

通过串音预测对 PCB 布线的 3W 规则进行验证

莫付江

(武汉大学, 湖北 武汉 430072)

摘 要: 在传输线理论的基础上, 利用有限元(FEM)法计算分层介质中微带线上场的分布, 并通过 SPICE 仿真对其等效电路在不同频率电源激励下产生的串音进行预测. 预测结果验证了印制电路板布线遵从“3W”规则的重要性. 由此得出结论: 3W 规则的使用有助于 PCB 设计满足 EMC 系统设计标准, 并最大限度地减小印制线之间的耦合.

关键词: 印制电路板; 串音预测; 印制迹线; 3W 规则; 电磁兼容性

中图分类号: TN03

文献标识码: A

文章编号: 1006-5261(2003)02-0030-04

3W 布线规则是防止或减小平行印制迹线间串音的措施之一. 使用 3W 规则有助于 PCB 设计满足国内或国外的有关电磁兼容性标准. 特别是对单层和双层 PCBs, 3W 是必须遵守的布线原则.

串音是可以采取一定的方法进行计算和预测的. FEM 是一种电磁场数值计算方法, 它可以用于许多类型的电磁场分析和电磁兼容性(EMC)问题的计算, 但不能对复杂的电路进行求解. 而 SPICE 是一种电路分析程序, 被广泛地应用于电子电路的分析和设计, 但它不具有电磁场求解的功能. 本文把二者结合起来对 3W 规则在实际电路板的应用给以仿真计算, 以观察采用 3W 布线技术的实际价值.

1 计算模型

图 1 是预测采用的实际模型示意图. 其中印制

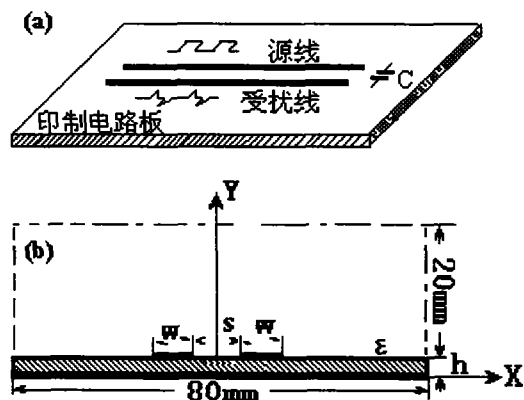


图 1 PCB 二微带线尺寸示意图

板的外形尺寸为 $5\text{ cm} \times 8\text{ cm} \times 1.6\text{ mm}$, 基片材料的相对介电常数为 $\epsilon_r = 4.7$, 板上存在平行的印制线. 我们考虑两条印制迹线的情况, 而且将其分成以下两种模型分别讨论: ①选择布线符合“3W”规则, 线长 $l = 5\text{ cm}$, 线宽 $w = 2.5\text{ mm}$, 导线间距 $s = 5\text{ mm}$. ②布线不符合 3W 规则, 其他条件不变, $w = 2.5\text{ mm}$, $s = 1\text{ mm}$.

2 计算条件和集总参数的获得

我们取无穷远处电位为零. 在本例中, 选择印制板边界处 $\Phi_{x=-4\text{cm}} = 0$, $\Phi_{x=4\text{cm}} = 0$, 和 $y = 2\text{ cm}$ 的平面 $\Phi_{x=2\text{cm}} = 0$. 通过反复验证发现这样确定计算区域是满足精度要求的. 考虑微带线上信号为准 TEM 波的近似条件, 电磁场分布满足二维拉普拉斯方程, 计算公式为:

$$\nabla_y^2 E = i\nabla_y^2 E_x + j\nabla_y^2 E_y = 0, \quad (1a)$$

$$\nabla_y^2 H = i\nabla_y^2 H_x + j\nabla_y^2 H_y = 0. \quad (1b)$$

根据微带线在不同介质分解面的边界条件可推导出微带线电磁场分布满足:

$$\frac{\partial H'_z}{\partial y} - \epsilon_r \frac{\partial H_z}{\partial y} = \pm j\beta(\epsilon_r - 1)H_y, \quad (2a)$$

$$\frac{\partial E'_z}{\partial y} - \epsilon_r \frac{\partial E_z}{\partial y} = \pm j\beta(1 - \frac{1}{\epsilon_r})E_y. \quad (2b)$$

式中 β 为相位常数, $\beta = \omega(LC)^{0.5}$, 微带线的电感 L 一般是 nH 级, 电容 C 一般是 pF 级, 则对 10^{10} Hz 以下的频率均可视为不含纵向分量. 在更高频率情

收稿日期: 2002-01-25

作者简介: 莫付江(1964—), 男, 河南西平人, 武汉大学电气工程学院硕士研究生.

况下, 微带线场不再是 TEM 型, 在此我们考虑 10 GHz 作为极限频率. 最终所求出微带线的电磁场分布如图 2 所示, 其中图 2(b)为等位线示意图.

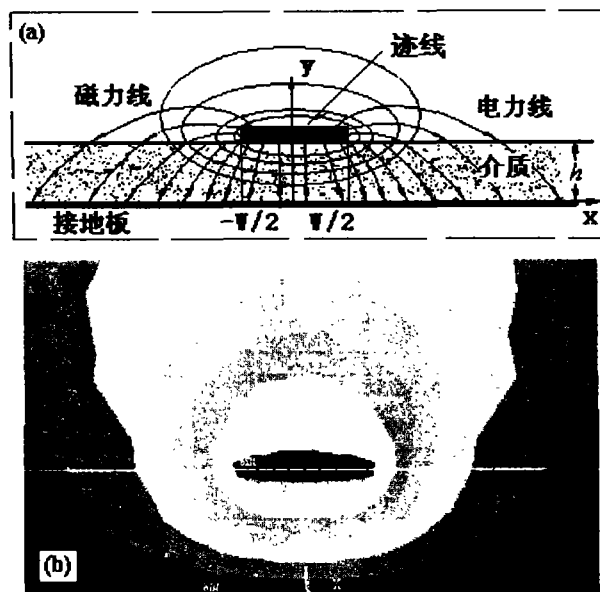


图 2 微带线电磁场分布图

在给定的边界条件下, 用有限元方法分别计算出两种模型单位长度的等效电路集总参数为:

- ① $C_1 = C_2 = 5.73 \text{ pF}$,
 $C_{12} = 0.07986 \text{ pF}$,
 $L_1 = L_2 = 16.677 \text{ nH}$,
 $M_{12} = 0.948 \text{ nH}$,
 耦合系数 $k = 0.05685$.
- ② $C_1 = C_2 = 5.1575 \text{ pF}$,
 $C_{12} = 0.8607 \text{ pF}$,
 $L_1 = L_2 = 16.355 \text{ nH}$,
 $M_{12} = 3.871 \text{ nH}$,
 耦合系数 $k = 0.2367$.

3 串音频域响应

串音的计算公式为

$$V_x(\text{dB}) = 20 \log \frac{V_v}{V_s}, \quad (3)$$

式中 V_v 是受扰线路感应电压值, V_s 干扰源线路的电源电压值.

计算串音频域响应的电路模型如图 3. 取干扰源内阻抗 $Z_s = 0$, 并考虑两种负载情况: ①干扰源线路与受扰线路的两端均端接 50Ω 的电阻; ②干扰源线路与受扰线路的两端均端接 $1 \text{ k}\Omega$ 的电阻. 计算的上限频率为 10 GHz , 波长为 0.03 m , 长为 l 的导线用 17 段 ($\geq 10 \times 0.05 / 0.03 = 16.7$) LC 电路代表,

并取激励源的幅值为 1 V .

图 4、图 5 所示波形为符合 3W 规则时的预测结果. 其中图 4 是干扰源线路和受扰线路的两端均接 $1 \text{ k}\Omega$ 电阻时的近端和远端响应曲线, 图 5 是它们都接 50Ω 电阻时的近端和远端响应曲线.

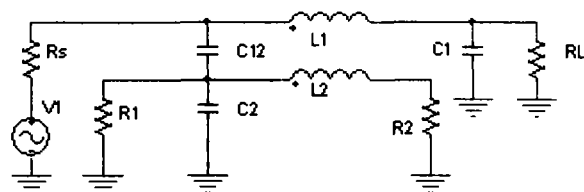


图 3 串音预测等效电路

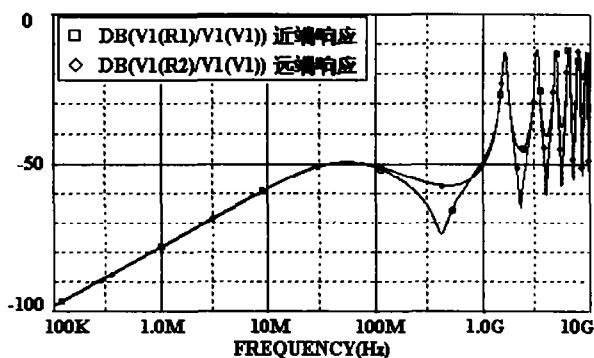


图 4 端接 $1 \text{ k}\Omega$ 电阻串音响应分贝图

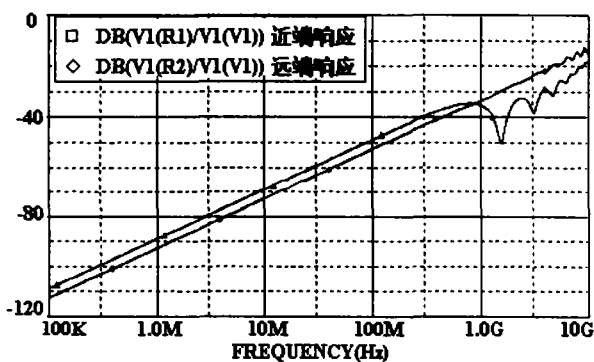
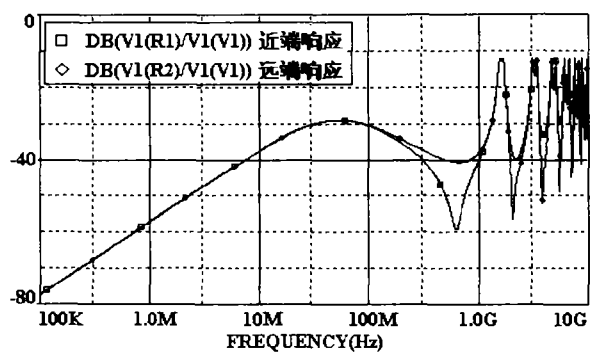
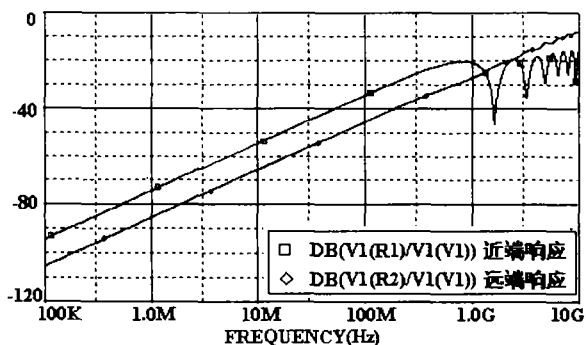


图 5 端接 50Ω 电阻串音响应分贝图

图 6、图 7 分别为不符合 3W 布线规则时印制迹线间串音的预测结果. 其中图 6 是干扰源线路和受扰线路两端接 $1 \text{ k}\Omega$ 电阻时的近端和远端响应曲线, 图 7 是它们两端接 50Ω 电阻时的近端和远端响应曲线.

从两种情况所预测出曲线的比较可以看出, 印制电路板上的布线不符合 3W 规则时其上串音曲线明显高于符合布线规则时的串音曲线.

无论是端接 $1 \text{ k}\Omega$ 电阻还是端接 50Ω 电阻, 这种串音增加都比较明显. 在端接 50Ω 电阻时响应曲线更易观察, 可以发现, 近端响应和远端响应均

图 6 端接 1 k Ω 电阻时频域响应分贝图图 7 端接 50 Ω 电阻时频域响应分贝图

增加 10 dB 以上, 特别是近端响应在 1 MHz~1 GHz 之间均增加 25 dB 左右. 在干扰源线路和受扰线路两端都端接 50 Ω 电阻时, 不符合 3W 规则情况下近端串音高于远端串音约 10 dB, 这是因为当两印制线靠近时, 线间的感性耦合增量大于容性耦合增量造成的. 这表明印制迹线相邻较近时, 磁场效应开始增加, 感性耦合感应电压在远端与容性耦合感应电压相抵消; 而在近端感性耦合感应电压与容性耦合感应电压相叠加. 同时, 在端接不同电阻时, 串音响应有很大的差异, 端接 1 k Ω 电阻时的串音不仅在 整个频段都高于端接 50 Ω 电阻时的串音, 而且串音也较早进入振荡频段, 这是由于阻抗不匹配引起的.

4 串音时域分析

为了更直观地认识不同情况下的串音, 我们对两种模型的时域响应进行了仿真, 其中激励源为周期梯形波, 如图 8(a)所示; 干扰源线路和受扰线路两端都接 50 Ω 电阻. 在布线符合 3W 规则情况下, 激励源在受扰线产生的串音如图 8(b)所示. 而对于不符合 3W 布线规则情况时, 在受扰线产生的串音响应如图 8(c)所示.

可以看出, 在相同的条件下, 布线符合 3W 规则时虽然近端与远端串音响应的相位不同, 但幅值

相差不大, 近端为 3 mV, 远端约为 2 mV. 同时还可以看出, 受扰线路近端响应和远端响应都是由激励源波形的上升沿或者下降沿引起的, 响应脉冲宽度基本上等于激励源上升时间和下降时间. 其中近端响应与激励源有相同的极性, 而远端响应与激励源有相反的极性.

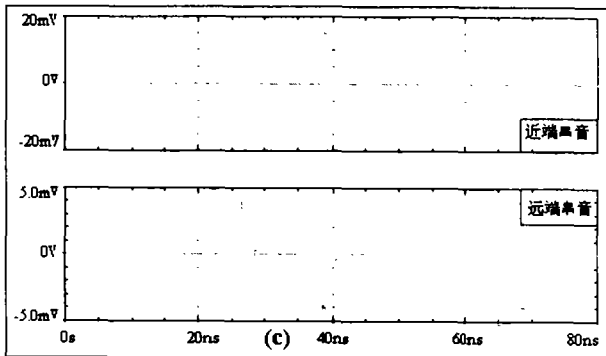
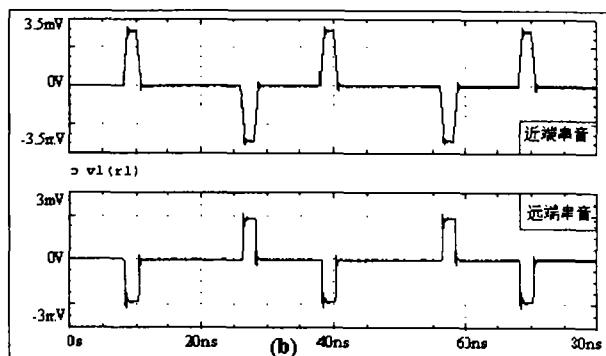
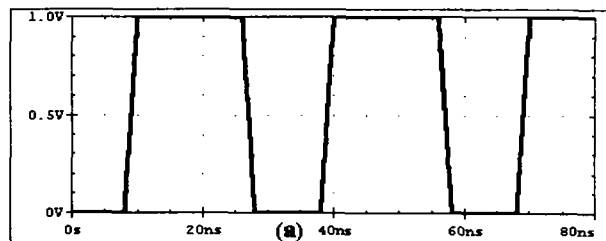


图 8 串音时域响应曲线

这也进一步证实了高频是相邻平行导线间产生串音的主要原因. 周期信号含有丰富的高频分量, 是电磁干扰的主要因素, 因此设计中应特别注意时钟信号等产生的串音干扰.

图 8(c)所示为布线不符合 3W 规则的受扰线路串音响应曲线. 曲线形状与图 8(b)基本一致, 只是串音幅值都大于布线符合 3W 规则时的幅值, 近端串音最大值约为 17.5 mV. 远端串音响应幅值为 4.5 mV, 略高于图 8(b)中所示远端响应幅值, 这与频域内的分析结论基本相同.

通过时域分析还可以看出, 布线不符合 3W 规则时印制迹线上的近端串音约是符合布线规则时的 5 倍, 其远端串音也是符合布线规则时的近 2 倍. 这

就再次验证了遵守 3W 布线规则的重要性. 而且近端响应和远端响应时域预测结果同频域分析结果是一致的, 即感性耦合感应电压与容性耦合感应电压在远端相抵消, 在近端相叠加.

5 结论

通过对符合布线规则与不符合布线规则两种情况的频域和时域串音分析, 我们验证了印制电路板布线的基本指导原则. 即为了有效地减少串音和 EMI 辐射, 印制电路板的布线一定要遵守 3W 规则. 本文仅从印制迹线间串音的角度对 3W 规则进行了验证. 实际上, PCB 设计中也应密切注意外电磁场 EMI 干扰以及其对外辐射 EMI 的水平. 总之, 无论是单层、双层还是多层印制电路板, 3W 布线规则都是其布线的最基本原则, 布线时遵守 3W 规

则是减少串音和降低 EMI 水平的基本途径.

参考文献:

- [1] Paul C R. *Literal Solution for Time-Domain Crosstalk on lossless Transmission Lines*[J]. IEEE Trans on EMC, 1992, 34: 433 - 444.
- [2] Laroussi R. *Finite-Element Method Applied to EMC Problem*[J]. IEEE Trans on EMC, 1993, 35: 78-183.
- [3] Holloway C L. *Net and Partial Inductance of a Microstrip Ground Plane*[J]. IEEE Trans on EMC, 1998, 40: 33-45.
- [4] Carlsson J, Lundgren U. *An Approach to the Generation of SPICE Models Feasible for EMC Problems*[J]. 2000 IEEE International Symposium on EMC: 71-76.
- [5] 莫付江. PCB 微带线场模的分析及其等效模型获取的方法论证[J]. 天中学刊, 2002, (2): 13-17

The Verification of the 3W Rule on PCB by Crosstalk Prediction

MO Fu-jiang

(Wuhan University, Wuhan Hubei 430072, China)

Abstract: Based on the transmission line theory, by using FEM numerical computation method and applying the SPICE code to transmission line, we can simulate its response excited by sources that have different frequency and wave shapes. We find that the predicted results are good agreement to the 3w rule of routing. Therefore, we can draw the conclusion that use of 3W rule will assist in complying with PCB design criteria and minimizing coupling between traces and signals.

Key words: PCB; crosstalk prediction; traces; 3W rule; EMC

[责任编辑 张继金]