本文考虑 VLSI 工艺扰动,建立了互连线随机模型,提出了基于两种谱域随机方法的互连线串扰分析方法.该方法通过对互连线随机模型进行分析,给出了工艺随机扰动下串扰噪声的时域表达式.实验结果表明本文提出的互连线随机模型及串扰分析方法不仅可以对互连线串扰噪声进行有效的评估,还具有更高的计算效率.

参考文献:

- [1] Agarwal K, Sylvester D, et al. Modeling and analysis of crosstalk noise in coupled RLC interconnects[J]. IEEE Transactions on Computer Aided Design, 2006, 25(5): 892 - 901.
- [2] Banerjee K, Mehrotra A. Analysis of on-chip inductance effects for distributed RLC interconnects [J]. IEEE Transactions on Computer Aided Design, 2002, 21(8): 904 - 915.
- [3] Jun Chen, Lei He. A decoupling method for analysis of coupled RLC interconnects [A]. International Great Lakes Symposium

on VLSI[C]. New York: ACM, 2002. 41 - 46.

- [4] Ajami A H, Banerjee K, et al. Modeling and analysis of non-uniform substrate temperature effects on global ULSI interconnects [J]. IEEE Transactions on Computer Aided Design, 2005, 24(6): 894 - 861.
- [5] Qinwei Xu, Mazumder P, et al. Modeling of non-uniform interconnects by using differential quadrature method[A]. The 14th International Conference on VLSI Design [C]. India: IEEE Computer Society, 2001. 327 - 332.
- [6] Janet Wang, Praveen Ghanta, et al. Stochastic analysis of interconnect performance in the presence of process variations [A]. International Conference on Computer Aided Design [C]. California: IEEE/ACM, 2004. 880 - 886.
- [7] 郝跃, 荆明娥, 马佩军. VLSI 集成电路参数成品率及优化研究进展[J]. 电子学报, 2003, 31(12A): 1971 - 1974.
Hao Yue, Jing Ming-e, Ma Peijun. State of the art on study of parametric yield and its optimization for VLSI [J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(12A): 1971 - 1974. (in Chinese)
- [8] 张瑛, Janet M Wang, 等. 工艺参数随机扰动下的传输线建模与分析新方法[J]. 电子学报, 2005, 33(11): 1959 - 1964.
Zhang Ying, Janet M. Wang, et al. A new stochastic modeling and analysis method for transmission lines in the presence of

- random process variations[J]. Acta Electronica Sinica 2005,33 (11):1959 - 1964. (in Chinese)
- [9] Ghanta P, Vrudhula S, et al. Stochastic power grid analysis considering process variations[A]. Design, Automation and Test in Europe[C]. Germany:IEEE Computer Society, 2005. 2 - 9.
- [10] Kumar S, Li J, Talarico C, et al. Aprobabilistic collocation method based statistical gate delay model considering process variations and multiple input switching[A]. Design, Automation and Test in Europe[C]. Germany:IEEE Computer Society, 2005. 770 - 775.
- [11] Xiu D, Karniadakis G E. The wiener-asky polynomial chaos for stochastic differential equations[J]. Society for Industrial and Applied Mathematics, 2002, 24(2):619 - 644.
- [12] 李建良, 蒋勇, 汪光先. 计算机数值方法[M]. 南京:东南大学出版社, 2000. 160 - 162.
Li Jianliang, Jiang Yong, Wang Guangxian. Computer Numerical Technique [M]. Nanjing: Dongnan University Press, 2000. 160 - 162. (in Chinese)
- [13] 梅拉德斯. 函数逼近[M]. 北京:高等教育出版社, 1986. 40 - 44.

Meinardus G. Function Approximation[M]. Beijing: Higher Education Press, 1986. 40 - 44. (in Chinese)

作者简介:



李 鑫 男, 1983 年生于江苏徐州, 南京理工大学计算机应用技术专业博士研究生, 主要进行 VLSI 的计算机辅助设计与集成电路互连问题的研究.

E-mail: lin65002@hotmail.com



Janet M. Wang 女, 1969 年生于江苏南京, 亚力桑那大学电子工程系副教授, 主要研究兴趣为 VLSI 的计算机辅助设计, 目前主要从事分布式互连问题、信号完整性以及加工扰动等方面的研究.

www.cnki.net