

## T型微带线间串扰问题的FDTD分析与抑制

严冬 孙力 孙亚秀 姜保军  
(哈尔滨工业大学电气工程系 哈尔滨 150001)

**摘要:** T型微带线的串扰是高速电路信号完整性问题中的重要组成部分。采用PML(Perfectly Matched Layer)-FDTD方法首次对T型微带线间的串扰问题进行全波分析,并给出抑制串扰的具体措施。PML-FDTD仿真结果表明,不同的改进结构参数对串扰的影响不同:(1)开口距离 $S$ 越大线间串扰越小,最多减小10dB;(2)开口角度 $\alpha$ 越小线间串扰越小,减小幅度最长达14dB。由此得出,在T型微带线上开三角形口,通过改变开口距离 $S$ 和开口角度 $\alpha$ 可实现对邻近微带线串扰的有效抑制。

**关键词:** 时域有限差分法;微带线;串扰;完全匹配层

中图分类号: TN817

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)09-2283-04

## Analysis and Suppression of Crosstalk for T-shaped Microstrip by Using FDTD

Yan Dong Sun Li Sun Ya-xiu Jiang Bao-jun

(Department of Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

**Abstract:** The crosstalk of T-shaped microstrip is the important component in signal integrity of a high-speed circuit. In this paper, the fullwave analysis of the crosstalk is carried out by adopting the Perfectly Matched Layer Finite-Difference Time-Domain (PML-FDTD) method, and then the measures of reducing crosstalk are proposed in detail. The different structure parameters of improved T-shaped microstrip have different influence on the crosstalk. That is, (1) the crosstalk between microstrips is smaller as the orifice distance  $S$  is becoming bigger, and the amplitude of crosstalk is reduced to 10dB; (2) The value of  $\alpha$  is smaller as the crosstalk between microstrip is becoming smaller correspondingly, and the amplitude of crosstalk is reduced to 14dB. Thus opening an orifice on the T-shaped microstrip can reduce the crosstalk between one T-shaped microstrip and another adjacent one remarkably by changing orifice distance  $S$  and angle  $\alpha$ .

**Key words:** Finite-Difference Time-Domain(FDTD) method; Microstrip; Crosstalk; Perfectly Matched Layer(PML)

### 1 引言

随着电子产品设计的飞速发展,微带线间的串扰等电磁干扰问题备受人们重视。为此,国内外许多学者对微带线间的串扰和抑制问题展开了广泛的研究<sup>[1-4]</sup>,提出在攻击线两侧加保护线<sup>[1-3]</sup>,微带线表面覆盖电介质层<sup>[4]</sup>等方法,但对制板工艺提出很高的要求。并且这些文献的研究对象仅局限于平行和非平行微带线,对T型微带线间的串扰研究尚未有文献涉及。而T型微带线又广泛的用于PCB电路设计中,而且对邻近线的串扰耦合很强。尤其是T型结构存在阻抗突变,必然会增强信号的反射和衰减,势必破坏输出信号的完整性。因此降低信号反射、抑制T型微带线间的串扰对PCB电路的电磁兼容设计起到非常

重要的作用。

为此本文在分析T型微带线间的串扰问题的基础上,给出了抑制串扰的具体措施。首先,采用PML-FDTD法<sup>[5]</sup>与现有文献<sup>[6]</sup>结果对比,验证该方法的准确性与有效性。然后,仍采用该方法提取T型线源端微带线的特征阻抗,通过并联等值阻抗实现T型接头处的阻抗匹配减小信号反射。并在此基础上计算T型微带线间的串扰问题,分别从时域和频域角度讨论改进T型微带线的结构特征对串扰的影响。最后,提出了抑制T型微带线间串扰的具体方法。

### 2 PML-FDTD方法

#### 2.1 理论分析

FDTD法的PML层是由Berenger首先提出<sup>[5]</sup>,它具有吸收效率高、占用空间小等优点。PML层是在计算区域外边界虚拟地加入有耗媒质,使入射波无反射地射入其中并在内部按指数规律衰减。以Maxwell旋度方程中 $E_z$ ,  $D_z$

2006-11-13收到,2007-05-08改回

国家自然科学基金(50477009)和黑龙江省自然科学基金(E200625)资助课题

和  $H_x$  为例, 推导PML-FDTD格式。具体方法是将Yee氏网格<sup>[7]</sup>下的电场和磁场分量 ( $E_x, H_x$ ) 分解成电场和磁场子分量 ( $E_{xz}, E_{zy}, H_{xy}, H_{xz}$ ), 电导率  $\sigma$  和导磁率  $\sigma^*$  沿3个坐标方向分解成6个参量  $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z, \sigma_x^*, \sigma_y^*, \sigma_z^*$ 。其它场分量也可得到类似的结果, 具体可参见文献[8]。对Maxwell旋度方程式进行中心差分近似, 可得到PML-FDTD格式

$$D_{zx}^{n+1}(i, j, k + 1/2) = A_x^d(i) \cdot D_{zx}^n(i, j, k + 1/2) + B_x^d(i) \cdot [H_y^{n+1/2}(i + 1/2, j, k + 1/2) - H_y^{n+1/2}(i - 1/2, j, k + 1/2)] \quad (1a)$$

$$D_{zy}^{n+1}(i, j, k + 1/2) = A_y^d(j) \cdot D_{zy}^n(i, j, k + 1/2) + B_y^d(j) \cdot [H_x^{n+1/2}(i, j - 1/2, k + 1/2) - H_x^{n+1/2}(i, j + 1/2, k + 1/2)] \quad (1b)$$

式中  $A_p^d(l) = \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} (1 - \sigma_p(l) \Delta t / (2\epsilon)) / (1 + \sigma_p(l) \Delta t / (2\epsilon))$ ,  $B_p^d(l) = (\Delta t / \Delta i) / (1 + \sigma_p(l) \Delta t / (2\epsilon))$ ,  $p=x, y, z$ 。

$$E_{zx}^n(i, j, k + 1/2) = D_{zx}^n(i, j, k + 1/2) / \epsilon \quad (1c)$$

$$E_{zy}^n(i, j, k + 1/2) = D_{zy}^n(i, j, k + 1/2) / \epsilon \quad (1d)$$

$$H_{xy}^{n+1/2}(i, j + 1/2, k + 1/2) = A_y^h(j + 1/2) \cdot H_{xy}^{n-1/2}(i, j + 1/2, k + 1/2) + B_y^h(j + 1/2) \cdot [E_z^n(i, j, k + 1/2) - E_z^n(i, j + 1, k + 1/2)] \quad (1e)$$

$$H_{xz}^{n+1/2}(i, j + 1/2, k + 1/2) = A_z^h(k + 1/2) \cdot H_{xz}^{n-1/2}(i, j + 1/2, k + 1/2) + B_z^h(k + 1/2) \cdot [E_y^n(i, j + 1/2, k + 1) - E_y^n(i, j + 1/2, k)] \quad (1f)$$

式中  $A_p^h(l + 1/2) = (1 - \sigma_p^*(l + 1/2) \cdot \Delta t / (2\mu)) / (1 + \sigma_p^*(l + 1/2) \cdot \Delta t / (2\mu))$ ,  $B_p^h(l + 1/2) = (1 / \mu \cdot \Delta t / \Delta i) / (1 + \sigma_p^*(l + 1/2) \cdot \Delta t / (2\mu))$ 。

当  $\sigma_p = \sigma_p^* = 0$  时,  $A_p^d = 1/c$ ,  $A_p^h = 1$ ,  $B_p^d = \Delta t / \Delta i$ ,  $B_p^h = \Delta t / \Delta i / \mu$ , 式(1)退化为无损媒质中的FDTD格式, 成为可推广到整个计算空间的通用格式, 不仅限于PML层内, 而且给编程实现带来方便。

通过调整脉冲宽度高斯脉冲能够包含从直流到任一频率的频谱, 因此在计算散射体  $S$  参数时高斯脉冲激励源是最为适合的。表达式如下:

$$E_z = \exp[-(t - t_0)^2 / T^2] \quad (2)$$

式中  $t_0$  为时间延迟,  $T$  为脉冲宽度。另一方面, 当FDTD法得到的时域结果时, 通过Fourier变换可计算出  $S$  参数

$$S_{jk}(\omega) = F[V_j(t)] / F[V_k(t)] \quad (3)$$

式中  $j, k$  为端口号,  $F[V_j(t)]$  为端口电压  $V_j(t)$  的Fourier变换。电压  $V_j(t)$  可通过对端口下方电场的数值积分求出。

## 2.2 算法有效性验证

为了验证上述方法的正确性和程序代码的可靠性, 首先计算了文献[6]中算例A——矩形微带天线, 如图1所示。层数分别为  $L_x=10$ ,  $L_y=15$ ,  $L_z=5$ 。空间网格数为  $N_x \times N_y \times N_z = 56 \times 122 \times 12$ 。采用Matlab编程(本文所有算

例都采用Matlab实现), 仿真执行8000时间步。使用PC机(CPU: Pentium(R) D 3.0GHz, 内存: 1GB)执行该程序, 耗时29min。如图2所示, 计算  $S_{11}$  参数与Sheen<sup>[6]</sup>采用Mur吸收边界条件对比, 计算结果几乎一致, 因此可以证明该方法是准确有效的。

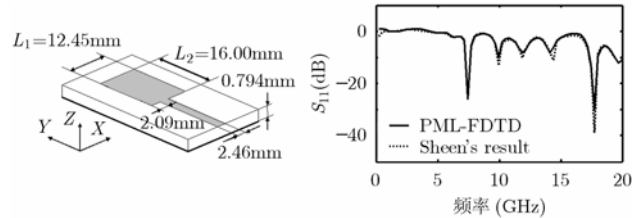


图1 矩形微带线

图2 反射损耗  $S_{11}$

## 3 T型微带线的串扰抑制措施

T型微带线串扰结构, 如图3所示。图3中攻击线  $P$  为T型微带线, 受扰线  $Q$  为直微带线。 $P$  线和  $Q$  线均为宽度  $W$ , 厚度趋于零的良导体, 线间距离为  $D$ 。基底介质为各向同性无耗媒质, 相对介电常数为  $\epsilon_r$ , 厚度为  $H$ 。由于T型微带线在T型分支处存在阻抗突变, 会引起信号反射。为此把T型接头作为微带功分器考虑, 通过调整分支线的特征阻抗  $Z_c$  实现输出端口的良好匹配。首先通过FDTD法参数提取获得微带线特征阻抗  $Z_0$ <sup>[9]</sup>, 然后令  $Z_c = \sqrt{2}Z_0$ 。两侧分支线总电长度为  $\lambda/2$ , 宽度可根据Gupta综合公式<sup>[10]</sup>求得分支微带线宽  $W_m$ :

$$\begin{cases} W_m = H \cdot 8e^A / e^{2A} - 2, & A > 1.52 \\ W_m = H \cdot 2 / \pi \{ B - 1 - \ln(2B - 1) + (\epsilon_r - 1) / (2\epsilon_r) \} \cdot [\ln(B - 1) + 0.39 - 0.61 / \epsilon_r], & A \leq 1.52 \end{cases} \quad (4)$$

式中  $A = Z_0 / 60 \cdot ((\epsilon_r + 1) / 2)^{1/2} + (\epsilon_r - 1) / (\epsilon_r + 1) \cdot (0.23 + 0.11 / \epsilon_r)$ ,  $B = 60\pi^2 / (Z_0 \sqrt{\epsilon_r})$ 。

为降低  $P$  线对  $Q$  线的串扰, 对  $P$  线结构进行改进。如图4所示, 在  $P$  线的T型结构处开三角形口, 开口宽度为  $S$ , 角度为  $\alpha$ 。

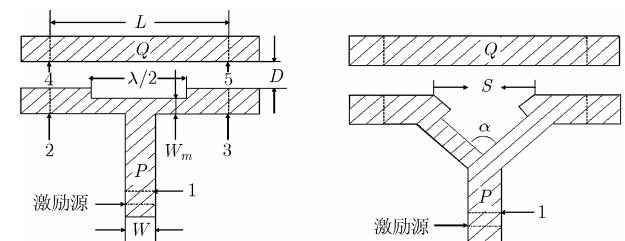


图3 T型微带线串扰结构图 图4 改进T型微带线串扰结构图

## 4 仿真分析

针对不同的改进T型微带线, 本文采用上述方法进行仿真计算。仿真参数为:  $W=2.4\text{mm}$ ,  $D=2.4\text{mm}$ ,  $H=0.9\text{mm}$ ,  $\epsilon_r=2.2$ 。激励源为端口1, 输出端口2, 端口3的间距与串扰端口4, 端口5的间距均为  $L=50\text{mm}$ 。选取

空间步长:  $\Delta x=0.4\text{mm}$ ,  $\Delta y=0.4\text{mm}$ ,  $\Delta z=0.3\text{mm}$ 。为满足数值稳定条件, 选取时间步长:  $\Delta t=0.5\text{ps}$ 。PML层数分别为  $L_x=12, L_y=15, L_z=7$ 。激励源采用式(2)高斯脉冲,  $T=15\text{ps}$ ,  $t_0=3T$ 。计算空间网格:  $N_x \times N_y \times N_z = 119 \times 155 \times 19$ 。为了准确模拟匹配结构和改进结构, 对T型接头附近( $i=20 \dots 100, j=70 \dots 100, k=3 \dots 6$ )进行局部细分<sup>[11]</sup>, 亚网格空间步长  $\Delta x_x = \Delta x/3$ ,  $\Delta y_y = \Delta y/3$ ,  $\Delta z_z = \Delta z/3$ , 时间步长  $\Delta t_t = \Delta t/3$ , 即每次全局FDTD循环迭代中局部细分的亚网格区域内的电场和磁场进行三次FDTD迭代。对于不同改进情况下计算空间的网格数相同, 所以每种情况计算耗时均为 3h45min上下。

为了实现 T 型接头处阻抗匹配, 首先根据微带线结构参数提取源端微带线特征阻抗  $Z_m=48.2+0.12j\Omega$ , 由式(4)计算  $W_m=2.3\text{mm} \approx 6\Delta x$ 。分支线电长度  $\lambda/2=24\text{mm}=60\Delta x$ 。图 5 所示反射损耗的频响曲线, 在  $f_0=C/\lambda=6.25\text{GHz}$  处 T 型接头匹配后反射损耗低于 40dB。

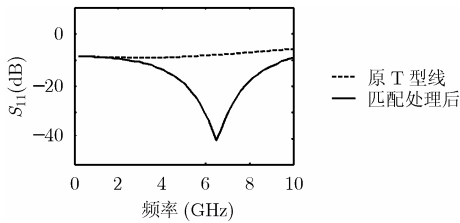


图 5 T 型接头匹配前后 1 端口频响

图 6、图 7 所示 2 端口输出电压的时域结果。当保持  $\alpha=90^\circ$ , 开口距离  $S$  不同时, 入射电压峰值相同, 到达峰值的时间不同。这是由于传输距离的不同造成电压信号峰值的时延不同。当保持  $S=2.0\text{mm}$ , 开口角  $\alpha$  不同时, 不仅体现传输距离对电压信号时延的影响, 而且可观察到  $\alpha$  角越小输出信号峰值越小。

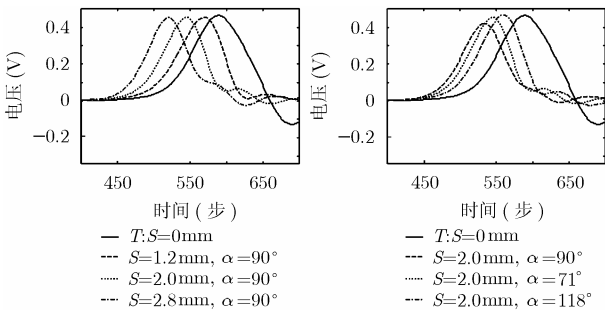


图 6  $\alpha=90^\circ$ , 不同  $S$  的 2 端口时域电压

图 7  $S=2.0\text{mm}$ , 不同  $\alpha$  的 2 端口时域电压

端口 4 串扰电压时域波形如图 8、图 9 所示, 经改进 T 型线的串扰电压明显低于原 T 型线产生的串扰电压。 $\alpha$  角相同的情况下串扰电压随开口距离  $S$  的增加而减小, 而在开口距离  $S$  相同的情况下串扰电压随  $\alpha$  角的减少而减小。

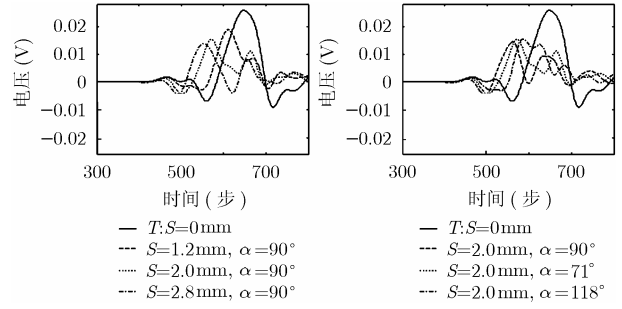


图 8  $\alpha=90^\circ$ , 不同  $S$  的 4 端口时域电压

图 9  $S=2.0\text{mm}$ , 不同  $\alpha$  的 4 端口时域电压

对应 4 端口串扰系数  $S_{41}$  的频响由式(3)计算出, 结果如图 10、图 11 所示。同样可看出微带线经过改进后串扰明显减小。当  $S$  变大时串扰减小, 尤其在 4.05G 附近, 串扰减小最多能达到 10dB。当  $\alpha$  角减小时串扰也越小, 在 9.8GHz 时最大衰减幅度达 14dB。由此可见开口距离  $S$  越大开口角  $\alpha$  越小, 串扰衰减越明显。

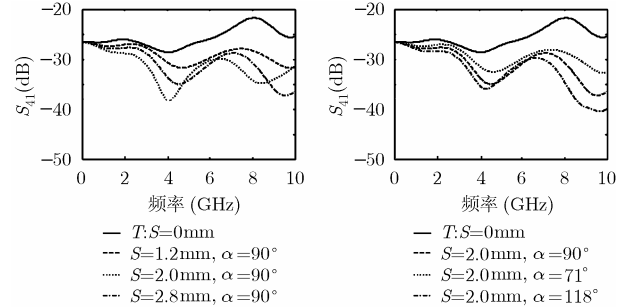


图 10  $\alpha=90^\circ$ , 不同  $S$  的  $S_{41}$

图 11  $S=2.0\text{mm}$ , 不同  $\alpha$  的  $S_{41}$

### 5 结束语

本文首次采用 PML-FDTD 方法分析 T 型微带线间的串扰问题, 并在此基础上提出了有效抑制串扰的措施, 并采用 PML-FDTD 法进行仿真验证。数值结果表明, 在 T 型微带线上开三角形口可明显地减小其对邻近微带线的串扰, 且开口距离越大线间串扰越小, 开口角度越小线间串扰越小。这对高速集成电路的设计和电磁干扰分析与抑制有实际参考价值。

### 参考文献

[1] 李丽平, 李玉山, 王崇剑. 防护线减小微带线间串扰的 FDTD 分析. 电子与信息学报, 2006, 28(3): 574-576.  
Li Li-ping, Li Yu-shan, and Wang Chong-jian. FDTD analysis of the crosstalk reduction with guard trace between microstrips. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2006, 28(3): 574-576.

[2] 黎淑兰, 刘元安, 宋占海, 等. 耦合微带线间串扰问题的 FDTD 法分析. 微波学报, 2006, 22(2): 17-20.  
Li Shu-lan, Liu Yuan-an, and Song Zhan-hai, et al. Analysis of crosstalk of couple microstrip lines by FDTD. *Journal of Microwaves*, 2006, 22(2): 17-20.

- [3] Xiao F C, Murano K, and Kami Y. The use of via holes for controlling the crosstalk of non-parallel microstrip lines on PCBs. *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Montreal, Canada, 2002, 2: 633-638.
- [4] 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.  
Liu Bo and Chen Ru-shan. Crosstalk reduction on coupled microstrip lines structures: An FDTD approach. *Journal of Microwaves*, 2003, 19(3): 7-9.
- [5] Berenger J P. A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic wave. *Journal of Computational Physics*, 1994, 114: 185-200.
- [6] Sheen D M, Ali S M, Abouzahra M D, and Kong J A. Application of the three-dimensional finite-difference time-domain method to the analysis of planar microstrip circuits. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 1990, 38(7): 849-857.
- [7] Yee K S. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 1966, AP-14(3): 302-307.
- [8] Berenger J P. Three-dimensional perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves. *Journal of Computational Physics*, 1996, 127: 363-379.
- [9] 李征帆, 曹毅. 微波与高速电路中的电磁场理论及其数值方法. 北京: 科学出版社, 2002: 290-301.  
Li Zheng-fan and Chao Yi. *Electromagnetic field theory and numerical methods in microwave and high-speed circuits*. Beijing: Science press, 2002: 290-301.
- [10] 梁昌洪. 计算微波. 西安: 西北电讯工程学院出版社, 1984: 116-127.
- [11] Okoniewski M, Okoniewska E, and Stuchly M A. Three-dimensional subgridding algorithm for FDTD. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 1997, 45(3): 422-429.
- 严冬: 男, 1978年生, 博士生, 从事电磁场数值计算与电磁兼容方面的研究.
- 孙力: 男, 1960年生, 教授, 博士生导师, 从事电机驱动与控制理论及电力电子技术应用等方面的研究.
- 孙亚秀: 女, 1974年生, 博士生, 从事电磁兼容方面的研究.
- 姜保军: 男, 1965年生, 博士生, 从事电磁检测与电磁兼容方面的研究.