DOI: 10.13382/j.jemi.B1902807

宽带矢量网络测试的 TRM 校准方法不确定度分析*

郭庭铭 苏江涛 刘 军 王 飞
(杭州电子科技大学 射频电路与系统教育部重点实验室 杭州 310018)

摘 要:宽带网络测试是获取微波毫米波器件电学特性的重要手段,而 TRM 校准方法被广泛应用于宽带网络测试系统的校准中。为了有效地评估测试数据的准确性,需要对 TRM 校准与测试进行误差不确定度度分析。对基于 8 项误差的在片测试的小信号校准与误差修正原理进行了阐述,以此为基础推到了 TRM 校准方法的不确定度传播公式,能够有效地评估各项校准件的非理想性对校准结果的影响。通过采用参数已知的传输线作为非理想直通校准件进行验证实验。实验结果表明,不确定度传播公式能够准确地评估测试数据的误差,最大差值不超过 0.02 dB。

关键词: TRM 校准;S 参数测试;矢量网络分析仪;误差分析;测试不确定度
中图分类号: TN432;TN98 **文献标识码**: A **国家标准学科分类代码**: 510.3010

Uncertainty analysis of TRM calibration method for broadband vector network measurement

Guo Tingming Su Jiangtao Liu Jun Wang Fei
(Key Laboratory of RF Circuits and Systems, HangZhou DianZi University, Hangzhou 310018, China)

Abstract: Broadband network measurement is an important means to obtain the electrical characteristics of microwave and millimeter wave devices, and the TRM calibration method is widely used in the calibration of broadband network measurement systems. In order to effectively evaluate the accuracy of the measurement data, it is necessary to analyze the uncertainty of the TRM calibration and measurement. The principle of small-signal calibration and error correction based on 8-term on wafer measurement is explained. Based on this, the uncertainty propagation formula of the TRM calibration method is pushed, which can effectively evaluate the non-ideality of each calibration kits. Effect of calibration results. The verification experiment was performed by using a transmission line with known parameters as a non-ideal straight-through calibration kit. The experimental results show that the uncertainty propagation formula can accurately evaluate the error of the measurement data, and the maximum difference does not exceed 0.02 dB.

Keywords: TRM calibration; S parameter measurement; vector network analyzer; error analysis; measurement uncertainty

0 引 言

近年来,随着我国半导体产业的不断发展,微波毫米波电路系统[1]成为了行业内的研究热点。微波毫米波电路是由基础半导体芯片组成的。在芯片生产制造的流程中,半导体器件制造完成后形成裸芯片。一般是单片晶圆的形式存在。而由于晶圆上的器件的尺寸较小,为了评估器件的稳定性、可靠性以及器件的各类特性参数,需要使用在片测试探针台与射频探针对器件进行在片测试[2]。而宽带网络[3]测试系统的校准中,TRM 校准方法由于其良好的宽带特性[4]被广泛采用。然而在对宽带网络测试系统的校准过程,由于校准件的非理想性,使得校准结果必然存在一定的误差。对校准与测试的分析是保证器件测试数据准确性的关键。同时,器件测试数据的准确性将直接影响器件建模时的模型精度。因此,对基于 TRM 校准方法的校准误差分析是至关重要的。

常见的宽带矢量网络在片测试系统如图 1、2 所示,

收稿日期: 2019-12-04 Received Date: 2019-12-04
*基金项目:国家自然科学基金(61827806,61871161)、浙江省自然科学基金(LY17F010016,LY17F010017,LZ17F010001)、电子测量技术重点实验室开放基金(6142001190103)资助项目

其中包含了矢量网络分析仪、探针台、射频探针、同轴线缆、直流电源等仪器。矢量网络分析仪能够对待测器件的射频参数进行测试[5]。探针台能够排除外界环境对测试系统的干扰,使得测试系统保持稳定。射频探针用于连接晶圆上的待测器件。直流电源能够测试器件的直流特性并在射频测试时为待测器件提供偏置电压。同轴线缆用于连接在片测试系统的各个组成部分。其中,矢量网络分析仪[6]是在微波毫米波器件的射频特性参数测试中至关重要的测试仪器。通过它能够得到器件的反射参数、前向增益、反向隔离度、插入损耗、驻波比等参数。

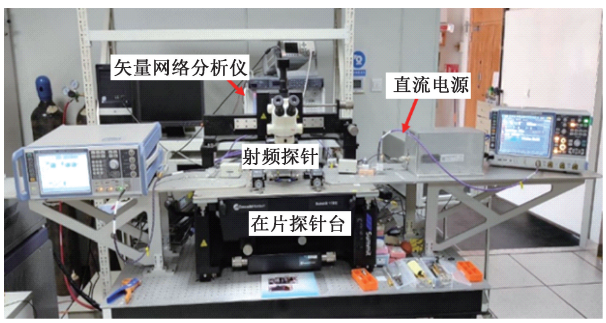

图 1 宽带矢量网络在片测试系统实物图

Fig. 1 Broadband vector network on-wafer measurement system

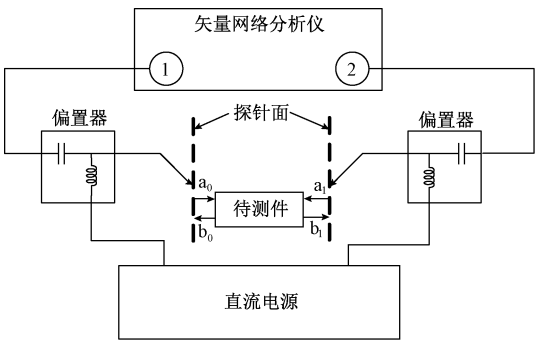

图 2 在片测试系统框图

Fig. 2 On-wafer measurement system block diagram

对于在片测试系统来说,为了将测试系统架构中的电缆、转接头、直流偏置等部件造成的系统误差进行修正,从而将测试面推至待测器件两端,进行小信号矢量校准是必要的。对于二端口矢量网络分析仪来说,最常见的误差模型分为 12 项误差模型[7]和 8 项误差模型[8]。根据矢量网络分析仪的硬件拓扑结构、端口数、接收机数量来选择合适的误差模型来进行校准。对于 12 项误差的模型的校准,最常见的校准方法是 SOLT(short-open-load-thru)校准方法[9],基于 SOLT 校准方法的研究与分析已较为完善,并且随着技术的迭代发展,四通道双端口矢量网络分析仪被广泛应用于在片测试系统中,因此本文将重点讨论基于 8 项误差模型的校准方法[10]研究。

测试不确定度[11-13]与测试结果是一种互相关联的关系,具有能够合理表征测试结果的分散特性的功能。在片测试系统的校准过程中,需要对在片校准进行测试,但由于在片校准件会因为磨损老化等因素的干扰,其真实值会与理论值产生偏差,这类偏差对导致校准计算出的误差项会产生偏差,最终导致了待测器件的 S 参数测试不确定度。因此,需要对这类有校准件的非理想性测试不确定度传播公式进行推导。在过去的研究中,基于 TRL 校准方法[14]和 SOLR 校准方法[15]的不确定度传播公式已被完整推导,分析了对应校准件的非理想性对校准结果的影响。而对于在宽带网络测试中被广泛应用的 TRM 校准方法,尚未有文献给出完整的公式推导以及误差分析。本文对基于 8 项误差的在片测试的小信号校准与误差修正原理进行了阐述,并介绍了基于 8 项误差模型的 TRM 校准方法[16]的误差项计算方法。并以此为基础推到了 TRM 校准方法的不确定度传播公式,能够有效地评估各项校准件的非理想性对校准结果的影响,并通过实验验证了公式的有效性。

1 理论分析

1.1 8 项误差模型与 TRM 校准

对于使用二端口四通道矢量网络分析仪的在片测试系统,一般采用图 3 所示的 8 项误差模型对其进行分析。

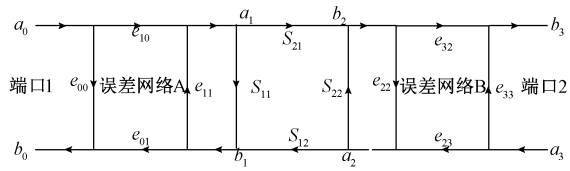

图 3 二端口 8 项误差模型信号流图

Fig. 3 Signal flow diagram of two-port 8-term error model

图 3 中的 $a_0 \sim a_3$ 为入射波,$b_0 \sim b_3$ 为反射波。8 项误差网络模型左右是完全对称的两组误差网络 A 和 B,而每个误差网络中包含了 4 项误差项。将 3 个二端口网络用传输 $\boldsymbol{T}$ 矩阵表示,得到了传输矩阵网络 $\boldsymbol{T}_A$、$\boldsymbol{T}_B$、$\boldsymbol{T}_D$,关系[17]如下:

$$\boldsymbol{T}_M = \boldsymbol{T}_A \cdot \boldsymbol{T}_D \cdot \boldsymbol{T}_B \tag{1}$$

$$\boldsymbol{T}_M = \begin{bmatrix} T_{11M} & T_{12M} \\ T_{21M} & T_{22M} \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{21m}} \begin{bmatrix} 1 & -S_{22m} \\ S_{21m} & S_{12m}S_{21m} - S_{11m}S_{22m} \end{bmatrix} \tag{2}$$

$$\boldsymbol{T}_D = \begin{bmatrix} T_{11D} & T_{12D} \\ T_{21D} & T_{22D} \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{210}} \begin{bmatrix} 1 & -S_{22D} \\ S_{21D} & S_{12D}S_{21D} - S_{11D}S_{22D} \end{bmatrix} \tag{3}$$

$$\boldsymbol{T}_A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{10}} \begin{bmatrix} 1 & -e_{11} \\ e_{00} & e_{10}e_{01}-e_{00}e_{11} \end{bmatrix} \tag{4}$$

$$\boldsymbol{T}_B = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{32}} \begin{bmatrix} 1 & -e_{33} \\ e_{22} & e_{32}e_{23}-e_{22}e_{33} \end{bmatrix} \tag{5}$$

式中:$S_{ij\,m}$ 为测试系统原始 S_{ij} 测试值;$S_{ij\,D}$ 为待测件 S_{ij} 测试值。由式(1)~(5)可以看出,在实际的矢量误差校准过程中,只要求出 7 个误差项即 e_{00}、e_{11}、e_{22}、e_{33}、$e_{01}e_{10}$、$e_{32}e_{23}$ 和 $e_{32}e_{10}$,就可以获得待测件 $\boldsymbol{T}_D$ 矩阵的真实值。因此,8 项误差模型也称作 7 项误差模型。8 项误差模型的相比于 12 项误差模型,误差项数减少,使得校准变得更加便捷。根据式(6)能够得到 $\boldsymbol{T}_D$ 关于 $\boldsymbol{T}_M$、$\boldsymbol{T}_A$、$\boldsymbol{T}_B$ 的表达式。

$$\boldsymbol{T}_D = \boldsymbol{T}_A^{-1} \cdot \boldsymbol{T}_M \cdot \boldsymbol{T}_B^{-1} \tag{6}$$

再根据 $\boldsymbol{T}$ 参数矩阵与 $\boldsymbol{S}$ 参数的转换式(7),最终得到 $\boldsymbol{S}_D$ 矩阵的表达式。

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{T_{21}}{T_{11}} & \dfrac{T_{11}T_{22}-T_{12}T_{21}}{T_{11}} \\ \dfrac{1}{T_{11}} & \dfrac{T_{12}}{T_{11}} \end{bmatrix} \tag{7}$$

尽管常见的SOLT 校准是基于 12 项误差模型发展起来的,但在对基于 8 项误差模型的误差网络进行分析时,仍然可以采用采用基于波传播矩阵的 8 项误差模型 SOLT 校准方法。对于 SOLT 校准方法而言,在计算误差系数的过程中需要所有校准件的参数必须完全精确[18],且需要用到 4 组校准件,这样一来,当测试频率大于 20 GHz 时,校准件的实际性能指标与标称性能指标将会偏移较大,对校准精度会造成很大的影响。对于 8 项误差模型来说,最常见的校准方法是 TRL(thru-reflect-line)校准方法[19]。由于 TRL 校准方法在求解误差项时,对校准件的精确度没有特别高的要求,因此在射频在片领域被大量采用。然而,当所需要测试的频率带宽较宽时,根据 TRL 校准方法本身的限制,需要使用多段传输线才能完成 TRL 校准。这会使得校准过程的中测试校准件的步骤增多,影响校准的精度,同时校准的一致性难以保证。TRM 校准方式通过用匹配负载标准代替时延线标准,在包括毫米波频带在内的宽带频率都具有良好的校准精度。正因为 TRM 校准需要的测试步骤较少以及宽带特性,被应用于在片测试系统的校准中。

校准方法的本质就是通过对已知参数的标准校准件进行测试,得到关于校准件的测试数据,结合测试数据与校准件的理论参数,误差模型网络,进行矩阵运算,就能将在片测试系统的误差项具体地计算出来。通过式(1)~(5)能够发现对单个校准件进行测试能够得到 4 项线性无关的方程。而对 TRM 校准方法而言,分别对直通、反射(开路或者短路)、匹配负载 3 组校准件进行了测试,一共得到了 12 组方程。综上所述,只需求出 7 项误差项即可完成小信号矢量校准。12 个方程对我们的校准计算来说具有冗余性,只需要从其中选取 7 组线性无关的方程就能够求出 7 项误差项的值,即完成小信号矢量校准。对于 TRM 校准,选取的 7 项方程分别是对直通校准件测试得到的 4 组方程,就反射标准件测试得到的 2 组方程,以及对匹配负载进行测试中的 1 组方程。不同校准方法都对校准件的性能有一定的要求。TRM 校准件方法要求使用的匹配负载必须是完全对称的,且负载阻抗值必须是 50 Ω,匹配负载阻抗值的偏差会导致校准在史密斯圆图上发生整体偏移。对于反射校准件要求必须具有较高的反射系数(模值接近 1),一般采用开路或者短路校准件。而直通线标准则要求其 S 参数是符合定义值的。对直通校准件测试得到的 4 组方程全用于误差项计算,因此直通校准件的测试数据与校准件特性参数的误差对校准质量的影响最大。通过方程线性变化得到的 e_{00}、e_{11}、e_{22}、e_{33}、$e_{01}e_{10}$、$e_{32}e_{23}$ 和 $e_{32}e_{10}$ 表达式。

由于 TRM 的完整表达式在诸多文献已有完整推导,本文就其中的关键点展开说明。求解的第一步是计算误差网络总的反射系数 $e_{00}e_{11}$。

$$e_{11}e_{22} = \frac{(S_{11thru} - e_{00}) \cdot (S_{22thru} - e_{33})}{S_{12thru} \cdot S_{21thru} (S_{12thru_standard})^2} \tag{8}$$

其中,S_{ijthru} 是直通校准件 S 参数测试数据,$S_{ijthru_standard}$ 是直通校准件的理论定义值。随后,利用直通线的标准 S 参数进一步获得误差网络 A,待测件,以及误差网络 B 的总的正向传播系数 $e_{32}e_{10}$ 和反向传播系数 $e_{23}e_{01}$。

1.2　误差项计算

8 项误差模型的分析得到结论可以将 8 项误差化简成 7 项误差项即可以完成校准,除了 e_{00}、e_{11}、e_{22}、e_{33} 这 4 项之外,令 $\Delta X = e_{01}e_{10} - e_{11}e_{00}$,$\Delta Y = e_{23}e_{32} - e_{22}e_{33}$,$K = e_{01}/e_{23}$ 共计 7 项误差项。根据式(1)~(5)能过推导出 S_{ijM} 的表达式[20]:

$$S_{11\,M} = \frac{e_{00} - \Delta X \cdot S_{11} - e_{00} \cdot e_{22} \cdot S_{22} + \Delta X e_{22}(S_{11} \cdot S_{22} - S_{12D} \cdot S_{21})}{(1 - e_{11} \cdot S_{11})(1 - e_{22} \cdot S_{22}) - e_{11} \cdot e_{22} \cdot S_{12.}\, S_{21}} \tag{9}$$

$$S_{12\,M} = \frac{e_{00} \cdot e_{11} \cdot S_{12} - \Delta X \cdot S_{12}}{(1 - e_{11} \cdot S_{11})(1 - e_{22.}\, S_{22}) \cdot K - e_{11} \cdot e_{22} \cdot S_{12} \cdot S_{21} \cdot K} \tag{10}$$

$S_{22\,M}$ 与 $S_{21\,M}$ 的表达式根据对称性同理可得。

假设 S 参数测试值的误差 $\delta S_{ijM} = 0$ 且误差项的偏移不受 δS_{ijM} 偏移的影响,能够得到:

$$\delta \boldsymbol{S}_{ijM} = \frac{\delta \boldsymbol{S}_{ijM}}{\partial \boldsymbol{S}_{11D}} \delta \boldsymbol{S}_{11} + \frac{\delta \boldsymbol{S}_{ijM}}{\partial \boldsymbol{S}_{12D}} \delta \boldsymbol{S}_{12} + \frac{\delta \boldsymbol{S}_{ijM}}{\partial \boldsymbol{S}_{21D}} \delta \boldsymbol{S}_{21} +$$

$$\frac{\delta \boldsymbol{S}_{ijM}}{\partial \boldsymbol{S}_{22D}}\delta \boldsymbol{S}_{22}+\frac{\delta \boldsymbol{S}_{ijM}}{\partial \boldsymbol{e}_{00}}\delta \boldsymbol{e}_{00}+\frac{\delta \boldsymbol{S}_{ijM}}{\partial \boldsymbol{e}_{11}}\delta \boldsymbol{e}_{11}+\frac{\delta \boldsymbol{S}_{ijM}}{\partial \boldsymbol{e}_{22}}\delta \boldsymbol{e}_{22}+\frac{\delta \boldsymbol{S}_{ijM}}{\partial \boldsymbol{e}_{33}}\delta \boldsymbol{e}_{33}+\frac{\delta \boldsymbol{S}_{ijM}}{\partial \Delta \boldsymbol{X}}\delta \Delta \boldsymbol{X}+\frac{\delta \boldsymbol{S}_{ijM}}{\partial \Delta \boldsymbol{Y}}\delta \Delta \boldsymbol{Y}+\frac{\delta \boldsymbol{S}_{ijM}}{\partial \boldsymbol{K}}\delta \boldsymbol{K} \tag{11}$$

将式(9)与(10)根据式(11)进行全微分运算能够得到 $\delta \boldsymbol{S}_{ijD}$ 的表达式如式(12)和(13)所示。

$$\delta \boldsymbol{S}_{11}=\frac{1-\boldsymbol{e}_{11}\cdot \boldsymbol{S}_{11}}{\boldsymbol{e}_{00}\cdot \boldsymbol{e}_{11}-\Delta \boldsymbol{X}}\delta \boldsymbol{e}_{00}-\frac{(\boldsymbol{e}_{00}-\Delta \boldsymbol{X}\boldsymbol{S}_{11})\boldsymbol{S}_{11}}{\boldsymbol{e}_{00}\cdot \boldsymbol{e}_{11}-\Delta \boldsymbol{X}}\delta \boldsymbol{e}_{11}+\frac{(1-\boldsymbol{e}_{11}\boldsymbol{S}_{11})\boldsymbol{S}_{11}}{\boldsymbol{e}_{00}\cdot \boldsymbol{e}_{11}-\Delta \boldsymbol{X}}\delta \Delta \boldsymbol{X}+\frac{\Delta \boldsymbol{Y}\cdot \boldsymbol{S}_{21}\cdot \boldsymbol{S}_{12}}{\boldsymbol{e}_{22}\cdot \boldsymbol{e}_{33}-\Delta \boldsymbol{Y}}\delta \boldsymbol{e}_{22}-\frac{\boldsymbol{e}_{22}\cdot \boldsymbol{S}_{21}\cdot \boldsymbol{S}_{12}}{\boldsymbol{e}_{22}\cdot \boldsymbol{e}_{33}-\Delta \boldsymbol{Y}}\delta \Delta \boldsymbol{Y}$$

$$\delta \boldsymbol{S}_{12D}=-\frac{(\boldsymbol{e}_{00}-\Delta \boldsymbol{X}\boldsymbol{S}_{11})\boldsymbol{S}_{12}}{\boldsymbol{e}_{00}\cdot \boldsymbol{e}_{11}-\Delta \boldsymbol{X}}\delta \boldsymbol{e}_{11}+\frac{(1-\boldsymbol{e}_{11}\boldsymbol{S}_{11})\boldsymbol{S}_{12}}{\boldsymbol{e}_{00}\cdot \boldsymbol{e}_{11}-\Delta \boldsymbol{X}}\delta \Delta \boldsymbol{X}+\frac{\Delta \boldsymbol{Y}\cdot \boldsymbol{S}_{12}\boldsymbol{S}_{22}}{\boldsymbol{e}_{22}\cdot \boldsymbol{e}_{33}-\Delta \boldsymbol{Y}}\delta \boldsymbol{e}_{22}+\frac{\boldsymbol{e}_{22}\cdot \boldsymbol{S}_{33}}{\boldsymbol{e}_{22}\cdot \boldsymbol{e}_{33}-\Delta \boldsymbol{Y}}\delta \boldsymbol{e}_{33}-\frac{\boldsymbol{e}_{22}\cdot \boldsymbol{S}_{21}\cdot \boldsymbol{S}_{12}}{\boldsymbol{e}_{22}\cdot \boldsymbol{e}_{33}-\Delta \boldsymbol{Y}}\delta \Delta \boldsymbol{Y}+\frac{\boldsymbol{S}_{12}}{\boldsymbol{K}}\delta \boldsymbol{K} \tag{13}$$

1.3 基于 TRM 校准方法校准件的非理想性分析

在片测试系统的校准能够被分为两部分,通过校准件的测试结合校准方法计算出误差项;通过误差项对待测器件的原始测试值进行修正。一般来说,在测试校准件进行误差项求解时,各个校准件被认为是理想的,已知参数的。以 TRM 校准方法为例,反射校准件的反射系数是确定的,匹配负载校准件是对称的且阻抗值为 50 Ω。直通校准件的 $S_{22}=S_{11}=0$,$S_{21}=S_{12}=1$。然而如图 4 所示,实际的在片测试过程中,在片校准件由于老化磨损等原因,校准件的实际值与理论值则必然存在一定的偏差。这种偏差会使得计算得到的误差项存在偏差,这类偏差会随着不确定度传播公式传导到待测器件的 S 参数测试结果中。

图 4 老化磨损的在片校准件实物图

Fig. 4 Aging worn on-waer calibration kits

通过偏差项矩阵的形式,可能将此类量化并进行分析。

理想反射校准件散射参数矩阵:

$$\boldsymbol{R}_{\text{ideal}}=\begin{bmatrix}\Gamma_{\text{ideal}} & 0\\ 0 & \Gamma_{\text{idel}}\end{bmatrix} \tag{14}$$

实际反射校准件散射参数矩阵:

$$\boldsymbol{R}_{\text{disrutbed}}=\begin{bmatrix}\Gamma_{\text{ideal}}+\delta S_{11_\text{Reflect}} & 0\\ 0 & \Gamma_{\text{idel}}+\delta S_{22_\text{Reflect}}\end{bmatrix} \tag{15}$$

式中:Γ_{ideal} 是根据定义参数计算得出的校准件反射系数的理论值。$\delta S_{11_\text{Reflect}}$、$\delta S_{22_\text{Reflect}}$ 是校准件的误差项。

$$\boldsymbol{T}_{\text{ideal}}=\begin{bmatrix}0 & 1\\ 1 & 0\end{bmatrix} \tag{16}$$

实际直通校准件散射参数矩阵:

$$\boldsymbol{T}_{\text{disrutbed}}=\begin{bmatrix}\delta T_{11} & 1+\delta T_{12}\\ 1+\delta T_{21} & \delta T_{22}\end{bmatrix} \tag{17}$$

式中:δT_{11}、δT_{12}、δT_{21}、δT_{22} 是直通校准件的 4 项偏差项。

理想匹配负载校准件散射参数矩阵:

$$\boldsymbol{M}_{\text{ideal}}=\begin{bmatrix}0 & 0\\ 0 & 0\end{bmatrix} \tag{18}$$

实际匹配负载校准件散射参数矩阵:

$$\boldsymbol{M}_{\text{disrutbed}}=\begin{bmatrix}\delta M_{11} & 0\\ 0 & \delta M_{22}\end{bmatrix} \tag{19}$$

式中:δM_{11}、δM_{22} 是匹配负载的偏差项。

通过控制变量的方法能够 TRM 校准方法的误差不确定公式进行推导,当只分析 Reflect 校准件的非理想性时将 $\boldsymbol{R}_{\text{disrutbed}}$ 代入到式(12)和(13)中,经过计算得到 Reflect 校准件的偏差最终只会影响待测器件的 S_{11}、S_{22},不影响待测器件的 S_{21}、S_{12}。

$$\delta S_{11}^{R}\big|_{\text{R1}}=-\frac{s_{11}}{2\cdot \Gamma}\delta \Gamma,\delta S_{11}^{R}\big|_{\text{R2}}=\frac{s_{11}}{2\cdot \Gamma}\delta \Gamma \tag{20}$$

$$\delta S_{22}^{R}\big|_{\text{R1}}=\frac{S_{22}}{2\cdot \Gamma}\delta \Gamma,\delta S_{22}^{R}\big|_{\text{R2}}=-\frac{S_{22}}{2\cdot \Gamma}\delta \Gamma \tag{21}$$

R1 为单端口校准时使用一端口,此时 $\delta\Gamma=\delta S_{11_\text{Reflect}}$;R2 为单端口校准时使用二端口,此时 $\delta\Gamma=\delta S_{22_\text{Reflect}}$。

当只分析 Thru 校准件的非理想性时将 $\boldsymbol{T}_{\text{disrutbed}}$ 代入到式(12)和(13)中,经过计算以及化简得到 Thru 校准件的偏差对待测器件的 S 参数的影响。由于误差项 e_{11} 是非常小的,因此灵敏度系数中含有误差项 e_{11} 的项与其他项相比也是非常小的,这些项在化简过程中可以省略。同时,而对于反射件,在校准时反射校准件通常采用的短路件和开路件其反射系数的模均为 1。能够对灵敏度系数公式进行化简。

$$\delta S_{11}^{\text{T}}\approx -S_{12}S_{21}\delta T_{11}-\frac{s_{11}}{2}(\delta T_{21}+\delta T_{12})-S_{11}^{2}\delta T_{22}-\frac{S_{11}\Gamma^{2}}{2\Gamma}(\delta T_{11}-\delta T_{22}) \tag{22}$$

$$\delta S_{12}^{\mathrm{T}} \approx -S_{22}S_{12}\delta T_{11} - S_{12}\delta T_{12} - S_{11}S_{12}\delta T_{22} \tag{23}$$

当只分析 Match 校准件的非理想性时将 $\boldsymbol{M}_{\mathrm{disrutbed}}$ 代入到式(12)和(13)中,经过计算得到 Match 校准件的偏差对待测器件的 S 参数的影响。

$$\delta S_{11}^{M} = -(1 - S_{12}S_{21})\delta M_{11} + \frac{s_{11}}{\Gamma}(\delta M_{11} - \delta M_{22}) + S_{11}^{2}\delta M_{22} - \frac{S_{11}}{2}\delta M_{11} \tag{24}$$

$$\delta S_{12}^{M} = S_{12}S_{22}\delta M_{11} + S_{11}S_{12}\delta M_{22} \tag{25}$$

根据式(20)~(25)灵敏度系数表达式,能够得到以下结论。

1)反射校准件的非理想性不会对待测器件的传输系数产生影响,也不会对待测器件反射系数的相位产生影响,只会影响待测器件反射系数的幅值。

2)直通校准件的反射系数非理想性会对反射系数模值较大的待测器件产生较大的影响。

3)匹配负载校准件的非理想性会使得待测器件的反射系数在史密斯圆图上发生平移。

2　实验验证

为了验证本文所推导的基于 TRM 校准方法的 S 参数灵敏度系数表达式,采用非理想校准件对图 1 所示测试系统在 500 MHz~10 GHz 频段内进行小信号矢量校准。采用传输线校准件作为非理想直通件进行 TRM 校准,对功率放大器进行小信号 S 参数测试,得到非理想校准下的待测器件测试数据。再采用理想直通校准件进行 TRM 校准,对待测器件进行测试,得到理想校准下待测器件测试数据,实物如图 5 所示。

图 5　同轴校准件与射频功率放大器实物图

Fig. 5　Coaxial calibration kits and RF power amplifier

将两组测试数据相减得到了由非理想校准件引起的测试误差值。由于实验中采用参数已知的传输线校准件作为非理想直通校准件,因此通过计算能够得到非理想直通校准件的散射参数矩阵,将其带入 S 参数灵敏度表达式得到测试误差的理论值,对比结果如图 6 所示。通过对比可以发现功率放大器 S_{21} 的偏差测试值与根据灵敏度系数计算出的偏差值曲线基本吻合。

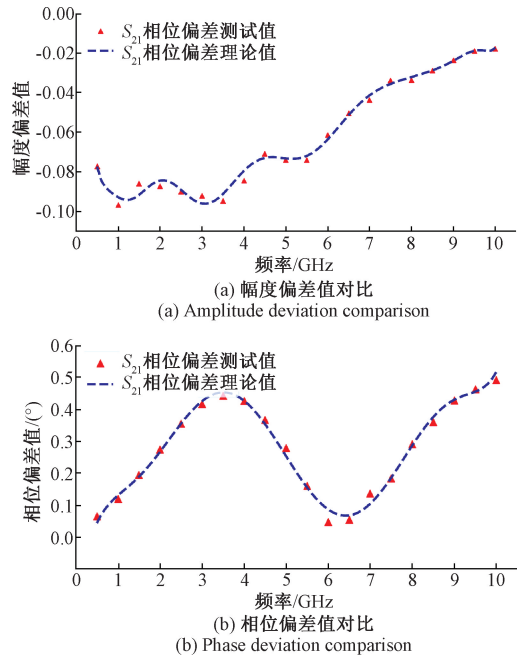

图 6　非理想直通件引起的功率放大器 S_{21} 测试不确定度

Fig. 6　Measurement uncertainty of power amplifier S_{21} caused by non-ideal thru calibration kit

3　结　论

本文分析了非理想校准件对校准的影响,介绍了不确定度评估方法和主要步骤。最终推导出了基于 TRM 校准方法的 S 参数灵敏度系数表达式。通过对比实验验证了 S 参数灵敏度系数表达式的有效性。通过 S 参数灵敏度系数表达式能够有效地评估各项校准件的非理想性对校准结果的影响,当校准质量不佳时,快速地分析出误差来源,保证了测试数据的有效性和真实值,具有一定的实用价值。

参考文献

[1] FRESINA M. Trends in GaAs HBTs for wireless and RF[C]. IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, 2011: 150-153.

[2] SAKAMAKI R, HORIBE M. Improvement of on-wafer measurement accuracy with RF signal detection technique at millimetre-wave frequencies [J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2017, 11(13): 1892-1897.

[3] RAPPAPORT T S, GUTIERREZ F, BEN-DOR E, et al. Broadband millimeter-wave propagation measurements and models using adaptive-beam antennas for outdoor urban cellular communications[J]. IEEE Transactions on

Antennas and Propagation, 2012, 61(4): 1850-1859.
[4] RUMIANTSEV A, SWEENEY S L, CORSON P L. Comparison of on-wafer multiline TRL and LRM + calibrations for RF CMOS applications [C]. ARFTG Microwave Measurement Symposium, IEEE, 2009.
[5] 赵伟. 多端口矢量网络分析仪校准技术研究[D]. 南京:南京航空航天大学, 2011.
ZHAO W. Research on multiport vector network analyzer calibration technology[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2011.
[6] TANG Z, PAN S, YAO J. A high resolution optical vector network analyzer based on a wideband and wavelength-tunable optical single-sideband modulator [J]. Optics express, 2012, 20(6): 6555-6560.
[7] TIEMEIJER L F, PIJPER R M T, VAN STEENWIJK J A, et al. A new 12-term open-short-load de-embedding method for accurate on-wafer characterization of RF MOSFET structures [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(2): 419-433.
[8] ZHAO W, ZHAO Y J, QIN H B. Calibration of the three-port VNA using the general 6-term error model[J]. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2010, 24(2-3): 319-326.
[9] PADMANABHAN S, KIRBY P, DANIEL J, et al. Accurate broadband on-wafer SOLT calibrations with complex load and thru models[C]. ARFTG Conference Digest, 2003.
[10] 秦红波. 矢量网络分析仪校准技术研究[D]. 西安:西安电子科技大学, 2014.
QIN H B. Research on calibration technology of vector network analyzer[D]. Xi'an: Xidian University, 2014.
[11] 魏明明. 蒙特卡洛法与 GUM 评定测量不确定度对比分析[J]. 电子测量与仪器学报, 2018, 32(11): 22-30.
WEI M M. Comparative analysis of measurement uncertainty between Monte Carlo and GUM[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32(11):22-30.
[12] 魏明明. 皮托管测量风速时 GUM 评定不确定度的偏差修正[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(6): 18.
WEI M M. Deviation correction of GUM evaluation uncertainty in the wind speed measurement by pitot tube[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(6): 18.
[13] 梁伟, 韦铁平, 杨晓翔, 等. 超大量程力传递系统不确定度评定研究[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(4): 35-42.
LIANG W, WEI T P, YANG X X, et al. Study on uncertainty evaluation of force transfer system with a super-large range [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(4): 35-42.
[14] STUMPER U. Uncertainty of VNA S-parameter measurement due to nonideal TRL calibration items[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2005, 54(2): 676-679.
[15] STUMPER U. Influence of nonideal calibration items on S-parameter uncertainties applying the SOLR calibration method[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2008, 58(4): 1158-1163.
[16] 苏江涛, 郭庭铭, 杨保国, 等. 基于回波替代的毫米波矢量网络测试校准方法[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(1):77-84.
SU J T, GUO T M, YANG B G, et al. Measurement and calibration method of millimeter wave vector network based on echo substitution [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(1):77-84.
[17] 苏江涛, 郭庭铭, 刘军, 等. 一种用于大信号测试的矢量校准快速修正方法[J]. 半导体技术, 2019, 44(8):652-658.
SU J T, GUO T M, LIU J, et al. An instant vector calibration fast correction method for large signal measurement system [J]. Semiconductor Technology, 2019, 44(8):652-658.
[18] ZHAO W, QIN H B, QIANG L. A calibration procedure for two-port VNA with three measurement channels based on T-matrix[J]. Progress in Electromagnetics Research, 2012, 29: 35-42.
[19] ENGEN G F, HOER C A. Thru-reflect-line: An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer [C]. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest 1979, 27(12):987-993.
[20] RYTTING D. Network analyzer error models and calibration methods[Z]. White Paper, 1998.

作者简介

郭庭铭,2017 年于杭州电子科技大学获得学士学位,现为杭州电子科技大学硕士研究生,主要研究方向为微波毫米波测试。
E-mail:171040021@ hdu. edu. cn

Guo Tingming received his B. Sc. degree from Hangzhou Dianzi University in 2018. He is currently a M. Sc. candidate at Hangzhou Dianzi University. His main research interest is acoustic signal processing.

苏江涛,2005 年于中国海洋大学获得硕士学位,2011 年于英国卡迪夫大学获得博士学位,现为杭州电子科技大学副研究员,主要研究方向为射频/毫米波测试技术、射频器件建模以及功率放大器设计。
E-mail:jtsu@ hdu. edu. cn

Su Jiangtao received his M. Sc. degree from Ocean University of China in 2005, Ph. D. degree from Cardiff University in 2011. He is currently an associate researcher at Hangzhou Dianzi University. His main research interests include RF/millimeter wave measurement technology, RF device modeling and power amplifier design.

《电子测量与仪器学报》2019 年度优秀评审专家名单公布

《电子测量与仪器学报》是由中国科协主管,中国电子学会主办的学术性刊物,始终坚持严谨、严肃、求真、唯实、理论联系实际的办刊方针。自创刊以来,《电子测量与仪器学报》一直沿着办高水平学术期刊的方向办刊,继续以提高学术质量来增强核心竞争力,近年来陆续进入北大图书馆《中文核心期刊要目总览》核心收录、《中国科学引文数据库》(CSCD)核心收录、中信所“中国科技核心期刊”,并在 2019 年入选“中国科协卓越期刊计划”。根据中信所的检索报告,本刊的影响因子、总被引频次近年来大幅提高,并连续 5 年影响因子保持在 2.0 以上。2019 年学报共出版期刊 12 期,发表论文 320 篇,并组织了“视觉测量与图像处理”、“精密仪器与测量”、“自动测试大会”、“无人机智能检测及系统”等多个热点专题,取得了广泛的认可。

学报的发展离不开各位评审专家的大力支持。为鼓励《电子测量与仪器学报》审稿专家积极参与稿件评审,客观公正、严谨求实、高效优质地完成稿件审核,并帮助学报不断提高期刊学术质量、扩大期刊业内影响力,根据《电子测量与仪器学报》优秀审稿人评选及表彰办法,评选出 2019 年度优秀评审专家共 19 位。现决定对以上优秀评审专家颁发荣誉证书,并在《电子测量与仪器学报》的期刊、网站及微信公众号上予以表彰。借此感谢参与《电子测量与仪器学报》论文评审工作的所有评审专家。优秀评审专家名单(以姓氏笔画为序)如下:

优秀评审专家名单(共 19 人):

万柏坤 (天津大学)
于劲松 (北京航空航天大学)
邓仁明 (重庆大学)
方立德 (河北大学)
刘大同 (哈尔滨工业大学)
任明秋 (空军预警学院)
阮秋琦 (北京交通大学)
行鸿彦 (南京信息工程大学)
许桢英 (江苏大学)
张同双 (中国卫星海上测控部)
陈如清 (嘉兴学院)
吴　忠 (北京航空航天大学)
张　辉 (湖南大学)
罗清华 (哈尔滨工业大学(威海))
赵永强 (西北工业大学)
赵智忠 (河北工业大学)
柯熙政 (西安理工大学)
彭　宇 (哈尔滨工业大学)
樊尚春 (北京航空航天大学)

《电子测量与仪器学报》编辑部