

一种用于高频 S 参数的去嵌算法

纪 萍,徐小明,朱国林,季振凯

(无锡中微亿芯有限公司,江苏 无锡 214072)

摘要: 在 S 参数的测量过程中,需通过去嵌方法去除测试夹具带来的结果误差。该算法通过时域的方法对夹具进行分解。接着将分解得到的夹具 S 参数采用 ABCD 矩阵运算进行去除,从而得到待测器件的 S 参数。通过设计测试板来进行实验,将该算法与传统的 AFR 和 Delta L 方法进行了比较,验证了该去嵌算法对高频信号的有效性以及准确性。同时由于该算法先分解再去嵌的特性,使其可应用于左右夹具不一致的情况。

关键词: S 参数;去嵌;高频信号;ABCD 矩阵

中图分类号: TN402

文献标志码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.222935

中文引用格式: 纪萍,徐小明,朱国林,等.一种用于高频 S 参数的去嵌算法[J].电子技术应用,2023,49(1):130-134.

英文引用格式: Ji Ping, Xu Xiaoming, Zhu Guoling, et al. A method for de-embedding s-parameter with high-frequency[J]. Application of Electronic Technique, 2023, 49(1):130-134.

A method for de-embedding s-parameter with high-frequency

Ji Ping, Xu Xiaoming, Zhu Guoling, Ji Zhenkai

(Wuxi East Technologies Inc., Wuxi 214072, China)

Abstract: During the measurement of s-parameters, using the de-embedding method to remove the influence of fixture is important. The proposed method decomposes the s-parameter of fixture by time domains. Then the ABCD matrix is used to remove the decomposed fixture and get the s-parameter of device under test. By designing printed circuit board to do some experiments, and compare the proposed method with the other two traditional methods, AFR and Delta L. The results prove that this method is valid and accurate under high-frequency signal. Due to the fact that the algorithm decomposes first and then de-embeds, it can be applied to the situation that the left and right fixture are different.

Key words: s-parameter; de-embedding; high-frequency; ABCD matrix

0 引言

随着高速传输信号速率的不断增高,印制电路板(PCB)的信号完整性研究对整个通信系统的电气性能来说至关重要^[1]。其中对 PCB 高速信号质量的测量和管控是信号完整性研究中的重要一环。S 参数是利用频域来描述高速信号通道特性的一种方式,可通过 S 参数提取插入损耗、回波损耗、串扰等信息来对信号的质量进行评价^[2]。

在利用仪器对 S 参数进行测量时,因为待测器件(DUT)的接口与测试仪器的接口不一致,需要通过夹具进行连接,而夹具的存在会影响测试结果。如何准确地去除夹具的影响,得到想要的 DUT 的 S 参数是一个值得研究的课题^[3]。

1 设计背景

目前常用的去嵌方法可分为两类:第一类是设计一

些专门的校准件,这些校准件可插入到夹具末端,使得测量时消除夹具的影响,此类典型的方法有 SOLT、TRL 等^[4-5]。第二类方法为数学运算,先分别获得整体的 S 参数和夹具的 S 参数,然后通过数学方法去除夹具 S 参数,最后得到去嵌后的 DUT 的 S 参数。此类典型的算法包含 AFR、Delta L 等^[6-7]。第一类方法可有效地去除夹具的影响,但是需要针对不同器件、连接器设计制作不同的校准件进行测试,这一过程复杂且效率低下。而第二类方法能够简便并且精确地进行去嵌工作,是目前业界多数使用的 S 参数去嵌方法^[8]。

Delta L 算法是由 Intel 提出的,该算法通过设计两条长短不一的传输线,分别测出两条传输线的插入损耗值,将插入损耗进行差值计算,从而获得 DUT 的插损。该算法对长短线的设计有线差需大于 3 inch 的要求,否则会由于存在的多重反射影响实验结果。该算法目前

认为可适用于信号频率为 15 GHz 以内的高频信号。AFR 是内嵌在矢量网络分析仪 (VNA) 中的一个算法。首先对夹具 S 参数进行分解, 得到夹具 A 和夹具 B 的 S 参数, 接着从“夹具+DUT”的 S 参数中去除夹具 A 和夹具 B 从而得到 DUT 的 S 参数。AFR 算法只能适用于频率为 10 GHz 以内的信号, 无法分析再高频的信号。而且由于内嵌在 VNA 中只能一次运行得一个结果, 测试效率低下。

本文设计了一种先分解后去嵌的算法, 可独立于仪器并应用于高频信号。算法利用时域测量来进行夹具的分解, 采用 ABCD 矩阵运算去除分解后的夹具 S 参数, 从而得到 DUT 的 S 参数。实验结果表明该算法能够分析频率大于 15 GHz 的高频信号, 并且该算法在输入端和输出端夹具不一致情况下也可工作。

2 算法实现

2.1 S 参数的分解

为了消除夹具的影响, 需要对夹具参数进行去除。本文算法假设测试使用的是对称夹具, 图 1 显示了二端口网络中, 夹具为一条均匀传输线, 可分解为夹具 A 和夹具 B, 用 S 参数来表示二端口网络的信号流程。

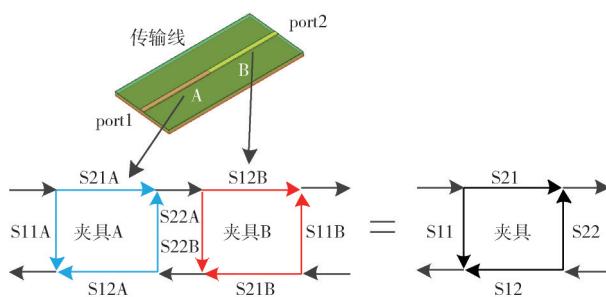


图 1 二端口网络的信号流程图

由图 1 中三个 S 参数的信号流程关系图可以得到:

$$S11 = S11_A + \frac{S21_A S12_A S22_B}{1 - S22_A S22_B} \quad (1)$$

$$S21 = \frac{S21_A S12_B}{1 - S22_A S22_B} \quad (2)$$

$$S12 = \frac{S12_A S21_B}{1 - S22_A S22_B} \quad (3)$$

$$S22 = S11_B + \frac{S21_B S12_B S22_A}{1 - S22_A S22_B} \quad (4)$$

式中, $S11$ 、 $S12$ 、 $S21$ 和 $S22$ 为整体夹具的 S 参数, 都通过 VNA 测试得到。 $S11_A$ 、 $S12_A$ 、 $S21_A$ 、 $S22_A$ 为分解得到的左夹具 A 的 S 参数, $S11_B$ 、 $S12_B$ 、 $S21_B$ 、 $S22_B$ 为分解得到的右夹具 B 的 S 参数, 这些为所要求的参数。夹具移除的第一步是得到夹具的时域响应。为了得到最佳的时域分辨率, 需在较宽的频带范围内对夹具进行测量。如图 2 所示, 得到 $S12$ 的阶跃响应 $T21$, $T21$ 的最大值处为夹具的 1/2 时延, 因为通常所设计夹具为对称, 所以将 $T21$ 的最大值视为夹具的中心。通过傅里叶逆变换将频域参数 $S11$ 变为时域参数 $T11$, 设 $T21$ 的最大值为 $T11$ 的中心点, 利用窗函数从 $T11$ 的中心点处截断, 得到 $S11_A$ 的时域。接着再进行傅里叶逆变换得到 $S11_A$ 的频域。同理可获得 $S11_B$ 。由于是对称夹具, 因此 $S12_A = S21_A = S12_B = S21_B$ 。结合这些已知条件, 最后可计算得到所有的未知数, 将 $S11_A$ 、 $S12_A$ 、 $S21_A$ 和 $S22_A$ 结合得到夹具 A 的 S 参数, 将 $S11_B$ 、 $S12_B$ 、 $S21_B$ 和 $S22_B$ 结合得到夹具 B 的 S 参数。图 3 为算法的具体流程图。

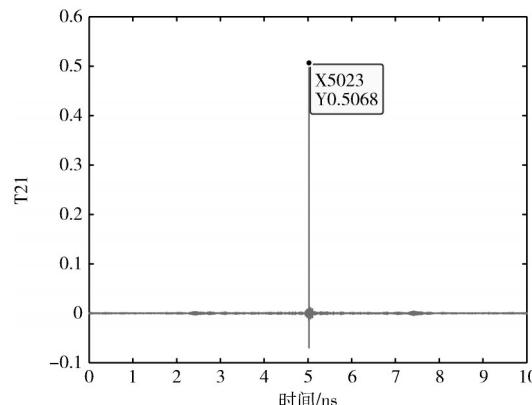


图 2 夹具的时域响应

对于高频电路, 高速信号都是走一对的差分线, 多数情况下所用夹具为四端口网络。首先将 S 参数的单端模式转换为差分模式, 得到 SDD、SCD、SDC 和 SCC。其中 SCD 和 SDC 为差模与共模的转换, 而在理想的差分对中认为共模的能量为 0, 所以可以设 SCD 和 SDC 为理想的 0 值。接着将 SDD 和 SCC 差模转差模, 共模转共模这两个参数分别用上述的二端口 S 参数分解算法进行分解。接着将 SDD 的 $S11$ 、 $S12$ 、 $S21$ 、 $S22$ 作为新生成

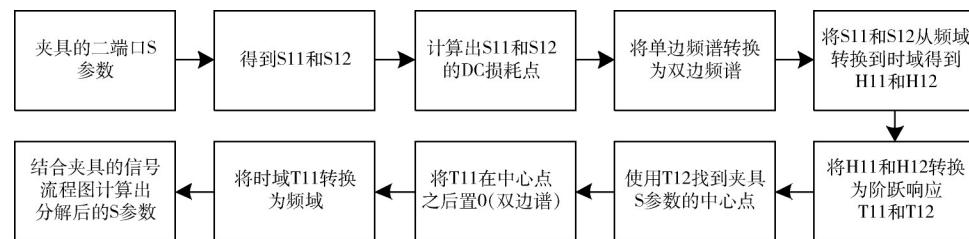


图 3 二端口 S 参数分解算法的具体流程图

的夹具 A 的 SDD。而 SCC 的 S11、S12、S21、S22 作为新生成的夹具 A 的 SCC。这样就可以得到夹具 A 的差分 S 参数。同理可得夹具 B 的差分 S 参数。

2.2 S 参数的去嵌

将分解后的夹具 A、夹具 B 的 S 参数与测量得到的整体的待去嵌 S 参数进行数学处理计算, 得到去嵌后的 DUT 参数。对于一个二端口网络, 转移矩阵(ABCD 矩阵)可由 S 参数转换而来, 常用于无源器件的分析。

ABCD 矩阵参数与 S 参数的关系如下:

$$A = \frac{(1 + S11)(1 - S22) + S12S21}{2S21} \quad (5)$$

$$B = Z_0 \frac{(1 + S11)(1 + S22) - S12S21}{2S21} \quad (6)$$

$$C = \frac{1}{Z_0} \frac{(1 - S11)(1 - S22) - S12S21}{2S21} \quad (7)$$

$$D = \frac{(1 - S11)(1 + S22) + S12S21}{2S21} \quad (8)$$

式中, A 、 B 、 C 、 D 是传输参数, A 为电压传输函数, B 为转移阻抗, C 为转移导纳, D 为电流传输函数。S11、S12、S21、S22 为二端口网络的 S 参数, Z_0 为阻抗的复数形式。

整个待去嵌的 S 参数, 可视为夹具 A、DUT 以及夹具 B 级联的结果。对于二端口网络的级联, 上个网络的输出电压和电流是下个网络的输入电压和电流, 如图 4 所示。

夹具 A、夹具 B 和 DUT 的 ABCD 矩阵级联, 可得到 DUT 的 ABCD 矩阵:

$$\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A_{\text{total}} & B_{\text{total}} \\ C_{\text{total}} & D_{\text{total}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix}^{-1} \quad (9)$$

式中, $\begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix}$ 为夹具 A 的矩阵参数, $\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix}$ 为 DUT 的矩阵参数, $\begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix}$ 为夹具 B 的矩阵参数, $\begin{bmatrix} A_{\text{total}} & B_{\text{total}} \\ C_{\text{total}} & D_{\text{total}} \end{bmatrix}$ 为整体待去嵌的矩阵参数。通过矩阵运算, 可得到 DUT 的 ABCD 参数。

四端口网络的 S 参数包含 16 个参数, 将这 16 个参数进行四四划分, 重新形成二端口 S 参数的模式。其中 S11、S12、S12、S22 作为一个新的 S11, S13、S14、S23、S24 作为一个新的 S12, S31、S32、S41、S42 作为一个新的 S21, S33、S34、S43、S44 作为一个新的 S22。这新生成的参数可作为式(5)~式(8)中的 S11、S12、S21 和 S22。而新生成的 S11、S12、S21 和 S22 都各自为一个 2×2 的矩阵, 所以将式(5)~式(8)中的 1 转换成 2×2 的单位矩阵, 最后可得到四端口网络的 ABCD 矩阵。接着将

ABCD 矩阵通过数学运算变换为 S 参数, 则得到去嵌后的 DUT 的四端口 S 参数。

3 实验结果与分析

3.1 测试板设计

设计了十八层测试板, 长线线长设计为 9 inch, 短线线长设计为 1 inch。每层设计不一样的 PP 和 core 厚度, 增加实验的多样性。影响走线层插入损耗的参数的详细信息如表 1。

表 1 测试板走线层基本信息

层数	PP 厚/mil	core 厚/mil	线宽/mil	线距/mil
L3	4.45	3.5	4.1	7.9
L5	5.04	4	4.1	7.9
L7	6.10	5	5	7
L9	12.02	4	5.3	8.7
L12	9.05	3	3.9	8.1
L14	6.11	5	4.8	7.2
L16	5.04	4	4.2	7.8
L18	2.94	\	4.6	7.4

使用 VNA 进行 S 参数的测量, 测量频率设置为 100 MHz 到 30 GHz, 得到 9 对 9 inch 长和 1 inch 长的四端口网络 S 参数。各组参数分别测试三次, 对测试结果进行 AFR 去嵌、Delta L 去嵌和本文算法的去嵌。最后将去嵌后的 S 参数进行插损的统计, 将同一组里的三条插损进行平均求平均值。

3.2 S 参数的分解测试

为验证本文算法对四端口网络的分解能力, 将测试板各层的夹具插损结果进行对比。分别做出分解后的夹具 A 和夹具 B 以及整体夹具的插损曲线图, 读取 15 GHz 频点下的损耗值。

图 5 显示了分解后的夹具 A 和夹具 B 以及整体夹具的插损对比, 可以看到, 八种叠层结构下算法分解后的夹具 A 和夹具 B 的插损曲线几乎重合。在表 2 中看到八种叠层结构下在 15 GHz 频点时夹具 A 和夹具 B 的插损差值不超过 0.01 dB, 说明算法可以平均的分解出夹具 A 和夹具 B。通过求出夹具 A 与夹具 B 的插损之和与整体夹具的插损进行数学减, 发现最大差为 0.07 dB。说明本文算法能够准确并且平均的将整体夹具的 S 参数分解得到夹具 A 和夹具 B 的 S 参数。

同时可以看到在 L3、L14 和 L16 中由于原始夹具参数的抖动较大, 导致分解后的曲线在 20 GHz 往后有所

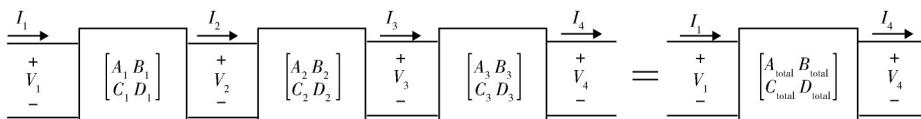


图 4 三个二端口网络的级联

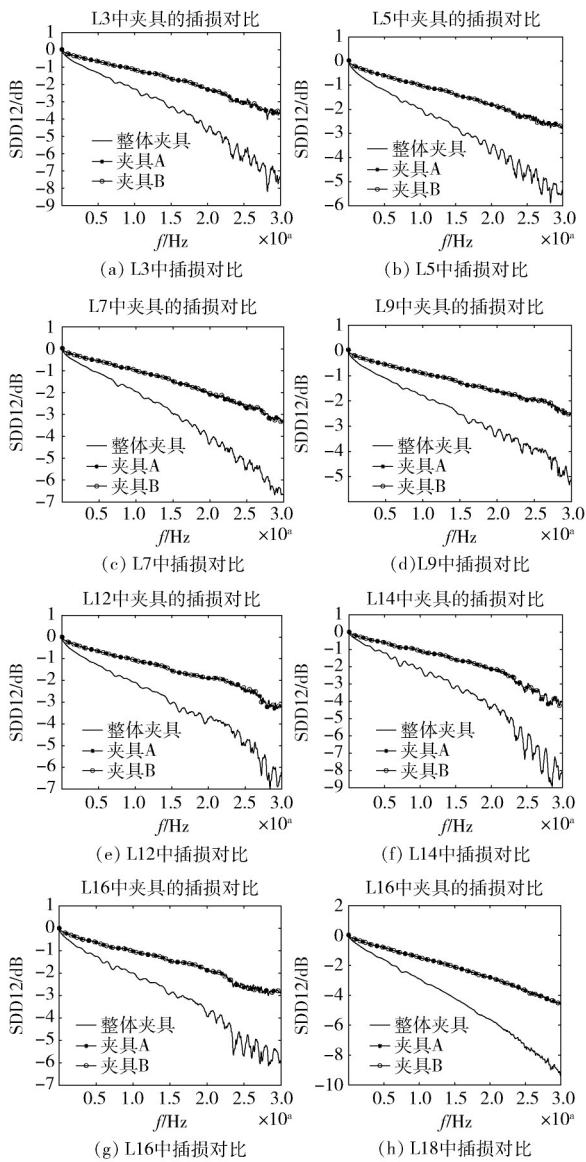


图5 夹具A、夹具B以及整体夹具在各层中的插损对比

表2 15 GHz下夹具插损对比 (dB/inch)

层数	夹具A	夹具B	整体夹具
L3	1.68	1.67	3.29
L5	1.4	1.39	2.74
L7	1.47	1.47	2.95
L9	1.27	1.26	2.53
L12	1.54	1.54	3.04
L14	1.6	1.59	3.14
L16	1.46	1.45	2.91
L18	2.1	2.1	4.2

抖动。而在 L9、L18 中的原始测试数据较好, 分解后的曲线平滑度较好。说明该算法对测试数据有一定的要求, 若测试数据不够准确会导致 20 GHz 往后的分解数据不够准确。

3.3 S 参数的去嵌测试

接着将得到的分解后的夹具 A 和夹具 B 的 S 参数与 9 inch 线长测量得到的 S 参数进行去嵌处理, 得到 DUT 的 S 参数。将本文算法分别与 Delta L 算法、AFR 方法做对比。

由图 6 可看到, 本文算法与 Delta L、AFR 在各层中的插损曲线在 10 GHz 之前基本完全重合。而业内普遍认为 AFR 算法能够精确地去嵌 10 GHz 以内的信号。说明这三种算法都可以用来去嵌频率在 10 GHz 内的信号。在 10 GHz 之后, AFR 方法与其他两种相比逐渐开始抖动, 并且随着频率的升高, 抖动变大。在 15 GHz 之后, AFR 方法已由于抖动过大而不可应用, 所以 AFR 方法不适用于高频信号的去嵌。而在 L3、L5、L9、L12、L16 和 L18 中, 本文算法与 Delta L 在频率 15 GHz 以内基本重合。而 Delta L 算法能够应用在速率为 15 GHz 的信号, 说明本文算法对 15 GHz 以内的信号去嵌没有问题。在 15 GHz 之后, 明显本文算法的抖动性小于 Delta L 算法, 并且可以发现在 L5、L9、L18 中, 本文算法在 30 GHz 都没有出现抖动, 说明如果在夹具和待测器件设计得很好, 测量误差很小的情况下, 本文算法可以用于更高频信号的去嵌。

Delta L 算法对线差有要求, 线差过小的话, 会由于反射存在造成波形抖动。虽然该测试实验的线差为 8 inch, 但是依然可以看到某些情况下, 如在 L14 和 L16 中, Delta L 算法从低频开始就有点抖动。说明 Delta L 算法对原始测试数据质量的要求高于本文算法。总体来说, 与 AFR 去嵌方法相比, 本文算法能够实现更高频信号的去嵌。并且由于不内嵌入于 VNA 中, 在编码中加入了批量运算, 解决了 AFR 单次去嵌运算效率低下的问题。与 Delta L 去嵌算法相比, 本文算法对线差长短没有要求, 而且可工作于左右夹具不一致的情况, 使得本文算法可应用于更多的实际测试场景。

4 结论

本文设计了可用于四端口网络的高频 S 参数去嵌算法。该算法首先设计了一种基于时域的 S 参数分解方法。接着利用 ABCD 矩阵进行数学运算得到去嵌后的 S 参数。设计了十八层的测试板, 将本文算法与 AFR 方法和 Delta L 算法进行对比, 验证了本文算法对高频信号去嵌的准确性和有效性。同时由于先分解后去嵌的设计, 使得本文算法可应用于左右夹具不一致的情况。最后在算法代码中加入了批量运算, 提高了测试效率。

参考文献

- [1] 何永松, 秦祖立, 林麟, 等. 基于信号与电源完整性的有效化 2.5D-3D 的设计 [J]. 电子技术应用, 2021, 47(8): 64-67, 71.
- [2] 孙静, 刘晨, 梁法国, 等. 利用矢量网络分析仪但端口校准

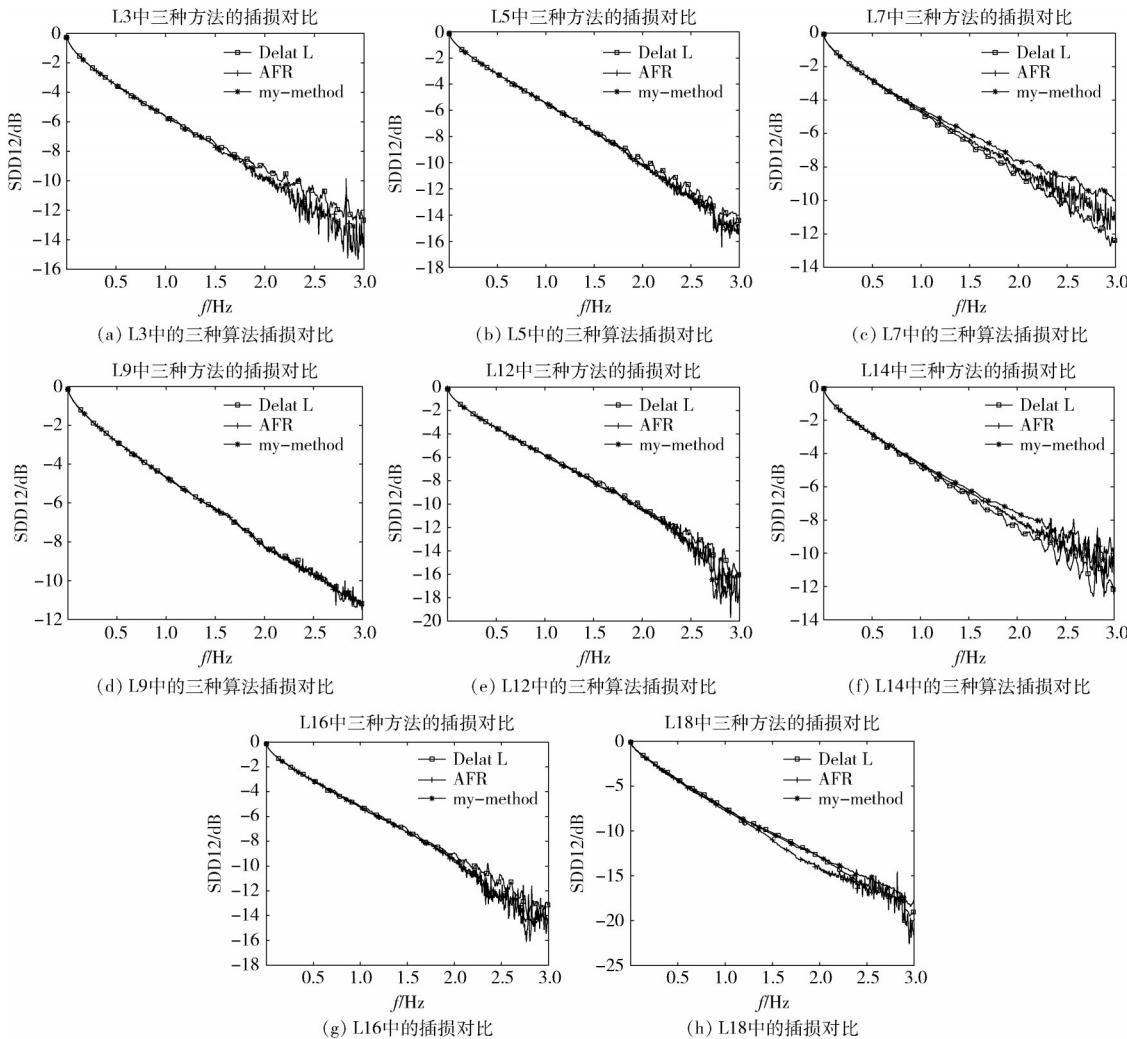


图6 三种算法在各层中的插损对比

误差项提取二端口网络的S参数[J].*计量学报*,2021(11):1499–1503.

[3] 胡为东. S参数测量中针对夹具或探头的新一代去嵌方法[J].*中国集成电路*,2013(8):79–84.

[4] GINLEY RA. Establishing traceability for SOLT calibration kits[C]//2017 90th ARFTG Microwave Measurement Symposium(ARFTG),2017:1–4.

[5] ENGEN G F, HOER C A. Thru-Reflect-line: an improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer[J].*IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2017: 987–993.

[6] 程柳军, 李艳国, 陈蓓. Delta L 损耗测试技术研究[J].*印刷电路信息*, 2018(z1): 411–419.

[7] 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.

[8] HSU J, LIN C, KU M, et al. Semi-automation Delta-L for PCB loss electrical characterization[C]// International Microsystems, Packaging, Assembly and Circuits Technology Conference(IMPACT),2018.

(收稿日期:2022-05-06)

作者简介:

纪萍(1994-),女,硕士,主要研究方向:信号完整性、电源完整性。

徐小明(1983-),男,硕士,主要研究方向:电源完整性、封装设计。

朱国灵(1991-),男,硕士,主要研究方向:封装工程。



扫码下载电子文档

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所