

耦合传输线信道传输矩阵建模 及串扰抵消效果分析

王亚飞, 赵彦晓, 杨 玮, 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: 针对高速互连系统中传输线上的串扰问题, 基于电磁耦合理论, 研究了耦合传输线信道传输矩阵的性质, 建立了以下两种情况的耦合传输线信道传输矩阵模型及其矩阵分解形式, 分别是: (1) 考虑受扰线两边各一条相邻微带线对受扰线的串扰; (2) 考虑受扰线两边各两条相邻微带线对受扰线的串扰. 给出了上述两种情况下基于耦合传输线信道传输矩阵分解形式的串扰抵消方案, 并利用仿真工具 ADS 对其进行了验证. 结果表明: 信号抖动和失真大幅下降, 串扰抵消效果良好, 并且第二种情况下的串扰抵消效果优于第一种情况. 该结果说明了在基于耦合传输线信道传输矩阵进行串扰抵消时, 考虑两边各两条相邻微带线的串扰效果较好, 对保持高速信号完整性具有一定的实际应用价值.

关键词: 串扰; 耦合传输线信道传输矩阵; 微带线

中图分类号: TN811 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2019)05-1129-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.05.021

Modeling of Transmission Matrix and Crosstalk Cancellation Method and Effect Analysis of Coupled Transmission Line

WANG Ya-fei, ZHAO Yan-xiao, YANG Wei, LI Xue-hua

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

Abstract: To resolve the crosstalk problem of the transmission lines in high-speed interconnection system, the properties of the transmission matrix are studied. Both the model of the transmission matrix and the matrix decomposition form are established in the following two cases, one is the crosstalk between the disturbed line and its one adjacent microstrip line on both sides, and the other is the crosstalk between the disturbed line and the two adjacent lines on both sides. The crosstalk cancellation scheme for the above two cases is given, and it is verified with the advanced design system (ADS). The results show that both signal jitter and distortion are greatly improved, the crosstalk is obviously cancelled, and it is illustrated that the crosstalk cancellation effect of the scheme considering two adjacent microstrip lines is better than that of one adjacent microstrip line. It is practical to maintain the integrity of the high-speed signal.

Key words: crosstalk; coupled transmission lines-channel transmission matrix (CTL-CTM); microstrip lines

1 引言

串扰是四类信号完整性问题之一, 在高速互连中, 它严重影响信号的传输质量, 是一个瓶颈问题^[1-4]. 在传输线间同时存在电场耦合和磁场耦合, 在它们的共同作用下就会产生串扰, 如图 1 所示. 并且当传输线工作在较高频率时, 信号的上升、下降时间较短, 由此引发

的瞬时电压转换会引起严重的串扰, 当两条传输线在布线空间上越接近, 产生的串扰会越严重, 从而影响信号的传输质量^[5]. 因此, 需要减小或者抵消传输线间的串扰.

近年来, 国内外学者对减小串扰方法进行了研究, 其成果主要有两类: 一类是通过改变电路板或传输线的物理参数抑制电磁耦合, 从而减小串扰^[6-9]. 但是电

收稿日期: 2018-04-10; 修回日期: 2018-09-13; 责任编辑: 李勇锋

基金项目: 国家自然科学基金青年科学基金 (No. 61601038); 北京市教委科技计划面上项目 (No. KM201411232010); 北京市委组织部青年骨干个人项目 (No. 2014000020124G0177)

磁耦合不能从根本上消失,因此这类减小串扰的方法效果有限,特别是在工作频率高、集成度大、电路复杂的情况下,采用这类方法的效果不理想;另一类是通过添加电路结构对信号进行处理来减小串扰^[10-14].采用这类方法效果较好,但电路实现较复杂.以上这两类方法的共同目的都是通过减小串扰对整个互连系统的影响来排除串扰对有用信号的干扰,从而保持信号完整性.

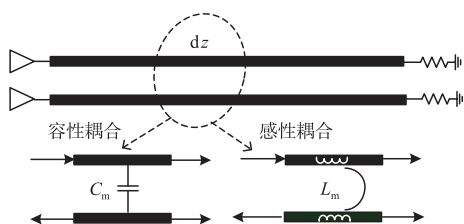


图1 传输线间的电磁耦合

2011年以来,Oh等人基于无线通信中多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)技术,提出了利用增益控制放大器和均衡器的串扰抵消方案^[15,16],该方案效果较好,但电路实现复杂,且仅考虑了每边相邻一条传输线对受扰线的串扰,而实际情况是每边不仅一条相邻传输线会产生串扰.

实际上,减小串扰的目标就是尽可能地保持信号质量.在MIMO系统中通过改善信道参数对信号进行处理,使信号独立地通过相应信道,就可以实现无干扰传输.基于这一点,Escalante等人采用MIMO系统中线性预编码方案进行串扰抵消^[17],并利用MATLAB软件验证了该方法的有效性,但是没有给出具体的电路实现方案.

在MIMO理论的基础上,文献[18]在互连系统中通过构建耦合传输线信道传输矩阵(Coupled Transmission Lines-Channel Transmission Matrix, CTL-CTM),提出了3条微带线间的串扰抵消方法,该方法易于实现,并且串扰抵消效果良好,但也仅考虑了每边各一条相邻微带线对受扰线的串扰.

在微带线间距等于线宽时,受扰线两边各两条相邻微带线对受扰线串扰占总串扰的95%左右^[19],为了达到更好的串扰抵消效果,需要考虑受扰线两边各两条相邻微带线的串扰.因此,本文基于CTL-CTM矩阵的串扰抵消进行研究,并进行改进.首先研究了CTL-CTM矩阵的构建及其性质,在此基础上分别考虑:①受扰线两边各一条相邻微带线的串扰(下文用“第一种情况”来指代);②受扰线两边各两条相邻微带线的串扰(下文用“第二种情况”来指代).同时,结合第一种情况的串扰建模,简化了第二种情况的CTL-CTM矩阵,给出了以上两种情况下的串扰抵消方案、电路实现形式以及3条微带线间的串扰抵消结果,最后,进行了对比分析.

2 CTL-CTM的构建及其性质

由 n 条耦合微带线组成的互连系统中传输线间的串扰模型如图2所示,传输线上的信号同向传输,考虑电磁耦合而建立的耦合传输线信道传输矩阵如式(1)所示,其中 $v_{in}(1 \leq i \leq n)$ 为输入端口信号, $v_{out}(1 \leq i \leq n)$ 为输出端口信号, $H_{ii}(\omega)(1 \leq i \leq n)$ 为第 i 条微带线上的传递函数, $C_{ij}(\omega)(1 \leq i \leq n, 1 \leq j \leq n)$ 为第 i 条和第 j 条微带线间的远端串扰传递函数.

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

由电磁耦合的相互性可得, $C_{ij}(\omega) = C_{ji}(\omega)(1 \leq i \leq n, 1 \leq j \leq n)$,同时考虑各条微带线参数一致,因此,CTL-CTM可简化为式(2).

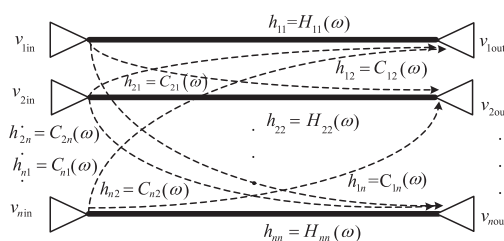


图2 耦合传输线间的串扰模型

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} H_{11}(\omega) & C_{12}(\omega) & \cdots & C_{1n}(\omega) \\ C_{12}(\omega) & H_{11}(\omega) & \cdots & C_{2n}(\omega) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{1n}(\omega) & C_{2n}(\omega) & \cdots & H_{11}(\omega) \end{pmatrix} \quad (2)$$

其中, $C_{ij}(\omega) = -j\omega\tau_{ij}H_{11}(\omega)$ ^[16], τ_{ij} 为串扰耦合系数.

根据式(2),可以得到CTL-CTM的性质如下.

性质1: CTL-CTM矩阵为对称矩阵.

性质2: CTL-CTM矩阵为复对称矩阵.由于串扰传递函数为复数,所以其为复对称矩阵.

性质3: CTL-CTM矩阵为复正规矩阵.由于满足 $\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \mathbf{H} \mathbf{H}^H$,所以其为复正规矩阵.

串扰抵消的实质是变 \mathbf{H} 矩阵为单位阵,因为

$$\mathbf{H} \mathbf{H}^{-1} = \mathbf{I} \quad (3)$$

因此,对 \mathbf{H} 求逆,然后在传输线的终端构建 \mathbf{H}^{-1} 的电路就可以实现串扰抵消.但是,根据性质2, \mathbf{H} 为复数矩阵,且当它的阶数大于2时,其逆矩阵的电路实现较复杂,不仅元件数量多,而且会大幅增加阻抗匹配的规模,电路构建困难,不适合大规模串扰抵消,需要考虑其他方法,例如采用矩阵分解重新构建电路结构.

根据性质3可知, \mathbf{H} 属于不同特征值的特征子空间

是互相正交的. 因此, 可以对其进行特征值分解, 如式(4)所示.

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

其中, \mathbf{U} 为正交矩阵, $\mathbf{A} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n)$ 为对角阵, $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ 为 \mathbf{H} 的 n 个特征值.

正交矩阵 \mathbf{U} 在电路上容易实现, 对角矩阵 \mathbf{A} 的逆矩阵也比较容易实现. 因此, 对 \mathbf{H} 进行特征值分解再进行串扰抵消电路构建是可行的.

3 两种情况下的串扰抵消建模

CTL-CTM 矩阵的非对角线元素表示串扰, 由于串扰主要集中在受扰线与每边相邻的两条传输线之间, 更远距离的传输线对受扰线的串扰很小, 可以忽略, 因此, 对 CTL-CTM 矩阵进行化简、分解并构建串扰抵消电路可以分为以下两种情况.

3.1 考虑受扰线每边各一条相邻微带线的串扰

一组平行耦合微带线, 在只考虑受扰线每边各一条相邻微带线对受扰线的串扰时, 串扰关系可以简化为如图 3 所示(为了图示清晰, 只分析中间微带线上的受扰情况, 其它受扰情况图中略去), 其上的 CTL-CTM 可以简化为式(5).

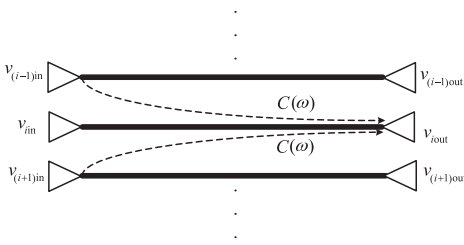


图3 串扰模型 (考虑受扰线每边各一条相邻微带线的串扰)

$$\mathbf{H}_{n \times n} = \begin{pmatrix} H(\omega) & C(\omega) & & & \\ C(\omega) & H(\omega) & C(\omega) & & \\ & C(\omega) & \ddots & \ddots & \\ & & \ddots & \ddots & C(\omega) \\ C(\omega) & & & & H(\omega) \end{pmatrix} \quad (5)$$

其中, $C(\omega) = -j\omega\tau H(\omega)$, τ 为相邻微带线间的串扰耦合系数. 式(5)进一步化简, 得到

$$\mathbf{H}_{n \times n} = H(\omega) \begin{pmatrix} 1 & -j\omega\tau & & & \\ -j\omega\tau & 1 & -j\omega\tau & & \\ & -j\omega\tau & \ddots & \ddots & \\ & & \ddots & \ddots & -j\omega\tau \\ -j\omega\tau & & & & 1 \end{pmatrix} \quad (6)$$

式(6)中的 $\mathbf{H}_{n \times n}$ 矩阵为一个对称三对角矩阵, 对其进行特征值分解后的特征值如式(7), 特征值对应的特征向量如式(8)^[20].

$$\lambda_i = H(\omega) \left(1 - j2\omega\tau \cos \frac{i\pi}{n+1} \right) (i=1, 2, \dots, n) \quad (7)$$

$$\mathbf{v}^{(i)} = [U_0(\alpha_i), U_1(\alpha_i), \dots, U_{n-1}(\alpha_i)] (i=1, 2, \dots, n) \quad (8)$$

其中, $\alpha_i = \cos \frac{i\pi}{n+1}$, $U_n(\alpha_i)$ 为第二类切比雪夫多项式, 且有

$$U_n(\alpha_i) = \begin{cases} U_0(\alpha_i) = 1 \\ U_1(\alpha_i) = 2\alpha_i \\ U_n(\alpha_i) = 2\alpha_i U_{n-1}(\alpha_i) - U_{n-2}(\alpha_i) \end{cases} \quad (9)$$

于是, $\mathbf{H}_{n \times n}$ 矩阵的特征值分解可以表示为

$$\mathbf{H}_{n \times n} = \mathbf{U}_{n \times n} \mathbf{A}_{n \times n} \mathbf{U}_{n \times n}^T \quad (10)$$

其中, $\mathbf{A}_{n \times n}$ 为 $\mathbf{H}_{n \times n}$ 矩阵所对应特征值 λ_i 构成的对角阵; $\mathbf{U}_{n \times n}$ 为特征向量 $\mathbf{v}^{(i)}$ 构成的正交矩阵.

在构建串扰抵消电路时, $\mathbf{U}_{n \times n}$ 为正交矩阵, 利用线性组合变换就可以实现, $\mathbf{A}_{n \times n}$ 为对角阵, 其逆矩阵可以利用 RC 微分电路来实现. 构建串扰抵消电路后, 总的 $\mathbf{H}_{n \times n}$ 矩阵如式(11)所示, 串扰抵消目标得以实现.

$$\mathbf{U}_{n \times n}^T \mathbf{H}_{n \times n} \mathbf{U}_{n \times n} \mathbf{A}_{n \times n}^{-1} = \mathbf{H}(\omega) \begin{pmatrix} 1 & 0 & & & \\ 0 & 1 & 0 & & \\ 0 & \ddots & \ddots & & \\ & \ddots & \ddots & 0 & \\ & & & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (11)$$

3.2 考虑受扰线每边各两条相邻微带线的串扰

文献[16, 18]只考虑了受扰线每边各一条相邻微带线对受扰线的串扰, 实际情况是在微带线间距等于线宽前提下, 每边多条微带线都会对受扰线产生串扰, 受扰线左右两侧各相邻一条相邻微带线的串扰约为总串扰的 75%, 如果考虑其左右两侧各两条相邻微带线的串扰, 则约为总串扰的 95%. 因此, 有必要考虑受扰线每边各两条相邻微带线对受扰线的串扰.

在受扰线与每边各两条相邻微带线中, 以中间微带线上的受扰情况为例, 它们之间的串扰关系如图 4 所示. 这时, CTL-CTM 可以简化为式(12).

$$\mathbf{H}_{n \times n} = \begin{pmatrix} H(\omega) & C(\omega) & B(\omega) & & \\ C(\omega) & H(\omega) & C(\omega) & \ddots & \\ B(\omega) & C(\omega) & \ddots & \ddots & B(\omega) \\ & \ddots & \ddots & \ddots & C(\omega) \\ & & B(\omega) & C(\omega) & H(\omega) \end{pmatrix} \quad (12)$$

其中, $B(\omega)$ 为第二条相邻微带线对受扰线的远端串扰传递函数.

对比式(12)和式(5)可知, 扩大考虑每边第二条微带线对受扰线的串扰后, 信道传输矩阵不是三对角矩阵, 已经不符合第一种情况下直接构建串扰抵消电路

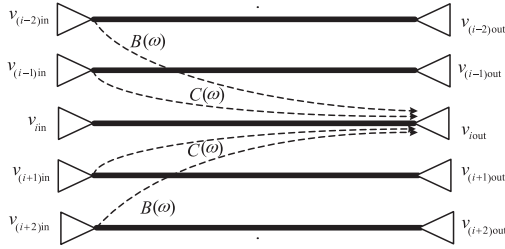


图4 串扰模型 (考虑受扰线每边各两条相邻微带线的串扰)

的条件,此时,信道传输矩阵的特征值分解没有统一的表达式,需要先求矩阵的特征值,然后再求其特征向量.

随着信道传输矩阵中元素的数量增多,矩阵的特征值和特征向量的构成较复杂,从而增加了实现串扰抵消电路的难度.为了实现第二种情况下串扰抵消电路,本小节在相邻微带线串扰耦合系数 τ_1 基础上定义了相邻每边第二条微带线对受扰线的串扰耦合系数 τ_2 ,并给出了具体情况下 τ_1 和 τ_2 之间的近似关系,使得第二种情况下的信道传输矩阵中也只含有一个串扰耦合系数 τ_1 ,这简化了矩阵并为串扰抵消电路的实现奠定了基础.

下面以 3 条微带线为例,考虑它们每边两条相邻微带线对受扰线的串扰,对应的串扰模型如图 5 所示.

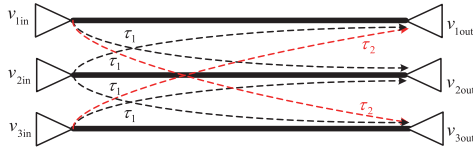


图5 3条微带线间的串扰模型(考虑每边各两条相邻微带线的串扰)

其 H 矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{3 \times 3} &= \begin{pmatrix} H(\omega) & C(\omega) & B(\omega) \\ C(\omega) & H(\omega) & C(\omega) \\ B(\omega) & C(\omega) & H(\omega) \end{pmatrix} \\ &= H(\omega) \begin{pmatrix} 1 & -j\omega\tau_1 & -j\omega\tau_2 \\ -j\omega\tau_1 & 1 & -j\omega\tau_1 \\ -j\omega\tau_2 & -j\omega\tau_1 & 1 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (13)$$

其中, τ_2 为每边第二条相邻微带线对受扰线的串扰耦合系数.

其特征值分解形式为

$$\mathbf{H}_{3 \times 3} = \mathbf{U}_{3 \times 3} \mathbf{A}_{3 \times 3} \mathbf{U}_{3 \times 3}^T \quad (14)$$

其中,特征值和特征向量分别为

$$\mathbf{A}_{3 \times 3} = \begin{pmatrix} H(\omega) + p & & \\ & H(\omega) - b & \\ & & H(\omega) + q \end{pmatrix} \quad (15)$$

$$\mathbf{U}_{3 \times 3} = \begin{pmatrix} \frac{p}{\sqrt{2p^2 + 4c^2}} & \frac{2c}{\sqrt{2p^2 + 4c^2}} & \frac{p}{\sqrt{2p^2 + 4c^2}} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{-q}{\sqrt{2q^2 + 4c^2}} & \frac{-2c}{\sqrt{2q^2 + 4c^2}} & \frac{-q}{\sqrt{2q^2 + 4c^2}} \end{pmatrix} \quad (16)$$

其中, p, b, q, c 的取值如式(17)所示.

$$\begin{cases} p = -j\omega H(\omega) \left(\frac{\tau_2 + \sqrt{\tau_2^2 + 8\tau_1^2}}{2} \right) \\ b = -j\omega H(\omega) \tau_2 \\ q = -j\omega H(\omega) \left(\frac{\tau_2 - \sqrt{\tau_2^2 + 8\tau_1^2}}{2} \right) \\ c = -j\omega H(\omega) \tau_1 \end{cases} \quad (17)$$

式(15)与(16)中的矩阵元素取值取决于串扰耦合系数 τ_1 和 τ_2 .在微带线间距等于线宽前提下,受扰线左右两侧第二条微带线的串扰与受扰线左右两侧第一条微带线串扰的比例大致为 1:3.75,为获得 3 阶 $\mathbf{H}_{3 \times 3}$ 矩阵具体的特征值分解结果,取 $\tau_2 = \tau_1/3.75$,于是,分解后的特征值和正交矩阵分别如式(18)与(19)所示.

$\mathbf{A}_{3 \times 3} =$

$$\mathbf{H}(\omega) \begin{pmatrix} 1 + j \frac{1 + \sqrt{129}}{8} \omega \tau_1 & & \\ & 1 - j \frac{1}{4} \omega \tau_1 & \\ & & 1 + j \frac{1 - \sqrt{129}}{8} \omega \tau_1 \end{pmatrix} \quad (18)$$

$$\mathbf{U}_{3 \times 3} \approx \begin{pmatrix} 0.52 & 0.68 & 0.52 \\ 0.71 & 0 & -0.71 \\ 0.48 & -0.74 & 0.48 \end{pmatrix} \quad (19)$$

此时,如果仅考虑受扰线左右两侧第一条相邻微带线的串扰,也就是不考虑受扰线左右两侧第二条相邻微带线的串扰,3 条微带线间的串扰模型如图 6 所示.这时, $B(\omega) = 0$,根据式(15)与式(16)计算出的特征值和正交矩阵如式(20)与式(21)所示,这与 3.1 节中通过式(7)与式(8)进行计算得到的结果一致.

$$\mathbf{A}_{3 \times 3} = H(\omega) \begin{pmatrix} 1 - j\sqrt{2}\omega\tau_1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 + j\sqrt{2}\omega\tau_1 \end{pmatrix} \quad (20)$$

$$\mathbf{U}_{3 \times 3} = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (21)$$

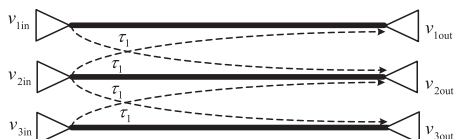


图6 3条微带线间的串扰模型(考虑每边各一条相邻微带线的串扰)

根据以上的理论分析可以看出,这两种情况下串扰抵消电路的结构基本相同,区别在于参数的取值,因此,两种情况可以统一使用如图7所示的串扰抵消通用电路结构^[18]。

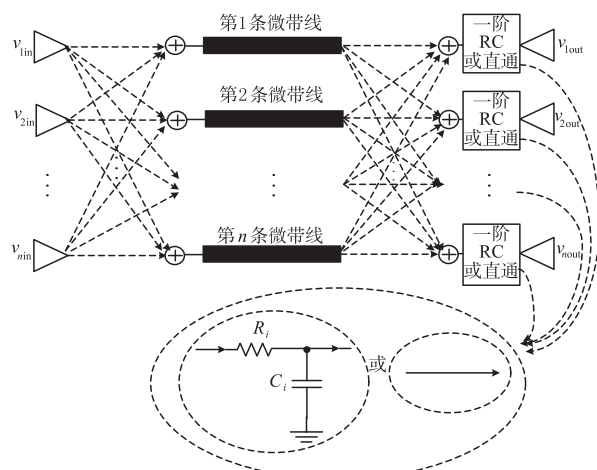


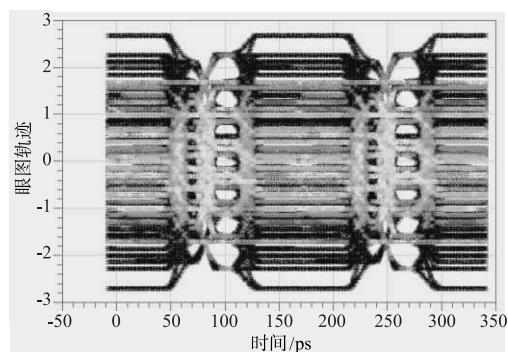
图7 n条耦合微带线上的串扰抵消通用电路

4 仿真结果与分析

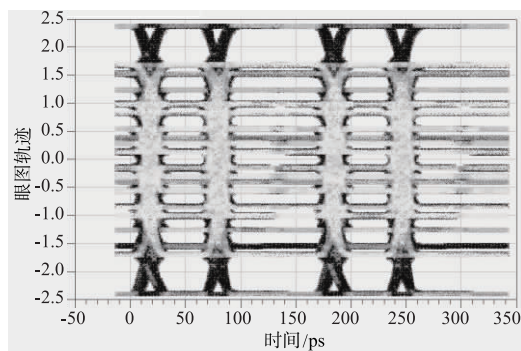
本节利用安捷伦公司的仿真工具 ADS(Advanced Design System)验证了串扰抵消效果.调用ADS软件TLines-Microstrip中的MACLIN3模块创建3条平行微带线,微带线的基本参数相同,设置微带线宽 $w = 1\text{mm}$,微带线间距 $s = 1\text{mm}$,介质高度 $d = 0.55\text{mm}$,微带线导体厚度 $t = 70\mu\text{m}$,介质相对介电常数 $\epsilon_r = 4.5$,相对磁导率 $\mu_r = 1$,介质损耗角正切 $\tan\delta = 0.02$,微带线长度 $l = 40\text{cm}$,金属为铜,微带线的特性阻抗约为 50Ω 。

按照图7中3条微带线的串扰抵消电路进行仿真布局,根据式(18)和(20)确定RC滤波电路的元件值,设定微带线上输入数据为 m 序列,速率为 6Gbit/s ,分别仿真以下两种情况下的眼图:①考虑受扰线两边各一条相邻微带线对受扰线的串扰;②考虑受扰线两边各两条相邻微带线对受扰线的串扰.原始眼图仿真结果如图8所示,眼图基本闭合.两种情况仿真对比结果如图9所示,每一条线中,左图为第一种情况下的眼图,右图为第二种情况下的眼图.从图中可以看出,两种情况下,原来完全闭合的“眼睛”都张开了,眼图的噪声容限得到了提高,信号抖动和失真都到了比较理想的改善,眼图恢复了较好的质量.其中,通过图9的对比结果,可

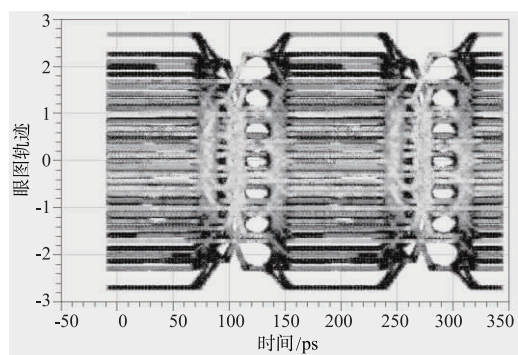
以看出,第二种情况下信号抖动和失真要优于第一种情况,这说明了第二种情况(考虑了相邻每边两条微带线的串扰)与第一种情况(只考虑了相邻每边一条微带线的串扰)相比,“眼睛”张开得更大,信号的完整性保持得更好。



(a)第1条微带线眼图



(b)第2条微带线眼图



(c)第3条微带线眼图

图8 原始眼图

由以上结果可知,考虑相邻每边两条微带线的串扰就比较理想的串扰抵消效果,因此,没有必要继续增加考虑相邻每边其他微带线的串扰.这一点从式(19)和式(21)对比中也可以得到证实,两式在具体数值上已经比较接近,并且随着间距的增加电磁耦合快速衰减,再继续增加考虑更远微带线对受扰线的串扰意义不大.因此,考虑相邻每边两条微带线的串扰基本满足了微带线上信号完整性的要求。

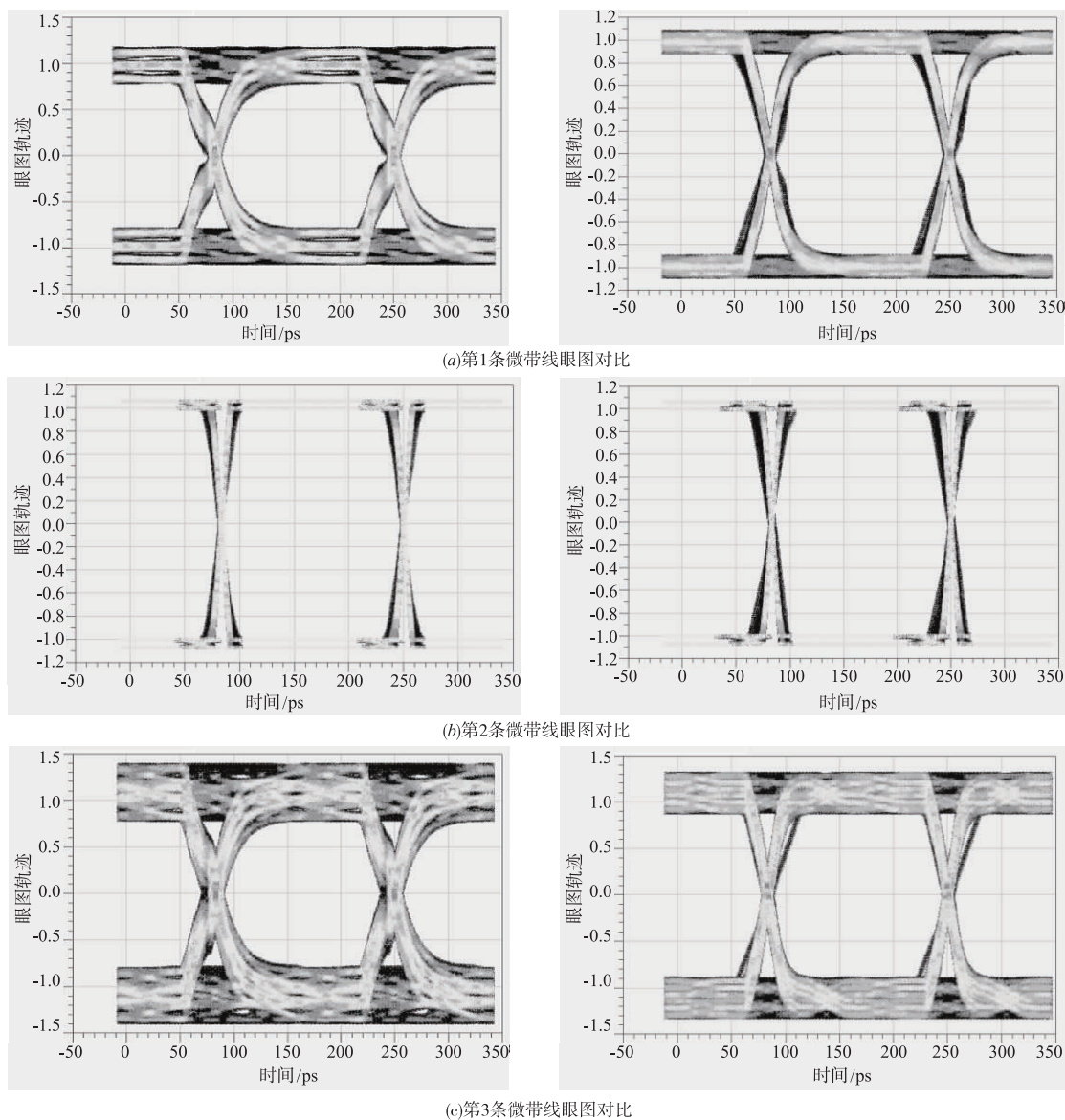


图9 两种情况下的眼图仿真结果对比

另外,两种情况下实现串扰抵消的电路结构相同,只是参数不同,说明在不增加成本的前提下,第二种情况具有更好的信号改善效果,因此,更具有实际工程价值。

5 结语

电磁耦合随距离增加而快速衰减,决定了串扰耦合的空间范围.本文研究了 CTL-CTM 矩阵的性质,在此基础上,给出了考虑受扰线两边各一条相邻微带线的串扰和受扰线两边各两条相邻微带线的串扰这两种情况下的串扰抵消方案,并对其进行了仿真分析.可以看出,信号抖动和失真都有比较理想的改善,信号质量恢复良好,并且第二种情况由于增加考虑了左右两边第二条相邻微带线对受扰线的串扰,串扰抵消效果优于第一种情况,与文献[12,16]报道的方法相比,本方法信号改善效果更好,

且电路实现简单,更具有低成本优势。

参考文献

- [1] 朱樟明,钱利波,杨银堂.一种基于纳米级 CMOS 工艺的互连线串扰 RLC 解析模型[J].物理学报,2009,58(4):2631-2636.
Zhu Zhang-ming, Qian Li-bo, Yang Yin-tang. A novel interconnect crosstalk RLC analytic model based on the nanometer CMOS technology[J]. Acta Physica Sinica, 2009, 58(4):2631-2636. (in Chinese)
- [2] Kudo Y, Tobana T, Sasamori T, et al. A study of crosstalk and its suppression between microstrip-lines on a small printed circuit board[J]. IEICE Transactions on Communications, 2009, 92(1):296-303.
- [3] Fan Jun, Ye Xiao-ning, 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.
- [4] Xu Jun, Wang Shuo. 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.
- [5] Jerse T. Introduction to crosstalk [A]. Proceedings of the 2017 IEEE International Symposium on EMC + SIPI [C]. Washington: IEEE, 2017. 1–45.
- [6] 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.
- [7] Mallahzadeh A R, Ghasemi A H, Akhlagh S, et al. Crosstalk reduction using step shaped transmission line [J]. Progress in Electromagnetics Research C, 2010, 12: 139–148.
- [8] Almalkawi M, Devabhaktuni V. Far-end crosstalk reduction in PCB interconnects using stepped impedance elements and open-circuited [J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2011, 21(5): 596–601.
- [9] 安静, 武俊峰, 吴一辉. 使用防护带抑制微带线间串扰的研究 [J]. 北京理工大学学报, 2011, 31(3): 343–347.
An Jing, Wu Jun-feng, Wu Yi-hui. Research of suppressing crosstalk of the microstrip lines by using stripe protection [J]. Journal of Beijing Institute of Technology, 2011, 31(3): 343–347. (in Chinese)
- [10] Kim H, Won C, Franzon P D. Crosstalk-canceling multi-mode interconnect using transmitter encoding [J]. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration Systems, 2013, 21(8): 1562–1567.
- [11] Broyde F, Clavelier E. An overview of modal transmission schemes [A]. Proceedings of 17th IEEE Signal and Power Integrity Workshop [C]. Paris: IEEE, 2013. 1–4.
- [12] 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.
- [13] 王亚飞, 李学华. 利用反相器组合抑制多条微带线间串扰的方法 [J]. 北京邮电大学学报, 2015, 38(2): 122–126.
Wang Ya-fei, Li Xue-hua. A method using inverters for crosstalk suppression in multiple parallel-coupled microstrip lines [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2015, 38(2): 122–126. (in Chinese)
- [14] 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.
- [15] Oh T, 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.
- [16] Oh T, 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.
- [17] Escalante L P, Gandara O L, Michel P 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.
- [18] 王亚飞. 基于信道传输矩阵的多条传输线间串扰抵消方法 [J]. 北京邮电大学学报, 2016, 39(3): 126–131.
Wang Ya-fei. Crosstalk cancellation method of multiple coupled transmission lines based on channel transmission matrix [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2016, 39(3): 126–131. (in Chinese)
- [19] 伯格丁 E (李玉山 刘洋译). 信号完整性与电源完整性分析 (第二版) [M]. 北京: 电子工业出版社, 2015. 415–416.
Bogatin E. Signal and Power Integrity: Simplified (Second Edition) [M]. Beijing: Electronics Industry Press, 2015. 415–416. (in Chinese)
- [20] 沈诺. 关于某些三对角矩阵的研究 [D]. 济南: 山东师范大学, 2014.
Shen Nuo. Research on some tridiagonal matrices [D]. Jinan: Shandong Normal University, 2014. (in Chinese)

作者简介



王亚飞 男, 1981年9月出生, 黑龙江庆安人, 2003年、2006年、2013年在北京邮电大学分别获得工学学士、硕士和博士学位, 现为北京信息科技大学副教授(高级实验师), 硕士生导师, 主要研究方向为电磁兼容、信号完整性分析等。
E-mail: wangyafei@bistu.edu.cn



赵彦晓 女, 1977年4月出生, 河北辛集人, 2000年、2003年在河北工业大学分别获得工学学士、硕士学位, 2016年在北京工业大学获得工学博士学位, 现为北京信息科技大学讲师, 主要研究方向为射频器件与射频集成电路。
E-mail: zhaoyanxiao@bistu.edu.cn