

Numerical Solution for Crosstalk Noise of Coupled Interconnects

WANG Zong-yue¹, CHEN Shao-chang¹, WU Hao²

1. Electronic Engineering College, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China;

2. Unit 92267 of Navy, Qingdao 266102, China

e-mail: wangzongyue123@126.com

Abstract: According to the literature on the subject, the complicated coupled interconnects model was deemed equivalently as independent interconnect model in odd mode and even mode. A differential formation to calculate the transient responses of the transmission line was gained, using the transmission line equations and the theory of numerical value roots of the partial differential equations. The crosstalk noise of the coupled interconnects could be calculated by the combination of the odd mode and the even mode, which was worked by any driving signal. The veracity was validated by comparing the simulation result with the result of PSpice.

Keywords: coupled interconnects; crosstalk noise; numerical solution; transmission line equations

耦合互连线串扰噪声的数值解法

王宗跃¹, 陈少昌¹, 吴昊²

1. 海军工程大学电子工程学院, 武汉 中国 430033;

2. 海军 92267 部队, 青岛 中国 266102

e-mail: wangzongyue123@126.com

【摘要】已有文献在奇模和偶模两种模式下, 将复杂的耦合互连线模型近似等效为独立互连线模型。借助于传输线方程和偏微分方程的数值解理论, 得到一种计算传输线暂态响应的差分计算式, 利用奇模和偶模的组合来计算任意驱动信号时耦合互连线间串扰噪声, 通过将仿真结果与 PSpice 仿真结果对比, 验证了该算法的准确性。

【关键词】耦合互连线; 串扰噪声; 数值解法; 传输线方程

0 前言

随着集成电路工艺的进一步发展, 芯片集成度的不断提高和特征尺寸不断减小, 使得集成电路的受干扰容限也在减小。而互连线间的串扰会使传输的信号产生延迟、过冲和下冲等信号完整性问题, 当该噪声的峰值足够大时, 易造成器件的损坏, 更会引起数据的误触发或者不稳定状态, 从而导致系统不能正常工作。因此互连线间串扰噪声已成为限制芯片集成度, 影响电路性能的关键性问题之一。在此情况下, 如何准确对互连线间串扰噪声进行定性定量地分析, 计算和控制已经成为高速电路系统设计中的主要问题之一, 它对于电路系统的优化设计至关重要。

近年来, 许多学者从不同的侧面用不同的方法对互连线耦合串扰噪声进行了研究。文献[1]对 Devgan 模型、Vittal 模型和 Yu 模型等几种现有的串扰噪声模型进行了分析比较, 并指出它们的局限性。文献[2]提出的 ABCD 矩阵级联模型只考虑了互连线间的互容而忽略了互感, 显然不适合用于高频电路。本文借助于

传输线方程和偏微分方程的数值解理论, 提出一种耦合互连线串扰噪声的数值解法。该方法将耦合互连线模型视为差分对模型, 并根据在奇模和偶模两种模式下, 可以将复杂的耦合互连线模型近似等效为独立互连线模型^[3,4], 通过建立一种基于 Lax 格式的计算单根传输线方程数值解的差分计算式, 由求得的边界条件计算出传输线暂态响应, 再根据这两种独立互连线模型的组合来计算和分析耦合互连线串扰噪声。

1 耦合互连线串扰模型

高频时, 互连线表现出传输线特性, 此时互连线可以用有损传输线的分布式 RLC 模型来近似。对 CMOS 电路器件进行线性假设, 即驱动器端有驱动电阻, 负载端有负载电容, 并将互连线分为相当数量的 RLC 单元。平行耦合的二线结构是研究线间串扰的最基本形式。图 1 所示即为干扰线与被干扰线的传输线模型。其中 v_{in} 和 R_{in} 分别表示激励信号电压和驱动端电阻, C_L 为负载电容。 Δx 为线长, r 、 l 、 c 和 l_m 、

c_m 分别是互连线单位长度的电阻、电感、电容和耦合电感、耦合电容。 V 和 I 分别是空间距离 x 、时间 t 的电压波和电流波函数，下标 a 和 p 分别表示干扰电路和被干扰电路。

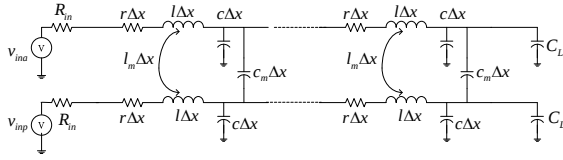


图 1 干扰线与被干扰线传输线模型

将平行耦合的互连线视为差分对模型，驱动端激励信号可以是任意的，即干扰线和被干扰线的输入电压 v_{ina} 和 v_{inp} 可以是任意的函数。但有两种最为特殊和简单的电压模式：奇模(odd mode)和偶模(even mode)。奇模是指两互连线上有相反的驱动电压，例如给干扰线加 0v 到 1v 的阶跃电压，而给被干扰线加 0v 到-1v 的阶跃电压。偶模则是指在两互连线上加相同的驱动电压。在这两种模式下，互连线终端输出响应就近似等效于求解图 2 所示的独立传输线终端时域响应^[3,4]。

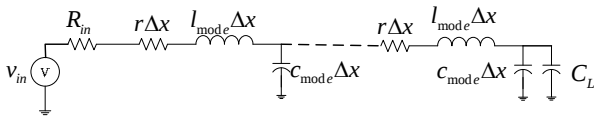


图 2 耦合互连线的独立传输线模型

对于偶模和奇模，其等效的独立传输线参数分别为

$$\begin{aligned} l_{\text{even}} &= l + l_m, & c_{\text{even}} &= c \\ l_{\text{odd}} &= l - l_m, & c_{\text{odd}} &= c + 2c_m \end{aligned} \quad (1)$$

2 建立差分计算式

在高频时，互连线表现出传输线特性，此时互连线可以用有损传输线的分布式 RLC 模型来近似。则有损均匀传输线方程可写为

$$\begin{cases} -\frac{\partial u}{\partial x} = ri(x,t) + l_{\text{mode}} \frac{\partial i}{\partial t} \\ -\frac{\partial i}{\partial x} = c_{\text{mode}} \frac{\partial u}{\partial t} \end{cases} \quad (2)$$

其中 r 、 l_{mode} 和 c_{mode} 分别是互连线单位长度的电阻、电感和电容。将连续分布的时间、空间坐标离散得到时间、空间网格 x 轴表示在空间上离散传输线，

间隔记为 h ，即空间步长； t 轴表示时间上离散，间隔记为 k ，即时间步长。为方便书写，将网格节点 $u(x_m, t_n)$ 和 $i(x_m, t_n)$ 分别简记为 u_m^n 和 i_m^n 。

以中心差商代替 $\frac{\partial u}{\partial x}$ 和 $\frac{\partial i}{\partial x}$ 即

$$\begin{aligned} \frac{\partial u}{\partial x} &\approx \frac{u_{m+1}^n - u_{m-1}^n}{2h} \\ \frac{\partial i}{\partial x} &\approx \frac{i_{m+1}^n - i_{m-1}^n}{2h} \end{aligned} \quad (3)$$

以前向差商代替 $\frac{\partial u}{\partial t}$ 和 $\frac{\partial i}{\partial t}$ 即

$$\frac{\partial u}{\partial t} \approx \frac{u_m^{n+1} - \frac{1}{2}(u_{m+1}^n + u_{m-1}^n)}{k} \quad (4)$$

$$\frac{\partial i}{\partial t} \approx \frac{i_m^{n+1} - \frac{1}{2}(i_{m+1}^n + i_{m-1}^n)}{k}$$

再分别以 $\frac{1}{2}(u_{m+1}^n + u_{m-1}^n)$ ， $\frac{1}{2}(i_{m+1}^n + i_{m-1}^n)$ 代替 u_m^n 和 i_m^n ，整理式(2)可得

$$\begin{aligned} u_m^{n+1} &= -\frac{k}{2hc_{\text{mode}}} (i_{m+1}^n - i_{m-1}^n) + \frac{1}{2}(u_{m+1}^n + u_{m-1}^n) \\ i_m^{n+1} &= -\frac{k}{2hl_{\text{mode}}} (u_{m+1}^n - u_{m-1}^n) - \frac{1}{2}\left(\frac{rk}{l_{\text{mode}}} - 1\right)(i_{m+1}^n + i_{m-1}^n) \end{aligned} \quad (5)$$

这就是推导出的可以用来计算传输线方程数值解的差分计算式。根据 Lax 等价定理可将对推导出的差分计算式的收敛性讨论转化为稳定性的讨论。由偏微分方程的数值解理论得到以上推导出的差分计算式稳定的充分条件为^[5]

$$\begin{cases} k < \frac{2l_{\text{mode}}}{r} \\ \frac{k}{h\sqrt{l_{\text{mode}}c_{\text{mode}}}} < 1 \end{cases} \quad (6)$$

将式(1)代入可得

$$\begin{cases} k < \frac{2l_{\text{mode}}}{r} \\ h > \frac{k}{\min(\sqrt{l_{\text{even}}c_{\text{even}}}, \sqrt{l_{\text{odd}}c_{\text{odd}}})} \end{cases} \quad (7)$$

上式就是能同时满足奇模和偶模条件下的差分计算式稳定的充分条件。

3 确定边界条件

要想利用推导的差分计算式来计算和分析独立传输线暂态响应, 我们还需要根据具体的电路模型去确定其边界条件。以线性假设后的 CMOS 电路器件为例, 则图 3 所示为互连线系统始端和终端电路模型。驱动器端有驱动电阻 R_{in} , 负载端有负载电容 C_L 。这就需要在电路的始端和终端利用集中参数电路模型确定边界条件, 从而推导偏微分方程的数值解。假设互连线被分为 M 个单元。

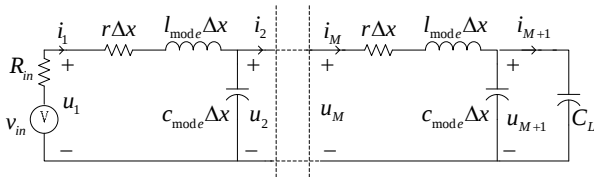


图 3 始端和终端电路模型

首先考虑始端边界条件, 根据基尔霍夫电压定律和基尔霍夫电流定律得

$$v_{in}(t) = (R_{in} + r\Delta x)i_1(t) + l_{mode}\Delta x \frac{\partial i_1}{\partial t} + u_2(t) \quad (8)$$

$$u_1(t) = v_{in}(t) - R_{in}i_1(t)$$

利用前向差分公式 $\frac{\partial i_1}{\partial t} \approx \frac{i_1^{n+1} - i_1^n}{k}$ 代入整理得

$$i_1^{n+1} = \frac{k}{hl_{mode}} [v_{in}(n) - u_2^n - (R_{in} + hr - \frac{hl_{mode}}{k})i_1^n] \quad (9)$$

$$u_1^{n+1} = v_{in}(n+1) - R_{in}i_1^{n+1}$$

式(9)就是始端边界条件。用同样的方法计算终端边界条件得

$$u_{M+1}^{n+1} = \frac{k}{c_{mode}h + C_L} i_M^{n+1} + u_{M+1}^n \quad (10)$$

$$i_{M+1}^{n+1} = C_L \frac{u_{M+1}^{n+1} - u_{M+1}^n}{k}$$

因此, 选取适当的时间步长和空间步长, 即可利用所确定的边界条件推导偏微分方程的数值解, 实现传输线暂态分析, 计算出耦合互连线奇模或偶模情况下串扰噪声。

4 实例仿真与结果分析

本文选取文献[6]中的 LTCC (低温共烧陶瓷) 工艺耦合互连线, 线长为 2cm, 其他参数为 $r=12.27\Omega/m$, $l=696\text{ nH/m}$, $c=122\text{ pF/m}$, $l_m=365\text{ nH/m}$, $c_m=6\text{ pF/m}$ 。以奇模为例, 由于实际的阶跃信号有一定的上升时间, 假设干扰线输入电

压为上升时间为 0.1ns 的阶跃函数, 被干扰线则输入与之相反的信号。取时间步长 $k=1\text{ ps}$, 空间步长 $h=0.2\text{ mm}$ ($M=100$), 则很显然是满足式(7)所确定的差分计算式稳定条件。图 4 所示即为用本文算法和 PSpice 软件仿真出的干扰线输出波形。可以看到两种方法仿真出的波形是极为接近的, 且波峰和波谷是一致的, 而之所以存在一定的延迟误差, 是由于 PSpice 仿真结果调入 Matlab 时起始阶段取时不够精确所导致的。

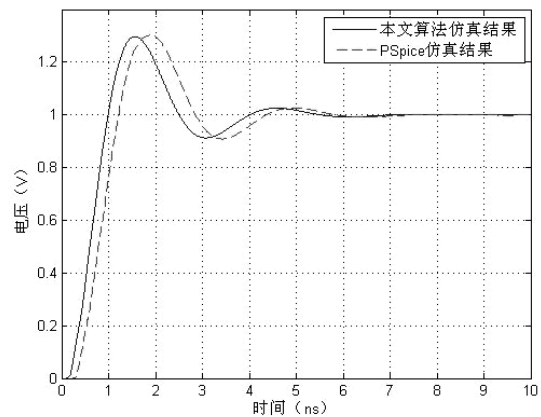


图 4 奇模串扰噪声

耦合互连线驱动端激励信号可以是任意的, 往往耦合互连线间并不仅仅是奇模和偶模, 这就需要研究在任意波形激励情况下耦合互连线间串扰的问题。由于任何所加激励信号都可以用奇模电压分量和偶模电压分量的组合来描述, 并且奇模电压分量和偶模电压分量在传输过程中相互独立、互不干扰。因此, 我们可以利用在奇模和偶模下等效的单线系统组合来研究分析任意激励信号的互连线串扰噪声。例如给干扰线加上 0v 到 1v 的阶跃信号, 而被干扰线接 0v 电位。则干扰线与被干扰线的电压响应可表示为^[7]

$$\begin{aligned} V_a &= 0.5 \times (V_{even} + V_{odd}) \\ V_p &= 0.5 \times (V_{even} - V_{odd}) \end{aligned} \quad (11)$$

同样以 LTCC 工艺耦合互连线为例, 设干扰线输入信号为 0.1ns 的阶跃信号, 被干扰线没有信号输入。图 5 分别给出了本文算法、文献[8]提出的模型与 PSpice 仿真所得被干扰线上串扰噪声示意图, 仿真结果表明本文算法仿真结果与已有方法仿真结果吻合较好。PSpice 仿真所得最大串扰噪声值为 0.301v, 而本文算法和文献[8]提出的算法仿真结果均为 0.290v, 相对误差约为 3.7%, 由此可见本文的算法是可以准确用来研究耦合互连线间串扰噪声。

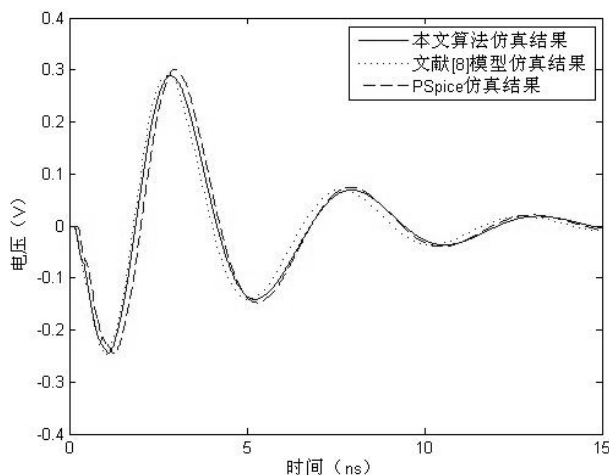


图5 串扰噪声仿真结果比较图

从运算时间来看,影响本文算法复杂度的主要因素是空间步长和时间步长的选取,同时其需要满足式(7)所确定的差分计算式稳定的充分条件,若通过增加时间步长或空间步长来降低其算法复杂度则算法精度就不能得到保证。但由于本文算法和以往算法相比,没有线性拟合等复杂的计算式,所以本文算法的计算量不是很大。以上面仿真为例,利用文献[8]提出的算法仿真得出波形需要 2.25s,而本文算法需要 1.98s。

5 结束语

随着集成电路的高速化和小型化,串扰问题的研究成为设计人员不可避免的问题。对耦合互连线间串扰噪声的分析不仅能够有效提高产品设计的性能,而且可以缩短产品开发周期,降低开发成本。本文借助于传输线方程和偏微分方程的数值解理论,提出一种分析耦合互连线串扰噪声的方法。该方法根据在奇模和偶模两种模式下,可以将复杂的耦合互连线模型近似等效为独立互连线模型,通过建立一种基于 Lax 格式的计算单根传输线方程数值解的差分计算式,由求得的边界条件计算出传输线暂态响应,再根据这两种独立互连线模型的组合来计算和分析任意激励电压下耦合互连线串扰噪声。最后通过实例仿真,并将仿真结果和已有方法仿真结果进行比较,验证了本文提出方法的有效性和准确性。

References (参考文献)

- [1] Sun Jiaxing, Ye Qing, Ye Tianchun, et al, Analysis of Crosstalk Noise and Model of Crosstalk[J], *China Integrated Circuit*, 2004(9), P46-52(Ch). 孙加兴, 叶青, 叶甜春, 等.串扰噪声及串扰噪声模型的分析[J], *中国集成电路*, 2004(9), P46-52.
- [2] Palit A K, Meyer V, Anheier W, et al. Modeling and analysis of crosstalk coupling effect on the victim interconnect using the ABCD network model [C]. 19th IEEE International Symposium on Defect and Fault Tolerance in VLSI Systems, Cannes, France, Oct. 2004: 174-182.
- [3] Kim T, Kim D, Lee J A. Compact models for signal transient and crosstalk noise of coupled RLC interconnect lines with ramp inputs [C]. 4th IEEE International Symposium on Electronic Design, Test & Application, Hong Kong, China, July. 2008: 205-209.
- [4] Kim T, Eo Y. Analytical CAD models for the signal transients and crosstalk noise of inductance-effect-prominent multicoupled RLC interconnect lines[J]. *IEEE transactions on computer-aided design of integrated circuits and systems*, 2008, 27(7): 1214-1227.
- [5] Zhen Shengfu, Solution of Transmission Line Equation With the Finite Difference-Time Domain Method[J], *Journal of Chongqing University of Arts and Sciences(Natural Science Edition)*, 2007, 26(2), P22-25(Ch). 郑生富. 传输线方程的一种时域有限差分法[J], *重庆文理学院学报(自然科学版)*, 2007, 26(2), P22-25.
- [6] Du Xiaoming, Zhao Fengjun, Wu Dingyun, et al, ABCD Modeling of Crosstalk Coupling Noise of Interconnects[J], *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(1), P242-244(Ch). 杜小明, 赵凤军, 吴定允, 等. 互连线串扰耦合噪声的 ABCD 矩阵模型[J], *电子与信息学报*, 2009, 31(1), P242-244.
- [7] Lorival J E, Deschacht D. Analytical crosstalk noise characteristics[C]. *Design & Technology of Integrated Systems in Nanoscale Era*, Rabat, Morocco, Sept. 2007: 213-216.
- [8] Li Xin, Wang Janet M, Tang Weiqing, et al, Simulation Method Study for Crosstalk Noise Based on RLC Interconnects System[J], *Journal of System Simulation*, 2008, 20(15), P4202-4206(Ch). 李鑫, Wang Janet M, 唐卫清, 等. 一种基于 RLC 互连系统的串扰仿真方法研究[J], *系统仿真学报*, 2008, 20(15), P4202-4206.