

n 阶信道传输矩阵特征值分解的串扰抵消研究^①

王亚飞^② 李学华

(北京信息科技大学信息与通信工程学院 北京 100101)

摘 要 为了减小高速互连下串扰对信号传输的影响,进行串扰抵消研究。针对一组 n ($n>3$) 条耦合微带线间的串扰问题,提出了 4 阶和 5 阶耦合微带线信道传输矩阵的简化形式,并在对其进行特征值分解后构建了串扰抵消电路,此电路可以有效改善信号眼图的质量。仿真结果显示,该方法在 $n=4$ 和 $n=5$ 条耦合微带线串扰抵消时效果良好。综合 $n=2$ 和 $n=3$ 时的仿真,结果表明,此方法可以推广应用到一组 n ($n\geq 2$) 条耦合微带线串扰抵消中。

关键词 串扰, 串扰抵消, 微带线, 信道传输矩阵(CTM), 特征值分解(EVD)

0 引 言

随着集成电路以及印刷电路板(printed circuit board, PCB)密度和速率的提高,互连线引起的串扰问题越来越突出,长期以来严重制约了高速电路的发展。串扰是四类信号完整性问题之一,高速互连中,它严重影响信号在多信道中的传输性能^[1-3]。

串扰产生的物理原因是攻击线和受害线之间的互容和互感。当传输线工作在较高频率下(即信号速率很高时),信号的上升时间和下降时间较小,由此引发的瞬时电压转换会引起严重的串扰,而且当两条传输线在布线空间上越接近,互感与互容就越大,这样在两条传输线间就会产生更严重的串扰。特别是在总线系统中,当多条攻击线同时攻击一条受害线时,受害线上的串扰就更大,为了减小受害线上的串扰可以采用的措施有很多,例如通过减小传输线间的电磁耦合来抑制串扰^[4-9],或者从传输线上信号传输角度来考虑减小串扰^[10,11]。这些方法的共同目的都是减小串扰对整个互连系统的影响,即排除串扰对有用信号的干扰。文献[12]研究了在互连系统上建立耦合传输线信道传输矩阵(coupled transmission lines-channel transmission matrix,

CTL-CTM),从构建其逆矩阵的数学角度出发来消除串扰对正常信号的干扰,给出了针对 3 条耦合微带线间串扰抵消方法。该方法在实际应用中可以降低微带线的间距,从而增加电路板的有效面积,提高吞吐量,能够克服从物理结构角度减小串扰方法不能降低线间距的瓶颈。但是一般总线系统的互连线数量都会远大于 3,随着耦合传输线的数量增加,总线系统的 CTL-CTM 越来越复杂,串扰抵消处理起来会越来越困难,电路实现也会更困难。为了获得多路($n>3$)耦合情况下的串扰抵消方法,本文把研究微带线的数量扩大到 4 条和 5 条,即将信道传输矩阵扩展为 4 阶和 5 阶,研究了这两种情况下的串扰抵消方法(以下简称 CTM 方法),给出了 CTM 方法的电路结构和参数,仿真结果显示,CTM 方法在耦合微带线的数量为 $n=4$ 和 $n=5$ 时串扰抵消效果依然良好,说明了该方法具有普适性,可以推广应用到一组 n ($n\geq 2$) 条耦合微带线中。

1 4 阶和 5 阶 CTL-CTM 的简化形式

首先,考虑如图 1 所示的由 n 条耦合微带线组

① 国家自然科学基金青年科学基金(61601038)资助项目。
② 男,1981 年生,博士,副教授(高级实验师);研究方向:电磁兼容,射频电路设计等;联系人,E-mail: wangyafei@bistu.edu.cn
(收稿日期:2017-09-12)

成的互连系统,线上的信号同向传输,即 $v_{in}(1 \leq i \leq n)$ 为输入端口信号, $v_{out}(1 \leq i \leq n)$ 为输出端口信号。根据信号的传输和串扰关系,可以用传递函

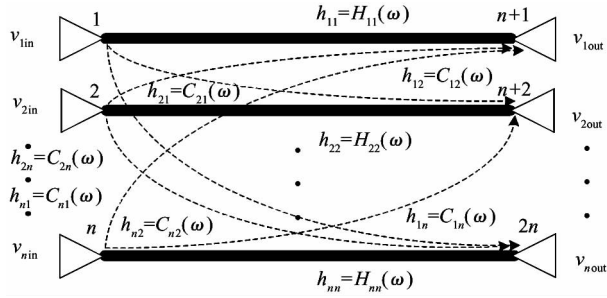


图1 n 条耦合微带线的信道模型

数来描述各端口之间的信号关系,即有 $H_{ii}(\omega)$ ($1 \leq i \leq n$) 为第 i 条微带线的传递函数, $C_{ij}(\omega)$ ($1 \leq i \leq n, 1 \leq j \leq n$) 为第 i 条和第 j 条微带线间的远端串扰传递函数。根据这个信道模型,可以建立 n 阶 CTL-CTM,如下式所示:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1n} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{n1} & h_{n2} & \cdots & h_{nn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11}(\omega) & C_{12}(\omega) & \cdots & C_{1n}(\omega) \\ C_{21}(\omega) & H_{22}(\omega) & \cdots & C_{2n}(\omega) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ C_{n1}(\omega) & C_{n2}(\omega) & \cdots & H_{nn}(\omega) \end{bmatrix} \quad (1)$$

为了达到串扰抵消的目标,需要把式(1)中的 $C_{ij}(\omega)$ ($1 \leq i \leq n, 1 \leq j \leq n$) 变为 0,显然,构建 $\mathbf{H}^{-1}$ 矩阵电路就可以实现这个目标,但由数字信号产生远端串扰的特性可知,其一般为宽带信号,CTL-CTM 中的元素为频率的函数,且 CTL-CTM 为复数矩阵。因此, $\mathbf{H}^{-1}$ 矩阵在电路上难以实现。或者对 $\mathbf{H}$ 进行矩阵分解,再考虑串扰抵消,但是由于 $\mathbf{H}$ 过于复杂,无论是直接求逆还是矩阵分解再串扰抵消都无法获得容易实现的电路。为了获得可实现的串扰抵消电路,需要对 CTL-CTM 进行简化。

对于一组 $n(n > 3)$ 条耦合微带线,根据远端串扰产生的原理可知,弱耦合下,多条耦合微带线中每条微带线受其左右两边相邻微带线的串扰影响最

大,因此,现只考虑受害线相邻两边各一条攻击线对其的串扰,这样得到信道传输矩阵的简化形式为对称矩阵,且在矩阵的左下角和右上角具有连续的零元素,这可以为矩阵分解和串扰抵消的方便提供基础。假设多条耦合微带线各个微带线的地位相同,那么,4 条及 5 条耦合微带线信道传输矩阵的简化形式就可以分别表示成式

$$\mathbf{H}_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} H(\omega) & C(\omega) & 0 & 0 \\ C(\omega) & H(\omega) & C(\omega) & 0 \\ 0 & C(\omega) & H(\omega) & C(\omega) \\ 0 & 0 & C(\omega) & H(\omega) \end{bmatrix} \quad (2)$$

和式

$$\mathbf{H}_{5 \times 5} = \begin{bmatrix} H(\omega) & C(\omega) & 0 & 0 & 0 \\ C(\omega) & H(\omega) & C(\omega) & 0 & 0 \\ 0 & C(\omega) & H(\omega) & C(\omega) & 0 \\ 0 & 0 & C(\omega) & H(\omega) & C(\omega) \\ 0 & 0 & 0 & C(\omega) & H(\omega) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中 $H(\omega)$ 为耦合微带线中微带线的传递函数, $C(\omega)$ 为相邻微带线间的远端串扰传递函数,且 $C(\omega) = -j\omega\tau H(\omega)$ ^[10,13], τ 为串扰耦合系数。

根据简化的过程可知,当 n 的数量继续提高时,以上简化信道传输矩阵的方法可以继续沿用。

2 串扰抵消方案

简化后的 CTL-CTM 逆矩阵在电路实现上依然比较困难,甚至无法实现,因此,为了得到可电路实现的串扰抵消方案,需要先对 CTL-CTM 矩阵分解再进行串扰抵消。分析 CTL-CTM 矩阵可知其为三对角矩阵,可以对其进行特征值分解(eigen value decomposition, EVD),分解后的特征向量中元素全部为常数,特征值是含有与频率等有关的函数变量,据此可以设计出串扰抵消电路。

CTL-CTM 的 EVD 分解如下式所示:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{A}\mathbf{U}^{-1} = \mathbf{U}\mathbf{A}\mathbf{U}^H \quad (4)$$

式中: $\mathbf{A}$ 为 $\mathbf{H}$ 矩阵所对应特征值构成的矩阵, $\mathbf{U}$ 为 $\mathbf{A}$ 所对应的特征向量构成的矩阵。

依据 EVD 原则,4 阶 CTL-CTM 矩阵分解后的

特征向量矩阵和特征值矩阵分别如式

$$\mathbf{U}_{4 \times 4} = \frac{1}{\sqrt{5 + \sqrt{5}}} \begin{pmatrix} -1 & \frac{1 + \sqrt{5}}{2} & 1 & \frac{1 + \sqrt{5}}{2} \\ \frac{1 + \sqrt{5}}{2} & -1 & \frac{1 + \sqrt{5}}{2} & 1 \\ -\frac{1 + \sqrt{5}}{2} & -1 & \frac{1 + \sqrt{5}}{2} & -1 \\ 1 & \frac{1 + \sqrt{5}}{2} & 1 & -\frac{1 + \sqrt{5}}{2} \end{pmatrix} \quad (5)$$

和式

$$\mathbf{A}_{4 \times 4} = \mathbf{H}(\omega) \begin{pmatrix} 1 + j\left(\frac{1 + \sqrt{5}}{2}\right)\omega\tau & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 + j\left(\frac{1 - \sqrt{5}}{2}\right)\omega\tau & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 - j\left(\frac{1 - \sqrt{5}}{2}\right)\omega\tau & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 - j\left(\frac{1 + \sqrt{5}}{2}\right)\omega\tau & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (6)$$

所示。为了后面电路设计的方便,把式(6)记为

$$\mathbf{A}_{4 \times 4} = \mathbf{H}(\omega)\mathbf{A}_{4 \times 4} \quad (7)$$

同理, 5 阶 CTL-CTM 矩阵分解后的特征向量矩阵和特征值矩阵分别如式

$$\mathbf{U}_{5 \times 5} = \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (8)$$

和式

$$\mathbf{A}_{5 \times 5} = \mathbf{H}(\omega) \begin{pmatrix} 1 + j\sqrt{3}\omega\tau & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 - j\sqrt{3}\omega\tau & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 + j\omega\tau & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - j\omega\tau \end{pmatrix} \quad (9)$$

所示。把式(9)记为

$$\mathbf{A}_{5 \times 5} = \mathbf{H}(\omega)\mathbf{A}_{5 \times 5} \quad (10)$$

矩阵的 EVD 形式中包含 2 个酉矩阵 $\mathbf{U}$ 、 $\mathbf{U}^H$ 和 1 个对角阵 $\mathbf{A}$,根据串扰抵消思路,对 CTL-CTM 矩阵分别进行左乘 $\mathbf{U}^H$ 和右乘酉矩阵 $\mathbf{U}$ 运算,然后再右乘 1 个对角阵 $\mathbf{A}^{-1}$ 就可以实现总的信道传输矩阵为对角阵,且对角阵上的元素均为 $\mathbf{H}(\omega)$,即串扰抵消后,每路微带线均为本来的信道传递函数,已无串扰,结果如下式所示:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} H(\omega) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & H(\omega) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & H(\omega) \end{pmatrix} \quad (11)$$

下面给出微带线数量为 $n = 4$ 和 $n = 5$ 时串扰抵消电路及其参数。

(1) $n = 4$ 时:由于 2 个酉矩阵 $\mathbf{U}^H$ 和 $\mathbf{U}$ 的元素都是常数,因此在电路实现上非常简单,就是信号的线性组合,而对角阵

$$\mathbf{A}_{4 \times 4}^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{1}{1 + j\omega\tau\left(\frac{1 + \sqrt{5}}{2}\right)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{1 + j\omega\tau\left(\frac{1 - \sqrt{5}}{2}\right)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{1 - j\omega\tau\left(\frac{1 - \sqrt{5}}{2}\right)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{1 - j\omega\tau\left(\frac{1 + \sqrt{5}}{2}\right)} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (12)$$

中的元素是频率的函数需要构造相应的电路以恢复 $H(\omega)$ 。

分析式(12)中 $A_{4 \times 4}^{-1}$ 的形式可知, $A_{4 \times 4}^{-1}(1,1)$, $A_{4 \times 4}^{-1}(3,3)$ 都可以用一阶 RC 电路来实现;而 $A_{4 \times 4}^{-1}(2,2)$, $A_{4 \times 4}^{-1}(4,4)$ 尽管不是一阶 RC 电路传递函数的形式,但是如果在其后面加上一个一阶 RC 电路,其传递函数为全通系统。因此, $A_{4 \times 4}^{-1}$ 的电路结构都可以用一阶 RC 电路来实现,具体实现参数如下式所示:

$$\begin{cases} R_1 C_1 = (1 + \sqrt{5})\tau/2 \\ R_2 C_2 = (\sqrt{5} - 1)\tau/2 \\ R_3 C_3 = (\sqrt{5} - 1)\tau/2 \\ R_4 C_4 = (1 + \sqrt{5})\tau/2 \end{cases} \quad (13)$$

(2) $n=5$ 时:原理同 $n=4$ 时, $A_{5 \times 5}^{-1}$ 的电路结构也都可以用一阶 RC 电路来实现,式为

$$A_{5 \times 5}^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{1}{1 + j\sqrt{3}\omega\tau} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{1 - j\sqrt{3}\omega\tau} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{1 + j\omega\tau} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{1 - j\omega\tau} \end{pmatrix} \quad (14)$$

具体参数如下式所示:

$$\begin{cases} R_1 C_1 = \sqrt{3}\tau \\ R_2 C_2 = \sqrt{3}\tau \\ R_3 C_3 = 0 (R_3 = C_3 = 0) \\ R_4 C_4 = \tau \\ R_5 C_5 = \tau \end{cases} \quad (15)$$

以上构建了 $n=4$ 和 $n=5$ 时串扰抵消方案,当 n 的数量继续提高时,可以继续沿用这个方案,具体电路实现如图 2 所示,2 个酉矩阵 U^H 、 U 分别对应第 1 级信号处理和第 2 级信号处理,一阶 RC 电路对应于第 3 级信号处理(对于某些情况该电路可以省略)。

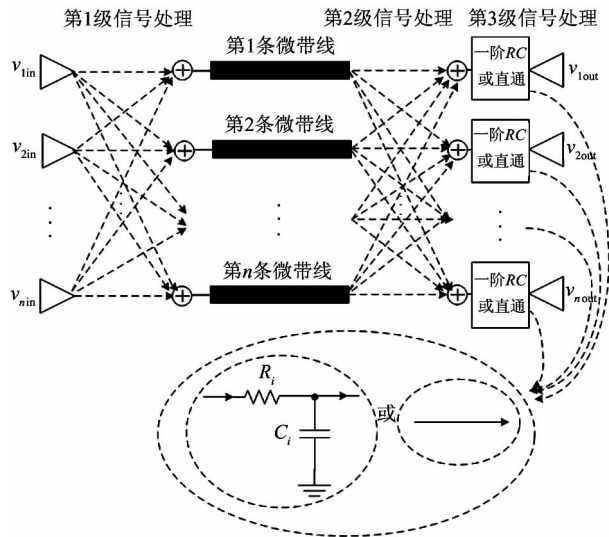


图 2 n 条耦合微带线上的串扰抵消方案

3 仿真与结果分析

本节利用先进设计系统 (advanced design system, ADS) 软件仿真验证 CTM 方法的有效性。调用软件 TLines-PCB 中的 PCLIN4 和 PCLIN5 元件在单层 PCB 板上创建了 4 条及 5 条平行微带线,具体参数为线宽 $w = 1\text{mm}$,线间距 $s = 1\text{mm}$,介质高度 $d = 0.55\text{mm}$,线导体厚度 $t = 70\mu\text{m}$,介质相对介电常数 $\varepsilon_r = 4.5$,相对磁导率 $\mu_r = 1$,介质损耗角正切 $\tan\delta = 0.02$,线长度 $l = 20\text{cm}$,导体为铜,经计算传输线的特征阻抗约为 50Ω 。按照图 2 进行仿真电路的布局,根据式(13)和(15)确定一阶 RC 电路的元件值并使用其高频等效模型,设定传输线上输入数据的传输速率为 5Gb/s ,输入数据为伪随机序列,分别仿真使用 CTM 方法前后微带线输出端上的眼图。

4 条微带线上眼图的仿真结果如图 3 所示,在 4 条微带线中按顺序命名,两边的第 1 条和第 4 条是对称的,地位相等,中间的第 2 条和第 3 条是对称的,地位相等。由于地位相等的微带线仿真结果相同,因此,图 3 中只给出了第 1 条和第 2 条微带线使用 CTM 方法前后的眼图对比。从图中可以看出,微带线上几乎闭合了的眼图都恢复了较好的质量,信号的抖动和失真量大幅下降,噪声容限得以提高,串扰抵消效果良好。由于微带线的对称结构,5 条微带线的仿真结果也只给出了第 1 条、第 2 条和第

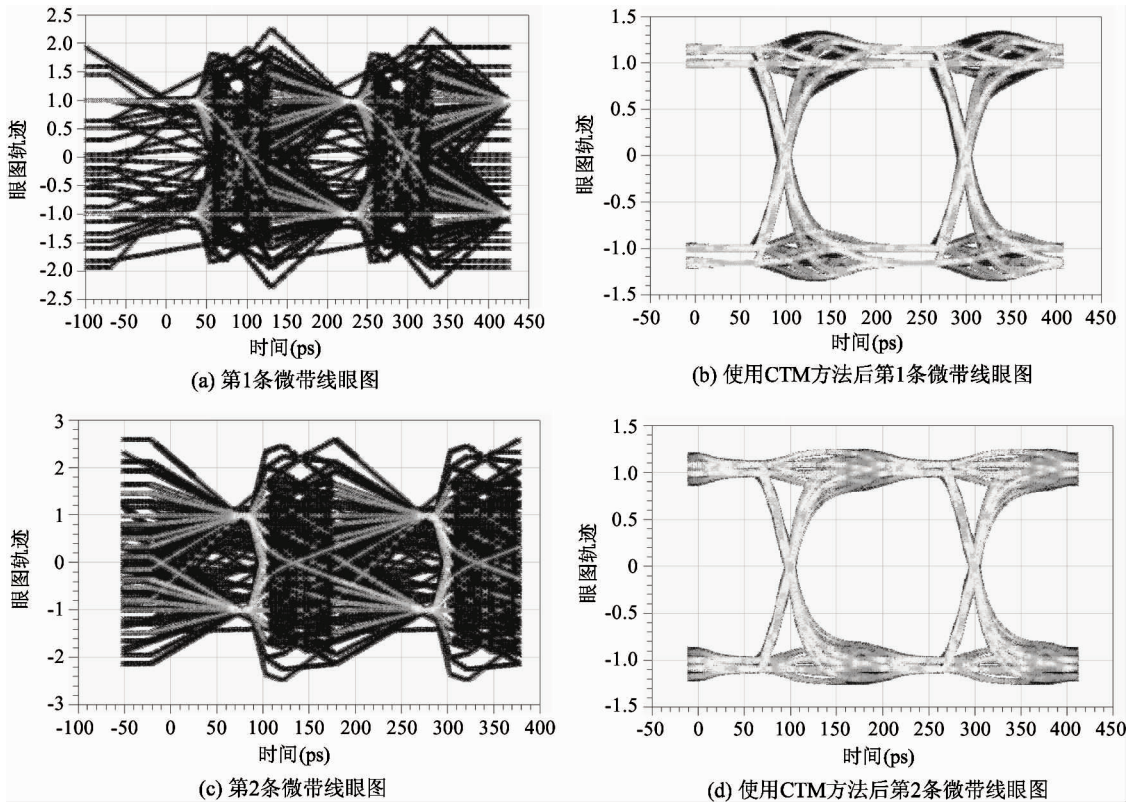


图 3 $n=4$ 时眼图仿真结果对比

3 条微带线使用 CTM 方法前后的眼图对比,结果如图 4 所示。仿真结果显示,此时的串扰抵消效果同 $n=4$ 时,效果依然有效、良好。与参考文献[10,14]中的串扰抵消方法相比,电路简单,代价较小,且串扰抵消效果好。

如果把 $n=4$ 和 $n=5$ 的方案进一步推广到 $n=6, 7, \cdots$ 时,根据 $n=4$ 和 $n=5$ 的实现方案,再结合 $n=2$ 和 $n=3$ 的实现方案^[12,15],可以看出在理论上这是一脉相承的,虽然 CTL-CTM 矩阵随着阶数的增加,元素越来越多,但其为对称矩阵,且在简化矩阵的左下角和右上角具有连续的零元素的性质没有变,如式

$$\mathbf{H}_{n \times n} = \begin{pmatrix} H(\omega) & C(\omega) & 0 & 0 & 0 \\ C(\omega) & H(\omega) & C(\omega) & 0 & 0 \\ 0 & C(\omega) & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & \ddots & C(\omega) \\ 0 & 0 & 0 & C(\omega) & H(\omega) \end{pmatrix} \quad (16)$$

所示的 n 阶 CTL-CTM 矩阵简化形式,其仍为三对角矩阵,对其进行 EVD 分解后第 i 个特征值与其对应的特征向量分别如式

$$\lambda_i = H(\omega) \left(1 - j2\omega\tau \cos \frac{i\pi}{n+1} \right) \quad (i = 1, 2, \cdots, n) \quad (17)$$

和式

$$\mathbf{v}^{(i)} = [U_0(\alpha_i), U_1(\alpha_i), \cdots, U_{n-1}(\alpha_i)] \quad (i = 1, 2, \cdots, n) \quad (18)$$

所示^[16]。式中: $\alpha_i = \cos \frac{i\pi}{n+1}$, $U_n(x)$ 为第二类切比雪夫多项式。

当 n 从 5 扩大到 6 或者更大时,串扰抵消原理没有变,那么通过构建合适的串扰抵消电路后串扰抵消效果依然会符合理论分析,即符合已经验证了的 $n=2 \sim 5$ 时的串扰抵消效果。因此,CTM 方法可以推广应用到一组多条耦合微带线中,但要注意的是,在大规模互连结构中使用本文方法进行串扰抵消时要考虑代价和效果的关系。

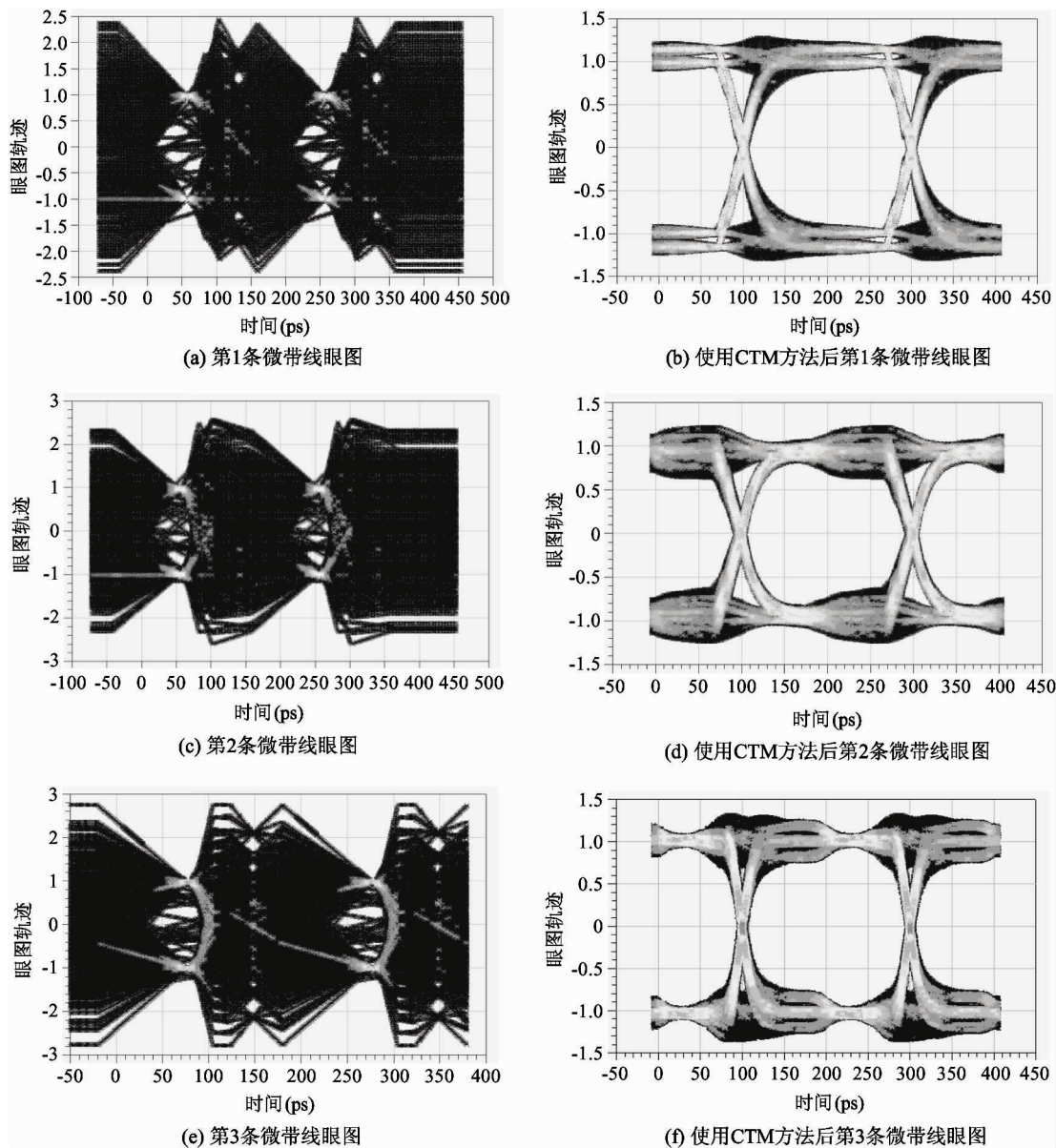


图 4 $n=5$ 时眼图仿真结果对比

4 结 论

本文提出了 4 和 5 阶 CTL-CTM 矩阵的简化形式,并在对其进行特征值分解 (EVD) 的基础上,把应用到 $n=2$ 和 $n=3$ 时的串扰抵消方法推广应用到一组 $n=4$ 和 $n=5$ 条耦合微带线中。ADS 软件仿真结果显示,此时,信号眼图的改善效果依然良好,同时,电路实现的复杂度没有明显上升,能够以较低代价获取较好的串扰抵消效果。根据 CTL-CTM 矩阵的构建方法和 CTM 串扰抵消方法原理,还可以进一步推广应用得到微带线数量为 $n=6,7,\cdots$, 时的串

扰抵消方案,说明了 CTM 方法具有普适性,可以应用到多路串扰抵消中。

参考文献

[1] Fan J, Ye X N, Kim J, et al. Signal integrity design for high-speed digital circuits: progress and directions [J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2010, 52 (2) : 392-400

[2] Bogatin E. Signal and Power Integrity-Simplified [M]. New Jersey: Prentice Hall, 2009

[3] Halligan M S, Beetner D G. Maximum crosstalk estimation in weakly coupled transmission lines [J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2014, 56 (3) : 736-743

- [4] Lee K, Lee H B, Jung H K, et al. Serpentine microstrip line with zero far-end crosstalk for parallel high-speed DRAM interfaces [J]. *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, 2010, 33(2): 552-558
- [5] Wu B P, Mo T T. Barbed transmission lines for crosstalk suppression [C]. In: Proceedings of the Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC). Sentosa, Singapore, 2012. 621-624
- [6] Kachout M, Bel Hadj Tahar J, Choubani F. Three conductors non uniform transmission lines: electrical equivalent model & crosstalk reduction [C]. In: Proceedings of the International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS), Marrakech, Morocco, 2014. 1376-1379
- [7] 孙绪印, 林志立, 欧攀, 等. 微带线间远端串扰的电磁仿真研究 [J]. 计算机应用研究, 2014, 31(9): 2665-2667
- [8] Xu J, Wang S. Investigating a guard trace ring to suppress the crosstalk due to a clock trace on a power electronics DSP control board [J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2015, 57(3): 546-554
- [9] Huang B R, Che K C, Wang C L. Far-end crosstalk noise reduction using decoupling capacitor [J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2016, 58(1): 1-13
- [10] Taehyoun O, Harjani R. A 12-Gbit/s multichannel I/O using MIMO crosstalk cancellation and signal reutilization in 65-nm CMOS [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2013, 48(6): 1383-1307
- [11] Pizano-Escalante L, Longoria-Gandara O, Parra-Michel R. Crosstalk cancellation on high-speed interconnects through a MIMO linear precoding [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2013, 61(11): 3860-3870
- [12] 王亚飞. 基于信道传输矩阵的多条传输线串扰抵消方法 [J]. 北京邮电大学学报, 2016, 38(3): 126-131
- [13] Taehyoun O, Harjani R. A 6-Gb/s MIMO crosstalk cancellation scheme for high-speed I/Os [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2011, 46(8): 1843-1856
- [14] Kao S Y, Liu S I. A 7.5-Gb/s One-Tap-FFE transmitter with adaptive far-end crosstalk cancellation using duty cycle detection [J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2013, 48(2): 391-404
- [15] Wang Y F, Li X H. Crosstalk cancellation method based on unitary transformation of coupled transmission lines-channel transmission matrix [J]. *Progress in Electromagnetics Research Letters*, 2015, 52: 45-50
- [16] 沈诺. 关于某些三对角矩阵的研究: [硕士学位论文] [D]. 济南: 山东师范大学数学科学学院, 2014. 14-18

Crosstalk cancellation study of the eigen value decomposition of n -channel transmission matrix

Wang Yafei, Li Xuehua

(School of Information and Communication Engineering, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100101)

Abstract

The crosstalk cancellation is studied to reduce crosstalk's influence on signal transmission in high speed interconnect. Aiming at the problem of crosstalk between a set of $n(n > 3)$ microstrip lines, a simplified model of 4 and 5-channel matrix of coupled microstrip lines is presented, and based on the eigen value decomposition of the simplified channel matrix of coupled microstrip lines, a crosstalk cancellation circuit is constructed to improve the quality of the eye diagram of the signal effectively. The simulation results show that the crosstalk cancellation effect is pretty good when the method is applied to the case of $n = 4$ and $n = 5$. The synthetical consideration of the simulation results of $n = 2$ and $n = 3$ shows that the method can be applied to a set of $n (n \geq 2)$ microstrip lines.

Key words: crosstalk, crosstalk cancellation, microstrip line, channel transmission matrix (CTM), eigen value decomposition (EVD)