

高速多芯片组件同步开关噪声的二维特征法全波分析¹

郑 戟 毛军发 李征帆

(上海交通大学电子工程系 上海 200052)

摘 要 高速多芯片组件 (MCM) 广泛用于高复杂度的系统中, 而其中的同步开关噪声 (Simultaneous Switching Noise) 是影响系统功能的重要因素。本文采用二维电磁模型模拟 MCM 电源、接地板同步开关噪声; 文中提出一种新的时域电磁问题的数值方法——特征法, 并用于求解上述问题, 所得结果与 FD-TD 计算的结果和文献报道一致。

关键词 多芯片组件, 同步开关噪声, 特征法

中图分类号 TN47, O441

1 引 言

随着集成电路技术的迅速发展, 未来五年 CMOS 集成电路的时钟频率将达到 400MHz 以上, 而芯片的面积则可达到 3.5cm^2 以上^[1]。对于如此惊人的工作速度和电路规模, 其中互连和封装参量对电路性能的影响必将明显加大, 甚至将影响到集成电路工作速度的进一步提高。所谓多芯片组件 (Multi-Chip Module, MCM) 技术, 是由晶片上沉积多层聚合介质薄膜与导线层构成多层布线系统作为多个芯片间的连接线系统, 并将晶片形式的 IC 固定在系统的顶部, 得到结构紧凑的多芯片系统, 如图 1 所示; 现已被采纳用于高复杂度的电子系统中, 在高速情况下可减少互连和封装参量的影响。但当工作速度继续提高, 尤其是 MCM 的尺寸较大时, 上述影响仍然存在, 必须加以分析。MCM 多层结构系统中电源、接地板以及通孔等引起的同步开关噪声 (Simultaneous Switching Noise) 是一个非常重要的封装问题需加以考虑和研究, 并将其与系统的电特性分析结合起来。国外在这方面已有学者进行了研究。贝尔实验室的 Rainal 分析了电源、接地板系统的等效电感并用于计算同步开关噪声^[2]; 但电感模型没有计及瞬变开关电流引起的电压波动效应及其在电源板与接地板之间的传播。IBM 的电路分析软件 ASTAP 将电源板和接地板用互连的众多电感-电容单元来模拟^[3], 计算时间长而且占用内存大。文献 [4] 将电源板和接地板用等效的线网天线来模拟, 用全波方法分析同步开关噪声, 同样存在上述问题。目前国内文献中还没有见到对这一问题的报道。本文采用二维电磁模型^[5], 并提出用特征法求解二维电磁场, 从而计算 MCM 电源、接地板系统的同步开关噪声。

¹ 1996-02-06 收到, 1996-09-05 定稿

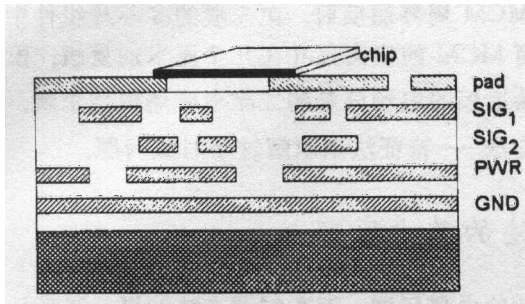


图 1 多芯片组件的截面示意图

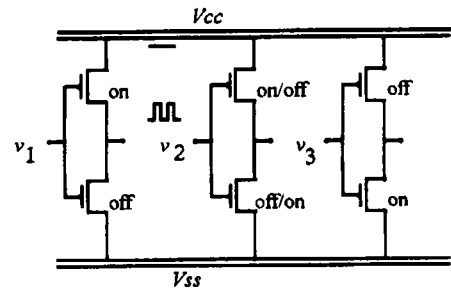


图 2 同步开关噪声通过电源 / 接地总线的耦合

2 同步开关噪声及其在 MCM 中的模型

在大规模 CMOS 集成电路系统中，使用了大量的驱动器（如总线驱动单元）；这样在某一个电路瞬间可能会有几十个甚至上百个 CMOS 同步切换状态，从而会有较大的瞬变电流通过电源线和接地线等公共回路。这些公共回路中均具有电感分量，如图 2 和图 3 所示。由 Faraday 电磁感应原理可知会产生噪声电压 $V_n = nL_{\text{eff}}di/dt$ ，其中 n 为同步开关（切换状态）的驱动器数， i 为开关电流， L_{eff} 称为有效电感，包含了电源、接地公共回路中的各种电感成分。这个噪声电压通过公共的电源和接地总线耦合到其他电路元件，有可能造成其他 CMOS 电路的误操作等恶劣影响。芯片封装的电感性噪声在过去的 IC 设计中已被注意到；但过去在工作速度比较低的情形下，开关电流变化率在几十个毫安 / 纳秒的量级，而且同步开关的 CMOS 数量较少。例如，对于 32 位总线驱动单元来说 $n = 32$ ， $L_{\text{eff}} = 1\text{nH}$ ， $di/dt = 20\text{mA/ns}$ ，则 $V_n = 640\text{mV}$ ，远低于 TTL 或 MOS 器件的触发电平。对于目前的 VHSIC，同步开关电流可能会达到几十个毫安 / 皮秒，同步开关的 CMOS 数量不断增加，噪声电压对电路的影响就较大。

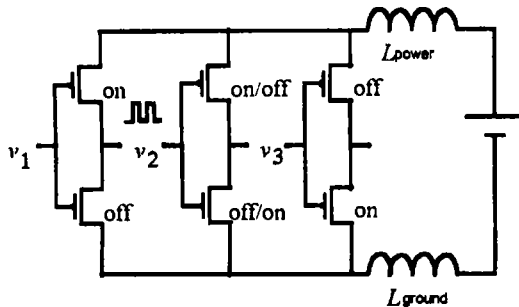


图 3 图 2 的等效电路

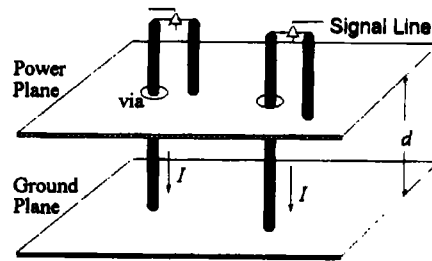


图 4 多芯片组件中电源接地板同步开关噪声的模型

对于我们所研究的多芯模块系统，参见图 1，芯片固定在 MCM 基片的顶部，其电源线由通孔引线连接至电源板和接地板上。同步开关电流通过通孔引线和电源流过电源板和接地板，所激发的波动电压又由公共的电源和接地板耦合到系统的其他的芯片上，所以又可以称为电源 / 接地板噪声，其模型如图 4 所示。为了计算这个噪声电压，可以提取电源、接地板系统的等效电感，但静态电感模型没有计及波动电压在电源 / 接地板间的传播。在本文中，我们采用 Fang 提出的二维电磁模型^[5]，即把电源 / 接地板看成二维平行平板系统并由同步开关电流激

励; 表征噪声电压的电磁波在其中传播并受到 MCM 周界的反射。在一般的多芯片组件中, 相邻的电源板、接地板的间距在 $100\text{--}200\mu\text{m}$, 而 MCM 的横向尺寸在几个厘米的量级; 根据导体的边界条件, 可以采用仅有垂直于电源 / 接地板的电场分量的二维电磁场模型求解, 既保证速度又不影响精度。本文提出一种新的数值方法——特征法来求解这个时域问题。

3 二维特征法的基本原理

已经有不少好的数值方法用于求解各种复杂的电磁问题。而在时域方法领域, 似乎只有时域有限差分法 (FD-TD) 一枝独秀。FD-TD 是对偏微分方程的直接差分离散, 从数值分析的角度来看稳定性并不很理想; 为了明显减低数值色散, 必须取很小的空间步长; 而且其空间步长与时间步长必须满足稳定性条件。特征法的基本思想在于利用方程组的特征线构造网格, 在特征线上各未知函数仅与时间变量满足确定的常微分关系; 这样, 偏微分方程的求解就转化成在特征线上常微分方程的求解, 避免了场量对空间坐标的差商, 可以在一定程度上避免数值色散。将偏微分方程转化为常微分系统的求解是计算数学所追求的目标, 直线法就是一个很好的例子。事实上, 在计算数学中, 对两个自变量的拟线性双曲型方程组的特征线法已有论述^[6]; 对于一维问题 (两个自变量 x 和 t), 特征法已成功运用于传输线电报方程的求解^[7], 下面我们将提出二维电磁场问题 (三个自变量) 的特征法。与我们所研究的问题相配合, 不失一般性, 考虑无耗媒质中的 TM 场结构, 其支配方程为

$$\partial E_z / \partial t = (1/\varepsilon)(\partial H_y / \partial x - \partial H_x / \partial y) - J/\varepsilon, \quad (1)$$

$$\partial H_x / \partial t = -(1/\mu)(\partial E_z / \partial y), \quad (2)$$

$$\partial H_y / \partial t = (1/\mu)(\partial E_z / \partial x), \quad (3)$$

令 $\partial y / \partial t = -\sqrt{2/(\mu\varepsilon)}$, $\partial x / \partial t = 0$ (特征线 1), 作 $E_z - \sqrt{2\mu/\varepsilon}H_x$ 的全微分, 可得

$$\frac{d(E_z - \sqrt{2\mu/\varepsilon}H_x)}{dt} = (1/\varepsilon)(\partial H_y / \partial x + \partial H_x / \partial y) - J/\varepsilon; \quad (4)$$

令 $\partial y / \partial t = \sqrt{2/(\mu\varepsilon)}$, $\partial x / \partial t = 0$ (特征线 2), 则

$$\frac{d(E_z + \sqrt{2\mu/\varepsilon}H_x)}{dt} = (1/\varepsilon)(\partial H_y / \partial x + \partial H_x / \partial y) - J/\varepsilon; \quad (5)$$

令 $\partial x / \partial t = -\sqrt{2/(\mu\varepsilon)}$, $\partial y / \partial t = 0$ (特征线 3),

$$\frac{d(E_z + \sqrt{2\mu/\varepsilon}H_y)}{dt} = (-1/\varepsilon)(\partial H_y / \partial x + \partial H_x / \partial y) - J/\varepsilon; \quad (6)$$

令 $\partial x / \partial t = \sqrt{2/(\mu\varepsilon)}$, $\partial y / \partial t = 0$ (特征线 4),

$$\frac{d(E_z - \sqrt{2\mu/\varepsilon}H_y)}{dt} = (-1/\varepsilon)(\partial H_y / \partial x + \partial H_x / \partial y) - J/\varepsilon. \quad (7)$$

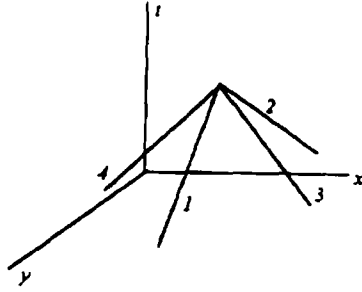


图 5 通过空间任一点的四条特征线

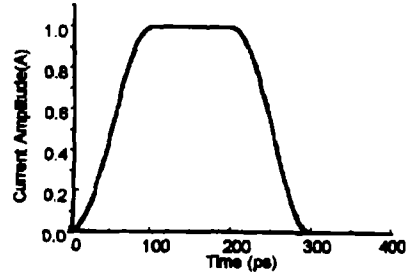


图 6 同步开关电流的波形

特征线如图 5 所示。令 $E_z^{i,j,k}$ 表示 $(x = i\Delta x, y = j\Delta y, t = k\Delta t)$, 其他的场量表示方法类同。我们引入辅助函数 $F(x, y, t) = (\partial H_y / \partial x + \partial H_x / \partial y)$, 注意在实际操作中并不需要计算未知场量函数对空间坐标的差商。在上述四条特征线上对这四个常微分方程以差商代替微商, 得到

$$E_z^{i,j,k+1} - bH_x^{i,j,k+1} - cF^{i,j,k+1} = a_1 - c(J^{i,j,k+1} + J^{i,j+1,k}), \quad (8)$$

$$E_z^{i,j,k+1} + bH_x^{i,j,k+1} - cF^{i,j,k+1} = a_2 - c(J^{i,j,k+1} + J^{i,j-1,k}), \quad (9)$$

$$E_z^{i,j,k+1} - bH_y^{i,j,k+1} + cF^{i,j,k+1} = a_3 - c(J^{i,j,k+1} + J^{i+1,j,k}), \quad (10)$$

$$E_z^{i,j,k+1} - bH_y^{i,j,k+1} + cF^{i,j,k+1} = a_4 - c(J^{i,j,k+1} + J^{i-1,j,k}), \quad (11)$$

其中

$$b = \sqrt{2\mu/\epsilon}, \quad c = 0.5\Delta t/\epsilon,$$

$$a_1 = E_z^{i,j+1,k} - bH_x^{i,j+1,k} + cF^{i,j+1,k}, \quad a_2 = E_z^{i,j-1,k} + bH_x^{i,j-1,k} + cF^{i,j-1,k},$$

$$a_3 = E_z^{i+1,j,k} + bH_y^{i+1,j,k} - cF^{i+1,j,k}, \quad a_4 = E_z^{i-1,j,k} - bH_y^{i-1,j,k} - cF^{i-1,j,k}.$$

在图 5 中可以发现, 经过 (x, y, t) 的任何一点, 均有四条特征线。而在 $k+1$ 时刻空间任一点 (x, y) 的场量可以由通过该点的四条特征线上 k 时刻的场量之组合表示出来:

$$H_x^{i,j,k+1} = (a_2 - a_1)/(2b), \quad (12)$$

$$H_y^{i,j,k+1} = (a_3 - a_4)/(2b), \quad (13)$$

$$E_z^{i,j,k+1} = (a_1 + a_2 + a_3 + a_4)/4, \quad (14)$$

$$F^{i,j,k+1} = (a_3 + a_4 - a_1 - a_2)/(4c), \quad (15)$$

特征线法可以看成是一种半数值半解析的计算方法。它仅需对时间变量作差商运算, 可以期望有比较小的数值色散和比较高的稳定性。特征法的关键是利用特征线构造空间、时间网格; 从特征线方程可知其空间网格与时间步长的关系是确定的, 而不象时域有限差分法中在满足稳定性准则的条件下似乎可以随意选取。具体地说, 在特征法中 $\Delta x = \Delta t\sqrt{2c}$, 正好是 FD-TD 中稳定性准则的极限情况。

5 计算实例

如图 4 所示, 电源 / 接地板的尺寸 $6 \times 6\text{cm}$, 板间距为 $150\mu\text{m}$, 所填充介质的相对介电常数为 4.0。同步开关电流上升沿、持续时间、下降沿均为 100ps , 其波形如图 6 所示。我们采

用垂直于电源、接地板的通孔引线电流 (亦即同步开关电流) 作为激励 (如图 4 所示), 而不是像文献 [5] 那样采用电源、接地板上的面电流密度 (J_{sx} 和 J_{sy}) 作为激励; 这样做更直观, 更容易与电路分析软件接口。 I 是一个宏观量 (积分量), 为了用 I 表示麦克斯韦方程中的电流密度 J , 我们采用文献 [8] 的模型, 即 J 用 I/S 来近似, S 为引线的横截面积 (通孔面积)。根据电流的连续性原理, 这两种不同的激励选取方式是等效的。由于在电源 / 接地板的周界上电流为零, 故把 MCM 边界取作磁壁。

例 1 通孔引线位于上述电源 / 接地板的中心, 瞬变的同步开关电流峰值为 1A。我们根据上述模型, 用特征法计算了电源 / 接地板中心处的噪声波动电压 (图 7)。

从以上计算结果可见本文提出的方法的计算结果与 FD-TD 的结果 (图 8) 吻合, 从而验证了本文提出的二维特征法的可靠性。

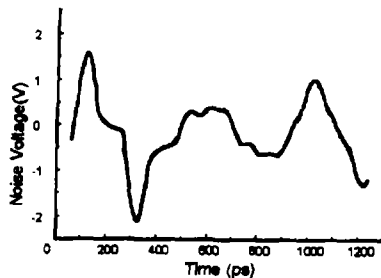


图 7 用特征法计算电源 / 接地板中心处的噪声电压

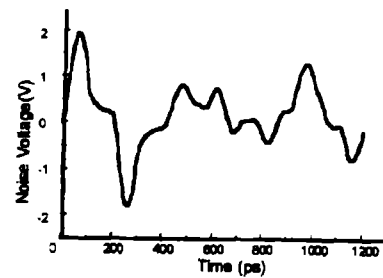


图 8 用 FD-TD 计算电源 / 接地板中心处的噪声电压

例 2 两根通孔引线分别位于电源 / 接地板中心和中心左侧 1cm 处, 开关电流的峰值均为 500mA, 其波形仍如图 6 所示。用特征法计算的结果如图 9 和图 10 所示。

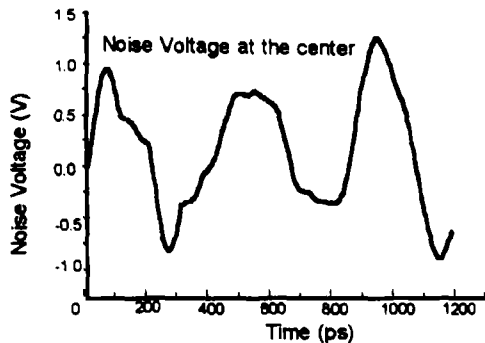


图 9

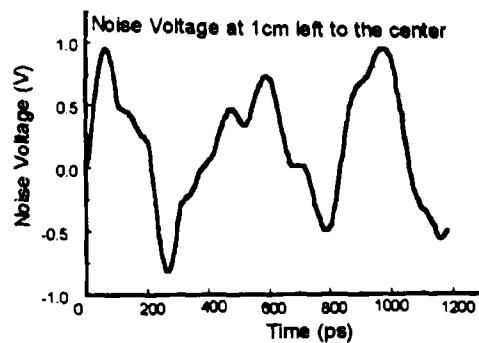


图 10

5 结 论

本文采用二维特征法求解多芯片组件的电源、接地板系统的同步开关噪声, 得到了满意的结论。特征法的计算时间与 FD-TD 相当。特征法作为一种通用的数值方法可以用于其他电磁问题, 而其边界处理可以借鉴时域有限差分法中的处理方法。同步开关电流导致的波动电压及

其对电路器件的影响只是同步开关噪声问题的一个方面; MCM 多层布线系统中, 由同步开关引起的瞬变电流对于电源、接地板间的布线层中信号传输的影响亦是值得研究的重要问题。

参 考 文 献

- [1] Chan P C. Design automation for multi-chip module-issues and status. *International Journal of High Speed Electronics*. 1991,2(4): 263-285.
- [2] Rainal A. Computing inductive noise of chip packages, *AT&T Bell Lab Tech. J.*, 1984, 63(1): 177-191.
- [3] Fang J, *et al.* Modeling of power ground plane noise in high-speed digital electronics packaging. *IEEE 2nd Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging, Conference Proceedings, Monterey, CA: Oct. 20-22, 1993, 206-208.*
- [4] Djordjevic A R, Sarkar T K. An investigation of Delta-I noise on integrated circuits. *IEEE Trans. on EMC, 1993, EMC-35(2): 134-147.*
- [5] Chen Y, *et al.* Modeling of Delta-I noise in digital electronics packaging. *1994 IEEE Multi-Chip Module Conference, Conference Proceedings, Santa Cruz, CA., USA: Mar., 15-17, 1994, 126-131.*
- [6] 南京大学数学系. 偏微分方程数值解法. 北京: 科学出版社, 1979, 第二章第七节.
- [7] Djordjevic A R, Sarkar T K. Analysis of time domain response of lossy multiconductor transmission line networks. *IEEE Trans. on MTT, 1987, MTT-35(10): 898-908.*
- [8] Buechler D N, *et al.* Modeling sources in the FD-TD formulation and their use in quantifying source and boundary condition errors. *IEEE Trans. on MTT, 1995, MTT-43(4): 810-814.*

FULL WAVE ANALYSIS OF SIMULTANEOUS SWITCHING NOISE IN HIGH SPEED MCM BY THE METHOD OF CHARACTERISTICS

Zheng Ji Mao Junfa Li Zhengfan

(*Department of Electronic Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200052*)

Abstract High speed Multi-Chip Module (MCM) has been widely adopted in the complex system, where simultaneous switching noise is one of the key factors affecting the system function. In this paper, two dimensional electromagnetic model is used to simulate power/ground plane simultaneous switching noise in MCM. A novel numerical method for the time-domain electromagnetic problems, named method of characteristics, is presented and used to solve the above problem. The results obtained are in accordance with that by the method of FD-TD and that reported by literature.

Key words Multi-chip module, Simultaneous switching noise, Method of characteristics

郑 戟: 男, 1969 年生, 博士生, 专业方向为高速集成电路互连与封装电特性的电磁建模和分析; 电磁场与微波的数值方法.

毛军发: 男, 1965 年生, 博士, 副教授, 现从事微波, 电磁场和高速集成电路方面的教学和科研工作.

李征帆: 男, 1936 年生, 教授, 博士生导师, 在电磁场与微波领域从事教学和科研工作.