

DOI: 10.13382/j.jemi.B2508773

去耦电容阻抗参数测试与夹具去嵌入技术*

张榕方¹ 年夫顺^{1,2} 袁国平²

(1. 中北大学仪器与电子学院 太原 030051; 2. 中电科思仪科技股份有限公司 青岛 266555)

摘要: 纳米级半导体工艺下芯片电压已低至 0.8 V, 部分芯片功耗突破 700 W, 最高电流超过 2 000 A, 对支撑芯片工作的电源分配网络提出了宽频带范围、超低阻抗、低损耗等要求。电源分配网络当中去耦电容的本征参数是优化设计的关键, 为了获取精确的电容参数模型, 用于电源分配网络电源完整性仿真与分析, 提出了基于矢量网络分析仪的高精度宽带去耦电容本征参数提取方法, 引入矢量拟合和误差修正方法, 解决了迹线噪声导致的测试轨迹过零问题, 并提取了去耦电容本征参数。搭建了实验系统, 设计了夹具并实施多级校准和夹具去嵌入, 测试频率范围 500 Hz~3 GHz, 电容容值误差 $\leq 5\%$, 等效串联电阻误差 $\leq 3\%$, 等效串联电感误差 $\leq 6\%$, 去耦电容本征参数测试值与参考值一致, 代入等效模型得到的阻抗曲线与测量结果一致。该方法可高效可靠地获取去耦电容本征参数, 为电源分配网络优化设计提供可靠数据, 对支撑算力网络和数字系统等供电系统研发具有重要的工程意义。

关键词: 电源分配网络; 去耦电容; 夹具去嵌入; 阻抗参数提取

中图分类号: TM935.2; TN6 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1050

Decoupling capacitor impedance parameter testing and fixture de-embedding technology

Zhang Rongfang¹ Nian Fushun^{1,2} Yuan Guoping²

(1. School of Instrument and Electronics, North University of China, Taiyuan 030051, China;

2. Ceyear Technologies Co., Ltd., Qingdao 266555, China)

Abstract: In nanoscale semiconductor manufacturing processes, the operating voltage of chips has been reduced to as low as 0.8 V, while the power consumption of some chips exceeds 700 W and the peak current exceeds 2 000 A. These trends impose stringent requirements on the power distribution network (PDN) that supports chip operation, including wide frequency bandwidth, ultra-low impedance, and low power loss. The intrinsic parameters of decoupling capacitors within the PDN are critical to its optimal design. To obtain accurate capacitor parameter models for PDN power integrity simulation and analysis, this paper proposes a high-precision broadband method for extracting the intrinsic parameters of decoupling capacitors based on a vector network analyzer (VNA). Vector fitting and error correction techniques are introduced to address the zero-crossing issue in test trajectories caused by trace noise, and the intrinsic parameters of the decoupling capacitors are extracted. An experimental system is constructed, with fixtures designed and multi-stage calibration and fixture de-embedding implemented. The test frequency range is 500 Hz to 3 GHz, achieving a capacitance error of $\leq 5\%$, an equivalent series resistance (ESR) error of $\leq 3\%$, and an equivalent series inductance (ESL) error of $\leq 6\%$. The measured intrinsic parameters of the decoupling capacitors are consistent with the reference values, and the impedance curves derived from substituting these parameters into the equivalent model align with the measured results. This method enables efficient and reliable extraction of the intrinsic parameters of decoupling capacitors, providing robust data for the optimal design of PDN and holding significant engineering value for the development of power supply systems supporting computing networks and digital systems.

Keywords: PDN; decoupling capacitor; fixture de-embedding; impedance parameter extraction

0 引言

半导体工艺进入纳米级时代,部分芯片电压已低至 $0.8\text{ V}^{[1]}$ 。算力网络与数据交换中心等数字设备瞬态峰值电流超过 $2\ 000\text{ A}$,且电流变化率极高。算力网络与数据交换中心等数字设备要求电源分配网络(power distribution network, PDN)^[2]在宽频带内呈现出极低的阻抗,满足瞬态电流需求,把供电电压波动严格限制在容限之内。去耦电容是降低 PDN 阻抗的核心元件^[3],其高频特性由等效串联电感和等效串联电阻等寄生参数主导。在低压大电流场景下,寄生参数的微小误差都可能在瞬态大电流作用下被放大为不可接受的电压噪声。所以获取精确的电容模型是 PDN 可靠设计与电源完整性仿真的前提。在实际工程中许多电容供应商没有提供完整的电容寄生参数模型,高性能电容等效串联电感和等效串联电阻已降至微亨和毫欧级,对测量精度要求更加严格。目前常用的去耦电容阻抗参数测试方法主要有自动平衡电桥法、谐振法、伏安法和时域反射法等,其中自动平衡电桥法^[4]相对于传统电桥,解决了手动操作平衡问题,并减少了测量误差,适用于 100 MHz 以下阻抗测量。谐振法^[5]利用调谐回路的谐振特性测量阻抗,多用于电感及 Q 值的计量。伏安法^[6]通过测量电压和电流参数获得阻抗参数。时域反射法^[7]属于高频阻抗测量方法,在低频段很少使用。

针对去耦电容等效阻抗测量需求,提出了一种基于矢量网络分析仪(vector network analyzer, VNA)^[8-9]的高精度宽带电容参数提取方法。针对去耦电容并联方式和串联方式,设计了测试夹具,实施多级校准和夹具去嵌,有效剥离夹具引入系统误差。去耦电容测试夹具去嵌入和误差修正,常用校准方法有 SOLT 方法和 TRL 方法,其中 SOLT 方法^[10]精度较高,被广泛应用,但测量过程非常依赖 SOLT 校准件的精度。TRL 方法^[11]校准精度依赖于空气线定标精度,因低频 $1/4$ 空气线太长,不适合低频校准。在夹具去嵌中引入矢量拟合以抑制 VNA 迹线噪声导致测试轨迹过零问题。最终从数据中提取了包含本征电容值、等效串联电阻值和等效串联电感值的精确物理模型,建立的模型可以直接导入 ADS 等仿真平台形成可复用的电容库,有效提升了高频去耦网络设计的准确性和优化效率。

1 电源分配网络

PDN 是将电能从电源模块传输到负载的完整路径,包括供电端、电源/地平面、去耦电容和用电芯片等,其结构如图 1 所示。当负载芯片内部晶体管同步开关时,引

发微秒至皮秒级电流突变,通过 PDN 寄生电感造成的 Ldi/dt 噪声和寄生电阻产生的压降,导致同步开关噪声^[12],破坏了集成电路的供电电源完整性,需要抑制噪声传播,提高 PDN 工作稳定性。

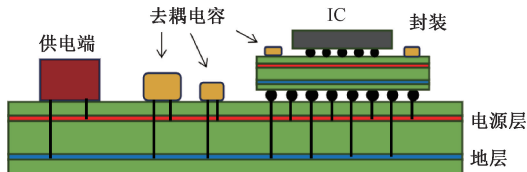


图 1 PDN 基本结构

Fig. 1 The basic structure of PDN

PDN 每一个部分作用各不相同,去耦频段也不一样,图 2 所示为一个典型的板级 PDN 阻抗-频率曲线。PDN 供电端去耦频率通常在 100 kHz 以内,大容量去耦电容去耦频率通常在 1 MHz 左右,陶瓷去耦电容去耦频率通常在 100 MHz 左右,芯片封装和芯片片内电容可以达到数百 MHz 甚至到 GHz 。

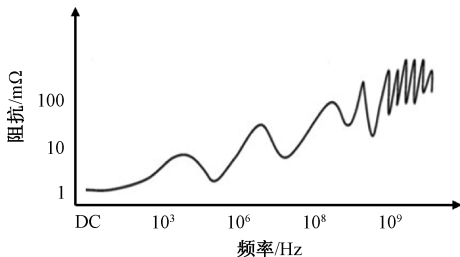


图 2 PDN 阻抗-频率曲线

Fig. 2 PDN impedance-frequency curve

在 PDN 系统中多个不同容值去耦电容与 PCB 电源/地平面电感共同构成一个复杂的谐振网络。去耦电容阻抗特性决定了在网络中行为,PDN 整体阻抗可以通过并联和串联计算获得。因此单个电容阻抗特性精确建模是预测和分析优化 PDN 阻抗性能的先决条件。

去耦电容是实现宽频带低阻抗的关键元件,RLC 串联模型^[13]是描述实际电容器高频行为最常用且最重要的模型,如图 3 所示, C 为电容, R 为等效串联电阻, L 为等效串联电感。

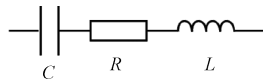


图 3 电容等效模型

Fig. 3 Equivalent model of capacitance

实际电容的阻抗可表示为:

$$Z = R + j2\pi f \times L + \frac{1}{j2\pi f \times C} \quad (1)$$

式中: f 为工作频率; Z 为复阻抗,是等效串联阻抗、等效

串联电感感抗和电容容抗之和。以 Murata 电容 LMK325BJ476M 为例,根据厂家提供的电容模型参数获得的阻抗曲线如图 4 所示,低频时容抗占据主导地位,电容呈容性,高频时感抗占据主导地位,电容呈感性,在自谐振频率处容抗和感抗相互抵消,呈电阻特性。电容寄生参数及非理想特性使去耦效果变差,基于标称参数的 PDN 仿真与实测阻抗存在显著偏差。因此精确测量去耦电容阻抗特性至关重要。

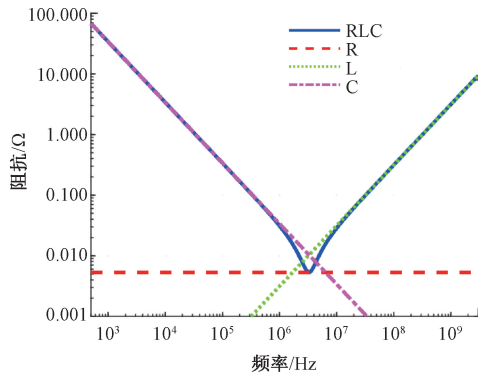


图 4 电容阻抗特性曲线

Fig. 4 Impedance characteristic curve of capacitor

2 测试方法

2.1 连接方式

去耦电容在 PDN 网络中有并联和串联两种连接方式,并联方式等效电路如图 5 所示,串联方式等效电路如图 6 所示。

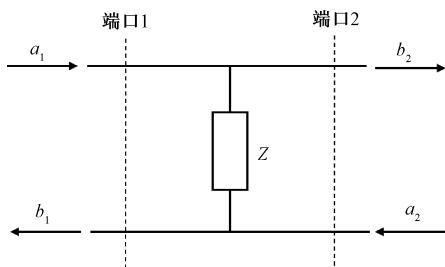


图 5 并联连接

Fig. 5 Parallel connection

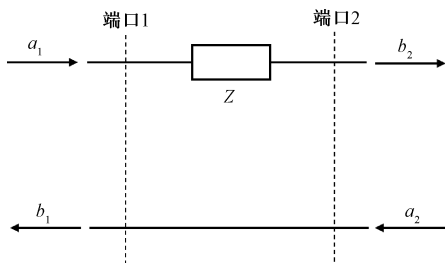


图 6 串联连接

Fig. 6 Series connection

通过 ABCD 参数^[14],利用全部的 S 参数计算阻抗,且在级联去嵌方面具有显著优势。

通过矢量网络分析仪可以获得去耦电容的 S 参数,利用 ABCD 参数和 S 参数的关系可以获得去耦电容特性阻抗。ABCD 参数通过输入电压/电流与输出电压/电流的线性关系定义二端口网络特性。ABCD 参数非常适合描述双端口网络级联特性,当多个双端口网络级联时,其整体 ABCD 矩阵等于各个网络 ABCD 矩阵的乘积^[15-17]。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

根据电压电流关系可以得到并联阻抗的传输参数:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

串联阻抗的传输参数:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

S 参数与 ABCD 参数的转换公式如式(5)所示。

$$\begin{aligned} A &= \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ B &= Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ C &= \frac{1}{Z_0} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ D &= \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \end{aligned} \quad (5)$$

式中: Z_0 为特征阻抗值,通常为 50Ω 。由于并联阻抗由 C 参数的倒数表征,串联阻抗由 B 参数表征,则可得出 S 参数与阻抗的转换关系,对于串联阻抗:

$$Z = Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (6)$$

对于并联阻抗:

$$Z = \frac{2Z_0S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (7)$$

2.2 测试夹具

去耦电容测试夹具结构如图 7 所示,主要由同轴到微带转换器、 50Ω 传输线和去耦电容焊接焊盘组成,焊盘两侧对称地连接着两段完全相同的、特性阻抗严格设计的 50Ω 传输线,两段传输线作为信号通路,把去耦电容嵌入到测试夹具。测试夹具采用高品质 50Ω 同轴连接器,连接器与 VNA 端口相连。

2.3 夹具去嵌入校准

为精确提取被测去耦电容阻抗特性,需消除夹具及连接电缆引入寄生效应。

步骤 1) 矢量网络分析仪同轴电缆测试端口校准,对 VNA 端口执行 SOLT 校准^[18],消除测试电缆损耗、相位

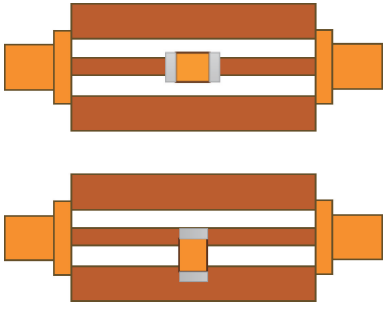


图 7 夹具示意图

Fig. 7 Fixture schematic diagram

偏移及端口失配误差, VNA 测量参考面移至电缆同轴连接器。

步骤 2) 测量得到夹具直通线 S 参数 S_F , 在测试夹具当中设有直通传输线, 测量直通传输线的 S 参数。

$$S_F = \begin{bmatrix} S_{11}^F & S_{12}^F \\ S_{21}^F & S_{22}^F \end{bmatrix}$$

步骤 3) 夹具 S 参数转换为 ABCD 参数; 利用式 (5) 将 S 参数 S_F 转换为 ABCD 参数 $[ABCD]_F$:

$$[ABCD]_F = \begin{bmatrix} A_F & B_F \\ C_F & D_F \end{bmatrix}$$

步骤 4) 得到单侧夹具的 ABCD 参数: 假设夹具对称, 这时近似认为直通结构 $[ABCD]_F$ 就是左夹具 $[ABCD]_L$ 和右夹具 $[ABCD]_R$ 的级联, 如图 8 所示。

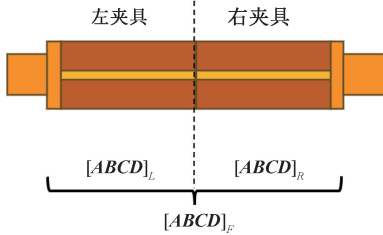


图 8 夹具级联示意图

Fig. 8 Schematic diagram of fixture cascade

在对称假设下, A 和 D 参数关联输入和输出的电压/电流, B 和 C 参数关联跨端口阻抗和导纳, 网络旋转 180° 后, 端口互换导致 A 和 D 参数角色交换而 B 和 C 参数不变, 左右夹具的 ABCD 参数关系为:

$$\begin{bmatrix} A_R & B_R \\ C_R & D_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_L & B_L \\ C_L & A_L \end{bmatrix} \quad (8)$$

夹具直通线的 ABCD 参数 $[ABCD]_F$ 可表示为:

$$\begin{bmatrix} A_F & B_F \\ C_F & D_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_L & B_L \\ C_L & D_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_L & B_L \\ C_L & A_L \end{bmatrix} \quad (9)$$

根据二端口网络的对称性和互易性, 有 $AD - BC = 1$ 且 $A = D$, $[ABCD]_F$ 可进一步简化为:

$$\begin{bmatrix} A_F & B_F \\ C_F & D_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_L^2 + B_L C_L & 2A_L B_L \\ 2C_L D_L & A_L^2 + B_L C_L \end{bmatrix} \quad (10)$$

此时可求解出左夹具的 ABCD 参数 $[ABCD]_L$:

$$\begin{bmatrix} A_L & B_L \\ C_L & D_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{A_F + 1}{2}} & \frac{B_F}{\sqrt{\frac{A_F + 1}{2}}} \\ \frac{C_F}{\sqrt{\frac{A_F + 1}{2}}} & \sqrt{\frac{A_F + 1}{2}} \end{bmatrix}$$

根据左夹具和右夹具的关系可得 $[ABCD]_R$:

$$\begin{bmatrix} A_R & B_R \\ C_R & D_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{A_F + 1}{2}} & \frac{B_F}{\sqrt{\frac{A_F + 1}{2}}} \\ \frac{C_F}{\sqrt{\frac{A_F + 1}{2}}} & \sqrt{\frac{A_F + 1}{2}} \end{bmatrix}$$

步骤 5) 测量去耦电容 S 参数, 焊上去耦电容, 测量含有被测去耦电容的 S 参数 S_i , 并转换为 ABCD 参数, 如图 9 所示, 含被测去耦电容的总 ABCD 矩阵 $[ABCD]_i$ 可以看作是左夹具 ABCD 矩阵 $[ABCD]_L$ 、被测件 ABCD 矩阵 $[ABCD]_d$ 和右夹具 ABCD 矩阵 $[ABCD]_R$ 级联的结果。

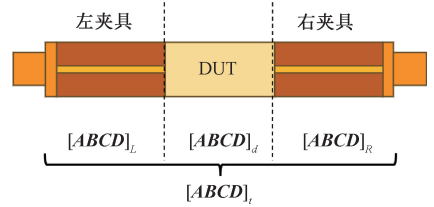


图 9 级联网络示意图

Fig. 9 Schematic diagram of the cascaded network

步骤 6) 获得去嵌后 ABCD 参数, 可由总的 ABCD 参数 $[ABCD]_i$ 左乘和右乘单侧夹具的逆矩阵得到:

$$\begin{bmatrix} A_d & B_d \\ C_d & D_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_L & B_L \\ C_L & D_L \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_R & B_R \\ C_R & D_R \end{bmatrix}^{-1} \quad (11)$$

最后通过数学运算可将去嵌后的去耦电容 ABCD 参数转换回 S 参数 S_d :

$$S_d = \begin{bmatrix} \frac{A_d + \frac{B_d}{Z_0} - C_d Z_0 - D_d}{A_d + \frac{B_d}{Z_0} + C_d Z_0 + D_d} & \frac{2(A_d D_d - B_d C_d)}{A_d + \frac{B_d}{Z_0} + C_d Z_0 + D_d} \\ \frac{2}{A_d + \frac{B_d}{Z_0} + C_d Z_0 + D_d} & \frac{-A_d + \frac{B_d}{Z_0} - C_d Z_0 + D_d}{A_d + \frac{B_d}{Z_0} + C_d Z_0 + D_d} \end{bmatrix}$$

利用 S 参数可以计算出被测去耦电容的阻抗值,根据去耦电容阻抗曲线可以提取电容值 C 、等效串联电阻值 R 和等效串联电感值 L 。以并联方式为例,对于等效串联电阻值 R ,在自谐振频率 f_s 处阻抗值 $Z_{\min}$ 为 R :

$$R = Z_{\min} = \frac{2Z_0 S_{21}^m}{(1 - S_{11}^m)(1 - S_{22}^m) - S_{12}^m S_{21}^m} \quad (12)$$

对于等效串联电感值 L ,选择高于谐振频率的频率点 f_H ,对应阻抗虚部 Z_H 可计算得到 L :

$$L = \frac{Z_H}{2\pi f_H} = \frac{2Z_0 S_{21}^H}{2\pi f_H (1 - S_{11}^H)(1 - S_{22}^H) - S_{12}^H S_{21}^H} \quad (13)$$

对于电容值 C ,选择低于谐振频率的频率点 f_L ,利用对应阻抗虚部 Z_L 可计算得到 C :

$$C = \frac{1}{2\pi f_L Z_L} = \frac{(1 - S_{11}^L)(1 - S_{22}^L) - S_{12}^L S_{21}^L}{4\pi f_L Z_0 S_{21}^L} \quad (14)$$

3 实验与结果

测量仪器使用 N5290A 矢量网络分析仪,以多种不同容值的去耦电容为实验对象,将被测电容焊接于测试夹具,通过 3.5 mm 电缆连接至矢量网络分析仪进行测量,实物连接如图 10 所示。

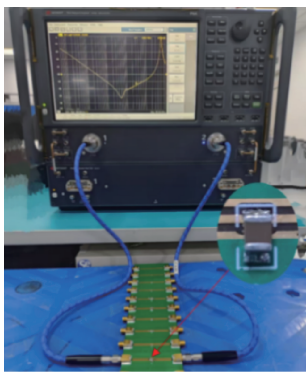


图 10 实物连接

Fig. 10 Physical connection diagram

3.1 夹具去嵌与数据处理

在利用 VNA 测量去耦电容阻抗的过程中,为了保证测量效率,中频带宽设置不能过低,而较宽的中频带宽意味着更高的本底噪声。夹具的 S 参数如图 11 所示,夹具为一段传输线,对于理想传输线,信号从一端传到另一端没有任何能量损失。S21 表示信号从端口 1 入射,从端口 2 输出的损耗,此时 S21 用对数刻度表示为 $20 \times \log_{10}(1) = 0$ dB,一段设计、制作优良的直通线,测量结果接近这个理想值,S12 与 S21 同理。在低频段夹具 S12 与 S21 受噪声影响可能会使 S12 与 S21 超过 0 dB,测试夹具网络参数必须满足无源条件。

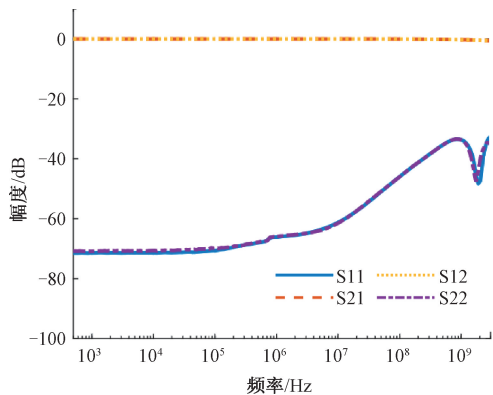


图 11 夹具 S 参数

Fig. 11 Fixture S parameters

夹具反射参数 S11 和 S22 幅度差异 < 1 dB,这表明从夹具两个端口看入输入阻抗特性高度一致,信号在两端遇到反射环境基本对称。S21 和 S12 幅度差异 < 0.1 dB,证明正向和反向传输损耗几乎相同,表明夹具传输路径具有优异双向一致性,因此可以证明夹具在电气特性上表现出高度对称性。

为了抑制迹线噪声对测试数据的干扰,引入矢量拟合^[19-20]技术,矢量拟合是一种频域建模方法,通过将离散的、含有噪声的频域响应数据拟合为一组具有稳定极点的有理函数来实现。其优势在于通过对数据进行光滑拟合,能够有效抑制随机噪声。矢量拟合将 S 参数表示为复数极点-留数形式的有理函数:

$$f(s) \approx \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d + se(s = j\omega) \quad (15)$$

式中: a_n 为极点数量; c_n 为对应留数; d 为常数项; e 为线性项; N 为拟合阶数。

为了更好的表现迹线噪声对 S21 和 S12 的影响以及矢量拟合的效果,单独绘制了 S21 和 S12 拟合前后的曲线,结果如图 12 所示,在进行矢量拟合处理后显著消除了迹线噪声在数据接近零的区域造成的轨迹波动,为后续准确提取去耦电容的低频阻抗特性奠定了基础。

利用经过矢量拟合后的 S 参数进行级联去嵌操作,以 47 F 电容的并联测试数据为例,去嵌后的电容 S 参数如图 13 所示。

3.2 电容阻抗曲线

选择 5 种不同封装形式,不同容值的电容进行实验,以 GRM188D71A106MA73D、LMK325BJ476M、LMK325BJ107MM、TMK325BJ475MN 和 GRM21BR71H104KA01L 电容为例,这些电容均无直流偏置依赖性,以下用电容 1~5 表示。在 500 Hz~3 GHz 范围内对电容进行测量,分别使用串联测量和并联测量得到电容的 S 参数数据,利用式(6)和(7)计算电容阻抗值,以电容制造商已有的电容模型参数作

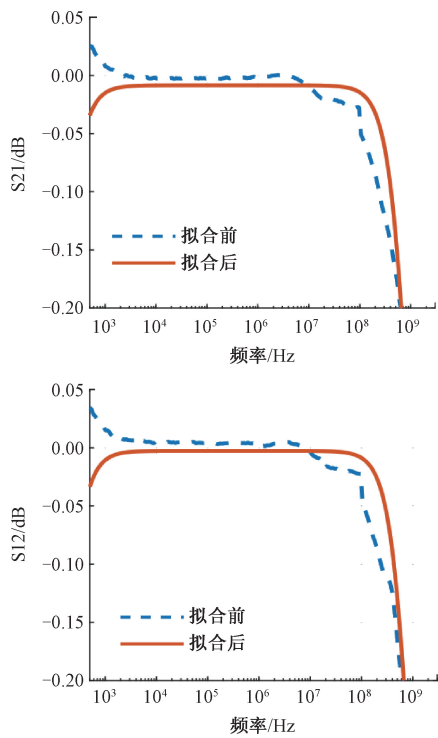


图 12 拟合前后对比

Fig. 12 Comparison before and after fitting

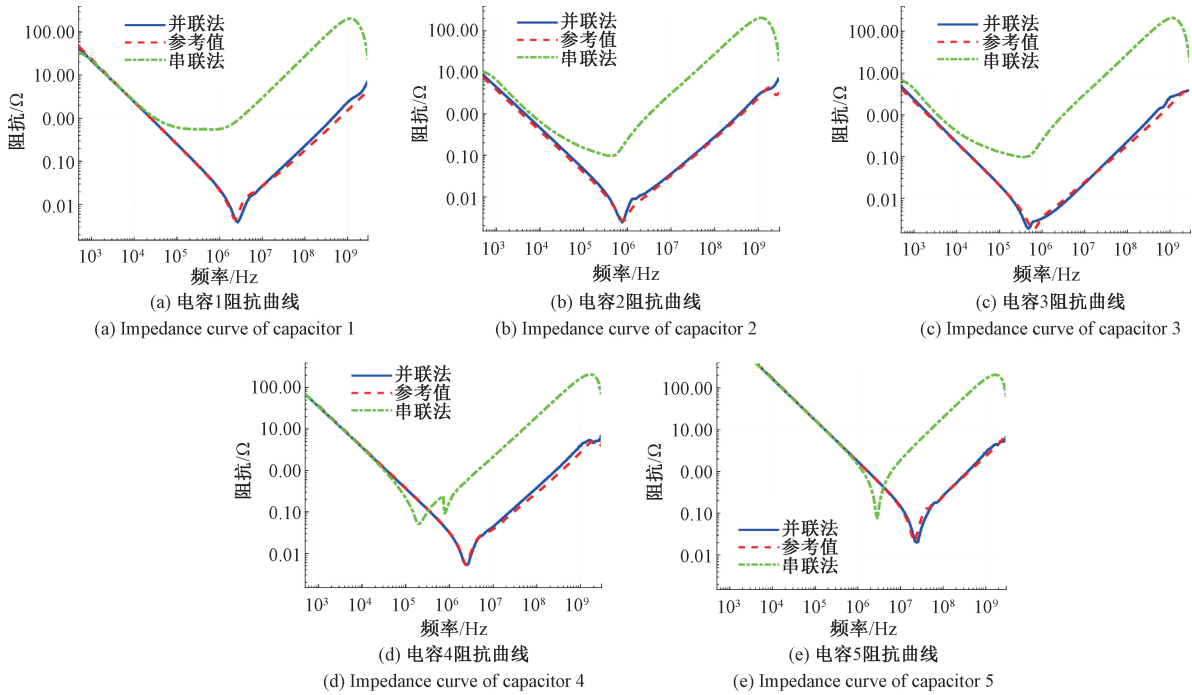


图 14 测试结果对比

Fig. 14 Comparison of test results

间进行误差分析。对每种电容进行 5 次重复测量,计算了每种电容在 100 kHz、自谐振频率 (self-resonant frequency,SRF) 和 100 MHz 处阻抗值的 95% 置信区间,

结果如表 1 所示。
所有电容在观察频段处的置信区间均保持狭窄,表明本方法对不同类型电容均能提供稳定的测量结果。

表 1 不同频率处阻抗 95%置信区间

Table 1 95% confidence intervals of impedance at different frequencies

电容	100 kHz	SRF	100 MHz
1	[0.250 4,0.250 6] Ω	[4.546,4.578] mΩ	[0.207 2,0.207 6] Ω
2	[0.045 8,0.045 9] Ω	[2.570,2.598] mΩ	[0.270 5,0.271 0] Ω
3	[0.021 2,0.021 3] Ω	[1.796,1.828] mΩ	[0.219 3,0.219 8] Ω
4	[0.360 4,0.360 5] Ω	[5.252,5.280] mΩ	[0.374 7,0.375 0] Ω
5	[16.479,16.482] Ω	[20.08,20.10] mΩ	[0.279 3,0.279 8] Ω

表 2 等效串联电阻值

Table 2 Equivalent series resistance value

电容	测试 $R/\text{m}\Omega$	参考 $R/\text{m}\Omega$	相对误差/%
1	4.57	4.43	3.0
2	2.59	2.63	1.5
3	1.82	1.79	1.6
4	5.27	5.29	0.3
5	20.08	20.39	1.5

3.3 电容参数提取

得到不同电容的阻抗曲线后,根据式(12)可得到不同电容的等效串联电阻值 R ,结果如表 2 所示。

在电容的阻抗曲线中选取多个对应容性区域和感性区域的频率点,根据式(13)和(14)可得到 C 和 L 随频率变化的曲线,结果如图 15 所示。

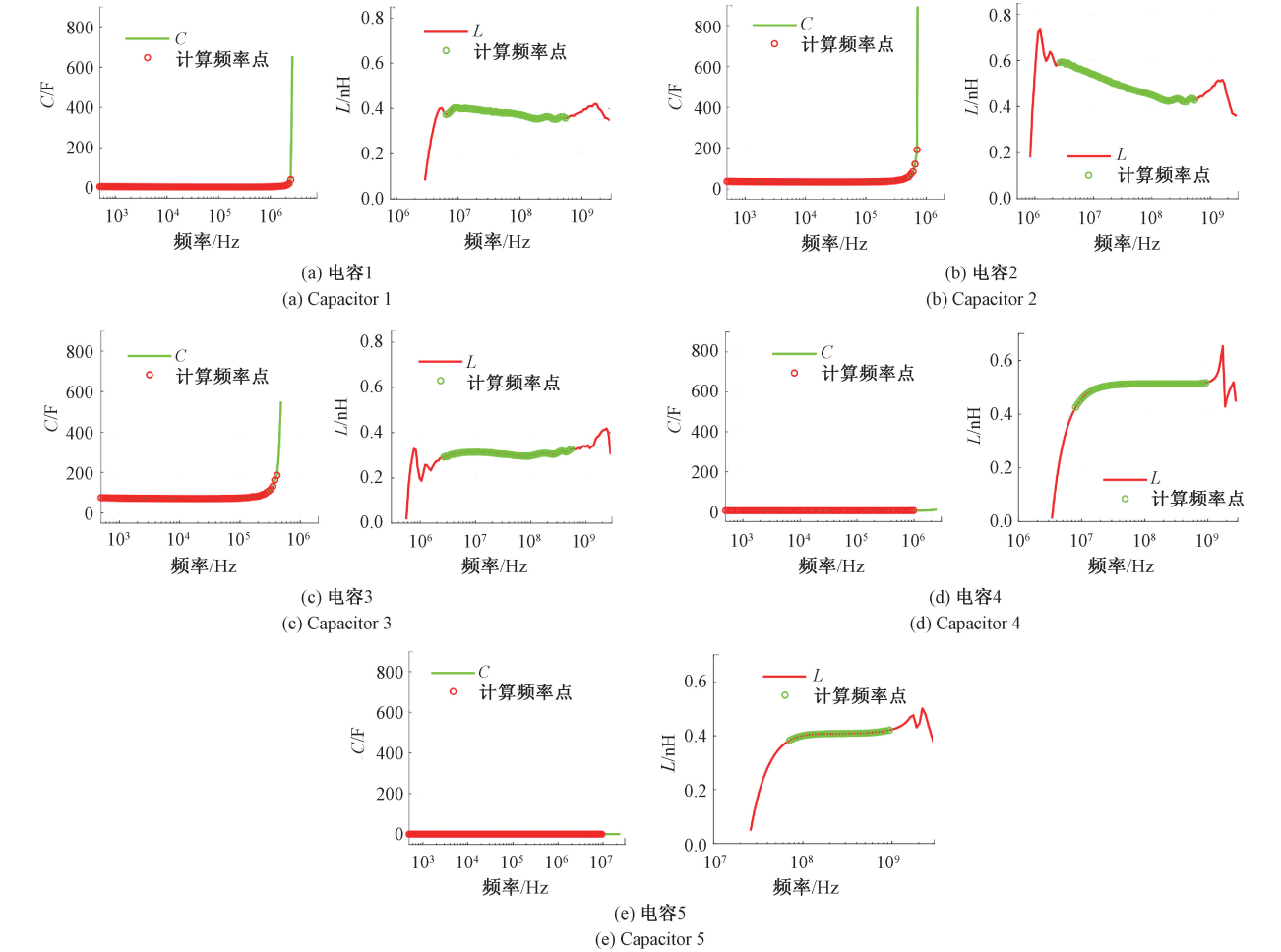


图 15 电容 C 和 L 特性曲线
Fig. 15 Characteristic curves of capacitors C and L

将多个频率点计算的 L 取平均值,结果如表 3 所示。
将多个频率点计算的 C 取平均值,结果如表 4 所示。

为了验证电容参数的准确性,以 LMK325BJ476M 电容为例,将其参数输入等效串联模型中,利用式(1)绘制阻抗曲线,与电容制造商数据对比。结果如图 16 所示,电容模型的阻抗曲线与制造商数据一致,说明提取的电

容参数具有较高的准确性。
本实验在测试频率方面,相较于已有研究实现了显著拓展,文献[21]仅针低频范围,本文方法将有效表征频率扩展为 500 Hz~3 GHz。并且引入矢量拟合技术修正非理性测量轨迹,与文献[22]仅改进校准算法的思路不同,形成了有效补充。

表 3 等效串联电感值

Table 3 Equivalent series inductance value			
电容	测试 L/nH	参考 L/nH	相对误差/%
1	0.35	0.37	5.4
2	0.47	0.45	4.4
3	0.31	0.32	3.1
4	0.51	0.50	2.0
5	0.40	0.41	2.4

表 4 容值

Table 4 Capacitance value			
电容	测试 $C/\mu\text{F}$	参考 $C/\mu\text{F}$	相对误差/%
1	7.4	7.5	1.3
2	39	41	4.8
3	81	83	2.4
4	4.6	4.5	2.2
5	0.096	0.095	1.1

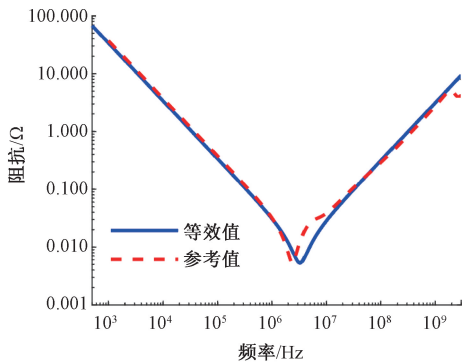


图 16 RLC 模型阻抗曲线
Fig. 16 RLC model impedance curve

4 结 论

本文针对电源完整性仿真中电容参数缺失的问题，提出了一套基于矢量网络分析仪的完整测量与建模方案。通过构建多级校准与夹具去嵌入的全流程方法，并结合矢量拟合技术有效修正了宽频测量中的非理性轨迹，在 500 Hz~3 GHz 的超宽频带内实现了对电容 nH 级 ESL 与 mΩ 级 ESR 的高精度提取。实验通过对 5 种不同封装与容值电容的重复测量及 95% 置信区间分析，验证了方法的可靠性与普适性。与现有文献方法相比，本研究将有效表征频率范围显著拓展至 GHz 级别，并为去耦网络的精准设计提供了可复用的核心模型。未来工作可基于此精确模型，进一步开发智能去耦优化算法，以持续提升高速系统电源完整性的设计能力与可靠性。

参考文献

[1] 陈光,王刚,贾春波. 低压超大功率 PCB 电源完整性分析 [J]. 集成电路与嵌入式系统, 2025, 25 (3): 1-8.
CHEN G, WANG G, JIA CH B. Power integrity analysis of low-voltage ultra-high-power PCB [J]. Integrated

Circuits and Embedded Systems, 2025, 25(3): 1-8.
[2] MILAD M. A circuit level analysis of power distribution network on a PCB layout exposed to intentional/unintentional electromagnetic threats [J]. Integration, 2023, 89: 25-36.
[3] NELLA D M, PAULIS D F, OLIVIERI C, et al. Impact of decoupling capacitor aging and temperature for the long-term reliability of power delivery networks [J]. Journal of Power Electronics, 2024: 1-10.
[4] 扈蓓蓓,吴康,金海彬,等. 基于自动平衡电桥的 LCR 阻抗测量仪设计 [J]. 计量学报, 2019, 40 (S1): 111-115.
HU B B, WU K, JIN H B, et al. Design of LCR impedance measuring instrument based on automatic balanced bridge[J]. Acta Metrologica Sinica, 2019, 40(S1): 111-115.
[5] 沙长涛,王珂,覃承彬. 基于谐振法测试微波介质材料的介电参数[J]. 中国测试, 2012, 38(2): 56-59.
SHA CH T, WANG K, QIN CH B. Dielectric parameters measurement of microwave dielectric materials based on resonant method[J]. China Measurement & Test, 2012, 38(2): 56-59.
[6] 庄信武,王向东,张杰,等. 基于数字化矢量伏安法 LCR 测量仪的设计[J]. 机电产品开发与创新, 2017, 30(3): 89-91.
ZHUANG X W, WANG X D, ZHANG J, et al. Design of LCR measuring instrument based on digital vector volt-ampere method [J]. Development & Innovation of Machinery & Electrical Products, 2017, 30(3): 89-91.
[7] 李庆和. 射频同轴电缆特性阻抗的辨析[J]. 光纤与电缆及其应用技术, 2017(1): 1-4, 46.
LI Q H. Discrimination of characteristic impedance of RF coaxial cable [J]. Optical Fiber & Electric Cable and Their Applications, 2017 (1): 1-4, 46.
[8] 刘丹,李树彪,庄志远. 矢量网络分析仪的时频域阻抗测量技术 [J]. 国外电子测量技术, 2017, 36 (8): 38-41.
LIU D, LI SH B, ZHUANG ZH Y. Time-frequency domain impedance measurement technology based on vector network analyzer [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2017, 36(8): 38-41.
[9] 杜玮,年夫顺,梁胜利,等. 矢量网络分析仪阻抗特性测量误差分析与验证 [J]. 测控技术, 2019, 38 (5): 77-81.
DU W, NIAN F SH, LIANG SH L, et al. Error analysis and verification of impedance characteristic measurement for vector network analyzer[J]. Measurement & Control Technology, 2019, 38(5): 77-81.
[10] FREGONESE S, DENG M, MATOS D M, et al. Comparison of on-wafer TRL calibration to ISS SOLT Calibration with open-short De-embedding up to 500 GHz [J]. IEEE

- Transactions on Terahertz Science and Technology, 2019, 9(1): 89-97.
- [11] 徐沛,高猛. 矢量网络分析仪非同轴测量的TRL校准件设计制作[J]. 计量与测试技术, 2024, 51(5): 68-71.
- XU P, GAO M. Design and fabrication of TRL calibration kit for non-coaxial measurement of vector network analyzer [J]. Metrology and Measurement Technology, 2024, 51(5): 68-71.
- [12] MAHESWARI U Y, AMUDHA A. Simultaneous switching noise mitigation in high speed pcb using novel planar EBG structure [J]. International Journal of Electronics, 2023, 110(7): 1320-1336.
- [13] 周家涛,李敏,沙秩生,等. 基于电容等效模型的路面覆盖物检测系统研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2025, 39(6): 51-64.
- ZHOU J T, LI M, SHA ZH SH, et al. Research on pavement coverage detection system based on capacitor equivalent model[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2025, 39(6): 51-64.
- [14] 乐梦楠. 2~6GHz高耐功率PIN限幅低噪声放大器芯片的研究[D]. 成都:电子科技大学, 2025.
- LE M N. Research on 2~6 GHz high power tolerant pin limiter low noise amplifier chip[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2025.
- [15] 谢成诚,陈宁,蒋磊. 使用自动夹具移除校准技术对天线系统进行精确仿真[J]. 今日电子, 2015(6): 47-48.
- XIE CH CH, CHEN N, JIANG L. Accurate simulation of antenna system using automatic fixture removal calibration technology[J]. Electronic Today, 2015(6): 47-48.
- [16] 胡媛媛,张敏娟,卫晨博,等. 一种采用TDR的传输线阻抗测量和校准[J]. 电子测量技术, 2024, 47(19): 63-69.
- HU Y Y, ZHANG M J, WEI CH B, et al. Transmission line impedance measurement and calibration using TDR[J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(19): 63-69.
- [17] 严瑾. 去嵌入法计量双阴或双阳接口矢网电子校准件方法的探讨[J]. 计量与测试技术, 2024, 51(4): 73-75.
- YAN J. Discussion on the method of measuring double-female or double-male interface VNA electronic calibration kit by de-embedding method[J]. Metrology and Measurement Technology, 2024, 51(4): 73-75.
- [18] 郑贤哲,年夫顺,袁国平. 矢量网络分析仪动态范围的原位拓展方法[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(11): 62-69.
- ZHENG X ZH, NIAN F SH, YUAN G P. Insitu extension method for dynamic range of vector network analyzer[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(11): 62-69.
- [19] 韩昆仑,杨东睿,代宇. 基于矢量拟合的直流输电线路建模[J]. 科学技术与工程, 2021, 21(24): 10304-10309.
- HAN K L, YANG D R, DAI Y. Modeling of DC transmission lines based on vector fitting[J]. Science Technology and Engineering, 2021, 21(24): 10304-10309.
- [20] KIDA A A, DICLER N F, CAMPELLO M T, et al. Enhancing computation performance of rational approximation for frequency-dependent network equivalents with parallelism and complex vector fitting[J]. Electric Power Systems Research, 2024, 234: 110778.
- [21] CHEON S I, CHOI H D, KANG H, et al. Impedance-readout integrated circuits for electrical impedance spectroscopy: Methodological review [J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2023, 18: 215-232.
- [22] SHIN S H, SKINNER J. Application of weighting algorithm for enhanced broadband vector network analyzer measurements[J]. Mathematics, 2024, 12(18): 2871.

作者简介



张镭方(通信作者), 2023年于中北大学获得学士学位, 现为中北大学硕士研究生, 主要研究方向为微波仪器测量。
E-mail: 15735112010@163.com

Zhang Rongfang (Corresponding author) received his B. Sc. degree from North University of China in 2023. Now he is a M. Sc. candidate in North University of China. His main research interests include microwave measurement instruments.



年夫顺, 1983年于西安交通大学获得学士学位, 1989年于西安交通大学获得硕士学位, 现为中北大学电子测试技术国家重点实验室学术委员会副主任, 中国电子科技集团公司测试仪器首席科学家, 主要研究方向为微波毫米波测量技术及仪器、太赫兹测试技术研究和矢量网络分析技术。
E-mail: nfwxnmnk825@163.com

Nian Fushun received his B. Sc. degree from Xi'an Jiaotong University in 1983 and M. Sc. degree from Xi'an Jiaotong University in 1989, respectively. Now he is the deputy director of the Academic Committee of the State Key Laboratory of Electronic Testing Technology of North University of China, and the chief scientist of testing instruments of China Electronics Technology Group Corporation. His main research interests include microwave and millimeter wave measurement technology and instruments, terahertz testing technology research and vector network analysis technology.