

一种多端口矢量网络分析仪误差校准简化方法

刘 军

(中国电子科技集团公司第四十一研究所 青岛 266555)

摘 要:本文提出了一种 $2n$ 通道 n 端口矢量网络分析仪(VNA)误差模型和校准方法,在 $4n$ 项误差模型的基础上根据矢量网络分析仪的实际硬件结构,引入了串话误差和开关误差,从而构造了更加符合实际情况的误差模型。本文给出了新引入误差项的校准方法和修正过程,最终推导出了矩阵形式的散射参数表达式及测量结果的修正公式。对一个四端口待测器件的散射参数(S参数)进行了实际测量,利用本文方法对原始数据进行校正,其结果与商用 VNA 进行对比,证明了本文方法的正确性。

关键词: 矢量网络分析仪;多端口;误差模型;校准;误差修正

中图分类号: TN98 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8040

Simplified error calibration method for multiport vector network analyzer

Liu Jun

(The 41st Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Qingdao 266555, China)

Abstract: Based on the traditional $4n$ -term model, an improved error model, which takes isolation and switch errors into account, according to actual composition of the hardware, is obtained and a method of error terms calibration is presented for multiport vector network analyzer (VNA). Then a measurement result correction algorithm is derived with the n -port scattering parameters of DUT are expressed in form of matrix. Finally, a four-port actual device are measured in practice and the raw data is corrected with this algorithm. The final results are in good agreement with that of commercial VNA.

Keywords: vector network analyzer; error model; calibration; error correction

1 引 言

对多端口微波器件进行测量和调试时,由于各端口参数之间的相互牵制,往往要求同时监测所有端口以确保所有参数都满足要求。因此,工程实践中越来越多地采用多端口矢量网络分析仪进行其散射参数的测量,而校准和误差修正是实现多端口网络精确测量的关键技术之一。在研究多端口 VNA 校准技术时,经典的 $4n$ 项误差模型因其修正算法简单而被广泛采用,但该模型没有考虑因开关切换引起的系统误差,必将对测量结果产生一定影响。此外,在有更高精度的测试要求时(如待测网络参数本身幅度很小),必须考虑在 $4n$ 项模型中被忽略的串话误差的影响。因此,有必要对 $4n$ 项误差模型进行改进,并提出相应的校准技术。

本文对 $4n$ 项误差模型进行了改进,考虑了串话误差,并引入开关误差项,使得新模型计入的误差来源更加全面,对实际系统的表达更加准确。将串话误差消除后,再

通过矩阵运算消除开关误差的影响,最后结合 $4n$ 项误差模型完成校正,解决了 $4n$ 项误差模型在误差项上考虑不全面的问题,保证了本校正方案的测量精度。

2 误差模型

矢量网络分析仪的误差校正是建立在误差模型基础之上的,误差模型是将待测件的参数测量值、真实值以及各系统误差项联系起来的一个数学模型,可利用信号流图直观表示。利用部分参数已知的高精度校准件对应的参数真实值和测量值,经过适当的数学处理,计算得到各误差项的过程就是校准过程。基于已经求得的误差项对待测件散射参数测量值进行修正,最终得到待测件的真实散射参数,这就是矢量网络分析仪的误差修正过程。本文重点讨论误差模型的改进以及相应的误差修正算法。

传统的 $4n$ 项误差模型是通过在虚拟的无误差理想网络分析仪的每个端口与实际的测量端口之间插入一个包

含4项误差的误差盒构成的,如图1所示。

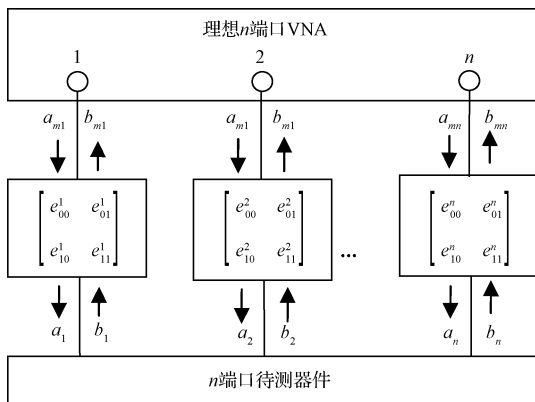


图1 多端口VNA的4n项误差模型

串话误差是由于仪器内部不同通道之间的耦合或隔离不理想而未经端口输出到待测网络直接进入其他通道造成的误差,考虑了串话误差的多端口VNA误差模型如图2所示。

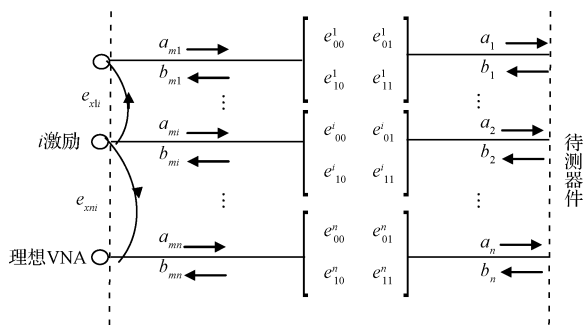


图2 考虑串话误差的多端口VNA误差模型

开关误差是由于矢量网络分析仪内部信号源切换到激励通道和其他通道切换到与源内阻相等的匹配负载时等效源匹配特性(包含开关特性)不理想而产生的误差模型如图3所示。图3为端口*i*激励,端口*j*为接收端时考虑开关误差的模型,其中,开关切换带来的影响包含在接收端测得的反射系数中。

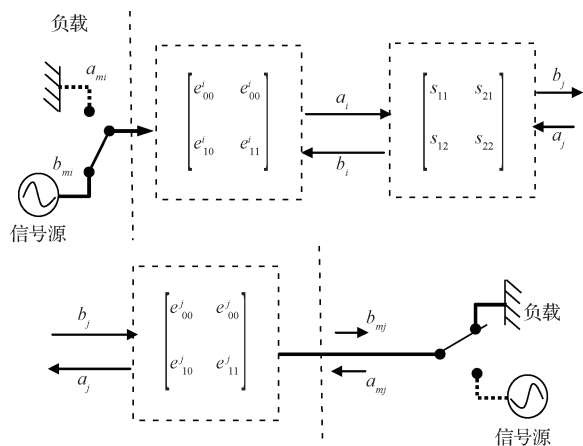


图3 考虑开关误差的多端口VNA误差模型

3 串话误差的校准及修正

在多端口VNA的校准过程中,往往会忽略源与接收机之间的泄漏误差,即串话误差。但是,当测试的精度要求很高时,必须考虑其影响。根据串话误差的定义,在端口*i*激励,所有端口均接匹配器的情况下,由于通道间隔离的非理想性,仍测得从*i*端口向*j*端口的传输 S_{mji} ($j \neq i$),即为端口*i*到端口*j*的串话误差。显然,串话误差可以直接通过所有端口同时接匹配负载,各端口依次激励,记录非激励端口上幅相接收机检测到的结果获得。

由图2可知,串话误差项(e_x)处于4n项误差模型的外围,实际测量时,可以通过直接扣除首先消除串话误差的影响。因为:

$$s_{mji}^x = e_{xji} + s_{mji} \quad (1)$$

式中: s_{mji}^x 为考虑串话误差的原始测量数据, e_{xji} 为通道*i*到通道*j*的串话误差项, s_{mji} 为考虑4n项误差和开关误差的测量值。所以通过校正得消除串话误差后的散射参数:

$$s_{mji} = s_{mji}^x - e_{xji} \quad (2)$$

还须在后续步骤进行进一步修正以消除其他误差来源。

4 开关误差的校准及修正

4n项误差模型假设了VNA测量时信号源通道选择开关是理想的,即信号源在通道间切换时,开关的传输特性是理想的、接收通道端接负载是完全匹配的或是一致的。但这在实际情况中是很难做到的,此假设引入的误差即为开关误差,如图4所示为*n*端口VNA开关误差引入结构,在此基础上分析消除开关误差的方法。

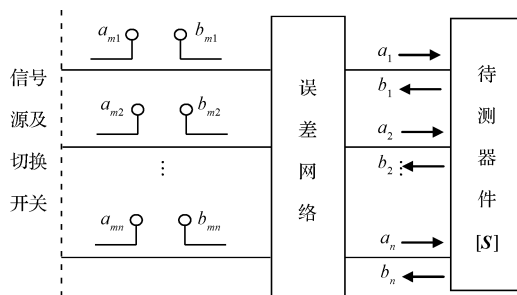


图4 考虑开关误差的系统结构

首先,消除串话误差后的散射参数测量值可以表示为:

$$s_{mji} = \frac{b_{mji}}{a_{mji}} \quad (3)$$

设 a_{mj} 和 b_{mj} 为VNA以端口1为激励,端口*j* ($j=2, \dots, n$)的接收机检测到的人射波和反射波,如果不存在开关误差的散射参数为 $[S'_m]$,则满足:

$$\begin{bmatrix} b_{m11} \\ b_{m21} \\ \vdots \\ b_{mn1} \end{bmatrix}_{n \times 1} = [S'_m] \begin{bmatrix} a_{m11} \\ a_{m21} \\ \vdots \\ a_{mn1} \end{bmatrix}_{n \times 1} \quad (4)$$

上式两边同时除以 a_{m11} , 令:

$$\Gamma_{ji} = \frac{a_{mji}}{b_{mji}} \quad (5)$$

Γ_{ji} 是通道 i 激励时, 通道 j 的内阻 (包含了开关特性)

不完全匹配产生的反射系数, 理想情况下为零。则: $\frac{a_{mj1}}{a_{m11}}$

$= \left(\frac{b_{mj1}}{a_{m11}} \right) \left(\frac{a_{mj1}}{b_{mj1}} \right) = s_{mj1} \Gamma_{j1}, j = 1, 2, \dots, n$ 。结合式 (4) 和 (5), 有

$$\begin{bmatrix} s_{m11} \\ s_{m21} \\ \vdots \\ s_{mni} \\ s_{mni} \end{bmatrix}_{n \times 1} = [S'_m] \begin{bmatrix} 1 \\ s_{m21} \Gamma_{21} \\ \vdots \\ s_{mni} \Gamma_{ni} \end{bmatrix}_{n \times 1} \quad (6)$$

同理可知, VNA 以任意端口 i 为激励时:

$$\begin{bmatrix} s_{m1i} \\ s_{m2i} \\ \vdots \\ s_{mni} \end{bmatrix}_{n \times 1} = [S'_m] \begin{bmatrix} s_{m1i} \Gamma_{1i} \\ s_{m2i} \Gamma_{2i} \\ \vdots \\ s_{mni} \Gamma_{ni} \end{bmatrix}_{n \times 1} \quad (7)$$

式中: 右侧列向量的第 i 行为 1 ($i = 1 \dots n$)。基于以上分析, 对各端口依次激励, 可整理得到消除开关误差的修正矩阵表达式:

$$[S'_m] = \begin{bmatrix} s_{m11} & s_{m12} & \dots & s_{m1n} \\ s_{m21} & s_{m22} & \dots & s_{m2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{mni} & s_{mni} & \dots & s_{mnn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & s_{m12} \Gamma_{12} & \dots & s_{m1n} \Gamma_{1n} \\ s_{m21} \Gamma_{21} & 1 & \dots & s_{m2n} \Gamma_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{mni} \Gamma_{ni} & s_{mni} \Gamma_{n2} & \dots & 1 \end{bmatrix}^{-1} = [S_m][T]^{-1} \quad (8)$$

式中:

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & s_{m12} \Gamma_{12} & \dots & s_{m1n} \Gamma_{1n} \\ s_{m21} \Gamma_{21} & 1 & \dots & s_{m2n} \Gamma_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{mni} \Gamma_{ni} & s_{mni} \Gamma_{n2} & \dots & 1 \end{bmatrix}$$

式中: $[S_m]$ 、 $[S'_m]$ 分别是消除开关误差前后的 S 矩阵, 显然, 如果没有开关切换误差 ($\Gamma_{ji} = 0$), 则有 $[S'_m] = [S_m]$ 。

对于采用双向耦合器式结构设计的 VNA, 每个通道都配备了两个接收机, 因此反映开关误差的参数 Γ_{ji} 可以通过仪器外部测试端口 i, j 直通校准而测量得到。根据式 (8) 即可由经串话误差修正后的 $[S_m]$ 进一步扣除开关误差的 $[S'_m]$ 。

在得到 $[S'_m]$ 后, 即可利用经典 $4n$ 项误差模型继续修正。

5 $4n$ 项误差校准及修正

$4n$ 项误差修正模型在每个测试端口上定义了一个二端口误差网络, 包含的误差为 4 项, 所有误差项可通过每端口分别接开路、短路、匹配负载以及各端口两两直通校准获得。端口 i 接任意负载和端口 i, j 直通时的信号流图分别如图 5(a)、(b) 所示。

当端口 i 的负载分别为开路、短路和匹配负载时, 由图 5(a) 得反射系数的测量值分别为:

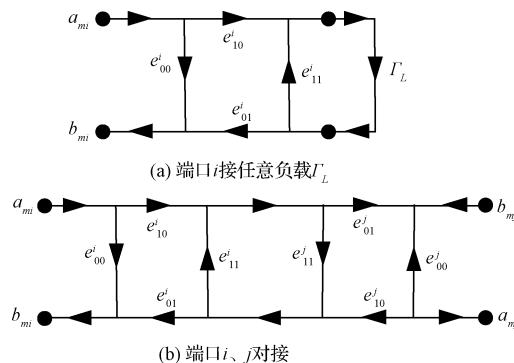


图 5 $4n$ 项误差校准信号流图

$$\Gamma_{mi}^{(o)} = e^i_{00} + \frac{e^i_{10} e^i_{01}}{1 - e^i_{11}} \quad (9a)$$

$$\Gamma_{mi}^{(s)} = e^i_{00} - \frac{e^i_{10} e^i_{01}}{1 + e^i_{11}} \quad (9b)$$

$$\Gamma_{mi}^{(L)} = e^i_{00} \quad (9c)$$

由图 5(b) 得, 端口 i, j 直通时传输参数的测量值为:

$$s_{mji} = \frac{e^i_{10} e^j_{01}}{1 - e^i_{11} e^j_{11}} \quad (10a)$$

$$s_{mij} = \frac{e^j_{01} e^i_{10}}{1 - e^i_{11} e^j_{11}} \quad (10b)$$

根据式 (7)、(8), 从直接测量得到的反射系数 $\Gamma_{mi}^{(o, s, L)}$ 、 $\Gamma_{mj}^{(o, s, L)}$ 以及传输系数 s_{mji}, s_{mij} 即可解出全部误差项。

下面考虑 $4n$ 项误差的修正。如图 1 所示, 可得:

$$\begin{bmatrix} b_{mi} \\ a_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^i_{00} & e^i_{01} \\ e^i_{10} & e^i_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{mi} \\ b_i \end{bmatrix} \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (11)$$

令

$$[A] = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix}, [A_m] = \begin{bmatrix} a_{m1} \\ a_{m2} \\ \vdots \\ a_{mn} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix}, [B_m] = \begin{bmatrix} b_{m1} \\ b_{m2} \\ \vdots \\ b_{mn} \end{bmatrix}$$

则消除开关误差影响后的散射矩阵表示如下:

$$[B_m] = [S'_m][A_m] \quad (12)$$

待测件的真实散射矩阵方程为

$$[B] = [S][A] \quad (13)$$

并定义广义误差矩阵

$$[E_{00}] = \text{diag}(e^1_{00}, e^2_{00}, \dots, e^n_{00})$$

$$[E_{01}] = \text{diag}(e^1_{01}, e^2_{01}, \dots, e^n_{01})$$

$$[E_{10}] = \text{diag}(e^1_{10}, e^2_{10}, \dots, e^n_{10})$$

$$[E_{11}] = \text{diag}(e^1_{11}, e^2_{11}, \dots, e^n_{11})$$

由式 (11) 展开得:

$$[A] = [E_{11}][B] + [E_{10}][A_m]$$

$$[B_m] = [E_{01}][B] + [E_{00}][A_m]$$

结合(12)式和(13)式,整理得散射参数测量结果的修正公式:

$$[S] = [[E_{11}] + [E_{10}][S_m] - [E_{00}]]^{-1}[E_{01}]^{-1} \quad (14)$$

6 实验验证

为验证本文的校准及误差修正方法,以一个4端口双

定向耦合器作为待测器件,利用4端口矢量网络分析仪 Agilent E5071B 导出接校准件和待测器件时的原始测量数据(未经误差修正),利用本方法进行误差项提取和测量结果的修正,并将处理结果与 E5071B 最终输出结果(经误差修正)进行了比较。如图6所示给出了4端口双向耦合器部分散射参数的比对。

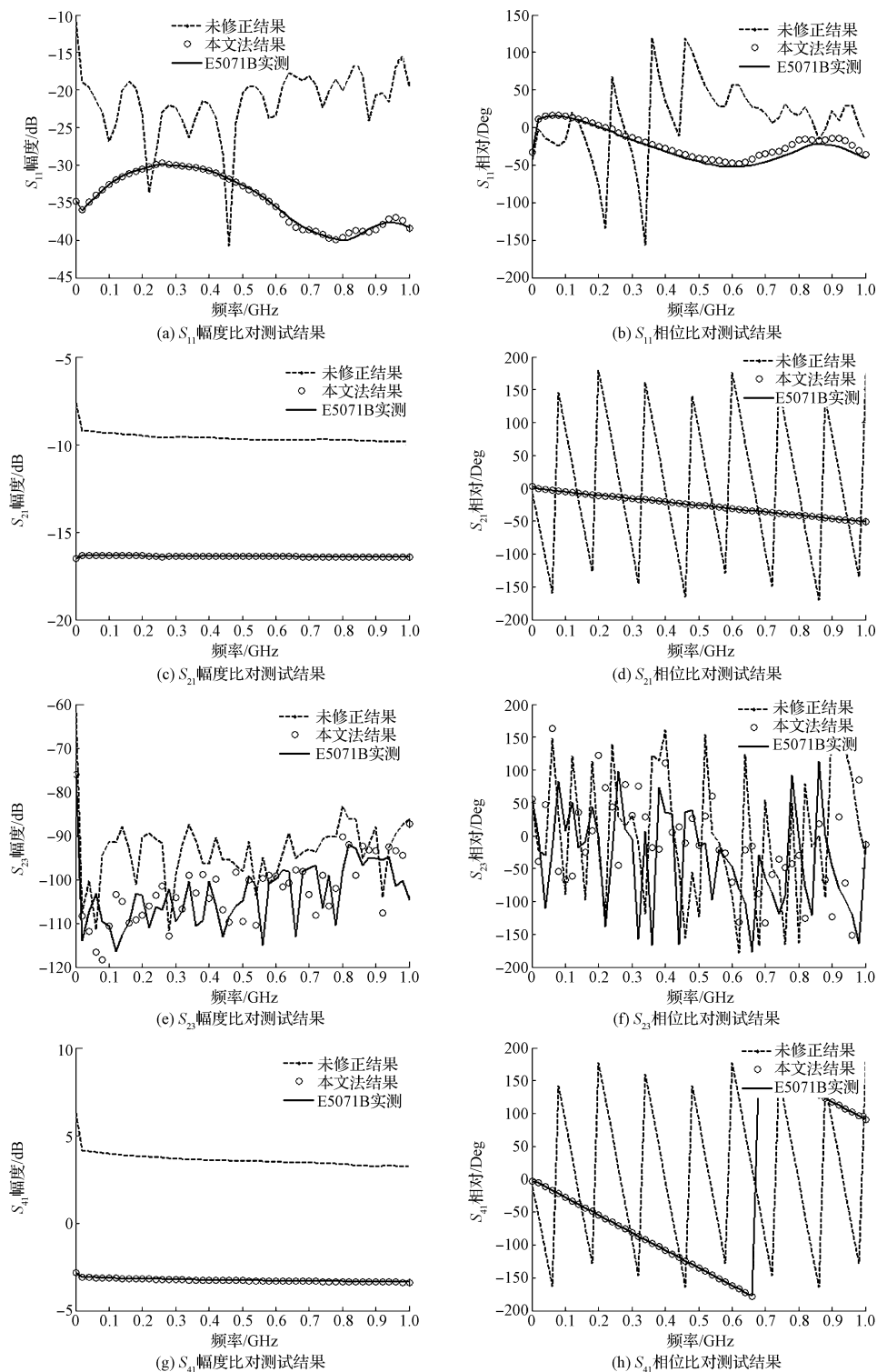


图6 四端口器件S参数比对

可以看出,利用本方法校准的散射参数幅度曲线与是德科技(原安捷伦)E5071B输出结果基本吻合。尽管 S_{23} 的结果直观上存在一定差异,但是,根据是德科技(原安捷伦)公司E5071B型4端口矢量网络分析仪相位不确定度曲线的说明,在传输系数达到-90 dB时,仪器测量不确定度已达 100° 左右,所以本方法的校准结果与E5071B校准后测量结果之间的误差完全在合理范围之内。

7 结 论

本文提出了一种基于 $4n$ 项误差模型的多端口VNA误差校准与修正方法,并考虑了 $4n$ 项误差模型所忽略的串话误差和开关误差项。最后,经实验验证,利用本方法校准的处理结果与安捷伦E5071B实测结果吻合良好,验证了本方法的有效性和正确性。 $4n$ 项误差模型是矢量网络分析仪进行误差校准的基本模型,也是矢量网络分析仪校准算法的核心,但是在实际产品研发过程中,需要根据不同的硬件架构,在 $4n$ 项误差模型的基础上进行完善,本文误差模型的提出,是基于中国电子科技集团公司第四十一研究所AV3656系列矢量网络分析仪的硬件架构提出的,并得到了很好的应用。

参 考 文 献

- [1] 郝绍杰,韩晓东. 校准件不完善导致的矢量网络分析仪剩余误差分析[J]. 国外电子测量技术, 2008, 27(6):54-56.
- [2] 徐知,郭海帆. 用于提高微波矢量网络分析仪测量性能的电路框架[J]. 国外电子测量技术, 2014, 33(8): 10-14.
- [3] RUMIANTSEV A, RIDLER N. VNA calibration[J]. IEEE Microwave Magazine, 2008, 9(3): 86-99.
- [4] RUTTAN T G, GROSSMAN B. Multiport VNA measurements[J]. IEEE Microwave Magazine, 2008, 9(3): 56-69.
- [5] ROLFES I, SCHIEK B. An efficient method for the measurement of the scattering-parameters of multiports with a two-port network-analyzer [C]. 34th European Microwave Conference, 2004: 797-800.
- [6] TIPPET J C, SPECIALE R A. A rigorous technique for measuring the scattering matrix of a multiport device with a 2-port network analyzer [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1982, 30(5): 661-666.
- [7] HEUERMAN H. Multiport S-parameter calculation from two-port network analyzer measurements with or without switch matrix [C]. ARFTG Conference, 2006: 219-222.
- [8] 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.
- [9] FERRERO A, PISANI U. A new implementation of a multiport automatic network analyzer [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1992, 40(11): 2078-2085.
- [10] VANDENBERGHE S, SCHREURS D, CARCHON G, et al. Identifying error-box parameters from the twelve-term vector network analyzer error model [C]. ARFTG Conference, 2002: 157-165.
- [11] MARKS R B. Formulations of the basic vector network analyzer error model including switch-terms [C]. ARFTG Conference Digest-fall, 1997: 115-126.
- [12] HEUERMAN H. GSOLT: The calibration procedure for all multiport vector network analyzers [C]. IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2003: 1815-1818.

作 者 简 介

刘军, 1975年8月出生, 高级工程师, 主要研究方向为电子测试技术与电子测量仪器设计开发。
E-mail: eiqd@ei41.com