

使用防护带抑制微带线间串扰的研究

安静^{1,2}, 武俊峰^{1,2}, 吴一辉¹

(1. 中国科学院 长春光学精密机械与物理研究所应用光学国家重点实验室, 吉林, 长春 130033;
2. 中国科学院 研究生院, 北京 100039)

摘要: 为减少耦合微带线间的串扰, 在满足端接匹配的条件下, 建立了印刷电路板(PCB)耦合微带线间串扰测试结构. 通过有限元分析和实验测试, 研究了在 PCB 微带线之间未加防护带和添加防护带对线间串扰的影响, 考察了线间串扰对防护带的宽度和接地孔间距的依赖性. 数值分析和实验结果表明, 为了获得抑制 PCB 微带线间串扰的最佳效果, 防护带的宽度存在一个最佳值, 使用此最佳值, 近端串扰峰值衰减要比没有防护带时多 9 dB, 远端串扰峰值衰减多 7 dB; 使用增加宽度的防护带抑制非平行微带线间串扰同样有效; 防护带上密布的接地孔间距必须满足一个临界条件; 而接地孔半径的变化对串扰没有影响.

关键词: 防护带; 耦合微带线; 近端串扰; 远端串扰; 有限元法

中图分类号: TN 817 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-0645(2011)03-0343-05

Research of Suppressing Crosstalk of the Microstrip Lines by Using Stripe Protection

AN Jing^{1,2}, WU Jun-feng^{1,2}, WU Yi-hui¹

(1. National Key Lab of Applied Optics, Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun, Jilin 130033, China; 2. Graduate School, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

Abstract: Reducing the crosstalk between coupled microstrip lines is very important for high-speed and high-density PCB. The crosstalk testing structure was established between PCB-coupled microstrip lines under the condition of termination match. Through finite element analysis and experimental test, the crosstalk between coupled microstrip lines has been investigated with or without metal filled via hole fence. The dependence of crosstalk with the width of stripe protection and grounding hole space between lines was examined. Numerical analysis and experimental results indicate that the best effect of crosstalk reduction can be obtained when an optimum value of stripe protection width is chosen, the attenuation of near-end crosstalk is 9 dB more compared with no strip protection and far-end crosstalk attenuation is 7 dB more. The crosstalk suppression of non-parallel microstrip lines using strip protection with increased width is equally effective. A critical space condition must be satisfied between protective grounding holes, while the radius variation of grounding hole does not affect the crosstalk. This research seems to be instructive for effective use of stripe protection to reduce crosstalk between microstrip lines.

Key words: stripe protection; coupled microstrip lines; near-end crosstalk; far-end crosstalk; finite element method (FEM)

收稿日期: 2010-05-25

基金项目: 中国科学院“十一五”支撑技术研究项目(61501.02.03.04)

作者简介: 安静(1980—), 男, 博士生, E-mail: llqs123@126.com; 吴一辉(1965—), 女, 研究员, 博士生导师, E-mail: yihuiwu@ciomp.ac.cn.

在高速高密度印刷电路板 (printed circuit board, PCB) 的表面, 通常制备了若干并行的微带线. 随着信号工作频率的不断提高, 电容电感等分布参数的影响难以忽略, 微带线间的信号串扰问题变得日益严峻, 亟待研究解决^[1].

对于大多数电子产品而言, PCB 上很多电磁干扰 (EMI) 问题都是由于相邻微带线间的串扰导致的, 即包括平行微带线间的串扰也包括非平行微带线间的串扰. 迄今为止, 已提出了一些减少 PCB 微带线间串扰的方法. 主要包括两类: ① 通过增大微带线的间距以减少线间串扰^[2], 但这会牺牲布线空间, 降低布线工艺的灵活性; ② 在并行的耦合微带线之间加入接地孔防护带以减小线间串扰^[3-4]. 现有的研究表明^[3-7], 利用防护带确实能有效地减少线间串扰, 但防护带的结构设计参数 (例如防护带长度、宽度、通孔半径、通孔位置等) 究竟如何影响线间串扰尚未得到清晰的揭示. 具有一定角度的非平行微带线, 在实际 PCB 布线中也普遍存在, 而如何减少非平行微带线间串扰的研究却不多见, 因此作者也验证了使用防护带减少非平行微带线间串扰的有效性.

作者建立了平行微带线串扰测试结构以及带有防护带结构的非平行微带线计算模型, 通过实验测试和基于有限元 (FEM) 的数值计算, 着重研究了 PCB 平行微带线间串扰的对数衰减幅度对防护带宽度、接地孔间距和接地孔半径的依赖性.

1 微带线间串扰测试结构

1.1 平行微带线间串扰结构

图 1 所示为平行微带线间串扰的测试结构. 平面和截面图如图 1(a) 和 1(b) 所示, PCB 上存在 2 条平行的微带线, 相关参数为: 微带线边到边间距 $d = 7 \text{ mm}$, 长度 $L_1 = 190 \text{ mm}$, 宽度 $b_1 = 1.5 \text{ mm}$, 厚度 $t_1 = 0.2 \text{ mm}$, 介质厚度 $h_1 = 1 \text{ mm}$, 相对介电常数 $\epsilon_r = 4.4$, 微带线特性阻抗约为 50Ω . 图 1(c) 为添加了

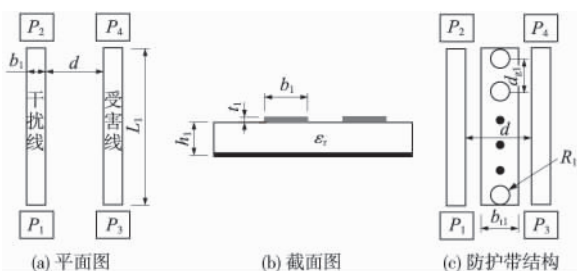


图 1 测试结构
Fig. 1 Test structure

防护带的结构, 在防护带的中间对称分布一系列接地孔, 顶端与金属微带线相连, 宽度为 b_{11} , 相邻两接地孔中心间距为 d_{g1} , 接地孔半径为 R_1 .

图 2 给出了实际测试的耦合微带线结构, 使用 Agilent 4395A 矢量网络/频谱/阻抗分析仪 (以下简称 VNA) 作为测试设备, 扫频范围为 $5 \sim 500 \text{ MHz}$, 通过同轴电缆和 SMA-KE 接头将信号注入微带线中. 在动态网络和静态网络的两端均端接 50Ω 匹配电阻以消除信号反射, 幅度为 1 V 的激励源信号加在 P_1 端口, 由于互容和互感的存在, 在 P_3 和 P_4 端口会接收信号能量, 以计算近端和远端串扰的 S_{31} 和 S_{41} 参数幅值.

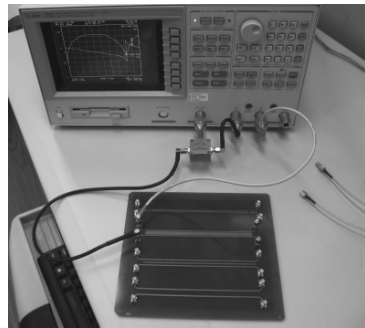


图 2 耦合微带线测试结构
Fig. 2 Structure of coupled microstrip for test

1.2 平行微带线间串扰测试和仿真结果

讨论防护带宽度和接地孔间距对近端和远端串扰 S_{31} 和 S_{41} 值的影响. 近端串扰参数 S_{31} 可写为^[8]

$$S_{31} = \frac{j k \sin(2\pi f l / v)}{\sqrt{1 - k^2} \cos(2\pi f l / v) + j \sin(2\pi f l / v)} \quad (1)$$

$$k = \frac{Z_{0,e} - Z_{0,o}}{Z_{0,e} + Z_{0,o}} \quad (2)$$

式中: v 为电磁波在导体中的传播速度; $Z_{0,e}$ 和 $Z_{0,o}$ 分别为微带线的偶模和奇模特性阻抗; l 为微带线之间的耦合长度; f 为频率. 由式 (1) 可知, S_{31} 的幅值可写为

$$|S_{31}| = \frac{k \sin(2\pi f l / v)}{\sqrt{1 - k^2 \cos^2(2\pi f l / v)}} \quad (3)$$

远端串扰 S_{41} 的近似表达式写为^[8]

$$S_{41} = -j e^{-j\Delta\beta/2} \sin(\Delta\beta/2) \quad (4)$$

$$\Delta\beta = \beta_e - \beta_o \quad (5)$$

式中 β_e 和 β_o 分别表示微带线的偶模和奇模传播常数. 由式 (4) 可得到 S_{41} 的幅值为

$$|S_{41}| = |\sin(\Delta\beta/2)| = |\sin(\pi \Delta n_{\text{eff}} l f / c)| \quad (6)$$

$$\Delta n_{\text{eff}} = \sqrt{\epsilon_{\text{rec}}} - \sqrt{\epsilon_{\text{reo}}}. \quad (7)$$

式中: ϵ_{rec} 和 ϵ_{reo} 分别为偶模和奇模有效介电常数; c 为真空中的光速.

由式(3)可知,近端串扰 $|S_{31}|$ 是拟周期的,并且当耦合长度 l 为 $1/4$ 波长或者 $1/4$ 波长的基数倍时, $|S_{31}|$ 将有最大值出现,对应的频率为

$$f = \frac{c}{4l\sqrt{\epsilon_r}}(2N + 1). \quad (8)$$

式中: $N = 0, 1, 2, \dots$; ϵ_r 为有效介电常数(约为 3.26). 当 $N=0$ 时, $f=219$ MHz, 实测和仿真的结果为 221 MHz, 两者结果基本一致. $|S_{31}|$ 峰值对应的幅度约为 -35 dB.

从式(6)可知, $|S_{41}|$ 参数也是周期的,其最大值对应的频率为

$$f = \frac{c}{2l\Delta n_{\text{eff}}}(2N + 1). \quad (9)$$

图 3 给出了未加防护带时两微带线间串扰参数 S_{31} 和 S_{41} 在频域的实验测试和 FEM 仿真结果. 由于网络分析仪(VNA)的上限工作频率为 500 MHz, 所以在图 3 中无法给出 $|S_{41}|$ 完整的周期曲线. 在频率 $f=500$ MHz 处, $|S_{41}|$ 幅度约为 -30 dB. 由图 3 还可见, 低频时近端串扰 $|S_{31}|$ 是主要的, 当频率超过 200 MHz 后, 远端串扰 $|S_{41}|$ 快速上升占据主导地位.

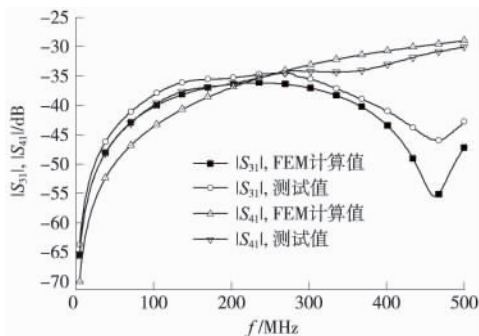


图 3 无防护带结构的耦合微带线 S 参数测试和计算值
Fig. 3 Measured and calculated S parameters without stripe protection for the coupling microstrip lines

图 4 给出了在微带线之间加入宽度 $b_{t1} = 5.5$ mm 防护带后对串扰参数 S_{31} 和 S_{41} 的影响. 在图 4 中, 用于测试和仿真的接地孔的半径 $R_1 = 0.7$ mm, 相邻孔间距 $d_{g1} = 10$ mm. $|S_{31}|$ 的峰值约为 -44 dB, $|S_{41}|$ 的峰值约为 -37 dB.

防护带的加入, 吸收了两耦合微带线间的部分电力线, 使得互耦电容减小, 同时, 动态网络会在防护带上产生方向相反的感应电流, 该感应电流产生

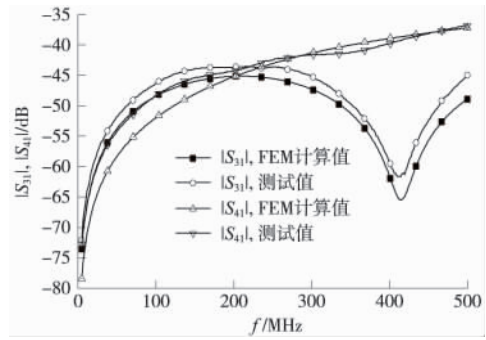


图 4 有防护带结构的耦合微带线 S 参数测试和计算值
Fig. 4 Measured and calculated S parameters with stripe protection for the coupling microstrip lines

的磁力线将进一步抵消动态线在静态线位置处产生的杂散磁力线, 使得互耦电感减小. 比较图 3、图 4 可知, 在保持防护带处于两微带线中心对称的情况下, 适当加大防护带的宽度, 可以明显改善受扰线上的耦合噪声幅度. $b_{t1} = 5.5$ mm 的情况就要比没有防护带时近端串扰峰值衰减多 9 dB(电压幅度衰减 66.7%), 远端串扰峰值衰减多 7 dB(电压幅度衰减 56.3%).

但是防护带宽度也不是越大越好, 图 5 给出了防护带宽度 b_{t1} 分别为 5.5、5.6、5.7 mm 所仿真出的串扰 S 参数. 由图 5 可见, 再增大防护带的宽度, 无论是近端串扰还是远端串扰, 对串扰幅度衰减的效果已不再明显.

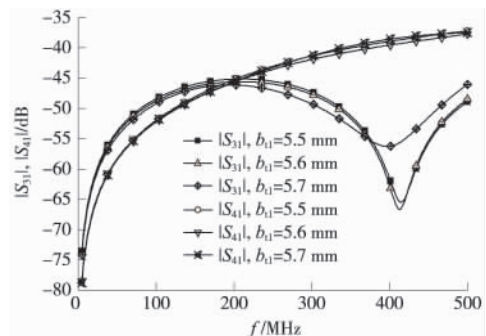


图 5 增大防护带宽度对近端和远端串扰的影响
Fig. 5 Changes of near-end crosstalk and far-end crosstalk due to the width increasing

1.3 防护带对非平行微带线间串扰的抑制

使用防护带可以明显减少平行微带线间的串扰幅度, 但对于非平行微带线是否有效需要进一步验证. 验证模型如图 6 所示, 设计参数为: 微带线两近端端口 P_1 和 P_3 之间间距 $d_1 = 6.4$ mm, 两远端端口 P_2 和 P_4 之间间距 $d_2 = 82.94$ mm, 线长 $L_2 = 100$ mm, 宽度 $b_2 = 3$ mm, 厚度 $t_2 = 0.3$ mm, 介质厚度 $h_2 = 1.6$ mm, 相对介电常数 $\epsilon_r = 4.4$, 微带线特性阻抗

约为 50Ω . 根据给定的 d_1 和 d_2 , 可知 2 条非平行微带线间的角度为 45° , 防护带对称分布在 2 条微带线之间, 故防护带与相邻线间夹角为 $\theta=22.5^\circ$, 宽度为 b_{t2} , 在防护带的中间对称分布 1 列接地孔, 顶端与金属微带线相连, 相邻两接地孔中心间距为 $d_{g2}=9.6 \text{ mm}$, 接地孔半径为 $R_2=0.8 \text{ mm}$, 此处只考察防护带宽度 b_{t2} 的变化对串扰的影响.

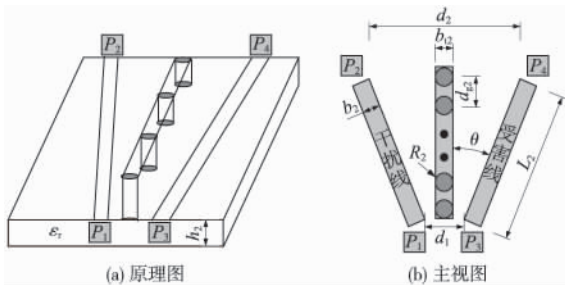


图 6 加入防护带后的非平行 MSL 计算模型
Fig. 6 Computation model of the non-parallel MSL with strip protection

图 7 和图 8 给出了数值计算结果. 由图 7、图 8 可知, 防护带宽度的增加对抑制非平行微带线间串扰同样有效, 并且对近端串扰的衰减效果要比远端明显. 对于 S_{31} , $b_{t2}/h_2=3.875$ 要比 $b_{t2}/h_2=1.000$ 串扰平均多衰减约 4 dB, 而对于 S_{41} , 只有约 2 dB.

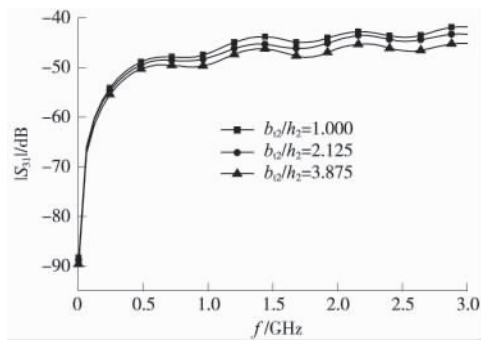


图 7 b_{t2}/h_2 的变化对近端串扰的影响
Fig. 7 Near-end crosstalk with the variation of b_{t2}/h_2

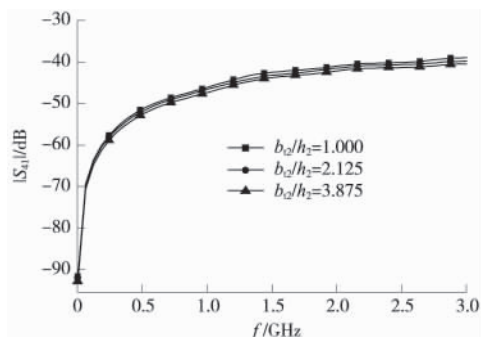


图 8 b_{t2}/h_2 的变化对远端串扰的影响
Fig. 8 Far-end crosstalk with the variation of b_{t2}/h_2

2 防护带结构参数对串扰的影响

2.1 接地孔间距对串扰的影响

图 9 给出了改变防护带的孔间距对平行微带线间串扰参数 S_{31} 和 S_{41} 的影响. 在图 9 中, 防护带相邻孔间距 $d_{g1}=23 \text{ mm}$, 宽度 $b_{t1}=1.5 \text{ mm}$, 微带线长 $L_1=50 \text{ mm}$, 两线间距 $d=3.5 \text{ mm}$, 其它参数设置保持不变. 由图 9 可见, 在 $f=3.55 \text{ GHz}$ 处产生了谐振, 23 mm 约为该谐振频率下电磁波在介质中的半波长, 近端串扰 $|S_{31}|$ 最大幅值反而超过了未加防护带情况下所对应的最大幅值约 18 dB, 而远端串扰 $|S_{41}|$ 的幅值超出了约 5 dB.

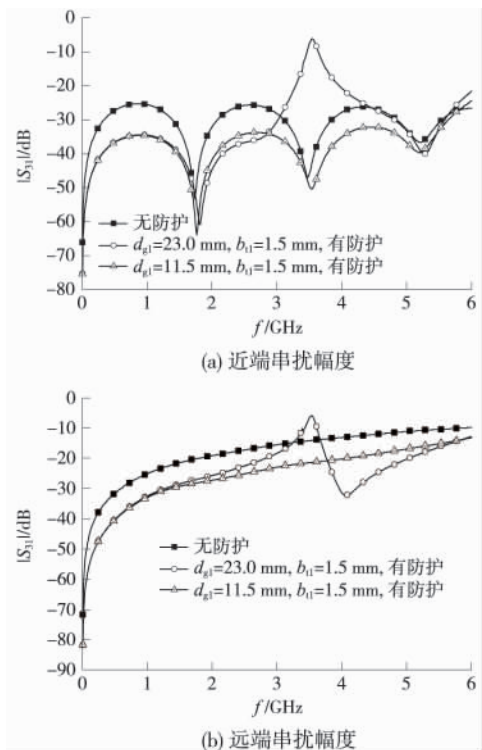


图 9 孔间距对近端和远端串扰的影响
Fig. 9 Near-end crosstalk and far-end crosstalk with the change of space between holes

为了避免在工作频率范围内发生谐振, 孔间距须满足如下条件:

$$d_{g1} < \frac{c}{2f_{\max} \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (10)$$

$$\epsilon_r' = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \frac{1}{\sqrt{1 + 12h_1/b_1}}. \quad (11)$$

式中: f_{\max} 为动态网络上信号的最高工作频率. 由式 (10)(11) 可得, 当 $\epsilon_r' \approx 3.26$ 时, $d_{g1} < 13.8 \text{ mm}$. 如图 9 所示, 当取 $d_{g1}=11.5 \text{ mm}$ 时, 避免了谐振, 近端和

远端串扰幅度都小于无防护带时的串扰幅值。

2.2 接地孔半径大小对串扰的影响

保持其它结构参数设置与图 9 相同,图 10 给出了接地孔半径 R_1 从 0.3~0.7 mm 变化时对线间串扰参数 S_{31} 和 S_{41} 的影响。由图 10 可知,虽然接地孔半径大小不同,但对串扰衰减的效果几乎是一致的。

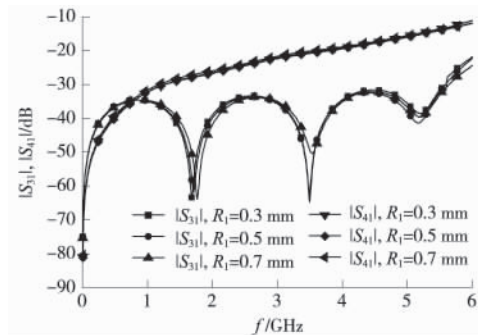


图 10 接地孔半径变化对串扰的影响

Fig. 10 Change of crosstalk due to the radius variation of grounding hole

3 结 论

在 PCB 上利用防护带可以明显减少微带线间近端和远端串扰幅度。在保持防护带处于两微带线中心对称的情况下,增大防护带宽度值可以进一步削弱串扰幅度。但防护带宽度值并不是越大越好,而是存在一个最佳值。使用此最佳值,近端串扰峰值衰减要比没有防护带时多 9 dB,远端串扰峰值衰减多 7 dB。同时也验证了使用增加宽度的防护带抑制非平行微带线间的串扰同样有效,并且对近端串扰的衰减效果要比远端明显。防护带上密布的相邻接地孔间距必须满足一个临界条件,否则会产生谐振,增加串扰幅度。而接地孔半径的改变对近端和远端串扰衰减没有进一步的贡献。

参考文献:

- [1] Bogatin E. Signal integrity-simplified[M]. New Jersey: Prentice Hall Press, 2004.
- [2] Howard J, Martin G. High-speed digital design[M]. New York: Prentice Hall Press, 1993:189-211.
- [3] Ponchak G E, Chun D H, Yook J G, et al. The use of metal filled via holes for improving isolation in LTCC RF and wireless multichip packages[J]. IEEE Trans on Advanced Packaging, 2000,23(1):88-99.
- [4] Ponchak G E, Chun D, Yook J G, et al. Experimental verification of the use of metal filled via hole fences for crosstalk control of microstrip lines in LTCC packages [J]. IEEE Trans on Advanced Packaging, 2001,24(2): 76-80.
- [5] Ladd D N, Costache G I. SPICE simulation used to characterize the cross-talk reduction effect of additional tracks grounded with vias on printed circuit boards[J]. IEEE Trans on Circuits Systems, 1992,39(6):342-347.
- [6] Wang L B, See K Y. Comprehensive study of crosstalk isolation for high-speed digital board[C]//2008 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility & 19th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility. Singapore: [s. n.], 2008: 867-870.
- [7] Asanee S, Arash K, Ramesh A. Using via fences for crosstalk reduction in PCB circuits[J]. IEEE International Symposium on EMC, 2006(1):34-37.
- [8] Mongia R, Bahl I, Bhartia P. RF and microwave coupled-line circuits[M]. Boston, USA: Artech House, 1999:123-180.

(责任编辑:刘芳)