第5期
2000年5月

电 子 学 报
ACTA ELECTRONICA SINICA

Vol.28 No.5
May 2000

高速MCM布线网互连和封装效应的计算机仿真

毛吉峰,李征帆,曹 毅,徐勤卫
(上海交通大学电子工程系,上海 200030)

摘 要: 本文针对高速MCM布线网中由互连和封装引起的寄生效应提出了进行计算机仿真的方法. 此方法以兰召斯Pade逼近算法(PVL)为基础,综合了部分元等效电路的三维模型,微分求积法的互连线宏模型,求解包含通孔、多导体互连线和集总元件组成的复杂线网对高速脉冲信号的响应. 为分析高速MCM设计中的电特性问题提供了高效的工具.

关键词: 兰召斯Pade逼近; 微分求积法; 部分元等效电路; 渐近波形估值

中图分类号: TN405.97 **文献标识码**: A **文章编号**: 0372-2112 (2000) 05-0130-03

Simulation of Interconnection and Package Effect in High-speed MCM

MAO Ji-feng, LI Zheng-fai, CAO Yi, XU Qin-wei
(Dept. E. E, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China)

Abstract: A method is proposed to evaluate the parasitic effect caused by interconnection and packaging in high-speed MCM. Based on the PVL reduction algorithm, the method combines PEEC and DQ (differential quadrature) method to model 3D structure and interconnect, respectively. It can be applied to evaluate transient responses of complex circuits which are composed of via, interconnects and lumped components. As a result, it provides an efficient tool to analyze the performance in high-speed MCM.

Key words: PVL algorithm; DQ mothod; PEEC; AWE

1 引言

多芯片组件(Multichip Module, MCM)是现今较有发展前途的系统实现方式. 在芯片、印刷电路板和MCM三者中,芯片工艺要求过高,影响其成本和成品率. 印刷电路板尺寸偏大,不符合当今功能强,尺寸小的要求,并且其互连和封装的效应明显,影响了系统的特性. 多芯片组件将多块未封装的裸芯片通过多层介质、高密度布线进行互连和封装,尺寸远较印刷电路板紧凑,工艺难度又比芯片小,成本适中,不失为潜力巨大的系统实现方式.

随着信号速度迅速提高,由互连和封装所引起的寄生效应在MCM中逐渐变得明显,影响了系统的工作性能指标,甚至造成系统的逻辑错误. 因此在对系统进行逻辑设计的同时,还必须检测互连和封装结构效应,以保证信号在传输过程中的完整性.

对MCM所有的互连线网同时进行模拟不大可能也没有必要,可侧重于对少量、性能要求苛刻的线网进行性能检测. 基本考虑是:将高速MCM上待测线网及与其耦合的互连线段经过电磁参数提取和建模后,构成线性电路系统然后通过系统时域分析求得高速脉冲信号的响应. 由于上述线性电路比较庞大,故当前常采用基于Pade逼近的缩减方法,在保证对分析结果有较好近似的基础上,大大加快时域分析的过程.

渐近波形估值[2]是Pade逼近的一般化方法,缺点是要进行许多复杂的数学处理. 兰召斯Pade逼近法[3]则使用简单的叠代计算,但它建立在对系统用集中参数的修正节点方程或状态方程表示的基础上,因此相应的互连线和封装结构的电路模型亦应满足此要求. 本文适应此要求,建立了多导体互连线段和通孔的电路模型,解决了特性检测问题.

2 基本算法和模型(PVL)

2.1 兰召斯Pade逼近

用改进节点法求解线性时不变集总电路,得到一阶偏微分方程组,其拉普拉斯域形式为:

$$sCX = - GX + bU \tag{1}$$

冲激响应

$$H(s) = l^T(G + sC)^{-1}b \tag{2}$$

对于任意复数域的 s_0,只要 $G + s_0C$ 非奇异,就可以用变换 $s = s_0 + \sigma$ 并令

$$A = - (G + s_0C)^{-1}C$$

$$r = (G + s_0C)^{-1}b \tag{3}$$

得到以下形式的冲激响应

$$H(s_0 + \sigma) = \sum_{j=1}^{N}\frac{f_jg_j}{1 - \sigma\lambda_j} \tag{4}$$

其中,$A = S\Lambda S^{-1}$, $\Lambda = \mathrm{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \cdots, \lambda_N)$ 是对角矩阵,其对角元素是A矩阵的特征值.

收稿日期:1998-09-11;修订日期:1999-03-25
基金项目:国家博士点基金资助课题

当实际电路的矩阵维数达到几百或上千时,用数值方法计算矩阵的特征值和特征向量变得费时,效率低,有时甚至不可能. 此时,实用的方法就是用逼近算法.

$H(s_0+\sigma)$ 的 Pade 逼近定义如下:

$$H_{p,q}(s_0+\sigma)=(b_p\sigma^p+\cdots+b_1\sigma+b_0)/(a_q\sigma^q+\cdots+a_1\sigma+1) \tag{5}$$

它的系数由泰勒展开式的前 $p+q+1$ 项系数唯一决定,其分子和分母多项式的根分别代表了整个系统的主要零极点.

兰召斯过程是一个叠代算法,它把维数较大的方阵 A 减缩成维数较小的三对角阵 T_q,并保持其主要的特征值和特征向量不变. 它和 Pade 逼近的关系是:

$$H_q(s_0+\sigma)=\mathrm{l}^T\mathrm{r}\cdot\mathrm{e}_1^T(\mathrm{I}-\sigma\mathrm{T}_q)^{-1}e_1 \tag{6}$$

对 $\mathrm{T}_q=\mathrm{S}_q\Lambda_q\mathrm{S}_q^{-1}$ 进行特征分解,则传输函数可以写成

$$\begin{aligned}H_q(s_0+\sigma)&=\mathrm{l}^T\mathrm{r}\cdot\mathrm{e}_1^T\mathrm{S}_q(\mathrm{I}-\sigma\Lambda_q)^{-1}\mathrm{S}_q^{-1}\mathrm{e}_1\\&=\sum_{j=1}^{q}(\mathrm{l}^T\mathrm{r}\cdot\mu_j v_j)/(1-\sigma\lambda_j)\end{aligned} \tag{7}$$

其中 μ_j 和 v_j 分别是向量 μ 和 v 的元素, $\mu=\mathrm{e}_1^T\mathrm{S}_q$, $\mathrm{v}=\mathrm{S}_q^{-1}\mathrm{e}_1$.

兰召斯 Pade 逼近算法可以将维数巨大的矩阵降阶并保持主要的特征值不变,以较少的零极点逼近整个电路系统的传输函数,加快运算速度,节省了内存.

2.2　用微分求积法建立互连线电路模型

为构成系统的电路方程,对多导体互连线必须在参数提取的基础上构成电路的宏模型,以前所用的特征法,快速傅立叶变换等形式,都不能和系统相匹配. 此处我们采用符合兰召斯 Pade 逼近算法需求的微分求积法.

微分求积法的主要思想是将某坐标方向上的微分算子用该方向上一系列适合的离散点的函数值加权逼近,将偏微分方程化为常微分方程求解,具体的推导可参考文献[4].

将微分求积法应用于传输线,以如下的逼近式

$$\begin{aligned}\frac{\partial v(x_i,t)}{\partial x}&=\sum_{j=1}^{N}a_{ij}v(x_j,t)\\\frac{\partial i(x_i,t)}{\partial x}&=\sum_{j=1}^{N}a_{ij}i(x_j,t),\ i=1,2,\cdots,N\end{aligned} \tag{8}$$

代入电报方程则得到

$$\begin{bmatrix}\mathrm{A}&\mathrm{R}\\\mathrm{G}&\mathrm{A}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathrm{v}\\\mathrm{i}\end{bmatrix}+\frac{\partial}{\partial t}\begin{bmatrix}\mathbf{0}&\mathrm{L}\\\mathrm{C}&\mathbf{0}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathrm{v}\\\mathrm{i}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{0}\\\mathbf{0}\end{bmatrix} \tag{9}$$

其中 LCRG 是传输线的分布参数, v 和 i 是电压、电流列向量,

$$\mathrm{A}=[a_{ij}]\in\mathrm{R}^{N*N}$$

上式的形式和修改节点法完全相同,可纳入系统方程组中.

2.3　改进部分元等效电路模型

部分元等效电路[1]同时考虑三维结构的电容和电感效应. 其步骤是先将导体以及介质划分成为电容和电感单元,然后计算这些单元的自电容、电感和互电容、电感,最后写出由这些部分元件构成的等效电路的状态方程以便模拟. 最初的部分元等效电路模型中,由标量电位的积分表达式导出节点间的电容网络,因此出现电容矩阵的提取问题. 在复杂介质结构中,这一工作困难又费时,影响了效率. 在此我们使用改进部分元等效电路模型,它从矢量磁位的积分表达式和洛伦兹规范出发,导出相应的状态方程. 从而免去电容矩阵的提取. 最后得到节点电压方程和支路电流方程合并形成的矩阵

$$\begin{bmatrix}\mathrm{I}&\mathbf{0}\\\mathbf{0}&\mathrm{L}_p\end{bmatrix}\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\phi\\\mathrm{i}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{0}&\mathrm{M}\\\mathrm{C}iv&\mathrm{C}ii\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\phi\\\mathrm{i}\end{bmatrix} \tag{10}$$

其中 L_{pij} 是各电感单元间的部分电感矩阵的元素, $\mathrm{i}=[I_1,I_2,\cdots,I_n]^T$ 为支路电流向量, ϕ 为节点电压向量, C_{iv} 为表示支路节点关系的连接矩阵, C_{ii} 表示各电感支路上的电阻. 矩阵 M 可以由电感计算结果转推而得.

3　线网的系统描述

在以上的基础上,就可以进行整个布线系统的模拟或检测. 具体如下:

步骤 1　在给出 MCM 尺寸,裸芯片大小及位置,连接线导体和介质几何参数以及各个管脚连接关系的情况下,用高效的布线算法完成所有的连接. 本文采用的四通孔算法具有的优点为:一对布线层中要连接的两个端点间只要用少于 4 个通孔就可以实现互连.

步骤 2　用快速、高效提取参数的算法得到传输线的分布参数 CLRG,提取参数的算法可以参考相关文献,此处不再涉及.

步骤 3　人工选择需要进行检测的某一线网,或者给出选择准则,由计算机搜索布线列表,决定情况较复杂的某一线网. 选择的准则视具体情况而定,如连接线的长度最长,连接线经过的通孔数最多等,主要目的是为了保证情况最差的连接线的性能符合设计要求.

步骤 4　互连线终端连接的是 CMOS 或其它非线性器件,此处为了突出互连线及封装结构的寄生效应,不用非线性器件的精确模型,而是采用简化的集总元件. 在连接线的始端以电阻,终端则以电容近似表示. 用修改节点法处理和互连线相连的集总元件,生成

$$\mathrm{G}_n\begin{bmatrix}\mathrm{V}_n\\\mathrm{I}_a\end{bmatrix}+\mathrm{C}_n\frac{\partial}{\partial t}\begin{bmatrix}\mathrm{V}_n\\\mathrm{I}_a\end{bmatrix}=\mathrm{b}E \tag{11}$$

其中下标 n 表示节点. I_a 表示附加的电感电流和独立源电流向量. 把传输线和通孔的模型插入其中得到:

$$\begin{array}{c|cccccccccccc|}
\cdots & & & & & & & 0 & 0 & \cdots & 0 & & \\
T_{in} & & & & & & & 1 & 0 & \cdots & 0 & & \\
T_{out} & & & \mathrm{G}_n & & & 0 & 0 & 0 & \cdots & -1 & 0 & 0\\
\cdots & & & & & & & 0 & 0 & \cdots & 0 & & \\
\cdots & & & 0 & & & \mathrm{A} & & & \mathrm{R} & & 0 & 0\\
\cdots & & & 0 & & & \mathrm{G} & & & \mathrm{A} & & 0 & 0\\
\cdots & & & 0 & & & 0 & & & 0 & & 0 & -\mathrm{M}\\
\cdots & \cdots & \cdots & & \cdots & \cdots & & & & & & & \\
V_{in} & 0 & -1 & & 0 & 0 & & & & & & & \\
 & & & & & & 0 & & & 0 & & -\mathrm{C}iv & -\mathrm{C}ii\\
V_{out} & 0 & 0 & & 1 & 0 & & & & & & & \\
\cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & & & & & & & &
\end{array}\quad\begin{bmatrix}V_n\\I_a\\\cdots\\V_T\\\cdots\\I_T\\\cdots\\V_v\\\cdots\\I_v\end{bmatrix}$$

$$+\begin{bmatrix} C_n & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_p \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} V_n \\ I_a \\ \cdots \\ V_T \\ \cdots \\ I_T \\ \cdots \\ V_v \\ \cdots \\ I_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} E \tag{12}$$

V_T, I_T 表示由传输线附加的电压电流变量, V_v, I_v 表示由通孔附加的电压、电流变量. 在 T_{in}和 T_{out}插入 1 和 - 1 是将传输线两端电流的贡献考虑在内,在 V_{in}, V_{out}插入 - 1 和 1 是将通孔两端的电压约束考虑进状态方程.

步骤 5 用兰召斯 Pade 逼近算法对以上的状态方程进行缩减,并得到频域的传输函数. 反变换传输函数至时域,得到冲激响应. 将其和输入波形递归卷积以求得整个线性系统的时域响应.

步骤 6 检测和判定其时域响应是否符合设计要求,必要时改动 MCM 的各项布线参数,包括线宽和线间距等,或局部重新布线.

4 计算和设计实例

(1) 为了验证上述算法的高效和准确性,采用了文献[2]中的例 1. 用特征法, SWEC, 以及兰召斯 Pade 逼近分别计算 V_{out}的输出结果. 特征法是处理传输线较快的算法,在得到足够精度的情况下,兰召斯 Pade 逼近法比特征法快了两倍左右. 结果如图 1.

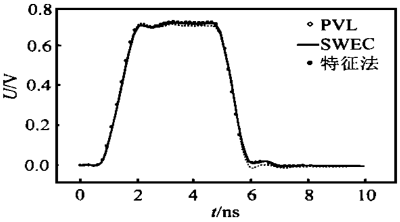

图 1 例 1 结果

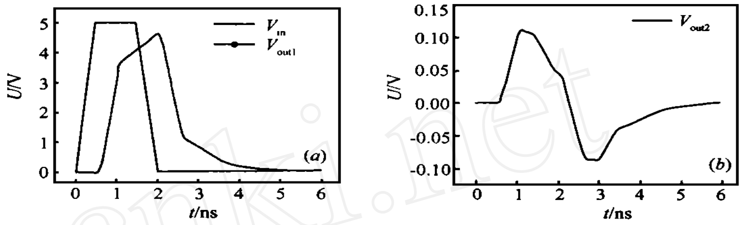

图 3 例 2 时域响应. (a) 主线响应, (b) 副线响应

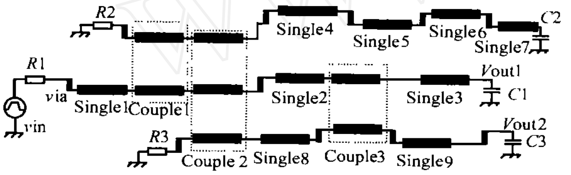

图 2 电路例 2

(2) 从四通孔布线后的线网列表中选取了一个线网,其等效电路和模拟结果如图 2、图 3.

5 结束语

本文以兰召斯 Pade 逼近算法为核心,综合了部分元等效电路,微分求积法,求解包含通孔,传输线和集总元件组成的复杂封装结构,为高速 MCM 布线后的性能估算提供了高效,准确的计算机模拟方法. 数值结果表明,该方法节省机时并提供较高的精度. 我们下一步的工作就是要选用合适的非线性器件模型并和兰召斯 Pade 逼近算法相结合以更精确地对高速 MCM 布线系统进行电特性模拟.

参考文献

[1] A. E. Ruehli. Equivalent circuit models for three dimensional multiconductor systems. IEEE Trans. on Microwave Theory Tech. 1997, 45 (10): 1889～1896

[2] T. K. Tang and M. S. Nakhla, Analysis of high-speed VLSI interconnects using the asymptotic waveform evaluation technique. IEEE Trans. Mar. 1992, CAD-11 (3): 341～352

[3] P. Feldmann, R. W. Freund. Efficient Linear Circuit Analysis by Pade Approximation via the Lanczos Process, IEEE Trans. on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 1995, 14 (5): 639～648

[4] 徐勤卫,李征帆,陈文. 微分求积法求解高速大规模集成电路互连线的瞬态响应. 电路与系统学报, 1998, 3 (2): 76～81

毛吉峰 毕业于上海交通大学电子工程系, 1996 年获学士学位. 1999 年获硕士学位. 研究内容主要是集成电路中电磁封装的计算机辅助设计,包括大规模集成电路布线和时域模拟等.

李征帆 1936 年出生, 1958 年毕业于清华大学,并留校任教, 1979 年调上海交大电子工程系, 1981 年～1983 年为美国康奈尔大学访问学者,现为上海交大电子工程系教授,博士生导师. 现主要从事微波和高速电路系统的电磁场和电路方面的教学科研工作,在国内外核心刊物上发表论文近 70 篇,其中在国际权威性刊物 IEEE Transactions上达 15 篇.