

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2108214

基于波导传输线的电磁参数测试校准方法*

杨志良 江禹 李元浩 姚金杰 孙兴丽

(中北大学信息探测与处理山西省重点实验室 太原 030051)

摘要: 波导传输线电磁参数测试中,测量参考面无法做到被测样片两端,从而会带来较大的测量误差。首先利用传输反射测量法和电磁参数反演算法,通过构建测试仿真模型,得出被测介质材料的磁导率与介电常数表达式。在此基础上,为了解决测量参考面问题,首先使用TRL校准算法,使散射参量 S_{11} 、 S_{21} 与理论值偏差下降12%、16%;为了解决嵌入误差问题,使用去嵌入算法,实现散射参量 S_{11} 与 S_{21} 的误差分别下降了18%、6%。仿真结果表明两种优化算法均可有效减小测量误差,提高了电磁参数测试精度。

关键词: 传输反射法;电磁参数测量;TRL校准;去嵌入

中图分类号: TN98 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.99

Measurement and calibration method of electromagnetic parameters based on waveguide transmission line

Yang Zhiliang Jiang Yu Li Yuanhao Yao Jinjie Sun Xingli

(Shanxi Provincial Key Laboratory of Information Detection and Processing, North University of China, Taiyuan 030051, China)

Abstract: In the process of electromagnetic parameters testing with waveguide transmission line, the measurement reference plane can not be at both ends of the material being measured, resulting in a large measurement deviation. The expression of permeability and permittivity of the measured dielectric material is obtained by constructing a test simulation model using transmission reflection measurement method and electromagnetic parameter inversion algorithm. On this basis, in order to solve the measurement reference plane problem, through-reflect-line (TRL) calibration algorithm is being proposed, as a result, TRL calibration algorithm reduce the deviation of scattering parameters S_{11} and S_{21} to 12% and 16% in theory. In order to solve the embedding deviation problem, the de-embedding algorithm is being proposed, and the de-embedding algorithm can reduce the deviation of scattering parameters S_{11} and S_{21} to 18% and 6% respectively. The simulation results show that the two optimization algorithms can effectively reduce the measurement deviation and improve the measurement accuracy of electromagnetic parameters.

Keywords: transmission reflection method; electromagnetic parameter measurement; TRL calibration; de-embedding

0 引言

随着信息技术的飞速发展,微波材料在航空航天、微波通信、遥感、生物医学等领域有着广泛的应用。在微波材料的生产过程中,对材料电磁参数(介电常数、磁导率)的准确测试是微波材料生产的重要环节,直接关系到相关电子设备及系统性能的优劣,因此,研究如何提高微波材料电磁参数测试精度显得尤为重要^[1-3]。

矩形波导作为一种常用的微波传输线,常用来作为介质材料电磁参数的测试工具。在微波材料电磁参数的实际

测试过程中,一般会利用矢量网络自带的校准方法将测量参考端面由矢量网络内部校准到用于连接矢量网络的同轴电缆的两个端口面,以达到消除矢量网络分析仪内部系统误差的目的^[4-5]。

然而,在连接矩形波导和被测样品测试夹具时,由于同轴-矩形波导转接器和波导管的存在,使得一次校准后测量参考面并没有校准到被测样品片两侧平面上,而电磁参数测试中需要测量的却是被测材料片两侧表面的参数,这将导致结果中仍然会引入由波导转接头和矩形波导传输线带来的误差从而影响测量结果,降低测量精度^[6-7]。

收稿日期:2021-10-28

* 基金项目:山西省青年科学基金(201901D211242)项目资助

此外,在实际的测量中,经过优化校准后矢量网络分析仪的测量参考端面被转移到了开孔夹具两侧的两个端面,并没有直接校准到被测样品片的两端面,在现实条件下被测样品片也不可能做到与测试夹具的开腔内壁完全紧密贴合。这些外界因素都将给电磁参数测试带来误差,进而影响最终的测试结果。因此还需要采取措施,将矢量测量参数的参考端面由开腔夹具整体的表面再转换到夹具开腔内被测样品片两端的表面,从而保证矢量测量到的是被测样品片表面的参数,最终得以进一步提高电磁参数测试系统的测量精度^[8,9]。

1 波导传输线的电磁参数测试模型

矩形波导测量介质材料电磁参数基本测试结构如图 1 所示。当待测样品被置入波导管之间的夹具后,整个波导传输线内部即可被等效为传输线和互易对称的二端口网络。

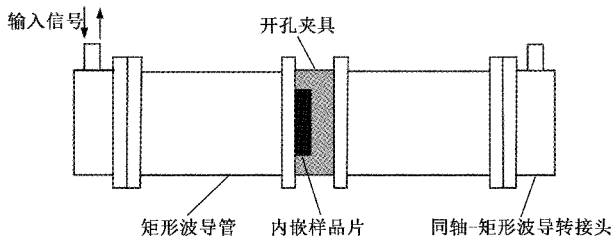


图 1 波导法测量电磁参数

矩形波导测量电磁参数经典的方法即 Nicolson 差分算法^[10],被测样品材料复磁导率 μ_r 和相对介电常数 ϵ_r 的表达式如式(1)所示。

$$\begin{cases} \mu_r = \frac{1 + \Gamma}{\Lambda(1 - \Gamma) \sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \\ \epsilon_r = \frac{\left(\frac{1}{\Lambda^2} + \frac{1}{\lambda_c^2}\right) \lambda_0^2}{\mu_r} \end{cases} \quad (1)$$

其中, Γ 为被测样品的反射系数,可表示为式(2):

$$\begin{cases} \Gamma = K \pm \sqrt{K^2 - 1} \\ K = \frac{1 + S_{11}^2 - S_{21}^2}{2S_{11}} \end{cases} \quad (2)$$

被测样品的衰减量 Λ 与传输系数 T 分别表示为式(3):

$$\begin{cases} \frac{1}{\Lambda} = \pm j \frac{1}{2\pi d} \ln \frac{1}{T} \\ T = \frac{(S_{11} + S_{21}) - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21}) \cdot \Gamma} \end{cases} \quad (3)$$

从式(1)~(3)可以看到,矩形波导传输线对介质电磁参数的测试,最终归结为矩形波导中 S 参量的测试,利用 S 参量进一步计算出被测样品与空气介质界面处的透射系数和反射系数,并最终利用这些参数和 NRW 算法求出被测样品材料本身的电磁参数。

微波材料电磁参数的实际测试过程,需要在矢量内部

校准的基础上,再进行一次的 TRL(through-reflect-line)校准,使得矢网的测量参考端面可以从转接电缆接口的两个端面校准至更加贴近被测材料片的开孔夹具两侧表面;在此基础上,还需要采取去嵌入措施,将矢量测量 S 参数的参考端面由开腔夹具整体的表面转换到夹具开腔内被测样品片两端的表面,从而得以实现提高测量精度的目的。

1.1 TRL 校准算法

在利用矢量网络分析仪进行材料电磁参数测试时,整个矢量网络系统可以视为一个完整的微波网络。又根据二端口网络相关理论,可以将由转接头引起的误差和由波导传输线引入的误差归于两个对称位置的误差盒内,则在整个测量系统矩形波导传输线上,误差盒本身与嵌入被测样品片的开孔夹具可以看作是由 3 个 S 参数二端口网络组成的级联网络^[11],则矢量网络的信号源流图如图 2 所示。

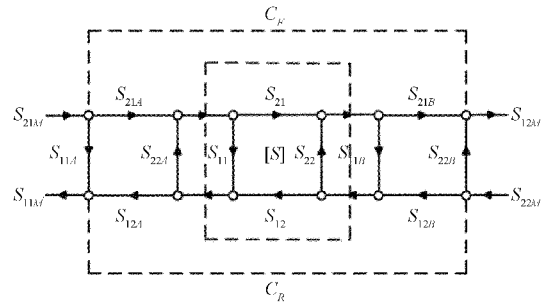


图 2 矢量网络系统的信号流图

在矢量网络的信号流图中,下标带有 A 和 B 的参量分别表示误差盒 A 和 B 的 S 参数,而带有下标 M 中的参量则表示在矢量网一次校准后对同轴电缆端口面进行测量得到的 S 参数。 C_F 代表电磁波在同轴-矩形波导转换头和两端口之间的波导管传输时产生的前向信号误差, C_R 则代表相应的反向信号误差。根据梅森公式可知,测量得到的矢网两同轴电缆端口面 S 参数可表示为^[12]:

$$\begin{cases} S_{11M} = \frac{S_{21A}S_{12A}S_{11}(1 - S_{11B}S_{22})}{D} + \frac{S_{21A}S_{12A}S_{21}S_{12}S_{11B} + S_{11A}}{D} \\ S_{22M} = \frac{S_{21B}S_{12B}S_{11}(1 - S_{11A}S_{22})}{D} + \frac{S_{21B}S_{12B}S_{21}S_{12}S_{22A} + S_{22B}}{D} \\ S_{21M} = C_F + \frac{S_{21B}S_{21A}S_{21}}{D} \\ S_{12M} = C_R + \frac{S_{12B}S_{12A}S_{21}}{D} \end{cases} \quad (4)$$

其中,

$$D = 1 - S_{22A}S_{11} - S_{11B}S_{22} - S_{22A}S_{11B}S_{21}S_{12} + S_{22A}S_{11B}S_{11}S_{22} \quad (5)$$

因此测试系统中内嵌样品片的开孔夹具两侧整体表面的散射参量可以根据式(4)反解得到,其具体表达式为:

$$\begin{cases} S_{11} = \frac{1}{B} \left(\frac{S_{11M} - S_{11A} \left(1 + \frac{S_{22M} - S_{22B}}{S_{21A} S_{12B}} S_{11B} \right) - \frac{S_{21M} - C_F}{S_{21A} S_{21B}} \frac{S_{12M} - C_R}{S_{12A} S_{12B}} S_{11B}}{S_{21A} S_{21B}} \right) \\ S_{22} = \frac{1}{B} \left(\frac{S_{22M} - S_{22B} \left(1 + \frac{S_{22M} - S_{22A}}{S_{21A} S_{12A}} S_{22A} \right) - \frac{S_{21M} - C_F}{S_{21A} S_{21B}} \frac{S_{12M} - C_R}{S_{12A} S_{12B}} S_{22A}}{S_{21A} S_{21B}} \right) \\ S_{21} = \frac{1}{B} \left(\frac{S_{21M} - C_F}{S_{21A} S_{21B}} \right) \\ S_{12} = \frac{1}{B} \left(\frac{S_{12M} - C_R}{S_{12A} S_{12B}} \right) \end{cases} \quad (6)$$

其中,

$$B = \left(1 + \frac{S_{11M} - S_{11A}}{S_{21A} S_{12A}} S_{22A} \right) \left(1 + \frac{S_{22M} - S_{22B}}{S_{21B} S_{12B}} S_{11B} \right) - \frac{S_{21M} - C_F}{S_{21A} S_{21B}} \frac{S_{12M} - C_R}{S_{12A} S_{12B}} S_{11B} S_{22A} \quad (7)$$

从式(6)可以看出,想要解出开孔夹具两端面的散射参量,不仅仅需要直接测量的S参数,还需要得知两个误差盒的S参数和前向后向信号误差。而要得到这10项误差,就需要使用TRL校准算法。TRL校准法无需提前知道标准校准件的参数指标,仅通过测量Through(直通)、Line(传输)两种标准校准件的传输参数、反射参数和Reflect(反射)标准校准件在各个端口的反射参数就可以得到3个S矩阵,这12组参数即可完整表述微波网络中的各项误差参量,具体操作示意图如图3所示。然后利用这12组参数进行消除运算即可完成对测试系统的校准。

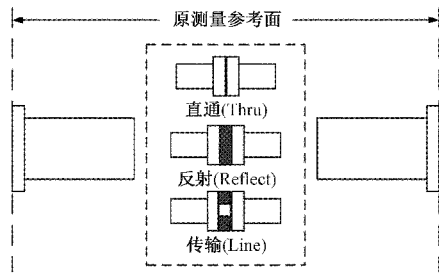


图3 测试3种标准校准件示意图

由于每次测量一种标准校准件均会产生 S_{11} 、 S_{12} 、 S_{21} 、 S_{22} 四个散射参量,因此如果将Through(直通)、Reflect(反射)、Line(传输)每次测量得到的散射参量记为 S_M^T 、 S_M^R 、 S_M^L ,则3次测量可得到式(8)~(10):

$$\begin{cases} S_{11M}^T = S_{11A} + \frac{S_{11B} S_{21A} S_{12A}}{1 - S_{22A} S_{11B}} \\ S_{12M}^T = C_R + \frac{S_{12A} S_{12B}}{1 - S_{22A} S_{11B}} \\ S_{21M}^T = C_F + \frac{S_{21A} S_{21B}}{1 - S_{22A} S_{11B}} \\ S_{22M}^T = S_{22B} + \frac{S_{21B} S_{12B} S_{22A}}{1 - S_{22A} S_{11B}} \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} S_{11M}^R = S_{11A} + \frac{G S_{21A} S_{12A}}{1 - G S_{22A}} \\ S_{12M}^R = C_R \\ S_{21M}^R = C_F \\ S_{22M}^R = S_{22B} + \frac{G S_{21B} S_{12B}}{1 - G S_{11B}} \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} S_{11M}^L = S_{11A} + \frac{S_{21A} S_{12A} S_{11B} X^2}{1 - S_{22A} S_{11B} X^2} \\ S_{12M}^L = C_R + \frac{S_{12A} S_{12B} X}{1 - S_{22A} S_{11B} X^2} \\ S_{21M}^L = C_F + \frac{S_{21A} S_{21B} X}{1 - S_{22A} S_{11B} X^2} \\ S_{22M}^L = S_{22B} + \frac{S_{21B} S_{12B} S_{22A} X^2}{1 - S_{22A} S_{11B} X^2} \end{cases} \quad (10)$$

又由以上3个方程组可以解出两个误差盒的两组S参数和前向后向信号误差等误差项,使其可以直接用测量参数表示。其中前后向信号误差表示为:

$$\begin{cases} C_F = S_{21M}^R \\ C_R = S_{12M}^R \end{cases} \quad (11)$$

而在A、B两个误差盒的S参数中,能被直接测量参数完整表达的参量,其具体表达式如式(12)与(13)所示。

$$\begin{cases} S_{11A} = S_{11M}^T - \frac{(1 - A X^2)(S_{11M}^T - S_{11M}^L)}{1 - X^2} \\ S_{22A} = \frac{W}{G(1 + W)} \\ S_{11B} = \frac{V}{G(1 + V)} \\ S_{22B} = S_{22M}^T - \frac{(1 - A X^2)(S_{22M}^T - S_{22M}^L)}{1 - X^2} \\ S_{21A} S_{12A} = \frac{S_{11M}^T - S_{11M}^L}{S_{11B} \left(\frac{1}{1 - A} - \frac{X^2}{1 - A X^2} \right)} \\ S_{12A} S_{12B} = (S_{12M}^T - S_{12M}^R)(1 - A) \\ S_{21A} S_{21B} = (S_{21M}^T - S_{21M}^R)(1 - A) \\ S_{21B} S_{12B} = \frac{S_{22M}^T - S_{22M}^L}{S_{22A} \left(\frac{1}{1 - A} - \frac{X^2}{1 - A X^2} \right)} \end{cases} \quad (12)$$

其中, A、W、V为间接参数,其具体表达式为:

$$\begin{cases} A = \frac{S_{22M}^T - S_{22M}^L}{(S_{12M}^T - S_{12M}^R) - (S_{12M}^L - S_{12M}^R) X} \\ W = \frac{S_{11M}^T - S_{11M}^L}{(S_{21M}^T - S_{21M}^R) - (S_{21M}^L - S_{21M}^R) X} \\ V = \frac{S_{22M}^T - S_{22M}^L}{(S_{12M}^T - S_{12M}^R) - (S_{12M}^L - S_{12M}^R) X} \\ X = \frac{S_{11M}^R - S_{11M}^T}{(S_{21M}^T - S_{21M}^R)(1 - A) + \frac{A}{1 - A}} \\ X = \frac{S_{11M}^T - S_{11M}^L}{(S_{21M}^T - S_{21M}^R) - (S_{21M}^L - S_{21M}^R) X} \\ X = \frac{S_{22M}^R - S_{22M}^T}{(S_{12M}^T - S_{12M}^R)(1 - A) + \frac{A}{1 - A}} \end{cases} \quad (14)$$

至此,矢网微波网络中不能直接测量的误差项均可由直接测量的散射参数完整表示出来,也就得知了两个误差盒的两组 S 参数和前向后向两个信号误差。将这 10 项误差项代入式(4)中,即可得到校准过的开孔夹具两端面的 S 参数。

1.2 去嵌入算法

采用矩形波导开孔夹具对被测样品片进行固定时,其示意图如图 4 所示。而根据第 1 节中所推导的 S 参数反演相对复介电常数与相对复磁导率时,反演算法理论公式需要选取基于被测样品片表面的 S 参数。

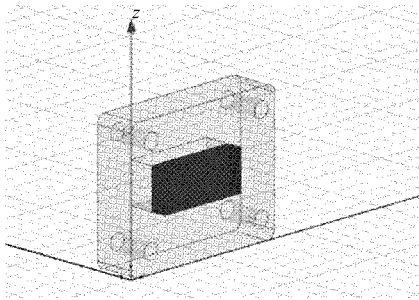


图 4 开孔夹具嵌入样品片示意图

根据微波网络的理论分析,一段短截线可视为互易对称网络。现假设被测样品片、开孔夹具、嵌入样品片的开孔夹具的总散射参数矩阵分别为 S、SL、SM。去嵌入算法需要先测量出未置入样品片的开孔夹具的散射参数矩阵 SL 及嵌入了样品片的开孔夹具的散射参数矩阵 SM。根据微波网络基础理论,将 1 端口到 2 端口的传输散射参数 SL_{21} 置于被测件的左侧,2 端口到 1 端口的传输散射参数 SL_{12} 置于被测件的右侧,而将微波网络的右侧视为无耗网络,这种状态称为正向运算状态^[13 15]。而正向运算状态下已嵌入样品片开孔夹具的信号流程图如图 5 所示。

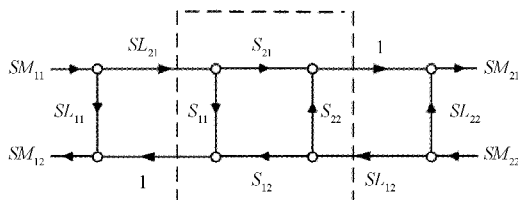


图 5 正向运算模式下系统的信号流程图

根据开孔夹具的信号流程图,样品片两端面的 S 参数与未嵌入夹具、已嵌入夹具的 S 参数之间有关系^[16]如式(15)所示。

$$\begin{cases} SM_{11} = SL_{11} + SL_{21} \times S_{11} \\ SM_{21} = SL_{21} \times S_{21} \\ SM_{12} = SL_{12} \times S_{12} \\ SM_{22} = SL_{22} + SL_{12} \times S_{22} \end{cases} \quad (15)$$

由式(15)进行推导,即可推知被样品片两端的 S 参数具体表达式为:

$$\begin{cases} S_{11} = \frac{SM_{11} - SL_{11}}{SL_{21}} \\ S_{12} = \frac{SM_{12}}{SL_{12}} \\ S_{21} = \frac{SM_{21}}{SL_{21}} \\ S_{22} = \frac{SM_{22} - SL_{22}}{SL_{12}} \end{cases} \quad (16)$$

至此,不能被直接测量的样品片端面 S 参数就可以用能够直接测量得到的开孔夹具两侧面的 S 参数表示出来;而测量参考面也从开孔夹具的两端面转移到了被测样品片的两端面上,即实现去嵌入目的。

2 测试结果分析

2.1 优化 TRL 校准算法的验证计算

选用 BJ100 型的矩形波导作为测试传输线,选择介质为空气,样品片厚度为 4 mm 的聚四氟乙烯。使用 HFSS 建立了仿真模型如图 6 所示。

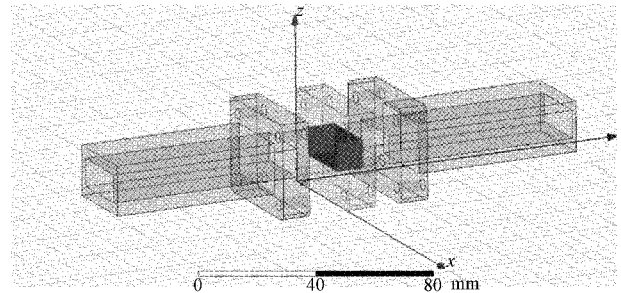


图 6 仿真模型各部分示意图

将仿真模型的波端口激励面设置在波导管中空气段的两端口面、开孔夹具的两端面,分别得到散射参数的测量值和理论值。再通过 TRL 优化算法,对 3 种标准校准件的模型进行仿真运算后得到了 10 项误差项,并利用误差项对测量值进行优化计算之后得到了散射参数的校准值。将 NRW 反演算法中应用到表征传输系数的 S_{21} 和表征反射系数的 S_{11} 用 Matlab 画出其幅值曲线,得到结果如图 7 所示。

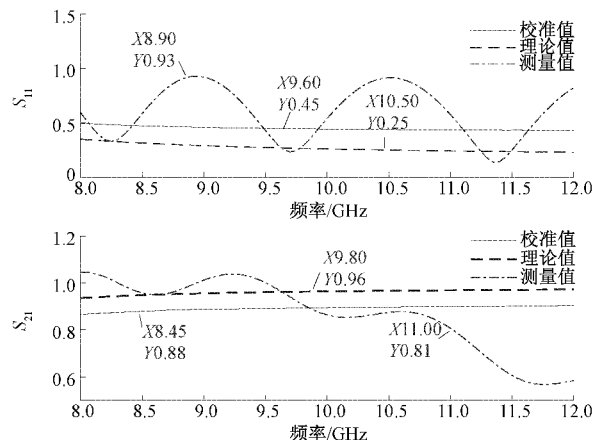


图 7 TRL 校准前后散射参数的幅值参数

由图7可以看出,经过优化TRL算法校准后校准值 S 参数的曲线更加平缓,也更加贴近理论值。特别在传输参数 S_{21} 的高频部分,优化算法校准补偿测量值的效果相较于其他频段更加显著,相比未处理的参数误差明显减小了许多,由此可以判断改进TRL算法有效,解决了由波导转接头和矩形波导管引入的误差项带来的精度问题。

2.2 去嵌入算法的验证计算

选择介质为空气,聚四氟乙烯样品片厚度设置为4 mm。将仿真模型的波端口激励面设置在开孔夹具的两端面、被测样品片的两端面,分别得到散射参数的测量值和理论值。再通过去嵌入算法,对已嵌入样品片的开孔夹具散射参数测量值进行去嵌入计算之后得到了散射参数校准值。最后画出在电磁参数反演算法需要应用到的反射系数 S_{11} 和表征传输系数 S_{21} 的幅值曲线,得到结果如图8与9所示。

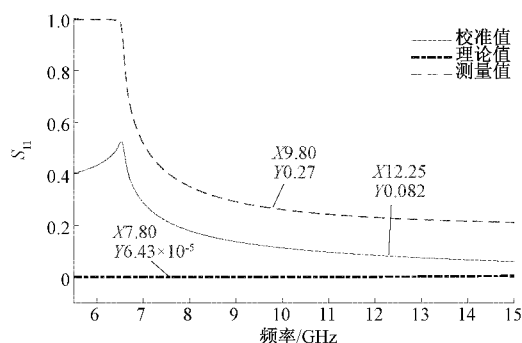


图8 去嵌入后 S_{11} 的幅值曲线

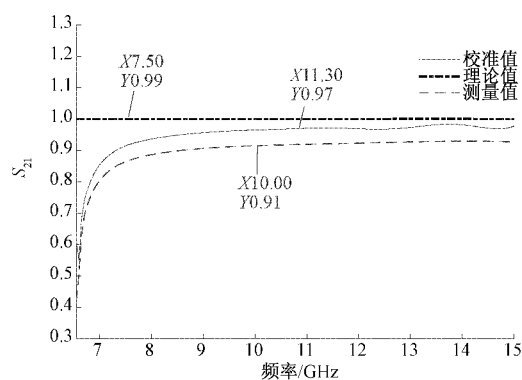


图9 去嵌入后 S_{21} 的幅值曲线

由图8与9散射参数的幅值曲线图可以看出,相比未处理的散射参数,经过去嵌入算法处理得到 S_{11} 和 S_{21} 的校准值都得到了不同程度的优化。其中 S_{11} 在工作频段的优化效果更加显著,从0.3降低到了0.1以下;而 S_{21} 本身的误差值虽然处于较小范围内,但从幅值曲线可以看出去嵌入算法对其有一定的校准效果,在高频部分优化效果更加明显。可以判断去嵌入算法效果良好,改善了样品片厚度较小带来的测量误差问题,进一步提高了传输反射法测试材料电磁参数的测量精度。

3 结 论

本文针对波导传输线中电磁参数测试中,由于波导变化与被测件与测试波导尺寸不能完全匹配的问题,对测试方法和模型进行了优化。提出了TRL校准算法以解决对较小厚度样品片介电常数测试时测量参考面设置问题,在解决薄样品片测试引入的误差时,引入了去嵌入算法,对TRL优化方法与去嵌入算法进行了验证。仿真实验结果表明,经过两种算法处理的结果与未改进前所得散射参量数值相比,可有效减小波导传输线测试中由于参考面选择不当引起的测量误差,使得电磁参数测试方法有了更高的测量精度。

参考文献

- [1] KATO Y, HORIBE M. New permittivity measurement methods using resonant phenomena for high-permittivity materials [J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2017, 66 (6): 1191-1200.
- [2] 梁志瑞,武长青,苏海峰,等.一种耦合传输线参数在线测量方法[J].继电器,2012,40(8):126-130.
- [3] 徐兴明,牛玉广,胡博,等.波导内飞灰灰位与折射率的微波测量方法[J].仪器仪表学报,2021,42(4):169-178.
- [4] 李涛.基于矩形波导传输线的材料电磁特性测试技术[D].太原:中北大学,2014.
- [5] 江禹,姚金杰,杨志良.高温材料反射率测试支撑平台RCS减缩仿真[J].电子测量技术,2021(14):38-42.
- [6] 冯永宝,丘泰.传输/反射法测量微波吸收材料电磁参数的研究[J].电波科学学报,2006(2):293-297.
- [7] PRAVEEN KUMAR A V, GOEL A, KUMAR R, et al. Dielectric characterization of common edible oils in the higher microwave frequencies using cavity perturbation [J]. Journal of Microwave Power & Electromagnetic Energy, 2019:1-9.
- [8] 刘春乐.磁化铁氧体电磁参数的测试[J].电子测量技术,2012,35(1):68-70.
- [9] 田雨,童玲.微波多层电路过孔散射参数测量方法[J].电子测量与仪器学报,2010,24(6):555-560.
- [10] 开金星.基于矩形波导传输/反射法测量K和Ka波段微波材料电磁参数的研究[D].南京:南京邮电大学,2013.
- [11] 花国良,王国栋.开口同轴探头去嵌入技术的研究[J].电子测量与仪器学报,2012,26(11):982-986.
- [12] 周舒.微波材料介电常数变温测试技术研究[D].成都:电子科技大学,2015.
- [13] 王益,张翠翠,王建忠,等.闭式谐振腔法微波介质陶瓷介电常数测量[J].仪器仪表学报,2017,38(10):2500-2507.

- [14] 蔡青,赵锐,陈超婵. 传输/反射法测量固体复介质材料介电常数[J]. 上海计量测试,2020,47(3):43-45,48.
- [15] 滕玉龙,蔡青. 传输/反射法测量材料电磁参数及其改进方法[J]. 上海计量测试,2015,42(1):2-4.
- [16] 陈聪慧,何凤梅,李恩,等. 透波材料高温介电性能评价表征[J]. 宇航材料工艺,2011,41(2):30-33.

作者简介

杨志良,博士,副教授,主要研究方向为抗干扰通信与电磁参数测试技术等。

E-mail:yangzhiliang188@nuc.edu.cn

江禹,硕士研究生,主要研究方向为电磁参数测试技

术等。

E-mail:1846952357@qq.com

李元浩,硕士研究生,主要研究方向为电磁参数测试技术等。

E-mail:249069327@qq.com

姚金杰,博士,副教授,主要研究方向为毫米波测试技术与北斗导航定位技术应用等。

E-mail:1910382988@qq.com

孙兴丽,博士,讲师,主要研究方向为北斗导航定位技术应用等。

E-mail:357855790@qq.com