

高速印刷电路板间垂直通孔的建模与分析

任志军 孙玉发

(安徽大学计算智能与信号处理教育部重点实验室 合肥 230039)

摘要: 通孔是现代高速印刷电路板中最常用的互连结构之一,其在传输信号特别是高速信号时会带来一系列信号完整性问题,因此对其进行准确、快速、有效的电磁建模与仿真将变得极为重要。该文使用一种基于 Foldy-Lax 方程的全波分析法并结合网络级联理论对其进行电磁建模。在单层垂直通孔结构中,建立柱体通孔间的 Foldy-Lax 多径散射方程,求得柱体通孔的激励场系数,计算出单层垂直通孔的散射矩阵,再应用多端口网络级联理论便可得到多层垂直通孔的散射矩阵。最后给出了四层垂直通孔散射参数的计算结果,并与已有文献结果进行了比较,两者吻合良好,从而验证了该方法的有效性。

关键词: 通孔; 垂直通孔; Foldy-Lax 方程; 多径散射; 网络级联

中图分类号: TN41, O441

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)04-1013-04

Modeling and Analysis of Vertical Vias in High Speed Printed Circuit Board

Ren Zhi-jun Sun Yu-fa

(Key Lab. of Intelligent Computing & Signal Processing, Ministry Education, Anhui University, Hefei 230039, China)

Abstract: Vias are one of the most common interconnection structures used in modern high speed Printed Circuit Board (PCB), which would induce a series of problems such as loss of signal integrity when transmitting signal especially high speed signal. So it is very important that vias are modeled and simulated accurately, speedily, efficiently. The network cascade theory combined with a semi-analytical full wave approach based on Foldy-Lax equation is used to model vias in this paper. In single-layer vertical vias, the Fold-Lax equations of multiple scattering among the cylindrical vias are given. The exciting field coefficients of cylindrical vias are solved. The scattering matrix of coupling among single-layer vias is calculated. By multi-port network cascade theory, the scattering matrix of coupling among multi-layer vertical vias is obtained. The results of scattering matrix are given for 4-layer vertical vias, which show that the method presented in this paper is correct and valid.

Key words: Vias; Vertical vias; Foldy-Lax equation; Multiple scattering; Network cascade

1 引言

在现代高速印刷电路板中,为了缩短电子元件间的互连线,多层封装结构已经得到了广泛的应用。用于多层封装结构中的互连线不仅包括各层面传统意义上的微带线或带状线,而且还包括用于连接各层面信号线的垂直传输线即所谓的“通孔”。通孔是印刷电路板中最常使用的互连线之一,由于它在整个互连线中是一种“不连续”结构,高速信号通过通孔时,其高频分量部分会产生衰减与反射,引起信号的畸变,同时在通孔之间也会产生耦合与串扰,带来一系列信号完整性问题,影响信号的传输,因而对其结构的建模和传输特性的分析显得尤为重要。

分析通孔结构的主要方法有适用于低频情况的准静态法^[1-4]和适用于高频情况的一些数值方法,如矩量法(MoM)

和时域有限差分法(FDTD)。尽管数值方法精度较高、理论上能模拟出通孔的传输与耦合特性,但要消耗大量的计算机内存和计算时间,因而在实际应用中这些方法一般只能模拟出整个封装互连结构的一部分。文献[5,6]提出了一种等效网络模型法(NW),对于双孔耦合问题,这种方法假设了两个通孔是完全对称的,忽略了周围其他通孔的影响,因而不能真实地仿真出实际通孔的传输特性,并且这种方法只适用于 20GHz 以下的高频情况。

本文首先对单层通孔结构建模,使用一种半解析的全波分析法,在由两块理想导电板构成的平面波导中,通过求解柱体通孔间的 Foldy-Lax 多径散射方程,得到相应的散射参数矩阵。然后将单层通孔结构看作一个多端口网络,根据多端口网络级联理论,得到多层通孔的散射参数矩阵。最后计算了四层双孔的散射参数,计算结果与文献[6]的计算结果吻合良好,本文还给出了在四层多个柱体通孔中被激励双孔的散射参数计算结果,结果显示周围分布的散射通孔对激励双

孔的传输参数影响不大, 但对其耦合系数会产生较大的影响。

2 垂直通孔的建模

2.1 通孔结构

以单个通孔为例, 如图 1(a)所示, 整个通孔结构由 3 部分组成: 位于上、下两导电板上的信号线以及用于连接此两根信号线并穿过两块理想导电板上孔洞的传输线或垂直通孔, 导电板之间及两导电板表层是相对介电常数为 ϵ_r 的介质。根据等效原理, 理想导电板上的孔洞可以用理想导体来填充代替, 同时在该填充理想导体的两侧分别加上一大小相等、方向相反的等效磁流, 这样, 整个通孔结构就可以分解成内部问题和外部问题来分别处理如图 1(b), 最后根据等效磁流大小相等、方向相反这一连接条件将两部分联系起来, 整个通孔问题便得以解决。对于外部问题可以使用文献[7, 8]中介绍的方法来处理, 本文主要讨论通孔的内部问题即垂直通孔部分的建模和分析。

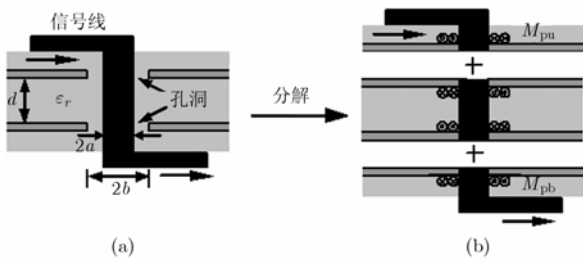


图 1 通孔结构及其分解

2.2 单层垂直通孔的建模

单层垂直通孔结构如图 2 所示。假设两理想导体板位于 $z = d/2$ 和 $z = -d/2$, 在两导体板之间有 N 个柱体通孔分别位于 $\bar{\rho}_1, \bar{\rho}_2, \dots, \bar{\rho}_N$, 根据等效原理, 两导体板各孔洞处的等效磁流 M_{pu} 位于 $(\bar{\rho}_p, z' = d/2)$, M_{pb} 位于 $(\bar{\rho}_p, z' = -d/2)$, $p = 1, 2, \dots, N$, 其中下标 u 表示位置处于通孔上端口即 $z' = d/2$ 处, 下标 b 表示位置处于通孔下端口即 $z' = -d/2$ 处。Foldy-Lax 多径散射方程表明柱体通孔 q 的总激励场等于场源入射场加上来自除去自身外其他所有柱体通孔的散射场。处理后的 Foldy-Lax 多径散射方程可以表示成如下形式^[9]

$$w_{lm}^{TM(q)} = a_{lm}^{TM(q)} + \sum_{p=1}^N \sum_{m=-\infty}^{\infty} H_{n-m}^{(2)}(k_{\rho l} | \bar{\rho}_p - \bar{\rho}_q |) \times e^{j(n-m)\phi_{\bar{\rho}_p \bar{\rho}_q}} T_m^{(N)} w_{lm}^{TM(p)} \quad (1)$$

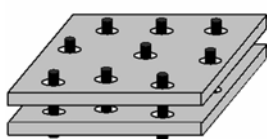


图 2 单层垂直通孔的立体结构

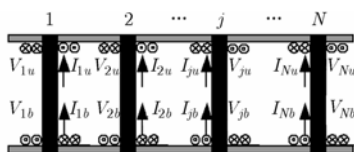


图 3 垂直通孔的内部等效图

$$w_{lm}^{TE(q)} = a_{lm}^{TE(q)} + \sum_{p=1}^N \sum_{m=-\infty}^{\infty} H_{n-m}^{(2)}(k_{\rho l} | \bar{\rho}_p - \bar{\rho}_q |) \times e^{j(n-m)\phi_{\bar{\rho}_p \bar{\rho}_q}} T_m^{(M)} w_{lm}^{TE(p)} \quad (2)$$

求解 Foldy-Lax 多径散射方程式(1)和式(2), 确定激励场系数 $w_{lm}^{TM(p)}$ 与 $w_{lm}^{TE(p)}$ 后, 柱体通孔 p 上的表面激励电流就可写成^[10,11]

$$I^{(p)} = \int_0^{2\pi} ad\phi \bar{J}_s^{(p)} \cdot \hat{z} = 2\pi a \sum_l w_{l0}^{TM(p)} k_{\rho l} b \frac{(2/\pi k_{\rho l} a)}{H_0^{(2)}(k_{\rho l} a)} \cdot \frac{1}{\eta} \{ \cos k_{z l} (z \pm d/2) \} \quad (3)$$

将 $z = \pm d/2$ 代入式(3)求得柱体通孔上、下端端处的激励电流, 分别用 I_{puju} , I_{pbju} 表示柱体通孔 j 上端 $z' = d/2$ 处的等效磁流在柱体通孔 p 上端 $z = d/2$ 和下端 $z = -d/2$ 处产生的激励电流, 分别用 I_{pujb} , I_{pbjb} 表示柱体通孔 j 下端 $z' = -d/2$ 处的等效磁流在柱体通孔 p 上端 $z = d/2$ 和下端 $z = -d/2$ 处产生的激励电流, 则

$$I_{puju} = \sum_l w_{l0}^{TM(p)(ju)} \frac{4}{\eta H_0^{(2)}(k_{\rho l} a)} (-1)^l \quad (4)$$

$$I_{pujb} = \sum_l w_{l0}^{TM(p)(jb)} \frac{4}{\eta H_0^{(2)}(k_{\rho l} a)} \quad (5)$$

$$I_{pbju} = \sum_l w_{l0}^{TM(p)(ju)} \frac{4}{\eta H_0^{(2)}(k_{\rho l} a)} \quad (6)$$

$$I_{pbjb} = \sum_l w_{l0}^{TM(p)(jb)} \frac{4}{\eta H_0^{(2)}(k_{\rho l} a)} (-1)^l \quad (7)$$

式中 $w_{l0}^{TM(p)(ju)}$ 和 $w_{l0}^{TM(p)(jb)}$ 分别表示在第 j 个柱体通孔上、下端端处的等效磁流激励下第 p 个柱体通孔处相应的激励场系数。各通孔激励电流可用导纳表示为

$$I_{puju} = Y_{puju} V_{ju} \quad (8)$$

$$I_{pujb} = Y_{pujb} V_{jb} \quad (9)$$

$$I_{pbju} = Y_{pbju} V_{ju} \quad (10)$$

$$I_{pbjb} = Y_{pbjb} V_{jb} \quad (11)$$

显然 $Y_{puju} = Y_{pbjb}$, $Y_{pujb} = Y_{pbju}$ 。

柱体通孔 p 上、下端端处的总激励电流可以表示成

$$I_{pu} = \sum_{j=1}^N (I_{puju} + I_{pujb}) \quad (12)$$

$$I_{pb} = \sum_{j=1}^N (I_{pbju} + I_{pbjb}) \quad (13)$$

全部 N 个通孔的激励电流则可写成

$$\begin{pmatrix} [I]_1 \\ [I]_2 \\ \vdots \\ [I]_N \end{pmatrix} = -Y \begin{pmatrix} [V]_1 \\ [V]_2 \\ \vdots \\ [V]_N \end{pmatrix} \quad (14)$$

其中 $[I]_p = \begin{pmatrix} I_{pu} \\ -I_{pb} \end{pmatrix}, [V]_j = \begin{pmatrix} -V_{ju} \\ V_{jb} \end{pmatrix}$ 。

导纳矩阵 Y 为

$$Y = \begin{pmatrix} [Y]_{11} & [Y]_{12} & \cdots & [Y]_{1N} \\ [Y]_{21} & [Y]_{22} & \cdots & [Y]_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ [Y]_{N1} & [Y]_{N2} & \cdots & [Y]_{NN} \end{pmatrix}_{2N \times 2N} \quad (15)$$

其中 $[Y]_{pj} = \begin{pmatrix} Y_{puju} & -Y_{pujb} \\ -Y_{pbju} & Y_{pbjb} \end{pmatrix}$ 。

将单层 N 个通孔看成 $2N$ 端口网络, 则其散射矩阵可由其导纳矩阵表示为

$$S = [Y_0 E_{2N} + Y]^{-1} [Y_0 E_{2N} - Y] \quad (16)$$

其中 Y_0 是当外部结构为同一结构的信号传输线时该传输线的特性导纳, E_{2N} 是 $2N \times 2N$ 的单位矩阵, S 是 $2N \times 2N$ 的矩阵。例如当 $N = 2$ 时,

$$S = \begin{pmatrix} S_{1u1u} & S_{1u1b} & S_{1u2u} & S_{1u2b} \\ S_{1b1u} & S_{1b1b} & S_{1b2u} & S_{1b2b} \\ S_{2u1u} & S_{2u1b} & S_{2u2u} & S_{2u2b} \\ S_{2b1u} & S_{2b1b} & S_{2b2u} & S_{2b2b} \end{pmatrix} \quad (17)$$

2.3 多层垂直通孔的建模

对于多层通孔, 将每个单层通孔看成是一个多端口网络, 根据多端口网络级联理论即可求得多层通孔的散射参数。具体来讲, 对于 L 层 N 个通孔(如图 4 所示)的情况, 可以将其看成是 L 个 $2N$ 端口网络的级联, 在分别求得各层 N 个通孔散射参数矩阵之后, 通过多端口网络级联即可求得 L 层 N 个通孔的散射参数矩阵。以两层 N 个通孔为例, 可将其看成两个 $2N$ 端口网络, 其等效网络如图 5 所示, 写出其连接前的“全矩阵”, 所谓“全矩阵”是指用一个 $[S]$ 散射参数矩阵表示诸简单网络连接前的全部特性^[12], 将其按“不连接”与“要连接”端口分块后, 可简记为

$$\begin{pmatrix} [b_I] \\ [b_{II}] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [S_{II}] & [S_{I,II}] \\ [S_{II,I}] & [S_{II,II}] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [a_I] \\ [a_{II}] \end{pmatrix} \quad (18)$$

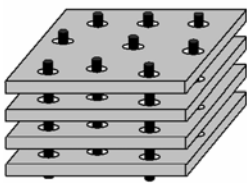


图 4 四层垂直通孔的立体结构

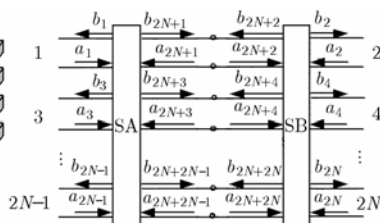


图 5 两个 $2N$ 端口网络级联

其中 $[b_I] = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{2N} \end{pmatrix}_{2N \times 1}, [b_{II}] = \begin{pmatrix} b_{2N+1} \\ b_{2N+2} \\ \vdots \\ b_{2N+2N} \end{pmatrix}_{2N \times 1}$

$$[a_I] = \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_{2N} \end{pmatrix}_{2N \times 1}, [a_{II}] = \begin{pmatrix} a_{2N+1} \\ a_{2N+2} \\ \vdots \\ a_{2N+2N} \end{pmatrix}_{2N \times 1}$$

$[S_{II}], [S_{I,II}], [S_{II,I}]$ 和 $[S_{II,II}]$ 均为 $2N \times 2N$ 的矩阵, 例如当 $N = 2$ 时,

$$[S_{I,I}] = \begin{pmatrix} SA_{1u1u} & 0 & SA_{1u2u} & 0 \\ 0 & SB_{1b1b} & 0 & SB_{1b2b} \\ SA_{2u1u} & 0 & SA_{2u2u} & 0 \\ 0 & SB_{2b1b} & 0 & SB_{2b2b} \end{pmatrix}$$

$$[S_{I,II}] = \begin{pmatrix} SA_{1u1b} & 0 & SA_{1u2b} & 0 \\ 0 & SB_{1b1u} & 0 & SB_{1b2u} \\ SA_{2u1b} & 0 & SA_{2u2b} & 0 \\ 0 & SB_{2b1u} & 0 & SB_{2b2u} \end{pmatrix}$$

$$[S_{II,I}] = \begin{pmatrix} SA_{1b1u} & 0 & SA_{1b2u} & 0 \\ 0 & SB_{1u1b} & 0 & SB_{1u2b} \\ SA_{2b1u} & 0 & SA_{2b2u} & 0 \\ 0 & SB_{2u1b} & 0 & SB_{2u2b} \end{pmatrix}$$

$$[S_{II,II}] = \begin{pmatrix} SA_{1b1b} & 0 & SA_{1b2b} & 0 \\ 0 & SB_{1u1u} & 0 & SB_{1u2u} \\ SA_{2b1b} & 0 & SA_{2b2b} & 0 \\ 0 & SB_{2u1u} & 0 & SB_{2u2u} \end{pmatrix}$$

级联后的连续性条件矩阵

$$[P] = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \end{pmatrix}_{2N \times 2N} \quad (19)$$

则级联后的散射参数矩阵可表示为

$$S = [S_{I,I}] + [S_{I,II}]([P] - [S_{II,II}])^{-1}[S_{II,I}] \quad (20)$$

由此可进一步求得 L 个 $2N$ 端口网络级联后的总散射参数即 L 层通孔的散射参数。

3 数值计算结果与分析

本文以 Foldy-Lax 方程和网络级联理论为基础, 实现了高速信号垂直通孔的建模与仿真, 与文献[6]的 NW 法相比, 该法不仅适用于多孔情况, 并且适用频率范围更广。为了验证本文方法的有效性, 首先对四层耦合双孔的散射参数进行了分析, 结果如图 6 所示。在计算中, 用同轴线进行馈电激励, 通孔的内半径 $a = 0.457$ mm, 外半径 $b = 1.524$ mm, 双孔间距 $s = 12$ mm, 两导电板间距即通孔单层厚度 $d =$

1.524 mm, 板间填充介质的相对介电常数 $\epsilon_r = 2.2$ 。计算结果与文献[6]的计算结果进行了比较, 结果两者吻合良好。

为了说明周围散射通孔对耦合通孔散射参数的影响, 图 7 给出了四层双孔在其周围分布 100 个通孔(如图 8 所示)时散射参数的计算结果, 虚线部分是本文方法的计算结果, 该方法在计算中使用 Foldy-Lax 多径散射方程考虑了周围其它通孔的多径散射影响, 实线部分是没有考虑周围其它通孔影响时的计算结果。结果显示尽管两种方法计算出的反射系数 S_{1u1u} , 传输系数 S_{1b1u} 差别不大, 但两通孔间的耦合系数 S_{2b1u} , S_{2u1u} 已经受到了较大的影响, 出现的多重波纹是由于受到周围随机分布通孔的多径散射影响引起的。

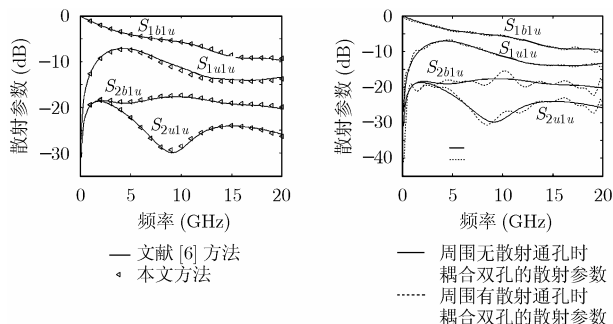


图 6 四层耦合双孔的散射参数

图 7 周围有其它散射通孔时四层耦合双孔的散射参数

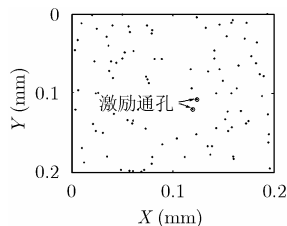


图 8 任意 102 个通孔的几何分布

4 结束语

本文首先给出单层中柱体通孔间的 Foldy-Lax 多径散射方程, 求解出各通孔的激励场系数, 得到单层通孔的散射矩阵, 然后应用多端口网络级联理论得到多层垂直通孔的散射矩阵, 完成对多层垂直通孔的建模。由于本文在建模和分析过程中使用了 Foldy-Lax 多径散射方程, 因此与纯数值方法相比, 在计算大量垂直通孔的耦合问题时, 可以大大提高其计算速度, 又由于 Foldy-Lax 方程本身已经考虑了周围通孔的多径散射影响, 所以也提高了其计算精度。在现代印刷电路板中, 随着通孔这种不连续结构使用的不断增多以及时钟频率与信号速度的不断提高, 由此引起的信号完整性问题将显得尤为突出, 而本文方法的快速、有效性将有助于工程师对信号完整性的分析与设计。

参考文献

- [1] Wang T, Harrington R F, and Mautz J R. Quasi-static analysis of a microstrip via through a hole in a ground plane[J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, 1988, 36(6): 1008–1013.
- [2] Kok P and De Zutter D. Capacitance of a circular symmetric model of a via hole including finite ground plane thickness[J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, 1991, 39(7): 1229–1234.
- [3] Quine J P, Webster H F, Glascock H H, and Carlson R O. Characterization of via connections in silicon circuit boards[J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, 1988, 36(1): 21–27.
- [4] Goldfarb M E and Pucel R A. Modeling via hole grounds in microstrip[J]. *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*, 1988, 1(6): 135–137.
- [5] Gu Q, Yang Y E, and Tassoudji M A. Modeling and analysis of vias in multi-layered integrated circuits[J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, 1993, 41(2): 206–214.
- [6] Gu Q, Yang Y E, Poh S Y, Shin R T and Kong J A. Coupled noise analysis for adjacent vias in multilayered digital circuits[J]. *IEEE Trans. on Circuits Syst.*, 1994, 41(12): 796–804.
- [7] Hsu S G and Wu R B. Full wave characterization of a through hole via using the matrix-penciled moment method[J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, 1994, 42(8): 1540–1547.
- [8] Hsu S G and Wu R B. Full wave characterization of a through hole via in multi-layered packaging[J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, 1995, 43(5): 1073–1081.
- [9] Tsang L, Chen H, Huang C, and Jandhyala V. Modeling of multiple scattering among vias in planar waveguide using Foldy-Lax equations[J]. *Microwave Opt. Technol. Lett.*, 2001, 31(3): 201–208.
- [10] Tsang L, Kong L, and Ding H K. Scattering of Electromagnetic Waves: Vol.1 Theory and Applications[M]. New York: Wiley Interscience, 2000: 83–91.
- [11] Tsang L, Kong J A, Ding H K, and Ao C. Scattering of Electromagnetic Waves: Vol.2 Numerical Simulations[M]. New York: Wiley Interscience, 2001: 469–485 & 622–639.
- [12] 阎润卿, 李英惠. 微波技术基础[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 1988: 316–320.

任志军: 男, 1979 年生, 硕士生, 研究方向为无线通信与电磁兼容等。

孙玉发: 男, 1966 年生, 教授, 博士后, 主要研究方向为电磁兼容、电磁散射与目标识别以及电磁场数值计算等。