

基于混频器的非线性矢量网络分析仪 双端口校准方法*

林茂六, 张亦弛, 张 喆, 徐清华
(哈尔滨工业大学 哈尔滨 150001)

摘要: 基于混频器的非线性网络分析仪(NVNA)是一种新型的非线性网络测量平台。介绍了该平台的结构、原理、误差模型和经典校准流程。结合 NVNA 的时不变测量特性,提出了2种新的双端口校准方案——Absent Thru 和 Blind Thru,并给出了具体的校准流程。在新研制的 NVNA 原型样机上的实验表明,新方案与经典 Unknown Thru 方法的校准结果相一致。新方案丰富了双端口 NVNA 校准手段,为 NVNA 的误差模型合理性以及校准结果准确性提供了有效的检验手段。

关键词: 非线性矢量网络分析仪(NVNA); 校准; 谐波相位参考; Unknown Thru; Absent Thru; Blind Thru; 8项误差模型
中图分类号: TN98 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4017

Two-port calibration methods for mixer-based nonlinear vector network analyzer

Lin Maoliu, Zhang Yichi, Zhang Zhe, Xu Qinghua
(Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: Mixer-based nonlinear vector network analyzer (NVNA) is a new type of platform for nonlinear network measurements. This paper introduces its architecture, principle, error model and classical calibration procedure. Based on the time-invariant measuring feature of mixer-based NVNAs, two alternative two-port calibration schemes, Absent-Thru-based and blind-Thru-based schemes, are proposed with detailed illustrations. Experiments on a newly developed NVNA prototype verify the equivalence between the outcome of classical unknown-Thru-based calibration scheme and those of the new schemes. The new calibration procedures diversify the choices of two-port NVNA calibration, and offer a tool to examine the validity of the error model and the accuracy of calibration results of mixer-based NVNAs.

Key words: nonlinear vector network analyzer (NVNA); calibration; harmonic phase reference; Unknown Thru; Absent Thru; Blind Thru; 8-term error model

1 引 言

随着物联网理念的提出,无线通信系统面临诸如探索更高效频谱利用、更宽的调制带宽、更高阶的调制方案和更高的载波频率的挑战。通信应用变得更加复杂。为适应这种发展趋势,精确测量无线系统非线性影响的需

求正在不断增加,将日益起到重要作用。由于传统矢量信号分析仪(vector signal analyzer)、实时频谱分析仪(real time spectrum analyzer)以及采样示波器(sampling oscilloscope)分别具有诸如带宽窄、动态范围小、无法提供相位响应及矢量信号修正等不同问题,于是一种针对非线性测量的平台:非线性矢量网络分析仪(nonlinear vector network analyzer, NVNA)应运而生。NVNA 具有宽带(几

收稿日期: 2009-11 Received Date: 2009-11

* 基金项目: 国家自然科学基金(60772078)、教育部博士点基金(20070213026)资助项目

十到上百 GHz), 宽无寄生动态范围(SFDR), 提供精确的相位信息等众多优点, 能很好地胜任现有指标要求下的非线性测量。

目前已经先后提出了 2 种 NVNA 典型方案: 基于谐波采样 NVNA^[1,2] 和基于混频器 NVNA。二者在原理构造上有着本质的区别^[3], 因此有着各自的优缺点和具体的适用范围。本文主要针对基于混频器的 NVNA 的平台结构进行分析, 从误差模型和时不变测量特性角度出发, 提出了 2 种新的双端口校准流程选择。新校准流程在结果上与经典校准流程的结果吻合, 同时也为误差模型的合理性与精确性分析提供了有效的检验手段。

2 基于混频器的 NVNA 结构、原理及校准方法

2.1 基于混频器的 NVNA 结构和原理

如图 1 所示, 基于混频器的 NVNA 结构^[4,6] 是在线性矢量网络分析仪的基础上进行的改造和扩充, 其关键就是加入了第 5 个通道: 相位参考通道。

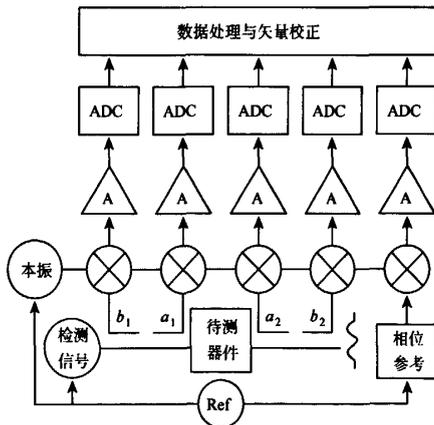


图 1 基于混频器的 NVNA 结构框图
Fig. 1 Block diagram of mixer-based NVNA

由于传统的线性矢量网络分析仪测量的是器件 S 参数, 即各端口入射波、反射波互相的比值, 所以本振扫描过程中引入的随机相位会自动抵消, 不会影响测量结果。但在对于非线性器件表征^[1] 时, 需要测量各端口入射波、反射波的绝对相位值, 因此必须引入相位参考来消除随机本振相位的干扰。

NVNA 的工作原理为: 将待检测的射频信号 $s(t) = A_s \cos(\omega_s t + \varphi_s)$, 乘以本振信号 $l(t) = A_l \cos(\omega_l t + \varphi_l)$ 可得到混频信号:

$$s(t)l(t) = A_s \cos(\omega_s t + \varphi_s) A_l \cos(\omega_l t + \varphi_l) = \frac{A_s A_l}{2} \cos[(\omega_s + \omega_l)t + \varphi_s + \varphi_l] + \frac{A_s A_l}{2} \cos[(\omega_s - \omega_l)t + \varphi_s - \varphi_l]$$

$\varphi_s - \varphi_l]$

对中频 $\omega_s - \omega_l$ 进行数字化采集, 则得到 5 个通道的相位分别为:

$$\begin{cases} \varphi(a_1^m) = \varphi(a_1') + \varphi_l \\ \varphi(b_1^m) = \varphi(b_1') + \varphi_l \\ \varphi(a_2^m) = \varphi(a_2') + \varphi_l \\ \varphi(b_2^m) = \varphi(b_2') + \varphi_l \\ \varphi(R^m) = \varphi(R') + \varphi_l \end{cases} \quad (1)$$

将前 4 个通道相位分别与参考通道相位作归一化处理, 就可以去掉随机的本振相位信息:

$$\varphi(a_1) = \varphi(a_1^m) - \varphi(R^m) = [\varphi(a_1') + \varphi_l] - [\varphi(R') + \varphi_l] = \varphi(a_1') - \varphi(R') \quad (2)$$

需要说明的是, 由于相位参考各谐波点上的相位信息已经贡献到误差模型里面, 在校准过程中会连同通道延迟等一并得到补偿, 所以相位参考的相位信息可以是未知的, 但是其在整个的仪器校准、测量过程中需要保持稳定。

2.2 NVNA 的误差模型和绝对校准

根据非线性测量时需要双端口激励的特点, 以及现有加工制造水平可以将端口间串扰 (cross-talk) 控制在 110 dB 以下, 在对 NVNA 进行校准时采用的是 8 项误差模型。

如图 2 所示, 各端口测量的入射波 a_0, a_3 和反射波 b_0, b_3 与其参考端面真实值 a_1, a_2, b_1, b_2 间的关系为:

$$\begin{cases} a_1 = \frac{b_0 e_{11} - a_0 \Delta x}{e_{01}} \\ a_2 = \frac{b_3 e_{22} - a_3 \Delta y}{e_{32}} \\ b_1 = \frac{b_0 - e_{00} a_0}{e_{01}} \\ b_2 = \frac{b_3 - e_{33} a_3}{e_{32}} \end{cases} \quad (3)$$

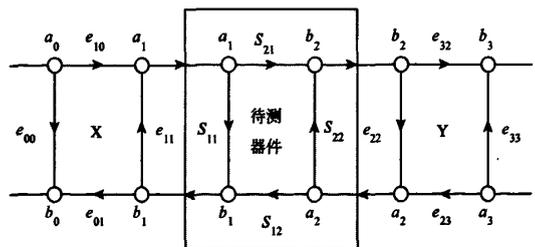


图 2 双端口 NVNA 的 8 项误差模型
Fig. 2 8-term error model of two-port NVNA

线性矢量网络分析仪也可根据 8 项误差模型^[7] 进行校准, 但由于其线性测量 S 参数^[7,9] 的应用背景, e_{01}, e_{32} 的真实值大小并不要求解。因为 S_{11} 和 S_{22} 的计算中相同

的 e_{01} 和 e_{32} 会相比约掉,而对 S_{21} 和 S_{12} 的求解也只需要知道 e_{01}/e_{32} 的比值就可以。因此,对于线性矢量网络分析仪的 8 项误差模型经典校准流程^[4,10]是:1)两个单端口的短路、开路、负载(SOL)校准和 2)“Unknown Thru”校准。前者可解得 e_{00} 、 e_{11} 、 e_{22} 、 e_{33} 以及 $\Delta x = e_{00}e_{11} - e_{01}e_{10}$ 、 $\Delta y = e_{22}e_{33} - e_{23}e_{32}$;后者得到 e_{01}/e_{32} 的值。实际上,针对线性测量而提出的校准流程并没有求解全部 8 个误差系数,且校准中使用的标准件是无量纲的,因此称作相对校准^[7]。

而对于 NVNA,由于要确定各端口入射波、反射波的幅度跟相位^[11],必须得到 8 个误差系数的绝对模值和相位才能完成校准。所以在对 NVNA 进行校准时,除了进行相对校准步骤,还需要加入额外的绝对校准流程^[10]—具有量纲的功率校准和相位校准—来直接确定 e_{01} 、 e_{10} 、 e_{23} 、 e_{32} 中的任意一项,进而得到全部 8 个误差系数。

2.2.1 功率校准

根据文献[6],如图 3 所示,用定标后的功率计对端口 1 进行功率校准,根据图 4 的误差模型可推导 e_{01} 的模值:

$$|e_{01}|^2 = \frac{|b_0 e_{11} - a_0 \Delta x|^2 - |b_0 - a_0 e_{00}|^2}{P} \quad (4)$$

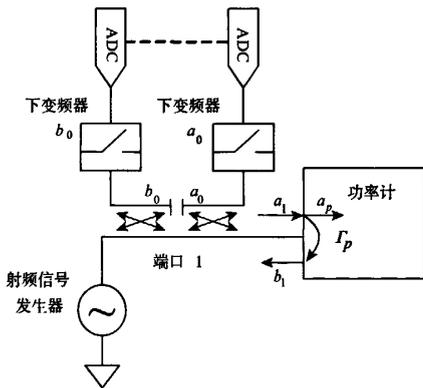


图3 功率校准原理图
Fig. 3 Principle of power calibration

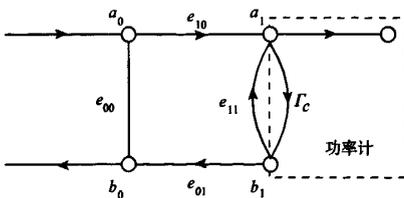


图4 功率校准误差模型
Fig. 4 Error model of power calibration

2.2.2 相位校准

根据文献[6],用经已定标采样示波器 Agilent-

86100A 表征后的梳状波谐波相位参考做输入,对端口 1 进行图 5 所示的相位校准,根据图 6 的误差模型可推导 e_{01} 的相位:

$$\varphi(e_{01}) = \varphi\left(\frac{b_0 - a_0 e_{00} - b_0 e_{11} \Gamma_R + a_0 \Delta x \Gamma_R}{a_R}\right) \quad (5)$$

式中: a_R 是梳状波发生器经示波器定标后的各次谐波信息, Γ_R 是由已校准的 VNA 直接测得的梳状波输出端口反射系数,都需要作为校准件的已知信息给出。需要说明的是,用于相位校准的谐波相位参考除了保证自身输出的稳定,必须经过严格的定标(characterization)得到精确的各谐波相位信息,这一点有别于用在参考通道的相位参考。对于谐波相位参考表征的步骤包括采样示波器时基失真、抖动、漂移及失配误差修正等一系列测量和数据处理流程与算法,详细内容见文献[11-12]。

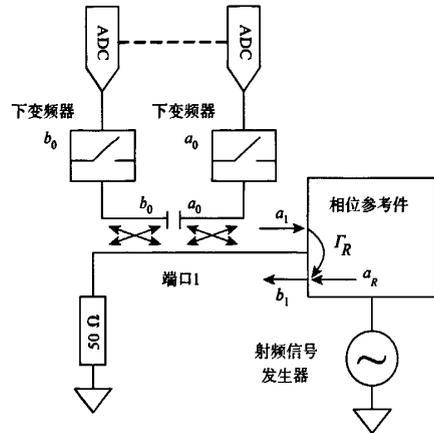


图5 相位校准原理图
Fig. 5 Principle of phase calibration

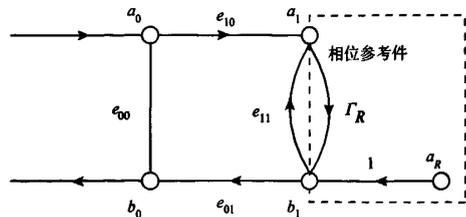


图6 相位校准误差模型
Fig. 6 Error model of phase calibration

经过上述的相对校准和绝对校准流程,NVNA 便可根据 8 项误差模型进行校准计算。校准后的 NVNA 可以得到各端口精确的入射波和反射波矢量,进而实现对非线性器件的 X 参数测量和建模^[13-14]。

3 新校准流程与 8 项误差模型检验

由于基于混频器的 NVNA 是在传统线性矢量网络分

析仪的基础上构造的,因此对于它的校准包括 SOL 校准、Unknown Thru 校准以及对端口 1(或者端口 2)的功率校准和相位校准。相应的校准流程和误差系数求解过程见图 7 和图 8。

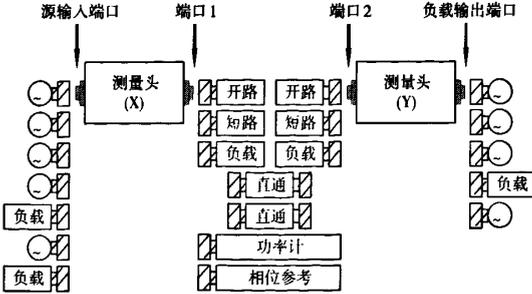


图 7 基于 Unknown Thru 的双端口校准流程

Fig. 7 Unknown-Thru-based two-port calibration procedure

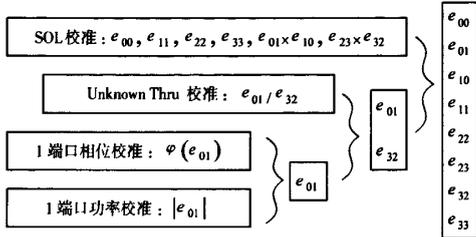


图 8 Unknown Thru 的误差系数求解流程

Fig. 8 Computational procedure of Unknown-Thru-based calibration

但如前所述,基于 Unknown Thru 的双端口相对校准方法,是在线性 S 参数测量的应用背景下提出来的。其 Thru 思想的出发点就是为了得到两个端口误差模型的关联形式 e_{01}/e_{32} ,从而为比值测量的正(反)向传输参数 S_{21} (S_{12}) 提供校准修正。Unknown Thru 校准的公式为:

$$\frac{e_{01}}{e_{32}} = \pm \sqrt{\frac{S_{12M}(e_{00}e_{11} - \Delta x)}{S_{21M}(e_{22}e_{33} - \Delta y)}} \quad (6)$$

式中: S_{12M} 和 S_{21M} 分别为 S_{12} 和 S_{21} 的测量值。方程的正负号选取通过保证式(7)成立判断,其中 β 和 l 为 Thru 件的相位常数和电器长度, S_{21} 为修正后的 S 参数。

$$R\left[\frac{e^{-j\beta l}}{S_{21}}\right] > 0 \quad (7)$$

3.1 Absent Thru 校准

从式(3)不难看出,由于忽略了端口间的串扰,2 个端口实际上都是采用各自的单端口 4 项误差模型关系进行的矢量修正。但是对双端口测量同步性的要求,使得这 2 个 4 项误差模型是高度相关的,而 Unknown Thru 流程正是保证这种相关性和同步性的关键。因此,在基于谐波采样的 NVNA 提出时,需要完整地继承传统双端口相对校准的流程,并增加功率和相位校准。

然而,基于混频器的 NVNA 的相位信息获取是通过与参考通道同频点相位做差,消除随机本振实现的。这在数学上同时消除了相位数据中与时间成线性变化的成分,反映在测量上就是在任意时刻对于同一信号的相位测量结果是不变的。

正是由于测量结果的时不变性以及双端口的同步性,先后在 2 个端口对于相位校准件的测量结果应该相同,因此对于基于混频器 NVNA 的双端口校准可以完全回避 Thru 的流程,仅通过 2 个端口各自的单端口相对、绝对校准就已经能够得到全部的误差系数。相应的 Absent Thru 校准流程和误差系数求解过程见图 9 和图 10。

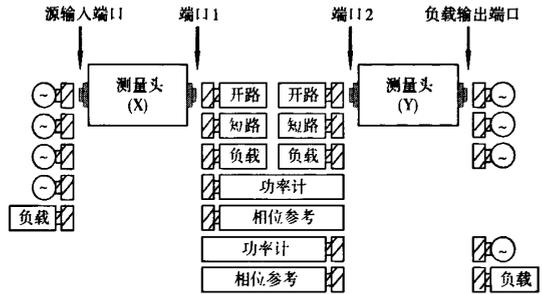


图 9 基于 Absent Thru 的双端口校准流程

Fig. 9 Absent-Thru-based two-port calibration procedure

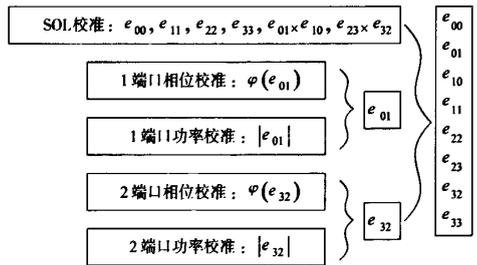


图 10 Absent Thru 的误差系数求解流程

Fig. 10 Computational procedure of Absent-Thru-based calibration

新的校准流程在理论是完全上可行,而它实际的校准结果能否与经典的 Unknown Thru 算法相吻合,正是取决于 8 项误差模型的合理性跟精确性。换句话说,如果 2 个单端口的绝对校准处理得到的误差模型系数 e_{01} 和 e_{32} 能够满足 Unknown Thru 方程的等式关系,那么不但新校准流程与基于经典 Unknown Thru 方法的校准流程等效性可以得到证明,8 项误差模型本身的合理性跟精确性也能得到很好的检验。

本文在基于混频器的双端口同轴 NVNA 平台上做了上述的校准实验跟数据处理工作,验证了新校准流程与经典方法的等效性,相关结果见实验结果部分。

3.2 Blind Thru 校准

正如之前分析的,对于 8 项误差模型的校准,Unknown

Thru 流程和第2 端口绝对校准流程是二选一的,彼此可以完全取代。其区别在于前者是得到2 个端口误差系数 e_{01}/e_{32} 的关系,而后者可以直接确定第2 端口误差系数 e_{32} 。考虑到为判断 e_{01}/e_{32} 的正负号,Unknown Thru 校准方法需要知道 Thru 件的相位常数与电气长度,因此必须针对不同的 Thru 件分别考虑。本文提出了第2 种新的校准方法,其校准流程和误差系数求解过程如图 11 和图 12 所示,即 e_{32} 的相位由第2 端口相位校准直接测量,模由 Thru 校准间接得到。由于回避了 e_{01}/e_{32} 正负号的选取,Thru 件的大概电气长度信息也不再需要,所以相比较 Unknown Thru,将这种校准方法命名为 Blind Thru。

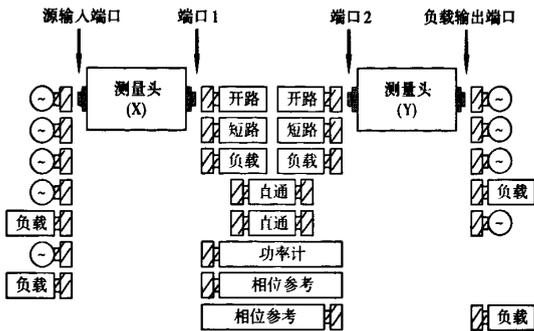


图 11 基于 Blind Thru 的双端口校准流程

Fig. 11 Blind-Thru-based two-port calibration procedure

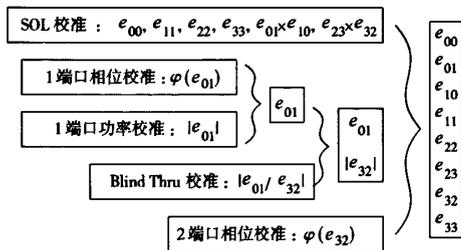


图 12 Blind Thru 的误差系数求解流程

Fig. 12 Computational procedure of Blind-Thru-based calibration

Blind Thru 是 Absent Thru 方法和经典 Unknown Thru 方法的融合。一方面可以理解为在 Unknown Thru 的方法中,用第2 端口的相位校准直接确定了 e_{32} 的相位和 e_{01}/e_{32} 的正负号;另一方面也可以看作是在 Absent Thru 中,放弃了第2 端口功率校准直接确定 e_{32} 的模,而是用 Thru 的方法通过 e_{01}/e_{32} 的关系间接求解。因此,Blind Thru 校准方法的有效性只依赖于 Unknown Thru 和 Absent Thru 是否等效。

4 实验结果

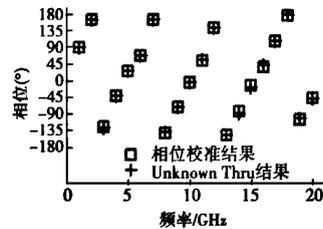
为验证 Unknown Thru 和 Absent Thru 的等效,本文在

1 GHz 和 800 MHz 两种基波频率下,对 600 MHz ~ 20 GHz 带宽的基于混频器的 NVNA 平台,如图 13 所示,进行了 Unknown Thru 和 Absent Thru 校准检测。根据式(6),检验 Unknown Thru 方程求解的 e_{01}/e_{32} 和 2 个端口分别相位、功率校准确定的 e_{01} 和 e_{32} 的比值是否一致。相应实验结果如图 14、15 所示。



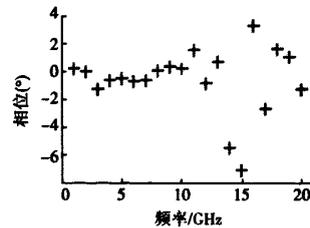
图 13 基于混频器的 NVNA 原型样机及校准组件

Fig. 13 Prototype of mixer-based NVNA and the calibration sets



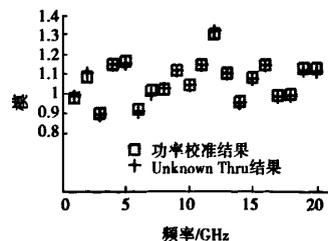
(a) e_{01}/e_{32} 的相位结果对比

(a) Phase result comparison of e_{01}/e_{32}



(b) e_{01}/e_{32} 的相位结果偏差

(b) Phase differences of e_{01}/e_{32}



(c) e_{01}/e_{32} 的模结果对比

(c) Modulus result comparison of e_{01}/e_{32}

图 14 1 GHz 基波下 2 种方法的结果对比

Fig. 14 Result comparison under 1 GHz fundamental

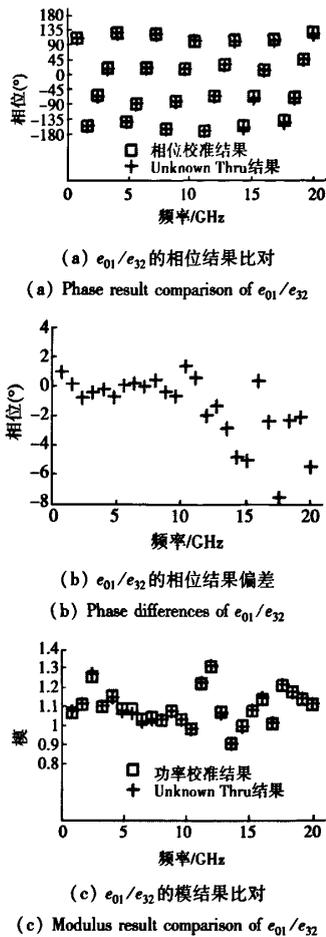


图15 800 MHz 基波下2种方法的结果比对

Fig. 15 Result comparison under 800 MHz fundamental

Blind Thru 方法相位结果和 Absent Thru 一致,模与 Unknown Thru 相同,其与 Unknown Thru 的结果比对不再额外给出。从图 14、15 的实验结果可以看出,Unknown Thru 和 Absent Thru 的结果在相位和幅度上都能比较好地吻合。可以做出 2 种方法等效的结论。

造成二者具有微小差别的原因有很多,包括校准件的准确性和稳定性、Thru 件各频点处的互易性 ($S_{21} = S_{12}$) 程度以及 8 项误差模型的准确程度等。

5 NVNA 校准方法的讨论

5.1 新校准方法面临的问题和解决方法

2 种新校准方法与经典校准方法最大的区别就是 2 个端口均采用相位参考进行 e_{01} 和 e_{32} 相位的求解。相位校准和 SOL 校准的思想类似,都是让仪器去测量一个信息已知的被测器件,通过测量值和真实值的差别去推

导误差模型的系数。但不同于反射系数,相位信息是随时间线性变化的,因此在应用上会受到一系列的限制。

首先,对于基于混频器的 NVNA,4 个通道的相位数据在获取上是通过跟参考通道的同频成分作差的方法得到。因此在做差的过程中,与时间成线性关系的部分相抵消,故其结果在反复扫频过程中仍保持一致(时不变测量)。因此对于(同尺寸)双阴或者双阳接头的应用场合下,同一个相位参考件可直接用于 2 个端口的相位校准。只是在先后校准 2 个端口的时候,相位参考件的激励等要持续稳定。

然而,对于接头为一阴一阳的场合,情况就变得复杂了。由于相位参考的定标都是其输出端口面上的相位信息,应用过程中不可以额外引入转接头。因此必须采用 2 个不同接头的相位参考件分别校准 2 个端口。这时如果用新校准方法,就需要保证 2 个相位参考件的定标数据是在同一时刻的值,否则就会造成校准后仪器两个端口测量结果的不同步,而这显然是示波器定标^[12]所不能完成的。但是通过设计集成 2 种输出接头的相位参考件,并在相位参考件定标过程中增加已校准的 NVNA 检测,便可以用本文的验证思想逆向解得两接头的示波器定标结果间的延时,并修正后给出同一时刻各输出接头的谐波相位定标信息。对于这种相位参考件,就可以采用新校准方法取代经典校准方法,先后完成对 2 个端口的相位校准。

5.2 各种校准方法的优缺点

经典的 Unknown Thru 校准方法经过了长时间的实践检验,其理论推导和实际操作上都比较成熟。相比较本文提出的新方法,经典 Unknown Thru 最大的优势就是不用担心 2 个端口校准后会出现实际测量结果不同步的问题,相位校准件的谐波相位信息可以是任一时刻的定标值。但是 Unknown Thru 流程需要知道 Thru 件电气长度和相位常数的信息,在不同场合确定 e_{01}/e_{32} 正负号的时候可能会带来不便。并且 Thru 件互易性的好坏也会影响校准结果的准确度。

Absent Thru 校准方法不涉及 Thru 流程,因此回避了 Unknown Thru 方法对 Thru 件性能和参数的要求。但是,除了对相位校准件的定标有严格的同步要求。在实际操作过程中,由于扫频过程中需要程控调整和稳定功率计工作点,功率校准部分在整个校准流程耗时最长。因此采用了 2 次功率校准的双单端口绝对校准方法效率上不占优势。

Blind Thru 校准方法是基于上述 2 种方法的优缺点提出来的,即省去了 Thru 件信息的录入,又避免了 2 次功率校准耗时的问题。不过该方法不可避免地同时对相位校准件的定标和 Thru 件的互易性做出要求。

5.3 新校准方法的意义

首先,除了上述的3种校准方法各自的优缺点外,它们共同面对的问题就是无法自检校准结果的正误。如果NVNA平台本身出现问题,或者某校准件出现问题,3种方法都会给出各自的错误校准结果。因此本文在这里提出关于校准流程的新设想,就是对2个端口都进行SOL、功率、相位校准和Unknown Thru校准,并作等效性检验。如果不同方法确定的 e_{01}/e_{32} 吻合,则一定程度上起到了自检的作用。如果不能很好地吻合,则说明校准数据存在问题,这时可以根据不吻合的具体情况(模、相位)进行判断,找到平台或者校准件的问题所在。这些都有赖于对NVNA结构和校准理论的进一步研究。

其次,新校准方法为NVNA校准提供了多样性地选择,可以适当根据实际应用情况作出调整,不再是单一的方案和流程。

最后,可以利用对NVNA平台各端口的同步性,确定不同路信号间的延迟,尤其对于各路接头不一致的情况。类似的基于NVNA平台的灵活应用也有待发掘。

6 结 论

本文从误差模型和仪器的时不变测量特性角度出发,提出了对于基于混频器的NVNA校准的2种新方法,并实验验证了它们和经典Unknown Thru校准方法的等效。相比较Unknown Thru,2种新校准方法有着各自的优缺点和适用场合,也对相位校准件有了新的要求。在丰富了校准方案的同时,新校准流程的提出为NVNA平台的8项误差模型精确性、校准结果正确性的分析提供了有效的检验手段。

参考文献

- [1] VAN MOER W, ROLAIN Y. A large-signal network analyzer: Why is it needed[J]. IEEE Microwave Magazine, 2006.
- [2] VERSPECHT J. Large-signal network analysis[J]. IEEE Microwave Mag., 2005,6(4):82-92.
- [3] VAN MOER W, GOMME L. NVNA Versus ISNA: Enemies or friends[J]. IEEE Microwave Mag., 2010,11(1):97-103.
- [4] BLOCKLEY P, SCOTT J. Mixer-based, vector-corrected, vector signal/network analyzer offering 300 kHz ~ 20 GHz bandwidth and traceable phase response[J]. IEEE MTT S, 2005:1497-1500.
- [5] BLOCKLEY P, SCOTT J. The random component of mixer-based nonlinear vector network analyzer measurement

uncertainty[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Technology, 2007,55(10):2231-2239.

- [6] SCOTT J B, BLOCKLEY P S, PARKER A E. A new instrument architecture for millimeter-wave time-domain signal analysis[C]. 63rd ARFTG Conference, 2004:47-51.
- [7] 侯政嘉,黄东,童玲. 矢量网络分析仪8项误差模型和校正理论[J]. 仪器仪表学报, 2004,25(4):765-766.
HOU ZH J, HUANG D, TONG L. 8 error module of vector network analyzer and calibrating theory[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2004,25(4):765-766.
- [8] 黄东,刘华,侯政嘉,等. 矢量网络分析仪校正系统构建[J]. 仪器仪表学报, 2004,25(4):267-270.
HUANG D, LIU H, HOU ZH J, et al. The calibration system building for the VNA[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2004,25(4):267-270.
- [9] 刘祖深. 微波毫米波测试仪器技术的新进展[J]. 电子测量与仪器学报, 2009,23(3):1-8.
LIU Z SH. New progress of MW & MMW measurement instrument technology[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2009,23(3):1-8.
- [10] FENERO A, PISANI U. Two-port network analyzer calibration using an unknown Thru[J]. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 1992,2(12):505-507.
- [11] ZHANG ZH, LIN M L, XU Q H, et al. Accurate and robust estimation of phase error and its uncertainty of 50 GHz bandwidth sampling circuit[J]. Science in China Series F: Information Sciences, 2007,50(6):905-914.
- [12] CHARLES READER H, WILLIAMS D F, HALE P D, et al. Comb-generator characterization[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Technology, 2008,56(2):515-521.
- [13] HORN J M, VERSPECHT J, GUNYAN D, et al. X-parameter measurement and simulation of a GSM handset amplifier[C]. 3rd European Microwave Integrated Circuits Conference, 2008.
- [14] VERSPECHT J. Polyharmonic distortion modeling[J]. IEEE Microwave Mag., 2006,7(3):44-57.

作者简介



林茂六,1967年毕业于成都电讯工程学院,现为哈尔滨工业大学教授,主要研究方向为信息测量理论,无线系统的非线性表征、辨识与评估。

E-mail: mllin@hope.hit.edu.cn

Lin Maoliu graduated from University of Electronic Science and Technology of China in 1967, and now

works as a professor in Harbin Institute of Technology. His main research interests involve information measurement theory, non-linearity characterization, identification and estimation of wireless system.



张亦弛, 2008 年于哈尔滨工业大学获得学士学位, 主要研究方向为信息测量理论, 无线系统的非线性表征、辨识与评估。

E-mail: eachvssms@126.com

Zhang Yichi graduated from Harbin Institute of Technology with a B. Sc. degree in 2008.

His main research interests involve information measurement theory, non-linearity characterization, identification and estimation of wireless system.

微波射频测试仪器使用操作培训

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,致力并专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,推出多套微波射频以及天线设计培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

易迪拓培训课程列表: <http://www.edatop.com/peixun/rfe/129.html>



微波射频测量仪器操作培训课程合集

搞硬件、做射频,不会仪器操作怎么行!对于射频工程师和硬件工程师来说,日常电路设计调试工作中,经常需要使用各种测试仪器测量各种电信号来发现问题、解决问题。因此,熟悉各种测量仪器原理,正确地使用这些测试仪器,是微波射频工程师和硬件工程师必须具备和掌握的工作技能,该套射频仪器操作培训课程合集就可以帮助您快速熟练掌握矢量网络分析仪、频谱仪、示波器等各种仪器的原理和使用操作...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/rftest/vna/67.html>

矢量网络分析仪使用操作培训课程套装

矢量网络分析仪是最常用的测试仪器是射频工程师和天线设计工程师最常用的测试仪器;该套培训课程套装是国内最专业、实用和全面的矢量网络分析仪培训教程套装,包括安捷伦科技和罗德施瓦茨公司矢量网络分析仪的 5 套视频培训课程和一本矢网应用指南教材,能够帮助微波、射频工程师快速地熟练掌握矢量网络分析仪使用操作...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/rftest/vna/34.html>



示波器使用操作培训课程套装

示波器是硬件和射频工程师几乎在每天的工作中都会用到仪器,因此掌握示波器的原理并能够正确使用示波器是所有从事电子硬件电路设计和调试的工程师必须具备的最基本的技能。本站推出的示波器视频培训课程套装既有示波器的基本原理以及示波器性能参数对测量结果影响的讲解,也有安捷伦和泰克多种常用示波器的实际操作讲解,能够帮助您更加深入地理解手边常用的示波器从而更加正确地使用示波器...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/rftest/osc/49.html>