

防护线减小微带线间串扰的 FDTD 分析

李丽平 李玉山 王崇剑

(西安电子科技大学电路 CAD 研究所 西安 710071)

摘要 随着信号转换速度日益提高,高速电路设计中的串扰问题也日趋严重。该文分析了使用防护线减小 PCB 微带线间串扰的效果,并运用 FDTD 对长耦合微带线进行了仿真验证。仿真结果表明,只要:(1)添加有接地过孔的防护线并使过孔间距小于信号在 $RT/2$ (RT : 传输信号的上升时间)时段内的传输距离;(2)在满足线间距布线规则的前提下,将防护线适当加宽而又维持三条线(防护线和两条微带线)中两两之间的中心距不变,就能够有效减小线间的远端和近端串扰。

关键词 微带线,串扰,防护线,FDTD

中图分类号: TN817

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)03-0574-03

FDTD Analysis of the Crosstalk Reduction with Guard Trace Between Microstrips

Li Li-ping Li Yu-shan Wang Chong-jian

(Inst. of Electronic CAD, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract As the velocity of signal switch becoming fast, the crosstalk in high-speed circuit design is becoming worse than ever. The performance of guard traces in reducing the crosstalk between microstrips is analyzed and simulated with FDTD method in this paper. The simulation results show that the far-end and near-end crosstalks are reduced largely and efficiently by the following useful measures: (1) The guard trace with several grounded vias should be inserted between microstrips and the distance between two adjacent vias should be less than propagating distance during $RT/2$, the half rising time of signal. (2) By obeying the smallest side-to-side distance routing rule and keeping the center-to-center distances between arbitrary two of three lines (microstrips and the guard trace) constant, the guard trace inserted should be as wide as possible.

Key words Microstrip, Crosstalk, Guard trace, FDTD

1 引言

随着IC工艺的发展,信号转换速度越来越高,电子工程师也不断把设计推向技术与工艺的极限,反射、串扰等信号完整性问题日益严重。目前,对这些问题已有大量的研究,提出了许多改善信号质量的方法,如为了减小串扰,两信号线的距离应尽量远^[1],地平面尽量完整^[1],使用嵌入微带线^[2]等。本文主要在各种减小串扰分析方法的基础上,从电磁波和传输线理论出发,分析了防护线对PCB微带线间串扰的影响,并运用时域有限差分方法(FDTD)对长耦合微带线结构进行了仿真验证。仿真结果表明,在防护线上适当加入接地过孔,同时在满足最小布线间距规则时使防护线适当宽能够有效减小微带线间的串扰。

2 方法分析

信号沿导线传播时,部分电场和磁场延伸到周围空间而形成边缘场,若在此边缘场很强的区域里布线,就会产生耦合噪声。两导线间的边缘场越强,受扰线上的耦合噪声就越大。图1为信号线及其返回电流分布的截面图^[1],式(1)为地平面上的返回电流密度^[1]:

$$i(D) = \frac{I_0}{\pi H} \cdot \frac{1}{1 + (D/H)^2} \quad (1)$$

其中 I_0 , H 和 D 分别表示总的信号电流,信号线与地平面间的距离,地平面上某处与信号线中心的水平距离。

设 $D=C \times H$ (C 为常数),在区间 $(-CH, CH)$ 内的电流为

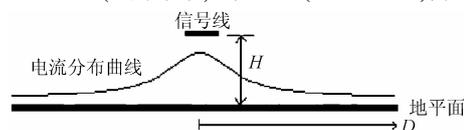


图1 信号线及其返回电流分布的截面图

$$\int_{-CH}^{CH} \frac{I_0}{\pi H} \cdot \frac{1}{1+(D/H)^2} dD = 2 \frac{I_0}{\pi} \text{tg}^{-1}(C) \quad (2)$$

当 $C=3$ 时, 区间 $(-3H, 3H)$ 内的电流为 $0.7952 I_0$
 当 $C=5$ 时, 区间 $(-5H, 5H)$ 内的电流为 $0.8743 I_0$
 当 $C=7$ 时, 区间 $(-3H, 3H)$ 内的电流为 $0.9097 I_0$

从以上可以看出, D 越大, 返回电流密度越小, 边缘场就越弱, 因此增大两导线间的距离可以减小串扰。但对于 H 比较大或地平面不完整的情况, 离导线较远处的电流密度也相当大, 这时仅从增大导线间的距离来减小耦合噪声会浪费许多布线空间。然而, 在两条导线之间加入防护线可以影响两者之间的电场和磁场, 减小两者之间的互容和互感。特别是侵扰线上的信号电流在防护线上产生感应电流, 而且这两个电流方向相反, 这样防护线上的感应电流就可以抵消侵扰线在受扰线处产生的一部分磁场线, 从而起到屏蔽磁场的作用。因此, 在两导线间加入防护线, 可以减小受扰线上的耦合噪声。

防护线虽然起到了隔离侵扰线和受扰线的作用, 但其本身也可以看作是另一个噪声源: 侵扰线在防护线上产生的噪声可以再次耦合到受扰线上。所以把减小防护线上的噪声作为出发点来减小受扰线上的噪声。为了便于分析, 在此先说明 3 个参数: RT (侵扰线上信号的上升时间), L (在 RT 内, 信号的传播距离), TD (传输时延)。当微带线耦合长度较长时(大于 $L/2$), 对于上升边为线性上升的激励信号, 近端噪声和远端噪声如图 2(a)所示。近端噪声在经过一段时间 RT 之后达到稳定, 而远端噪声是耦合的累积, 其幅度与信号上升边的微分和耦合长度成比例。

将防护线近端接地, 后向传输的噪声在近端处发生负反射(反射系数为 -1), 反射的负噪声与前向传输的噪声一起传输到远端, 所以远端处的噪声为二者的叠加。当远端接匹配阻抗时, 就可观察到防护线上远端处如图 2(b)所示的噪声。

通常, 将防护线两端接地才能充分发挥其作用。然而, 正是由于接地, 噪声在两端会发生负反射, 如果损耗很小, 图 2(b)所示的噪声会在两端之间来回反射, 从而形成额外的噪声源。从远端噪声的形成特点考虑, 可以采用这种方法减小其幅度: 沿防护线分布多个接地过孔, 将其分隔成多个小段。每段与整条防护线相比, 相当于减小了耦合长度, 使得两个过孔之间的噪声累积幅度大大减小。随着远端噪声的减小

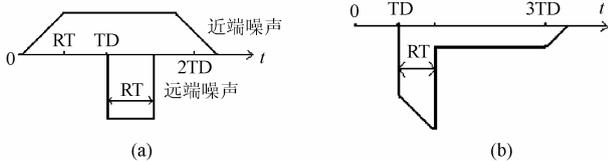


图 2

(a)近端噪声和远端噪声 (b)反射的近端噪声和远端噪声相叠加

小, 图 2(b)中近端噪声的影响相对来说会逐渐增大, 而且只要过孔间距大于 $L/2$, 近端噪声就会达到稳定值。所以, 如果使过孔间距小于 $L/2$, 即可使图 2(b)中相叠加的两种噪声同时减小。

3 算例

图 3 为侵扰线, 防护线和受扰线的横截面结构, 其中 $W=H=0.2032\text{mm}$, 地平面为 $377\text{mm} \times 5\text{mm}$, 介电常数 $\epsilon_r = 4.4$ 。导线长度为 15cm , 侵扰线和受扰线两端均接电阻 68.3Ω 。侵扰线上激励源为带有内阻的电压源, 上升时间设为 400ps , 幅度为 3V 。运用文献[3]中所示的多网格分布方法来设置端接电阻和电压源(文献[3]中的推导结果有部分错误, 本文在使用时已经进行了改正, 见附录)。FDTD分析中, 将导线与地平面间的距离 H 分为 4 个网格(Z 方向), 沿导线 Y 方向的网格长度取为转折频率($0.5/RT$)对应波长的 $1/20$, X 方向上的网格长度与 Z 方向上的相等, 整个仿真区域的网格数设置为: $98 \times 67 \times 30$ 。为便于分析, 电压源内阻设为与单根导线的特性阻抗相等, 所以侵扰线上实际输入的信号幅度约为 1.5V , 在进行百分比运算时, 应使用此值作为运算的基准。表 1 列出了多种结构设置时受扰线上近端串扰和远端串扰的最大值, 图 4 给出了其中一些结构的近端噪声和远端噪声随时间的变化图。表 1 中结构(1)和结构(2)为两条微带线间没有防护线, 仅改变线间距; 结构(3)~结构(5)为在结构(2)中加入防护线, S, W_g 和 W 均为 0.2032mm , 改变接地过孔的间距; 结构(6)为接地过孔间距为 $L/3$, 而且保持两根微带线和防护线的中心位置不变, 加大防护线线宽。

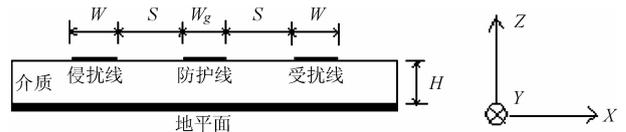


图 3 横截面结构

从表 1 和图 4 可以看出, 结构(2)与结构(1)相比, 受扰线上的近端串扰下降很快, 从输入电压的 8.45% 下降到 2.50% ; 而远端串扰仍比较大, 仅下降到了 7.43% 。使用两端有接地过孔的防护线几乎使受扰线两端的噪声又减小了一半, 而且随着防护线上接地过孔间距的减小, 受扰线两端的噪声均有不同程度的减小。另外, 在满足最小布线间距规则和保持侵扰线, 防护线和受扰线中心间距不变的条件下, 加大防护线的宽度, 可以使受扰线上的耦合噪声进一步减小。将结构(6)与(2)相比, 受扰线上的近端噪声和远端噪声均有大幅度的下降。

但是在图 4 中, 结构(1)和(2)的近端串扰和远端串扰不是很光滑, 这是由多方面造成的, 除了吸收边界和楞边的处理会产生一部分误差, 主要与导线的特性阻抗和端接电阻有

表1 各种情况下, 受扰线上近端串扰和远端串扰的最大值

结构设置	近端串扰最大值(mV)	远端串扰最大值(mV)
(1)无防护线, $S=0.2032\text{mm}$	126.7345	-171.3006
(2)无防护线, $S=0.6096\text{mm}$	37.5476	-111.4146
(3)防护线两端接地	25.6755	-67.1136
(4)防护线两端及中间接地	23.4572	-65.1939
(5)接地过孔间距 $L/3$	21.0759	-53.0617
(6) $S=0.1524\text{mm}$, $W_g=0.3084\text{mm}$	19.0435	-43.7315

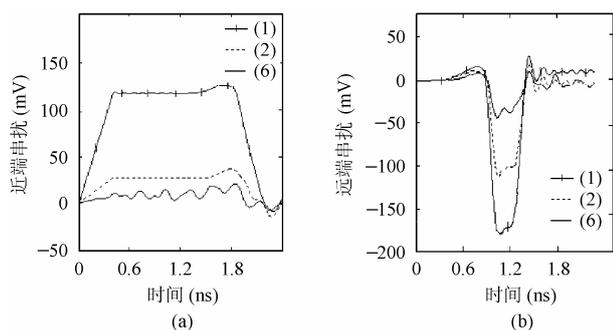


图4 表1中结构(1),(2)和(6)的近端串扰(a)和远端串扰(b)

关。在前面提到, 端接电阻设为 $68.3\ \Omega$, 这是不考虑耦合时单根线的特性阻抗, 而实际上导线间的耦合会使每跟导线的特性阻抗有微量地下降。文中主要是分析防护线对串扰的抑制作用, 所以设置端接电阻时没有考虑复杂因素, 这与理想匹配情况有一定差别, 但从总的仿真结果可以看出防护线的有效性。

4 结束语

本文分析了防护线对微带线间串扰的影响, 通过仿真总结出在防护线上每隔一定的距离添加一个接地过孔对减小串扰起到了很好的作用, 该距离应小于信号在 $RT/2$ 时间内的传输距离($L/2$)。一般情况下, 考虑到实际设计中过孔的费用, 每隔 $L/3$ 添加一个接地过孔即可。在不改变两导线的中心间距, 同时符合最小布线间距设计规则的情况下, 加大防护线的宽度, 可以使受扰线上的耦合噪声进一步减小。此方法与其它减小串扰的方法相结合可以更有效地抑制串扰, 这对高速电路设计有一定的参考价值。

附录

在运用文献[3]中所示的多网格分布方法时发现其推导结果有部分错误, 在不改变其它条件的基础上, 将其中的式

(5)和式(6)改正的结果如下所示:

$$B_p = \left(\frac{\varepsilon}{\Delta t} - \frac{\sigma}{2} \right) E_{y,i+1,p,k}^n \Delta x \Delta z + \left(H_{z,i,p,k}^n - H_{z,i+1,p,k}^n \right) \Delta z$$

$$+ \left(H_{x,i+1,p,k+1}^n - H_{x,i+1,p,k}^n \right) \Delta x - \frac{U_S}{R_S} - \frac{\sum_{m=n_1}^{n_2} E_{y,i+1,m,k}^n \Delta y}{2R_S} \quad (5)$$

$$C_{pq} = \begin{cases} \frac{\Delta y}{2R_S}, & p \neq q \\ \left(\frac{\sigma}{2} + \frac{\varepsilon}{\Delta t} \right) \Delta x \Delta z + \frac{\Delta y}{2R_S}, & p = q \end{cases} \quad (6)$$

参考文献

- [1] Johnson Howard, Graham Martin. High-Speed Digital Design. USA, Prentice Hall PTR, 1993: 189 - 211.
- [2] 刘博, 陈如山. 降低耦合微带线间串扰问题——FDTD 分析. 微波学报, 2003, 19(3): 7 - 9.
- [3] Xu J, Zhao A P, Raisanen A V. A stable algorithm for modeling lumped circuit source across multiple FDTD cells. *IEEE Microwave Guided Wave Letters*, 1997, 7(9): 308 - 310.
- [4] Bogatin Eric. Signal Integrity-Simplified. USA, Prentice Hall PTR, 2003: 401 - 408.
- [5] 葛德彪, 闫玉波. 电磁波时域有限差分方法. 西安, 西安电子科技大学出版社, 2003: 8 - 49.

李丽平: 女, 1980年生, 博士生, 研究方向为高速系统设计与信号完整性分析.

李玉山: 男, 1945年生, 博士生导师, 研究方向为电子自动化设计, 视频视觉处理电路与系统设计、高速系统设计与信号完整性分析.