

基于惠更斯等效原理的高速高密度 PCB 分级建模方法

刘元安¹, 高兆栋¹, 孙胜², 苏明^{1*}, 郑少勇³, 吴帆¹, 郭星月¹, 穆冬梅¹

(1. 北京邮电大学电子工程学院安全生产智能监控北京市重点实验室, 北京 100876; 2. 电子科技大学电子科学与工程学院, 四川成都 611731; 3. 中山大学电子与信息工程学院(微电子学院), 广东广州 510006)

摘要: 当带宽达到 20 GHz 以上时(波长从 15 mm 到无穷小), 高速高密度电子系统的内部电路电磁环境变得十分复杂, 越来越难以建模和分析预测, 进一步当带宽达到 40 GHz 以上时, 电路电磁环境问题将变得更加尖锐. 为在设计阶段能够对电磁作用过程、作用效应进行预测评估及控制, 需要精确的建模方法和针对大尺度问题的快速计算技术, 尤其是超大带宽超高速混合电路和集成电路. 本文提出了基于混合电路环境电磁计算基础理论的跨尺度处理技术, 通过惠更斯等效原理和电磁奇异性几何结构的电磁收敛降速机理的利用, 解决了多维交叉多尺度电路电磁环境场路融合的高效率高精度建模技术挑战; 利用惠更斯等效原理和基尔霍夫积分方程, 在区域边界面上定义了惠更斯端口, 提出了对于任意复杂印制电路板(Printed Circuit Board, PCB)同时垂直方向和水平方向区域分解的一般方法, 实现了任意 PCB 结构的分级分类处理和模块化封装, 提高了高速高密度电子系统分析的灵活性; 提出了基于几何结构电磁学多重本地本征展开的技术途径, 发展了基于模式和区域分解分割的快速并行处理技术, 通过电磁锐变区域本征描述及场分布的本征基函数表征, 实现了高精度和高计算速度兼备, 减少了复杂电子系统的计算时间和设计时间. 统计数据表明, 本文提出的方法在 0~40 GHz 大带宽频率范围内频偏误差为 3.7%、幅度偏差为 ± 3 dB. 本文提出的 PCB 分级建模分析方法可以应用于高端电子通信系统设计, 提升我国宽带高速数模系统的高效电路设计和环境电磁调控能力, 缩短产品研发周期.

关键词: 等效原理; 本征模式展开; 电路建模; 区域分解; 信号完整性; 集成电路; 芯片封装

基金项目: 国家自然科学基金(No.62090015, No.62293494, No.62301071)

中图分类号: O441; TN41

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2024)04-1118-14

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20230970

Segmentation Modelling Method for High-Speed High-Density PCB Systems Based on Huygens Equivalent Principle

LIU Yuan-an¹, GAO Zhao-dong¹, SUN Sheng², SU Ming^{1*}, ZHENG Shao-yong³, WU Fan¹,
GUO Xing-yue¹, MU Dong-mei¹

(1. Beijing Key Laboratory of Work Safety Intelligent Monitoring, School of Electronic Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China;

2. School of Electronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China;

3. School of Electronic and Information Engineering (School of Microelectronics), Sun Yat-sen University, Guangzhou, Guangdong 510006, China)

Abstract: When the working bandwidth exceeds 20 GHz (wavelength from less than 15 mm to infinitesimal), the electromagnetic (EM) environment of high-speed high-density electronic systems becomes very complex, and it is increasingly difficult to model, analyze and predict the EM response, and it makes the problem more acute when the bandwidth reaches more than 40 GHz. In order to be able to predict, evaluate and even control the process and effect of EM response at the design stage, accurate modeling methods and large-scale fast computing techniques are required, especially

ultra-large bandwidth ultra-high-speed hybrid circuits and integrated circuits are involved. In this paper, a multi-scale processing technology based on the basic theory of electromagnetic computing in hybrid circuit environment is proposed, which solves the technical challenge of high-efficiency and high-precision field-circuit-hybrid modeling for electromagnetic environments of multi-scale complex circuits by employing the Huygens equivalence principle and the electromagnetic convergence and speed reduction mechanism of electromagnetic singularity. Using the Huygens equivalence principle and Kirchhoff integral equation, the Huygens port is defined on the regional boundary surface, and a general method of domain decomposition is proposed which can simultaneously cut entire region into vertical and horizontal subregions for arbitrary complex printed circuit board (PCB). The proposed realizes the hierarchical classification processing and modular packaging of any PCB structure, and improves the flexibility of high-speed high-density electronic system analysis. A technical approach based on eigen mode expansion method is proposed, and a fast parallel processing technology based on modal and domain decomposition and segmentation method is developed, which realizes both high precision and high calculation speed through the eigen-function representation for discontinuous field distribution, and reduces the calculation time and design time of complex electronic systems. Statistic data reveal frequency error of 3.7% and amplitude error of ± 3 dB in verification range of 0~40 GHz. The hierarchical modeling and analysis method proposed in this paper can be applied to the design of high-end electronic communication system and improve the Chinese circuit design and control capabilities of the electromagnetic environment of broadband high-speed digital-analog system, and shorten the product development cycle.

Key words: equivalent principle; eigenmode expansion; circuit modelling; domain decomposition; signal integrity; integrated circuit; package

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.62090015, No.62293494, No.62301071)

1 引言

模数混合电路环境的电磁建模仿真是宽带化、高速化无线移动通信和各种电子信息系统设计实现、性能可信可靠的前提和基础^[1-3]。以宽带无线通信系统为例,一方面,为满足语音、数据、多媒体、物联网等多类型多规格无线业务传输需要,长期以来无线通信系统一直是 2G/3G/4G/5G 多代共存发展,四十多年来形成了多频多体制异构的宽带窄带混合多模基站、多流汇聚的差异化 QoS 高速交换路由系统^[4-6];另一方面,无线通信系统又不断与雷达、定位、导航、传感器、计算机等融合和一体化,引领着智能交通、环境态势感知、云计算、边缘计算、工业互联、数字货币、VR/AR、AI 和元宇宙等新型数字经济的国际前沿和方向,推动着我国信息化升级^[7-9]。以此为基础,无线通信已经成为信息网络国家重大基础设施的重要组成部分,不仅是无所不在、无所不通的通信能力基础,更是无所不在、无所或缺的工业生产、家居生活、国防装备等各个行业的网络化智能化能力基础。

然而,无线通信的多代共存以及其他系统的一体化融合,都将导致硬件电路系统特别是网络传输核心节点总线电路系统的超宽带超高速超电路线路密度难题,随之而来的电磁环境评估和调控面临着前所未有的基础理论难题和重大挑战^[10,11]:其一,多业务合流的超大数据传输,导致瞬时大带宽达到 25 GHz 甚至 100 GHz 以上;其二,多系统多功能融合形成的超量连接、超高密集电路,将加速逼近后摩尔时代的线宽极限;其三,多维线路超构交叉连接,导致电磁辐射发射

干扰的分叉弥散和多点级联传递、寄生谐振、非线性等复杂电磁效应空间,形成雨状、露状和雾状结构的非均匀强干扰空间,高性能芯片和总线系统尤其严重,极大影响着高速无线通信系统的传输性能、连接可靠性和信息安全。随着 5G、6G 时代的到来,超宽带超高速超高线路密度的电磁评估和调控理论,是数模混合电路电磁环境净化、“实时”可信可靠设计、高性能稳定工作的核心问题。针对该问题,在计算集群、超级计算机算力难以短时间提升的情况下,发展先进的、合适电路电磁环境的高效电磁环境评估理论与方法,是业界关心的核心关键问题和难题。

2000 年初,国内外学者开始关于提高复杂电子系统电磁环境计算速度和效率的研究^[12,13]。2001 年,曾亮等人提出了将复杂印制电路板(Printed Circuit Board, PCB)结构组成的电子系统按照电波传播模式分而治之的思想^[12],针对包含过孔的三层 PCB 典型层叠结构,将顶层、底层的传输线区域和中间层的过孔区域分开处理,并通过过孔处的等效磁流连接不同求解区域。同时,在过孔区域使用 Foldy-Lax 方程求解多过孔散射问题,在保证计算精度的前提下提高了多过孔问题(过孔数目大于 500)的计算速度并降低了内存占用率^[13]。2008 年,李尔平等人^[9,14]提出了针对多层 PCB 电子系统的区域分解方法,并将数模混合电子电路内部结构分解为顶层底层区域和内部层区域两部分。其中,顶层底层上的传输线和过孔不连续处使用解析/数值方法分析;内部层区域则使用半解析法分析。通过过孔反焊盘边界处的磁流实现顶层底层区域和内部

层区域的连接. 此种区域分解方法实现了在频域和时域共同求解^[14]. 同年, Schuster 等人^[15,16]通过数值方法提取 PCB 层叠结构中过孔的基于物理 (physics-based) 的等效模型, 实验数据表明此基于物理的过孔模型在不高于 20 GHz 的频率范围内有良好的计算精度. 针对基于物理的过孔模型, 范俊等人^[1,17]通过严密的理论推导证明了此基于物理的过孔模型的有效性, 并给出了基于物理的过孔等效模型电路元件参数的解析算法^[17]. 基于物理的过孔模型通过使用等效电路方法, 简化了 PCB 层间连接和相互作用关系, 使得 PCB 内部层区域可以分解为单层结构进行分析, 极大地提升了复杂 PCB 层叠结构的分析计算效率, 对于规则的多层 PCB 和纯过孔问题, 此种分析方法的效率比全波分析方法高两个数量级^[18]. 2010 年, 范俊等人^[1,18,19]给出了比基于物理的过孔模型精度更高的本征 (intrinsic) 的过孔模型, 并展示了基于物理的过孔模型是本征的过孔模型的低频近似.

得到较完善的过孔模型后, 研究人员将重心转移到区域分解法的技术细节和复杂 PCB 电子电路系统优化设计上来. Chang 等人^[20]将广义 Foldy-Lax 方程和边界积分法融合, 提出了针对不规则过孔反焊盘结构的快速电磁计算方法. Huang 等人^[21]利用宽带格林函数, 通过对不规则 PCB 边缘等效磁流进行积分的方法, 快速评估了 PCB 边缘的等效电磁干扰 (ElectroMagnetic Interference, EMI) 发射水平. Reuschel 等人^[22]提出了在 PCB 内部层区域存在带状传输线时, 过孔模型的多端口处理方法和子区域连接方法. Li 等人^[23]利用区域分解方法和基于物理的过孔模型将 PCB 内层多层过孔结构分解为准 2D-FETD 问题, 实现了 PCB 内层区域的快速分析计算. Scharff 等人^[24,25]利用基于物理的过孔模型和准静态传输线模型进行快速计算, 研究了 59 000 套参数组合, 并通过深度学习算法优化了过孔区域电源-地布局样式. Li 等人^[26]深入研究了区域分解法中, 过孔处和电源-地平面处不同模式组合带来的影响, 并指出高阶模式对区域分解法在分析高频电子电路时计算精度的影响.

随着加工制造和芯片集成工艺的进步, 复杂电子系统的信号完整性和电磁兼容问题已经深入芯片封装内部, 这带来与 PCB 层叠结构不同的电子电路系统建模仿真问题. 针对电子电路模型尺寸变小带来的新问题, 出现了新的等效电路结构和模型^[27,28]. 这些电路模型针对不同尺度的分析区域, 分别发挥着高效快速电磁计算的作用. 面对运行速度更高、带宽更宽、结构更复杂的现代化数模混合电路系统, 不存在某一种方法能够快速高效处理所有类型的电路结构和问题, 区域分解法已经成为复杂电子系统问题的基本处理思想,

并使得每种专用电磁计算方法在子区域内充分发挥自己的优势.

本文在上述研究的基础上, 将研究重点集中在 PCB 区域分解法理论分析和与实际 PCB 设计仿真工作结合层面. 首先, 利用惠更斯等效原理, 在理论层面阐述了任意 PCB 结构和界面上使用区域分解法的合理性, 并提出了利用任意分界面上的惠更斯端口描述子区域间相互作用关系的方法. 其次, 利用上述方法, 实现了对于任意复杂 PCB 的垂直方向和水平方向的区域分解, 提高了复杂高速高密度 PCB 分析计算能力和灵活性. 本文提出的基于惠更斯等效原理的 PCB 分级建模方法计算结果与实测相比, 频率误差小于 3.7%, 幅度误差小于 ± 3 dB, 为大尺度复杂电路的电磁环境评估提供了新思路. 随着人工智能和机器学习的崛起^[29], 本文提出的分级分类和模块化的子区域处理方法优势将更加凸显, 为复杂高速高密度电子电路系统的电磁环境快速高效建模分析提供新的途径.

2 PCB 分级建模理论

2.1 惠更斯等效原理

惠更斯原理 (Huygens's Principle) 是阐述电磁波传播和相互作用的重要理论工具, 其基本理念是波前上的每一个点都可以视作子波的源, 子波可以看作是当前波前上每一个源的叠加^[30]. 惠更斯和菲涅尔凭借这一原理成功地解释了波的衍射现象. 随后, 亥姆霍兹给出了标量波函数的解析解, 基尔霍夫在标量波函数的基础上, 给出了惠更斯原理在数学上的严谨表述, 并利用基尔霍夫积分展现^[31].

对任意闭合曲面 S , 存在曲面内部点源 P_0 和外部任意观察点 P , 如图 1 所示.

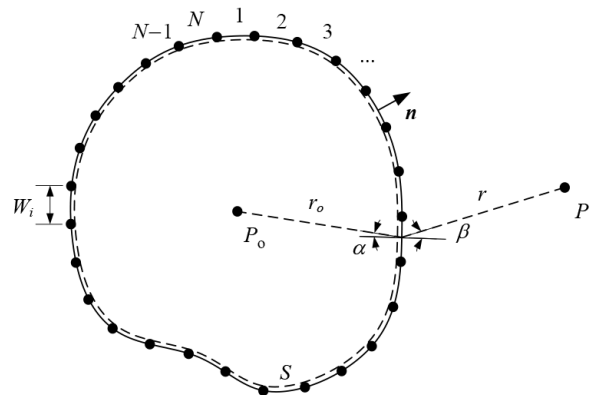


图1 闭合曲面 S 以及曲面内外任意点 P_0 和 P

考察标量波方程:

$$\nabla^2 \phi - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} = -g(r_0, t) \quad (1)$$

其中, ϕ 为标量波函数, c 为电磁波传播速度, $g(r_o, t)$ 为在闭合曲面 S 内部 P_o 的源. 根据基尔霍夫积分定理, 点源 P_o 在观察点 P 处产生的场 $\phi(P, t)$ 可以表示为^[31]

$$\phi(P, t) = \frac{1}{4\pi} \iint_S \left\{ [\phi] \frac{\partial}{\partial n} \left(\frac{1}{r} \right) - \frac{1}{cr} \frac{\partial}{\partial n} \left[\frac{\partial \phi}{\partial t} \right] - \frac{1}{r} \left[\frac{\partial \phi}{\partial n} \right] \right\} dS \quad (2)$$

其中, n 为闭合曲面的法线方向, r 为闭合曲面任意点到 P 的距离, 方括号表示函数隐含的滞后位 $t-r/c$.

由式(1)和式(2)可以看到, 点源 P_o 在场点 P 处产生的场 $\phi(P, t)$ 既可以根据源函数 $g(r_o, t)$ 直接得到, 也可以通过在某一闭合曲面上对波函数在此曲面的分布进行积分得到. 实际上, 基尔霍夫积分定理是惠更斯等效原理严谨的数学表达, 这个定理说明, 闭合曲面内部任意点的源和场分布均可以利用边界面上的场分布完整描述, 且二者存在一一对应关系. 利用惠更斯等效原理可以简化问题在特定场景下的求解过程.

继续考察图 1 所示的闭合曲面 S , 以及曲面内部源 P_o 和外部任意点 P 组成的边值问题. 除去源 P_o 点外, 在空间的任意一点上标量波函数 ϕ 满足亥姆霍兹方程:

$$\nabla^2 \phi + k^2 \phi = 0 \quad (3)$$

对于任意标量波函数, ϕ 均可以表示为如下形式^[32]:

$$\phi = \sum_{m=0}^{\infty} a_m \phi_m \quad (4)$$

其中, ϕ_m 为 m 阶特征函数, 并且所有特征函数满足:

$$\nabla^2 \phi_m + k^2 \phi_m = 0 \quad (5)$$

将展开后的波函数 ϕ 代入式(2), 可以得到不同模式在基尔霍夫积分中作用结果:

$$\phi(P, t) = \frac{1}{4\pi} \iint_S \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ [\phi_m] \frac{\partial}{\partial n} \left(\frac{1}{r} \right) - \frac{1}{cr} \frac{\partial}{\partial n} \left[\frac{\partial \phi_m}{\partial t} \right] - \frac{1}{r} \left[\frac{\partial \phi_m}{\partial n} \right] \right\} dS \quad (6)$$

这里可以将求和与积分的顺序互换, 得到式(7):

$$\phi(P, t) = \frac{1}{4\pi} \sum_{m=0}^{\infty} \iint_S \left\{ [\phi_m] \frac{\partial}{\partial n} \left(\frac{1}{r} \right) - \frac{1}{cr} \frac{\partial}{\partial n} \left[\frac{\partial \phi_m}{\partial t} \right] - \frac{1}{r} \left[\frac{\partial \phi_m}{\partial n} \right] \right\} dS \quad (7)$$

现在将闭合曲面 S 离散为 N 个曲面 $S_n (1 \leq n \leq N)$, 如图 1 所示, 且有

$$S = \sum_{n=1}^N S_n \quad (8)$$

将式(8)代入式(7), 可以得到离散的基尔霍夫积分形式:

$$\phi(P, t) = \frac{1}{4\pi} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=1}^N \iint_{S_n} \left\{ [\phi_m] \frac{\partial}{\partial n} \left(\frac{1}{r} \right) - \frac{1}{cr} \frac{\partial}{\partial n} \left[\frac{\partial \phi_m}{\partial t} \right] - \frac{1}{r} \left[\frac{\partial \phi_m}{\partial n} \right] \right\} dS_n \quad (9)$$

从式(9)可以看到, 与直接求解式(1)不同, 离散形式的基尔霍夫积分方程将空间分为两个独立的子区域分别进行处理, 一个子区域内部的源和场分布可以等效的表现其边界上, 另一个子区域内部的场分布可以通过此边界上不同模式、不同位置的场叠加得到.

2.2 惠更斯端口

在 2.1 节中, 离散基尔霍夫积分方程方法将空间分为独立的两个子区域, 并利用区域边界上不同模式、不同位置的场分布表征了两个子区域间的场相互作用关系.

假设 $S_n \rightarrow 0$, 且 $\partial \phi / \partial r_o = \partial \phi / \partial n$, 则此时电磁波为垂直入射, 式(9)中的面积分可以等效为平面端口的作用(端口面上的波均为垂直作用), 这样可以将闭合曲面 S 上 N 个离散曲面 S_n 等效为 N 个平面端口, 称为惠更斯端口. 这样通过惠更斯等效原理和离散基尔霍夫方程, 将空间分为两个独立的区域, 并且区域间场的相互作用关系使用惠更斯端口完整描述.

实际上, 由式(9)可以看出, 一个惠更斯端口包含了若干电波传播模式. 由于各个特征模式之间相互正交, 所以可以将一个物理的惠更斯端口分解为若干个逻辑上的模式端口. 惠更斯端口能够分解的逻辑模式端口的数目取决于波传播的边界条件. 假设对于某一边界条件, 惠更斯端口能够分解展开的模式数目为 M 个, 则在区域边界面上将通过 $M \times N$ 个端口共同描述区域间的场作用关系.

2.3 惠更斯端口误差分析

在 2.2 节中, 利用惠更斯等效原理和基尔霍夫积分方程定义了惠更斯端口和模式端口的概念. 在端口定义过程中, 使用了 $S_n \rightarrow 0$, 且 $\partial \phi / \partial r_o = \partial \phi / \partial n$ 的假设. 在实际应用过程中, S_n 的宽度将大于零, 并且波的传播方向与边界面的法向方向的夹角 α 不为零, 即 $\partial \phi / \partial r_o \neq \partial \phi / \partial n$, 如图 1 所示. 通过分析式(9)的积分项可以看到, 此时惠更斯端口的误差来自于积分项中第一项点源部分, 即 $[\phi] \partial / \partial n (1/r)$. 而积分项的二、三项构成的偶极子源隐性包含了系数 $\cos \alpha$, 故不受此假设的影响. 当 α 不为零时, 惠更斯端口面上形成的点源函数为 $\cos \alpha [\phi] \partial / \partial n (1/r)$, 则由于波传播方向与惠更斯端口不垂直造成的误差为

$$\text{error} = \frac{\left| (1 - \cos \alpha) \left[\phi_{s_n} \right] \frac{\partial}{\partial n} \left(\frac{1}{r_o} \right) \right|}{\left| \left[\phi_{s_n} \right] \frac{\partial}{\partial n} \left(\frac{1}{r_o} \right) - \frac{1}{c r_o} \frac{\partial}{\partial n} \left[\frac{\partial \phi_{s_n}}{\partial t} \right] - \frac{1}{r_o} \left[\frac{\partial \phi_{s_n}}{\partial n} \right] \right|} \quad (10)$$

其中, $[\phi_{s_n}]$ 为惠更斯端口面上的标量波函数, 方括号表示波函数的滞后相位, α 为 r_o 与惠更斯波端口面法相 n 的夹角.

不仅如此, 实际应用中惠更斯端口面的宽度与 2.2 节中的假设 $S_n \rightarrow 0$ 不同, 而是具体的物理宽度 W_i . 这样有限的惠更斯端口宽度会造成 α 和 $[\phi]$ 在惠更斯端口面 S_n 上波动, 并且, 端口宽度 W_i 相对于 r_o 越大, 惠更斯端口的误差就会越大.

2.4 惠更斯端口数值仿真验证

前面通过理论推导, 展示了惠更斯等效原理在区域分解技术中的应用, 并定义了可以连接两个独立子区域, 并表征区域相互作用关系的惠更斯端口. 通过图 2 所示的过孔结构可以验证 2.2 节中提出的惠更斯端口在实际工程应用中的有效性.

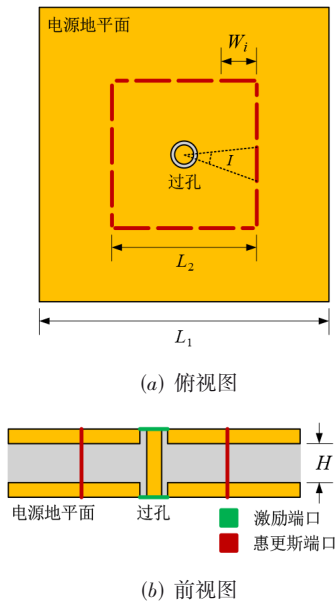


图 2 惠更斯端口宽度对计算误差影响验证模型

过孔结构是基于 PCB 层叠结构的复杂电子系统中常见的传输部件. 过孔可以穿过多层不同种类的 PCB 层, 产生的电场模式在层叠结构中以柱面波的形式传播. 首先, 考察图 2 所示的有限的多层 PCB 平面结构中央存在一过孔, 此过孔穿过电源层反焊盘并穿越介质空间, 构成双层电源地传输结构. PCB 设计中, 过孔区域的结构复杂度和设计迭代次数与过孔外围的电源地平面区别很大, 使用本文提出的方法

可以简单有效地将过孔区域和电源地平面区域分开处理.

对于如图 2 所示的双层 PCB 与过孔结构中, 上下两层过孔位置设置信号激励 (绿色标示), 在过孔区域和电源地平面区域过渡边界上设置惠更斯端口 (红色标示). 双层 PCB 电源地间距为 H , 模型整体尺寸 $L_1 = 5 \text{ mm}$, 分解后中央过孔区域尺寸 $L_2 = 2.5 \text{ mm}$, 惠更斯端口宽度为 W_i . 模型分析采用有限元数值算法, 分别分析不同子区域独立计算和模型整体计算得到结果的差异性.

首先, 不考虑端口模式的影响, 仅仅改变惠更斯端口的宽度 W_i , 分析不同宽度 W_i 对仿真结果的影响. 图 3 显示了由上层过孔处观察到的波反射系数和在下层过孔处观察到的波传输系数随频率变化的曲线. 这里使用惠更斯端口对于过孔呈现的角度 I 来一般化惠更斯端口宽度对结果误差的影响. 从图 3 可以明显看出, 使用尺寸较小的惠更斯端口可以明显减小独立子区域分析与模型整体分析结果的差距. 利用角度 I 可以进一步绘出惠更斯端口宽度与结果误差的关系, 如图 4 所示. 由图 4 可以看到, 角度 I 为 10° 时, 子区域独立分析计算与模型整体计算的结果差距小于 0.1 dB . 而当角度 I 增长到 30° 时, 结果误差已经接近 0.3 dB . 误差随着角度 I 的增大而逐渐增大, 当角度 I 增长到 90° 时, 此时结果误差已经接近 0.5 dB . 一般的, 惠更斯端口的对应的角度 I 不超过 90° , 故在图 2 所示过孔结构中, 使用惠更斯端口得到的误差不超过 0.5 dB . 不同角度 I 下结构插损误差的具体数值已在表 1 中详细列出. 当然, 减小惠更斯端口的宽度可以大幅降低结果误差.

然后, 不考虑惠更斯端口宽度的影响, 考察端口模式对子区域独立分析计算与模型整体分析结果差异的影响. 考察模型采用图 5 所示的三层微带线-过孔结构, 结构上层微带线通过过孔与下层微带线相连. 针对此三层 PCB 结构, 方法在中间层反焊盘处设置惠更斯端口, 将三层 PCB 结构分为上下两个区域. 值得注意的是, 根据过孔反焊盘能够形成的电场模式数目, 一个惠更斯端口可以分解为多个逻辑模式端口, 并且过孔处的每个电场模式均对应一个逻辑模式端口.

图 6 显示了包含不同模式数目的电源地平面过孔结构的反射系数和传输系数曲线. 为了明显显示不同模式数目下计算结果的差异, 图 6 重点展现了高频段 ($28 \sim 40 \text{ GHz}$) 的仿真计算结果. 从图 6 可以清晰地看到, 随着惠更斯端口包含模式数目增加, 子区域独立分析计算得到的结果和整体计算得到的结果差异性逐渐减小. 图 7 利用误差和模式数关系曲线清晰展现了子区域独立计算产生的误差与模式端口包含模式总数的关系. 不同模式数目下子区域独立计算与整体计算的误差已

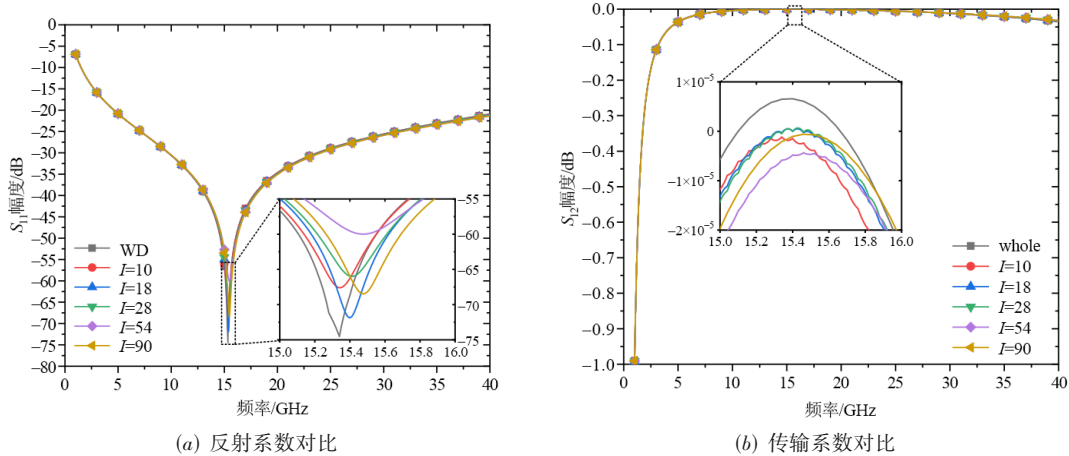


图3 利用惠更斯端口实现的子区域独立分析效果

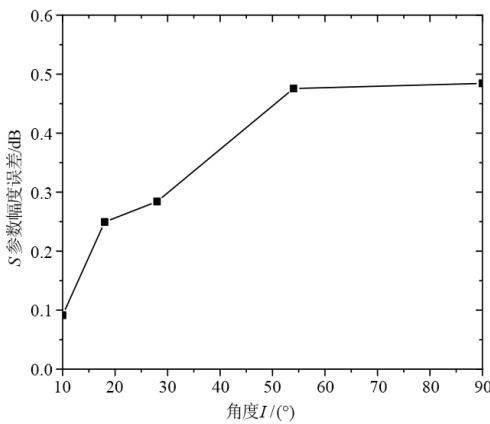


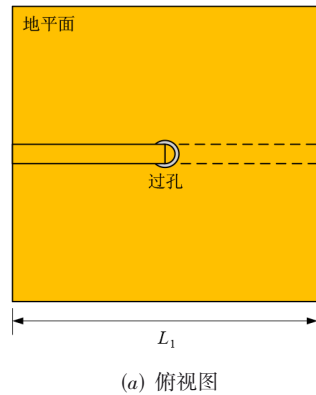
图4 惠更斯端口相对于源的角度 I 和结果误差关系

表 1 端口相对源的角度和插损误差数据 单位: dB

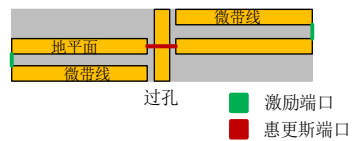
角度 $I / (^{\circ})$	整体计算和区域分解计算对比误差项			
	平均值	均方值	最小值	最大值
10	0.09	0.3	0.001	6.9
18	0.25	0.5	0.002	6.5
28	0.28	0.6	0.005	9.9
54	0.47	1.0	0.001	15.8
90	0.48	0.9	0	11.5

在表2中详细列出. 可以看到, 在单一主模式下, S_{11} 的平均误差为 3 dB, S_{12} 的平均误差为 2.4 dB; 而当惠更斯端口包含 7 个模式时, S_{11} 的误差为 0.3 dB, S_{12} 的误差为 0.02 dB. 由上可以看到, 惠更斯端口模式数目越多, 方法引入的计算误差越小.

通过上述分析可以看出, 利用惠更斯端口可以将整体 PCB 模型分解为若干子区域进行独立分析计算, 并通过惠更斯端口表征子区域间的相互作用和能量传输关系. 针对具有 PCB 层叠结构的复杂电子系统而言, 惠更斯端口实现了系统的自由分解和分类分层级处理的分析过程, 具有消耗资源少、仿真计算速度快、



(a) 俯视图



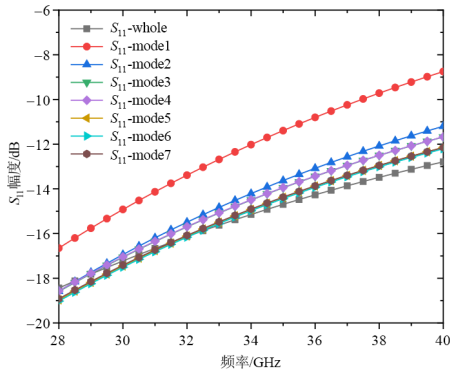
(b) 截面图

图5 高阶模式共存时惠更斯端口包含模式数对计算精度影响验证模型

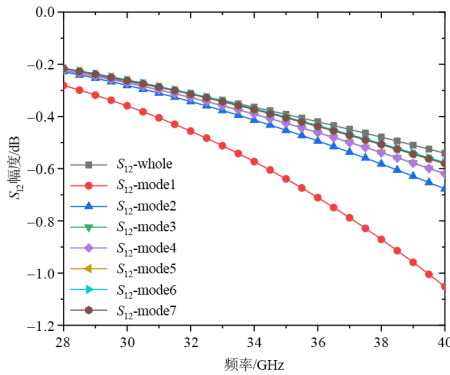
数据可重复利用率高等优点, 可以广泛应用在复杂 PCB 电路系统信号完整性分析、优化、迭代设计等应用中.

2.5 惠更斯等效原理优势和适用场景

本文提出的 PCB 建模方法利用惠更斯等效原理将完整的 PCB 结构分割为若干不同子区域, 并用等效端口的方法表征子区域间的能量交换. 此种 PCB 分析方法的创新性在于: (1) 首次将惠更斯等效原理用于描述和表征不同子区域间的能量交换现象; (2) 首次将惠更斯等效原理利用等效端口的形式具体的应用在工程实际中; (3) 首次将惠更斯等效原理用于分析和简化大规模复杂 PCB 结构, 并实现了理论模型计算和产品实测



(a) 反射系数对比



(b) 传输系数对比

图6 利用模式端口实现的子区域独立分析效果图

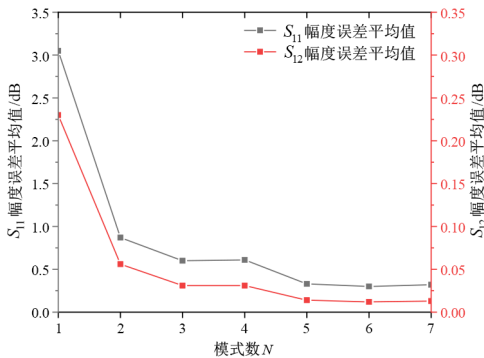


图7 模式端口包含的模式总数与结果误差关系

的对比和验证。

本文提出的基于惠更斯等效原理的高速高密度 PCB 分级建模方法其优势在于：

- (1) 利用等效原理将复杂 PCB 结构分解为简单的子区域, 实现了模型简化、并行快速计算的目标, 提高计算成功率和效率, 减少系统仿真计算时间;
- (2) 降低了计算方法对硬件资源的消耗, 并提升了系统分布式计算的可扩展性;
- (3) 针对典型常用 PCB 区域结构模型, 可以创建元件/功能区域库, 将其物理结构和电磁特性预先封装在库中, 实现快速调用和调试。

表2 端口模式数目和插损误差数据 单位: dB

模式数 N	整体计算和区域分解计算对比误差项			
	平均值	均方值	最小值	最大值
$S_{11}, N=1$	3.057 58	0.642 54	1.787	4.041
$S_{12}, N=1$	0.234 02	0.131 61	0.057	0.511
$S_{11}, N=2$	0.874 04	0.480 50	0	1.593
$S_{12}, N=2$	0.056 49	0.038 59	0.004	0.137
$S_{11}, N=3$	0.603 13	0.340 71	0	1.112
$S_{12}, N=3$	0.030 80	0.023 50	0	0.079
$S_{11}, N=4$	0.612 02	0.340 31	0	1.117
$S_{12}, N=4$	0.031 10	0.023 51	0	0.079
$S_{11}, N=5$	0.327 49	0.183 95	0.001	0.645
$S_{12}, N=5$	0.013 69	0.011 59	0	0.040
$S_{11}, N=6$	0.307 60	0.170 61	0.001	0.585
$S_{12}, N=6$	0.012 13	0.009 98	0	0.036
$S_{11}, N=7$	0.322 05	0.182 73	0	0.640
$S_{12}, N=7$	0.013 66	0.011 59	0	0.040

本文提出的基于惠更斯等效原理的高速高密度 PCB 分级建模方法可以应用在各种 PCB 结构的电子系统分析和计算中. 针对高速多层走线设计、密集器件和过孔结构、电源地混合参考结构等一系列复杂 PCB 结构的分析和计算均有有效的简化和加速效果。

3 PCB 分级建模方法

第2节重点介绍了基于惠更斯等效原理的 PCB 分级建模的理论基础, 并给出了惠更斯端口的定义和使用方法. 本节将介绍基于惠更斯端口的 PCB 模型区域分割和区域分解的分类分级建模方法, 并通过实例给出此种分级建模方法的具体流程。

3.1 基于惠更斯等效原理的 PCB 建模流程

根据 2.2 节的推导, 利用惠更斯端口可以简单地表征一个电磁区域被分解为两个相邻子区域后, 两个独立分析的子区域间的相互作用关系和能量传输关系. 利用这一原理可以将复杂 PCB 层叠互联系统分解为相互独立的子区域, 利用不同的电磁计算方法处理不同子区域内部的电磁兼容和信号完整性问题. 然后, 利用惠更斯端口将独立的子区域互联起来, 最终得到整体模型的电磁响应。

上述分级分类 PCB 建模流程可以分为三个步骤, 如图 8 和图 9 所示. 首先, 将给定的复杂 PCB 物理模型进行全面的结构分析, 按照局部区域电波传输和分布的不同模式, 确定典型的电路结构和功能区域: 例如 PCB 不同电源层区域、靠近 BGA 封装的过孔群区域、输入输出接口区域、传输线区域、设计过程中需要反复迭代的调试区域等. 确定不同功能区域后, 按照惠更斯端口的使用方法为这些区域设定区域边界, 这样每个功

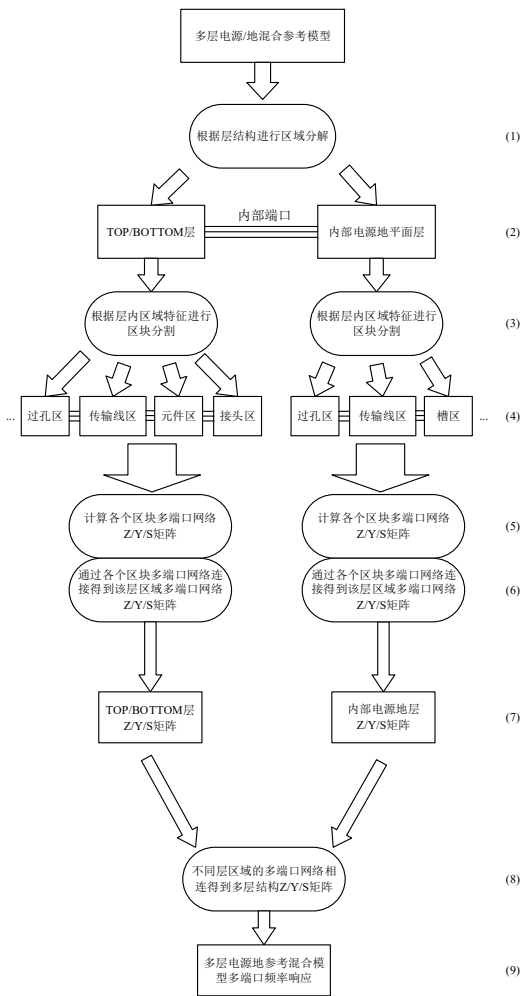


图 8 PCB 分级分类建模方法流程

能不同的区域被封装为相互独立的模块。这些不同类别的子区域间的相互作用关系通过区域边界上的惠更斯端口进行描述,因此惠更斯端口在相邻区域边界上是成对存在的。同时,惠更斯端口间的对应关系也反映了子区域互联的逻辑关系。通过这一步处理,复杂的 PCB 层叠结构被分解为具有不同物理和功能特征子区域独立分析计算。值得注意的是,这种子区域的划分同时存在于垂直和水平两个方向。区别在于,PCB 电子系统的垂直区域分解往往选取整个电源或地层作为分界面,将不同类型的电源-地平面分解为不同子区域进行分析,并通过过孔处的模式端口描述不同层级区域间的能量传输关系;PCB 电子系统的水平区域分割则是根据电路局部电场模式和功能不同进行的,不同分割区域间的能量传输通过与波前相切的惠更斯端口描述。当然,对 PCB 层叠结构进行垂直方向的区域分解和水平方向的区域分割可以同时应用在同一区域,实现不同方向上的分层次区域分解效果。垂直区域分解

和水平区域分割的具体流程如图 8 所示。

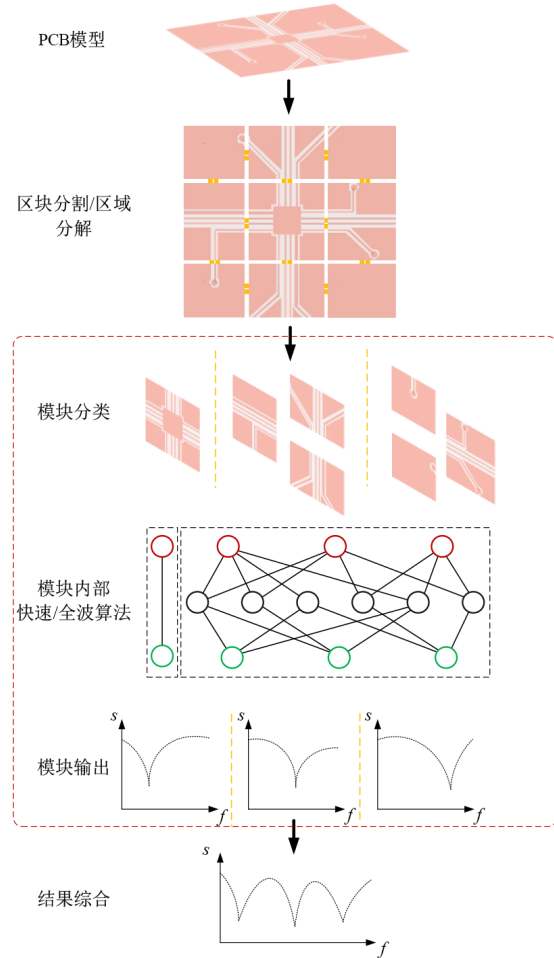


图 9 PCB 分级分类建模计算示意图

第二步,在按照电路物理结构和区域功能的区别完成区块分割和区域分解步骤后,不同类别的子区域被封装为不同的模块。根据不同模块的结构特点,选取专用电磁算法对模块进行电磁分析计算。由于模块之间可以独立计算,使得模块的分析方法丰富多样:当模块内部过孔数量很多,并且过孔和边界规则,可以利用基于物理的过孔模型或 Foldy-Lax 方程进行快速建模;规则电源-地平面阻抗可以利用 Cavity 方法快速计算;传输线模型可以使用二维准静态的解析模型进行计算;不规则的电路区域可以利用 2D/3D 数值方法分析计算;常用的电路结构模块还可以索引到数据库中,当库中的数据量很大时,可以利用神经网络和机器学习的方法实现对既有电路模型的快速分析。

第三步,经过区块分割和区域分解并对不同子区域独立分析计算后,根据成对的惠更斯端口确立的区域间的物理和逻辑连接关系,将不同类别不同层级的区域分析结果综合得到整体模型的电磁响应,最终得到整体 PCB 层叠结构的电磁特性,如图 9 所示。

这样,本文提出的基于惠更斯等效原理的PCB电子系统分级建模分析方法过程可以总结为:对于给定PCB层叠结构,分析整体模型结构信息,按照电路物理结构和区域功能的区别,对PCB层叠结构进行垂直方向的区域分解和水平方向的区块分割,利用惠更斯端口在边界上表征区域间的能量传输关系,将不同类型的子区域分开分析计算,针对不同电路模型充分发挥不同电磁算法的优势,实现域间并行高效快速电磁响应分析,最后根据区域间的物理和逻辑连接关系,综合各个区域分析结果,得到整体PCB层叠结构的分析结果,完成目标信号完整性和电磁兼容分析任务。

3.2 PCB 分级建模案例

本节将通过具体多层PCB层叠结构实例的分析,展示基于惠更斯等效原理的PCB分级建模分析方法的实现形式。

图10(a)展示了复杂高速PCB结构中封装级+板级信号完整性分析问题。此PCB模型水平尺寸为84 mm×84 mm,问题求解频率为0~40 GHz。表3展示了此复杂PCB模型的垂直方向层叠结构,包含底板和基板共42层金属电源/地结构,其中基板的金属层数为10,背板的金属层数为32,分别包含电源层、地层、信号层和空腔层。被求解PCB层叠结构主要包含的电路结构和功能区域有:BGA过孔区域、SMA接口区域、传输线区域、电源-地平面等等。

根据3.1节提出的基于惠更斯端口的子区域分解规则,将图10(a)所示的复杂PCB层叠结构按照图10(b)和10(c)所示的边界线进行区块分割和区域分解。图10(b)展示的是横向区块分割线,按照物理结构和功能不同,分析区域可以分为BGA区域(区域1)、SMA区域(3~10区域)、过孔区域(2区域)等。区块分割的边界线尽量保证了惠更斯端口相对于入射波方向的垂直。图10(c)展示的是纵向区域分解分界线,按照PCB自然金属地层边界,分析区域被分解为若干子层区域。从图10(c)中可以看到,42层的PCB层叠结构被分解为6个子层区域,子层区域之间通过过孔处的惠更斯端口相连。同时,不同的子层区域被分割为不同的区块进行分析。从图10(c)中可以看到,ART24-BOTTOM子层区域被分割为BGA区域和电源-地平面;ART08-16子层区域被分割为BGA区域和信号传输线区域。

由于被分析PCB结构实例中包含了大量的不规则结构,故子区域内部的分析计算均采用了3D-FEM数值计算方法,这样最大限度地减少了不同电磁算法引入的计算误差,可以更加准确地考察基于惠更斯等效原理的PCB电子系统分级建模方法本身产生的计算误差。

表3 多层PCB电子系统层叠结构

层数	类型	层数	类型	层数	类型	层数	类型
Top	G	02	G	13	S	24	G
02	S	03	G	14	G	25	G
03	G	04	G	15	G	26	C
04	C	05	S	16	G	27	G
05	G	06	G	17	G	28	C
06	G	07	C	18	G	29	G
07	G	08	G	19	G	30	P
08	G	09	G	20	C	31	G
09	P	10	G	21	G	Bot.	G
Bot.	G	11	C	22	C		
Top	G	12	G	23	G		

注:G表示地平面;P表示电源平面;S表示信号层;C表示BGA区域的镂空结构。

4 结果与分析

本节展示利用基于惠更斯等效原理的PCB分级建模分析方法分析3.2节具体实例的计算结果和实测结果的对比数据。随后利用本文提出的分级建模方法分析19种不同类型的复杂PCB层叠结构,并给出基于惠更斯等效原理的PCB分级建模方法计算结果与实测对比的误差统计。

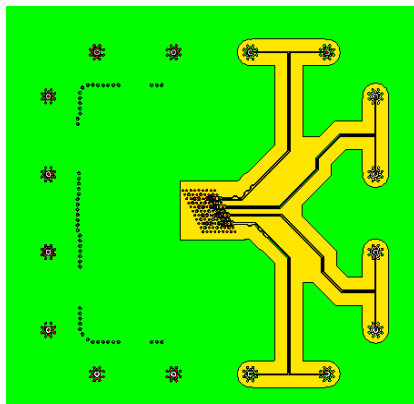
4.1 典型案例结果

4.1.1 串扰和插损数据

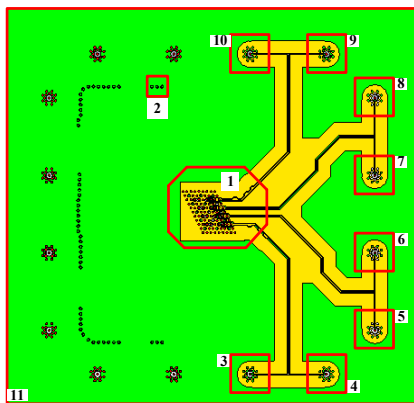
图11详细展示了利用本文提出的PCB分级建模仿真方法对图10所示的复杂PCB多层结构进行分析计算得到的不同物理端口间的串扰曲线和插损曲线。对比根据本文方法计算和实验测试得到的所有端口数据,可以发现0~40 GHz频率范围内,对于复杂PCB多层结构体现出的全部极大值、极小值以及曲线变化趋势,使用本文提出的PCB分级建模仿真方法实现了完整预测。将不同端口得到的计算与测试数据进行统计,可以得到如下结果:在低频段(0~28 GHz),串扰平均频偏为6.06%,串扰平均幅度误差为2.5 dB;在高频段(28~40 GHz),串扰平均频偏为3.3%,串扰平均幅度误差为2.3 dB。计算与测试插损误差结果为:在低频段(0~28 GHz),插损平均频偏为5.5%,插损平均幅度误差为0.1 dB;在高频段(28~40 GHz),插损平均频偏为3.4%,插损平均幅度误差为0.5 dB。在此应用实例分析结果中,本文提出的PCB分级建模与评估方法表现出良好的计算精度。同时,在其他类型PCB结构中对方法的精度进行了反复测试,其结果将在4.2节中呈现。

4.1.2 层数和厚度的影响

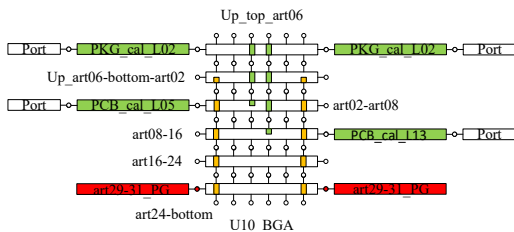
基于惠更斯等效原理的PCB分级建模方法不仅可以复杂的电磁系统简化为子区域进行分析,还可以利用子区域独立分析方法的特点,根据不同区域的电



(a) 整体俯视图



(b) 水平分区示意图

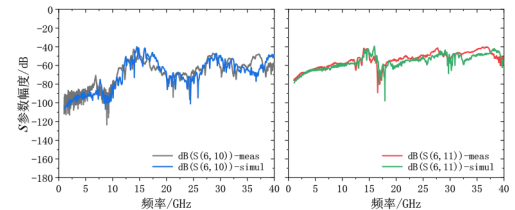


(c) 垂直分区示意图

图 10 基于惠更斯等效原理的 PCB 电子系统分级建模分析方法的应用实例

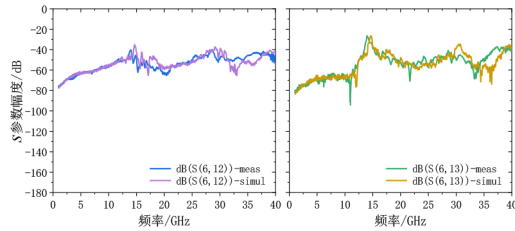
磁响应特征,分析得到不同区域对整体复杂模型的影响. 本小节将结合 3.2 节给出的多层电源地混合 PCB 案例模型,利用本文提出的基于惠更斯等效原理的 PCB 分级建模方法的独特优势,详细分析多层 PCB 模型结构中层叠数量和层叠厚度对整体模型电磁特性的影响.

根据 3.2 节的介绍,本文提出的分析方法将 42 层的复杂 PCB 案例在纵向上分解为 6 个子区域,分别为基板的 top 层到基板 art06 层(up-top_art06),基板 art06 层到背板 art02 层(up-art06_bottom-art02),背板 art02 层到背板 art08 层(art02-art08),背板 art08 层到背板 art16 层



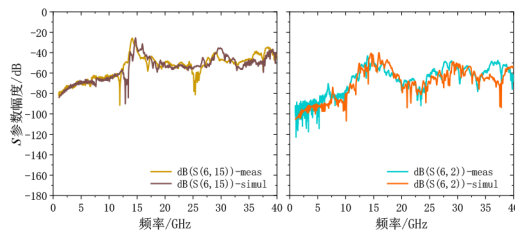
(a) 端口 10

(b) 端口 11



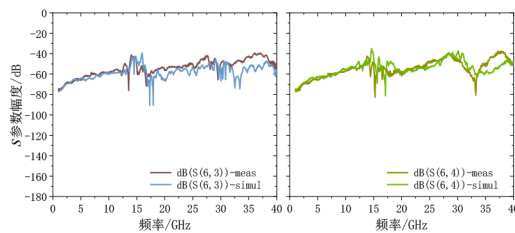
(c) 端口 12

(d) 端口 13



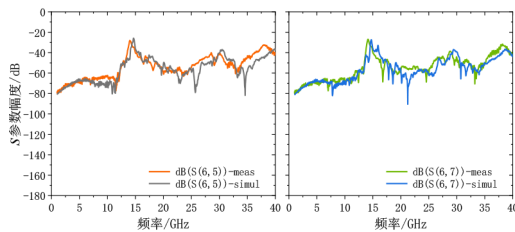
(e) 端口 15

(f) 端口 2



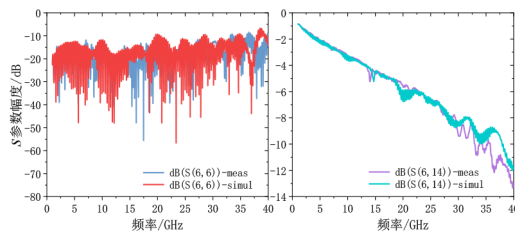
(g) 端口 3

(h) 端口 4



(i) 端口 5

(j) 端口 7



(k) 端口 6

(l) 端口 14

图 11 方法对实际案例计算结果和实测数据曲线

(art08-art16), 背板 art16 层到背板 art24 层 (art16-art24), 背板 art24 层到背板 bottom 层 (art24-bottom). 上述不同子层区域的电磁特性均在计算过程中得到, 并且通过这些数据综合, 最终得到了 4.1.1 节中整体结构的串扰数据和插损数据.

现在, 将背板结构中的 4 个子区域单独组合分析, 寻找串扰数据中谐振点来源, 并指出不同层叠数量和不同层叠厚度对系统电磁特性的影响.

图 12 展示了案例 PCB 结构中不同层数和不同厚度下, 同一传输路径上的串扰特性曲线. 通过对比不同子层区域的结果数据, 可以发现: art02-08 区域计算得到的串扰曲线并不存在谐振极值, 从 art08-16 区域开始, 串扰曲线上的极值开始出现. 这说明背板区域内的串扰主要来自于包含传输线的不连续模型结构; 当背板的层数不断增加, 背板的厚度不断变大, 结构内部的串扰极值向低频移动. 在图 12 中可以明显观察到, art02-bottom 模型计算得到的串扰曲线峰值低于 art02-16 和 art08-bottom 的串扰曲线峰值. 通过上述分析可以看到 PCB 层数和板厚对于电磁特性的重大影响. 并且, 当 PCB 理论模型和加工制造后的模型在物理结构上 (铜厚度/介电常数/板厚等) 存在不一致时, 将严重影响电磁仿真计算的精度. 故通常使用模型的实测参数代入理论模型中对实际 PCB 系统进行评估, 从而保证仿真计算的精度.

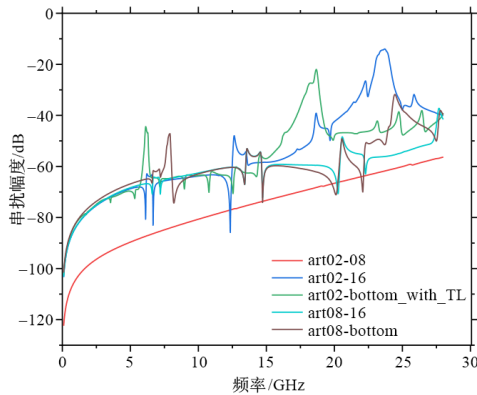


图 12 不同层数不同厚度的 PCB 层叠结构串扰数据

4.2 统计结果

由于相同的方法分析不同类型 PCB 结构时结果精度存在差异, 为了测试本文提出的 PCB 分级建模方法的适用范围和计算稳定性, 使用此方法先后分析了 20 种不同结构、不同类型的复杂高度高密度 PCB 系统, 并将所有结构、所有物理端口得到的串扰数据和插损数据进行汇总分析.

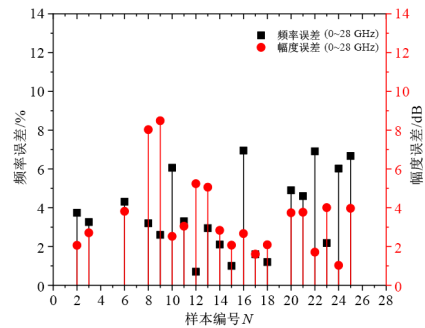
4.2.1 串扰数据

图 13 为低频段 (0~28 GHz) 和高频段 (28~40 GHz)

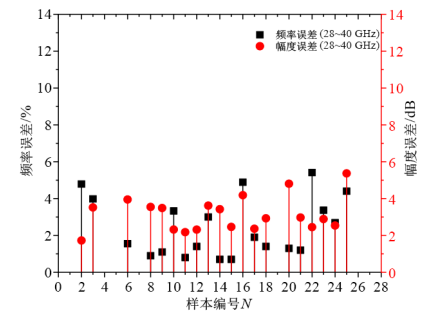
内 20 个区域的串扰误差数据统计结果, 表 4 为具体的统计数值. 通过统计数据可以看到, 低频范围内仿真和测试的串扰平均频偏误差为 3.7%, 平均幅度误差为 3.52 dB. 高频范围内仿真和测试的串扰平均频偏误差为 2.4%, 平均幅度误差为 3.15 dB.

表 4 串扰误差统计数据

误差项	平均值	均方值	最小值	最大值
低频频率	3.7%	2.0	0.7%	7.0%
低频幅度	3.5 dB	2.0	1.0 dB	8.5 dB
高频频率	2.4%	1.6	0.7%	5.4%
高频幅度	3.1 dB	0.9	1.7 dB	5.3 dB



(a) 低频误差



(b) 高频误差

图 13 串扰误差数据统计

4.2.2 插损数据

图 14 为低频段 (0~28 GHz) 和高频段 (28~40 GHz) 内 19 个区域的插损误差数据统计结果, 表 5 为具体的统计数值. 通过统计数据可以看到, 高频范围内仿真和测试的插损平均频偏误差为 2.27%, 平均幅度误差为 0.27 dB; 高频范围内仿真和测试的插损平均频偏误差为 1.4%, 平均幅度误差为 0.55 dB. 统计数据证明, 针对不同类型的电子电路系统, 基于惠更斯等效原理的 PCB 分级建模分析方法具有良好的精度和误差稳定性.

4.3 不同方法对比

针对不同电路类型和物理结构, 表 6 列举了不同类型计算方法和性能指标. 面对规则的电源平面和过孔区域, 散射法和等效电路法等解析方法可以实现

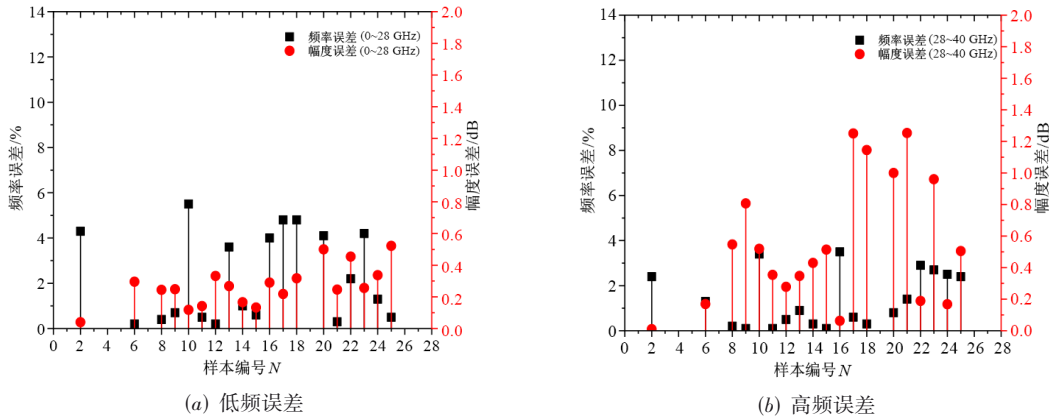


图 14 插损误差数据统计图

表 5 插损误差统计数据

误差项	平均值	均方值	最小值	最大值
低频频率	2.3%	1.9	0.2%	5.5%
低频幅度	0.3 dB	0.1	0.04 dB	0.5 dB
高频频率	1.4%	1.2	0.1%	3.5%
高频幅度	0.6 dB	0.4	0.01 dB	1.3 dB

目标结构的快速精准计算;而面对不规则物理结构

和模型,区域分解法实现了复杂 PCB 结构的有效计算. 与其他方法只能计算单一类型区域或者规则区域相比,本文提出的基于惠更斯等效原理的 PCB 分级建模方法实现了针对任意过孔/电源平面/传输线结构的建模和分析,并对任意高速高密度复杂多层 PCB 结构给出了以实测数据为基准的电磁计算结果,0~40 GHz 大带宽频率范围内频偏误差为 3.7%,幅度误差为 ±3 dB.

表 6 高速高密度 PCB 电磁仿真计算方法国内外研究现状

文献来源	方法类型	适用范围	精度	基准	频率范围	尺度	时间
文献[33]	散射法	规则过孔区域	3%	HFSS	100 GHz	23λ, 4层	小于 10 min
文献[23]	区域分解	任意整体电源平面	5%	HFSS	60 GHz	2λ, 2层	比全波快 8 倍
文献[20]	散射法	任意过孔区域	2%	HFSS	50 GHz	33λ, 2层	比全波快 10 倍
文献[22]	等效电路	规则过孔/电源平面/传输线	6.7%	实测数据	40 GHz	20λ, 6层	小于 3 min
本文	区域分解	任意过孔/电源平面/传输线	3.7%	实测数据	40 GHz	11λ, 42层	5 h

5 总结

本文发现了电子通信系统中,高密度三维电路线路中垂直层间构造和水平区间构造的电磁关联特征及其相互作用的行为规律,基于惠更斯等效原理,定义了可作用于区域边界的惠更斯端口,提出了几何特征依赖的垂直区域分解处理方法和几何特征依赖的水平区域分割处理方法,突破了垂直层间分离和水平区间耦合处理屏障,实现了几何基(依赖)分区分割超大规模超高集成度超宽频段混合电路结构电磁环境的高效、快速、高精度及其可靠处理,国际上首次实现了 25 GHz 以上带宽理论数据和产品级实验数据比对,为复杂高速高密度 PCB 快速高效建模分析与计算提供了新的思路.

参考文献

[1] FAN J, YE X, KIM J, et al. Signal integrity design for high-speed digital circuits: Progress and directions[J].

IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2010, 52(2): 392-400.

[2] TAN X H, WANG W M, WU Y L, et al. Enhancing isolation in dual-band meander-line multiple antenna by employing split EBG structure[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019, 67(4): 2769-2774.
 [3] MAO J L, XIE G, GAO J C, et al. Energy efficiency optimization for OFDM-based cognitive radio systems: A water-filling factor aided search method[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(5): 2366-2375.
 [4] LIU Q, LIU Y A, WU Y L, et al. Compact wideband circularly polarized patch antenna for CNSS applications[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2013, 12: 1280-1283.
 [5] GAO S S, SUN S, XIAO S Q. A novel wideband bandpass power divider with harmonic-suppressed ring resonator[J].

- IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2013, 23(3): 119-121.
- [6] SUN S. A dual-band bandpass filter using a single dual-mode ring resonator[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2011, 21(6): 298-300.
- [7] ZHENG S Y, CHAN W S, MAN K F. Broadband phase shifter using loaded transmission line[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2010, 20(9): 498-500.
- [8] LIU X, LIU Y A, LI S L, et al. A three-section dual-band transformer for frequency-dependent complex load impedance[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2009, 19(10): 611-613.
- [9] LI E P, WEI X C, CANGELLARIS A C, et al. Progress review of electromagnetic compatibility analysis technologies for packages, printed circuit boards, and novel interconnects[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2010, 52(2): 248-265.
- [10] SICARD E, WU J F, SHEN R J, et al. Recent advances in electromagnetic compatibility of 3D-ICS - Part II [J]. IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine, 2016, 5(1): 65-74.
- [11] GAO Z D, SU M, GUO X Y, et al. AI-enhanced modal decomposition method for fast and efficient PCB modeling and signal integrity[C]//2023 IEEE 7th International Symposium on Electromagnetic Compatibility (ISEMC). Piscataway: IEEE, 2023: 1-4.
- [12] TSANG L, CHEN H F, HUANG C C, et al. Modeling of multiple scattering among vias in planar waveguides using Foldy-Lax equations[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2001, 31(3): 201-208.
- [13] CHEN H F, LI Q, TSANG L, et al. Analysis of a large number of vias and differential signaling in multilayered structures[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2003, 51(3): 818-829.
- [14] OO Z Z, LIU E X, LI E P, et al. A semi-analytical approach for system-level electrical modeling of electronic packages with large number of vias[J]. IEEE Transactions on Advanced Packaging, 2008, 31(2): 267-274.
- [15] SCHUSTER C, SELLI G, KWARK Y H, et al. Progress in representation and validation of physics-based via models[C]//2007 IEEE Workshop on Signal Propagation on Interconnects. Piscataway: IEEE, 2007: 145-148.
- [16] RIMOLO-DONADIO R, GU X X, KWARK Y H, et al. Physics-based via and trace models for efficient link simulation on multilayer structures up to 40 GHz[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009, 57(8): 2072-2083.
- [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 Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2008, 56(9): 2118-2128.
- [18] ZHANG Y J, FAN J. An intrinsic circuit model for multiple vias in an irregular plate pair through rigorous electromagnetic analysis[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(8): 2251-2265.
- [19] RIMOLO-DONADIO R, MULLER S, DUAN X M, et al. Signal integrity: Efficient, physics-based via modeling: Principles and methods[J]. IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine, 2012, 1(1): 55-61.
- [20] CHANG X, TSANG L. Fast and broadband modeling method for multiple vias with irregular antipad in arbitrarily shaped power/ground planes in 3-D IC and packaging based on generalized foldy-lax equations[J]. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, 2014, 4(4): 685-696.
- [21] HUANG S W, TSANG L. Fast electromagnetic analysis of emissions from printed circuit board using broadband Green's function method[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2016, 58(5): 1642-1652.
- [22] REUSCHEL T, MULLER S, SCHUSTER C. Segmented physics-based modeling of multilayer printed circuit boards using stripline ports[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2016, 58(1): 197-206.
- [23] LI P, JIANG L J, ZHANG Y J, et al. An efficient mode-based domain decomposition hybrid 2-D/Q-2D finite-element time-domain method for power/ground plate-pair analysis[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2018, 66(10): 4357-4366.
- [24] SCHARFF K, BRUNS H D, SCHUSTER C. Efficient crosstalk analysis of differential links on printed circuit boards up to 100 GHz[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2019, 61(6): 1849-1859.
- [25] SCHARFF K, SCHIERHOLZ C M, YANG C, et al. ANN performance for the prediction of high-speed digital interconnects over multiple PCBs[C]//2020 IEEE 29th Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems (EPEPS). Piscataway: IEEE, 2020: 1-3.
- [26] LI C F, CAI K, OUYANG M, et al. Mode-decomposition-based equivalent model of high-speed vias up to 100 GHz [J]. IEEE Transactions on Signal and Power Integrity, 2023, 2: 74-83.
- [27] LI Y, YU H Y, LI E P. Signal integrity analysis of neuronal spike signal in 3-D packaging[J]. IEEE Transactions on Signal and Power Integrity, 2023, 2: 84-93.
- [28] ZHAO B Y, BAI S Q, FAN J, et al. PEEC modeling in 3D IC/package applications based on layered Green's functions[J]. IEEE Transactions on Signal and Power In-

tegrity, 2023, 2: 23-31.

- [29] ZHANG L, JIANG L, JUANG J, et al. Decoupling optimization for complex PDN structures using deep reinforcement learning[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, 2023, 71(9): 3773-3783.
- [30] HUYGENS C. Traité De La Lumière[M]. Leyden: Pieter van der Aa, 1690.
- [31] BORN M, WOLF E, HECHT E. Principles of optics: Electromagnetic theory of propagation, interference and diffraction of light[J]. Physics Today, 2000, 53(10): 77-78.
- [32] 刘元安, 高攸纲. 新边界积分方程法及其应用[J]. 北京邮电大学学报, 1995, 18(2): 1-7.
LIU Y A, GAO Y G. New boundary integral equation method and its application[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 1995, 18(2): 1-7. (in Chinese)
- [33] WU B P. High speed vertical interconnect analysis for dense pin assignment optimization using electromagnetic multiple scattering techniques[C]//2018 International Conference on Electronics Packaging and iMAPS All Asia Conference (ICEP-IAAC). Piscataway: IEEE, 2018: 161-163.

作者简介



刘元安 男, 1963年出生, 四川乐至人. 北京邮电大学电子工程学院教授, 博士生导师. 主要研究方向为电磁场与微波技术. 中国电子学会会员编号: E190004687F.
E-mail: yuliu@bupt.edu.cn



高兆栋 男, 1996年出生, 河北雄安人. 北京邮电大学电子工程学院博士后研究员. 主要研究方向为声振动激励天线.
E-mail: zdgao@bupt.edu.cn



孙胜 男, 1980年出生, 陕西西安人. 电子科技大学电子科学与工程学院教授, 博士生导师. 获“中国电子学会优秀科技工作者”荣誉称号及中国电子学会科学技术奖3项. 在国内外发表学术论文220余篇. 中国电子学会会员编号: E190014062S.
E-mail: sunsheng@uestc.edu.cn



苏明 男, 山东安丘人. 北京邮电大学电子工程学院副教授, 博士生导师. 主要研究方向为天线理论与技术. 中国电子学会会员编号: E190013005M.
E-mail: suming@bupt.edu.cn



郑少勇 男, 1981年出生, 福建泉州人. 中山大学电子与信息工程学院教授, 博士生导师. 主要研究方向为电磁场与微波技术. 中国电子学会会员编号: E190011728M.
E-mail: zhengshaoyou@mail.sysu.edu.cn



吴帆 女, 1981年5月出生于广西柳州. 现为北京邮电大学电子工程学院教授, 博士生导师. 历年来主持国家自然科学基金重大项目课题、国家“863计划”课题等国家级和省部级项目24项, 已在本领域有影响力的学术期刊和会议上发表论文百余篇, 获授权专利28项, 转让4项, 获省部级科研奖励5项. 中国电子学会会员编号: E190037244M.
E-mail: wufanwww@bupt.edu.cn



郭星月 女, 1988年9月出生于黑龙江省肇东市. 现为北京邮电大学电子工程学院特聘副研究员, 博士生导师. 研究方向包括计算电磁学、特征模理论、电磁兼容与天线设计等. 中国电子学会会员编号: E190037222M.
E-mail: gxy4010@126.com



穆冬梅 女, 1986年出生. 现为北京邮电大学电子工程学院工程师. 主要研究方向为电磁测试与电磁兼容、智能天线设计等. 中国电子学会会员编号: E190020268M.
E-mail: mdm@bupt.edu.cn