

一种适用于超宽带通信的微带垂直转换结构

申振宁^{*①②} 庄奕琪^① 曾志斌^①

^①(西安电子科技大学微电子学院 西安 710071)

^②(武警工程大学通信工程系 西安 710086)

摘要: 该文提出一种适用于超宽带电路的基于过孔的微带垂直转换结构。通过在过孔附近的电源层上蚀刻平面电磁带隙单元来抑制电源分配网络谐振,降低其在过孔处的自阻抗,以改善垂直互连结构传输性能。将互连结构分解为过孔处耦合的微带线结构和电源平面对结构,并使用网络分析方法快速估算系统传输性能。仿真和实验测试表明,在 3.1-10.6 GHz 的超宽带频段内过孔的插入损耗小于 0.4 dB。与在电源分配网络之间添加短路过孔方法相比,该结构在传输性能相当的前提下减少了一个布线层,从而降低了设备成本。

关键词: 超宽带通信; 电磁带隙; 电流返回路径; 过孔; 插入损耗

中图分类号: TN811

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)06-1483-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.01043

Design of Microstrip Vertical Transition in Multilayered Printed Circuit Board for Ultra Wide-band Communication

Shen Zhen-ning^{①②} Zhuang Yi-qi^① Zeng Zhi-bin^①

^①(School of Microelectronics, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(Department of Communication, Engineering University of CAPF, Xi'an 710086, China)

Abstract: A new microstrip vertical transition based on the via in multilayered printed circuit board is proposed for Ultra Wide-Band (UWB) communication. The planar electromagnetic band-gap unit is etched on power plane around the vias to suppress resonance and reduce self impedance of the Power Distribution Network (PDN), and then transmission performance is improved. The interconnect structure is decoupled into microstrip mode and power ground pair mode which coupled in the vias. The network analysis method is used to estimate system performance efficiently. The simulated and measured results show that the proposed transition has an insertion loss of <0.4 dB across the frequency band 3.1-10.6 GHz. By comparison with the method of adding shorting vias between PDN, the proposed structure in this paper benefits of low cost for one less routing layer with considerable performance.

Key words: Ultra Wide-Band (UWB) communication; Electromagnetic Band-Gap (EBG); Current return path; Vias; Insertion loss

1 引言

与传统无线通信技术相比超宽带(Ultra Wide-Band, UWB)通信具有低功耗、高速率和大容量等诸多优点,得到了研究人员的广泛关注^[1]。随着消费类电子的发展,需要在移动电话或掌上电脑上集成 UWB 电路以实现低功耗、高速率的无线个域网^[2]。在实际的高密度印刷电路板(Printed Circuit Boards, PCB)中,信号线不可避免地会使用过孔进

行信号层的转换以实现系统互连。然而随着信号频率进入微波频段,多层 PCB 中的电源与地平面对(Power Ground pair, PG)相当于一个谐振腔。当信号频率与谐振频率一致时,就会在 PG 结构中激励起谐振场,从而导致严重的电磁兼容(Electromagnetic Compatibility, EMC)问题和信号完整性(Signal Integrity, SI)问题^[3,4]。而典型尺寸的 PCB 结构,会有多个谐振频率包含于 3.1-10.6 GHz 的 UWB 工作频段。因此,为了确保 UWB 信号发送和接收质量,应使得信号线垂直互连结构的插入损耗尽可能小。文献[5-7]使用空腔耦合的方法来实现 UWB 电路低损耗的垂直互连,但这些方法较难应用于标准的多层 PCB 设计中。在传统的 PCB 设计中可通过在过

2011-10-11 收到, 2012-02-29 改回

国家自然科学基金(61076101), 武警工程学院基础研究基金(WJY-201022), 中央高校基本科研业务费专项资金(k50511250007)和航空科学基金(20095596014)资助课题

*通信作者: 申振宁 zhenningshen@hotmail.com

孔附近添加去耦电容来提供额外的信号返回路径,从而改善信号传输质量^[3]。但由于引线电感、过孔电感以及电容本身的寄生电感的存在,使得去耦电容很难用于 2 GHz 以上的频段。文献[8-10]中,在 PG 结构之间添加短路过孔来抑制 PG 结构的谐振并提供额外的信号返回路径,但该方法需添加额外的电源平面,进而增加了设备成本。

近年来,一些学者将电磁带隙(Electromagnetic Band-Gap, EBG)结构应用于 PCB 或封装的 PG 结构中,利用其高阻抗特性来抑制 PG 结构中的地弹噪声,从而提高电路或封装的电磁兼容性^[11]。相关研究主要集中于如何增大抑制带宽^[12-15]、减小单元尺寸^[16]、及 EBG 结构对信号完整性的负面影响^[17,18]等方面。文献[19]指出,垂直互连中过孔的不连续性可使用 PG 结构在过孔处的自阻抗来描述,由于 PG 结构在谐振频率处的自阻抗很大,因此使用过孔的垂直互连在谐振频率附近插入损耗较大。而 EBG 结构在其带隙范围内可有效抑制 PG 结构谐振,并提供一低阻抗电源分配网络。因此,可通过合理设计 EBG 结构和尺寸,使其带隙范围覆盖超宽带通信所用的 3.1-10.6 GHz 频段,然后在过孔附近的电源平面放置 EBG 结构,则可有效降低 3.1-10.6 GHz 范围内 PG 结构在过孔处的自阻抗,从而改善微带垂直互连的传输特性。与传统的在 PG 结构之间添加短路过孔的方案相比,本方法可在确保传输质量的前提下,减少了布线层数,降低了设备制作成本。

2 设计方案

2.1 具体结构

用于多层 PCB 中的 EBG 单元主要有蘑菇型^[17]和共面紧凑型两种结构^[12-16]。蘑菇型结构在制作过程中需要埋盲孔和额外的布线层,增加了设计成本,因此本文中制作较为简单的共面紧凑型 EBG 结构。图 1(a)为可适用于 UWB 电路的垂直互连结构图,对应的 PCB 叠层情况如图 1(b)所示。顶层和底层为信号走线层,中间两层分别为地线层和电源

层,各层之间使用相对介电常数 $\epsilon_r=4.4$ 的 FR4 介质材料进行隔离。除了给整个系统供电外,电源层和地线层还作为电路中高速信号的返回路径。图中 $a=40$ mm, $b=80$ mm 分别为 PG 结构的宽度和长度, $d=0.4$ mm 为电源层与地层的垂直距离, $W=0.4$ mm 为信号线的宽度, $t=0.035$ mm 为导体材料的厚度, $h_1=h_2=0.2$ mm 分别为顶层和底层信号线到 PG 结构的高度,端口 1 和端口 2 分别为 UWB 信号的发送和接收端口。垂直互连结构中使用的过孔结构如图 1(c)所示,对应参数包括:过孔金属柱半径 $r_v=0.15$ mm,过孔焊盘半径 $r_p=0.25$ mm,过孔与 PG 结构之间的反焊盘半径 $r_a=0.35$ mm,过孔垂直高度 $h_v=0.87$ mm。

与传统的连续电源平面不同,本设计在过孔附近的电源平面放置了一个 EBG 单元,具体如图 2 所示。为了保证微带线通过 EBG 单元时的信号传输特性,使用图 2(b)所示的 EBG 结构,这样微带线可从 EBG 单元与电源平面之间的连接线下通过,以维持阻抗和电流返回路径的连续性。由于电源平面还要作为其他高速信号的返回路径,因此本设计中使用了部分放置 EBG 单元方法,而未使用文献[12-16]中在整个电源平面上放置 EBG 单元策略。具体参数包括:走线起点坐标 $(x_1, y_1)=(20, 10)$,过孔位置坐标 $(x_2, y_2)=(20, 40)$,走线终点坐标 $(20, 70)$,实线表示顶层信号走线,虚线表示底层信号走线;EBG 单元大小 $b_G=12$ mm,不含空隙单元大小 $a_G=11.4$ mm,EBG 单元与电源平面之间的空隙宽度 $g=0.3$ mm,连接线长度 $L_2=3$ mm,连接线宽度 $W_1=0.6$ mm,连接线与 EBG 单元之间的距离 $W_2=0.6$ mm。

2.2 带隙的估计

图 3 为 PG 结构中 EBG 部分的集总等效电路, C_P 和 L_P 分别为 EBG 单元中贴片部分的电容和电感, L_b 为 EBG 单元和电源平面之间的连线电感, C_g 为 EBG 单元与电源平面之间的耦合电容。其中 $L_P = \mu_0 d$, $C_P = \epsilon_r \epsilon_0 (a_G^2/d)$, $C_g = a_G [\epsilon_0 (1+\epsilon_r)/\pi] \cosh^{-1}(b_G$

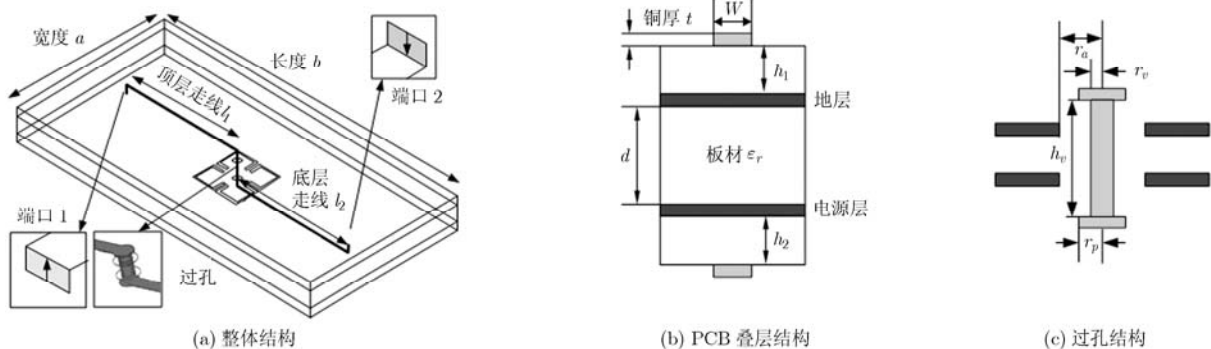


图1 总体设计结构

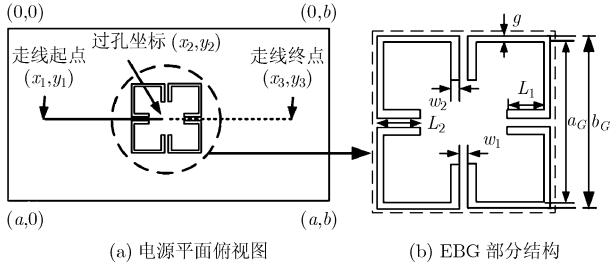


图 2 电源平面示意图和 EBG 单元结构图

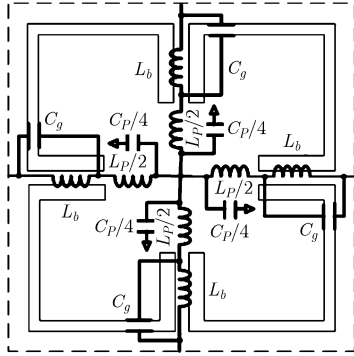


图 3 EBG 部分等效电路模型

$/g)$, $L_b = L_2 \cdot 3.32Z_0\sqrt{\epsilon_r} \cdot 10^{-9}$ 。根据 2.1 节中 EBG 结构参数,使用式(1)和式(2)可估算出阻带的上限频率为 14.1 GHz, 下限频率为 2.2 GHz, 包含了 3.1-10.6 GHz 的 UWB 频段^[20]。

$$f_{Upper} = \left[2\pi\sqrt{C_g C_P L_P / (4C_g + C_P)} \right]^{-1} \quad (1)$$

$$f_{Lower} = \left[\pi\sqrt{C_P(L_P + L_b)} \right]^{-1} \quad (2)$$

为了比较 EBG 结构与传统连续 PG 结构的噪声抑制性能,使用全波有限元仿真工具 Ansoft® HFSS 对图 2 中蚀刻有 EBG 单元的 PG 结构和连续电源平面的 PG 结构进行了仿真对比,其中端口 1 坐标为 (20,40), 端口 2 坐标为 (20,50), 两端口之间的散射参数 S_{21} 如图 4 所示。使用 HFSS 仿真得到的阻带上限频率为 9.95 GHz, 下限频率为 2.52 GHz。在阻带范围内蚀刻有 EBG 单元的 PG 结构抑制了电源与地平面之间的谐振,从而可改善微带垂直互连的传输特性。与使用式(1), 式(2)计算得到的结果相比, 下限频率比较接近, 而上限频率误差较大。主要原因在于当频率高于 10 GHz 时, EBG 单元大小已接近电磁波的波长, 因此不能再使用图 3 所示的集总器件进行等效, 此时可使用传输线矩阵法或谐振模型来估计上限频率。

2.3 网络分析方法

图 1 中的信号传输路径可等效为如图 5 所示的 4 部分级联, 根据串联结构特点, 在此使用传输矩

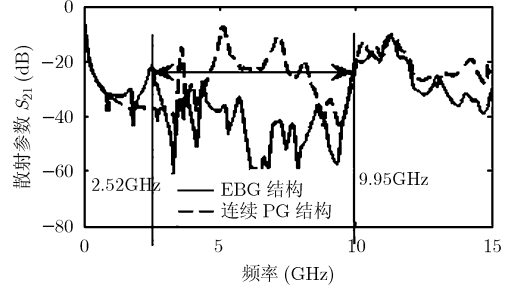


图 4 两种 PG 结构 HFSS 仿真结果

阵进行计算。 A_{TL1} , A_{TL2} 分别代表顶层微带线和底层微带线的传输矩阵。使用 ZS 模拟实际导体所引起的损耗, 相应的传输矩阵用 A_{ZS} 表示。 A_{PG} 代表过孔所对应的传输矩阵, 其中 L_{a1} 和 L_{a2} 表示返回路径上反焊盘的存在所导致的额外电感, C_1 和 C_2 表示过孔与 PG 结构之间的耦合电容, 使用 PG 结构在过孔处的自阻抗 Z_{pp} 来描述过孔与 PG 结构之间的相互作用。则整个系统的传输矩阵可由式(3)得出

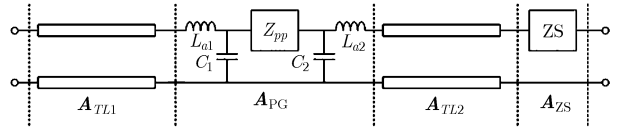


图 5 等效网络模型

$$A_{Total} = A_{TL1} \cdot A_{PG} \cdot A_{TL2} \cdot A_{ZS}$$

$$= \begin{bmatrix} \cos \beta_1 & jZ_0 \sin \beta_1 \\ j\frac{1}{Z_0} \sin \beta_1 & \cos \beta_1 \end{bmatrix} \cdot A_{PG}$$

$$\cdot \begin{bmatrix} \cos \beta_2 & jZ_0 \sin \beta_2 \\ j\frac{1}{Z_0} \sin \beta_2 & \cos \beta_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & ZS \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

β_1 和 β_2 分别为顶层微带线和底层微带线所对应的电长度, Z_0 为微带线的特征阻抗, A_{PG} 和 ZS 分别由式(4)和式(5)确定:

$$A_{PG} = \begin{pmatrix} 1 & j\omega L_{a1} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C_1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & Z_{pp} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C_2 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & j\omega L_{a2} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4)$$

$$ZS = (1 - j)R_{RF}\sqrt{f} \cot((1 - j)R_{RF}\sqrt{f} / R_{DC}) \cdot L / W \quad (5)$$

其中 $R_{DC} = 1/\sigma t$, 用来描述导体在直流时的阻抗, $R_{RF} = \sqrt{\pi\mu/\sigma}$, R_{RF} 与 \sqrt{f} 的乘积用来表示频率为 f Hz 时的交流阻抗, σ 为导体材料的电导率, μ 为介质的导磁率, L 和 W 分别为微带线走线长度和宽度。使用静态场求解器 Ansoft® Q3D 可计算出 L_{a1} ,

L_{a2} , C_1 和 C_2 分别为0.197 nH, 0.197 nH, 0.183 pF和0.183 pH。 Z_{pp} 可使用全波仿真工具Ansoft® HFSS进行求解,将相应的值代入式(3)以计算整个互连结构的传输矩阵。在信号完整性分析或微波电路设计中,通常使用散射参数来衡量信号传输特性。在得到级联模型的ABCD矩阵后,可使用式(6)来计算相应的散射参数。

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A + B/Z_0 - CZ_0 - D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} & \frac{2(AD - BC)}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \\ \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} & \frac{-A + B/Z_0 - CZ_0 + D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \end{bmatrix} \quad (6)$$

3 仿真与结果测量

为了验证网络分析方法和设计的有效性,制作了如图6(a)所示的电路板以测试分析。图6(a)中电路板上包括了两种结构,上方为传统的连续PG结构,下方为本文设计的在电源平面上过孔附近蚀刻EBG单元的PG结构,具体参数与图1和图2所示的电路板结构和EBG单元尺寸保持一致,使用矢量网络分析仪来测试端口1和端口2之间的插入损耗。矢量网络分析仪为安捷伦E5071C,测试带宽为8 kHz-8.5 GHz,测试前使用电子校准件Agilent 85093-60010进行全频段的校准。测试结果如图6(b)所示,为了验证上节所使用的网络分析方法的有效性,图中也给出了两种结构的网络分析结果。从图6(b)可以得出,使用电源平面蚀刻有EBG单元的微带垂直互连结构在3.1-10.6 GHz内可很好地抑制PG结构的谐振,与传统的PG结构相比,传输特性有很大的改善。与文献[10]中所使用的添加短路过孔方法相比,本文方法可在3.1-10.6 GHz范围内保持相同的传输特性的前提下减少了1个布线层,从而降低了设备成本。网络分析方法结果与测试结果吻

合得相当好,实际中可先设计PG结构,然后使用网络分析方法来验证垂直互连是否满足要求。

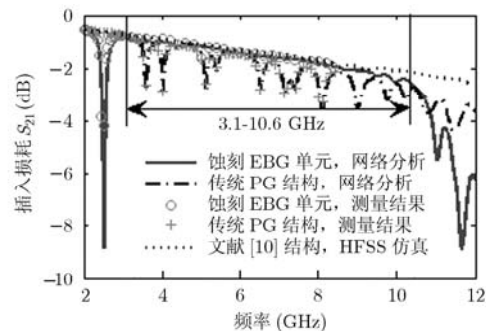
为了单独描述垂直互连结构的插入损耗,使用文献[21]中的去嵌入(de-embedding)方法可得到过孔的插入损耗,具体结果如图7所示,图中也给出了两种电源结构在过孔处的自阻抗以说明插入损耗与PG结构在过孔处自阻抗之间的关系。由于蚀刻有EBG单元的PG结构在3.1-10.6 GHz之间自阻抗较小,并能很好抑制PG结构谐振,因此当信号从顶层经由过孔转换至底层时,PG结构能够提供较小阻抗的电流返回路径,从而提高了垂直互连结构的传输特性,减小了插入损耗。图7中蚀刻有EBG单元的互连结构中由过孔所引起的插入损耗在整个UWB频段内小于0.4 dB,另外也抑制了PG结构的谐振,从而提高了整个系统的电磁兼容性。传统垂直互连结构在PG结构谐振频率处的插入损耗可高达2 dB,当电路使用的UWB脉冲处于PG结构的谐振频率附近时,会造成脉冲幅度和相位恶化,进而降低系统性能。

4 结束语

由于超宽带信号的功率谱密度很低,信号很容易受到其他噪声源的干扰。过孔作为一种最为常见的垂直互连结构,会引入PG结构中的噪声,造成信号传输性能下降^[22]。本文通过在过孔附近的电源平面蚀刻一定大小的EBG单元来抑制PG结构谐振,并使PG结构在过孔处具有较低的自阻抗,从而提高垂直互连的传输特性,减小外界噪声对UWB信号的干扰。针对电路结构特点,本文提出了一种可快速估算插入损耗的网络分析方法。仿真和实物测试表明,本文所提出的垂直互连结构在整个UWB频段内插入损耗小于0.4 dB。与其他垂直互连结构相比,本方法具有适合PCB布线,成本低等优点,同时也适用于微带线与带状线之间的垂直互连。



(a) PCB实物



(b) 测试与网络分析结果

图6 PCB实物与测试分析结果

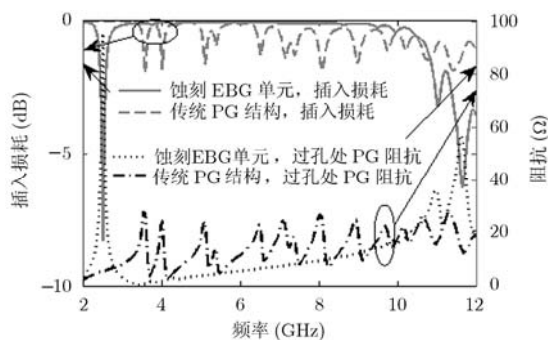


图7 过孔插入损耗

参考文献

- [1] Win M Z, Dardari D, Molisch A F, *et al.* History and applications of UWB[J]. *Proceeding of the IEEE*, 2009, 97(2): 198-204.
- [2] Yoon Chang-wook, Park Young-jin, Lee Jun-woo, *et al.* Design of a low-noise UWB transceiver SIP[J]. *IEEE Design & Test of Computer*, 2008, 25(1): 18-28.
- [3] Madhavan Swaminathan, Daehyun Chung, Stefano Grivet-Talocia, *et al.* Designing and modeling for power integrity[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2010, 52(2): 288-310.
- [4] 陈建华, 牛中奇. 微带线返回路径非连续性对信号及噪声的影响[J]. *中北大学学报*, 2009, 30(4): 376-380.
Chen Jian-hua and Niu Zhong-qi. Effects of return path discontinuity of microstrips on signal integrity and coupling noise[J]. *Journal of north University of China*, 2009, 30(4): 376-380.
- [5] Abbosh A M. Ultra wideband vertical microstrip-microstrip transition[J]. *IET Microwave Antennas Propagation*, 2007, 1(5): 968-972.
- [6] Casares-Miranda F P, Viereck C, Camacho-Peñalosa C, *et al.* Vertical microstrip transition for multilayer microwave circuits with decoupled passive and active layers[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2006, 16(7): 401-403.
- [7] Li E S, Cheng Jui-ching, and Lai Chih-che. Design for broad-band microstrip vertical transitions using cavity couplers[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006, 54(1): 464-472.
- [8] Nam Seung-ki, Kim Yongg-yoo, Kim Yong-hoon, *et al.* Performance analysis of signal vias using virtual islands with shorting vias in multilayer PCBs[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006, 54(4): 1315-1324.
- [9] Tsai Chih-chun, Cheng Yung-shou, Huang Ting-yi, *et al.* Design of microstrip to microstrip via transition in multilayered LTCC for frequencies up to 67 GHz[J]. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 2011, 1(4): 595-601.
- [10] Ndip I, Ohnimus F, Loblicke K, *et al.* Modeling, quantification, and reduction of the impact of uncontrolled return currents of vias transiting multilayered packages and boards[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2010, 52(2): 421-435.
- [11] Wu Tzong-lin, Chuang Hao-hsiang, and Wang Ting-kuang. Overview of power integrity solution on package and PCB: decoupling and EBG isolation[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2010, 52(2): 346-356.
- [12] 路宏敏, 于志勇, 赵益民, 等. 一种具有新颖电磁带隙结构的印刷电路板电源平面[J]. *西安电子科技大学学报*, 2011, 38(3): 20-23.
Lu Hong-min, Yu Zhi-yong, Zhao Yi-min, *et al.* Power plan of the printed circuit board with novel electromagnetic band-gap structures[J]. *Journal of Xidian University*, 2011, 38(3): 20-23.
- [13] Lin Bao-qin and Wen Xi. A novel uniplanar compact EBG incorporated with interdigital structure[J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2008, 50(3): 555-557.
- [14] He Yan, Li Long, Zhai Hui-qing, *et al.* Sierpinski space-filling curves and their application in high-speed circuit for ultrawideband SSN suppression[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2010, 9: 568-571.
- [15] 史凌峰, 侯斌. 一种适用于高速电路中SSN抑制的紧凑型电磁带隙新结构[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(9): 2283-2286.
Shi Ling-feng and Hou Bin. A novel compact electromagnetic band-gap structure using for SSN suppression in high speed circuits[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(9): 2283-2286.
- [16] Kang Hee-do, Kim S G, and Yook J G. A localized enhanced power plane topology for wideband suppression of simultaneous switching noise[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2010, 52(2): 373-381.
- [17] Zhang Mu-shui, Li Yu-shan, Jia Chen, *et al.* Signal integrity analysis of the traces in electromagnetic-bandgap structure in high-speed printed circuit board and packages[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2007, 55(5): 1054-1062.
- [18] De Paulis F and Orlandi A. Signal integrity of single-ended and differential striplines in presence of EBG planar structures[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2009, 19(9): 554-556.
- [19] Tian Yu, Tong Ling, and Li Hai-liang. Novel hybrid analysis method for via structure in microwave multilayer circuits[J]. *International Journal of Numerical Modeling: Electronic Networks, Ddevices and Fields*, 2011, 24(6): 590-600.

- [20] Kim Ki-hyuk and Schutt-Aine J E. Design of EBG power distribution networks with VHF-band cutoff frequency and small unit cell size for mixed-signal systems[J]. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2007, 17(7): 489-491.
- [21] Antonini G, Scogna A C, and Orlandi A. S-parameters characterization of through, blind, and buried via holes[J]. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 2003, 2(2): 174-184.
- [22] 申振宁, 庄奕琪, 曾志斌. 使用模式分解方法的过孔串扰机制研究[J]. *西安电子科技大学学报*, 2012, 39(1): 49-55.
- Shen Zhen-ning, Zhuang Yi-qi, and Zeng Zhi-bin. A new model decomposed method to simulate the crosstalk between vias[J]. *Journal of Xidian University*, 2012, 39(1): 49-55.
- 申振宁: 男, 1976年生, 博士生, 研究方向为高速电路中的信号完整性与电源完整性问题.
- 庄奕琪: 男, 1957年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信与功率系统集成、短距离无线通信、微电子器件噪声与可靠性应用技术等.
- 曾志斌: 男, 1973年生, 博士, 研究方向为无线通信、通信系统集成等.