

# 一种基于 10 项误差模型的二端口矢量网络分析仪校准方法

赵 伟<sup>1</sup>, 赵永久<sup>1</sup>, 袁春花<sup>1</sup>, 秦红波<sup>2</sup>, 强 力<sup>2</sup>

(1. 南京航空航天大学电子信息工程学院, 江苏南京 210016; 2. 西安电子科技大学机电工程学院, 陕西西安 710071)

**摘 要:** 在三通道二端口矢量网络分析仪 (Vector Network Analyzer, VNA) 的校准过程中, 引入长度未知的 50 欧姆传输线段作为校准件代替常见的短路-开路-匹配-直通 (Short-Open-Load-Thru, SOLT) 校准算法中的匹配校准件, 减少了校准件数量且不需要已知校准件的全部特性, 不仅降低了测试成本, 同时简化了测试步骤. 通过这种校准算法不必计算各个系统误差项的大小, 待测件 (Device Under Test, DUT) 的散射矩阵直接由校准和测试过程中的散射参数测量值表示得到. 最后, 利用此方法计算二端口待测件的真实散射参数, 并与 SOLT 算法进行对比, 其结果吻合良好.

**关键词:** 矢量网络分析仪; 校准; 误差模型; 散射参数

**中图分类号:** TM931 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 10-2469-04

## A Calibration Procedure for Two-Port Vector Network Analyzer Based on 10-Term Error Model

ZHAO Wei<sup>1</sup>, ZHAO Yong-jiu<sup>1</sup>, YUAN Chun-hua<sup>1</sup>, QIN Hong-bo<sup>2</sup>, QIANG Li<sup>2</sup>

(1. College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, Jiangsu 210016, China;

2. School of Electronical and Mechanical Engineering, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

**Abstract:** In the calibration procedure for two-port vector network analyzer (VNA) with three measurement channels, the length-unknown 50 ohm line is used in short-open-load-thru (SOLT) calibration algorithm instead of Load standard. It is aimed to decrease the measurement cost and simplify the measurement process. Via this calibration procedure, the systematic error terms are not required and the accurate scattering parameters of a two-port device under test (DUT) can be obtained by the measured scattering parameters during the calibration and measurement procedure. Experimental verification was carried out through SOLT method, and excellent agreement is observed.

**Key words:** vector network analyzer; calibration; error model; scattering parameters

## 1 引言

在现代微波、射频以及毫米波测量中, 矢量网络分析仪 (VNA) 是最重要的测量工具之一, 而校准及误差修正则是矢量网络分析仪中的关键技术<sup>[1~6]</sup>. 近年来, 通过测量部分特性未知的标准件进行误差校准是矢量网络分析仪校准技术的研究热点之一, 但是, 这些方法只适用于四通道二端口矢量网络分析仪的校准<sup>[7~9]</sup>. 在校准低成本的三通道二端口矢量网络分析仪时, 通常采用 10 项误差模型和 8 项误差模型<sup>[10,11]</sup>, 在考虑开关不理想的情况下 10 项误差模型较 8 项误差模型更加准确<sup>[12,13]</sup>, 但是基于 10 项误差模型的校准过程往往繁琐, 更没有类似针对 8 项误差模型的自校准算法.

本文对 10 项误差模型做了进一步研究, 引入 1 个长度未知的 50 欧姆传输线段代替 2 个单端口匹配校准

件 (公/母), 减少了校准件数量, 同时简化了校准步骤, 且在理论上保证了校准精度的一致性. 采用本文方法不需求解各系统误差项的大小, 待测件 (DUT) 散射矩阵可以直接由校准和测试过程中的散射参数测量值表示出来, 最终, 计算二端口待测件的散射矩阵并与短路-开路-匹配-直通 (SOLT) 校准算法进行对比, 结果吻合良好.

## 2 校准原理

在工程实际中, 三通道二端口 VNA 因其成本相对较低而被广泛应用. 如图 1 所示, 三通道 VNA 含有一个激励源, 由开关切换复用一个人射波测试通道, 使入射波和反射波测试通道分立于开关两侧.

校准图 1 中三通道 VNA 时, 一般采用 10 项误差模型<sup>[6]</sup>. 如图 2 所示, 10 项误差模型按照激励端口的不同可分为前向和后向模型, 其中系统误差包括源端的方向

误差  $E_D$ 、源失配误差  $E_S$  和反向跟踪误差  $E_R$  以及负载端的负载失配误差  $E_L$  和正向跟踪误差  $E_T$ 。基于图 2 中前向和后向模型本文校准算法可以分为 5 步。

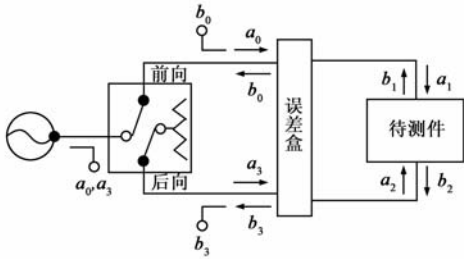


图1 三通道二端口VNA结构框图

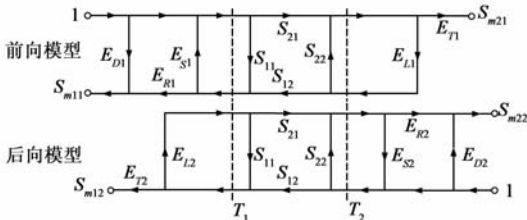


图2 10项误差模型

**步骤 1** 1 端口依次接单端口校准件 SO 时, 根据图 2 中前向模型可以得到如下等式<sup>[1]</sup>

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ S_{m11}^s & S_{m11}^o \end{bmatrix} = T_{01} \begin{bmatrix} x & x' \\ \Gamma_s x & \Gamma_o x' \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中矩阵  $T_{01}$  为源端误差组成的波传输矩阵,  $S_{m11}^s$  和  $S_{m11}^o$  分别是接校准件  $S(\Gamma_s = -1)$  和  $O(\Gamma_o = 1)$  时的  $S_{11}$  测量值, 相应地,  $x$  和  $x'$  对应测量不同校准件时  $T_1$  平面上的入射波。

**步骤 2** 1, 2 端口直通校准时, 散射参数测量值可表示为 SO 校准时散射参数测量值的线性组合

$$\begin{bmatrix} 1 \\ S_{m11}^t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ S_{m11}^s & S_{m11}^o \end{bmatrix} \mathbf{r}_1 = T_{01} \begin{bmatrix} x & x' \\ \Gamma_s x & \Gamma_o x' \end{bmatrix} \mathbf{r}_1 \quad (2)$$

其中  $S_{m11}^t$  是直通校准时的  $S_{11}$  测量值。由式(2)可以看出向量  $\mathbf{r}_1$  是在以 SO 校准过程所得测量值

$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ S_{m11}^s & S_{m11}^o \end{bmatrix}$  为基的线性空间中直通校准测量值  $\begin{bmatrix} 1 \\ S_{m11}^t \end{bmatrix}$  的坐标。同时, 直通情况下可得

$$\begin{bmatrix} x & x' \\ \Gamma_s x & \Gamma_o x' \end{bmatrix} \mathbf{r}_1 = \begin{bmatrix} \frac{S_{m21}^t}{E_{T1}} \\ \frac{S_{m21}^t E_{L1}}{E_{T1}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中  $S_{m21}^t$  是直通校准时的  $S_{21}$  测量值。

**步骤 3** 1, 2 端口接长度未知的 50 欧姆传输线段时, 根据步骤 2 同理可得

$$\begin{bmatrix} x & x' \\ \Gamma_s x & \Gamma_o x' \end{bmatrix} \mathbf{r}_1' = \begin{bmatrix} e \\ e^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{S_{m21}^t}{E_{T1}} \\ \frac{S_{m21}^t E_{L1}}{E_{T1}} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中  $S_{m21}^t$  是接传输线段时的  $S_{21}$  测量值,  $\mathbf{r}_1'$  (类似于式(2)中向量  $\mathbf{r}_1$  的定义, 是在以 SO 校准所得测量值为基的线性空间中传输线段测量值的坐标,  $\begin{bmatrix} e \\ e^{-1} \end{bmatrix}$  是传输线段的波传输矩阵。再将式(3)代入式(4)可得

$$\begin{bmatrix} x & x' \\ \Gamma_s x & \Gamma_o x' \end{bmatrix} \mathbf{r}_1' = \frac{S_{m21}^t}{S_{m21}^t} \begin{bmatrix} e \\ e^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x & x' \\ \Gamma_s x & \Gamma_o x' \end{bmatrix} \mathbf{r}_1 \quad (5)$$

已知向量  $\mathbf{r}_1 = [r_{11}, r_{12}]^T$ ,  $\mathbf{r}_1' = [r_{11}', r_{12}']^T$ , 整理上式可得

$$\begin{bmatrix} a - be & c - de \\ \Gamma_s ae - \Gamma_s b & \Gamma_o ce - \Gamma_o d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x' \end{bmatrix} = 0 \quad (6)$$

其中变量  $a = S_{m21}^t r_{11}'$ ,  $b = S_{m21}^t r_{11}$ ,  $c = S_{m21}^t r_{12}'$ ,  $d = S_{m21}^t r_{12}$ 。易知式(6)存在非零解, 即矩阵行列式为零。

$$\begin{vmatrix} a - be & c - de \\ \Gamma_s ae - \Gamma_s b & \Gamma_o ce - \Gamma_o d \end{vmatrix} = 0 \quad (7)$$

求解式(7)可得

$$e = \frac{-(\Gamma_o - \Gamma_s)(ac + bd) \pm D}{2(\Gamma_s ad - \Gamma_o bc)} \quad (8)$$

其中:

$$D = \sqrt{(\Gamma_o - \Gamma_s)^2(ac + bd)^2 - 4(\Gamma_s bc - \Gamma_o ad)(\Gamma_s ad - \Gamma_o bc)}$$

选择传输线电长度小于  $\pi$ , 即  $e$  的相位在  $0 \sim \pi$  之间, 由此判断式(8)中的正负号, 进而得到以下关系

$$x' = -\frac{a - be}{c - de}x \text{ 或 } x' = -\frac{\Gamma_s ae - \Gamma_s b}{\Gamma_o ce - \Gamma_o d}x \quad (9)$$

下文中定义特征变量  $m = x'/x$ 。

**步骤 4** 测量待测件时, 可以得到类似式(5)的方程如下

$$\begin{bmatrix} x & x' \\ \Gamma_s x & \Gamma_o x' \end{bmatrix} \mathbf{R}_1 = \frac{S_{m21}}{S_{m21}^t} T_{12} \begin{bmatrix} x & x' \\ \Gamma_s x & \Gamma_o x' \end{bmatrix} \mathbf{r}_1 \quad (10)$$

其中  $S_{mij}$  是待测件散射参数测量值,  $\mathbf{R}_1$  类似于坐标  $\mathbf{r}_1$  和  $\mathbf{r}_1'$ , 是在以 SO 校准所得测量值为基的线性空间中 DUT 测量值的坐标。  $T_{12}$  定义为 DUT 的传输矩阵, 即  $T_{12}$

满足  $\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = T_{12} \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix}$ 。

**步骤 5** 基于后向模型时, 根据步骤 1~4 可得到对偶于式(10)的方程,

$$\begin{bmatrix} y & y' \\ \Gamma_s y & \Gamma_o y' \end{bmatrix} \mathbf{R}_2 = \frac{S_{m12}}{S_{m12}^t} T_{21} \begin{bmatrix} y & y' \\ \Gamma_s y & \Gamma_o y' \end{bmatrix} \mathbf{r}_2 \quad (11)$$

其中  $\mathbf{r}_2$  和  $\mathbf{R}_2$  分别是直通测量值  $\begin{bmatrix} 1 \\ S_{m22}^t \end{bmatrix}$  和 DUT 测量值

$\begin{bmatrix} 1 \\ S_{m22} \end{bmatrix}$  在以 SO 校准件测量值  $\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ S_{m22}^s & S_{m22}^o \end{bmatrix}$  为基的线性

空间中的坐标, 且式(11)中传输矩阵满足  $T_{21} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} T_{12}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ 。同时, 类似于式(9)的推导过程, 可以计算出特征向量  $n = y'/y$  的大小。

最后,由步骤 1~5 可以归纳得到以下方程

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} 1 & m \\ \Gamma_s & \Gamma_{om} \end{bmatrix} \mathbf{R}_1 = \mathbf{T}_{12} \frac{S_{m21}}{S_{m21}^t} \begin{bmatrix} 1 & m \\ \Gamma_s & \Gamma_{om} \end{bmatrix} \mathbf{r}_1 \\ \begin{bmatrix} \Gamma_s & \Gamma_{on} \\ 1 & n \end{bmatrix} \mathbf{r}_2 = \mathbf{T}_{12} \frac{S_{m12}}{S_{m12}^t} \begin{bmatrix} \Gamma_s & \Gamma_{on} \\ 1 & n \end{bmatrix} \mathbf{R}_2 \end{cases} \quad (12)$$

求解上式可得 DUT 波传输矩阵表达式如下

$$\mathbf{T}_{12} = \left\{ \begin{bmatrix} 1 & m \\ \Gamma_s & \Gamma_{om} \end{bmatrix} \mathbf{R}_1 \begin{bmatrix} \Gamma_s & \Gamma_{on} \\ 1 & n \end{bmatrix} \mathbf{r}_2 \right\} \cdot \left\{ \frac{S_{m21}}{S_{m21}^t} \begin{bmatrix} 1 & m \\ \Gamma_s & \Gamma_{om} \end{bmatrix} \mathbf{r}_1 \frac{S_{m12}^t}{S_{m12}} \begin{bmatrix} \Gamma_s & \Gamma_{on} \\ 1 & n \end{bmatrix} \mathbf{R}_2 \right\}^{-1} \quad (13)$$

DUT 散射矩阵可以由传输矩阵转换得到,从以上分析可以看出校准过程不需要求解所有的误差项大小,也不需要已知传输线段精确长度,引入 50 欧姆传输线测量代替了匹配校准件测量,不仅降低了测试成本,也大大简化了测试步骤。

### 3 理论验证

利用上述方法对一个未知二端口器件散射参数进行测量、误差修正,选择长度未知的 50 欧姆微带传输线作为校准件,即图 4 中所示微带线,基于安捷伦 P5230A 的测量数据进行实验对比,分别利用本文方法和 SOLT 方法对未校准数据进行误差消除,图 3 和图 4 为对比结果,可以看出本文方法和 SOLT 结果基本一致,与安捷

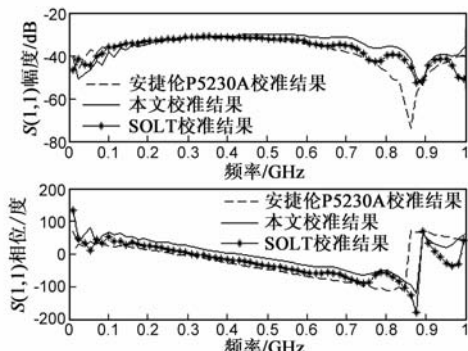


图3  $S_{11}$  对比曲线

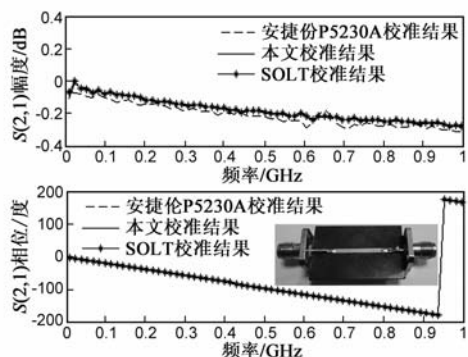


图4  $S_{21}$  对比曲线

伦 P5230A 校准结果吻合良好,在 0.8GHz~0.9GHz 频段上有所差别,这可能是由以下几个原因造成的:(1)校准件不理想导致的剩余误差;(2)动态测量误差;(3)随机误差;(4)商用仪器自身校准方法.通过实验结果可以看出,选择常见的 50 欧姆传输线作为校准件既节省了测试成本,又保证了测试精度。

### 4 结论

本文提出了一种基于 10 项误差模型的校准算法,采用长度未知的传输线代替匹配校准件,校准过程不需要计算误差项大小,不仅降低了测试成本,而且简化了校准步骤,并且本文给出了详细的校准步骤.最终,根据误差修正公式计算二端口待测件的真实散射参数,并与 SOLT 校准结果进行对比,证明了本文校准算法的可靠性和正确性。

### 参考文献

- [1] Rytting D. Network analyzer error models and calibration methods [EB/OL]. [http://cpd.ogi.edu/IEEE-MTT-ED/Network analyzer error models and calibration methods.pdf](http://cpd.ogi.edu/IEEE-MTT-ED/Network%20analyzer%20error%20models%20and%20calibration%20methods.pdf), 1996.
- [2] 陈振宇,王幼林,祝宁华.扩展 OSL 方法校准微波双口测试夹具[J].电子学报,2002,30(11):1711-1714.  
Chen Zhen-yu, Wang You-lin, Zhu Ning-hua. The extended OSL method for calibrating the tow-port microwave test fixtures [J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(11): 1711-1714. (in Chinese)
- [3] 王幼林,陈振宇,钱辰,祝宁华.线性 TSM 和 TRL 校准方法中方程的选择[J].电子学报,2003,31(5):714-716.  
Wang You-lin, Chen Zhen-yu, Qian Chen, Zhu Ning-hua. Choice of equations in linear TSM and TRL methods[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(5): 714-716. (in Chinese)
- [4] 赵伟,赵永久,秦红波,袁春花,强力.利用引入开关补偿误差的 8 项误差模型校准二端口矢量网络分析仪[J].南京航空航天大学学报,2010,42(5):661-664.  
Zhao Wei, Zhao Yong-jiu, Qin Hong-bo, Yuan Chun-hua, Qiang Li. Calibration of two-port vector network analyzer using eight-term error model with the offset error of the switch[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2010, 42(5): 661-664. (in Chinese)
- [5] Hou Zheng-jia, Huang dong, Tong Ling. 8 error module of vector network analyzer and calibrating theory[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2004, 25(S1): 764-766.
- [6] Rumiantsev A, Ridler N. VNA calibration[J]. IEEE Microwave Magazine, 2008, 9(3): 86-99.
- [7] Eul H J, Schick B. A generalized theory and new calibration procedures for network analyzer self-calibration [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1991, 39(4): 724-731.

- [8] Ferrero A, Pisani U. Two-port network analyzer calibration using an unknown 'thru' [J]. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1992, 2(12): 505 – 506.
- [9] Stumper U. Measurement of a microwave load using one or two terminations of known reflection [J]. IEEE Transactions on Instrument and Measurement, 2011, 60(3): 1 – 7.
- [10] Oswald O. 12-term system-error correction in network analysis [J]. News from Rohde and Schwarz, 1985, 25(108): 26 – 27.
- [11] Van Hamme H, Vanden Bossche M. Flexible vector network analyzer calibration with accuracy bounds using an 8-term or a 16-term error correction model [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1994, 42(6): 976 – 987.
- [12] Marks R B. Formulations of the basic vector network analyzer error model including switch-terms [A]. Proceedings of the 50th ARFTG Conference Digest-Fall [C]. USA: IEEE Press, 1997. 115 – 126.
- [13] Vandenbergh S, Schreurs D, Carchon G, Nauwelaers B, De Raedt W. Identifying error-box parameters from the twelve-term vector network analyzer error model [A]. Proceedings of

the 60th ARFTG Conference Digest-Fall [C]. USA: IEEE Press, 2002. 157 – 165.

## 作者简介



赵伟男, 1984 年 1 月出生于陕西省咸阳市. 南京航空航天大学攻读通信与信息系统专业博士研究生, 目前主要研究方向为微波器件与电路、计算电磁学等.

E-mail: zhaowei\_email@163.com



赵永久男, 1964 年 4 月出生于河北省昌黎县. 南京航空航天大学教授, 博士生导师, 目前主要研究方向为微波无源器件、计算电磁学、现代微波测量等.

E-mail: yjzhao@nuaa.edu.cn