

印刷电路板差分对布线位置不对称引起的共模辐射仿真研究

王超, 宋克柱

(中国科学技术大学近代物理系, 安徽合肥 230026)

摘要: 分析了对称差分对共模电感的成因, 并利用半波天线方法估计差分对的共模辐射. 利用时域有限差分法计算差分对的共模辐射, 估计了随着差分对布线向印刷电路板的边缘靠近时共模辐射的恶化情况和缩小差分对线距对共模辐射强度的抑制效果, 并给出了高速互连的常用电平满足共模辐射规范下的布线规则, 同时分析了保护走线对共模辐射的抑制效果.

关键词: 差分对; 共模电感; 共模辐射; 时域有限差分法

中图分类号: TP274 **文献标识码:** A

Common-mode radiation analysis of the differential line pairs caused by unbalance placement on the printed circuit board

WANG Chao, SONG Ke-zhu

(Department of Modern Physics, University of Science and Technology of China, Hefei 230026, China)

Abstract: Common-mode inductance of the differential line pairs on the printed circuit board (PCB) was analyzed, and the antenna theory was used to estimate the common-mode radiation of these differential line pairs. FDTD (finite-difference time-domain) method was used to calculate common-mode radiation of differential line pairs and estimate the deterioration of common-mode radiation when the differential line pairs are close to the board edge. The common-mode radiation suppression effect caused by reducing the distance between the two lines and the usage of the guard trace was investigated. The placement rule of the commonly used high speed connection level in PCB was proposed, and common-mode radiation suppression of the guard trace was discussed.

Key words: differential line pairs; common-mode inductance; common-mode radiation; FDTD method

0 引言

在高速数字系统的设计中, 随着信号频率越来越高, 差分对走线得到了越来越多的应用, 成为高速印刷电路板 (printed circuit board, PCB) 的主要互

连结构. 通常认为, 与单端信号传输相比, 虽然差分信号需要双倍数量的信号线, 但抗串扰和抑制电磁干扰 (electromagnetic interference, EMI) 的能力较强^[1]. 然而如果不对差分信号对进行恰当的平衡、滤波, 或者存在共模信号, 就可能产生严重的 EMI 问

题^[2]. 即使是两根走线之间完全对称的差分对, 由于不恰当的设计, 仍然可能存在 EMI 问题. 本文探讨了在差分对两根走线内部完全对称, 但布线位置偏离 PCB 中心的情况下差分对共模辐射的成因及估计方法, 利用时域有限差分法 (finite-difference time-domain method, FDTD method) 对差分对模型的共模辐射状况进行仿真, 给出了 PCB 上常用的高速互连差分信号的布线规则, 并就边缘接地保护走线对共模辐射的抑制作用进行了讨论, 以便为具体的设计提出合理的建议.

1 共模辐射成因

1.1 PCB 电磁辐射的原理

任何电路中都存在共模 (common-mode) 和差模 (differential-mode) 电流, 一般来说, 只有差模电流携带有用信号. 差模电流产生的辐射方向相反, 大部分可以相互抵消; 而共模电流方向一致, 共模辐射相互叠加, 因此较小的共模电流常常能产生强度较高的辐射^[3]. 从理论上分析这两种辐射, 差模辐射可以用电流环模型来计算, 共模辐射可用电偶极子模型来计算^[4]. 在距离 R 处共模和差模辐射电场最大值分别为

$$E_{\text{CM}} = 1.257 \times 10^{-6} \frac{I_{\text{C}} l f}{R}, \quad (1)$$

$$E_{\text{DM}} = 1.316 \times 10^{-14} \frac{I_{\text{D}} f^2 S}{R}. \quad (2)$$

式中, f 是信号的频率; I_{C} , l 是电偶极子平均电流和长度; I_{D} , S 是电流环的电流和面积. 由式 (1) 和式 (2) 可以看出, 在通常参数范围内, 即使共模电流远小于差模电流, 共模辐射的电场强度仍然很有可能比差模辐射的大很多.

1.2 共模辐射的成因

差分对长度不对称或差分驱动电流的不平衡产生的共模电流是产生共模辐射的激励源之一^[2], 这种不对称、不平衡引起的共模电流通过仔细设计是可以避免的. 但即使差分对完全对称, 由于地平面有限大, 磁场分布不对称而导致的共模电流仍然存在.

差模电流是产生共模电流的主要原因. 如图 1 (a) 所示, 信号电流通过地平面返回源端时, 如果地平面无限大, 没有磁力线可以包围无限大的地平面, 地平面上就没有电抗, 返回电流不会在地平面上受到任何阻碍, 从而保持和信号电流大小相等、方向相反. 实际的地平面只能是有限面积, 存在地平面的自感和信号线与地平面之间的互感. 这样回流将在地平面的电抗上产生感应电动势, 就会形成共模电流.

通常将产生共模电压的电感称为共模电感, 它实际是由于有限地平面所带来的各种电感的组合. 可以用简单的方式计算 I_{CM} 与 I_{DM} 的关系: 图 1 (a) 中, 因为 $V_{\text{CM}} \sim j\omega L_{\text{CM}} I_{\text{DM}}$, $I_{\text{CM}} \sim j\omega C_{\text{ant}} V_{\text{CM}}$, 所以 $I_{\text{CM}} \sim -\omega^2 C_{\text{ant}} L_{\text{CM}} V_{\text{DM}} / R$. 这表明, 差模电流激励的共模电流正比于频率的平方. 图 1 (b) 是另一种形成共模电流的机制: 差分电压源 V_{DM} 除了通过 C_{DM} 形成差分电流 I_{DM} 外, 还会由于分布电容 C_{ant} 产生另一个回路, 形成共模电流 $I_{\text{CM}} \sim j\omega C_{\text{ant}} V_{\text{DM}}$. 实验表明, 高频时主要的辐射贡献来自差模电流激发产生的共模电流^[5].

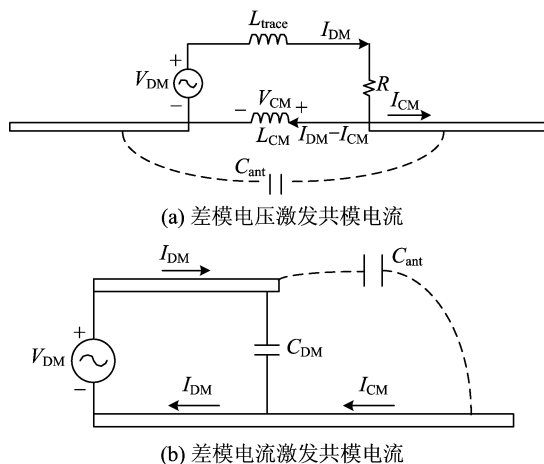


图 1 激发共模电流的两种机制

Fig. 1 Mechanisms driving common-mode current

2 共模电感的计算及共模辐射估计

通过上面的分析, 差模电流通过共模电感激发的共模电流会产生共模辐射, 利用共模电感就可以估计共模辐射的强度. 图 2 所示的 PCB 截面, PCB 板宽为 w , 距边缘为 d , FR4 介质厚度为 h ; 差分对两根信号线间距为 Δs , s 是指两根线中点离 PCB 中央的距离. 因为高速 PCB 上只存在准 TEM 波, 所以利用保角变换和环路定理就可以得到有限地平面上单根走线的共模电感 L_{CM} 和差分对共模电感 L'_{CM} 与走线位置的关系^[6].

$$L_{\text{CM}} = \frac{\mu_0}{\pi} \frac{h}{w} \frac{1}{\sqrt{4(2h/w - 1)(s/w)^2 + 1}}, \quad (3)$$

$$L'_{\text{CM}} \approx \left. \begin{aligned} & \frac{4\mu_0}{\pi} \left(\frac{h}{w} \right)^2 \frac{s}{\left[4 \left(\frac{2h}{w} - 1 \right) \left(\frac{s}{w} \right)^2 + 1 \right]^{3/2}} \frac{\Delta s}{h}, \\ & \frac{s}{w} \leq \frac{1}{2} - \frac{\Delta s}{2w}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

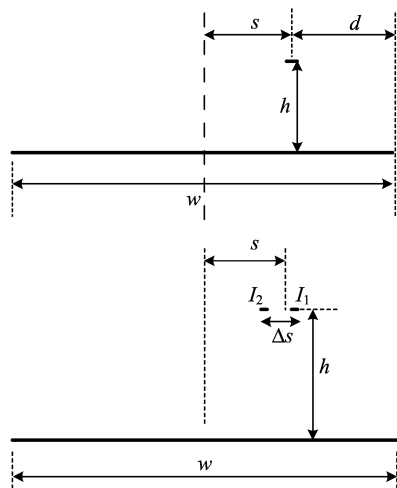


图 2 单根信号和差分对截面积模型
Fig. 2 Section models of single line and differential line pair

由天线理论可知,在 $f=1\text{ GHz}$ 时,半波振子^[7]的臂长为 7.5 cm ,而走线和地平面接近这样的尺寸,只要存在适当的激励,就会形成电磁辐射.将图 2 中的模型近似为具有等效电感 L_{CM} 的半波振子,辐射电阻 $r=73\ \Omega$,则激发的共模电流为 $I_{\text{CM}} = \frac{V_{\text{CM}}}{r} =$

$\frac{\omega L_{\text{CM}} I_0}{73}$, 距离 R 处的辐射场最大值为

$$E_{\text{max}} = \frac{\mu_0 c I_{\text{CM}}}{2\pi R} \approx 60 \frac{\omega L_{\text{CM}} I_0}{73} \approx 5 \frac{f I_{\text{CM}} I_0}{R}. \quad (5)$$

利用式(5),就可以估计出共模辐射的大小.

3 FDTD 仿真

随着计算机性能的提高, Yee 在 1966 年提出的电磁场 FDTD 方法成为分析高速 PCB 复杂结构的参数和辐射的有力手段^[8]. 在计算远场辐射时,如果直接利用 FDTD 方法会导致计算网格的数量极为庞大,需要消耗太多的计算资源,因此通常采用近远场变换的方法^[9]. 根据 FDTD 方法计算出近场场值,求出包围仿真区域的等效电流密度与等效磁流密度,再利用它们计算出远场场值.

PCB 板模型如图 3 所示. 板长宽均为 $6\ 000\text{ mil}$; 差分对长度为 $3\ 000\text{ mil}$, 距 PCB 板中心 s . 介质厚度 $h=10\text{ mil}$, 线宽 8 mil , 差分对双线中心间距 $\Delta s=16\text{ mil}$. 介质为无损耗 FR4 ($\epsilon_r=4.3$), 导体为铜导体 ($\sigma=6 \times 10^7\text{ S/m}$). 仿真采用的程序为 CST^[10] 的 FDTD 程序. 如果 PCB 板上高速信号的上升沿为 120 ps , 由高速数字信号理论^[11] 可知其频率为 3

GHz. 因此仿真采用的激励源是脉宽为 0.67 ns 的高斯波形, 仿真时间步长 $\Delta t=0.1\text{ ps}$. 为了减小计算量, 采用了非均匀网格划分, 在差分对附近网格为 $\Delta x=50\text{ mil}$, $\Delta y=4\text{ mil}$, $\Delta z=2\text{ mil}$. PCB 周围是各方向厚度均为 $5\ 000\text{ mil}$ 的空气 ($\epsilon_r=1$), 计算边界条件为完全匹配层 (perfect matched layer, PML)^[9] 吸收边界.

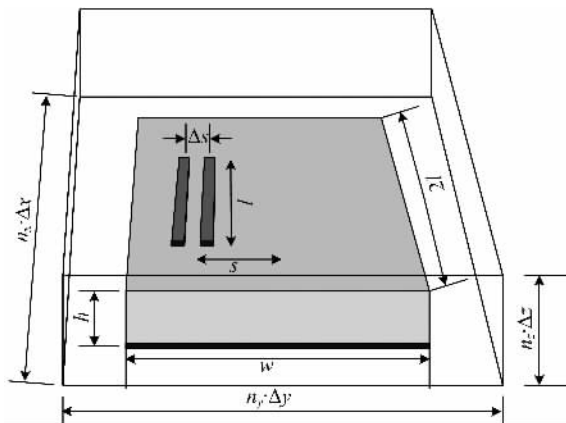


图 3 差分对共模辐射 FDTD 仿真模型
Fig. 3 FDTD simulation model of differential line pair

4 结果分析

4.1 计算和仿真结果分析

图 4 是单根信号线和差分对的共模辐射 FDTD 仿真结果以及采用半波天线方法估计结果. 可以看到, 相比较于单根信号线, 差分对确实可以很好地抑制共模辐射, 抑制效果甚至达 $20\text{ dB} \cdot \mu\text{V/m}$.

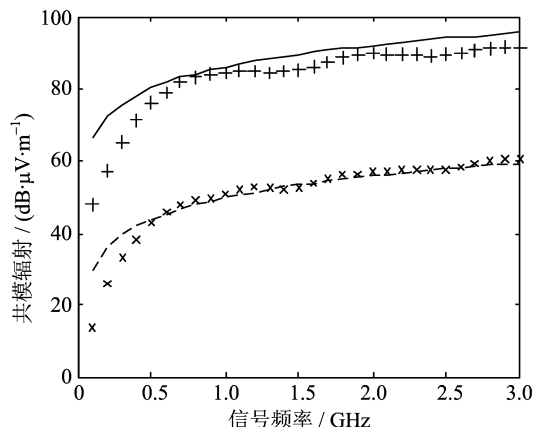


图 4 单根信号和差分对共模辐射对比
—— 单端半波天线估计结果 + 单端 FDTD 仿真结果
---- 差分对半波天线估计结果 × 差分对 FDTD 仿真结果
 $I=100\text{ mA}$, $s=2\ 750\text{ mil}$

图 4 Common-mode radiation comparison between single line and differential line pair

图 5 是差分对共模辐射强度随差分对走线到 PCB 板中心距离变化的趋势. 随着差分对靠近板的边缘, 共模辐射会恶化, 超过 FCC^[12] 的规定. 可以看到, 在 0.8~1.2 GHz 附近仿真结果和半波天线公式的计算结果吻合得很好. 这是因为在频率为 1 GHz 附近时, 天线的臂长为 7.5 cm, 与仿真模型中差分对的尺寸 (3 000 mil) 相当, 所以计算和仿真结果很好地吻合; 在其他频段, 由于使用半波天线辐射公式估计存在偏差, 和仿真结果会有一些的误差. 尽管如此, 利用半波天线方法估计 1 GHz 附近的共模辐射大小仍具有一定的意义.

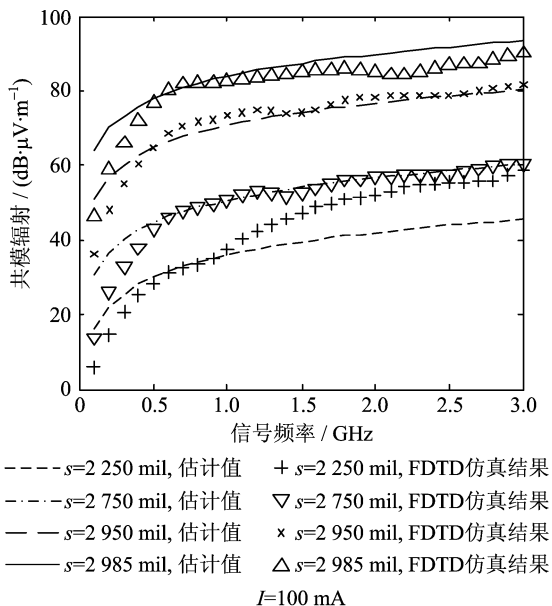


图 5 FDTD 仿真和利用半波天线估计的共模辐射

Fig. 5 Common-mode radiation estimated by FDTD simulation and antenna model

差分对的间距 Δs 是影响差分对耦合程度的重要参数, 如图 6 所示, 随着间距的减小, 差分信号的耦合程度增加, 差分对的共模辐射也受到抑制. 但受 PCB 制造工艺的限制, 线间距不可能无限减小, 通过减小间距来抑制共模辐射的可行性不是很高.

4.2 布线规则的估计

ECL 和 LVDS 是 PCB 上高速互连常采用的电平. 由式 (5) 可以看出, 共模辐射和电流有很大关系. 典型的 ECL 差分信号电流为 50 mA, 而典型的 LVDS 差分信号电流仅为 3.5 mA. 就共模辐射特性这一点来看, LVDS 似乎比 ECL 更适合作为高速互连的电平.

如果考虑由于不对称电流的影响, 式 (5) 中的共模电感项将变为 $kL_{\text{CM}} + L'_{\text{CM}}$. 其中, L_{CM} 是因为电流

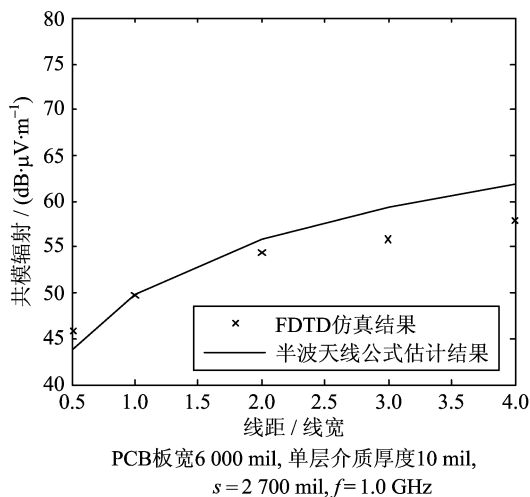


图 6 差分对共模辐射随线间距离变化趋势

Fig. 6 Common-mode radiation vs distance between the two lines of the pair

不对称造成的共模电流而引入的共模电感, 可以由单根信号线共模电感式 (3) 得到; L'_{CM} 是由差模电流引入的共模电感, 由式 (4) 得到; k 为不对称系数. 参照 FCC 的辐射标准所规定 B 类设备在 3 m 处的辐射限制^[12], 根据式 (5) 可以得到满足规范的布线规则:

$$fI \leq \frac{1}{5} \frac{E_{\text{max}} R}{kL_{\text{CM}} + L'_{\text{CM}}} \quad (6)$$

图 7 给出了在板尺寸为 9 200 mil × 6 300 mil, 介质厚度和线距均为 8 mil 时, 能满足 FCC 标准的差分对布线范围估计. 图 7 中的横坐标为信号频率、布线长度和工作电流的乘积 fI , 纵坐标为差分对到 PCB 边缘的距离和介质厚度的比值 d/h . $k=0$ 的实线下方的 fI 满足 FCC 的测试标准, 可以看出随着

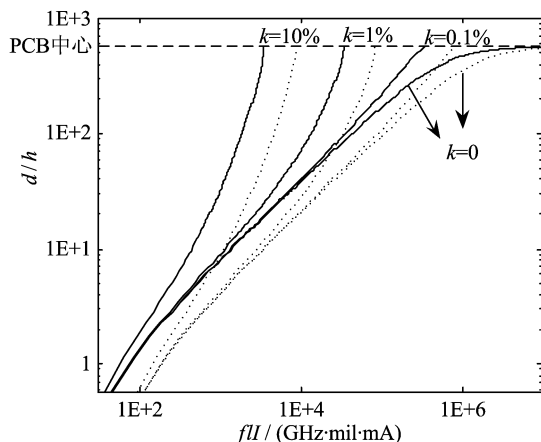


图 7 满足 FCC 标准的布线范围

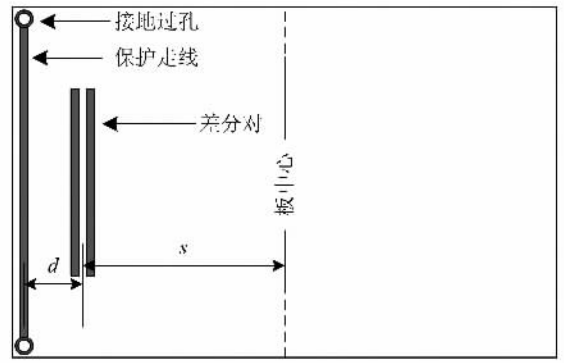
Fig. 7 Route range fulfill to FCC rules

布线逐渐靠近板的边缘(d/h 减小),信号线的长度、工作频率、工作电流受到很大的限制.图 7 中实线是 $216 \text{ MHz} < f < 1 \text{ GHz}$ 时满足 FCC 辐射规范的曲线,虚线是 $1 \text{ GHz} < f < 3 \text{ GHz}$ 时的.在很大一段范围内,相同的布线长度下,由于电流小,满足 FCC 标准的 LVDS 信号的工作频率可以比 ECL 信号高出很多;而在同样的辐射条件下, LVDS 信号的可以布线范围要比 ECL 信号的大很多.从图 7 中还可以看到,当存在不对称电流时,差分对的共模辐射状况会随着不对称程度的加大严重恶化.

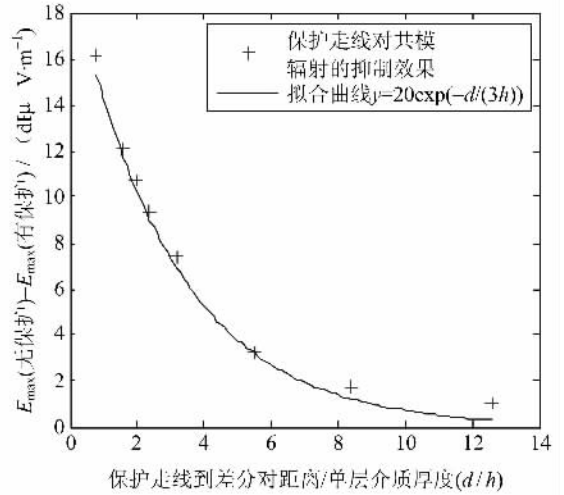
4.3 接地保护走线的作用

在高速 PCB 设计中,利用保护走线和临近的高速走线之间电磁场的耦合效应往往可以抑制平行走线间的串扰^[13].同样,也可以利用这种耦合来抑制处于 PCB 边缘处走线的共模辐射.图 8 是保护走线的示意和抑制效果,图 8(b)的纵坐标是无保护走线与有保护走线条件下的共模辐射之差.保护走线的线宽和正常走线相等,两端有过孔和地平面连接.接地保护走线确实可以抑制共模辐射,尤其是当保护走线和差分对很接近时效果很好.但随着保护走线和差分对之间距离 d 的加大,抑制共模辐射的作用也越来越弱,从拟合曲线看保护线的效果随 d/h 的增加呈指数衰减.

根据前面的分析,共模电感是由包围地平面的不对称磁场分布造成的.图 9 是 $I=100 \text{ mA}$ 、板宽 $w=6\ 000 \text{ mil}$ 、走线距板中心 $s=2\ 972 \text{ mil}$ 时的板边缘走线在单根走线、没有接地保护走线和有保护



(a)



(b)

图 8 保护走线仿真结构和抑制效果

Fig. 8 Guard trace simulation model and the radiation common-mode reduction effect

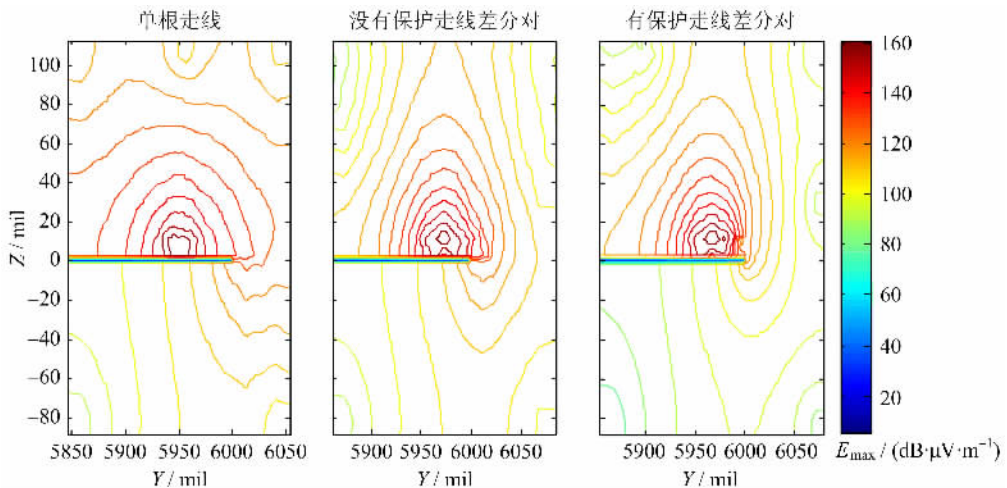


图 9 单根走线、没有保护走线和有保护走线的边缘信号线磁场分布

Fig. 9 Board edge magnetic field distribution of single line, differential line pair without guard trace and differential pair line with guard trace

走线 3 种情况下的磁场分布. 可以看出, 有保护走线的情况下, 保护走线改变了 PCB 边缘的磁场分布, 使“包围地平面”的磁场被大大减少了, 这就意味着共模电流的减少, 因此共模辐射也受到抑制. 分析其原因, 当接地的保护走线和差分对距离很近时, 其效果相当于缩小了介质的厚度, 即减小了式(4)中的 h , 从而减小了共模电感的大小, 抑制了共模辐射. 但随着保护走线和差分对之间距离的增加, 这种效应越来越弱, 对共模辐射的抑制也越来越弱.

5 结论

本文分析了完全对称的差分对由于地平面的有限引起的共模辐射成因, 利用天线理论和 FDTD 方法估计出共模辐射的大小; 根据估计的结果, 给出了在满足 FCC 标准下常用的高速信号电平布线规则; 根据 FDTD 的仿真结果, 分析了接地保护走线对差分对共模辐射的抑制效果. 但是, 实际的 PCB 电磁辐射情况非常复杂, 不但考虑 PCB 多条差分对走线的叠加效果, 还要考虑其他不对称因素的影响. 仿真并不能代替测试, 进一步的工作需要完成对模型 PCB 电磁辐射的测试, 并在测试结果的基础上改进模型, 以便更精确地估计电磁辐射.

参考文献(References)

- [1] Johnson H W. High-Speed Signal Propagation: Advanced Black Magic[M]. New Jersey: Prentice Hall PTR, 2003.
- [2] YUAN Zhi-yong, HE Jin-liang, CHEN Shui-ming. EMC analysis for the edge placement of differential lines on the printed circuit board[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2004, 19(6): 659-693.
袁智勇, 何金良, 陈水明. 印刷电路板差分线边缘布置的电磁兼容分析[J]. 电波科学学报, 2004, 19(6): 659-693.
- [3] Paul C R. A comparison of the contributions of

- common-mode and differential-mode currents in radiated emissions [J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1989, 31(2): 189-193.
- [4] Hall S H, Hall G W, McCall J A. High-Speed Digital System Design[M]. New York: John Wiley, 2000.
- [5] Hockanson D M, Drewniak J L, Hubing T H, et al. Investigation of fundamental EMI source mechanisms driving common-mode radiation from printed circuit boards with attached cables[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1996, 38(4): 557-566.
- [6] Leone M. Design expressions for the trace-to-edge common-mode inductance of a printed circuit board[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2001, 43(4): 667-671.
- [7] Guru B S, Hiziroglu H R. 电磁场与电磁波[M]. 周克定, 张肃文, 董天临, 等译. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [8] Fornberg P E, Byers A, Picket-May M, et al. FDTD modeling of printed circuit board signal integrity and radiation [C]// IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2000. IEEE Press, 2000: 307-312.
- [9] 葛德彪, 闫玉波. 电磁波时域有限差分方法[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002.
- [10] Computer Simulation Technology. CST MICROWAVE STUDIO [EB/OL]. [2006-10-15] <http://www.cst.com/Content/Products/MWS/Overview.aspx>.
- [11] Johnson H W, Graham M. High Speed Digital Design, A Handbook of Black Magic [M]. New Jersey: Prentice Hall PTR, 1993.
- [12] Paul C R. 电磁兼容导论[M]. 闻映红, 译. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [13] LI Li-ping, LI Yu-shan, WANG Chong-jian. FDTD analysis of crosstalk reduction with guard trace between microstrips [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2006, 28(3): 574-576.
李丽平, 李玉山, 王崇剑. 防护线减小微带线间串扰的 FDTD 分析[J]. 电子与信息学报, 2006, 28(3): 574-576.