

微波多层电路通孔电磁特性混合分析方法

田雨, 童玲, 李海良

(电子科技大学自动化工程学院 成都 611731)

【摘要】通过对通孔结构物理建模, 将其划分为外部结构和内部结构, 针对其不同特点分别使用改进矩阵束矩量法和考虑平行板效应的等效电路法进行分析, 根据微波网络级联的方法, 可以获得反映完整通孔特性的散射参数。与商用软件HFSS的仿真结果对比, 验证了不同边界条件下混合分析方法计算通孔散射参数的正确性。由于混合分析方法结合了场分析方法和路分析方法的优点, 因此计算效率较商用仿真软件提高了5倍以上。

关键词 微波多层电路; 矩阵束矩量法; 平行板效应; 通孔

中图分类号 TP206

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2012.03.013

Hybrid Analysis for Electromagnetic Characteristics of Through Vias in Microwave Multilayer Circuits

TIAN Yu, TONG Ling, and LI Hai-liang

(School of Automation Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731)

Abstract The single through-via structure can be divided into two parts, interior structure and the exterior structure, based on physical modeling. The improved matrix-penciled moment method (MPMM) is applied to the analysis of the exterior structure. The equivalent circuit method which takes into account the parallel plate effect is applied to the analysis of the interior structure for structural features. The scattering parameters of the complete structure are obtained by the microwave network cascade theory. The hybrid analysis method is verified by comparing with the commercial simulation software HFSS in different boundary conditions. The computational efficiency of the hybrid analysis method is improved five times faster than that of the commercial simulation software benefitting from the combination of the field analysis method and the circuit analysis method.

Key words microwave multilayer circuit; matrix-penciled moment method; parallel plate effect; through vias

随着微波电路集成化和小型化的趋势, 过孔已成为多层电路中最重要互连方式之一, 其主要作用是提供不同电路层之间的信号或者电源/接地通路。过孔细分为通孔、盲孔和埋孔三种形式。通孔在垂直方向上贯穿整个电路板, 用于上下表面电路层的信号连接, 是应用最广泛的过孔形式, 因此对通孔的电磁特性进行研究, 有助于提高微波多层电路的设计和分析水平。

通孔的连接形式, 不但改变了信号传输线的类型, 而且改变了信号传输的方向。当工作频率较低时, 通孔对信号传输的影响可以忽略不计。但是当工作频率上升到射频或者微波段时, 通孔引起的非理想反射和辐射就必须加以考虑。

对于通孔的相关研究大致可分为三个阶段。第

一阶段, 使用准静态法对通孔进行建模和分析^[1], 之后几年的研究基本是对该方法的改进^[2-3]。其主要思想是将通孔结构中不连续部分等效为过量电容、过量电感的 π 模型, 并采用准静态条件结合矩量法求解电感、电容^[4]。该方法电路模型和分析过程简单, 不足之处是适用的频段和通孔尺寸受到较大限制, 但是其建立的模型为通孔的分析奠定了基础。

第二阶段普遍使用电磁场数值计算方法分析通孔结构电磁特性。如采用时域有限差分法^[5](FDTD)和一维矩阵束矩量法^[6-7]。其中一维矩阵束矩量法为了简化模型, 使用了细线近似原理, 将三维问题等效为一维问题处理, 因此对所分析的通孔物理尺寸有较大限制。

第三阶段随着高密度集成电路的发展, 电路板

收稿日期: 2010-06-10; 修回日期: 2010-09-27

基金项目: 部级预研基金

作者简介: 田雨(1980-), 男, 博士生, 主要从事微波测量、无线传感器网络方面的研究。

封装结构内过孔的数量越来越多, 因此多过孔之间的耦合问题成为近年来的研究热点。其中最具有代表性的方法是采用Foldy - Lax方程分析多过孔之间的散射问题^[8-11], 求解建立在波导模式的矢量圆柱波基础上。该方法对多过孔研究奠定了基础, 但无法处理复杂边界条件下的多过孔结构^[12]。

本文采用混合分析方法求解单个通孔的电磁特性。使用改进的矩阵束矩量法^[13]分析通孔外部结构, 使用考虑平行板效应的等效电路法^[14]分析通孔内部结构, 之后根据微波网络级联理论获得单个完整通孔结构的散射参数。与其他方法相比该混合分析方法兼顾了计算准确性和计算效率, 并且可以推广至多个通孔结构^[15]的分析。

1 通孔物理建模

从图1所示的四层电路板通孔结构可以看出, 完整通孔结构是典型三维复杂结构, 其电磁特性不仅与通孔结构自身的物理尺度参数有关, 如垂直孔半径、焊盘半径、阻焊盘半径、微带宽度等, 而且还受电路板边界条件、介质基板材料特性、电路板层数等因素的影响。因此需要从通孔结构特点上对其进行物理建模, 选择合适的方法进行分析。

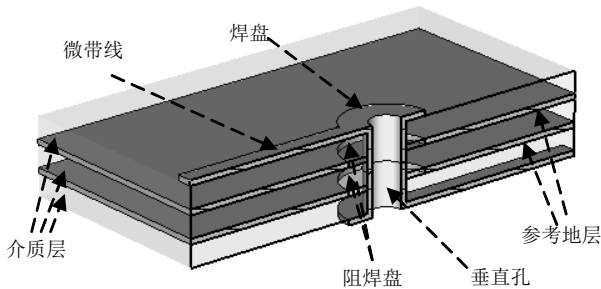


图1 四层板通孔结构垂直剖面示意图

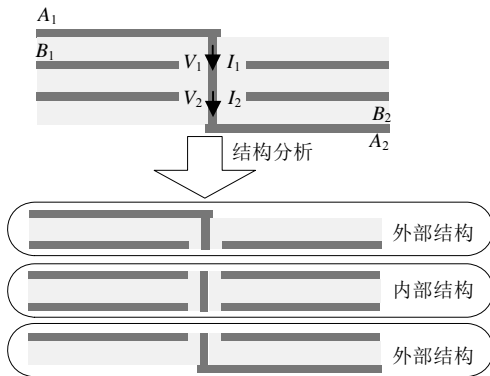


图2 四层板通孔结构剖分示意图

根据通孔的结构特点, 可将其从参考地层进行剖分。如图2所示的四层板通孔结构经剖分后等效为三部分的级联: 第一部分为水平传输线-垂直孔的转换结构, 第二部分为垂直孔穿越参考地层及介质层,

第三部分为垂直孔-水平传输线的转换结构。其中第一部分和第三部分具有相似的物理结构, 统称为通孔的“外部结构”, 第二部分称为通孔的“内部结构”。对于六层、八层等电路板上的通孔结构, 也可参照该方法进行剖分。完整结构的散射参数只需求出上下外部结构端口处的入射波振幅 A_1 、 A_2 和反射波振幅 B_1 、 B_2 即可求得。

2 外部结构求解

2.1 改进的矩阵束矩量法

改进矩阵束矩量法使用如式(1)所示的导体电场积分方程(EFIE)来描述场源关系:

$$E^s(r) = -\frac{j\omega\mu}{4\pi} \int_s J(r') \frac{e^{-jkR}}{R} ds' + \frac{1}{4j\pi\omega\epsilon} \nabla \left(\int_s (\nabla'_s \cdot J(r')) \frac{e^{-jkR}}{R} ds' \right) \quad (1)$$

式中, E^s 为散射场; J 为电流密度; s 为积分面元; R 为场点 r 与源点 r' 之间的距离。使用三维RWG基函数对外部结构进行离散以求解电流分布。RWG基函数如图3所示, 其定义在相邻三角形面元上, 可对任意形状曲面结构进行离散^[16]:

$$f_n(r') = \begin{cases} \frac{l_n}{2A_n^+} \rho_n^+ & r' \in T_n^+ \\ \frac{l_n}{2A_n^-} \rho_n^- & r' \in T_n^- \\ 0 & r' \in \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

式中, T_n^+ 、 T_n^- 为第 n 个基函数对应的具有公共边的两个相邻三角形; l_n 为公共边长度; A_n^+ 、 A_n^- 分别为三角形 T_n^+ 、 T_n^- 的面积; ρ_n^+ 、 ρ_n^- 为各三角形从各自自由点出发的矢量。

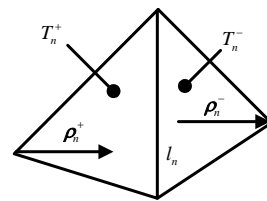


图3 RWG基函数

2.2 外部结构中的天线与短路问题

剖分后的外部结构如图4a所示, 假定 A 是进入通孔外部结构的入射波振幅, B 是反射波振幅。 V 是阻焊盘位置处垂直孔与参考地板之间的电压, I_1 是垂直孔在该处的电流。根据等效原理, 可将参考地层的阻焊盘用理想金属导体填充, 并用与之对应的等效磁流 M 代替。此时通孔的外部结构可认为有两

个激励源,一个激励源为入射波,另一个为磁流环。使用叠加原理,将外部结构分解为天线问题和短路问题。对于天线问题,如图4b所示,由等效后的磁流环产生激励,一部分能量将由天线结构辐射进入自由空间,另一部分能量将激起准TEM波沿传输线传播,此时定义当施加单位电压时,天线馈电点的输入导纳是 Y_{ANT} ,准TEM波在平面传输线端口处大小为 B_{ANT} 。对于短路问题,其结构如图4c所示,平面传输线由垂直孔短路到参考地层,定义当平面传输线入射波为单位幅度,反射系数为 Γ_{sc} ,短路处的电流为 I_{sc} 。

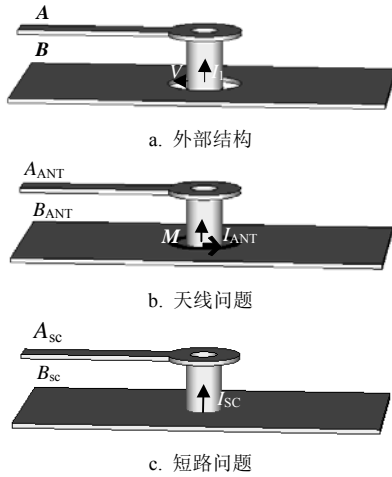


图4 外部结构等效为天线问题与短路问题

由天线和短路问题的参数可以建立矩阵方程:

$$\begin{bmatrix} B \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{sc} & T_{ANT} \\ I_{sc} & Y_{ANT} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ V \end{bmatrix} \quad (3)$$

2.3 天线和短路问题的求解

由于理想金属表面入射电场 E^i 满足:

$$\hat{n} \times (E^i + E^s) = 0 \quad (4)$$

式中, \hat{n} 为金属表面 s 的法向量。因此可推知:

$$E_{\tan}^i = -E_{\tan}^s \quad (5)$$

式中,下标“tan”表示切向场分量。当求解天线问题时,设阻焊盘上电压为 V_0 ,则阻焊盘与垂直孔之间电场强度为:

$$E = \hat{e}_\rho \frac{V_0}{\rho \ln(b/a)} \quad (6)$$

其中, b 是反焊盘半径; a 是垂直孔半径。等效之后的磁流环 M 满足:

$$M = -\hat{n} \times E = -\hat{e}_\phi \frac{V_0}{\rho \ln(b/a)} \quad (7)$$

应用镜像原理去掉参考地层,磁流环强度变为 $2M$ 。对于天线问题而言,由磁流环产生的入射电场为:

$$E^i = \frac{-V_0}{4\pi \ln(b/a)} \iint_{\text{frill surface}} \nabla \times \left(\hat{\phi}' \frac{e^{-jkR'}}{R'} \right) d\rho' d\phi' \quad (9)$$

式(1)、式(6)和式(9)联立即构建了天线问题的积分方程,使用式(2)的RWG基函数离散电流密度为:

$$J(r') \cong \sum_{n=1}^N C_n f_n(r') \quad (10)$$

其网格划分形式如图5所示,即可构建矩阵方程求解电流分布^[17],之后使用矩阵束方法提取参数。短路问题求解与天线问题类似,但是由于阻焊盘处电压 $V_0 = 0$,所以短路问题入射电场 $E^i = 0$ 。之后同天线问题求解过程,可以计算得到相应的参数。

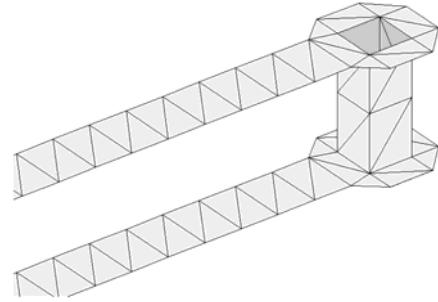


图5 RWG基函数剖分外部结构网格示意

3 内部结构求解

通过在常规 π 电路模型中引入平行板阻抗(简称 Z_{pp} 阻抗),可将平行板结构对信号传输的影响加入模型中,提高模型适用的频段和计算精度。图6是在 π 模型中引入 Z_{pp} 阻抗后的等效模型。其中电感 L 和电容 C 的求解可参照文献^[17], R 通常可忽略。

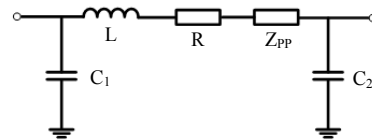


图6 考虑平行板效应的内部结构电路模型

Z_{pp} 的大小受垂直孔在电路板中位置、边界条件等因素的影响,当四周边界分别为PMC(perfect magnetic conductor)和PEC(perfect electric conductor)条件时^[14]:

$$Z_{pp} = \frac{j\omega\mu d}{ab} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{C_m^2 C_n^2 f_{\text{Boundary}}(p_x, p_y) f_{\text{Port}}(L_x, L_y)}{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - k^2} \quad (11)$$

式中, j 是虚数单位; ω 是角频率; μ 是磁导率; d 是参考地层之间的距离; a 和 b 是参考地层的长和宽; p_x 和 p_y 是过孔在平板上相对坐标; L_x 和 L_y 是将过孔等效后的尺寸,对于半径为 R_v 的过孔, $L_x = L_y = \pi \cdot R_v / 2$; $m, n = 0, 1, 2, \dots$,当 m 和 n 均等于

零时, $C_m = C_n = 1$, 其他情况时, $C_m = C_n = \sqrt{2}$, 一般情况下 m 和 n 取大于100的数即可满足计算精度要求; 函数 $f_{\text{Boundary}}(p_x, p_y)$ 和 $f_{\text{Port}}(L_x, L_y)$ 分别为:

$$f_{\text{Boundary}}(p_x, p_y) = \begin{cases} \cos^2\left(\frac{m\pi p_x}{a}\right) \cos^2\left(\frac{n\pi p_y}{b}\right) & \text{边界为PMC} \\ \sin^2\left(\frac{m\pi p_x}{a}\right) \sin^2\left(\frac{n\pi p_y}{b}\right) & \text{边界为PEC} \end{cases} \quad (12)$$

$$f_{\text{Port}}(L_x, L_y) = \sin^2\left(\frac{m\pi L_x}{2a}\right) \sin^2\left(\frac{n\pi L_x}{2b}\right) \quad (13)$$

对于过孔边界为PML(perfectly matched layer)条件时, Z_{pp} 在圆柱坐标系中定义为:

$$Z_{\text{pp}} = \frac{j\eta d H_0^{(2)}(k\rho_0)}{2\pi\rho_0 H_0^{(1)}(k\rho_0)} \quad (14)$$

式中, $\eta = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ 是基板材料的本征阻抗; $H_0^{(2)}$ 和 $H_0^{(1)}$ 分别是0阶和1阶的第2类汉克尔函数; ρ_0 是圆柱型过孔的半径, 对于截面形状为 $L_x \times L_y$ 的矩形过孔, ρ_0 可近似取为 $(L_x + L_y)/\pi$ 。根据不同边界求解得到 Z_{pp} 阻抗后, 就可由图6的等效电路计算表征内部结构特性的微波网络参数, 为了便于外部结构与内部结构的整合, 一般选用导纳矩阵较为方便。

4 模型整合

通过内部结构的导纳矩阵, 由微波网络理论可推知内部结构的ABCD矩阵。对于外部结构而言, 由改进的矩阵束矩量法分析得到 Γ_{sc} 、 T_{ANT} 、 I_{sc} 、 Y_{ANT} 参数之后尚无法直接得出外部结构的ABCD矩阵, 需要将图4a所示的外部结构扩展为上下对称的三层板通孔结构(即无内部结构)后, 根据前述4个参数得到该三层板通孔结构的ABCD矩阵, 再由矩阵开方运算即可获得外部结构的ABCD矩阵。由外部结构和内部结构的ABCD矩阵进行级联, 即可获得完整结构的网络参数。

5 仿真验证

为了验证该混合分析方法的正确性, 使用HFSS仿真软件对PEC和PML边界条件下的四层板通孔结构进行了仿真并和本文分析方法计算得到的结果进行了对比。

计算模型中的介质材料选用Alumina (99.5%, Al_2O_3), 相对介电常数 $\varepsilon_r = 9.8$ 。参考地层之间距离均为10 mil。电路板大小为 600×600 mil。所有金属层厚度均为0.5 mil。过孔结构位于电路板中心, 微

带线长度为300 mil, 宽度为10.24 mil, 过孔半径为5 mil, 焊盘半径和阻焊盘半径均为10 mil。计算频率从10 MHz~20 GHz。

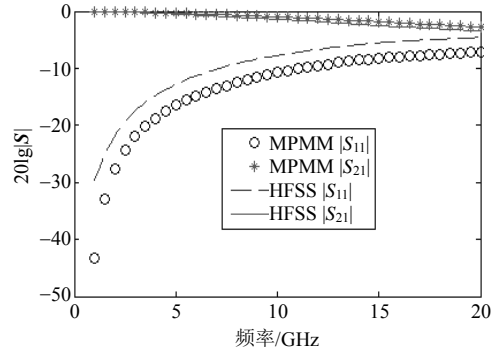


图7 PML边界条件下幅频特性比较

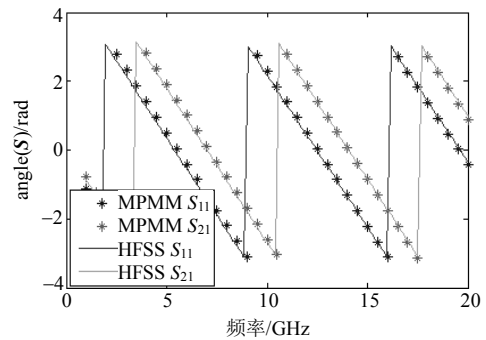


图8 PML边界下相频特性比较

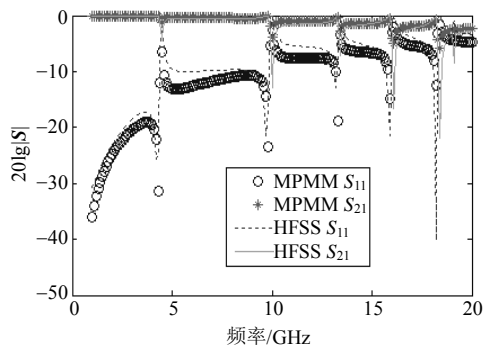


图9 PEC边界下幅频特性比较

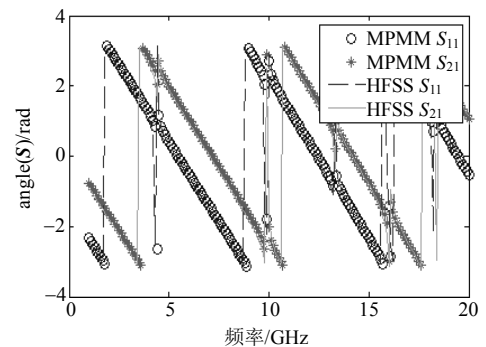


图10 PEC边界下相频特性比较

图7和图8分别是在PML边界条件下S参数幅频特性和相频特性比较图, 从图中可以看出, 使用HFSS仿真得到的结果和混合分析方法计算结果吻

合程度很高。尤其是相频特性完全重合。

图9和图10是在PEC边界条件下S参数幅频和相频特性比较图, PEC边界的引入会产生谐振, 从对比图上可以看出, 两者的谐振点完全重合, 并且计算效率相比HFSS提高了5倍以上。

6 结 论

通孔是典型的三维不连续结构, 在微波多层电路中会引入非理想的反射、辐射。本文使用混合分析方法对通孔结构进行建模分析, 该方法结合了电磁场数值计算方法和等效电路方法各自的优点, 兼顾了计算准确性和计算效率, 通过对比可以看出该方法计算得到的结果和HFSS仿真结果完全吻合。

参 考 文 献

- [1] WANG T Y, HARRINGTON R F, MAUTZ J R. The equivalent circuit of a via[J]. Transactions of the Society for Computer Simulation International, 1987, 4(2): 97-123.
- [2] QUINE J P, WEBSTER H F, GLASCOCK H H, et al. Characterization of via connections in silicon circuit boards[J]. IEEE Trans on Microwave Theory Tech, 1988, 36(1): 21-27.
- [3] WANG T Y, HARRINGTON R F, 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.
- [4] WANG T Y, HARRINGTON R F, MAUTZ J R. The excess capacitance of a microstrip via in a dielectric substrate[J]. IEEE Trans on Computer-Aided Design, 1990, 9(1): 48-56.
- [5] MAEDA S, KASHIWA T, FUKA I. Full wave analysis of propagation characteristics of a through hole using the finite-difference time-domain method[J]. IEEE Trans on Microwave Theory Tech, 1991, 39(12): 2154-2159.
- [6] HSU S G, 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.
- [7] HSU S G, 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.
- [8] CHEN H F, LI Q, TSANG L, et al. Analysis of a large number of vias and differential signaling in multilayered structures[J]. IEEE Trans on Microwave Theory Tech, 2003, 51(3): 818-828.
- [9] HUANG C C, TSANG L, HOU C, et al. Multiple scattering among vias in planar waveguides using preconditioned SMCG method[J]. IEEE Trans on Microwave Theory Tech, 2004, 52(1): 20-28.
- [10] HUANG C C, LAI K L, TSANG L, et al. Transmission scattering on interconnects with via structures[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2005, 46(5): 446-452.
- [11] ONG C J, MILLER D, TSANG L, et al. Application of the foldy-lax multiple scattering method to the analysis of vias in ball grid arrays and interior layers of printed circuit boards[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2007, 49(1): 225-231.
- [12] ZHANG Y, FAN J, SELLI G, et al. Analytical evaluation of via-plate capacitance for multilayer printed circuit boards and packages[J]. IEEE Trans on Microwave Theory Tech, 2008, 56(9): 2118-2128.
- [13] ONG C J, WU B, TSANG L, et al. Full-wave solver for microstrip trace and through-hole via in layered media[J]. IEEE Trans on Advanced Packaging, 2008, 31(2): 292-302.
- [14] SCHUSTER C, KWARK Y, SELLI G, et al. Developing a 'physical' model for vias[C]//ProcDesignCon'06. Santa Clara, CA: [s.n.], 2006: 1-24.
- [15] SELLI G, SCHUSTER C, KWARK Y H, et al. Developing a physical via model for vias-Part II: Coupled and ground return vias[C]//ProcDesignCon'07. Santa Clara, CA: [s.n.], 2007: 1-22.
- [16] GIBSON W C. The method of moments in electromagnetics[M]. London and New York: Chapman & Hall/CRC, 2008.
- [17] ZHANG Y J, FAN J, SELLI G, et al. Analytical evaluation of via-plate capacitance for multilayer printed circuit boards and packages[J]. IEEE Trans on Microwave Theory Tech, 2008, 56(9): 2118-2128.

编辑 漆蓉