

基于谐振模型的某 GPS 电路板仿真分析

吕 弘¹, 陈 旸¹, 袁心悦², 陈紫薇², 冯月贵³, 颜 伟²

(1.南京模拟技术研究所,江苏 南京 210016)

(2.南京师范大学南瑞电气与自动化学院,江苏 南京 210042)

(3.南京市特种设备安全监督检验研究院,江苏 南京 210019)

[摘要] PCB 设计仿真是提高电子设备电磁兼容性能十分有成效的方法,为减小电源/地平面间高频谐振阻抗对电路带来的危害,本文采用电路板级仿真软件 SIwave 对某 GPS 电路板进行谐振仿真.从频域角度分析板间谐振及对应频点的电压分布,比较优化前和优化后的仿真结果,从而改善 PCB 的电磁兼容性.

[关键词] 电磁兼容,SIwave,谐振,去耦电容

[中图分类号] V249 [文献标志码] A [文章编号] 1672-1292(2018)04-0013-06

Resonance Mode Simulation of a GPS PCB

Lü Hong¹, Chen Yang¹, Yuan Xinyue², Chen Ziwei², Feng Yuegui³, Yan Wei²

(1.Nanjing Research Institute on Simulation Technique, Nanjing 210016, China)

(2.School of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210042, China)

(3.Nanjing Special Equipment Safety Supervision and Inspection Research Institute, Nanjing 210019, China)

Abstract: PCB design and simulation is an effective way to improve the electromagnetic compatibility of electronic equipment. Based on the SIwave software, one GPS PCB structure mode for resonance is established for reducing the harm caused by the high frequency resonance impedance of the power supply to the ground plane. In frequency domain, the resonant frequency and the voltage between multilayer PCB are analyzed in this paper. To promote EMC, simulation of initial result and improving one are compared.

Key words: EMC, SIwave, resonance, decoupling capacitance

PCB 设计是提高电子设备电磁兼容性能十分有成效的方法.在当今推行芯片低功耗、大电流、高速芯片的工作频率越来越接近电源/地层谐振频率的趋势下^[1-3],电源/地平面间的高频谐振阻抗势必对整个印制电路板系统带来更大的危害,需在电路板设计和布局阶段就利用仿真软件对其整板谐振模式进行仿真分析,优化布局和设计^[4-5].

目前对于 PCB 谐振的研究,冯利民等从数字电路 PCB 馈电网络等效电路和 CMOS 门电路模型出发,提出数字电路瞬态切换时负载阻抗变化导致板上电源系统的噪声,并依照阻抗匹配和信号完整性要求,验证了 LC 去耦网络能显著减轻辐射干扰^[6]. Okoshi T 等推导出谐振阻抗、谐振频率、谐振品质因数与腔体各组成部分电磁参数的关系式^[7].麻勤勤等建立了用于差分过孔分析的 PCB 结构模型,针对不同的孔径、焊盘尺寸、反焊盘尺寸、过孔长度以及是否具有残桩、非功能焊盘的情况,分别提取了频域 S 参数,给出了 PCB 过孔设计的建议^[8].基于腔体谐振模型的谐振分析,借助简化后的等效电路推导阻抗和谐振频率计算公式.采用 ANSYS 公司的电路板级仿真软件对其整板谐振模式进行仿真分析,比较优化前和优化后的谐振频点电压分布结果,从而改善 PCB 的电磁兼容性.

1 基于谐振模型谐振阻抗分析

1.1 腔体阻抗理论

常见的多层 PCB 电路可以看做多个相互平行的平面和夹在中间的绝缘材料构成.图 1 描述了两层简

化的电源/地平面结构,上平面为电源层,下平面为地层,长宽分别为 a 、 b ,绝缘层厚度为 h ,设定 h 远远小于 a 、 b 和最高频率对应的波长 λ ,即认定图 1 的结构是一个 z 方向电压恒定的 TM_z 谐振腔. 根据文献[2],得出两端口之间的传输阻抗为

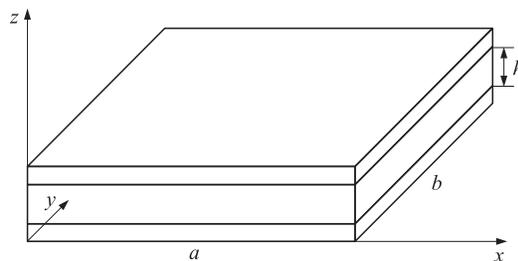


图 1 简化电源/地平面结构

Fig. 1 Simple power/GND mode

$$Z_{ij} = j\omega\mu h \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{X_{mn}^2}{ab(k_{xm}^2 + k_{yn}^2 + \gamma)} \cdot \cos(k_{xm}x_i) \cos(k_{yn}y_i) \sin c\left(k_{xm} \frac{\Delta x_i}{2}\right) \sin c\left(k_{yn} \frac{\Delta y_i}{2}\right) \cdot \cos(k_{xm}x_j) \cos(k_{yn}y_j) \sin c\left(k_{xm} \frac{\Delta x_j}{2}\right) \sin c\left(k_{yn} \frac{\Delta y_j}{2}\right). \quad (1)$$

式中, m, n 为 TM_z 模式的模数, $k_{xm} = \frac{m\pi}{a}$, $k_{yn} = \frac{n\pi}{b}$, $\chi_{mn} = \begin{cases} 1, & m=n=0, \\ 2, & m=0 \text{ 或 } n=0, \\ 4, & m \neq 0 \text{ 或 } n \neq 0. \end{cases}$

可得出平行平面结构的传输常数

$$\gamma = j\omega\sqrt{\mu_d \varepsilon_d} \sqrt{\left(1 - j \frac{2Z_s}{\omega\mu_d h}\right) \cdot (1 - j \tan \delta)}. \quad (2)$$

式中, Z_s 为电源/地平面导体的表面电阻; μ_d 和 ε_d 分别为平行平面间绝缘体的磁导率和介电常数; $\tan \delta$ 为损耗正切. 在高频情况下,假设平面金属导体厚度 d 远大于趋肤深度,有

$$Z_s = (1 + j) \sqrt{\frac{\pi f \mu_c}{\sigma_c}} = R_s + jX_s. \quad (3)$$

式中, μ_c 和 σ_c 为平行平面间绝缘体的磁导率和电导率, R_s 和 X_s 分别为表面电阻 Z_s 的实部和虚部,将公式整理可得

$$Z_{ij} = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_{mn}} + j\omega C_{mn} + \frac{1}{R_{mn}}}. \quad (4)$$

$$Z_{mn} = \frac{1}{\frac{1}{j\omega L_{mn}} + j\omega C_{mn} + \frac{1}{R_{mn}}}. \quad (5)$$

在良导体和绝缘介质体条件下,其品质因子为

$$Q_{mn} \approx \frac{1}{\frac{2R_{mn}}{\omega\mu_d h} + \tan \delta}. \quad (6)$$

1.2 等效电路及谐振模型

上述腔体阻抗的等效电路如图 2 所示,等效电路由 Z_{mn} 串联而成,且由公式可知 Z_{mn} 的阻抗是由 C_{mn}, L_{mn}, R_{mn} 并联得到的, f_{mn} 是每个自电路 Z_{mn} 谐振时的谐振频率.

根据上述分析可知,在谐振点附近

$$Z_{mn}(\omega_0) = \frac{R_{mn}}{1 + 2jQ_{mn} \frac{\omega_0 - \omega_{mn}}{\omega_{mn}}}. \quad (7)$$

$$f_{mn} = \left[\sqrt{k_{xm}^2 + k_{yn}^2 + \left(\frac{X_s}{ab\sqrt{\mu_d \varepsilon_d} h} - \frac{R_s}{ab\sqrt{\mu_d \varepsilon_d} h} \tan \delta \right)^2} - \left(\frac{X_s}{ab\sqrt{\mu_d \varepsilon_d} h} - \frac{R_s}{ab\sqrt{\mu_d \varepsilon_d} h} \tan \delta \right) \right] / (2\pi\sqrt{\mu_d \varepsilon_d}). \quad (8)$$

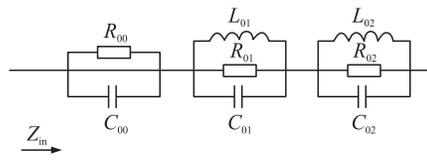


图 2 腔体阻抗等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit

2 PCB 建模

参照图 3 仿真流程,本文使用 Altium Designer 和 ANSYS 公司的 SIwave 软件,对某 GPS 电路板进行协同仿真,从频域角度分析因 PCB 自身材料、过孔、布线、RLC 寄生参数引起的板间谐振及对应频点的电压分布.

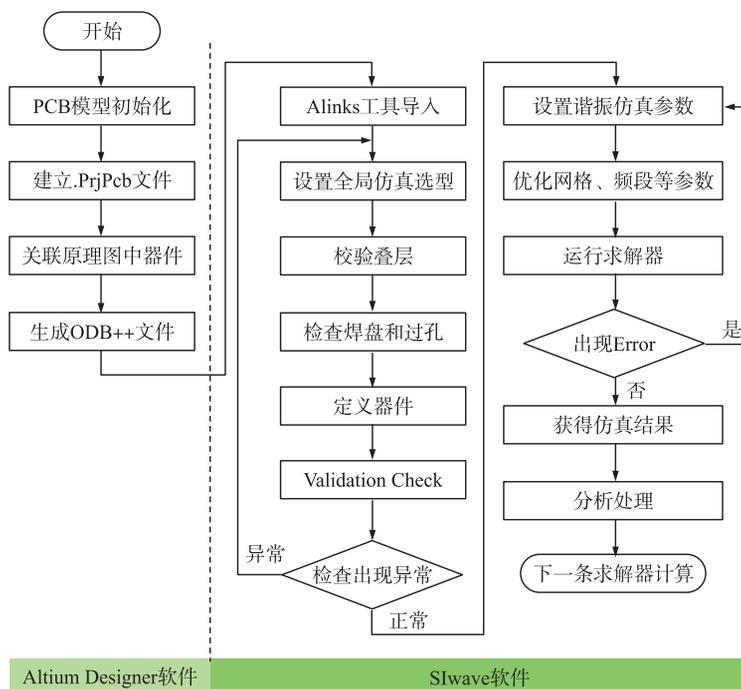


图 3 仿真流程

Fig. 3 Simulation flowchart

2.1 模型预处理与定义

Altium Designer 软件负责 PCB 模型预处理. 为了得到仿真模型,首先在 AD 软件中建立“.PrjPcb”工程文件,关联电路原理图与 PCB 板图之间器件参数,生成 ODB++文件,运用 ANSYS ALinks 工具进行模型预处理和定义,预处理前后的 PCB 仿真模型如图 4 所示. 由此,二维 PCB 模型转变成 SIwave 软件中的三维模型,电阻、电感、电容、芯片、过孔、走线等电路图的基本要素均有所表现.

因为各商用软件之间的接口不能做到完全匹配,且在数据格式和标准上存在差异,所以导入过程可能导致部分数据的缺失,应首先检查布线的连续性,将不完整的布线补全. 按照表 1 设定介质材料,调整层间距.

对 PCB 上的 RLC 器件进行参数设定,其中电容按表 2 的寄生参数设定.

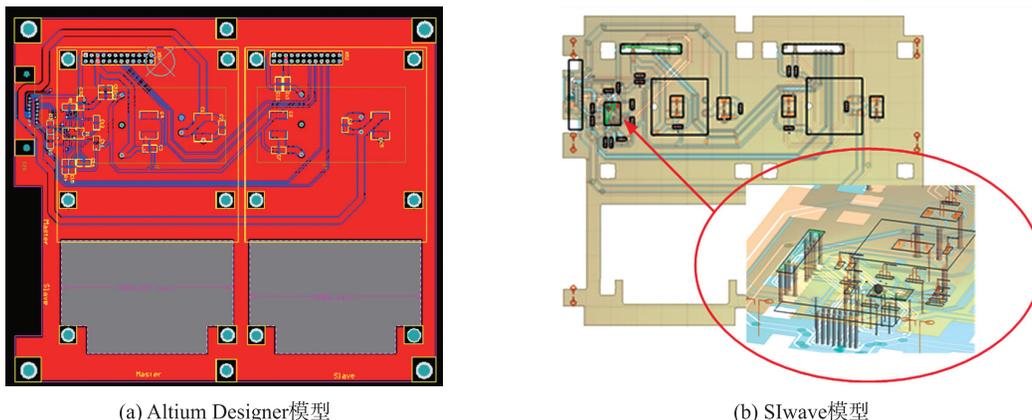


图 4 PCB 模型初始化

Fig. 4 PCB initialization mode

表 1 PCB 各层参数

Table 1 PCB parameter in each layer

层	标识	厚度/mm	材料	电导率/(S/m)	介电常数
Top		0.035 307 8	Copper	5.8E+07	1.006
介质	透明	0.320 040 0	FR4	0	4.4
Bottom		0.035 307 8	Copper	5.8E+07	1.006

表 2 电容设定参数

Table 2 Capacitance value

标识	电容值/F	寄生电感/H	寄生电阻/ Ω
103	1E-08	5.620 43E-10	0.035 273 00
104	1E-07	5.876 91E-10	0.021 305 70
106	1E-05	1.099 83E-09	0.003 140 68

2.2 仿真设置

在“Option”中设定仿真精准度和规则,利用有限元算法进行网格剖分,网格数 7 683 个,其中过孔和元器件的网格划分情况如图 5 所示,所有过孔和器件引脚处的网格划分更小更细致.经“Validation Check”工具进行仿真前检查,确保 PCB 模型符合电气规则和仿真算法的计算要求.

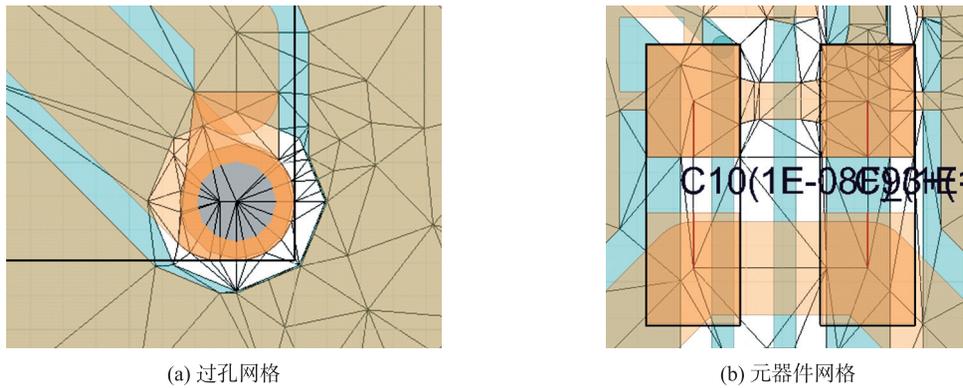


图 5 局部网格划分情况

Fig. 5 Mesh in detail

3 仿真结果及分析

建模后,计算 1 MHz~1 GHz 频段内板间谐振频点,共计算出 33 个谐振频点,如表 3 所示.

表 3 谐振频点

Table 3 Resonance frequency

序号	频率/GHz	序号	频率/GHz	序号	频率/GHz
1	0.005 4	12	0.369 2	23	0.653 3
2	0.007 9	13	0.378 5	24	0.666 6
3	0.009 1	14	0.389 7	25	0.750 6
4	0.031 1	15	0.424 9	26	0.769 1
5	0.037 7	16	0.440 2	27	0.778 2
6	0.134 5	17	0.479 6	28	0.785 5
7	0.169 5	18	0.501 0	29	0.798 4
8	0.248 6	19	0.521 9	30	0.823 2
9	0.249 2	20	0.559 3	31	0.889 7
10	0.292 5	21	0.602 1	32	0.934 1
11	0.322 8	22	0.646 1	33	0.956 6

根据仿真的结果对 PCB 进行了优化,重点是增加了去耦电容和在一些信号线添加电阻或磁珠,包括褪耦电容除 104 和 103 外并联 102,形成电容阵褪耦,此外在 MAX3160 的 RX 和 TX 端口串联磁珠(型号: 74279265),实现信号线的阻抗匹配.改进后的模型重新进行仿真,得到改进前后相同谐振频点电压分布如图 6~图 9 所示.

如图 6~图 9 示例的 4 个频点,颜色较深的是电压振幅较大的波腹位置,在谐振频点及波腹附近的噪声源会激励电源平面层谐振,此时干扰噪声对信号质量和电磁兼容都有影响.分析如下:

(1)图中 4 个频点电压分布较为明显的区域多为信号线之间的板层空间,存在引起信号线的噪声耦合,增加 PCB 走线串扰的几率.

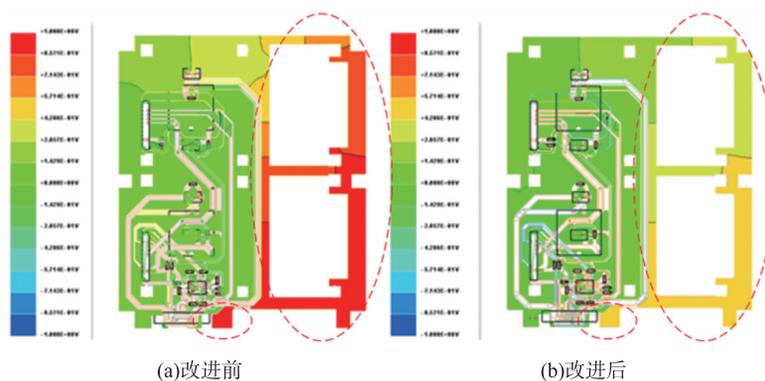


图 6 0.134 5 GHz 电压分布
Fig. 6 Voltage @0.134 5 GHz

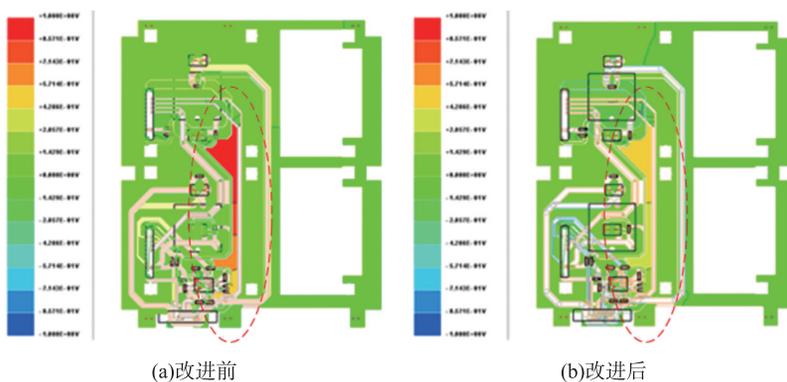


图 7 0.248 6 GHz 电压分布
Fig. 7 Voltage @0.248 6 GHz

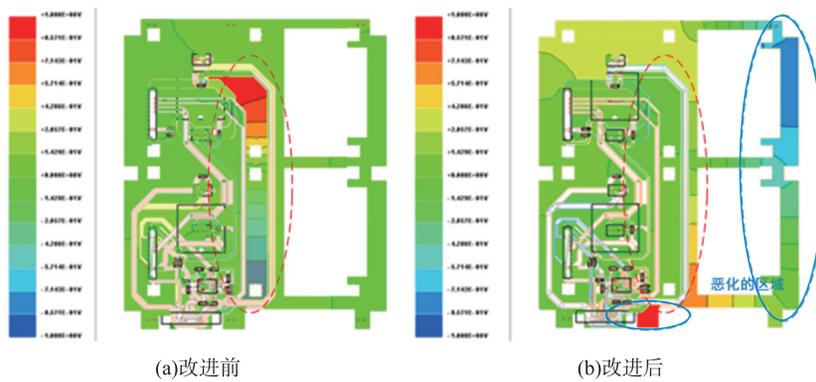


图 8 0.602 1 GHz 电压分布
Fig. 8 Voltage @0.602 1 GHz

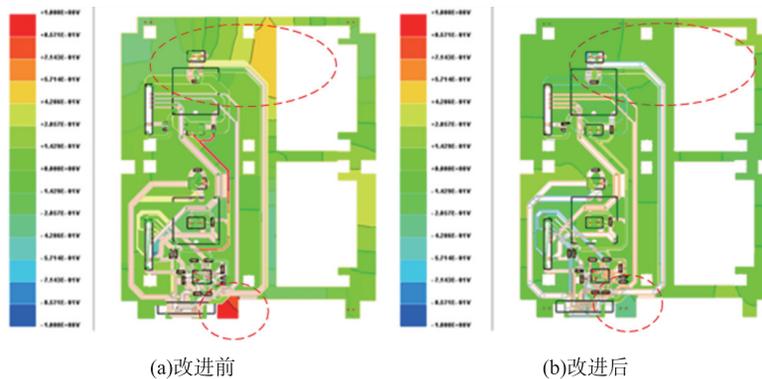


图 9 0.934 1 GHz 电压分布
Fig. 9 Voltage @0.934 1 GHz

(2) 0.134 5 GHz 和 0.934 1 GHz 的边缘效应十分明显. 靠近 PCB 边缘的谐振干扰, 会通过空间向外辐射, 加剧辐射电磁干扰噪声.

(3) 本文采取了添加阻抗匹配和放置去耦电容的相关改进措施, 其中 0.134 5 GHz、0.248 6 GHz 和 0.934 1 GHz 频点的谐振电压分布情况改善明显. 0.602 1 GHz 频点原先处在 2 条长走线之间的谐振区域改善明显, 但是 PCB 边缘处(图 8(b)实线框中)的谐振电压分布有所恶化. 由此可见, 单一的改进措施不能全面地解决板间谐振等电磁兼容问题.

4 结语

电源/地平面看作由很多 RLC 构成的网络, 层与层之间可以看成是一个共振腔, 本文针对某 GPS 电路的 PCB 板为对象, 采用 SIwave 软件对其整板谐振模式进行仿真分析. 仿真中遇到以下问题:

① Altium Designer 和 SIwave 软件之间 PCB 模型的互认程度. 虽然有 Alinks 工具进行模型转换, 但电路原理图、电路 PCB 图和仿真三维模型三者之间的元器件等效程度和模型精准程度仍需使用者在各软件中逐一确认, PCB 自身材料、过孔、布线、RLC 寄生参数等要素均会影响仿真结果.

② 求解器报错时问题解决. 求解器运算前有时会出现“warning”和“error”信息, 包括 Identical/Overlapping Vias(重叠过孔错误)、Disjoint Nets(未连接网络)、Self-Intersecting Polygons(自相交多边形)等, 仿真前使用“Validation Check”工具进行检查, 修正模型错误, 确保 PCB 模型符合电气规则和仿真算法的计算要求.

本文分别对优化前和优化后的 PCB 进行仿真, 优化的主要手段是添加阻抗匹配和放置去耦电容. 通过以上措施可以有效地抑制辐射, 个别频点的板间谐振问题改善程度有所差异. 由此可见, 可以通过腔体谐振模型对 PCB 进行电磁兼容仿真, 并依据仿真结果提出改进方法.

[参考文献](References)

- [1] HUANG C H, WU T L. Analytical design of via lattice for ground planes noise suppression and application on embedded planar EBG structures[J]. IEEE transactions on components packaging & manufacturing technology, 2013, 3(1): 21-30.
- [2] LI J B, SHI Y J, NIU Z X, et al. Modeling, simulation and optimization design of PCB planar transformer[C]//Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, Nanjing, 2005.
- [3] 朱明俊, 李建兵, 仝博宾, 等. PCB 平面谐振电感的损耗分析和优化设计[J]. 信息工程大学学报, 2018, 19(1): 1-4.
ZHU M J, LI J B, TONG B B, et al. Loss analysis and design optimization of PCB planar resonant inductance[J]. Journal of information engineering university, 2018, 19(1): 1-4. (in Chinese)
- [4] 孙海峰, 张博, 梁贵书. 模块化多电平换流器子模块电源完整性与电磁兼容仿真研究[J]. 华北电力大学学报(自然科学版), 2016, 43(3): 9-15.
SUN H F, ZHANG B, LIANG G S. Simulation research on power integrity of MMC's sub-module and electromagnetic compatibility[J]. Journal of North China electric power university (natural science edition), 2016, 43(3): 9-15. (in Chinese)
- [5] 沈敏, 吴明赞, 李竹. 基于有限元方法的 ARM11 核心板电源完整性分析[J]. 电子器件, 2013, 36(4): 568-571.
SHEN M, WU M Z, LI Z. Signal integrity analysis of ARM11 core board based on FEM[J]. Chinese journal of electron devices, 2013, 36(4): 568-571. (in Chinese)
- [6] 冯利民, 钱照明. 电源去耦方式对数字电路板级 EMC 性能的影响[J]. 电工技术学报, 2007, 22(4): 14-20.
FENG L M, QIAN Z M. Influence of decoupling approach of power network on EMC performance of digital PCB[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2007, 22(4): 14-20. (in Chinese)
- [7] OKOSHI T. Planar Circuits for Microwaves and Lightwaves[M]. Berlin; Springer-Verlag, 1985.
- [8] 麻勤勤, 石和荣, 孟宏峰. 基于 SIwave 和 Designer 的差分过孔仿真分析[J]. 电子测量技术, 2016, 39(1): 40-44, 53.
MA Q Q, SHI H R, MENG H F. Simulation and analysis of differential via based on SIwave and Designer[J]. Electronic measurement technology, 2016, 39(1): 40-44, 53. (in Chinese)

[责任编辑: 陈 庆]