

宇航计测技术

编辑委员会

高级顾问

张履谦 黄培康

主任

冯克明

副主任

杨于杰 杨春涛

编委

(以姓氏笔划排序)

王 晨 王元钦 叶 东

孙凤明 孙海燕 邢 勇

江 峰 陈大为 陈坤峰

杨照金 苏东林 肖志河

李宗扬 沙定国 张林昌

何 昭 赵 伟 徐建良

谢 东 董胜波 彭雪明

潘立虎

主编

孙海燕

编辑

杜晓爽

2014年10月 第34卷第5期 Vol.34 No.5 Oct., 2014

目 次

空间计量技术研究现状及展望	徐思伟 苏新光 等(1)
基于步进频连续波的近距离主动毫米波圆柱扫描成像系统	温 鑫 方维海 等(5)
一种变频功率标准源的研制	钱 岑 徐伟专 等(10)
一种 SMA 型射频连接器及电缆组件的设计与实现 ...	蔡晓涛 于德江 等(15)
基于频谱分析仪的相位噪声测量探讨	王林林 杨 帆 等(20)
卫星双向时间频率传递调制解调器研制进展	王学运 赵 博 等(23)
相位差法测量磁传感器阵列的非平行度	董 昊 周昌剑(27)
基于虚拟仪器的阳极化电压控制器校准装置	孟 冀(30)
现场校准试验用便携式 γ 射线照射装置研制	高 飞 倪 宁 等(34)
临近空间大气压力传感器现场校准装置研究	杨水旺 江 峰 等(38)
谐振式液体密度传感器压电激励与检测的实现	史继颖 郑德智(43)
全站仪船体分段测量的温度影响研究	郭一鸣 殷义勇(49)
飞行器新型碳基复合材料表面高温测量方法	赵 博 芦静华 等(55)
基于传递矩阵和宽频脉冲声的水声材料声学参数测量方法	王少博(58)
液质校准用利血平/甲醇水标准溶液的研制	李艳玲 周 彤 等(61)
测量不确定度的发展和应用研究	陈怀艳 曹 芸 等(65)
低噪声封装器件噪声参数不确定度评定	吴爱华 栾 鹏 等(71)
氙气质量流量计校准装置测量不确定度评定	魏万印 李得天 等(76)
《宇航计测技术》撰稿须知	(70)
“2014 国防计量与测试学术交流会”在济南成功举办	(封二)

JOURNAL OF ASTRONAUTIC METROLOGY AND MEASUREMENT

Vol.34

No.5

Oct.2014

Total No.203

CONTENTS

- Research on Status and Prospect of Space Metrology Technology XU Si-wei SU Xin-guang et al (1)
- Near Field Active Millimeter-wave Cylindrical Scanning Imaging System based on Stepped Frequency
Continuous Wave WEN Xin FANG Wei-hai et al (5)
- Research on Standard Source of Variable Frequency Power QIAN Cen XU Wei-zhuan et al (10)
- Design and Realization of a Cable Assembly with SMA-style RF Connector CAI Xiao-tao YU De-jiang et al (15)
- Discussion of the Measurement of SSB Phase Noise base on a Spectrum Analyzer
..... WANG Lin-lin YANG Fan et al (20)
- The Progress of BIRMM Two-Way Satellite Time and Frequency Transfer Modem
..... WANG Xue-yun ZHAO Bo et al (23)
- Phase-difference Algorithm for Non-parallelism Measurement of Magnetic Sensor Array
..... DONG Hao ZHOU Chang-jian (27)
- Calibration Device for Anodizing Voltage Controller based on Virtual Instrument Technology MENG Qi (30)
- Development of Portable Gamma Ray Irradiation Facility for On-site Calibration GAO Fei NI Ning et al (34)
- Research on Atmospheric Pressure Sensor Field Calibration Device Technology for Near Space
..... YANG Shui-wang JIANG Feng et al (38)
- Implement of Piezoelectric Excitation and Piezoelectric Detection on the Resonant Sensor for Liquid Density
Measurement SHI Ji-ying ZHENG De-zhi (43)
- Research on Temperature Effect on the Measurements of Hull Blocks based on Total Station
..... GUO Yi-ming YIN Yi-yong (49)
- A Method for Measuring the High Surface Temperature of New Carbon Composite Materials on Aircraft
..... ZHAO Bo LU Jing-hua et al (55)
- Acoustic Parameters Measurement of Underwater Acoustic Materials based on Transfer-matrix and Wide
Frequency Impulse Method WANG Shao-bo (58)
- Preparation of Standard Solution of Reserpine in Methanol Aqueous for LC-MS Calibration
..... LI Yan-ling ZHOU Tong et al (61)
- Research on Development and Application of Measurement Uncertainty CHEN Huai-yan CAO Yun et al (65)
- Evaluation of Measurement Uncertainty on Noise Parameters of Low Noise Package Device
..... WU Ai-hua LUAN Peng et al (71)
- Evaluation of Measurement Uncertainty of Gas Mass Flow Meter Calibration Apparatus with Xenon
..... WEI Wan-yin LI De-tian et al (76)

空间计量技术研究现状及展望

徐思伟 苏新光 张书锋 刘碧野 刘 民 张少楠
(北京东方计量测试研究所,北京 100086)

摘要 空间计量是保障地外空间的测量单位统一、测量量值准确可靠的技术和管理活动。本文对空间计量概念进行了全面描述,介绍了国内外在空间计量技术领域的发展现状及取得的部分成果,并提出了空间计量领域的发展趋势。

关键词 空间计量 在轨标定 遥感定标器

Research on Status and Prospect of Space Metrology Technology

XU Si-wei SU Xin-guang ZHANG Shu-feng LIU Bi-ye LIU Min ZHANG Shao-nan
(Beijing Oriental Institute of Measurement & Test, Beijing 100086)

Abstract Space metrology is a technology and management action to assure unified system of unit and an accurate and reliable measured value in space work which out of earth. The concept of space metrology is roundly described here. The research status and some achievements of space metrology are introduced. The development trends of space metrology are presented.

Key words Space metrology On-orbit calibration Remote sense calibrator

1 引言

二十一世纪是航天的世纪,人类正在不断地向更深层的外空间发展,从卫星、飞船、空间站到月球基地、火星基地、小行星基地,发展的轨迹可以预见。

空间计量技术隶属于空间技术范畴,它的任务是保障地外空间活动的测量单位统一、测量量值准确可靠。在长期运行的轨道航天器和未来的月球、火星、小行星基地上,存在着各种各样的传感器、测量控制装置以及科学探测仪器。目前,保障它们测量准确的技术手段几乎都是开环方式:即在发射之前,在地面相关环境中进行计量校准(或称为标定),发射到地外空间之后,就不再周期计量校准或标定。然而,测量装置和仪器必然随时间发生变化,

随环境变化而变化,还可能出现偶然异常或故障情况,它们的测量数据无法在轨验证。

在地球上,人类创建的计量体系保障了测量单位的统一,无论是复现单位量值的基准、计量标准器具,还是量值传递技术和管理,因为这些计量的基本要素在全球范围内统一、一致,使人类的科学技术有了统一的语言。同样,相对独立的地球外所有空间测量活动也需要采用统一的物理定义和单位,单位量值与地球上的一致,这样相互传递的数据才能表达正确的物理量。长期在轨和基地的空间计量活动必然依赖稳定的、可靠的、闭环的参考基准来保证测量数据单位统一,这正是空间计量校准技术的重要意义。

2 国外发展现状

2.1 空间计量技术在太阳观测中的应用

空间计量技术已在对太阳的科学研究领域实现应用。美国航天局 2010 年发射了用于观测太阳的“太阳动力学天文台”卫星,该卫星携带的极紫外线变化实验仪可精确拍摄太阳的极紫外线辐射,了解太阳极紫外线辐射强度变化和太阳磁场变化之间的关系。为精确校准太阳极紫外线辐射的长期变化,大约每年要进行 1 次校准飞行,此前已进行了 3 次。这种校准飞行被称为“在线飞行”(under-flight),校准仪器是一个与“太阳动力学天文台”上的仪器相近似的仪器,比较两者同时观测太阳的数据,可以计算被校准仪器的变化。最近的一次校准飞行是 2013 年 10 月 21 日,美国航天局发射了一枚“黑雁”探空火箭,如图 1 所示,其携带了用于校准“太阳动力学天文台”上的极紫外线变化实验仪。火箭设计飞行时长 15min,飞行高度约 278km,任务完成后,校准仪将借助降落伞落到白沙导弹靶场,用于未来的亚轨道飞行任务。

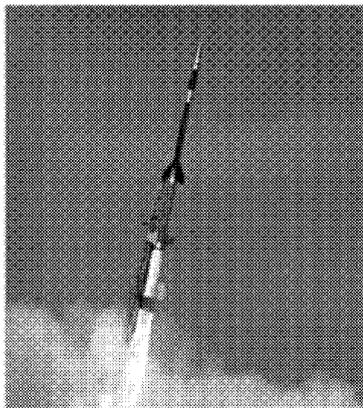
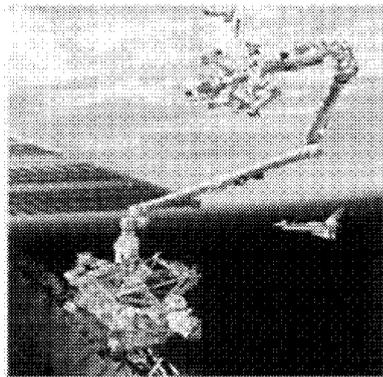


图 1 美国“黑雁 XII”探空火箭

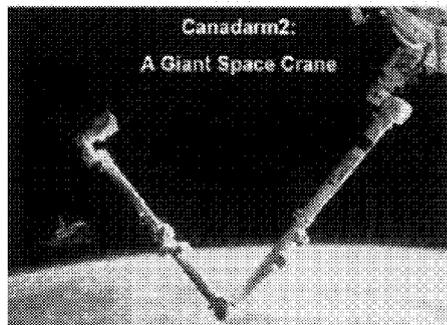
2.2 空间计量技术在空间机械臂中的应用

空间计量技术作为空间机械臂的关键技术之一,是机械臂在轨操作的重要保障条件。随着国际空间机械臂技术的迅速发展,一批大型空间舱外机器人系统陆续投入使用,最具代表性的如由美国和加拿大联合研制的移动服务系统(MSS),如图 2(a)所示,它主要由一个空间站遥操作臂(SSRMS,长 17.6m、7 个自由度)和一个特殊用途的灵巧操作臂(SPDM,长 3.5m,15 个自由度)组成,以及在航天飞机上应用的由加拿大设计的加拿大机械臂(Canada-

rm,长 15m,6 个自由度),如图 2(b)所示,可以由宇航员通过操纵杆进行操作,协助航天员完成空间任务。空间计量技术在空间机械臂中的快速发展,最主要的推动力是空间机械臂越来越需要完成一些定位精度高、稳定性高的精确动作,如精确定位、空间曲线运动等。而仅依靠机械臂的定位精度难以满足动作要求,这就需要一套更为准确的测量标定系统来实现这一功能。目前采用的做法通常是在机械臂本体或航天器舱体外建立位置已知的坐标标记点,将这些标记点作为机械臂空间运动的参考点,并在航天器舱体外安装数台小型监视相机组成监视系统,实时掌握机械臂运动的情况。



(a) 国际空间站机械臂



(b) 加拿大机械臂

图 2 空间机械臂

2.3 高精度空间时间基准与测量技术得到实际应用

地球上原子钟的性能受到重力的限制,而在空间微重力条件下,可以进行更长时间和更精确的测量,进而获取稳定性和精确度更高的频率标准。同时,毫秒脉冲星的旋转高稳定性可以被用作建立新的时间基准。目前,对于大多数毫秒脉冲星来说,长期稳定度(1 年以上)可达到或超过 $1E-17$ 甚至更高。利用脉冲星时间基准和空间原子钟组成的授时系统可以实现比地面授时系统性能更高的空间授时

系统,该系统为未来空间时间基准的建立、空间物理和测量应用等提供了重要的发展方向和应用前景。目前,欧洲、美国等积极部署了空间高精度时间基准的建立与空间科学探测应用等研究,如 STE-quest、LISA 和 GRACE 计划等,澳大利亚等国则建立了脉冲星时间基准。未来 10 年~15 年,高精度、高稳定度的空间时间基准与测量技术将取得较大发展和突破,并且伴随着许多基于空间时间基准的空间测量和空间科学的重大发现与应用。

3 国内发展现状

3.1 空间传感器在轨标定

我国某型号提出了一种传感器在轨标定技术方案。该传感器的标定方法是在地月转移轨道的中途修正过程中,返回器与轨道器分离之前,为了再次确认和标定惯性加速度传感器,让轨道器施加一次动量脉冲增量,惯性加速度传感器获得增量数据,传回地面控制中心,与理论计算的数据相比较,地面计算的修正值注入轨道器,从而获得一次传感器标定。

3.2 空间模拟环境中的校准技术

郎缪尔探针(Langmuir Probe)是探测空间等离子体电位、电子温度、电子浓度的关键仪器,曾搭载到国际空间站、实践四号、实践九号、神舟四号飞船上面。为了校准空间等离子体探测仪,北京东方计量测试研究所研建了模拟空间等离子体环境系统,并研制了标准等离子体探测装置,用于比对和标定被校准的等离子体探测仪有效载荷。同时,北京东方计量测试研究所还研究了真空环境下温度测量标准的溯源方法,解决了温度传感器在常压下校准却在空间环境下使用的差异问题。此外,北京无线电计量测试研究所为校准海洋卫星的亚毫米波色温仪有效载荷,研制了模拟空间环境的真空亚毫米波色温标准,已得到应用。

3.3 空间标准太阳电池标定技术

空间标准太阳电池是 AMO(大气质量为零)环境下标定的太阳电池,用于修正太阳电池阵在地面环境测试时来自光源辐照度的偏差。空间标准太阳电池作为一级基准,其短路电流数值传递到二级标准上,再用二级标准太阳电池测试航天器的太阳电池阵,能够获得太阳电池阵的伏安特性曲线、最大功率点、转换效率等参数。为了获得 AMO 条件,美国、前苏联从上世纪 60 年代开始尝试高空飞机标定、高

空气球标定以及航天飞机上的搭载标定。北京东方计量测试研究所 2012 年首次进行了太阳电池高空气球 32km 高空的标定,如图 3 所示,未来还计划进行航天器搭载标定。目前各国进行的 AMO 标定仅是日-地轨道的太阳辐照条件下的标定,将来深空探测还将开展小行星轨道和日-金星、日-火星等轨道的标定,这些计量标准对计算相应轨道上太阳电池阵效率和伏安特性曲线有着决定性的意义。

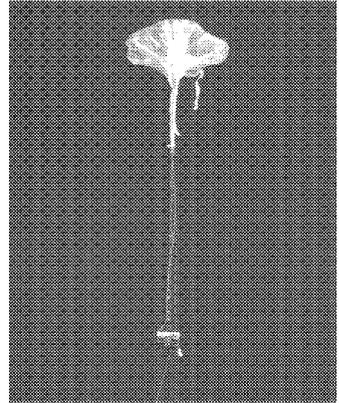


图 3 高空气球标定实验

4 国内外发展趋势展望

空间计量的快速发展,将引领传统计量技术的巨大变革,甚至形成一个新的学科和新的领域。空间计量的目的,就是实现各种物理量和各种参数在空间任务中的测量单位统一、量值准确的目的,保障航天器、空间站、空间基地等人类在地外空间任务的顺利实现。类似“阿波罗”计划的实现带动了整个世界工业的发展一样(涉及微波雷达、无线电制导、合成材料、计算机等 4 000 余项高科技专利、技术被转为民用),空间计量技术将把空间技术与计量技术相结合,产生原始创新的概念、技术、方法,既能应用到空间活动中,又可极大地推动地面传统计量技术和管理的发展,甚至对计量体系、方法等产生根本性的改变。

空间计量标定技术相对于地面计量校准技术而言,具有远离地面无法与地面计量标准器直接比较、空间环境特殊、被计量测试的仪器设备具有非传统的形式、计量管理和技术规范不同、引力场对空间基础物理量和单位有影响等特点。目前,国内已经开展了空间模拟环境下的真空温度、微波辐射器校准技术研究、空间等离子体环境电位探测器校准技术

研究、空间站有害气体传感器在轨标定技术等研究工作。国外在空间计量技术应用领域起步较早,发射了部分主要功能为测量计量的卫星。如欧空局发射的依巴谷卫星,将空间测量分辨率提升至0.1毫角秒,即将升空的Gaia卫星将首次获得微角秒级别(6微角秒)的天体测量精度,大大促进了空间高精度测量技术的发展。另外,美国已经将用于空间光辐射计量的标定卫星列入其太空计划。从科学技术的长远发展来看,空间计量技术将是未来一段时间内计量科学的前沿领域,其技术发展将主要涉及以下几个方向。

1)模拟空间环境下的计量校准技术研究。在地面模拟空间环境条件,将计量标准与被校准的空间有效载荷测量仪器或传感器比较,这种特殊环境下的计量校准技术要求计量标准器具也应该具有更宽的温度范围、真空、失重适应性等特点,还要求模拟环境的真空罐等设备具有适合计量标准器具接入的光电接口和专用平台。

2)空间用计量标准器具研究。空间计量标准器具是在空间站或长期运行的航天器上使用的参考标准有效载荷,可在空间站舱内或外长期工作或保存,保持计量特性不变,有定期校准的接口,为空间站提供标准量值,如电压、电流等电学参数标准或时间频率标准等,能方便航天员或机械臂在空间进行科学实验中获得标准参数。

3)传感器(如温度、湿度、振动、流量、压力、真空等)在轨标定技术研究。航天器在轨运行过程中需要定期标定关键部位的传感器,为故障诊断、健康预测等空间活动提供数据,为在轨维护维修提供验收证据。目前研究领域主要集中在通过预装标准物质、标准激励信号等方法实现部分传感器的在轨标定。

4)气体成分测量仪在轨标定技术。空间站有害气体传感器、气体成分传感器在地面实验中需要定期标定,在轨运行中无法定期标定,需要进一步研究标准物质及其在轨标定装置。

5)遥感定标器技术研究。光学、微波以及多光谱遥感探测仪需要定标器,地面提供的标准信号能够获得7%的准确度,专用于遥感定标的标准卫星将能够提高到1%。需要研究设计携带标准光源的标准星。

6)标准器具黑匣子及校准方法研究。在标准器具及标准物质运输过程中,黑匣子可记录环境的变化评估运输过程参量对标准参数的影响,为量值

可靠性判断提供依据。向空间发送计量器具类似于标准物质的传递,空间计量标准器具更关注稳定性,尤其在运输过程中的变化特性。

7)空间计量管理模式研究。研究空间技术应用的基本单位和复现基准器具,研究不同引力场中基本物理量和国际基本单位制在空间的适应性。研究计量周期的合理性,提出合理的周期校准要求,研究溯源途径合理性,提出工程区域参考标准以及工程区域量值统一的管理方法。

5 结束语

把计量科学与空间应用相结合,实现空间测量单位统一、量值准确,进而保障航天器、空间站、空间基地等任务的顺利完成,是航天领域计量研究所义不容辞的责任。空间计量技术方向是计量学科向新领域探索的原始创新,必将在新领域引领国际前沿。空间计量技术还将带动相关学科和技术的发展,产生更加丰富的技术应用,造福人类和自然。

参考文献

- [1] http://news.xinhuanet.com/tech/2013-10/22/c_117820980.htm.
- [2] Gibbs Graham, Sachdev Savi, Marcotte Benoit, et al. Canada and the International Space Station program overview and status[C]. Montreal, Canada: Canadian Space Agency, 54th International Astronautical Congress of the International Astronautical Federation (IAF), Bremen, Germany, Sep.29-Oct.3, 2003.
- [3] 帅平,李明等.X射线脉冲星导航系统原理与方法[M].北京:中国宇航出版社,2009.
- [4] MISSE: Testing materials in space[R/OL].<http://www.nasa.gov/centers/Langley/news/factsheets/MISSE.html>.
- [5] 张书锋,贾军伟,宋瑞海.用于模拟低轨道等离子体环境的热真空试验设备[C].空间真空热环境模拟与试验技术论坛论文集,2011.
- [6] 贾军伟,张书锋,金光远.基于TDLAS技术的空间真空环境下温度测量技术研究[J].真空科学与技术学报,2013,33(2).
- [7] 刘民,杨亦强,袁亚飞.航天器太阳能电池阵电性能测试技术[J].航天器环境工程,2010,27(2).
- [8] http://en.wikipedia.org/wiki/High_Precision_Parallax_Collecting_Satellite.

基于步进频连续波的近距离主动毫米波圆柱扫描成像系统

温鑫^{1,2} 方维海^{1,2} 张冰^{1,2} 王暖让^{1,2} 年丰^{1,2}

(1. 北京无线电计量测试研究所,北京 100039;2. 计量与校准技术重点实验室,北京 100039)

摘要 为了克服压控振荡器(VCO)输出线性调频(LFM)信号频率线性度较差的缺点,本文提出了基于直接数字合成(DDS)技术产生步进频连续波信号的近距离主动毫米波圆柱扫描成像系统,该系统具有距离分辨率高、频率精度高以及波形产生和波形控制较为简单的优点。首先,本文通过步进频连续波信号的探测原理分析了该信号的一维距离像、距离分辨率以及距离模糊的特点;然后,通过波动方程推导出近距离主动毫米波圆柱扫描成像系统的重构算法;最后,在微波暗室搭建了半实物仿真成像系统,验证了步进频连续波信号在近距离主动毫米波圆柱扫描成像系统中应用的可行性和有效性。

关键词 步进频连续波 毫米波 圆柱扫描 成像

Near Field Active Millimeter-wave Cylindrical Scanning Imaging System based on Stepped Frequency Continuous Wave

WEN Xin^{1,2} FANG Wei-hai^{1,2} ZHANG Bing^{1,2} WANG Nuan-rang^{1,2} NIAN Feng^{1,2}

(1. Beijing Institute of Radio Metrology and Measurement, Beijing 100039;

2. Science and Technology on Metrology and Calibration Laboratory, Beijing 100039)

Abstract To overcome the poor frequency linearity of the linear frequency modulation(LFM) signal, which generated by voltage-controlled oscillator(VCO). This paper presents the near filed active millimeter-wave cylindrical scanning imaging system, which is on the basis of the stepped frequency continuous wave signal generated by direct frequency synthesis(DDS) technology. The system has the advantages of the high range resolution, high frequency accuracy and waveform generator and waveform control relatively simple. First, by the detection theory of the stepped frequency continuous wave signal, one dimensional range profile, range resolution and range blurring of the stepped frequency signal are analyzed. Second, through the wave equation the reconstruction algorithm is deduced in near field active millimeter-wave cylindrical scanning imaging system. Finally, the semi-physical simulation imaging system is set up in the anechoic chamber to verify the feasibility and effectiveness of the stepped frequency continuous wave signal applied in near filed active millimeter-wave cylindrical scanning imaging system.

Key words Stepped frequency continuous wave Millimeter-wave Cylindrical scanning Imaging

1 引言

在雷达设计中,增加发射信号的带宽可以提高雷达系统对于探测目标的分辨能力,从而获得更多的目标信息。步进频连续波信号是一种载频线性跳变的信号,通过对回波信号的逆傅立叶变换处理能够获得合成距离高分辨的效果。这种信号是以窄带发射、接收、处理来合成相应的宽带信号所能达到的距离向高分辨率,以降低雷达发射机和接收机的实现难度和成本,因此近年来得到了广泛应用^[1]。

人体成像安检环节是安检排爆技术的重要组成部分,由于检测目的和检测对象的特殊性,通常要求安检的技术手段满足检测过程文明、对被检人体和物品无损害、检测速度快、可检测危险品范围广等需求^[2]。目前,人体成像安检设备主要采用 X 射线背散射技术和主动毫米波技术,由于 X 射线背散射人体成像安检设备被曝存在泄漏用户隐私,有潜在的安全隐患等原因,该安检设备已经在美国和欧盟停止使用^[3]。目前,在近距离主动毫米波人体成像安检设备的研制方面美国的西北太平洋国家实验室(PNNL)走在世界前列,1995年 Sheen 和 McMakin 等人提出了近距离圆柱扫描的毫米波成像系统^[4,5],并经过多年的努力进行了商业化。北京无线电计量测试研究所经过多年的技术跟踪,提出了基于步进频连续波体制的近距离主动毫米波人体成像方法。

2 步进频连续波信号的特点

假设发射的步进连续波信号起始频率为 f_0 , 频率步进为 Δf , 终止频率为 f_{n-1} , 频率点数为 n , 则第 $i-1$ 点的频率为 f_i , 每个频点的持续时间为 T_0 , 则发射信号 $x(t)$ 可以表示为

$$x(t) = \sum_{i=0}^{n-1} C_i \exp(2\pi j f_i t) \times \text{rect}\left(\frac{t - iT_0 - T_0/2}{T_0}\right) \quad (1)$$

式中: C_i ——常数。

距离 R_0 处的目标反射回波信号 $y(t)$ 为

$$y(t) = \sum_{i=0}^{n-1} C_i' \exp(2\pi j f_i \times (t - \tau(t))) \times \text{rect}\left(\frac{t - t_n - iT_0 - T_0/2}{T_0}\right) \quad (2)$$

式中: C_i' ——常数。

目标反射回波信号的时延 $\tau(t)$ 为

$$\tau(t) = \frac{R_0 - vt}{c/2} \quad (3)$$

式中: c ——光速; v ——目标的径向速度。

将接收回波信号下变频为基带信号,也就是将回波信号 $y(t)$ 与参考信号混频,定义参考信号 $x_{\text{ref}}(t)$ 为

$$x_{\text{ref}}(t) = \sum_{i=0}^{n-1} C \exp(2\pi j f_i t) \times \text{rect}\left(\frac{t - iT_0 - T_0/2}{T_0}\right) \quad (4)$$

式中: C ——常数。

经过低通滤波器,可以得到基带信号的正交分量为

$$y_I(t) = \sum_{i=0}^{n-1} A_i \cos \psi_i(t) \quad (5)$$

$$y_Q(t) = \sum_{i=0}^{n-1} A_i \sin \psi_i(t) \quad (6)$$

式中: A_i ——常数,且 $\psi_i(t) = -2\pi f_i \left(\frac{2R_0}{c} - \frac{2vt}{c}\right)$

于是,正交分量的复数形式可以表示为

$$Y_i = A_i e^{j\psi_i(t)} \quad (7)$$

式(7)表示了基于目标反射特性的频域样本,利用 IDFT 可以将其转化为一组距离延时的反射特性

$$H_l = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} Y_i \exp\left(j \frac{2\pi l i}{n}\right) \quad 0 \leq l \leq n-1 \quad (8)$$

将式(7)代入到式(8)中,得到

$$H_l = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} A_i \exp\left(j \left(\frac{2\pi l i}{n} - 2\pi f_i \left(\frac{2R_0}{c} - \frac{2vt_i}{c}\right)\right)\right) \quad (9)$$

相对于 n 归一化后,令 $A_i = 1$, $f_i = i\Delta f$, 当目标为静止,即 $v = 0$ 时,可以得到

$$H_l = \sum_{i=0}^{n-1} \exp\left(j \frac{2\pi i}{n} \left(l - \frac{2nR_0\Delta f}{c}\right)\right) \quad (10)$$

最后,合成的距离像为

$$|H_l| = \left| \frac{\sin \pi \chi}{\sin \pi \chi / n} \right| \quad (11)$$

其中

$$\chi = \frac{-2nR_0\Delta f}{c} + l$$

3 步进频连续波信号的距离分辨率和距离模糊

距离分辨率是由雷达系统的带宽决定,假设一

个步进频连续波信号具有 n 个频率点, 频率步进为 Δf , 则对应的距离分辨率为

$$\Delta R = \frac{c}{2n\Delta f} \quad (12)$$

距离模糊可以通过检验在距离 R_0 的点散射体的相位来决定

$$\psi_i(t) = 2\pi f \frac{2R_0}{c} \quad (13)$$

那么

$$\frac{\Delta\psi}{\Delta f} = \frac{4\pi(f_{i+1} - f_i)R_0}{(f_{i+1} - f_i)c} = \frac{4\pi R_0}{c} \quad (14)$$

当 $\Delta\psi = \Delta\psi + 2\pi n$ 时, 存在距离模糊, 因此

$$R_0 = \frac{c(\Delta\psi + 2\pi n)}{4\pi\Delta f} = R_0 + n\left(\frac{c}{2\Delta f}\right) \quad (15)$$

不模糊距离窗为

$$R_u = \frac{c}{2\Delta f} \quad (16)$$

4 近距离主动毫米波圆柱扫描成像原理

近距离主动式毫米波圆柱扫描三维成像系统模型如图 1 所示, 人体位于直角坐标系中。毫米波收发天线阵列的采样位置定义为 $r_a = (x_a, y_a, z_a)^T$, 目标的位置定义为 $r_o = (x_o, y_o, z_o)^T$, 其中, $|r_o| \leq D$, D 为目标的成像区域, ρ_a 为合成孔径的半径。角度变量 φ_a 表示天线阵列与目标的角度, 变量 z_a 表示延 z 方向的线性孔径, 成像过程中圆柱孔径数据是通过这两个方向的采样而形成的。圆柱形合成孔径范围限制在 $\varphi_a = \varphi_{a,\min} \cdots \varphi_{a,\max}$ 和 $z_a = z_{a,\min} \cdots z_{a,\max}$ 之内, 圆柱形合成孔径延两个方向的长度分别是 L_{φ_a} 和 L_{z_a} 。

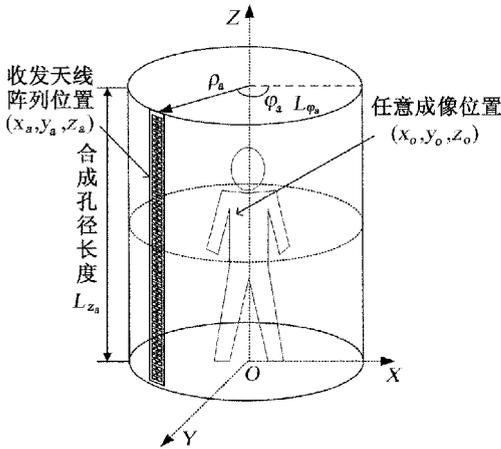


图 1 近距离主动式毫米波圆柱扫描三维成像系统模型图

在时谐场的情况下, 标量赫尔姆霍兹波动方程在空间中每一个观测点 r 满足麦克斯韦方程, 一般形式可以写成

$$(\Delta + k_0^2)u(r) = -q(r) \quad (17)$$

式中: $u(r)$ ——任意场分量; k_0 ——自由空间的波数; $q(r)$ ——激励场的源分布。

考虑类似于狄拉克的激励 $q(r) = \delta(r)$, 式 (17) 的解是自由空间的格林函数 $g(r) = e^{-jkr}/(4\pi|r|)$, 赫尔姆霍兹波动方程变换到空间频率域为

$$(-k^2 + k_0^2)u(k) = -q(k) \quad (18)$$

式中: $k^2 = k_0^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2$, 假设一个点激励源 $q(k) = 1$, 利用频率域中的移位操作, 空间域中格林函数的定义为

$$\begin{aligned} g(r, r') &= \frac{e^{-jk(r-r')}}{4\pi|r-r'|} \\ &= \frac{-1}{2\pi} \iiint_k \frac{e^{-j[k_x(x-x') + k_y(y-y') + k_z(z-z')]}{k^2 - k_x^2 - k_y^2 - k_z^2} dk_x dk_y dk_z \end{aligned} \quad (19)$$

当且仅当激励场 u_i 和散射场 u_s 已知的条件下, 可以对局部不均匀分布介质的 $k(r)$ 进行求解, 通过博恩近似或弱散射近似, 即 $u_s \ll u_i$ 和 $o(r) \ll 1$ 时, 非线性逆散射方程可以被线性化, 线性的逆散射问题的解定义为^[6]

$$u_s(r_a) = \iiint_{|r_o| \leq D} o(r_o) u_i(r_o) g(r_a, r_o) dr_o, dr_o = dx_o dy_o dz_o \quad (20)$$

式中: 散射场 u_s 是由目标函数 $o(r)$ 与入射激励场 $u_i(r_o)$ 和格林函数 $g(r_a, r_o)$ 的加权在观测点 r_a 的线性累加。式 (20) 可以扩展为可处理的单基地雷达和准单基地雷达, 被激励的目标函数 $o(r)u_i$ 的作用类似点目标散射, 修改后的散射场可以表示为

$$u_s(r_a) = \iiint_{|r_o| \leq D} o(r_o) g(r_a, r_o) dr_o \quad (21)$$

根据近距离主动毫米波圆柱扫描成像系统的数据采集方式, 定义极圆柱孔径坐标 (ρ_a, φ_a, z_a) , 将式 (19) 代入式 (21) 中得到

$$\begin{aligned} u_s(\varphi_a, z_a, \omega) &= \frac{-1}{(2\pi)^3} \iiint_{|r_o| \leq D} o(r_o) \\ &\iiint_k \frac{e^{-j[k_x(x_a-x_o) + k_y(y_a-y_o) + k_z(z_a-z_o)]}}{4k^2 - k_x^2 - k_y^2 - k_z^2} dk_x dk_y dk_z dx_o dy_o dz_o \end{aligned} \quad (22)$$

式中: k_x, k_y, k_z ——空间频率域直角坐标系中三个方向的分量, 可以通过空间频率域中极圆柱坐标系

(k_r, Φ, k_z) 的代替, $k_x = k_r \cos\Phi, k_y = k_r \sin\Phi, k_r = \sqrt{k_x^2 + k_y^2}$ 以及 $\Phi = \arctan(k_y/k_x)$ 。

因为成像结果主要受相位的影响,故忽略所有幅度项,通过替代与重新排列得到^[7]

$$u_s(\varphi_a, z_a, \omega) = \iiint_k \left[\underbrace{\iiint_{|r_o| < D} o(x_o, y_o, z_o) e^{j(k_x x_o + k_y y_o + k_z z_o)} dx_o dy_o dz_o}_{F_{x_o, y_o, z_o}} \right] e^{-j(k_r \cos\Phi x_a + k_r \sin\Phi y_a + k_z z_a)} k_r dk_r d\Phi dk_z$$

$$= \iint \left[\underbrace{o(k_x, k_y, k_z) e^{-jk_z x_a}}_{F_{k_z}^{-1}} \right] e^{-j(k_r \cos\Phi x_a + k_r \sin\Phi y_a)} k_r dk_r d\Phi \quad (23)$$

对 k_z 进行逆傅立叶变换后得到

$$u_s(\varphi_a, k_z, \omega) = \iint o(k_x, k_y, k_z) e^{-j(k_r \cos\Phi x_a + k_r \sin\Phi y_a)} k_r dk_r d\Phi$$

$$= \int \left[\underbrace{o(k_r, \Phi, k_z)}_{g(\Phi)} \cdot \underbrace{e^{-j(k_r \cos\Phi x_a + k_r \sin\Phi y_a)}}_{f(\Phi - \varphi_a)} \right] k_r dk_r = \int g(\varphi_a) * f(\varphi_a) k_r dk_r \quad (24)$$

对 Φ 进行傅立叶变换得到

$$u_s(k_\Phi, k_z, \omega) = \int o(k_r, k_\Phi, k_z) \cdot F_\Phi \{ e^{-jk_r \rho_a \cos\Phi} \} k_r dk_r \quad (25)$$

由于频谱域内目标函数的取值只依赖于通过 $4k^2 = k_r^2 + k_z^2$ 定义的埃瓦得球对积分式(23)的贡献,则在频率域中目标函数的逆变换为^[8]

$$o(k_r, \varphi_a, k_z) = F_{k_\Phi}^{-1} \left\{ \frac{u_s(k_\Phi, k_z, \omega)}{F_\Phi \{ e^{-jk_r \rho_a \cos\Phi} \}} \right\} \quad (26)$$

在频率域中极圆柱坐标系插值到直角坐标系中均匀分布的网格上,目标函数可以通过三维逆傅立叶变换得到。在频率域中极圆柱坐标系与直角坐标系的对应关系为

$$(k_x, k_y, k_z)^T = (k_r \cos\varphi_a, k_r \sin\varphi_a, k_z)^T$$

$$= (\sqrt{4k^2 - k_z^2} \cos\varphi_a, \sqrt{4k^2 - k_z^2} \sin\varphi_a, k_z)^T \quad (27)$$

内插运算可以采用插值算法(Stolt-Mapping)来实现。最后,得到目标函数为^[9]

$$o(x_o, y_o, z_o) = F_{k_x, k_y, k_z}^{-1} \left\{ \text{Stolt-Mapping} \left[F_{k_\Phi}^{-1} \left\{ \frac{u_s(k_\Phi, k_z, \omega)}{F_\Phi \{ e^{-jk_r \rho_a \cos\Phi} \}} \right\} \right] \right\} \quad (28)$$

5 微波暗室的实验

在微波暗室中搭建近距离主动毫米波圆柱扫描成像系统的测试平台如图2所示,测试系统由毫米波收发机、角锥喇叭天线、转台、以及被测目标组成。

毫米波收发机的原理框图如图3所示,步进频连续波的频率范围是(24~36.6)GHz,频率步进为200MHz,频率步进点数为64点;毫米波收发机发射的步进频连续波信号通过高速示波器的采样结果如图4所示。转台完成被测目标在 θ 方向上 360° 的旋转, θ 方向上的采样间隔为 0.3° ,采样点数1200点;同时,转台控制角锥喇叭天线在 z 方向移动0.35m, z 方向的采样间隔为0.0035m,采样点数为100点。角锥喇叭方向图在水平和垂直两个方向的角度大约为 60° ,角锥喇叭距离目标旋转轴心的距离为1m。测试目标为四个侧面上贴有字母“A”、“F”、“K”、“Z”的水桶,其中,铜箔的宽度为1cm。

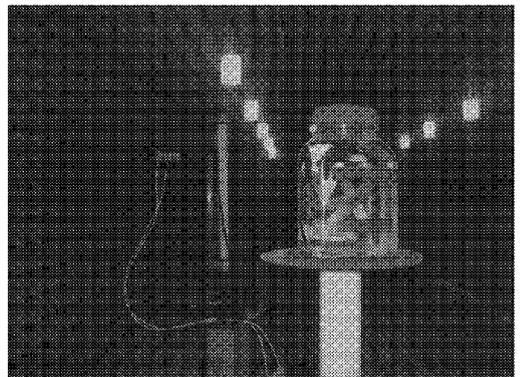


图2 微波暗室中搭建的测试系统平台实物图

利用近距离主动毫米波圆柱扫描成像系统的重构算法可以得到目标的三维空间散射强度的分布,利用不同方向的投影可以将三维空间测试目标的散射强度投影到二维平面,测试目标投影后的结果如图5所示。

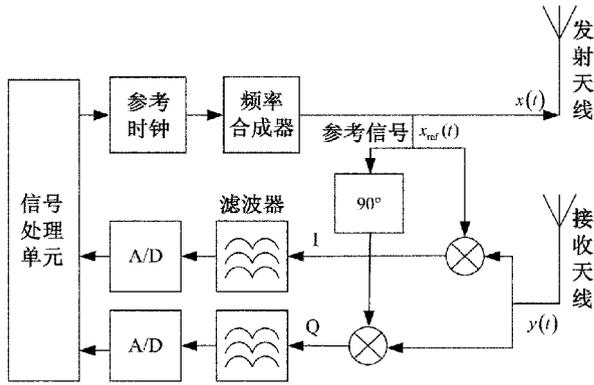


图 3 毫米波收发机的原理框图

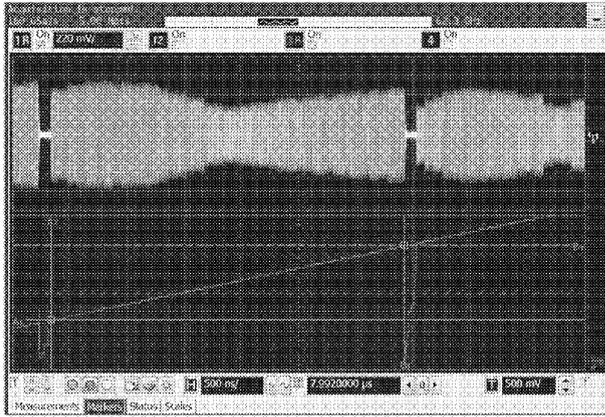


图 4 高速示波器的采样结果图

在环境最优的条件下,利用波前重构算法得到的成像结果可以清晰的从背景中分辨出来。但是,目标周围有许多较强干扰信号的存在,他们是由背景和目标之间的多次反射、目标本身的多次反射以及回波信号产生的距离模糊等原因造成的。在目标的成像结果中可以看到垂直的金属条成像结果优于水平的金属条,是由于沿 z 方向的合成孔径太小以及角锥天线采用的是垂直极化等原因造成的。

6 结束语

本文分析了步进频连续波信号的特点,并将其应用到近距离主动毫米波圆柱扫描人体成像安检系统中,验证了步进频连续波信号能够有效的应用在该成像系统中,为国内首台样机的研制奠定了基础。由于步进频连续波信号的距离模糊特点,不经过后处理的条件下,会恶化系统的成像质量,可以采用能够有效抑制由于距离模糊产生干扰信号的算法,这也是我们下面的主要研究方向。

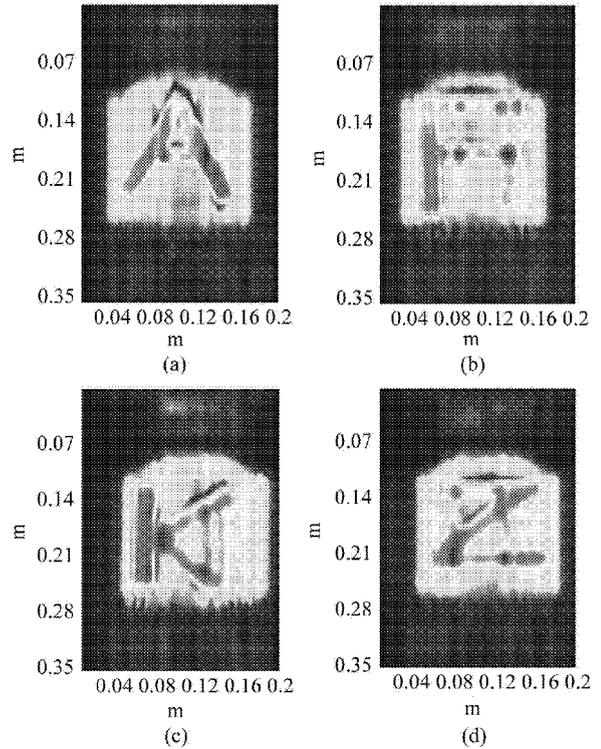


图 5 测试目标的三维空间散射强度投影图

参考文献

- [1] 龙腾,毛二可,何佩琨. 调频步进雷达信号分析与处理[J]. 电子学报, 1998, 26(12):84~87.
- [2] 刘彩霞,郑文.X 射线人体安检设备辐射安全指标检测方法比较[J]. 中国安防, 2009, 6:76~80.
- [3] 王楠楠,邱景辉等.毫米波近场成像技术综述[J]. 装备环境工程, 2008, 5(1):6~10.
- [4] D.M. Sheen, D.L. Makin, H.D.Colins, et al. Near-field Millimeter-wave Imaging for Weapon Detection[C].SPIE Proceeding, 1992, 1824:223~233.
- [5] D. M. Sheen, D. L. Makin, H. D. Colins. Circular Scanned Millimeter-wave Imaging System for Weapon Detection [C].SPIE Proceeding.1995,2511:122~130.
- [6] 黄培康,殷红成,许小剑.雷达目标特性[M].电子工业出版社, 2005.
- [7] J. Detlefsen, S. Bertl. Coherent millimeter-wave imaging for security applications[C].Proceedings of the 4th European Radar Conference, 2007:28~31.
- [8] M. Soumekh. Range Stacking: An Interpolation-free SAR Reconstruction Algorithm[C].SPIE Conference on Algorithms for Synthetic Aperture Radar Imagery, 1998, 3370: 13~24.
- [9] 年丰,温鑫,杨于杰等. 近场 C-SAR 成像关键技术研究[J]. 现代防御技术, 2012, 40(6):1~4.

一种变频功率标准源的研制

钱 岑 徐伟专 吴永辉 许君涛
(国防科学技术大学,长沙 410073)

摘 要 目前,国内外变频功率标准源的输出电压电流范围普遍局限于1 000V/80A以内,且最低频率为10Hz左右,无法满足实际变频电量测量仪器计量检定的需要。大量程宽范围变频功率标准源的研制,可以完善变频电量量值溯源体系,从根本上改变了变频电量测量仪器无法溯源,检定校准无标准可依的局面。

关键词 变频功率标准源 变频电量测量仪器

Research on Standard Source of Variable Frequency Power

QIAN Cen XU Wei-zhuan WU Yong-hui XU Jun-tao
(National University of defense technology, Changsha 410073)

Abstract Currently, the general limitation of the output voltage and input current at home and abroad is 1 000V/80A, with the lowest frequency of 10Hz, which can not meet the actual needs of frequency electricity measuring instruments to examine. The research of the standard source of variable frequency power of wide range, could improve the system of traceability of frequency electricity, as well as change the predicament that frequency electricity measuring instruments is unable to trace and no standards can be referred to.

Key words Standard source of variable frequency power Frequency electricity measuring instruments

1 引 言

《国家中长期科学和技术发展规划纲要(2006-2020年)》明确的重点领域及优先主题中排在第一位的就是能源,能源首要的是工业节能。众所周知,电机用电是我国工业用电的主要组成部分,采用变频技术是提高交流电机运行效率(即节能)的主要途径。

变频电量测量仪器是评价变频调速系统节能效果的基础仪器,是节能的前提条件和技术基础,并为节能增效提供评估手段。而变频功率标准源是变频电量各种测量装置/系统校准和检定的基础。

2 变频功率标准源

变频功率标准源是一种输出频率可变的电压、电流信号发生装置。该装置可独立调节电压、电流的幅值及两者的相位差。该装置还包括一个可准确测量电压、电流、频率及电压电流合成虚功率的标准表,标准表的示值作为比较参考标准,实现以变频电量为主要测量对象的各种测量装置/系统的校准和检定。作为一种计量标准器具,其计量学特性须满足相关计量法规的要求。

3 变频电量测试仪器/系统校准与检定的重要性

国家十二五规划中将节能减排提到了前所未有的高度,将电机系统节能作为节能减排的一个重要方向,并且明确指出,采用变频调速是电机系统节能的重要途径。据工业和信息化部《电机效能提升计划(2013-2015)》显示,2011年,我国电机保有量约17亿千瓦,总耗电量约3万亿千瓦时,占全社会总用电量的64%,其中工业领域电机总用电量为2.6万亿千瓦时,约占工业用电的75%。我国电机能效水平逐步提高,但总体仍然较低,电机效率平均水平比国外低3~5个百分点,低效电机造成了用电浪费。如果电机系统效率提升5~8个百分点,每年节约电量相当于2~3个三峡电站的发电量。

采用变频电量测量仪器正确评价光伏、风电等新能源发电设备和各类风机、水泵、变频电机等变频用电设备的能效是挖掘节能降耗潜力和提高电能源使用效率的必需环节。

变频功率标准源是变频电量测量仪器量值溯源的核心仪器,可保障变频电量测量仪器测量的准确性。可确保节能评价的正确性、科学性和准确性,使节能评价有据可依,为实现节能减排目标提供关键性的技术支持。

4 变频电量测试仪器/系统计量现状

变频电量在应用过程中经常呈现出非标准正弦波、低频、低功率因数等特征,使得准确测量十分困难。目前国内外(包括美国、德国、日本等计量科学处于世界领先地位的国家)普遍采用以FLUKE 6100A为功率标准源,高精度功率分析仪为标准表进行变频电量的校准工作。但随着大功率变频器/逆变器、新能源发电设备、风力发电机等重型装备制造业的快速发展,以上方式由于源输出能力的限制已远不能满足目前变频电量测试仪器/系统全量程范围内计量溯源的需求。不论是已经商品化的功率标准源还是国家交流功率基准装置,都存在输出量程过小、低频输出能力不足等缺点。

由于功率标准源输出能力不够,导致高电压、大电流、大功率变频测试系统无处送检,变频电量计量

评价工作无法开展,变频测试设备质量监督检验无法切实进行。这不但影响对能源计量器具的法制管理,还严重制约了变频测量传感器及仪器行业的健康发展。

4.1 功率标准源主要技术参数比较

目前市场上销售的功率标准源既有国产产品也有进口产品,国产产品绝大部分都是针对工频电量而设计的,输出频率仅仅局限在工频50Hz附近,输出电压电流及功率的精度和稳定性较好,可靠性较好,价格适中。国外品牌以美国FLUKE公司的6100A谐波功率标准源为典型代表,其输出频率范围较宽,可以输出工频及工频以上的频率,输出电压电流及功率的精度和稳定性很高,价格昂贵。下面列举FLUKE的6100A谐波功率标准源及国内某品牌交流功率标准源的主要技术指标。

表1 国内外两种功率标准源主要技术参数

性能指标	某进口功率标准源	某国产功率标准源
频率范围(Hz)	16~850	40~70
频率设置分辨率(Hz)	0.1	0.02
频率正确度	0.005%	0.01Hz
电压范围(V)	1~1 008	1~1 000
电压稳定度	0.002%/h	0.01%/min
电流范围(A)	0.01~80	0.1~100
电流稳定度	0.003%/h	0.01%/min
相角范围(°)	-180~+180	-180~+180
相角稳定度	0.000 2°/h	0.02°/3min

4.2 我国与变频电参量相关的电压、电流及功率基准

工频计量具有成熟的标准及检定规程,工频功率标准源主要用于检定工频功率仪表。相比之下,用于变频计量的传感器尚无普遍认可的标准和检定规程,检定只能通过直接比对法进行。直接比对法的特点是被测传感器的量程多大,就需要多大的高稳定度标准源。变频大功率电机及驱动变频器的特点是低速、大转矩,且功率较大,发展趋势也朝着高电压和低频方向。例如,某新型15相舰船推进交流感应电机的额定频率只有12Hz,其试验最低频率可达1Hz甚至更低。

表 2 我国与变频电参量相关的电压、电流及功率基准的主要技术参数

序号	基准	名称	主要技术参数
1	国基证[2002]第 053 号	100kHz 以下交流电流国家基准	10mA~100A; (25Hz~100kHz)
2	国基证[2002]第 054 号	1MHz 以下交流电压国家基准装置	(0.5~1 000)V; (10Hz~1MHz)
3	国基证[2002]第 055 号	40Hz~1.5kHz 交流功率国家基准装置	(0.05~10)A;(7.5~600)V; (40~15 000)Hz
4	国基证[2002]第 059 号	单相工频电能基准装置	(30~240)V;(0.25~10)A; 功率因数任意
5	(88)量标证字第 162 号	数字功率表标准装置	40Hz~10kHz; $\cos\varphi=0\sim 1$; (1.5~6 000)W;(15~600)V;(0.1~10)A

5 问题的分析

评价变频器和电机的性能,需要将变频器和电机连接成系统,使电机工作于变频器供电状态下进行各项试验。其中,电压、电流、频率、功率等指标,贯穿于绝大部分试验项目。因此,用于测量变频器供电电机试验中的电压、电流、频率、功率等参数的变频功率测试系统的准确度指标,将直接影响变频器及电机效率、性能、可靠性等指标的正确和准确评价。

国内多家大型企业也在变频电机的试验过程中,遇到了测试结果偏离设计值较大、某些指标违反客观规律、甚至有出现依据测试数据计算的电机效率大于 1 的情况。为此,国内著名企业南车电机曾于 2010 年组团远赴海外进行广泛调研,发现国外大多企业也是使用同样的产品,奥地利著名的电机企业 ELIN 公司也遇到过类似的问题。2012 年 4 月,某推进电机及其变频器在湘潭电机厂进行调试及性能测试试验,试验过程中,采用了日本横河、美国 FLUKE、安捷伦、尼高力、瑞士 LEM 等国际著名品牌的变频电参量测试设备进行各项变频电参量的测试。由上述系统构成的四套变频功率测试系统,测量的功率值互相之间以及各自与设计值之间均存在较大的差距,给推进电机及变频器的准确评测造成了很大的困难。

出现上述问题的根本原因在于目前国内外变频电参量、尤其是变频功率尚无统一的标准和规范,尚无普遍认可的变频功率标准源,尚无可全面溯源的变频功率检定装置。研究变频功率标准源、建立变

频功率量值溯源体系,是电传动技术持续、有序、科学发展亟待解决的问题。

6 相关技术基础

6.1 功率电子技术的快速进步,为大功率变频功率标准源的实现提供了基础

高压大电流晶体管、场效应管和高速大功率开关器件的发展,各种功率拓扑电路的出现,使得功放的输出功率成倍提高,带宽延展越来越宽,成本大为降低,为大功率变频功率标准源的研制提供了基础。出现了 G 类、H 类、D 类等新原理新结构功率放大器电路,进一步减小了损耗、提高了输出功率,延展了输出带宽。功率管的串并联技术的发展与成熟,增强了功率放大器的可扩容性。

6.2 高性能数字信号处理芯片及数字控制算法的出现保证了高精度、高稳定度的闭环控制

高性能的数字信号处理芯片的发展,使得 CPU 位数达到 64 位以上,AD 分辨率大于 20 位,并且集成了 DDS 频率合成功能方便准确的实现各种频率信号的输出。采用数字闭环控制,进一步降低功率标准源输出受外界干扰的影响。这些技术的发展与进步都为大功率数字变频标准源的实现提供了坚实基础。

6.3 新型传感器结合智能测量技术使高性能测量系统成为可能

目前功率标准源使用的传感器基本上是电压电流互感器,由于其测量精度只能在额定参数的 30%~100% 范围内保证,使功率标准源的测量系统必须

配置多个传感器组,在使用过程中进行切换。而且由于器件的磁滞特性,使得测量信号通过运算补偿提高线性度更加困难。

新型的电压、电流传感器,如湖南银河电气有限公司研制的 AnyWay 变频功率传感器,可以在较宽的幅值、频率和相位范围内保持较高的测量准确度,并且在国内电机及变频器的第三方检定机构获得广泛应用。

功率大是舰船电力推进系统的变频器的一个重要特点,变频器运行时的电磁干扰大,被测信号在传输过程中很容易受到电磁干扰。

源的输出稳定性和电磁兼容性提供了可靠保障。

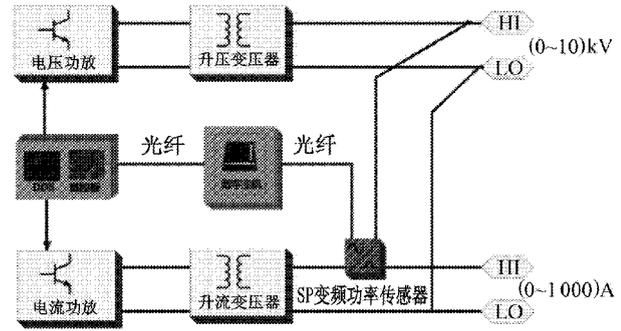


图1 变频功率标准源系统框图

7 变频功率标准源技术路线

7.1 研究变频功率分析仪的幅频特性和相频特性

建立变频功率分析仪测量部分的数学模型,在利用可溯源的功率分析仪实验得出的指标基础上,通过曲线拟合及外推法等方法估算不可溯源频段或幅值范围内的技术指标。以示波器为主要测量工具,采用频率分析法研究变频功率分析仪的幅频特性和相频特性。

7.2 研究变频电压、电流传感器的幅频特性和相频特性

建立变频电压、电流传感器的数学模型,在利用可溯源的变频电压传感器、电流传感器实验得出的指标的基础上,通过曲线拟合及外推法等方法估算不可溯源频段或幅值范围内的技术指标。以示波器为主要测量工具,采用频率分析法研究变频功率分析仪的幅频特性和相频特性。

7.3 探索变频功率标准源的标准测量装置的技术路线

通过分析各类变频电压、电流传感器和变频功率分析仪性能指标,在结合不确定度指标的基础上,确定变频功率标准源的标准测量装置研究的技术路线。

7.4 探索虚功率输出的变频功率标准源的技术路线

在研究电压源、电流源独立控制的虚功率标准源和输出能力可满足计量检定需要的变频电源两项成熟技术的基础上,探索出适合实验室检定需要的采用虚功率输出的变频功率标准源的技术路线。

7.5 变频功率标准源系统框图

变频功率标准源贯彻了电磁兼容理念,采用优良的屏蔽接地工艺、合理的滤波措施、基于光纤传输的数字化闭环控制等消除外部干扰的影响,为整个标准

8 关键指标验证方案

在广泛调研和科学实验的基础上,研究出能够直接对高电压(3kV以上)、大电流(500A以上)、宽频带(1~400)Hz功率测试系统进行校准对比的变频功率标准源。

8.1 利用可溯源的检定装置验证变频功率分析仪可溯源部分指标

在目前交流功率标准源可溯源范围内验证各类变频功率测试系统的功率不确定度指标。

在目前交流电压标准源可溯源范围内验证各类变频功率测试系统的电压不确定度指标。

在目前交流电流标准源可溯源范围内验证各类变频功率测试系统的电流不确定度指标。

在目前直流电压标准源可溯源范围内验证各类变频功率测试系统的电压不确定度指标。

在目前直流电流标准源可溯源范围内验证各类变频功率测试系统的电流不确定度指标。

8.2 利用可溯源的检定装置验证变频电压传感器和变频电流传感器的可溯源部分指标

在目前交流功率标准源可溯源范围内验证各类变频电压、电流传感器的不确定度指标。

在目前交流电压标准源可溯源范围内验证各类变频电压、电流传感器的不确定度指标。

在目前交流电流标准源可溯源范围内验证各类变频电压、电流传感器的不确定度指标。

在目前直流电压标准源可溯源范围内验证各类变频电压、电流传感器的不确定度指标。

在目前直流电流标准源可溯源范围内验证各类变频电压、电流传感器的不确定度指标。

9 变频功率标准源主要技术指标

本变频功率标准源采用了以数字电子技术为主导的设计理念,突破了传统标准源输出能力的限制,能够提供高达 10kV 和 1 000A 的电压和电流输出,其基本准确度为 0.05%,且电压和电流的幅值、频率以及两者之间的相位角均独立可调。除了正弦波电压和电流外,还可以提供准确的、有谐波失真的电压输出和电流输出。所有的前 100 次谐波都可以由用户单独设定,每一谐波的幅值和相位都可以由用户单独控制。谐波的加入并不会明显的削弱测量的准确度或溯源性。通用技术指标、电压通道技术指标及电流通道技术指标分别见表 3 至表 5。

表 3 通用技术指标

参 数	技术指标
电压/电流设置分辨率	5 位
输出基波范围	(5~400) Hz
频率准确度	10ppm
频率设置分辨率	0.01Hz
达到标称准确度所需的预热时间	30min
相角设置范围	0°~359.99°
相角准确度	0.02°
相角设置分辨率	0.01°
电压谐波最大阶数	100
电流谐波最大阶数	100

表 4 电压通道技术指标

参 数	技术指标
输出范围	100V~10kV
输出容量	500VA
准确度	0.05 级
稳定度	0.02%(1h)
波形失真度	小于 0.5%

表 5 电流通道技术指标

参 数	技术指标
输出范围	(5~1 000) A
输出容量	3 000VA
准确度	0.05 级
稳定度	0.02%(1h)
波形失真度	小于 0.5%

10 结束语

根据该技术路线研制的 ATITAN 变频功率标准源通过了由张钟华院士领衔的专家组进行的科技成果鉴定。变频功率标准源率先填补了国际变频电量计量技术在高压、大电流和低频带领域空白,成功解决了大功率变频电量无法计量的难题,不仅提高了我国在电量计量领域的国际地位,同时也为建立变频电量测量仪器标准和规范体系奠定了基础;对积极促进电量测量仪器产业升级、应对能源危机以及先进装备制造等重点领域和战略型新兴产业具有重大的意义。

一种 SMA 型射频连接器及电缆组件的设计与实现

蔡晓涛 于德江 王慧峰 屈晓松 张力敏

(北京无线电计量测试研究所,北京 100039)

摘要 文中提出了一种配接 SMA 型射频同轴连接器的电缆组件。通过共面补偿优化设计以及对装配过程中影响电缆组件电性能指标的关键因素进行分析,设计了 SMA 型射频连接器,并配接射频电缆加工了电缆组件。在整个工作频段(0.01~18)GHz,测试的电缆组件电压驻波比 $VSWR_{\text{电缆组件}} < 1.12$,通过计算,单个连接器电压驻波比 $VSWR_{\text{连接器}} < 1.06$ 。所提出的配接 SMA 型射频连接器电缆组件的电压驻波比性能较常见的同类电缆组件有明显改进。电缆组件的测试结果与仿真结果具有较好的一致性,验证了设计的有效性。

关键词 SMA 射频连接器 电缆组件 电压驻波比

Design and Realization of a Cable Assembly with SMA-style RF Connector

CAI Xiao-tao YU De-jiang WANG Hui-feng QU Xiao-song ZHANG Li-min

(Beijing Institute of Radio Metrology & Measurements, Beijing 100039)

Abstract This paper presents a novel cable assembly with SMA-type RF (radio frequency) coaxial connector. By adopting the method of coplanar-offset and analyzing the important aspects of affecting the performance of the whole cable assembly, SMA-style RF connector is designed and fabricated to make the cable assembly. During the whole frequency band (0.01~18) GHz, the measured VSWR of the whole cable assembly is less than 1.12. The calculated VSWR of the designed connector is less than 1.06. The VSWR performance of the proposed cable assembly with SMA-type RF connector is better than the VSWR of this kind of familiar cable assembly. The simulated and measured results of the proposed cable assembly are in good agreement to validate the design.

Key words SMA RF connector Cable assembly VSWR

1 引言

射频同轴连接器是电子设备和仪器仪表中不可缺少的关键元件,它既起到机械连接作用,又要保证电磁信号和能量的顺利传输。随着现代通信技术的快速发展,射频同轴器件的使用范围越来越广,并且具有高频化的趋势^[1]。从本质上说,射频同轴连接器是一段带有连接结构的非均匀同轴连接体。它之

所以不均匀是由不可避免的台阶结构形成的,这些结构必须保证内、外导体相对位置的固定以及与同轴电缆内、外导体的连接^[2]。电缆组件是由射频同轴连接器和射频同轴电缆组合而成的。电压驻波比是一个衡量电缆组件性能指标优劣的关键电气参量,其实质上是对电缆组件传输特性阻抗的均匀程度以及对传输信号反射大小的反映,同时也反映了该电缆组件在电子系统中与系统的匹配程度^[3]。

所以,具有较小电压驻波比特性的电缆组件引起了设计者的广泛研究。

SMA 系列射频连接器是由 Bendix 公司在上世纪五十年代开发研制的,由于其具有体积小、采用螺纹连接、机械性能稳定等优点,目前已经广泛应用于航空、航天、雷达、微波通信、仪器仪表等领域^[4]。起初,设计 SMA 型连接器的目的是为了满足不同急需,但随着对 SMA 型连接器的使用,该类型连接器已成为目前应用最广泛的连接器种类之一^[5]。根据目前的研究情况,配接 SMA 型射频连接器的电缆组件工作到较高频率,电压驻波比较高,一般在 1.25 左右,有时不能满足一些仪器设备的性能要求,限制了该类型连接器在高频段的广泛使用。

针对 SMA 型射频同轴连接器在高频段具有较高电压驻波比的应用瓶颈,文中设计提出了一种配接 SMA 型射频连接器的电缆组件。通过共面补偿优化设计以及对装配过程中影响电缆组件电性能指标的关键因素进行分析,提出的电缆组件在整个工作频段(0.01~18)GHz,测试的整个电缆组件的电压驻波比 VSWR<1.12,较常见的配接 SMA 型连接器电缆组件的电压驻波比性能有明显改进。

2 结构及设计

常用的 SMA 型射频同轴连接器主要是由内导体、外导体和绝缘支撑等部分组成。为了支撑和固定内导体与外导体的相对位置,内、外导体之间设计有绝缘支撑。目前设计绝缘支撑的常用材料有聚四氟乙烯、聚乙烯、聚苯乙烯等^[2]。为了保证连接器内支撑段和空气段特性阻抗一致,同轴连接器每个截面的特性阻抗应尽可能与所接电缆的特性阻抗保持一致^[6]。射频同轴连接器的特性阻抗公式为

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d} \quad (1)$$

式中: Z_0 ——射频连接器的特性阻抗,常用值有 50Ω 和 75Ω; ϵ_r ——绝缘介质的相对介电常数; D ——外导体的内径; d ——内导体的外径^[7]。

常用的射频同轴电缆是用于传输射频和微波信号能量的。文中根据一种常用的半柔性射频同轴电缆 160A 的尺寸参数,设计了一种与之配接的 SMA 型射频同轴连接器 SMA-J160。根据优化设计的结果,加工了连接器,配接射频电缆,装配了电缆组件,

实物图如图 1 所示。

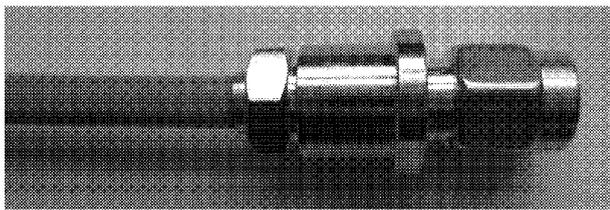


图 1 电缆组件的实物图

3 结果及分析

由于所要连接的射频电缆 160A 的特性阻抗为 50Ω,即式(1)中 $Z_0 = 50\Omega$,所以根据阻抗匹配的要求,与该电缆配接的 SMA 型连接器 SMA-J160 也必须具有 50Ω 的特性阻抗。由式(1)可得,影响射频连接器阻抗特性的参量有绝缘支撑的相对介电常数 ϵ_r ,外导体的内径 D 和内导体的外径 d 。设计的 SMA 型连接器的绝缘支撑采用聚四氟乙烯材料,其相对介电常数为 2.02。将绝缘支撑的相对介电常数 ϵ_r 带入式(1)计算可得

$$\frac{D}{d} \approx 3.27 \quad (2)$$

即,采用聚四氟乙烯绝缘支撑部分的外导体与内导体直径之间的比值满足式(2)的关系。同理,从连接器的结构图中可以看出,绝缘介质部分采用空气介质,其相对介电常数约为 1。将空气绝缘介质的相对介电常数带入式(1)计算可得

$$\frac{D}{d} \approx 2.3 \quad (3)$$

即采用空气介质部分的外导体与内导体直径之间的比值满足式(3)的关系。

利用基于有限元法(FEM)的电磁仿真软件 Ansoft HFSS 11.0 对 SMA 型射频连接器进行建模仿真并对重要结构参数进行优化。在 HFSS 中所建立的 SMA 型射频同轴连接器 SMA-J160 的模型如图 2 所示。

从连接器的 HFSS 模型图中可以看出,所设计的 SMA 型连接器主要由三部分组成:聚四氟乙烯(PTFE)绝缘支撑段,空气介质段,射频电缆段,并且每一段都分别满足 50Ω 阻抗特性要求。其中,PTFE 绝缘支撑段是相对介电常数为 2.02 的固态介质,主要起支撑内导体以及固定内导体和外导体相对位置的作用。该段前端 $D_0 \times W_0$ 台阶是为了实现

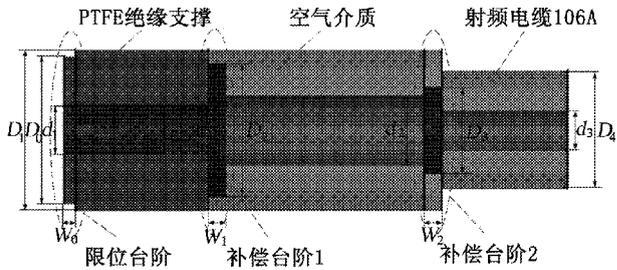


图2 SMA-J160 射频连接器的 HFSS 模型图

绝缘支撑的机械限位而专门设计的。该限位台阶引入了不连续电容,但为了机械可靠性,应尽可能在加工精度允许的情况下, W_0 尽可能小, D_0 尽可能接近 D_1 。依据实际加工精度及机械可靠性要求,选择 $W_0 = 0.3\text{mm}$, $D_0 = 3.75\text{mm}$, 即限位台阶部分的限位半径差为

$$\Delta r = 0.5 \times (D_1 - D_0) = 0.175\text{mm} \quad (4)$$

此外,在每相邻两段同轴线之间存在台阶,因为这些台阶,引入了不连续电容,破坏了整个电缆连接器的整体阻抗特性。为了使连接器获得好的阻抗匹配特性,必须对引入的不连续电容进行补偿。所采用的共面补偿设计部分如图3中所示。其中,共面补偿台阶1是 PTFE 绝缘支撑段和空气介质段之间引入的聚四氟乙烯补偿台阶。共面补偿台阶2是空气介质段和射频电缆段之间引入的聚四氟乙烯补偿垫片。

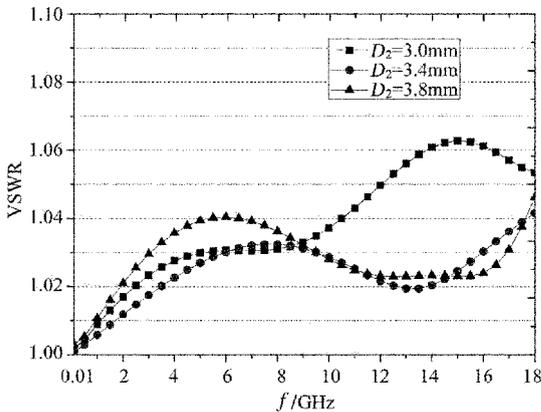


图3 仿真的补偿台阶直径 D_2 对 VSWR 特性的影响曲线图

如图3所示,同轴线 D_1 和 d_1 与 D_1 和 d_2 两段分别满足式(1)的 $50\ \Omega$ 阻抗特性要求。但这两段同轴线之间存在台阶,为了补偿这些台阶所带来的不连续电容,采用共面补偿设计,补偿部分如图中所示。引入的补偿绝缘支撑的厚度一般应小于外导体的直径,及 $W_1 < D_1$, 而且厚度越薄越好^[1]。根据加工精度情况,选择 $W_1 = 0.5\text{mm}$ 。图3给出了所设计

的连接器 SMA-J160 的电压驻波比性能 VSWR 随共面补偿台阶1的直径 D_2 的变化曲线。从图中可以明显看出,补偿台阶的直径对连接器的电压驻波比特性有一些影响,可以有效补偿两段同轴线之间台阶变化所引入的不连续电容,根据连接器对电压驻波比性能的要求,选择 $D_2 = 3.4\text{mm}$ 。

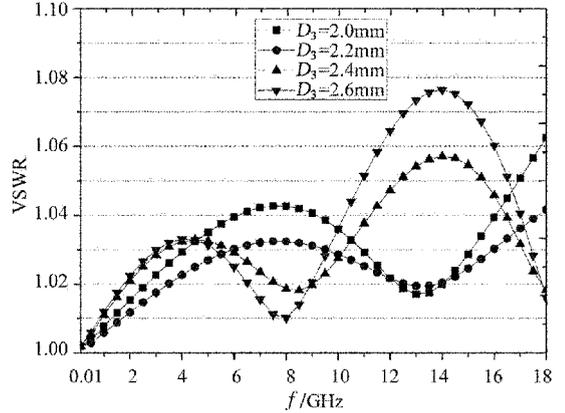


图4 仿真的补偿垫片直径 D_3 对 VSWR 特性的影响曲线图

所设计的连接器是要与射频同轴电缆 160A 连接的。图3中, D_2 和 d_2 与 D_4 和 d_3 分别满足式(1)的 $50\ \Omega$ 阻抗要求。但这两段同轴线之间连接后,出现了不连续台阶,破坏了整个电缆组件的电性能指标。为了使所设计的射频连接器配接电缆后,获得较好的电性能,设计了聚四氟乙烯补偿垫片,即共面补偿台阶2。 W_2 和 D_3 分别表示所设计的补偿绝缘垫片的厚度和直径。通过共面补偿台阶,补偿了不连续电容。引入的补偿绝缘垫片的厚度选择与共面补偿台阶1的厚度相同。

图4给出了共面补偿垫片的直径 D_3 对整个电缆组件电压驻波比 VSWR 特性的影响。从图中可以看出,所设计绝缘垫片的直径对电缆组件的电压驻波比特性具有较大的影响,通过采用绝缘垫片,有效补偿了连接器与射频电缆之间连接所引入的不连续电容。为了使整个电缆组件具有较好的电压驻波比特性,选择 $D_3 = 2.2\text{mm}$ 。

根据优化设计的射频连接器加工装配了电缆组件。在装配过程中,电缆的内芯插入连接器的内导体,通过夹式阻抗焊接,一部分焊锡通过连接器内导体上的焊孔流出,附着在内导体的表面,形成一定的焊锡堆。通过仿真和测试,发现焊锡堆的高度对整个电缆组件的电性能指标具有一定的影响。

图5给出了仿真的不同焊锡堆高度 Δh 对电缆

组件电压驻波比的影响。从图中可以看出,电缆组件的电压驻波比随着焊锡堆高度的增加而增大,尤其是在高频段,焊锡堆对电缆组件的电性能指标造成了较大影响。这是因为焊锡堆引入了不连续电容,改变了整个电缆组件的阻抗连续性,从而使得整个电缆组件的电压驻波比增大。

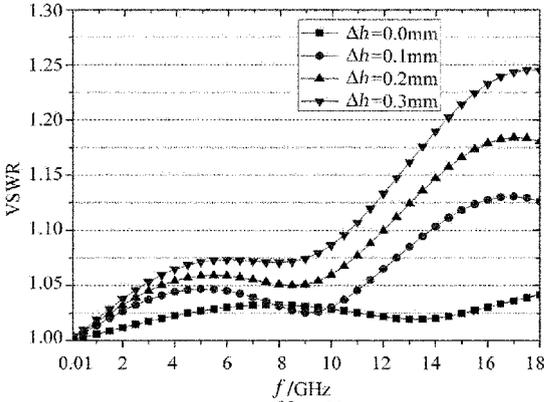
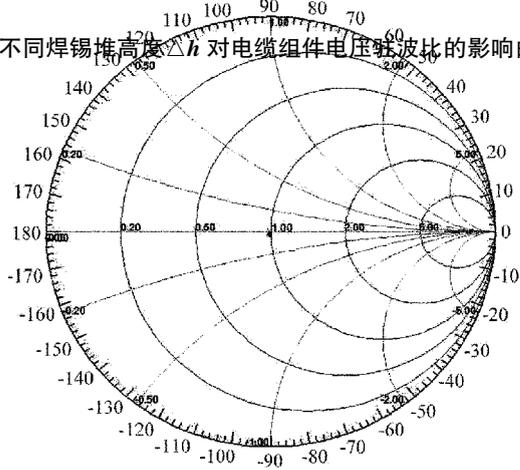
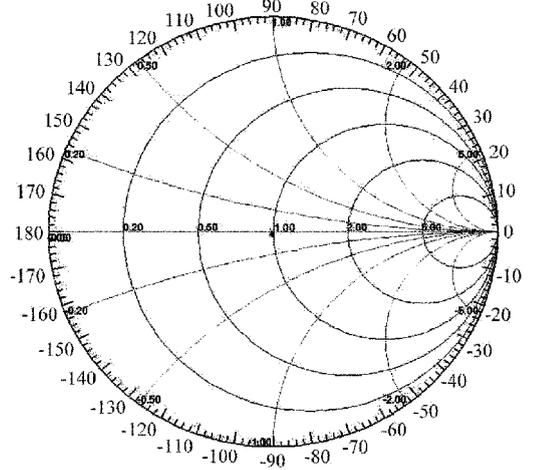


图5 不同焊锡堆高度 Δh 对电缆组件电压驻波比的影响曲线图

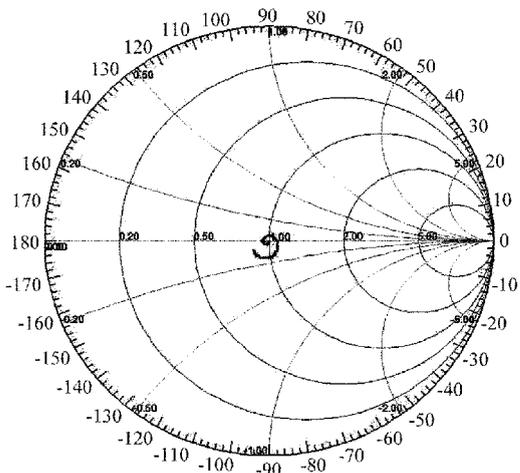
图6给出了在整个工作频段(0.01~18)GHz内,具有不同焊锡堆高度所对应的电缆组件输入阻抗 Smith 圆图,通过对圆图对比,可以看出,焊锡堆引入了不连续电容,使整个电缆组件的输入阻抗呈容性,而且焊锡堆越高,引入的不连续容抗越大,尤其在高频段更加明显。可见,要想使设计好的电缆组件具有较好的电性能指标,装配焊接也是一个非常重要的环节。通过测量,目前常见的焊锡堆高度 $\Delta h \approx 0.15\text{mm}$,有时由于人为原因,焊锡堆高度甚至还会达到0.25mm。为了避免溢出的焊锡堆高度对电压驻波比的影响,在设计时连接器的内导体采用无孔结构,并加工了实物。通过测试,可以发现无孔内导体结构可以有效改善不良焊锡堆对电缆组件电压驻波比的影响。



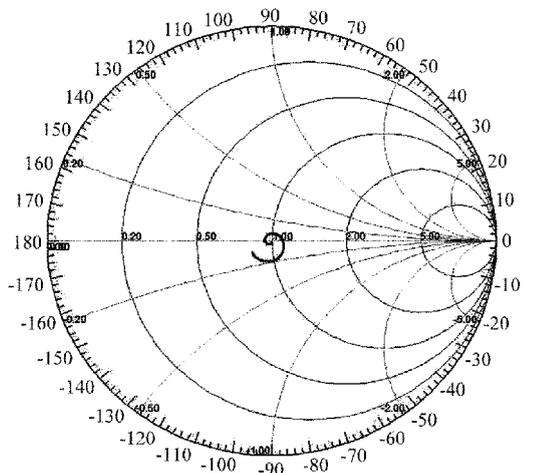
(a) 无孔内导体($\Delta h=0\text{mm}$)



(b) 无孔内导体($\Delta h=0.1\text{mm}$)

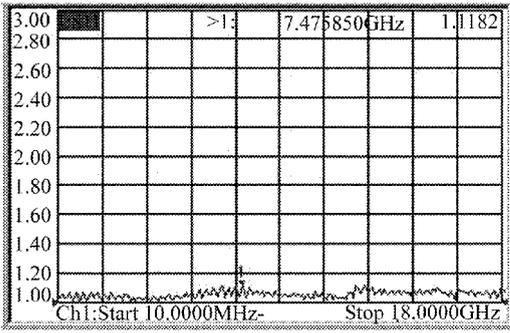


(c) 无孔内导体($\Delta h=0.2\text{mm}$)

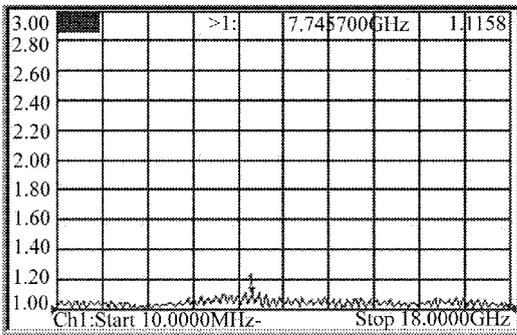


(d) 无孔内导体($\Delta h=0.3\text{mm}$)

图6 不同焊锡堆高度 Δh 对应的输入阻抗 Smith 圆图



(a) 端口 1



(b) 端口 2

图 7 测试的电缆组件两个端口的 VSWR 特性图

根据所设计的 SMA 型射频连接器配接射频同轴电缆,连接器的内、外导体分别与电缆芯线和屏蔽层进行焊接,加工了电缆组件实物。利用矢量网络分析仪 Agilent E8364B 对所加工的电缆组件实物进行了测试,测试的电缆组件的两个端口电压驻波比特性分别如图 7(a),(b)所示。图中上方均标出了该端口在整个测试频段内的最大电压驻波比值。由测试结果可以看出,通过引入补偿台阶,采用无孔内导体结构,所提出的电缆组件在整个工作频段(0.01~18)GHz,测试的电压驻波比 $VSWR_{\text{电缆组件}} < 1.12$ 。通过式(5)可以计算得到所设计的单个 SMA 型连接器的电压驻波比 $VSWR_{\text{连接器}} < 1.06$ 。

$$VSWR_{\text{连接器}} = \frac{3VSWR_{\text{电缆组件}} + 1}{3 + VSWR_{\text{电缆组件}}} \quad (5)$$

通过测试,可见通过采用共面补偿设计以及采用无孔内导体结构,所提出的配接 SMA 型射频连接器电缆组件的电压驻波比性能较常见的同类电缆组件有明显改善。

4 结束语

文中提出了一种 SMA 型射频同轴连接器。通过共面补偿设计,所设计的 SMA 型连接器,具有较好的电压驻波比性能。提出的射频连接器配接射频电缆,采用无孔内导体结构,加工了电缆组件。在整个工作频段(0.01~18)GHz,测试的电缆组件电压驻波比 $VSWR_{\text{电缆组件}} < 1.12$,通过计算,单个连接器的电压驻波比 $VSWR_{\text{连接器}} < 1.06$,测试结果与仿真结果具有较好的一致性,验证了设计的有效性和可行性。所设计的 SMA 型射频同轴连接器及电缆组件完全可以满足现代通信对于配接射频连接器电缆组件电压驻波比性能的要求,具有较广阔的应用前景。

参考文献

- [1] 李明德.降低射频同轴连接器电压驻波比的方法探讨.机电元件[J].2011,31(3).
- [2] 冯良平,徐岚.射频同轴连接器设计要点[J].国外电子测量技术,2005,25(11).
- [3] 蔡晓涛,于德江,王慧峰等.一种配接 N 型射频连接器的电缆组件设计[J].宇航计测技术,2013,33(5):23~26.
- [4] Nhan E., Lafferty P.M., et al.Radio-Frequency Connector and Interconnect Reliability In Spaceborne Applications [J]. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, Part A, 1995,18(1):163~169.
- [5] 乔长海,张莉.SMA/JW 型直角射频同轴连接器的工艺实现[J].电子工艺技术,2007,28(6).
- [6] 贾斌.射频同轴电缆组件的构成及装配[J].电子工艺技术,2006,27(6).
- [7] 李明德.扩频连接器及扩频方法[J].Electromechanical Components,2002,22(4).

基于频谱分析仪的相位噪声测量探讨

王林林 杨帆 李凯峰 徐靖玖 许俊龙
(61236部队,北京100094)

摘要 利用频谱分析仪测量相位噪声虽然操作方便、成本低,但是在测量过程中有诸多不确定因素,本文对这些因素进行分析梳理,为测试人员提供一种分析方法。

关键词 频谱分析仪 相位噪声 测量

Discussion of the Measurement of SSB Phase Noise base on a Spectrum Analyzer

WANG Lin-lin YANG Fan LI Kai-feng XU Jing-jiu XU Jun-long
(61236 Troop, PLA, Beijing 100094)

Abstract Make a measurement of SSB phase noise based on a spectrum analyzer would be simple and reduce the cost. But, there are so many attentions need to be take care during the measurement with a spectrum analyzer. All the attentions would be analyzed in this paper, in order to provide a idear for the measurement operators.

Key words Spectrum analyzer Phase noise Measurement

1 引言

在宇航测控、雷达、通讯等应用工程中,短期频率稳定度直接影响到测速、测距、定位等应用的准确度和数字通讯的误码率,例如,在测距应用中,接收频率变化0.7Hz将至少带来1cm的测量偏差。因此,在上述应用领域中都对短期频率稳定度提出了越来越高的技术要求^[1]。

在实际工作中,用相位噪声指标作为衡量信号发生器短期频率稳定度最直接、最重要指标。在实际工作中对于如此重要的频域参量如何利用已有的测试设备,如何选用正确的测量方法对其进行准确而有效地测量,一直是计量检定、校准人员或测试工程师们探讨的课题。本文在论述利用频谱分析仪测量相位噪声的测量原理、测量方法等内容的基础上,

进一步分析其中涉及参数的意义,结合实验数据,分析利用频谱分析仪测量相位噪声的可行性以及注意事项,为测试人员在利用频谱分析仪进行相位噪声的直接测试提供一种分析方法。

2 相位噪声

2.1 相位噪声定义

相位噪声也称为相位抖动,在时域多用阿伦方差表示,在频域用相位噪声表示

$$v(t) = [v_0 + \varepsilon(t)] \sin[2\pi f_0 t + \varphi(t)]$$

相位噪声是由频率源的内部噪声(主要是白噪声、闪变噪声)对振荡信号的频率和相位均产生调制而引起输出频率的随机相位或频率起伏。它描述的是在短时间间隔内引起频率源输出频率不稳定

性的所有包含因素,是频率信号边带谱噪声的度量,是频率源短期频率稳定度的直接反映^[2]。

2.2 相位噪声的表征

相位噪声的表示方式常选用美国国家标准局(NIST)的相关定义:用偏离载频 f_m 处的单边带相位噪声功率密度(相对于 1Hz 分析测量带宽内的功率) $P_{ssb}(f_m)$ 与载波功率 P_c 之比来表示信号的单边带相位噪声,用 $L(f_m)$ 来表示为

$$L(f_m) = \frac{P_{ssb}(f_m)}{P_c} \quad (1)$$

通过式(1),可以定量的表征相位噪声的值。

3 相位噪声的测量方法

3.1 直接频谱分析法

采用频谱分析仪对相位噪声测量的测试方法称为直接频谱仪法。该方法在实际应用时不需要搭建测试系统,不仅能在频谱分析仪上直接显示单边带相位噪声的测量值,而且还可以同时准确地显示其他离散信号,尤其在射频、微波段更具有简单、灵活的特点,因而在实际测试中得到广泛的应用。其基本测量原理框图如图 1 所示。



图 1 直接频谱分析仪法框图

直接频谱分析仪法将高频或微波信号直接加到合适的频谱分析仪上,显示出包含载波和噪声的频谱包络,通过频谱分析仪得出载波功率 P_c 及偏离载波 f_m 处的单位带宽内的单边带功率 P_{ssb} ,可以得出单边带相位噪声的测量值 $L(f_m)$ 为

$$L(f_m) = \frac{P_{ssb}(f_m)}{P_c} \quad (1)$$

3.2 鉴相法

鉴相法是利用被测信号源自身信号分成两路,随后进行混频比较的方法测量相位噪声,如图 2 所示。

这种测量方法忽略幅度扰动的影响,只考虑相位扰动。一路信号经过延迟线调整;另一路信号经过移相器调整,调整延迟线及移相器使两路信号正交。两路信号经过双平衡混频器混频后,经过低通滤波器滤除和频分量, v_4 处相位变化转化成电压的起伏,经低噪声放大器后可由低频频谱分析仪测量

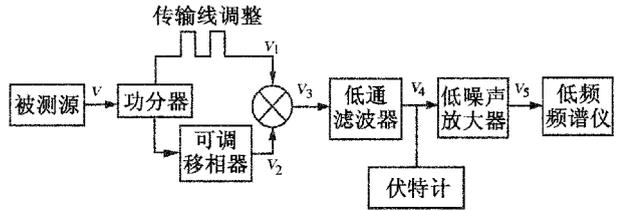


图 2 鉴相法框图

出来,频谱分析仪是频域测量仪器,且通常测量功率,所以

$$L(f_m) = \frac{\Delta\varphi}{2B} \frac{2}{r_{ms}} (f_m) \quad (2)$$

式中: B ——分析带宽,取 1Hz。

3.3 相位检波器法

相位检波器法也称为双源法。这种方法是将被测信号与一个同频率、相位差 90° 的参考信号加到混频器上,将信号的载波抑制,检测出与被测信号相位起伏(实际上是被测源和参考源相位起伏之和)有关的低频噪声电压,经过低通滤波器和低噪声放大器,由低频频谱分析仪检测出来,如图 3 所示。

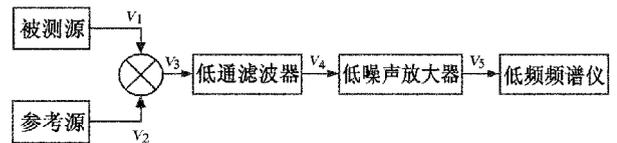


图 3 相位检波器法框图

被测源和参考源经过混频、滤波后只剩下差频分量,又由于二者频率相同,此时输出的信号为参考信号与被测信号的初始相位差有关的直流成分和二者相位起伏造成的噪声成分组成。当参考信号与被测信号正交时,直流成分为零,只剩下零值上下起伏不定的噪声电压成分。这种测量方法要求参考源的相位噪声指标优于被测信号源 10dB 以上。

行业中还有零拍法、自相关法、载波滤除法等测量相位噪声的方法,这些方法测量设备成本高,操作相对复杂。而直接频谱分析仪法由于操作简单,成本低廉,在测量较低指标的相位噪声中得到广泛应用。

4 直接频谱分析仪法

4.1 测量方法与结果计算

将被测信号接入到频谱分析仪的输入端,调节

频谱分析仪的中心频率,使被测信号的谱线位于显示屏的中心或一侧,然后选择适当的扫频宽度,使待测的一个边带显示在扫频宽度之内,同时尽量减小分辨率带宽及视频带宽,这样既可减小频谱分析仪的本底噪声对谱线包络的干扰,使频谱包络更加平滑稳定,又可以使载波谱线不产生明显左右摆动。设置参考电平,使载波峰值接近参考电平,设置衰减为零,进一步降低频谱分析仪自身底噪声对相位噪声测量的干扰。

测量结果的计算公式为

$$L(f_m) = P_{ssb}(f_m) - P_c - 10\lg(B_n/1\text{Hz}) + c \quad (3)$$

式中: P_c ——载波功率, dBm; $P_{ssb}(f_m)$ ——偏离载波 f_m 处的功率电平, dBm; c ——修正系数,模拟频谱分析仪 $c=2.5\text{dB}$,数字频谱分析仪 $c=0\text{dB}$; B_n ——等效噪声带宽,通常取 1.1RBW 。

对于利用频谱分析仪测量固定频点的功率电平,直接利用 Mark 读数即可,不再赘述;

修正系数 c :在模拟频谱分析仪中,检波器总是在定义的时间上选取一个值,由于瞬时值的分布,显示的高斯噪声的轨迹与由噪声引起的中频信号的包络平均值变化,这个平均值比 RMS 值低 1.05dB 。在对数刻度下,通过窄的视频带宽($\text{VBW} < \text{RBW}$)对噪声进行平均,其显示的平均电平会再低 1.45dB ,因此,最终显示的平均噪声电平比其有效值低 2.5dB ;数字频谱分析仪不涉及修正系数^[3]。

等效噪声带宽:通常在分辨率带宽的基础上乘以一个系数,该系数和滤波器的形状有关,常取值 1.1 或 1.2 。

4.2 测量结果的影响因素

频谱分析仪测量相位噪声同时还存在能力因素之外的影响因素:第一,对于早期的频谱分析仪采用模拟中频,可以直接引用 2.5dB 的修正系数,而后来一个时期生产的频谱分析仪中频则采用模拟数字混合处理方式,修正系数无法界定,给测量带来不确定因素;第二,等效噪声带宽除了和滤波器的类型有关之外,还和滤波器的滚降系数等参数有关,不但在仪器上无法得知,甚至在仪器的说明书等相关资料上也无法查询,利用经验系数(1.1 或 1.2)同样给测量引入不确定因素。新一代的频谱分析仪都带有 Noise Marker 功能,将噪声带宽、中频处理方式等用户得不到的信息封装到仪器内部计算方法中,使测量结果更加可信。

5 结果比对

利用相位噪声测量标准、带有 Noise Marker 功能的频谱分析仪 FSP30、E4408B 以及 E4440A 分别对同一台信号发生器的相同频率点进行相位噪声测量,被测件指标为 -118dBc/Hz 。使用设备的技术指标见表 1。

表 1 实验设备技术指标

	dBc/Hz		
	FSP30	E4408B	E4440A
10kHz	-118	-100(-105)	-118

按照检定规程进行测试,实验室温度 24°C ,相对湿度 48% ,测量结果见表 2。

表 2 实验测量结果

	dBc/Hz			
	标准装置	FSP30	E4408B	E4440A
10kHz	-121	(-117)	-71 1kHz	-100.5 100Hz (-118)

由于 FSP30、E4440A 的技术指标同为 -118dBc/Hz 所以实际的测得值应该加上修正值,实际结果(括号内为使用 Noise Marker 测得值)为

$$-117 - 3 = -120\text{dBc/Hz}$$

$$-118 - 3 = -121\text{dBc/Hz}$$

与标准值一致;而 E4408B、E4440A 测得值分别为

$$-71 - 10\lg(1.1 \times 1000) + x = -102 + x \quad (4)$$

$$-100.5 - 10\lg(1.1 \times 100) - 3 = -124 \quad (5)$$

式(4)、(5)中 1.1 为与频谱分析仪滤波器类型以及形状因子等相关的近似值,用户无法得到真实值,此为一个不确定因素;频谱分析仪 E4408B 采用模拟、数字混合中频处理,因此前面提到的修正系数 c 在此不完全适用,此为另一个不确定因素;测试设备与被测设备相位噪声能力之差,直接影响被测结果的修正(见表 3),而测试过程中,无法精确获得二者的相位噪声指标的精确差值,技术说明书中常常给出测试设备的技术指标和典型值,通过查询技术指标获得此差值的可能性比较小, (下转第 33 页)

卫星双向时间频率传递调制解调器研制进展

王学运¹ 赵博² 张升康^{1,3} 王海峰^{1,3} 袁媛¹ 王宏博^{1,3}

(1.北京无线电计量测试研究所,北京 100039;
2.中国人民解放军总参谋部测绘导航局,北京 100081;
3.计量与校准技术国家级重点实验室,北京 100039)

摘要 卫星双向时间比对调制解调器是卫星双向时间比对系统的核心设备,文章介绍了北京无线电计量测试研究所自主研发的卫星双向时间比对调制解调器(BIRMM modem)的研制情况,该设备具备1Mchip/s, 2.5Mchip/s, 5Mchip/s三种码速率,最多可扩展10个通道,中频输出频率70MHz。通过本地上星比对试验对BIRMM modem的核心性能指标进行了分析及评估。测试结果表明: BIRMM modem的时间比对精度优于0.3ns。

关键词 调制解调器 卫星双向时间频率传递 *本地上星时间比对试验

The Progress of BIRMM Two-Way Satellite Time and Frequency Transfer Modem

WANG Xue-yun¹ ZHAO Bo² ZHANG Sheng-kang^{1,3} WANG Hai-feng^{1,3}
YUAN Yuan¹ WANG Hong-bo^{1,3}

(1.Beijing Institute of Radio Metrology and Measurement, Beijing 100039;
2.Surveying, Mapping and Navigation Bureau of the PLA Headquarters of General Staff, Beijing 100081;
3.Science and Technology on Metrology and Calibration Laboratory, Beijing 100039)

Abstract The modem is the key equipment in two-way satellite time transfer (TWSTT). In this paper, the new progress of BIRMM TWSTFT modem is introduced. The modem has flexible configuration with multi chip-rate such as 1Mchip/s, 2.5Mchip/s and 5Mchip/s and the receiver could expand to 10 channels in one module, the IF frequency is 70MHz. Referring to the test of local two-way satellite comparison, the BIRMM modem performance has been analyzed and evaluated. The test results show that, the precision of BIRMM modem within 0.3 ns.

Key words Modem TWSTFT *Local two-way satellite time comparison test

1 引言

卫星双向时间比对技术在远程高精度时频量值传递领域发挥着重要的作用。目前,国际上约有20多家先进时频实验室拥有卫星双向比对链路,用于参与国际原子时(TAI)计算。图1为国际卫星双向

时间比对链路的组网情况^[1]。这些链路包括以日本国家信息与通信技术研究所(NICT)为中心的亚太双向时间比对网、以德国联邦物理技术研究所(PTB)为核心的欧洲双向比对网和以美国海军天文台(USNO)为核心的北美双向比对网。2009年我国的中国计量院和中科院国家授时中心也加入了新建

立的亚洲-欧洲卫星双向时间比对网^[2,3]。北京无线电计量测试研究所在2012年建立了两套双向时间比对试验系统,目前也在为加入双向比对网络作积极的努力。

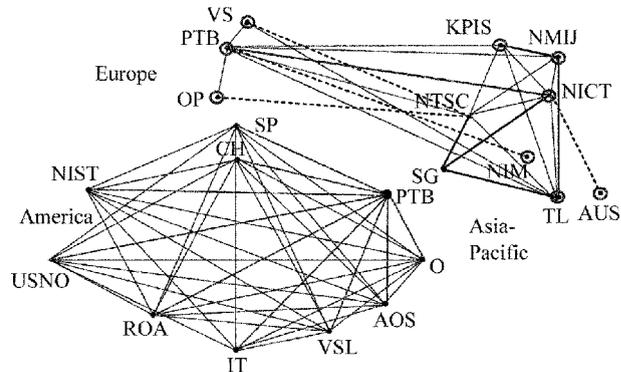


图1 用于TAI计算的卫星双向比对网络图

卫星双向时间比对系统的核心是调制解调器,目前比较成熟的商用调制解调器是德国 timetech 公司的 SATRE 时间传递调制解调器,其时间比对精度优于 1ns,最多可扩展 3 个通道。北京无线电计量测试研究所研制的卫星双向时间频率传递调制解调器 (BIRMM modem) 具有 1Mchip/s, 2.5Mchip/s, 5Mchip/s 三种码速率可选,最多可扩展 10 个通道,中频输出频率 70MHz,可以与主流的商用变频设备连接共同组成卫星双向时间比对系统,其时间比对精度优于 0.3ns。

本文首先介绍了 BIRMM modem 的设计思路、硬件功能组成及软件系统设计,然后通过本地地上星链路的验证试验,对 BIRMM modem 调制解调器进行了比较全面的性能测试。最后对 1Mchip/s, 2.5

Mchip/s, 5Mchip/s 三种码速率下得到的卫星双向时间比对数据的进行处理分析。

2 调制解调器设计

2.1 总体设计思路

BIRMM modem 采用伪码测距技术来实现对两地钟差的测量,通过上位机软件可以进行系统工作参数配置,本设备具有 1Mchip/s, 2.5Mchip/s, 5Mchip/s 三种码速率可选模式,在不增加板卡的情况下,最大拓展通道可达 10 个,提高了设备的灵活性和可配置性。本设备机身结构为一个标准 4U 机箱,并采用模块化插卡式设计,便于系统功能的扩展。同时根据应用领域、应用场合的不同配备两种选型,一种内部集成铷原子钟,无需外部参考源输入,可用于野外试验等场合;另一种是需要外部输入频率信号和 1PPS 信号,一般用于守时实验室。

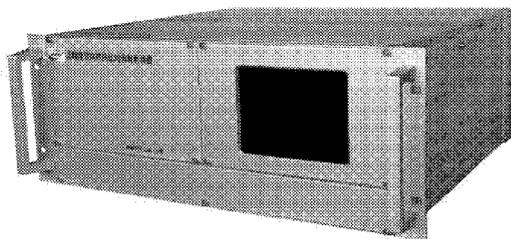


图2 BIRMM modem 调制解调器实物图

2.2 硬件功能设计

BIRMM modem 的内部工作单元主要包括:显示控制单元、频率分配单元、编码调制单元、AGC 单元、解调测量单元、精密时间间隔测量单元、上下变频单元及 GPS/BDS 信号接收单元等部分。

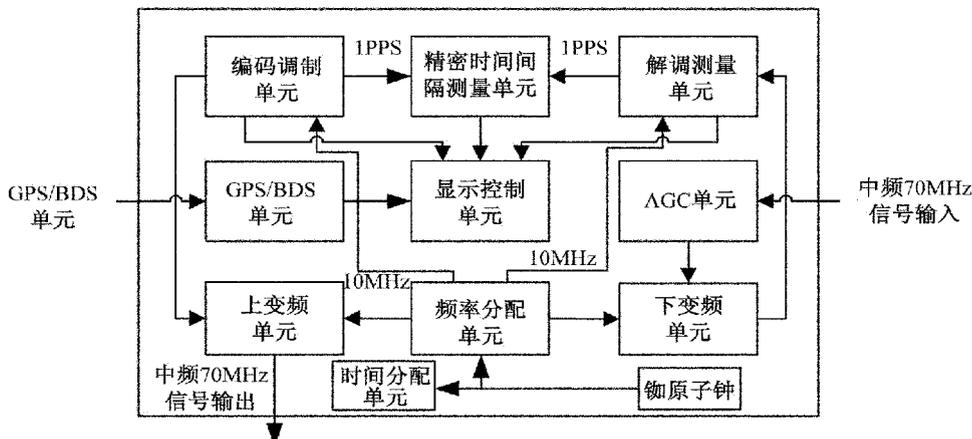


图3 BIRMM modem 原理框图

BIRMM modem 工作原理^[4,5]为:调制器对本地原子钟频率进行精确计数产生 1PPS 信号,并将 1PPS 信号和测量远程站的伪距值调制为 BPSK 信号发送出去;解调器在本地时钟的驱动下,对远程站的卫星双向信号进行快速捕获、精确跟踪和数据解算,利用伪码测距技术准确测量本地与远程站间的伪距值,并将此值传递给控制器;精密时间间隔测量单元用于测量本地调制器和解调器的时差值;GPS 信号接收单元为两站设备提供同步于 UTC 的时间信息;频率原子频标作为本地设备的时间频率参考,并通过频率分配单元产生多路 10MHz 频率信号为比对设备中各功能模块提供频率参考;上下变频单元使得系统信号接口与商用 ODU 兼容,输入和输出 70MHz 的中频扩频信号;AGC 用于限定接收到的双向比对信号电平恰好在数字处理能力范围内;显示控制单元用于设备的参数配置、数据处理与存储和状态监测等。

2.3 软件设计

BIRMM modem 的主控软件界面友好,便于操作,其功能主要是完成主控机与调制解调器各功能模块的数据交互及控制指令的发送,并监测解调测量单元的工作状态,完成双向比对数据的计算处理并画出钟差曲线,软件模块的作用主要是处理双向比对中的钟差数据。软件包含主程序框架的基本功能:能读取双向比对数据文件及文件保存功能、打印处理结果功能。该软件已经通过实际的测试验证。BIRMM modem 软件的基本工作流程如图 4 所示。

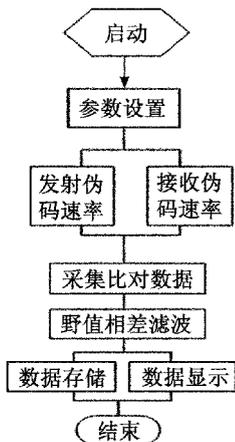
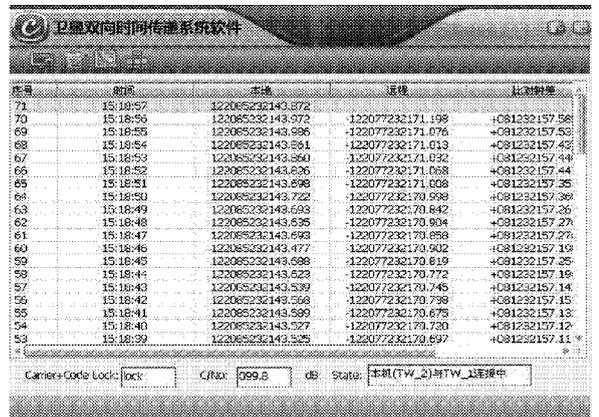


图 4 BIRMM modem 软件模块总体流程



(a)



(b)

图 5 BIRMM modem 软件工作界面图

3 本地上星试验

本地上星试验主要验证 BIRMM modem 与卫星双向地球站的匹配适应性,能够体现 BIRMM modem 在真实工作环境下的综合性能。两台 BIRMM modem 通过卫星双向时间比对法测得两钟的钟差为 ΔTM ,外部计数器 CNT91R 测得两钟的 1PPS 时差为 ΔTR ,外部计数器用铯钟作为外标,可以作为参考值, $\Delta TM - \Delta TR$ 表征卫星双向系统相对与参考值的偏差,该偏差的统计标准差反映了卫星双向时间比对系统的性能。其测试连接如图 6 所示。

将 BIRMM modem 的工作码速率分别设置为 1Mchip/s, 2.5Mchip/s, 5Mchip/s, 并分别测得在三种码速率下 ($\Delta TM - \Delta TR$) 的测量值,对原始数据进行绘图,可得到的如图 7~9 所示的测试结果。

试验测试中,每次测量时间保证在 1h 以上,从图中可以看出 1MChip/s 和 2.5MChip/s 的测量数据比较平滑,不存在粗大误差,而在 5MChip/s 测试中

BIRMM modem 的软件工作界面如图 5 所示。

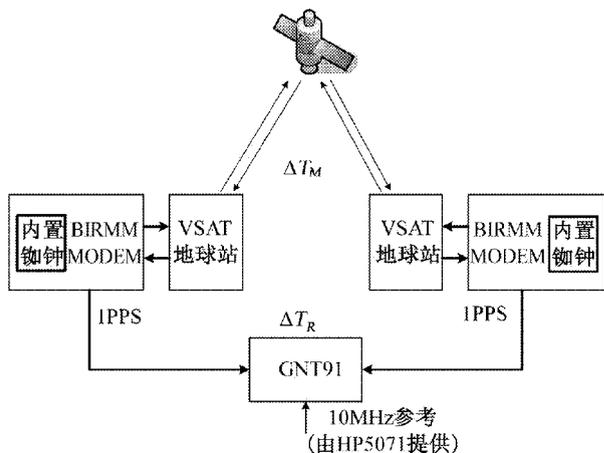


图6 BIRMM modem 本地上星测试验证试验框图

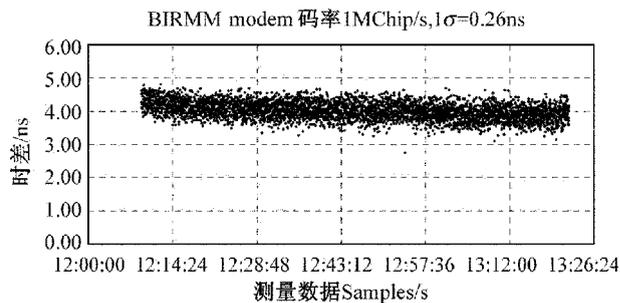


图7 BIRMM modem 1MChip/s 码速率上星测试结果图

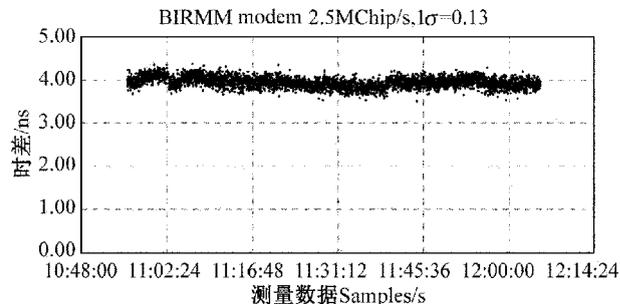


图8 BIRMM modem 2.5MChip/s 码速率上星测试结果图

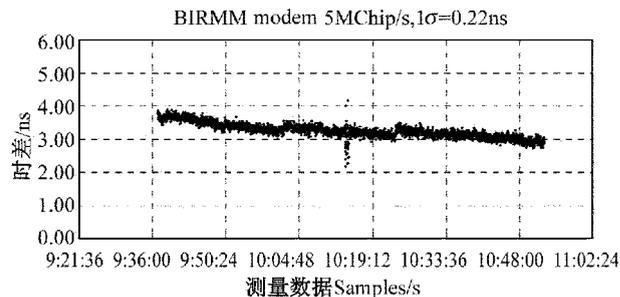


图9 BIRMM modem 5MChip/s 码速率上星测试结果图

可能受到某些突发的干扰,出现了一些随机性的数据跳变,在最后计算标准偏差时将这些数据列为粗大误差剔除,并不影响测量结果的真实性和准确性,即可得到标准差(1σ)为0.16ns。

表1对BIRMM modem的性能指标进行了总结,需要说明的是BIRMM modem的测量数据为每秒一次的原始数据,并未经过滤波处理。

表1 BIRMM modem 性能

测量数据的标准差 1σ (ns)	1MHz	2.5MHz	5MHz
BIRMM	0.26	0.13	0.16

4 结束语

通过对BIRMM modem的测试验证试验发现,其性能指标已与国外同类产品处于同一水平,后续通过对测量数据的滤波处理会进一步减小其测量结果的标准偏差,提高系统的测量精度。BIRMM modem的设计本着简单实用的原则,只保留核心功能,以免给操控人员带来不必要的困扰,同时模块化设计又为后续辅助功能的添加及设备的功能优化改进提供了便利条件,可以根据用户的不同需求进行定制。此外,BIRMM modem的成功研制也为新体制双向时间比对设备的开发打下了坚实的基础。

参考文献

- [1] Z.Jiang, W.Lewandowski, H.Konaté. TWSTFT data treatment for UTC time transfer[C].41st Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Meeting,2009,11.
- [2] M.Imae, M.Hosokawa, K.Imamura, et al.Two-way satellite time and frequency transfer networks in Pacific Rim region[J]. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 2001,50(2):559~562.
- [3] 武文俊.卫星双向时间频率传递的误差研究[D].中国科学院研究生院(国家授时中心),2012.
- [4] 王海峰,张升康,王学运等.卫星双向时间比对设备中频信号设计及捕获性能分析[C].2013全国时间频率学术会议,2013.
- [5] 王学运,张升康.用于卫星双向时间传递系统的调制器设计[J].电讯技术,2012,52(3):400~403.

相位差法测量磁传感器阵列的非平行度

董昊 周昌剑

(中国船舶重工集团公司第七一〇研究所, 宜昌 443003)

摘要 随着磁传感器技术及磁测技术的发展, 通过测量磁梯度张量进行磁探测及磁定位已成为磁探领域的新方法。但在磁梯度张量测量过程中, 由于机械安装的误差导致的磁传感器阵列中各传感器的磁轴的不平行将会极大的降低磁定位的精度。本文提出了一种易于实现的磁传感器阵列非平行度测量方法——相位差法, 并通过试验验证了其有效性。

关键词 磁传感器阵列 相位差法 非平行度 测量方法

Phase-difference Algorithm for Non-parallelism Measurement of Magnetic Sensor Array

DONG Hao ZHOU Chang-jian

(No.710 R&D Institute, CSIC, Yichang 443003)

Abstract With the development of magnetic sensor technology and magnetic detection technology, magnetic gradient tensor measurements have become a new method in magnetic detection field. However, magnetic sensors in the detection array always have non-parallelism, thus reducing the magnetic positioning accuracy. A simple and convenient method called phase-difference algorithm is presented for measuring the non-parallelism of the sensors. Testing results indicates the validity of the method.

Key words Magnetic Sensor Array Phase-difference algorithm Non-parallelism Measurement method

1 引言

磁定位可利用磁总量测量和梯度张量测量两种方式实现^[1]。梯度张量测量的方法以磁偶极子模型为基础, 利用磁传感器阵列测量空间某点的磁场分布情况, 得出该点的磁梯度张量矩阵及该点的磁场三分量, 从而解算出该点距场源的位置信息, 实现磁定位^[2]。工程上常采用五个三分量矢量传感器阵列进行磁梯度张量的测量^[3], 如图1所示。理论计算中一般会假定五个磁传感器的磁轴均平行, 然

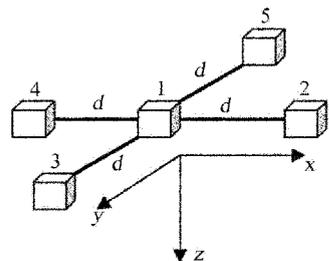


图1 梯度张量测量模型图

而在实际安装中由于机械误差的存在, 五个磁传感器的磁轴与坐标轴之间并不完全平行, 而是会存在

一个微小的夹角,使得梯度张量的测量存在误差,从而降低磁定位的精度。本文利用相位差法测量各传感器磁轴之间的夹角,为机械校正提供依据,降低各传感器磁轴之间的平行度误差。

2 研究意义

将磁梯度张量定义为 \vec{G} , 如果将磁性目标视为一个磁偶极子, 并将磁性目标所在点定义为坐标原点, 图 1 中磁传感器 1 的三分量输出为 \vec{H} , 磁传感器阵列的位置为 \vec{r} , 则有^[4]

$$\vec{r} = -3\vec{G}^{-1}\vec{H} \quad (1)$$

这样可求解出磁传感器阵列相对于磁性目标的位置, 实现磁定位。其中, \vec{G} 可通过各传感器输出信号之差除以传感器间的距离得到。式(1)基于理想情况, 即五个磁传感器是严格平行的, 没有平行度误差。然而在机械安装过程中, 并不能保证五个磁传感器的 x 轴与坐标轴的 x 轴, 五个磁传感器的 y 轴与坐标轴的 y 轴, 五个磁传感器的 z 轴与坐标轴的 z 轴分别平行, 导致测出的磁梯度张量 \vec{G} 存在误差, 最终位置信息 \vec{r} 也会存在误差。现有的文献对于磁传感器阵列非平行度的测量研究很少。与此同时, 相位差法已在双磁轴及三磁轴磁传感器正交度的测量中发挥着越来越广泛的作用, 研究证明了相位差法的正确性及可行性^[5]。本文将相位差法进行推广, 应用于磁传感器阵列非平行度的测量领域。

3 相位差法

相位差法是一种数学方法, 通过测量两组或多组正弦曲线的相位, 求出差值即相位差。本文通过机械方法将平行度误差转换为相位差^[6], 将磁传感器 A 和磁传感器 B 固定在一个基座上, 使 z 轴竖直向下, 以 z 轴为旋转轴, 如果磁传感器 A 和磁传感器 B 的 x 轴和 y 轴不完全平行, 如图 2 所示。则基座旋转一周的过程中, 两个磁传感器的对应轴的输出信号具有一个相位差, 如图 3 所示。这个相位差即两个磁传感器 x 轴与 x 轴, y 轴与 y 轴之间的夹角, 这样就可以测量出两个传感器 x 轴之间, y 轴之间的非平行度。

同理, 将磁传感器安装基座以 x 轴竖直向下的方向固定在水平转台上, 以 x 轴为旋转轴进行旋转测量, 可以得到各传感器 z 轴与 z 轴, y 轴与 y 轴之间的非平行度。

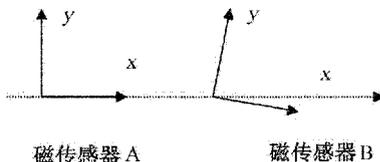


图 2 磁传感器 A 与 B 的 x, y 轴分别不平行示意图

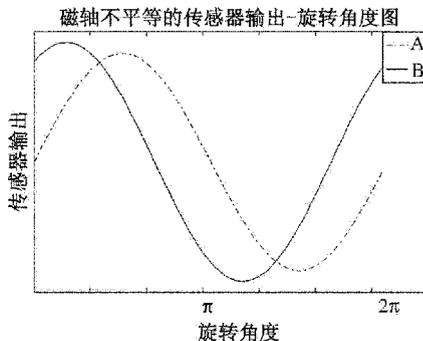


图 3 磁轴不平行的传感器输出-旋转角度图

相位差法可以测量出磁传感器阵列中各磁传感器对应磁轴之间的夹角, 便于进行机械调整, 降低平行度误差, 从而提高磁定位的精度。对于五个磁传感器阵列, 只需要记录各磁传感器的输出及安装基座所处的方位角即可拟合出正弦曲线, 进而求得每组正弦曲线的相位, 最后得到相位差^[7]。

4 试验验证

为了验证该方法的正确性和可行性, 按照上述方法进行试验验证。通过精心挑选, 确定试验地点定于国防科技工业弱磁一级计量站内一块 20m^2 的水平空地, 测试发现该地点地磁均匀无畸变, 磁场梯度小于 5nT/m 。选用五台自研的磁通门传感器测量磁信号, 一台高精度电子磁罗盘测量角度信息作为正弦拟合的角度基准, 如图 4 所示, 旋转一周后将各磁轴输出信号进行正弦拟合^[8], 得出各磁轴输出信号的相位。

磁传感器阵列平行度校正之前进行旋转测出各传感器各磁轴输出信号的相位见表 1。

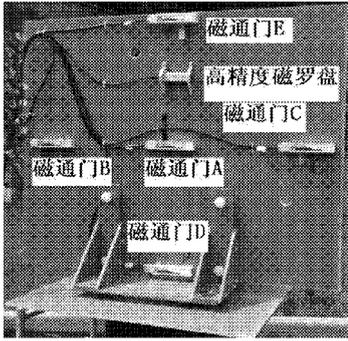


图 4 各传感器 z 轴的非平行度测量图

表 1 平行度校正之前进行旋转测出各传感器各磁轴输出信号的相位

传感器	相位(°)		
	x 轴	y 轴	z 轴
A	0.00	0.00	0.00
B	0.51	1.46	-2.78
C	1.18	1.49	-2.08
D	0.97	3.48	-1.03
E	0.40	0.83	-0.79

将表 1 中的测量结果反馈给机械安装工程师,机械安装工程师对磁传感器的安装姿态进行了精密调节,调节之后再次旋转测量,各传感器和磁轴输出信号的相位如表 2 所示。

由表 2 可以看出,传感器阵列的 5 个 x 轴的非平行度有 3 个校准到 0.2° 以下;传感器阵列的 5 个 y 轴的非平行度有 4 个校准到 0.2° 以下;传感器阵列的 5 个 z 轴的非平行度有 3 个校准到 0.2° 以下。试验结果表明本文提出的方法可以精确有效的测量出各磁轴的非平行度。

表 2 平行度校正之后进行旋转测出各传感器各磁轴输出信号的相位

传感器	相位(°)		
	x 轴	y 轴	z 轴
A	0.00	0.00	0.00
B	-0.02	0.12	0.12
C	0.72	-0.39	-0.40
D	0.47	0.02	-0.27
E	0.11	-0.06	0.02

5 结束语

文利用磁传感器阵列在地磁场中旋转一周各传感器输出信号的相位不同,提出了一种磁传感器阵列非平行度测量的方法——相位差法,该方法操作简单,易于工程实现。试验结果验证了本文提出的方法的有效性。

参考文献

- [1] 陈继忠,张一鸣.全自动磁场分布测量仪的设计[J].现代制造工程,2003,(11):58~59.
- [2] 张昌达.航空磁力梯度张量测量及航空磁测技术的最新进展[J].工程地球物理学报,2006,3(5):354~361.
- [3] 肖雄,杨晓非,欧阳君.磁梯度张量在磁体测距中的应用研究[J].电子测量技术,2013,(4):15~19.
- [4] 张朝阳,肖昌汉,阎辉.磁性目标的单点磁梯度张量定位方法[J].探测与控制学报,2009,31(4):44~48.
- [5] 李伟,卢俊杰.测定双磁轴传感器正交度的椭圆拟合法[J].探测与控制学报,2011,33(6):22~26.
- [6] 汪正军,潘磊,纪国瑞.基于离散相位差检测的频率测量方法[J].仪器仪表学报,2013,34(5):994~1000.
- [7] 程贞,陈高攀,喻志远等.基于相位差法的声速测量[J].物理学报,2013,(11):79~80.
- [8] 何丕雁,白泰礼.一种改进的正弦拟合时基失真估计算法[J].系统工程与电子技术,2003,25(3):359~361.

基于虚拟仪器的阳极化电压控制器校准装置

孟 冀

(中航工业成都飞机工业(集团)有限责任公司,成都 610092)

摘 要 本文介绍了基于虚拟仪器技术开发的阳极化电压控制器校准装置,对系统软件和硬件进行了分析,利用该校准装置能够实现对接阳极化电压控制器的校准,满足飞机铝合金零部件阳极化表面处理的工艺规范要求。

关键词 虚拟仪器 阳极化 电压 校准装置

Calibration Device for Anodizing Voltage Controller based on Virtual Instrument Technology

MENG Qi

(AVIC Chengdu Aircraft Industry (Group) CO., Ltd., Chengdu 610092)

Abstract This article presents the research of the calibration device for anodizing voltage controller, the system software and hardware are explained. The calibration device can be used to calibrate anodizing voltage controller, and the calibration result met the anodizing surface treatment process specification of airplane's aluminium alloy parts.

Key words Virtual instrument Anodizing Voltage Calibration device

1 引 言

铝合金材料经过阳极化处理能在表面形成氧化膜,其耐蚀性、硬度、耐磨性、绝缘性、耐热性等均有大幅度提高,这种工艺技术已经广泛应用铝合金材料的加工制造过程中。阳极化处理过程的关键参数之一是阳极化电压的控制,而民用飞机的铝合金零部件生产对接阳极化控制电压有着严格的工艺规范控制要求,并要求对接阳极化电压控制器进行定期校准。这是因为在电解过程中,氧的阴离子与铝作用产生氧化膜,随着氧化膜的厚度逐渐增大,电阻也逐渐增大,从而电解电流逐渐减小,为了保证氧化膜厚度的均匀和可控,需要严格控制阳极化电压控制器电压上升斜率、上升时间和保持时间。

飞机零部件阳极化处理的直流电压、时间参数均在虚拟仪器测量范围内,而且虚拟仪器技术具有采集、分析和处理的功能,通过计算机应用程序将PXI功能模块结合起来,采集和分析所测得的参数,软件图形界面显示阳极化电压控制器电压、时间参数的图形和测量数据。

2 校准装置的设计

飞机零部件铝合金阳极化的控制电压不超过 $50V_{DC}$,阳极化控制时间不超过60min,对直流电压和时间的误差要求不高,一般的仪表都能满足要求。但是,考虑到控制电压是从 $0V_{DC}$ 按一定的速率线性上升,到到设定电压后并维持一段时间,然后断电结

束阳极化的通电处理过程。由于生产现场的阳极化电压控制器并没有预留相应的触发信号及接口,只能在阳极化处理过程中通过监测控制电压的全过程,绘制控制曲线,分析各个阶段的直流电压和时间是否符合要求。从阳极化处理过程和电压控制器的性能可以看出,采用人工值守进行测量的办法是不能完成阳极化电压控制器校准任务的,必须采用自动采集的方法,本校准装置就是为解决这一问题而开发的^[1]。

2.1 硬件设计原则

针对阳极化电压控制器现场校准的特点,在硬件设计应遵循以下原则。

- 1) 体积小、集成度高、易于移动、安装;
- 2) 系统外壳坚硬、封装坚固方便运输;
- 3) 具有较强的数据分析、处理、储存的能力,长久保存测量数据和结果;
- 4) 具有较宽的工作温度范围,自备充电电池,可以再现场使用环境条件下使用;
- 5) 按照设置好的参数能够自动进行校准。

2.2 硬件的组成

本校准装置为基于 PXI 总线的模块化仪器集成系统。系统主要硬件包括便携式 PXI 机箱、嵌入式控制器、以及高精度数字万用表等,如图 1 所示。

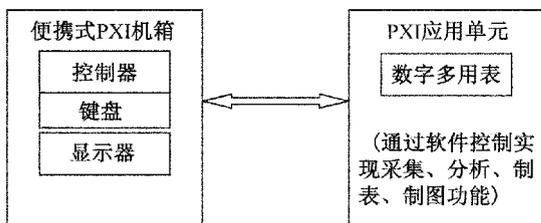


图 1 校准装置组成框图

2.2.1 便携式 PXI 机箱

便携式一体化机箱,将控制器、键盘、显示器、机箱集成一体,携带方便使用灵活,在机箱的底部设计有 PXI 板卡插槽可容纳 6 个 PXI 模块,机箱体积为 327.5mm×365mm×124.5mm,外壳坚硬、封装坚固,易于携带,配备蓄电池可以在外场工作。

控制器是整套校准装置的核心,选用泛华 PXI-3031 控制器作为主机,24V 直流供电,高达 500GB 的大容量硬盘空间能够满足高采样率、长采样时间的要求,Intel Core Duo 处理器提供了快速数据分析的能力。

2.2.2 数字多用表

本装置选用 NI 公司直流电压测量±300V,测量误差(0.0035%读数+0.002%量程)的 PXI-4070 系列数字多用表作为阳极化电压控制器测量采集测量的主标准设备,通过程控完成阳极化控制台电压随时间变化曲线的记录、测量检定以及报表生成功能。该数字多用表能够提供各种通用的测量功能,包括电压、电流、电容、电感、温度和电阻等 20 种最常用的 ATE 测量,在本装置中也可以作为最通用交直流电压、交直流电流、电阻等的测试设备,完成大多数参数的现场设备计量工作。

3 软件设计

3.1 软件设计要求

校准软件采用功能模块设计原则,各功能模块定义准确,结构清晰,具备控制测量数据处理等功能。操作人员可随时调入需执行功能子程序,在只需根据视窗界面的菜单提示,键入或选择必要的测试参数,可轻松完成现场计量校准任务、终端智能化校准数据处理和按需求打印校准证书的等功能,校准软件架构如图 2 所示。

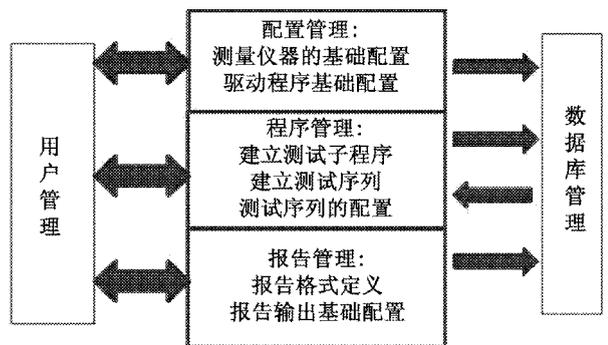


图 2 校准软件架构图

用户管理:管理登录用户身份,按权限设置不同权限的用户登录界面,提供登录并显示主控界面。

配置管理:按技术功能模块分别设置对应的仪器配置,实现各仪器见的硬件集成和通信。

数据库管理:保存整个测量过程中的数据,具备测量档案的日常数据库管理。

报告管理:可生成用户自定义的报告,支持预览、打印等报告输出形式。

软件系统是整个数采控制系统的核心部分,其将系统中的整个物理层采集模块有机的协调起来,

实现人机交互,定义采集功能,最终实现采集控制、分析等多个功能。良好的软件系统能够充分发挥硬件模块的功能,使整个系统更加流畅、协调,同时增强系统的鲁棒性。

3.2 软件设计平台

软件开发平台为美国国家仪器公司最新版的 LabVIEW 专业开发版,它是一个高效图形化应用开发环境,结合了简单易用的图形化开发方式和灵活强大的编程语言的优势合而为一,可以提供

- 1) 直观明了的图形化开发环境;
- 2) 开放且符合工业标准的软件;
- 3) 内置编译器加快运行速度;
- 4) 可与大量硬件接口(I/O)紧密结合。

为了保证程序结构的可扩展性和延展性,系统将整个软件划分为如图 3 所示的层次结构。

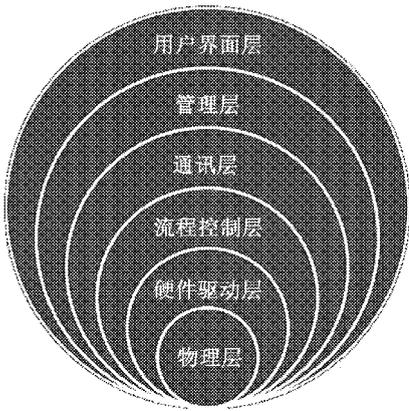


图 3 软件层次结构图

- 1) 用户界面层:负责人机对话和数据显示等;
- 2) 管理层:包括对硬件配置、文件结构及参数配置进行管理;
- 3) 通信层:为监控终端提供原始数据引擎和状态数据引擎,为控制器提供配置信息和命令数据引擎;
- 4) 流程控制层:负责解析管理层的配置信息和命令参数并控制程序按照用户配置的试验流程执行,同时根据流程配置信息向硬件驱动层发送指令和提取数据;
- 5) 硬件驱动层:为试验流程控制层和物理层建立标准接口,从输入设备采集数据并发送到流程控制层,从流程控制层接收数据控制输出设备动作;
- 6) 物理层:实现数据采集和控制动作的完成。

3.3 软件功能

为了完成阳极化电压控制器的现场校准,开发的软件功能应包含用户的权限管理、系统配置、校准项目、数据处理等功能,功能类别及子功能见表 1。

表 1 阳极化电压控制器校准软件功能

功能类别	子功能
权限管理	用户登录 用户对系统操作的权限管理
系统配置	系统参数 标准源配置 被校准设备配置
检定校准功能	被校准模块的校准项目
数据处理	数据保存 数据分析比对等
报表设计	结果报表证书
界面设计	主程序界面 硬件参数配置界面 标准源配置界面 被校准设备配置界面
人机交互	界面参数显示 测试内容选择 测试结果显示 系统功能选择 运行、暂停、停止、继续按钮 必要的提示

4 阳极化电压控制器的校准结果

在生产现场将阳极化电压控制器的输出正负信号线分别连接到 PXI-4070 系列数字多用表的电压输入通道上,运行该校准装置的阳极化电压控制器校准程序,设置校准参数,如:数字多用表直流电压量程、采样率。一般选取 100V 量程,采样率为 2(即是 1s 采两个点),采样数(根据阳极化工艺要求而定,这也确定了校准装置进行自动校准的时间,一般应大于阳极化总控制时间约 5min),启动校准流程。然后,控制阳极化电压控制器按照预先设置的工艺流程开始阳极化处理。

图 4 为一台阳极化电压控制器的校准结果界

面,图中绘制了阳极化表面处理的电压控制曲线,并可通过游标测量相关的电压和时间参数,通过试验,该校准装置完全满足阳极化表面处理工艺规范对阳极化电压控制器的测量要求。

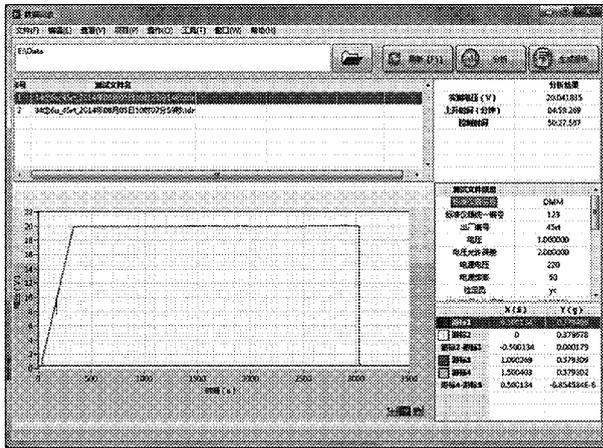


图 4 阳极化电压控制器校准界面图

5 结束语

阳极化电压控制器校准装置能够对飞机铝合金

零部件表面处理的阳极化电压控制器进行现场校准,数据处理功能强,校准过程中无需人工干预,自动采样、处理、生成报表,可直接显示整个阳极化处理过程的电压控制曲线。该校准装置操作简单,工作性能可靠,克服了现有的测量仪器每次测量的数据都需要返回实验室将数据导入电脑进行处理后,才能进行下一次测量,不能在现场立刻判断校准结果,以及因导入数据失败(时有发生)而要重新到现场进行校准的缺点。

鉴于整套校准装置是基于虚拟仪器技术开发的,便携式 PXI 机箱具有多达六个插槽,在实际研发过程中将信号发生器、示波器、频率计、直流电源等模块一起集成,形成了多参数测量、具有采集功能为一体的多参数校准装置,可以携带到现场进行多参数的测量和校准,拓展了本校准装置的应用功能。

参考文献

[1] 牛群峰,王莉,胡红生等.Lab VIEW 虚拟仪器系统开发与实践[M].中国电力出版社,2011.

(上接第 22 页)

此亦为影响测量结果的一个不确定因素;同时要求频谱分析仪的相噪技术指标优于被测设备。

表 3 测量结果的修正 dB

指标差值	0	1	2	3	4	5	10	15
修正值	-3.0	-2.5	-2.1	-1.8	-1.5	-1.2	-0.4	-0.2

实验中,FSP30、E4440A 采用 Noise Marker 功能测得值经修正与标准装置测量的结果一致;而 E4440A 利用公式计算出的结果与标准值有一定偏差;E4408B 由于指标低于被测信号源,因此测得值近似为自身相位噪声指标。在能够得知测试设备与被测设备实际能力差值时,采用 Noise Marker 的测试方法更接近标准值。

6 结束语

采用直接频谱分析仪法测量相位噪声虽然对设备要求低,但是影响测量结果的因素众多,测试人员需要在全面了解测试设备及被测设备具体指标的前提下,分析涉及的参数对测量结果的影响大小,慎重选择测量方法。

参考文献

[1] 阎栋梁.相位噪声测量技术的发展[J].宇航计测技术,2006,26(5):59~61.
 [2] Agilent Academy.E5504B PHASE NOISE SYSTEM Training Material[Z].
 [3] 频谱分析原理 R&S[Z].

现场校准试验用便携式 γ 射线照射装置研制

高 飞 倪 宁 宋明哲 侯金兵
(中国原子能科学研究院,北京 102413)

摘 要 固定式环境 γ 辐射剂量率监测仪表是承担环境连续监测任务的主要设备,这类仪表通常不便于拆卸和安装,而且送检周期较长(一周左右),影响了连续监测点数据的连续性。为了固定式仪表的按期校准,结合蒙特卡罗方法研制了便携式 γ 射线照射装置,利用 PTW 剂量计对辐射场进行标定,最后利用便携式照射装置对固定式环境 γ 辐射剂量率监测仪表进行现场校准实验。

关键词 便携式 γ 射线照射装置 蒙特卡罗 参考辐射 现场校准

Development of Portable Gamma Ray Irradiation Facility for On-site Calibration

GAO Fei NI Ning SONG Ming-zhe HOU Jin-bing
(China Institute of Atomic Energy, Beijing 102413)

Abstract Fixed environmental gamma radiation dose rate monitoring instrument is the main equipment to undertake environmental continuous monitoring tasks, such instrument is usually not easy to remove and install, and the submission of a longer period (about a week), affecting the continuity of the continuous monitoring data. For the on time calibration of fixed environmental gamma radiation dose rate monitoring instrument, combined with the Monte Carlo method developed a portable ^{137}Cs irradiation device, PTW dosimeter was used to measure dose rate of the radiation field. Finally, portable radiation device was used to carry out on-site calibration experiments for the fixed environmental gamma radiation dose rate monitoring instrument.

Key words Gamma ray portable irradiation facility Monte carlo Reference radiation field On-site Calibration

1 引 言

放射性同位素产生的参考辐射场是电离辐射计量检定工作必备的条件,具有输出射线强度稳定、射线能量单一、重复性好和操作简便等优点。目前国际上已经研制出了现场校准用简易 γ 射线照射器和检验源等,主要用于核电站固定式辐射连续监测系统的现场校准等在线计量工作。电离辐射计量检

定工作中通常有两种校准方法,第一种是“自由场”校准法,第二种是“准直场”校准法,“自由场”校准法具有散射辐射大且分布复杂等优点,无法满足现有国家标准 GB 12162.1-2000 中“散射辐射剂量率不大于总剂量率的 5%”的技术要求。另外,由于采用了非准直设计,散射辐射会对操作人员产生一定的辐照,增大了职业照射剂量。为解决固定式环境 γ 辐射剂量率监测仪表的现场校准难题,研制一套

便携式 γ 射线照射装置(内置 ^{137}Cs 放射源,该装置又称 ^{137}Cs 照射装置),并采用“准直场”校准法对固定式环境 γ 辐射剂量率监测仪开展现场校准实验。本文阐述了采用蒙特卡罗模拟方法对便携式照射装置的模拟计算。便携式照射装置能够安装活度为 $1.85 \times 10^8 \text{ Bq}$ 的 ^{137}Cs 放射源,表面接触剂量率不大于 $2.5 \mu\text{Gy/h}$,产生的准直辐射场中散射辐射的剂量率不大于总剂量率的 5%,射束轴心 $\pm 11 \text{ cm}$ 范围内均匀性好于 5%,以满足相关标准的要求^[1],考虑到照射装置的便携性,其重量不大于 35kg。

2 原理

^{137}Cs 射线参考辐射场主要用于校准电离辐射剂量仪和剂量率仪及确定其能量响应,通常为射线束准直设计。准直照射装置的安全容器由足够厚的铅制成,将透过容器辐射的注量减小到有用射线束的千分之一,并在源关闭时,使其表面剂量率限制到可接受的水平(通常为 $2.5 \mu\text{Gy/h}$),便携式 ^{137}Cs 照射装置示意图如图 1 所示。

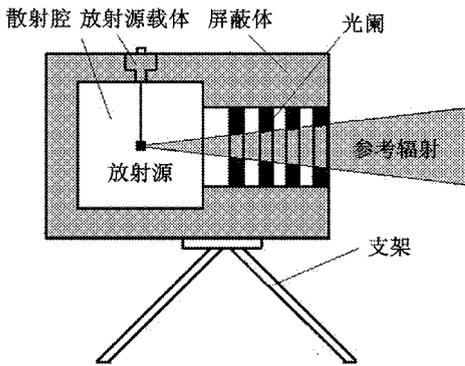


图 1 便携式 ^{137}Cs 射线照射装置原理图

3 蒙特卡罗模拟计算

研究辐射场特性的传统方法是采用次级标准电离室测量辐射场中剂量的分布情况。但是随着计算机速度的提高和蒙卡程序的不断发展,采用数学方法模拟计算刻度室中剂量的分布情况成为现实^[2-7]。可携式 ^{137}Cs 照射装置由散射腔、铅屏蔽体、准直光阑和放射源等几部分构成。检验点处的参考值、散射情况和均匀性是描述辐射场的重要指标,根据 GB/T 12162.1-2000《用于校准剂量仪和剂量率仪及确定起能量响应的 X 和 γ 参考辐射第 1 部分:

辐射特性及产生方法》中放射性核素 γ 辐射的照射装置和散射辐射的影响要求,参考辐射场中散射辐射的空气比释动能率不应超过总剂量率的 5%,同时参考辐射场应具有良好的均匀性。现利用 MCNP 蒙特卡罗程序(以下简称蒙卡程序)对照射装置进行建模,通过模拟研究装置产生的参考辐射的散射辐射和均匀性,从而实现其优化设计。通过建立可携式照射装置的 MCNP 蒙卡模型,分析了参考点的散射情况和均匀性两项重要性能指标。在建立装置的 MCNP 模型时对几何条件进行简化,从而在不影响计算结果的前提下,可以有效地减小运算时间。

照射装置采用了四片准直光阑,由内到外的厚度依次为 1.5cm,1.5cm,1.5cm 和 0.5cm。准直光阑均由钨合金(W89%,Ni7%,Cu4%)制成,密度为 17 g/cm^3 。空气密度为 0.001293 g/cm^3 ,由氧(23.2%)、氮(76%)以及碳和氩(0.8%)等元素组成。放射源支架材料为铝合金,由铝(93.5%)、硅(0.5%)和其他元素如:铁和铜等(总共 6%)组成,密度为 2.78 g/cm^3 ^[8,9],如图 2 所示。 ^{137}Cs 放射源的活性区为 $\phi 4 \text{ mm} \times 4 \text{ mm}$ 的圆柱体,密度为 3.988 g/cm^3 ,活性区外部包有不锈钢包壳,放射源外形尺寸为 $\phi 8 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$ 的圆柱体,如图 3 所示。

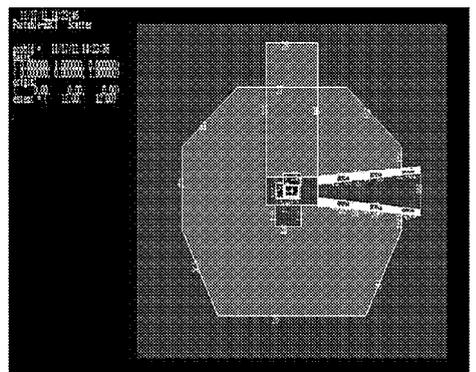


图 2 照射装置 MCNP 模型侧面剖面图

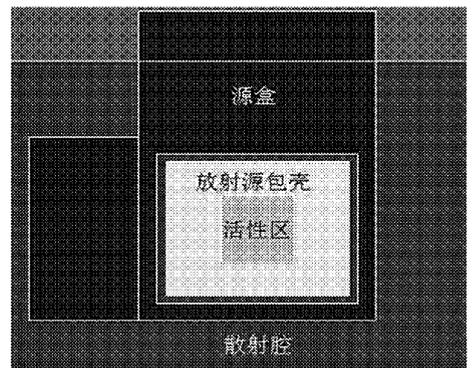


图 3 MCNP 绘制的放射源模型图

散射腔用于降低照射装置自身的散射辐射,散射腔越大其作用就越明显,但是也会大大增加装置的重量。利用 MCNP 程序对不同散射腔照射装置产生的参考辐射进行了模拟,计算了距离放射源 1m 处的散射剂量率(主要包括:自身散射和空气散射)占总剂量率的百分比,计算结果见表 1。

表 1 不同散射腔的散射辐射

序号	散射腔形状	尺寸/mm	散射辐射/%
1	圆柱体	φ20×20	4.8
2	圆柱体	φ40×20	4.7
3	圆柱体	φ20×40	3.4
4	长方体	20×20×40(高)	3.2
5	立方体	20×20×20(高)	4.6

由表 1 可知,圆柱形散射腔的直径对散射辐射影响较小,散射腔的高度 h 对散射辐射的影响较大,也就是说散射腔的高度越高,由照射装置屏蔽主体带来的散射辐射就越小。当圆柱体散射腔的高度和长方体散射腔的高度相等时在相同尺寸条件下,长方体散射腔比圆柱体散射腔的散射辐射更小。因此,根据模拟结果将散射腔设计为 20mm×20mm×40mm(高)的立方体,可以使参考辐射场中散射辐射的剂量率最低,为总剂量率的 3.2%,满足相关标准的要求。

准直辐照装置使用准直器来限制光束的形状和大小,可携式¹³⁷Cs 照射装置采用了四片光阑,张角为 12°。光阑之间彼此由 20mm 的空隙隔开,每一空隙作为前一光阑边缘散射光子的捕集器。为了了解准直光阑对辐射场均匀性的影响,还利用 MCNP 蒙特卡程序模拟了参考辐射场的横向均匀性,在距离放射源 1m 处横向分别放置多个小长方体计数栅元对辐射场均匀性进行模拟计算如图 4 所示,计算结果如图 5 所示。

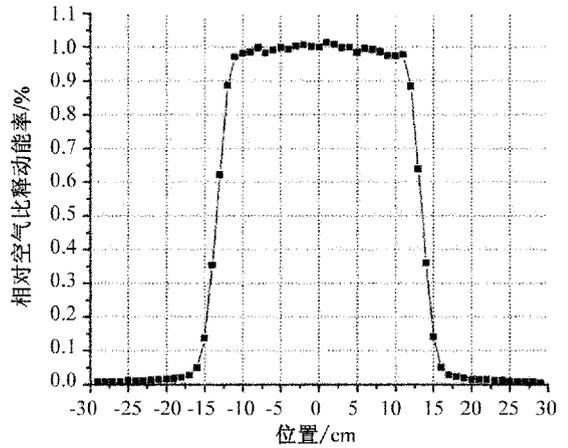


图 5 距离放射源 1m 处辐射场均匀性模拟结果图

由计算结果可知,由于准直光阑对辐射场的塑型作用,距离放射源 1m 处,射束轴心±11cm 范围内均匀性好于 5%,满足设计要求。

4 机械结构设计

根据蒙特卡罗模拟计算的结果,完成了可携式 γ 照射器的结构设计。照射装置主要由铅构而成,具有较好的屏蔽效果和较高的强度。照射装置配有 4 片(1.5cm、1.5cm、1.5cm 和 0.5cm)钨合金准直光阑和尺寸为 2cm×2cm×4cm 的立方体散射腔,用以减小来自装置的散射辐射。照射装置屏蔽容器外壳做了优化,大大减小了体积和重量。经过 MCNP 模拟计算,1m 处参考辐射场在横向±12cm 范围内均匀性好于 5%,散射贡献占总剂量 3.2%,满足相关标准的要求,装置的总重量约为 38kg。可携式 γ 照射器架设在高度可调的铝合金三角架上,三脚架高度调节范围为(690~1 300)mm,该三脚架承重 90kg 自重 7kg,如图 6 所示。

5 现场校准

利用参考仪器(PTWUNIDOS 剂量计配 TW32002 型和 TW32003 型电离室)对便携式照射装置产生的辐射场空气比释动能率进行标定,采用“准直场”对现场仪表开展校准实验。所谓“准直场”法是利用参考仪器对便携式¹³⁷Csγ 射线照射装置提供的辐射场中某一点的剂量率进行标定,并对放射源的半衰期进行修正。在辐射场中某检验点空

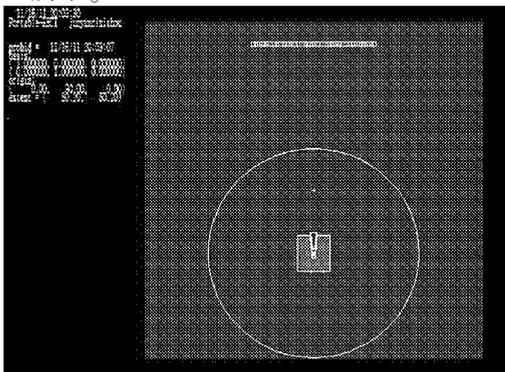


图 4 参考辐射场的均匀性模拟 MC 模型图

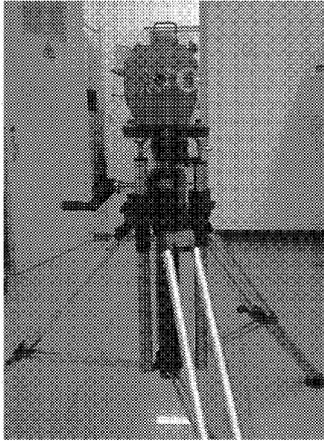


图 6 便携式照射装置及三脚架实物图

气比释动能率 \dot{K} 已知的情况下,仪器的校准因子 N_I 可用式(1)得到

$$N_I = \frac{\dot{K}}{M_I} \quad (1)$$

表 2 校准实验数据

序号	位置及 距离 * (cm)	辐射场剂量率约定真值 ($\mu\text{Gy/h}$)	现场仪表读数 ($\mu\text{Gy/h}$)	现场校准 因子 N	现场校准因子 平均值	标准实验室校准 因子 N	相对误差 (%)
1	S200	3.21	3.24	0.99			
2	S250	1.97	2.07	0.95	0.970	0.9665	0.36
3	S300	1.41	1.46	0.97			
4	N150	5.63	5.79	0.97			
5	N200	3.21	3.18	1.01			
6	N250	1.97	2.00	0.99	0.995	0.9935	0.15
7	N300	1.41	1.40	1.01			

表 2 中 1-3 号点为中国原子能科学研究院放射性废物总排放口环境 γ 辐射剂量率连续监测点的现场校准数据,序号 4-7 为气象站环境 γ 辐射剂量率连续监测点的现场校准数据。现场仪表读数已扣除本底辐射剂量率,* S300 表示照射装置位于现场仪表的南部,放射源到现场仪表参考点距离为 300cm,其他类似。表 2 由两处固定式环境 γ 辐射剂量率仪的现场校准因子与实验室得到的校准因子的相对误差在 1% 以内,说明利用便携式¹³⁷Cs 照射

式中: N_I ——被校仪器的校准因子(无量纲);
 M_I ——被校仪器的测量值(单位: $\mu\text{Gy/h}$); \dot{K} ——空气比释动能率的约定真值(单位: $\mu\text{Gy/h}$)。选择中国原子能科学研究院两处周界环境 γ 辐射剂量率连续监测点(放射废物总排放口监测点和气象站监测点)作为典型现场,对固定式环境 γ 辐射剂量率仪进行现场校准。根据场地的实际情况将便携式照射装置中的放射源置于距离现场仪表检验点(1.5~3) m 的范围内,照射装置与现场仪表同高(1.4m),利用激光对准器将现场仪表的检验点放置在辐射场中的参考点上进行照射。在距离照射装置 10m 范围内不应有人员和建筑物,以减小周围物体的散射辐射。为了验证现场校准的可行性,将两处典型现场的固定式仪表拆卸后送往国防科技工业电离辐射一级计量站中的 γ 射线空气比释动能标准实验室中进行校准,实验数据见表 2。

装置能够较好的解决固定式环境 γ 辐射剂量率连续监测仪表的现场校准难题。

6 结束语

利用蒙卡方法对便携式¹³⁷Cs 照射装置产生的参考辐射进行模拟计算,模拟结果与实验结果比较表明辐射场中的散射辐射满足相关标准的要求,为便携式 γ 射线照射装置的

(下转第 54 页)

临近空间大气压力传感器现场校准装置研究

杨水旺 江 峰 游福初 李代松
(北京振兴计量测试研究所,北京 100074)

摘 要 本文针对临近空间大气压力传感器现场校准需求,介绍了临近空间大气压力传感器现场校准装置工作原理,进行理论分析与仿真,提出需突破的关键技术,给出了不确定度预估。

关键词 临近空间飞行器 大气压力传感器 现场校准装置

Research on Atmospheric Pressure Sensor Field Calibration Device Technology for Near Space

YANG Shui-wang JIANG Feng YOU Fu-chu LI Dai-song
(Beijing Zhenxing Institute of Metrology and Measurement, Beijing 100074)

Abstract This paper deals with the field calibration needs of atmospheric pressure sensor for near space, introduces the principle of atmospheric pressure sensor field calibration device for near space, complete the theoretical analysis and simulation, point out the key technology need to overcome, and gives the Uncertainty estimation.

Key words Near space vehicles Atmospheric pressure sensor Field calibration device

1 引 言

临近空间飞行器兼有航天飞行器和航空飞行器两方面优势,在夺取空天战场信息优势、突破敌方导弹防御系统、实施远程精确打击以及空天对抗等方面发挥至关重要作用,是打赢未来信息化战争新的战略威慑手段与“杀手锏”装备。国外在临近空间飞行器研发方面处于领先水平。近年我国加大对临近空间飞行器研制力度,国内多家单位在临近空间飞行器研发方面开展探索研究,并取得一系列理论、工程技术成果。临近空间飞行器的飞行高度范围为(30~100) km,临近空间大气压力传感器作为临近空间飞行器高精度组合导航系统的重要传感器组成部分,在高空低气压、大马赫数工作环境应用时具有

其它传感器所不能替代的作用^[1]。临近空间飞行器与现役其它武器装备型号相比,其对临近空间大气压力传感器计量校准提出新需求。

国内应用的临近空间高精度大气压力传感器的主要技术指标有

- 1) 静压:压力范围:(0.8~130) kPa;允许误差:0.03% F.S.;
- 2) 总压:压力范围:(0.8~3800) kPa;允许误差:0.05% F.S.;
- 3) 马赫数:范围:0~10,允许误差:±0.002;
- 4) 垂直速度:范围:(0~±500) m/s,允许误差:±4% F.S.。

为满足我国被测的临近空间大气压力传感器计量校准需求,校准装置的主要技术指标有

- 1) 静压: 压力范围: (0.8 ~ 135) kPa; 允许误差: 0.01% F.S.;
- 2) 总压: 压力范围: (0.8 ~ 4 000) kPa; 允许误差: 0.015% F.S.;
- 3) 马赫数: 范围: 0 ~ 10, 允许误差: ±0.001;
- 4) 垂直速度: 范围: (0 ~ ±500) m/s, 允许误差: ±2% F.S.。

国外在大气压力传感器校准技术领域处于领先地位,如美国 GE 公司、美国 LAVERSAB 公司、美国 Fluke 公司等。国内主要研究单位有北京振兴计量测试研究所、成都航空仪表公司、太原航空仪表公司、山西太原博力思凯公司等。目前国内外市场可购买产品不能完全满足我国临近空间大气压力传感器现场校准技术要求。2009 年本单位完成大气参数测试仪校准装置研究,2011 年成功研制大气参数测试仪,该模拟器性能与国外进口大气参数测试仪性能相当,但压力量程指标不能完全覆盖临近空间大气压力传感器校准要求,需通过开展临近空间大气压力传感器现场校准技术研究,突破精密气压测

量与控制关键技术,研制临近空间大气压力传感器现场校准装置原理样机,实现现场校准,增强我国在临近空间飞行器领域方面的基础技术支撑与现场保障能力。

2 临近空间大气压力传感器现场校准装置工作原理

拟开展研究的临近空间大气压力传感器现场校准装置原理如图 1 所示,主要由气源系统、气路系统、静压控制系统、总压控制系统、主控制系统等构成。气源系统是系统压力源,由压力泵、真空泵等组成。气路系统由充气电磁阀、抽气电磁阀、Ps 气容单元、Pt 气容单元、粗精度气压传感器等组成。静压控制系统及总压控制系统分别完成对静压通道及总压通道的气压测量与控制。主控制系统完成与静压控制系统、总压控制系统通信,以及对显示单元的控制及对键盘输入单元响应等功能。

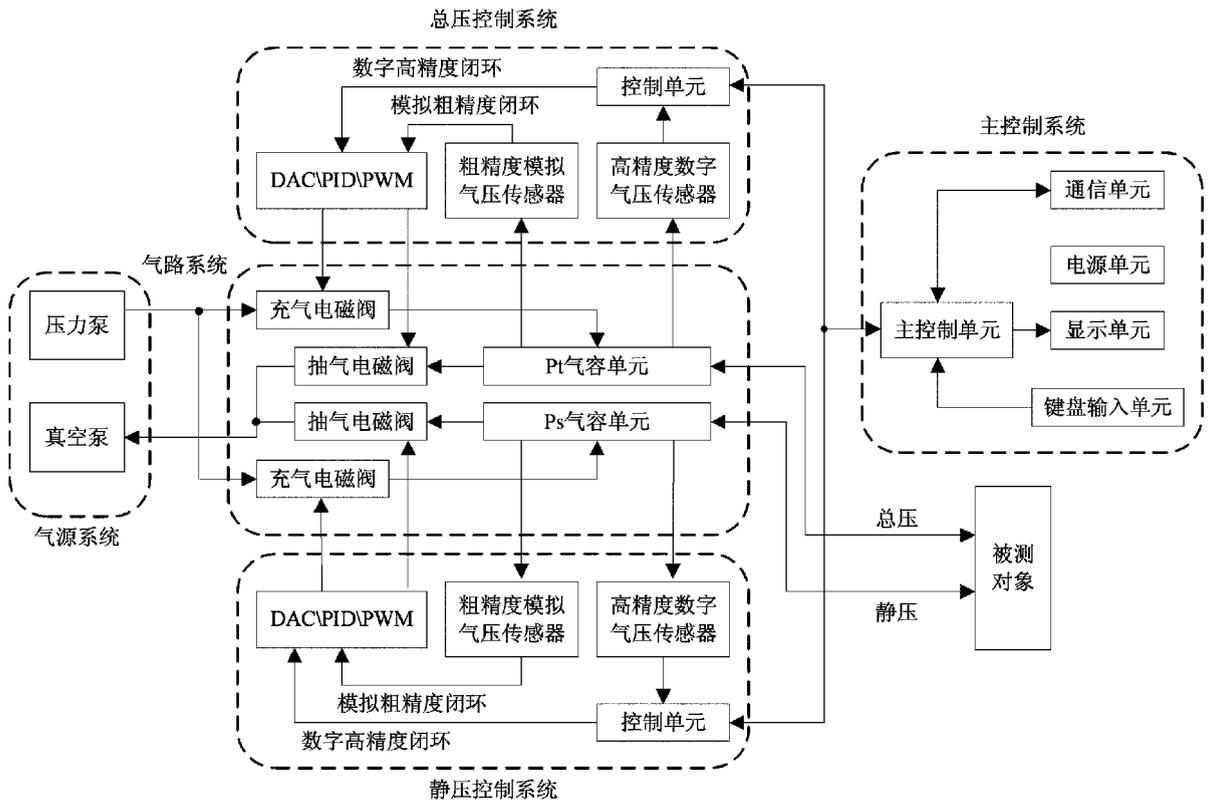


图 1 临近空间大气压力传感器现场校准装置原理框图

临近空间大气压力传感器现场校准装置核心技术是大动态范围精密气压控制技术,目前实现该技术的技术途径主要有以下几种方式:基于活塞标准的气压控制技术、基于比例阀的气压控制技术、基于高速电磁阀的气压控制技术。

2.1 基于活塞标准的气压控制技术

基于活塞标准的气压控制技术是目前国内外采用的压力最高标准适用的技术,但是该标准对温度和湿度很敏感,需要在严格的恒温恒湿环境实验条件下进行压力传感器的计量校准工作,而且活塞标准属于精密仪器,不宜于频繁搬运和用于现场计量校准,难以满足工业现场环境使用要求。

2.2 基于比例阀的气压控制技术

基于比例阀的压力控制系统是通过比例阀开度和方向的变化,改变压力容积内压力的变化速度和压力值,从而达到控制压力目的^[2]。由于利用比例阀作为压力控制部件可实现流量连续控制,所以压力稳定之后其稳态误差较小,进而控制精度较高。其优点是装置结构相对简单,具有较好控制精度。缺点是加工较为困难,成本很高,难以实现较高压力控制,且响应速度较慢。目前国内无高精度伺服比例阀相关产品,国外对我国禁运。

2.3 基于高速电磁阀的气压控制技术

高速电磁阀采用脉冲流量控制方式,根据脉冲电信号进行开关动作,输出一系列相应脉冲流^[3]。由于高速电磁阀工作载波信号周期很小,可用平均流量来表示一个周期内输出流量。在脉宽调节充分细化后,相邻控制周期间阀门平均开度变化量很小,可视为连续控制,实现气路微调和微控。控制器在高速电磁阀控制端输入周期为 T 的脉宽控制信号,在一个周期 T 中,有控制指令电压时间 T_{on} 内控制阀通路打开,有流量 q_m 通过,其余时间内则无流量通过,时间 T 内阀的输出流量计算公式为

$$q_m = C_v A \tau \sqrt{\rho \Delta p} \quad (1)$$

式中: q_m ——通过阀流量; C_v ——流量系数; A ——阀口开口面积; τ ——时间 T_{on} 与时间 T 之比; Δp ——阀前后压差; ρ ——流体密度。

综上所述,基于活塞标准的气压控制技术属于实验室计量校准标准,对使用环境要求较高,不满足工业现场计量校准要求;基于比例阀的气压控制技术,对伺服比例阀的精度要求很高,而该关键部件国内无法生产,国外禁运;基于高速电磁阀的气压控制技术,既解决了气压的微调和微控,又能满足压力的

快速响应,可完成精密气压控制。临近空间飞行器大气压力传感器现场校准装置需要高精度测量、快速时间响应,拟采用基于高速电磁阀的精密气压控制技术,结合高精度传感器与低精度传感器相,利用粗调与细调两阶段压力控制来满足系统指标要求。

3 充放气仿真模型

3.1 充放气模型

充放气特性研究属于开口系统问题。研究充放气特性,就是研究容器内与外界进行质量交换、能量交换和力相互作用过程中,容器内物理量如何随时间变化的规律^[4]。充放气模型如图2所示。

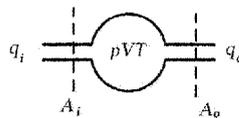


图2 充放气模型图

根据质量守恒定律以及热力学方程,可建立近似系统充放气模型,推导过程如下:

理想气体状态方程表示成

$$p = \rho RT = \frac{m}{V} RT \quad (2)$$

由式(2)可得

$$\frac{dp}{dt} = \frac{RT}{V} \frac{dm}{dt} \quad (3)$$

dt 时间内,充入气容内的气体质量为

$$dm_i = q_i dt \quad (4)$$

式中: q_i —— dt 时间内通过进气回路流入的质量流量。而 dt 时间内,从气容内放出的气体质量为

$$dm_o = q_o dt \quad (5)$$

式中: q_o —— dt 时间内通过放气回路流出的质量流量。则 dt 时间内,气容内的气体质量变化量为

$$dm = dm_i - dm_o = (q_i - q_o) dt \quad (6)$$

而对于薄壁孔恒节流孔来说,又有

$$q_m = C_v A \sqrt{\rho \Delta p} \quad (7)$$

式中: q_m ——质量流量, kg/s ; C_v ——流量系数; ρ ——上游压力的气体密度, kg/m^3 ; A ——薄壁孔流通面积, m^2 ; Δp ——薄壁孔上下游两侧压差, Pa 。将式(6)代入式(5)可得

$$dm = dm_i - dm_o = (q_i - q_o) dt \\ = (C_v A_i \sqrt{\rho_s (p_s - p)} - C_v A_o \sqrt{\rho (p - p_v)}) dt \quad (8)$$

式中： A_i ——充气薄壁孔流通面积， m^2 ； A_o ——放气薄壁孔流通面积， m^2 ； p_s ——压力泵内气压， Pa ； p_v ——真空泵内气压， Pa ； ρ_s ——压力泵内气体密度， kg/m^3 ； ρ ——气容内气体密度， kg/m^3 。将式(8)代入式(3)可得

$$\frac{dp}{dt} = \frac{RT}{V} \frac{dm}{dt} = \frac{RT}{V} (C_v A_i \sqrt{\rho_s (p_s - p)} - C_v A_o \sqrt{\rho (p - p_v)}) \quad (9)$$

对式(9)积分,可得气容的压强表达式为

$$p = \int_0^t \left\{ \frac{RT}{V} (C_v A_i \sqrt{\rho_s (p_s - p)} - C_v A_o \sqrt{\rho (p - p_v)}) \right\} dt + p_0 \quad (10)$$

3.2 仿真模型

根据式(10)推导出的充放气模型得到仿真模型如图3所示。

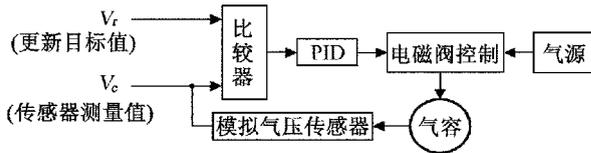


图3 充放气仿真模型图

根据充放气模型,对气容进行气压升压控制仿真,仿真结果如图4所示。气容气压控制包括近似线性升压过程和充放气动态平衡过程。

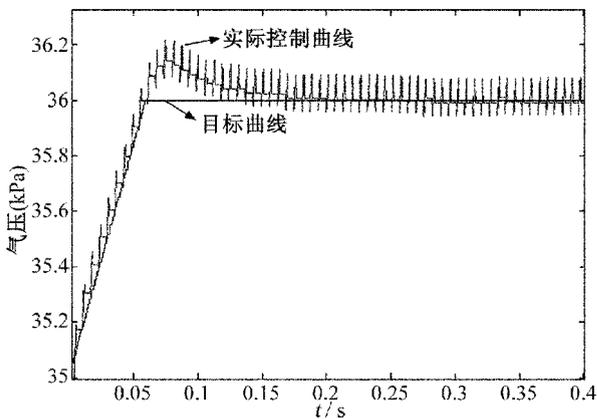


图4 闭环控制气压曲线图

图4中“目标曲线”是仿真模型中更新目标值,而“实际控制曲线”是经过系统闭环反馈控制获得的。在压力控制达到目标值后,系统处于充放气动态平衡。

在进行升压和动态平衡过程中,经过PID闭环反馈控制产生高速电磁阀控制信号如图5所示。

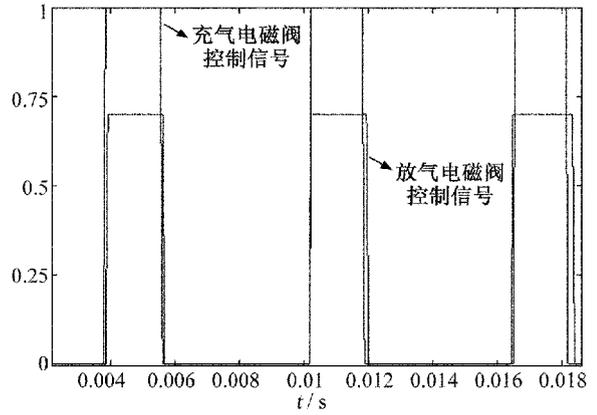


图5 电磁阀控制曲线图

由图5可知,该模型中高速电磁阀控制可实现气容气体流量微调 and 微控,在升压控制过程中,其“充气电磁阀控制信号”PWM脉宽比“放气电磁阀控制信号”PWM脉宽要宽,而在动态平衡过程中,高速电磁阀单位周期内,其充气 and 放气质量守恒,使控制输出围绕目标值在给定精度范围内变化。系统仿真降压过程与升压原理一样,仿真结果表明,系统提出的压力闭环控制模型正确可行。

4 需突破的关键技术

4.1 大动态范围精密气压控制技术的研究

由于临近空间飞行器工作在高空低气压大马赫数环境下,既要适应0.8kPa低真空气压,又要适应4.0MPa高压,气压模拟精密控制难度大。开展大动态范围精密气压控制技术的研究,掌握大动态范围精密气压控制技术是为了满足大动态范围气压精密控制技术要求,我们拟采用分量程分段控制策略实现大动态范围高精度气压控制。

4.2 气路系统密封技术研究

目前北京振兴计量测试研究所研制的飞行器大气参数模拟器,采用高速电磁阀作为压力控制气动执行部件,其在耐压1MPa压力条件下,其密封性能可保证其主要技术指标满足系统指标要求。临近空间飞行器工作在高空低气压大马赫数环境下,对高速电磁阀密封提出更高要求,即耐压范围为0.8kPa~4MPa,而现有高速电磁阀在压力高于1MPa压力条件下,泄露指标满足不了系统要求,其高速开关时间特性也满足不了大动态范围气压精密控制要求,需要定制满足要求高速电磁阀。高速电磁阀活动阀

芯有开启和关闭两个工作位置,被密封流体的工作压力提高影响开启和关闭阀门所需力和能量,因此设计高速电磁阀时需优化参数,在缩小电磁铁尺寸同时,又可保证足够大驱动力。工作压力提高需更大驱动能量来克服压力开启和关闭电磁阀,这样会导致高速电磁阀内部摩擦力变大,因此对高速电磁阀密封性技术提出更高要求。

5 不确定度预估

校准装置测量不确定度的主要来源有四个分量。

1) 测量标准重复性带来的不确定度分量

测量标准的测量重复性带来的不确定度分量估计为

$$u_1 = 0.001\ 5\% \quad (11)$$

2) 传感器的最大允许误差带来的不确定度分量

静压传感器的最大允许误差为:±0.008%,其概率分布为均匀分布,包含因子 $k = \sqrt{3}$,所以静压传感器引入的不确定性分量

$$u_2 = \frac{0.008\%}{\sqrt{3}} = 0.004\ 6\% \quad (12)$$

总压传感器的最大允许误差为:±0.01%,其概

$$u_{c1} = \sqrt{u_1^2 + u_2^2 + u_4^2 + u_5^2} = \sqrt{(0.001\ 5\%)^2 + (0.004\ 6\%)^2 + (0.000\ 9\%)^2 + (0.004\ 3\%)^2} = 0.006\ 5\% \quad (16)$$

总压的相对合成标准不确定度为

$$u_{c2} = \sqrt{u_1^2 + u_3^2 + u_4^2 + u_5^2} = \sqrt{(0.001\ 5\%)^2 + (0.005\ 8\%)^2 + (0.000\ 9\%)^2 + (0.004\ 3\%)^2} = 0.007\ 4\% \quad (17)$$

所以静压的相对扩展不确定度为

$$U_1 = 2u_{c1} = 0.013\% (k=2) \quad (18)$$

总压的相对扩展不确定度为

$$U_2 = 2u_{c2} = 0.015\% (k=2) \quad (19)$$

系统中还存在其它不确定因素影响静压的相对扩展不确定度及总压的相对扩展不确定度,随着研究的深入,将对温度、湿度、重力加速度等影响因素进行分析和总结。

6 结束语

综上所述,本文围绕着临近空间大气压力传感器的现场校准需求详细介绍了拟开展研究的临近空

间大气压力传感器现场校准装置的工作原理,给出了理论仿真模型及仿真结果,提出了需突破的关键技术,并对校准装置的不确定度进行了预估。

率分布为均匀分布,包含因子 $k = \sqrt{3}$,所以总压传感器引入的不确定性分量为

$$u_3 = \frac{0.01\%}{\sqrt{3}} = 0.005\ 8\% \quad (13)$$

3) D/A 带来的不确定度分量

D/A 主要用于气压控制系统目标更新值的数模转换,考虑到数字传感器的允许误差为 0.01% F.S.,为了使 D/A 的输出能够反映高精度数字传感器的值的变化,D/A 位数为 18 位,可做到有效位数 16 位,其分辨力为:±0.001 5%,其概率分布为均匀分布,包含因子 $k = \sqrt{3}$,所以 D/A 引入的不确定度分量为

$$u_4 = \frac{0.001\ 5\%}{\sqrt{3}} = 0.000\ 9\% \quad (14)$$

4) 基于高速开关电磁阀的气压控制带来的不确定度分量

高速开关电磁阀开启时间特性的重复性引入的误差为:±0.0075%,其概率分布为均匀分布,包含因子 $k = \sqrt{3}$,所以基于高速开关电磁阀的气压控制的带来的不确定度分量为

$$u_5 = \frac{0.007\ 5\%}{\sqrt{3}} = 0.004\ 3\% \quad (15)$$

静压的相对合成标准不确定度为

参考文献

- [1] HB6127-86,飞行大气参数[S].航空工业部部标准,1988.
- [2] 查宏民.基于比例方向阀的气动位置控制系统控制策略的研究[M].天津大学,2005.
- [3] 曹会发,陶国良,周洪.基于高速开关阀的气动执行器位置伺服控制[J].液压气动与密封.2006(1):29~31.
- [4] 刘浩.高精度气体压力源研究[M].华中科技大学,2004.

谐振式液体密度传感器压电激励与检测的实现

史继颖¹ 郑德智²

(1. 北京银谷科讯信息技术有限公司, 北京 100191;
2. 北京航空航天大学仪器科学与光电工程学院, 北京 100191)

摘要 本文利用正压电效应和逆压电效应,实现谐振式液体密度传感器的压电激励与压电检测,原理简单、功耗低、检测方便。设计了基于该激励和检测方式的自动增益控制(Automatic Gain Control, AGC)电路,当传感器的输出信号发生较大变化时,激励信号的增益可随输出信号的幅值进行自动调节,使输出信号的幅值保持稳定。该电路具有结构简单,适应性好,可靠性高,调节速度快等优点。同时,对所设计的谐振式液体密度传感器进行了标定实验,该密度传感器的精度约为 $\pm 1.0\text{kg}/\text{m}^3$,重复性约为 $\pm 0.05\%$,可以实现液体密度的高精度实时在线测量。

关键词 谐振式传感器 液体密度 压电激励 压电检测 自动增益控制

Implement of Piezoelectric Excitation and Piezoelectric Detection on the Resonant Sensor for Liquid Density Measurement

SHI Ji-ying¹ ZHENG De-zhi²

(1. Beijing Yingukexun Information Technology Co., Ltd., Beijing 100191; 2. School of Instrument Science & Opto-electronics Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191)

Abstract The sensor for liquid density measurement based on the resonance theory is driven and detected based on the piezoelectric effect and inverse piezoelectric effect in this paper. The automatic gain control (AGC) circuit based on piezoelectric excitation and piezoelectric detection with simple structure and low power consumption is designed, when the output signal of sensor changes large, the gain of excitation signal can be automatically adjusted with the output signal amplitude so that the output signal amplitude remains stable. The circuit has many advantages, for example simple structure, good flexibility and reliability, fast speed of response and so on. Meanwhile, the calibration experiments are taken, and results conform that the repeatability error is about $\pm 0.05\%$ and the accuracy is about $1.0\text{kg}/\text{m}^3$. In a word, the sensor designed in this paper can achieve liquid density measurement online with high precision in real-time.

Key words Liquid density Resonant sensor Piezoelectric excitation Piezoelectric detection Automatic gain control

1 引言

密度是液体的重要物理性质,通过测量密度可以获得液体的热膨胀属性、压缩性能等指标,测量液体密度是医药、食品、石油化工以及电力等诸多行业实现产品质量控制的重要手段之一。改进液体密度的测量手段以及提高液体密度的测量精度对工业生产过程中的质量检测控制、计量管理以及科学研究的发展都有十分重要的意义^[1,2]。

测量液体密度的方法可以分为传统测量方法和现代测量方法两大类。传统测量方法主要有天平称量法,密度瓶法,浮计法等,这类方法主要是手动操作、人工读数,测量过程复杂且耗时长,测量过程和结果极易受到人为因素的影响。因此,这类测量方法只能用于非连续的测量场合,不能将物理量转换成电信号进而实现直观的数字显示和生产过程中液体密度的实时在线测量,无法实现液体密度测量和控制的自动化。现代测量方法主要是通过测量光线、声波、射线特性或振动频率等与液体密度相关的物理量来实现。此类方法测量范围广,可以将物理量转换成电信号进而实现直观的数字显示和生产过程中密度的实时在线测量,能够实现生产过程控制的自动化,是液体密度测量的主要发展方向。

不同的现代测量方法都存在各自的不足,例如超声波液体密度传感器的测量结果易受液体中的杂质影响,如泥浆、气泡等可引起超声波信号的衰减,使测量过程不稳定且不适合测量高粘度液体的密度,而且国内所应用的超声波液体密度传感器均为针对特定工况设计的产品,不能适用于多种液体的密度检测,成型的产品大多是引进国外的先进技术,成本较高^[3-5]。电容式液体密度传感器是利用标准物体在不同待测液体中所受的浮力不同,从而引起与标准物体相连的电容两个极板间的距离不同,导致电容发生变化,通过检测电容的变化来获取液体密度信息,此类传感器的测量精度较低,对检测环境的要求高,而且维护费用较高^[6]。射线式液体密度传感器的测量范围窄、响应速度慢,且需要放射性射线源,如果不能正确使用会对人体造成危害,对安全防护的要求很高^[7,8]。可见,研究测量精度更高、稳定性更好、抗干扰能力更强的实时在线测量液体密度的传感器势在必行。谐振式测量液体密度传感器是一种基于谐振原理的直接敏感被测液体密度的数字式传感器,具有如下特点:输出信号为频率信号,

容易传输且便于计算;闭环结构,处于谐振状态,传感器的输出能自动跟踪输入;敏感元件的固有谐振特性决定了其具有高灵敏度和高分辨率;性能稳定、抗干扰能力强、准确度高、测量范围宽^[9-11]。

现今工业上不仅对密度传感器的精度、稳定性、可靠性和实时性的要求越来越高,同时要求密度传感器有标准输出形式以便与系统挂接。显然,传统的密度传感器因其功能差,体积大,已很难满足要求而将逐渐被淘汰。发展高性能、数字式的密度传感器已成为必然。如前所述的谐振式传感器的特点,由于其频率输出的固有特征,决定了它具有易与数字系统及计算机相结合的优势,而且不会因传输而降低精度,适合长距离信号传输。其高品质的谐振特性,决定了系统功耗低、抗干扰能力强、稳定性好。其处于谐振自激状态的闭环结构特征,决定了输出对输入的自动跟踪。正由于谐振式液体密度传感器比其他类型液体密度传感器具有更多优越的性能,也更符合目前液体密度测量技术专业化、智能化的发展趋势,因此对谐振式液体密度传感器进行研究具有非常重要的意义^[12]。

2 谐振式液体密度传感器的基本原理

谐振式液体密度传感器的敏感元件在工作时,可以等效为一个理想的单自由度系统,系统的振动频率 f 只与系统的等效质量 m_e 和等效弹性系数 k_e 有关,具体关系为

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_e}{m_e}} \quad (1)$$

当敏感元件和待测液体相互接触时,改变了系统的等效质量,使得系统的振动频率发生了变化。通过测量系统的振动频率的变化,即可以确定待测液体的密度。谐振式液体密度传感器等效图如图1所示^[13]。

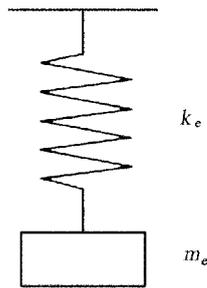


图1 谐振式液体密度传感器等效图

谐振式液体密度传感器一般由敏感单元和闭环控制及解算单元组成,如图 2 所示。敏感单元由激励单元、谐振元件和拾振单元组成,谐振元件感受被测量(液体密度),拾振单元将携带着被测量信息的拾振信号送至闭环控制及解算单元进行处理并输出密度解算结果,同时输出激励信号以激励谐振元件。

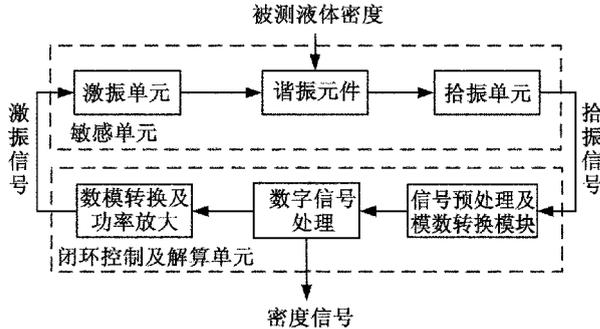


图 2 谐振式液体密度传感器结构示意图

谐振式液体密度传感器工作时,将敏感元件置于测量腔体内,用电磁或压电方式驱动其振动,激励单元将产生的交变力传导到敏感元件,使其按照自身固有频率振动,当接触到被测液体时,附加质量发生变化,导致振动频率 f (振动周期 $T, T = 1/f$)发生变化,拾振单元拾取该振动信号以实现振动频率的检测。液体的密度 ρ 与谐振敏感元件的振动周期 T 的关系满足 $\rho = K_0 + K_1 T + K_2 T^2$,其中 K_0, K_1, K_2 为传感器系数,通过标定实验来确定^[14]。所以,只要测量出谐振敏感元件在液体中的振动周期 T 即振动频率 f ,即可计算出被测液体的密度 ρ ,因此可实现液体密度的实时在线测量。

3 压电激励检测的实现

谐振式液体密度传感器的谐振元件需要激励单元激励其振动,拾振单元检测其振动信号。常用的激励方式有:电热激励,静电激励,压电激励,电磁激励等;常用的检测方式有压阻检测,电容检测,压电检测,磁电检测等。由于激励单元和拾振单元都作用于谐振敏感元件,会对其特性产生影响,激励单元和拾振单元相互之间亦有影响;另外,压电激励检测方式功耗低、便于检测,可实现非接触激励检测,所以本文采用压电激励检测。

谐振敏感元件的种类有很多,以单端固支音叉为例。利用 ANSYS 有限元分析软件对其进行谐响

应分析,获取激励检测的最佳位置(即应变最大的位置),音叉模型如图 3 所示。谐响应分析的具体步骤为:在音叉端面上横向和纵向分别等间隔选取三个点(0.3cm,0.6cm,0.9cm);先在横向 0.3cm 处激励,分别在横向 0.3cm,0.6cm,0.9cm 处检测,记录各个方向的节点位移;然后在横向 0.6cm 处激励,分别在横向 0.3cm,0.6cm,0.9cm 处检测,记录各个方向的节点位移,以此类推,重复该步骤即可得到在不同位置激励和检测时的各个方向上的节点位移。图 4 为谐响应分析的结果,即音叉在各个方向上的节点位移。由图 4 可知,对于音叉,Y 方向上的节点应变值较大,应在第 14 个点即音叉的端面纵向 0.6cm 处激励,-0.6cm 处检测,可获得最佳的激励和检测效果。

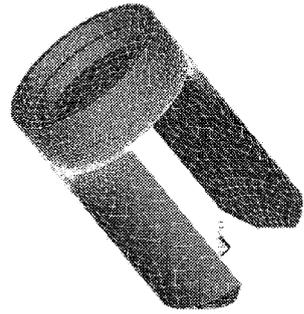


图 3 音叉模型图

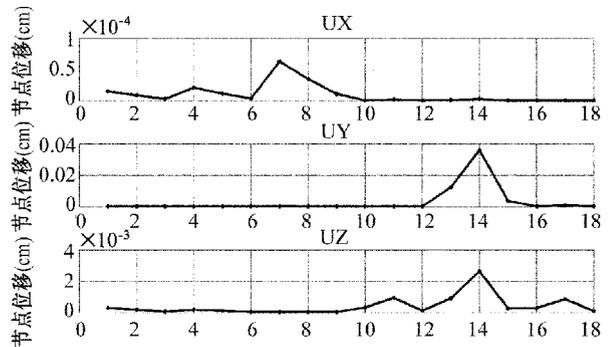


图 4 谐响应分析结果图

4 系统硬件实现

4.1 自动增益控制

基于谐振原理的测量大多是在闭环自激状态下实现的,图 5 为谐振式液体密度传感器的闭环控制系统实现条件的时域分析示意图。

从时域角度分析闭环系统,某一瞬时作用于激

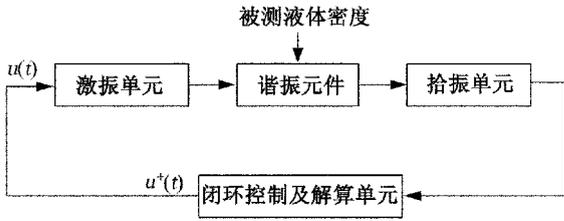


图5 谐振式液体密度传感器闭环控制条件时域分析框图

振单元的信号为： $u_1(t) = A_1 \sin \omega_r t$ ，式中， $A_1 > 0$ 为激励电压信号的幅值； ω_r 为激励电压信号的频率（即谐振元件的振动频率，接近于其固有频率 ω_n ）。 $u_1(t)$ 经过谐振敏感单元，闭环控制单元后，输出为 $u_1^*(t) = A_2 \sin(\omega_r t + \varphi_r)$ ，式中 $A_2 > 0$ 为输出电压信号的幅值。满足以下条件时，系统以频率 ω_r 产生闭环自激

$$\begin{cases} A_2 \geq A_1 \\ \varphi_r = 2n\pi \end{cases} \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2)$$

式(2)称为系统可实现闭环自激的时域幅值和相位条件^[15]。

为保证谐振敏感元件闭环自激的稳定性，必须引入具有稳幅效果的自动增益控制(Auto Gain Control, AGC)环节，即对放大器的增益进行自动调节。通常在电路中引入负反馈，根据振动信号幅度的变化来改变负反馈的强弱。若信号幅度减小，反馈系数自动减小，减弱负反馈，防止幅值继续下降；若信号幅度增大，负反馈系数自动变大，加强负反馈，限制幅值继续增大，从而实现稳幅。具体的工作原理如图6所示。谐振元件在激振单元的作用下振动，拾振单元获取振动信号，经预处理后，分为两路。一路经幅值检测环节得到当前信号的幅值，与参考幅值比较后通过自动增益控制环节产生相应的增益，与另一路信号相乘后作为激励信号送至激振单元。当现有信号幅值不等于参考值时，在增益控制环节的作用下产生不同的增益，使得拾振单元的输出信号幅值稳定在参考幅值处，实现信号幅值的自动增益控制。

4.2 系统整体实现

对于谐振式液体密度传感器的硬件系统，其性能的优劣直接影响传感器的工作状态，性能优异的硬件系统能够很好地跟踪谐振元件振动状态的变化，获取准确反映液体密度信息的拾振信号，并以稳定的幅值输出拾振信号，有利于液体密度的解算，进而提高其测量精度和稳定性。硬件系统的具体结构

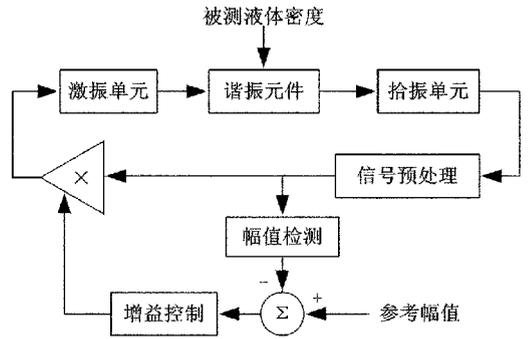


图6 AGC的工作原理框图

如图7所示。

对于闭环控制及解算系统，目前普遍的闭环控制技术主要通过模拟电路实现，具有如下缺点：电路复杂，用到大量的分离模拟元器件；电路中的分离元器件易受温度影响、容易老化、容易产生零点漂移，虽然可以分别通过选用与温度匹配的元器件、增加温度补偿电路、频繁的校准将上述影响减少到允许范围内，但将大大增加成本；且电路中的噪声源较多。针对上述基于模拟电路的闭环控制的缺点，提出用数字方法实现闭环控制及解算系统，即除了必要的前端模拟放大器、滤波器和后级功率放大，大部分部件都是数字的，主要包括信号预处理、模数转换、有效值测量、数字信号处理、数模转换、温度检测、人机交互及通讯等部分，硬件上实现了全数字化。

谐振式液体密度传感器由敏感单元和闭环控制及解算单元组成，敏感单元由激振单元、谐振元件和拾振单元组成，敏感单元中传递的信号为模拟信号，谐振元件感受被测量（液体密度）并以某一频率振动，拾振单元输出的信号也是模拟信号，拾振信号经预处理电路进行放大和滤波（移相）处理后通过模数转换器(Analog to Digital Converter, ADC)转换成数字信号，送至以高速数字器件 TMS320F28335 为核心的闭环控制及解算单元，借助现代数字信号处理方法完成幅值、频率的计算和控制，使其满足闭环自激的条件，然后经过乘法数模转换器(Multiplying Digital to Analog Converter, MDAC)转换成模拟信号之后送给敏感单元中的激振单元激励谐振元件振动，同时闭环控制及解算单元输出密度解算结果。温度检测电路负责实时检测温度的变化，人机交互及通讯电路负责将数字信号处理电路解算的液体密度、工作频率、温度等信息显示给用户，并能够与外部进行数据通讯。硬件系统实物如图8所示。

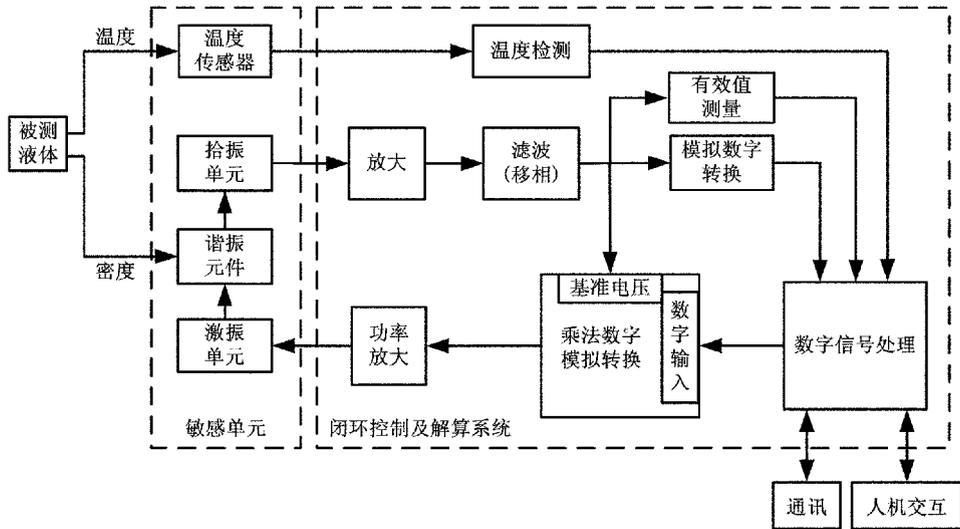


图 7 系统功能实现框图

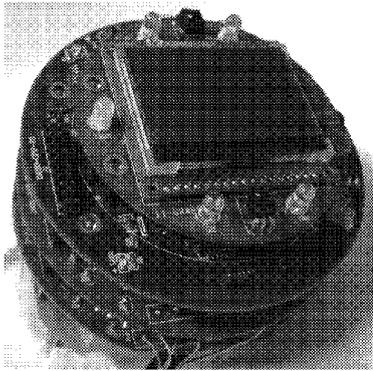


图 8 硬件系统实物图

表 1 传感器标定实验数据 (20°C)

序号	ρ_r (kg/m ³)	ρ' (kg/m ³)	绝对误差 (kg/m ³)	相对误差 (%)	重复性 (%)
1	789.0	789.0	0	0	0.007 317
	789.0	789.1	0.1	0.012 673	
	789.0	789.1	0.1	0.012 673	
2	834.0	833.8	-0.2	-0.023 99	0.006 924
	834.1	833.9	-0.2	-0.023 98	
	834.0	833.9	-0.1	-0.011 99	
3	859.9	860.3	0.4	0.046 495	0.006 712
	860.0	860.4	0.4	0.046 49	
	860.1	860.4	0.3	0.034 868	
4	998.1	998.2	0.1	0.010 018	0.015 307
	998.0	998.0	0	0	
	998.0	997.8	-0.2	-0.020 04	
5	1 120.5	1 120.7	0.2	0.017 846	0.031 546
	1 121.1	1 120.8	-0.3	-0.026 77	
	1 121.0	1 120.8	-0.2	-0.017 84	

5 实验验证

传感器标定实验在 20°C 条件下进行,采用精度为 1.0kg/m³ 浮子式密度计作为标准液体密度传感器,实验过程如下。

1) 利用烧杯、量筒等准备五种不同的具有一定密度梯度的液体(水,不同浓度的酒精,CuSO₄溶液);

2) 用浮子式密度计分别测量并记录各液体的密度值 ρ_r ;

3) 将谐振式液体密度传感器分别置入不同的液体中,记录其振动频率(振动周期 T);

4) 根据前面记录的实验数据,利用最小二乘曲线拟合的方法求出 20°C 时的传感器系数 K_0, K_1, K_2 ;

5) 将计算出的 K_0, K_1, K_2 写入传感器,标定实验完成。

当温度固定为 20°C 时,根据上述实验步骤,记录浮子式密度计的读数 ρ_r 和 谐振元件的振动周期 T ,利用最小二乘曲线拟合的方法计算出传感器系数 K_0, K_1, K_2 的值分别为 $-2 500.677 6\text{kg/m}^3, -0.275 6\text{kg}/(\text{m}^3 \cdot \mu\text{s}), 0.026 778\text{kg}/(\text{m}^3 \cdot \mu\text{s}^2)$,则密度求解公式变为 $\rho' = -2 500.677 3 - 0.275 6T + 0.0267 78T^2$,其中, ρ'

为被测液体密度, T 为谐振元件的振动周期。具体实验结果如表 1 所示, 传感器的精度约为 $\pm 1.0\text{kg}/\text{m}^3$, 重复性约为 $\pm 0.05\%$ 。

6 结束语

谐振式传感器是近些年来发展起来的新型传感器, 本文所介绍的谐振式液体密度传感器具有精度高、稳定性好、可靠性高、抗干扰能力强等优点, 是一种准数字式高精度传感器。针对谐振式液体密度传感器所设计的基于压电激励和压电检测的自动增益控制电路具有结构简单, 适应性好, 可靠性高, 调节速度快等优点, 当传感器输出信号变化较大时, 激励信号的增益可随输出信号的幅值进行自动调节, 使输出信号的幅值保持稳定。实验表明, 该密度传感器的精度约为 $\pm 1.0\text{kg}/\text{m}^3$, 重复性约为 $\pm 0.05\%$, 可以实现液体密度的高精度实时在线测量, 具有广泛的应用前景。

参考文献

[1] 王濂炯. 密度计量测试应用及其发展动向[J]. 上海计量测试, 2000, (5): 31~32.

[2] Feng Guanping, Dong Yonggui. State of sensing technology development in China[J]. Sensor and Actuators B, 1995, 25(1-3): 854~856.

[3] A. Püttmer, P. Hauptmann, B. Henning. Ultrasonic density sensor for liquids[J]. IEEE Trans. Ultrason. Ferro-

elect. Freq. Control, 2000, 47: 85~92.

- [4] 姚明林, 陈先中, 张争. 超声波液体密度传感器[J]. 传感器技术, 2005, 24(5): 57~60.
- [5] 渠晓峰. 超声波液体密度测量仪的研究与开发[D]. 保定: 华北电力大学, 2009.
- [6] 冯正鸣, 赵学红, 王永洪. 浮子电容式石油密度传感器的研究[J]. 天津大学学报, 1998, 31(5): 694~700.
- [7] 俞琨, 冯伟, 纳新. 光电倍增管在 γ 射线密度计中的应用[J]. 云南冶金, 2009, 38(5): 55~57.
- [8] 蒋正雄, 肖凝. 放射性燃油密度测量技术的应用[J]. 航空计测技术, 2003, 23(1): 12~14.
- [9] Ricardo Tokio Higuti, Flávio Buiuchi, Júlio Cesar Adamowski, Francisco Montero de Espinosa. Ultrasonic density measurement cell design and simulation of non-ideal effects[J]. Ultrasonics, 2006, 44: 302~309.
- [10] Feng Guanping, Gui Chengqun, Dong Yonggui. Study of sensing theory by resonant damping[J]. Sensor and Actuators B, 1993, 13-14: 700~702.
- [11] Walt Boyes. Instrumentation Reference Book(Fourth Edition)[M]. Burlington: Butterworth-Heinemann, 2009: 135~143.
- [12] 冯冠平. 数字量传感器的原理与发展[J]. 仪表技术与传感器, 1996, (1): 7~9.
- [13] 张欲晓, 樊尚春. 液体密度传感器[J]. 计测技术, 2006, 26(1): 1~4.
- [14] 王国文, 李长海, 田晓飞等. 振动管式液体密度计的原理、电路组成及应用[J]. 电测与仪表, 1998, 35(390): 16~18.
- [15] 樊尚春. 传感器技术及应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2004: 308~322.

全站仪船体分段测量的温度影响研究

郭一鸣 殷义勇

(国防科技工业 4212 二级计量站,武汉 430060)

摘要 根据在相同的环境温度下和不同环境温度下对船体轴系部位同一材料、相同结构的多个目标点进行反复测量,观察全站仪测量数据的变化,分析环境温度变化引起的误差情况,为船舶精度建造工艺研究提供可靠的数据支撑。

关键词 全站仪 温度影响 精度控制 船舶建造

Research on Temperature Effect on the Measurements of Hull Blocks based on Total Station

GUO Yi-ming YIN Yi-yong

(Defense science technology and industry 4212 secondary metering station, Wuhan 430060)

Abstract According to the same ambient temperature and the same material under different ambient temperatures on the shaft portion of the hull, a plurality of target points for repeated measurements of the same configuration are measured, observing the changes in the total station measurements, with analyzing errors caused by changes in the ambient temperature and providing the reliable data to support the accuracy of the ship construction process.

Key words Total station Temperature effect Precision control Ship building

1 引言

长期以来,在船舶建造领域世界各国的许多船厂一直采用分段带余量上船台后经定位(或二次定位)、划线、切割,然后再合拢,使得船台装配阶段存在费时最多、工作环境最恶劣等弊端。鉴于这些问题,各船厂都积极探索、寻找一种省时、省力的船台装配工艺,即目前所推行的船台无余量装配(分段无余量上船台)技术。

采用无余量装配是船舶建造精度管理的核心技术,通过全站仪对部件装配的尺寸精度控制,对分段装配的尺寸精度控制,对船台装配的尺寸精度控制

等来实现船台无余量装配。目前主要采用全站仪测量分段的实际形状与尺寸,通过与目标值进行比较控制补偿量来实现制作过程的精度控制。

因为船体钢结构体积大,基本是露天作业,随阳光的照射方向、照射时间的长短等会对不同材料的船体分段的温度变化一致性有较大的影响;另外随着当前船舶建造精度要求的越来越高,分析钢结构受温度影响的具体情况,选择合适的测量方法和测量时机显得尤为重要。基于以上判断,我们结合船体分段测量中广泛使用的全站仪,开展了不同外界环境温度下全站仪测量精度的研究,以此来分析温度变化引起的测量误差,力图找出合理的应对措施。

2 全站仪坐标测量原理

全站仪的坐标测量可以分解成平面坐标两部分,平面坐标测量的关键是了解测量的基准,即熟悉方位角的计算。

2.1 方位角的计算

全站仪测量的数据处理原理主要是三角函数,平面坐标测量最重要的是找准方位角,一般可以通过两个已知点(控制网中的点)的数据计算得到。在测量时要对计算的方位角做验证测量,确保测量数据准确可靠。

1) 方位角的定义:真北方向到已知点(两点)连线的夹角,通常用 α 表示。

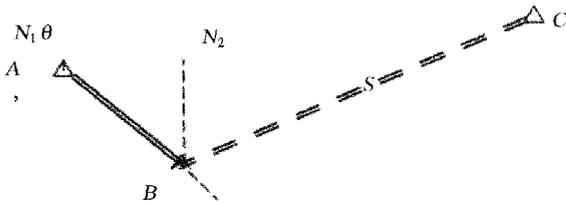


图1 方位角计算方法示意图

如图1, A、B 是已知坐标点,在 B 处架设仪器,以 A 点定向,瞄准 C 处测量, N_1 是点 A 处的正北方向, N_2 是点 B 处的正北方向。

$\angle N_2BC$ 为 BC 的方位角,测量过程中,仪器架设在 B 点,由全站仪水平度盘得到角 $\angle ABC$ 读数,根据方位角的定义,有 BC 方向方位角 $\angle N_2BC = \angle ABC - \angle ABN_2$; $\angle ABN_2 + \angle N_1AB = 180^\circ$, $\angle N_1AB$ 为 AB 方向的方位角,可以通过公式以下计算得到

$$\begin{aligned} \angle N_1AB = \alpha &= 180^\circ - \angle ABN_2 = -\arctan \frac{y_B - y_A}{x_A - x_B} \\ &= \arctan \frac{y_A - y_B}{x_A - x_B} = \arctan \frac{y_{定} - y_{站}}{x_{定} - x_{站}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{所以 } \angle N_2BC &= \angle ABC - 180^\circ + \angle N_1AB \\ &= \angle ABC - 180^\circ + \alpha \end{aligned}$$

2) 坐标测量公式

$$\begin{aligned} X_c &= X_b + S * \cos(\angle N_2BC) = X_b + S * \cos(\angle ABC - 180^\circ + \alpha) \\ Y_c &= Y_b + S * \sin(\angle N_2BC) = Y_b + S * \sin(\angle ABC - 180^\circ + \alpha) \end{aligned}$$

2.2 三维坐标测量

在平面坐标测量中引入高程测量,就形成了三维的坐标点测量形式,掌握了三维坐标测量,可以对

比设计图纸,在船体分段制作阶段用来控制制造精度,在船体分段建造的拼接过程中可以控制拼接精度,缩短建造周期。

高程的测量原理如图2所示,在已知一点的高程后,可以通过测量另一点与该点的高差计算出另一点的高程。

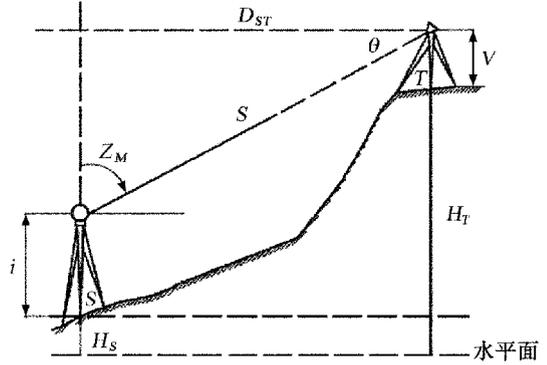


图2 高程测量原理图

图2中, S 为斜距(测量时仪器整平后是处于竖直状态)

$$H_T = H_S + i + S * \sin\theta - v$$

式中: i ——仪器高; v ——棱镜高,直接用钢卷尺量出; θ ——竖直角,仪器竖盘可以直接读出。读出的角度分为与水平方向的夹角 θ ,以及为天顶方向(铅垂向上)的夹角 Z_M ,可以相互转换。如果在仪器上直接读出平距 D_{ST} ,上式可以表示

$$H_T = H_S + i + D_{ST} * \text{tg}\theta - v$$

所以 2.1 节中公式(2)转换为的三维坐标可以表示为

$$\begin{cases} X_c = X_b + S * \cos(\angle N_2BC) = X_b + S * \cos(\angle ABC - 180^\circ + \alpha) \\ Y_c = Y_b + S * \sin(\angle N_2BC) = Y_b + S * \sin(\angle ABC - 180^\circ + \alpha) \\ H_c = H_b + i + S * \sin\theta - v \end{cases}$$

由全站仪的测量原理可知,抛开测量的人为因素和测量方法造成的影响,影响全站仪测量精度的因素主要是测距与测角引起的误差^[1-3],关于这方面的误差分析,许多文献资料都有研究,这里不作讨论。

全站仪角度的测量与仪器自身光学部件精度有关,测距精度与周围环境的影响有关,这是众所周知的事实,查阅各方面文献,均未发现具体的研究数据,因此对测量环境温度变化引起的测量结果的研究很有必要。

3 测量方案简介

测量过程的关键技术是选取统一坐标系的方法,确保坐标系不会随温差发生较大的变化。因为研究对象的保密因素,下面对测量方法仅作简单介绍。

依据船舶建造过程对船舶航行性能的影响程度,项目组分析选择尾部分段即轴系部位分段开展研究:在尾部分段合理位置选择 8 个点进行观察,其中同一材料、相同结构(X 号钢 Y 板厚)的船体分段及另一种材料和结构上(M 号钢 N 板厚)各 4 个点,在结构上安装相同的工装,在同一坐标系下,对大连与武汉两地的同类分段,选择在大连、武汉三个月期间,连续三天每间隔一个小时进行一次测量;测量时记录当前的环境条件及测量结果以便开展分析。

实际生产中图 3 与图 4 两分段拼接,是轴系安装部位的分段。数据分析时选择同一材料、同一结构上的离另一结构较远的三个点进行分析,如图 3,点 1,2,3 用来分析,点 4 与另一结构分段如图 5 中的点 5 处于分段对接部位,属于不同材料,不同板厚的两种研究对象的临界点,本研究项目未带入分析,并避开临界部位至少 1m 远选点,以此来尽量避免不同强度材料之间的相互影响。同时,温差对钢结构主要是在高程方向有影响,因为上端有太阳直射,下端阴凉形成温差,因此分析过程以高程坐标值为主进行分析研究,环境温度的监测也进行了表面温度和船体分段内部温度的区分。另外,方案设计时充分考虑了坐标系控制点与环境温度一致,以免因坐标系的变化带来影响。

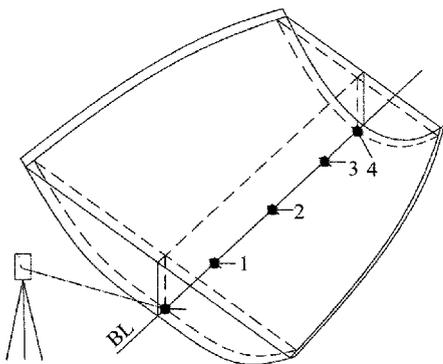


图 3 X 材料 Y 板厚分段示意图

为了充分反应温度温差的影响,方案的设计还考虑到在室内对相同分段进行测量。根据与现场生产单位的沟通,得出的结论是板材吊装摆放对分段

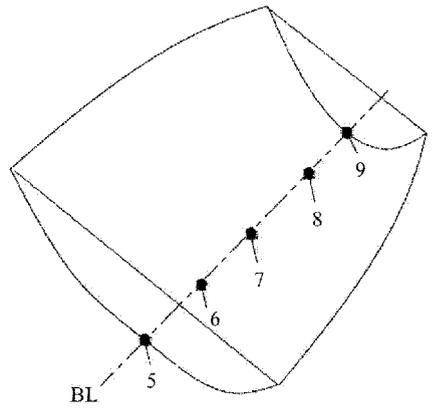


图 4 M 材料 N 板厚分段示意图

影响无法控制,因此只选择了室外环境下的连续测量进行分析。

对于不同板厚不同材料之间的影响,因为不在本课题的研究范围内,只是做了与经验值的对比判断;如两种材料之间的部位在升温和降温过程中,变化的趋势会有相互影响。由于技术能力的局限,相互影响的程度没有取得合理的数学模型而未作研究,这也是今后研究的方向。

4 测量结果与数据分析

4.1 相同环境温度下全站仪测量精度的研究

试验一:武汉,3月18日,环境温度:4.5℃,X号钢Y板厚部位;测量仪器:徕卡TS30,精度指标为 $(0.6+10^{-6}L)$ mm;测量坐标系控制点固定在船体结构强度大的位置,通过测量控制点目标来统一坐标系,从而确保整个测量过程中均采用同一坐标系。

表 1 相同环境温度下对固定坐标系点的测量结果

测量时间	温度(℃)	坐标系点	测量坐标值
19:00	4.5	第 1 点	(0, 0, 0)
		第 2 点	(65834.5, 0, 730.9)
20:00	4.5	第 1 点	(0, 0, 0)
		第 2 点	(65834.4, 0, 731.2)
21:00	4.5	第 1 点	(0, 0, 0)
		第 2 点	(65834.4, 0, 731.1)
23:00	4.5	第 1 点	(0, 0, 0)
		第 2 点	(65834.3, 0, 731.2)
01:00	4.5	第 1 点	(0, 0, 0)
		第 2 点	(65834.7, 0, 731.3)

分析:从表 1 可以看出,在相同环境温度下,全站仪测量同一坐标系点数据波动基本在(0~0.4)mm

波动,由全站仪测量不确定度分析^[1,4]可知,可认定五次测量在同一环境和同一坐标系中。

表 2 相同环境温度相同坐标系相同工件的点测量

时间	19:00	20:00	21:00	23:00	01:00	最小偏差	最大偏差
温度(℃)	4.5	4.5	4.5	4.5	4.5	(mm)	(mm)
点 1(高度值)	-1 685.2	-1 685.2	-1685.4	-1685.4	-1685.3	0.0	0.2
点 2(高度值)	-1 641.5	-1 642	-1 642.2	-1 642.2	-1 642.1	0.0	0.7
点 3(高度值)	-2 465.1	-2 465.4	-2 465.5	-2 465.4	-2 465.4	0.0	0.3

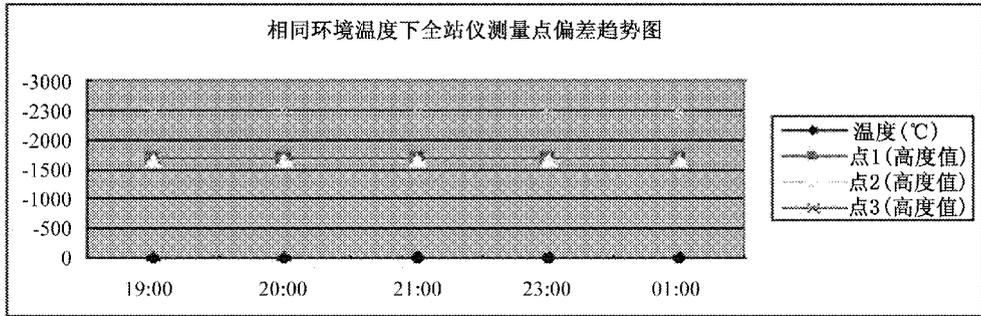


图 5 相同环境温度下全站仪测量点偏差趋势图

分析:从表 2 和图 5 可以看出,在相同环境温度,同一坐标系下,用同一全站仪对同一工件的相同位置(点 1,点 2,点 3)进行测量后,高度方向数据值的变化范围在(0~0.8)mm 范围内波动,由船体分段建造精度不大于 4mm,可以确定相同温度条件下全站仪能对船体建造精度进行控制,测量误差影响基本可以忽略不计。但是对于生产过程中的测量,不可能在恒温条件下进行,因此研究外界温度变化对船体建造精度的影响尤为关键。

4.2 不同环境温度下全站仪测量精度的研究

试验二:武汉 3 月 18 日白天,环境温度:4.5℃ ~ 14℃,X 号钢 Y 板厚部位;测量仪器:徕卡 TS30,精度指标为(0.6+10⁻⁶L)mm;测量方法同试验一;测量坐标系控制点固定在艇体结构强度大的位置,通过测量控制点目标来统一坐标系,以此确保整个测量过程中均采用同一坐标系。

分析:从表 3 可以看出,在不同环境温度下,坐标系测量点 5 次测量结果偏差基本在(0.1~1)mm 之间,温度的变化对测量结果的影响没有必然性,分析原因为两点之间没有温差带来的影响,对照全站

表 3 不同环境温度下固定坐标系点的测量结果

测量时间	测量温度(℃)	坐标系点	测量坐标值
07:00	4.5	第 1 点	(0, 0, 0)
		第 2 点	(65834.5, 0, 730.9)
10:00	9	第 1 点	(0, 0, 0)
		第 2 点	(65834.2, 0, 731.1)
15:00	14	第 1 点	(0, 0, 0)
		第 2 点	(65835.2, 0, 731.5)
19:00	10	第 1 点	(0, 0, 0)
		第 2 点	(65834.8, 0, 731.2)
21:00	7	第 1 点	(0, 0, 0)
		第 2 点	(65834.6, 0, 731.3)

仪测量精度指标,基本可认定五次测量均在同一坐标系下进行,选择的控制点位置合理。分析变形对轴系的影响,通常在高度方向上的变化起绝对作用,因此取 Z 坐标进行分析见表 4。

表4 不同环境温度下测量点的值

时间	07:00	10:00	15:00	19:00	21:00	最小偏差	最大偏差
温度(℃)	4.5	9	14	10	7		
里温度(℃)	4.5	8.6	13	10.5	7.6	-0.6℃	1℃
点1(高度值)	-1 685.2	-1 686.6	-1 687.5	-1 687	-1 686.7	0.3mm	2.3mm
点2(高度值)	-1 641.4	-1 643.6	-1 644	-1 643.2	-1 643.3	0.1mm	2.6mm
点3(高度值)	-2 465.1	-2 467.6	-2 467.9	2 467.6	-2 466.9	0.0mm	2.8mm

在环境温度变化的情况下,对 X 号钢 Y 板厚部位,全站仪测量同一点的偏差最大可达到 2.8mm,而且随着温度升高,测量值越大,说明温度对测量物热胀冷缩的影响较大,船体分段的自

重会促使变形加剧,对测量结果的影响也较大;对 M 号钢 N 板厚,变形研究方法相同,趋势一致,附合经验判断,其中研究对象 N 值大于 Y 值,具体数据见表 5。

表5 不同环境温度下 M 号钢 N 板厚测量点的值

时间	07:00	10:00	15:00	19:00	21:00	最小偏差	最大偏差
温度(℃)	4.5	9	14	10	7		
里温度(℃)	4.5	8.6	13	10.5	7.6	-0.6℃	1℃
点6(高度值)	-3 326.8	-3 327.8	-3 328.2	-3 327.4	-3 327.3	0.1mm	1.4mm
点7(高度值)	-3 854.5	-3 854.8	-3 856.2	-3 854.4	-3 854.8	0mm	1.8mm
点8(高度值)	-4 557.3	-4 557.7	-4 558.8	-4 557.2	-4 557.6	0.1mm	1.6mm

5 全站仪测量误差的不确定度分析

影响测量结果不确定度的因素分析

1) 仪器自身的影响,30m 内三维点测量不确定度为 0.25mm^[3];

2) 测量人员的影响,主要是瞄准误差影响 30m 内小于 0.5mm^[3];

3) 温差对钢结构件测量的影响。

武汉地区早晚温度差异大,以 2℃ 温差对 30m 钢质船分段的影响为例。由钢材热膨胀系数

$$\alpha = (11.5 \pm 1) \times 10^{-6} \text{℃}^{-1}$$

则

$$\Delta L = 30\ 000 \text{mm} \times (11.5 \pm 1) \times 10^{-6} \text{℃}^{-1} \times 2 \text{℃} = 0.8 \text{mm}$$

按照武汉地区通常早晚温差在 6℃~10℃,对应钢结构则影响量在(2.5~4)mm,由于船体分段建造精度通常控制的最小范围(4~6)mm,不符合测量设备精度为被测精度要求的 1/3 至 1/10^[5] 的规定,可

以确定不同温度条件下全站仪对船体建造精度进行控制存在局限,因此建议使用全站仪测量时应尽量避开高温时段,尽量在温差变化不大的情况下完成测量作业。对于轴系等关键部位的精度控制测量,应尽可能安排在后半夜进行施工。

通过以上试验一和试验二的分析结果以及全站仪测量不确定度可知,在测量方法正确、仪器正常(定期校准或检定与维护)的情况下,全站仪自身的测量误差很小,可以忽略不计;得出的由温度变化不一致对测量物的影响情况,验证了以往的经验:温差对钢结构尺寸的影响最大。因此选择合理的测量与报检时段至关重要;钢结构的自重促使变形加剧,分段在胎架上的支撑位置也应适当考虑。

结合研究情况,咨询相关专家,建议通过对不同季节、不同地域的复杂环境进行大量的测量数据积累,针对全站仪分段精度测量制定合理的测量与报检工艺,形成企业甚至行业标准,规范作业流程,从而更有效地指导生产。

6 结束语

本文对不同外界环境下全站仪测量精度的影响进行了具体的测量与分析研究,验证了以往的经验判断,为生产上的合理安排测量做了基础支撑的研究。结合船体建造的精度要求可知,以目前广泛使用的全站仪的精度情况,将很难满足今后船舶行业的发展需求,因此研究新型测量测试设备及其方法以适应未来的船舶建造技术很有必要。

另外本文因为研究对象的局限,仅对全站仪测量某一特定材料的不同外界环境温度下的精度情况进行了研究,对于不同材料,不同板厚的情况未作详细研究分析,这是存在的不足,也是今后研究的方向。

参考文献

- [1] 吴国永.全站仪测距不确定度研究[J].人民黄河,2010,9.
- [2] 范百兴.高性能全站仪的研究及其在动态测量中的应用[D].解放军信息工程大学,2004,6.
- [3] 邹永涛.全站仪误差分析及其测量自动化的研究[D].北京林业大学,2012,7.
- [4] 江洪波.全站仪测距综合标准差的测量不确定度评定[J].科技信息,2010,9.
- [5] 国防科工委科技与质量司.计量技术基础[M].原子能出版社,2002,9.

(上接第 37 页)

设计提供了理论依据,可避免因设计失误而造成的经济损失。便携式照射装置能够很好的解决固定式环境 γ 辐射剂量率连续监测仪表的现场校准难题,保证了环境 γ 辐射剂量率监测结果的准确可靠。

参考文献

- [1] International Organization for Standardization ISO 4037-1. X and Gamma Reference Radiations for Calibrating Dosimeters and Doserate Meters and for Determining their Response as a Function of Photon Energy-Part1: Radiation Characteristics and Production Method [S]. 1997.
- [2] L.M.Ferreira. Dose determination by Monte Carlo-a useful tool in gamma radiation process[J]. Radiation Physics and Chemistry, 2000, 57: 667~670.
- [3] M. Sohrabpoura, M. Hassanzadehb, M. Shahriarib. Gamma irradiator dose mapping simulation using the MCNP code and benchmarking with dosimetry[J]. Applied Radiation and Isotopes, 2002, 57: 537~542.
- [4] K. Seidel, Y. Chen, U. Fischer, et al. Measurement and

analysis of dose rates and gamma-ray fluxes in an ITER shut-down dose rate experiment [J]. Fusion Engineering and Design, 2002, 63~64: 211~215.

- [5] Mark S. Wyatt, Laurence F. Miller. A comparison of Monte Carlo and model-based dose calculations in radiotherapy using MCNP. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A [J], 2006, 562: 1 013 ~ 1 016.
- [6] C. Hranitzky, H. Stadtmann. Monte Carlo Study of a ^{60}Co Calibration Field of the Dosimetry Laboratory SEIBERS-DORF [J]. Radiation Protection Dosimetry, 2007, 125 (1-4): 153~156.
- [7] L. Bøtter-Jensen and P. Hedemann Jensen. Determination of scattered gamma radiation in the calibration of environmental dose rate meters [J]. Radiation Protection Dosimetry, 1992, 42(4): 291~299.
- [8] 高飞. Co-60、Cs-137 光子参考辐射场中散射辐射问题的蒙卡方法研究 [D]. 北京: 中国原子能科学研究院, 2009.
- [9] 高飞, 肖雪夫, 侯金兵等. ^{60}Co 放射源照射装置研制及辐射场测量 [J]. 同位素, 2013, 26(4): 129~133.

飞行器新型碳基复合材料表面高温测量方法

赵 博 芦静华 杜海辉 易 卉 杨水旺

(北京振兴计量测试研究所,北京 100074)

摘 要 本文针对飞行器新型碳基复合材料表面的高温测量问题,介绍了测量方法、传感器的安装方式、高温胶黏剂技术与工艺,传感器与热防护技术以及试验测试,并归纳了该方法的技术特点。

关键词 高温测量 新型碳基复合材料 飞行器表面温度

A Method for Measuring the High Surface Temperature of New Carbon Composite Materials on Aircraft

ZHAO Bo LU Jing-hua DU Hai-hui YI Hui YANG Shui-wang

(Beijing Zhenxing Institute of Metrology and Measurement, Beijing 100074)

Abstract This paper deals with the high surface temperature measurement of the new carbon composite materials on aircraft, introduces the method measurement, the installation method of sensor, the technique with high temperature adhesives, sensor and thermal protection, and summarizes the features of this method.

Key words High temperature measurement New carbon composite material The surface temperature of aircraft

1 引 言

飞行器在高速飞行过程中,由于气动加热效应,其表面会产生较高的温度,对材料的使用寿命和飞行性能有一定影响,因此表面温度分布作为一项重要的技术指标得到高度重视,因此研究并掌握飞行器表面高温测量方法显得尤为重要。目前,飞行器表面材料一般分为金属材料和非金属材料,随着材料技术的发展,非金属材料广泛应用于航空航天领域,其中以碳/碳、碳/碳化硅为代表的新型碳基复合材料已作为飞行器表面材料得到应用^[1]。本文主要针对飞行器新型碳基复合材料表面高温测量方法进行了论述。

2 飞行器表面高温测量

2.1 测量方法及特点

目前对飞行器表面温度测量方法可以分为两类:接触测温法和非接触测温法^[2]。接触测温法的特点是测量准确,定位准确,并且不需要光学窗口,不受材料表面发射率影响,但是动态响应相对较慢。而非接触测温法的特点是响应快速,测量时不与被测材料接触,不影响被测表面温场分布,适用于动态测量,但是该方法受材料表面发射率和环境辐射影响,测量准确程度不如接触测温。在静态试验情况下,表面高温测量要求保证较高的测量和定位准确性,也是本文主要探讨接触测温法的意义所在。

2.2 传感器安装方式及特点

目前,接触测温主要采用的四种安装方式及特点如下。

1)焊接方式:将测温传感器与被测材料焊接在一起,进行测温,其特点是只针对金属材料,具有一定局限性;

2)粘贴方式:使用高温胶黏剂将测温传感器安装于被测材料表面,其特点是安装工艺简单,适用于试验现场,并且不破坏被测材料结构;

3)铆接方式:使用铆钉将传感器安装在被测材料表面,其特点是安装牢固,但需要在被测材料表面打孔,破坏被测材料结构;

4)“打孔穿丝”方式:使用丝式热电偶,将传感器的球状测温结点埋入材料内部进行测温。

通过对以上安装方式的分析,对于以碳/碳、碳/碳化硅为代表的新型碳基复合材料,由于材料本身强度不高,不适合采用铆接和打孔的方式,并且该材料属于非金属材料,也不适合采用焊接的方式,因此,采用粘贴的安装方式是较为合适的。

2.3 高温胶黏剂

碳/碳、碳/碳化硅为代表的碳基复合材料属于新型材料,由于试验时该材料表面温度高,达到 1 500℃,对于高温胶黏剂性能的要求非常高,并且对于该新型材料的专用高温胶黏剂目前尚不成熟,因此在高温胶黏剂选型方面具有较高难度。

从工艺和技术角度而言,美国、俄罗斯和法国所研发的高温胶黏剂性能相对较好,国内相关机构也进行了相关研究,但目前用于碳基复合材料粘接的耐高温胶黏剂都存在韧性差、粘接强度低等问题。

通过对胶黏剂性能与工艺研究,经过反复试验,我们已掌握了针对碳基复合材料的安装方法,该方法不仅操作便捷,而且可靠性较高,可在 1 500℃ 高温下使用。

2.4 安装工艺

通过反复试验,改进,掌握了在碳基材料表面安装传感器的工艺,安装工艺流程如图 1 所示。

2.4.1 基体预处理

在涂刷粘合剂前,需保证待涂刷基体表面上无灰尘、油污、碎片、锈蚀、水份和其他影响附着力的异物。对基体表面进行正确的预处理,即除锈、除油、清洗灰尘和异物,有水份的要待水份干燥后涂刷粘合剂,且注意如下事项。

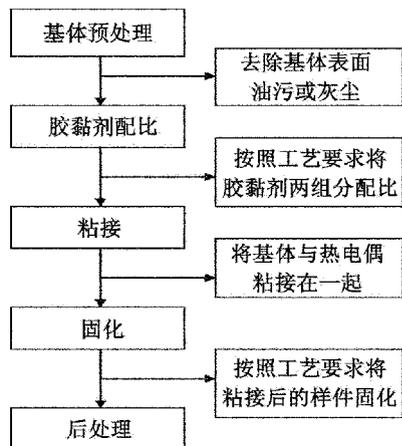


图 1 安装工艺流程图

1)有条件的情况下,尽量对基体进行喷砂处理,表面粗糙度达到(25~40) μm 范围;

2)化学清洗剂(乙醚、酒精、汽油、除油剂等)清洗,清洗后根据化合物残留情况,要用清水冲洗干净;

3)用毛刷清除异物后要用酒精等清洗物体表面残留油污。

2.4.2 胶黏剂配比

使用某耐高温胶黏剂,该胶黏剂为双组分包装,重量按一定的工艺要求配比,把液体缓慢倒入粉中,充分混合搅拌后使用,涂层常温自然固化。

2.4.3 粘接

1)粘接工具:刮板、硬质毛刷等;

2)粘接方法:把混合好的胶黏剂涂刷在要粘合的物体上,最好将要粘合的两个物体表面都涂刷粘合剂,涂刷要均匀,涂刷粘合剂总体厚度应在 1mm 以上;

3)粘接环境温度:粘接环境温度应在 10℃ ~ 60℃ 之间,相对湿度小于 60%,在通风干燥环境中粘接,避免在潮湿、密闭、温度过高或过低的环境中粘接。当粘接环境温度低于 10℃,相对湿度大于 60%时,要用热源烘烤加热,且加热不能超过 70℃,避免涂层产生汽化现象,以达到好的粘接效果。

2.4.4 固化

胶黏剂为常温干燥固化,无需加热固化,粘接尽量在通风干燥环境中进行,固化时间在 24h 以上。温度低于 25℃ 时可以把涂刷基体置于阳光下或靠近热源的地方,以便粘合剂固化时间加快。

2.4.5 后处理

1) 工具清洗: 涂刷完毕后涂刷工具要用清水清洗、晾干;

2) 胶黏剂存储: 一次使用未用完时, 需将桶内塑料袋密封, 盖好桶盖后, 放置阴凉处保存, 存储温度介于 0℃~40℃ 之间, 保存期为 12 个月。

2.5 传感器与热防护

2.5.1 测温传感器

本文采用测温方法为接触测温法, 即采用铂铑 30-铂铑 6 热电偶作为测温传感器, 将热电偶测温端点安装于被测材料表面, 通过传感器与被测材料接触从而测得表面温度, 热电偶结构采用丝状热电偶, 其直径范围为 (0.3~0.5) mm。

2.5.2 绝缘与热防护技术要求

传感器处于高温环境下工作, 正确选择保护材料对于传感器性能是至关重要的, 为了满足试验条件, 对保护材料的要求如下。

- 1) 耐高温, 能够承受被测对象的温度与压力, 高温下理化性能稳定;
- 2) 耐热冲击性能良好, 高温机械强度性能良好;
- 3) 材料致密, 具有一定的气密性;
- 4) 对热电偶和被测材料无污染, 不产生有害物质。

在热电偶绝缘性与热防护方面, 我们设计的专用毛细陶瓷管不仅能够使热电偶正负极绝缘, 还可以起到支撑和固定热电偶、增加其强度的防护作用。根据技术要求, 毛细陶瓷管采用进口高纯三氧化二铝陶瓷粉末高温烧结而成, 由于结构特殊, 需要结合实际情况设计开模。为了不影响热电偶的动态响应时间, 并且为了使粘接更加牢固, 外层保护管将设计并加工成毛细管等形式。

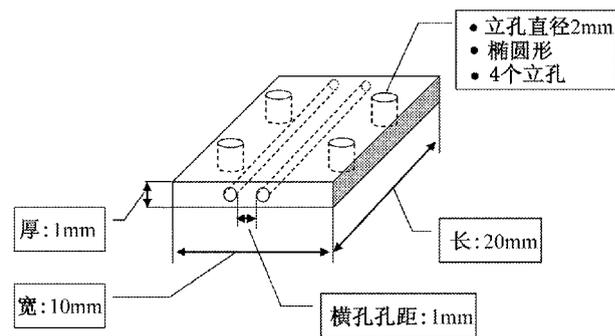


图 2 专用毛细陶瓷管结构示意图

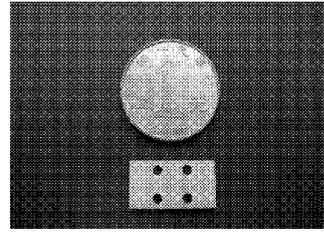


图 3 专用毛细陶瓷管实物图

2.6 验证性试验测试

为了验证碳基材料表面高温测量粘贴的牢固性和数据采集的有效性, 进行了如下试验。

1) 耐高温试验: 将安装好的试验样件在 1 500℃ 高温环境下进行 1 500s 测试, 试验后传感器安装牢固, 未发生脱落;

2) 温度冲击试验: 将安装好的试验样件在室温与 1500℃ 高温环境下进行温度冲击测试, 试验后传感器安装牢固, 未发生脱落;

3) 振动试验: 在室温下, 对安装好的试验样件进行振动测试, 振动条件为 23g, 160Hz(定频), (5~2 000) Hz(扫频), 位移 3mm, 正弦波, 经 20min 试验后传感器安装牢固, 未发生脱落;

4) 测温误差测试: 对高温试验前后测温用铂铑 30-铂铑 6 热电偶分别进行了测温误差测试, 试验结果表明, 该方法测温精度优于 1.0%。

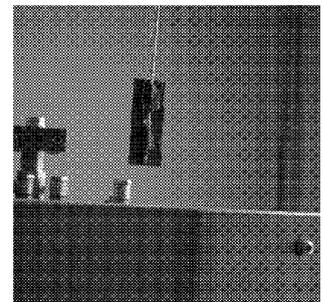


图 4 安装的试验样件实物图

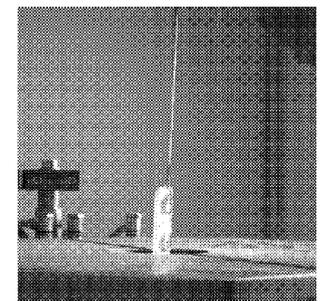


图 5 经过 1 500℃ 高温测试的试验样件实物图

基于传递矩阵和宽频脉冲声的水声材料声学参数测量方法

王少博

(杭州应用声学研究所,杭州 311400)

摘要 本文提出利用传递矩阵和宽频脉冲分离法结合的方式,对水声材料的纵波声速和衰减系数进行了测试。介绍了使用收发合置换能器的测量方法、宽频脉冲信号的产生和测量结果,完成了测量不确定度分析。

关键词 宽频脉冲 传递矩阵 声学参数 水声材料

Acoustic Parameters Measurement of Underwater Acoustic Materials based on Transfer-matrix and Wide Frequency Impulse Method

WANG Shao-bo

(Hangzhou Applied Acoustics Research Institute, Hangzhou 311400)

Abstract This paper presents the material longitudinal wave velocity and attenuation coefficient measurement of underwater acoustic materials using transfer-matrix calculation plus impulse method. Describes the method using monostatic transducer, broadband impulse signal generation and sample measurement results. Completed the measurement uncertainty analysis.

Key words Wide frequency impulse Transfer-matrix Acoustics parameters Underwater acoustic materials

1 引言

水声粘弹性材料的透射系数、反射系数及吸声系数等声学性能可以由力学参数设计,而材料力学参数可以通过材料纵波声速及衰减系数获得。因而,纵波声速和衰减系数作为表征粘弹性材料的两个重要参数,其宽带测试技术受到了广泛的关注。本文重点研究了基于维纳滤波原理的宽频带脉冲声生成技术,以及基于宽带脉冲声的粘弹性材料小样品水声管测试方法,为现有水声测量技术提供了一种新的技术途径。

2 纵波声速和衰减系数测量

2.1 测量系统及原理

待测试样置于水声管中,管底部为收发合置换能器,如图1所示。 A 为入射信号, B 为样品反射信号, C 为透射信号, D 为管口反射信号, C' 为二次透射信号,换能器可以采到 B 和 C' 将其在时域内分离。而把无样品时换能器采到的管口反射信号(水-空气界面全反射)当作 A 。

当管内为平面波声场时,省略时间因子 $e^{j\omega t}$,材料前端面即 $x=0$ 及后端面 $x=d$ 处的声压及质点振

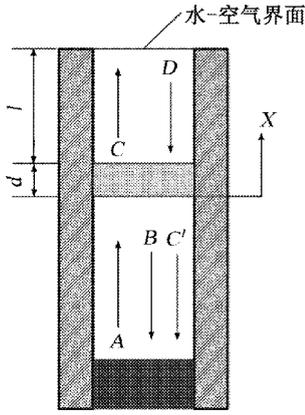


图 1 装置示意图

速可以表示为

$$P|_{x=0} = A + B \quad (1)$$

$$V|_{x=0} = \frac{A - B}{\rho_0 c_0} \quad (2)$$

$$P|_{x=d} = C e^{-jkd} + D e^{jkd} \quad (3)$$

$$V|_{x=d} = \frac{C e^{-jkd} - D e^{jkd}}{\rho_0 c_0} \quad (4)$$

式中： A, B ——材料前端面的入射波、反射波幅值； C ——透射波幅值； D ——管端的二次反射波幅值； d ——材料的厚度； $\rho_0 c_0$ ——空气的特征阻抗。

当管口的透射波 C 脉冲长度小于 $2l/c$ (l 为样品上方脉冲管长度, c 为介质声速) 时, 样品后端面 $x=d$ 处透射波 C 和管口反射波 D 没有叠加, 声压及质点振速可表示为 $P|_{x=d} = C e^{-jkd}$, $V|_{x=d} = C e^{-jkd} / \rho_0 c_0$ 。因此在计算复波数时, 可以仅考虑入射脉冲 A , 反射脉冲 B , 透射脉冲 C , 其中 A, B 可直接测得, 而由于材料为均匀的各向同性材料即材料前后端面反射、透射系数均相等, 故 $C = A \sqrt{C'/A}$ 。则式(1)至式(4)变为

$$P|_{x=0} = (1 + R)A \quad (5)$$

$$V|_{x=0} = \frac{(1 - R)A}{\rho_0 c_0} \quad (6)$$

$$P|_{x=d} = AT e^{-jkd} \quad (7)$$

$$V|_{x=d} = \frac{AT e^{-jkd}}{\rho_0 c_0} \quad (8)$$

其中, 反射系数 $R = B/A$, 透射系数 $T = \sqrt{C'/A}$ 。

在材料的前后端面即 $x = 0$ 和 $x = d$ 处建立传递矩阵^[1]如下

$$\begin{bmatrix} p \\ v \end{bmatrix}_{x=0} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ v \end{bmatrix}_{x=d} \quad (9)$$

由如下限定条件即可求得复波数, 既而可以得

到材料的声速及衰减系数

$$T_{11} = T_{22} \quad (10)$$

$$T_{11} T_{22} - T_{12} T_{21} = 1 \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos k_p d & j \rho_p c_p \sin k_p d \\ j \sin k_p d / \rho_p c_p & \cos k_p d \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$c = \frac{\omega}{\text{real}(k_p)} \quad (13)$$

$$a = -\text{image}(k_p) \quad (14)$$

2.2 宽频脉冲信号

宽频脉冲产生方法^[2,3]简介: 首先利用巴特沃兹脉冲信号激励换能器, 分别对其傅立叶变换得到系统的频率响应函数, 然后根据需要设计的脉冲声(激励信号)计算获得驱动信号。某水压条件下的反射信号, 波形图如图 2 所示。

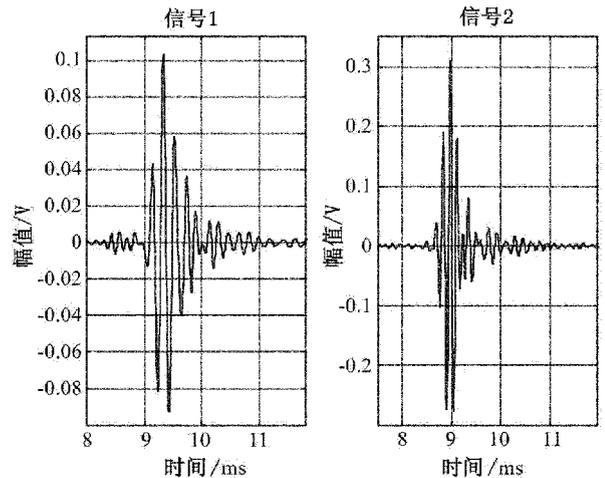


图 2 无样品时反向信号波形图

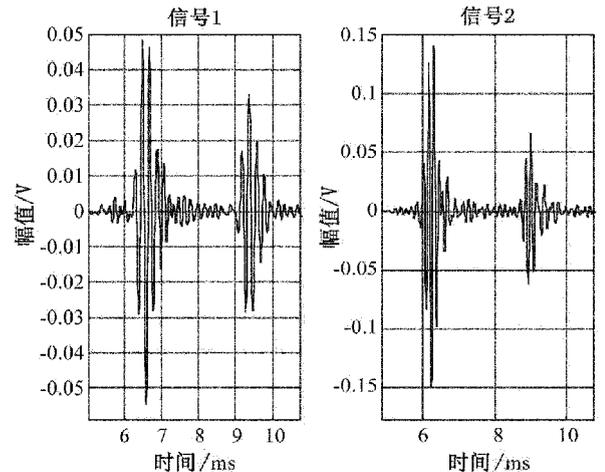


图 3 有样品时反向信号波形图

2.3 数据处理及结果

数据处理首先将驱动信号的入射信号, 反射信号, 二次透射信号截取如图 4 所示。

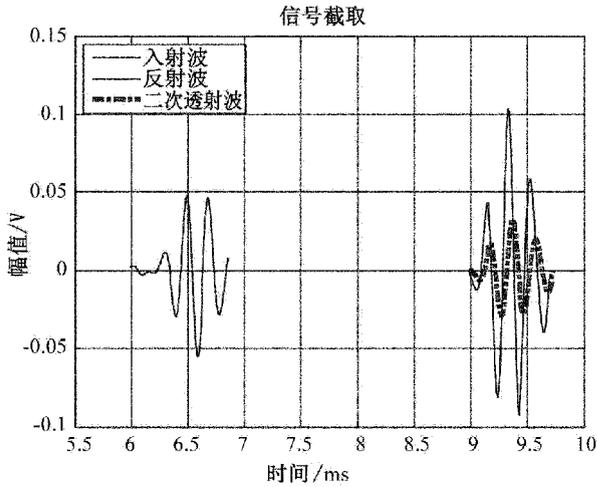


图4 信号截取曲线图

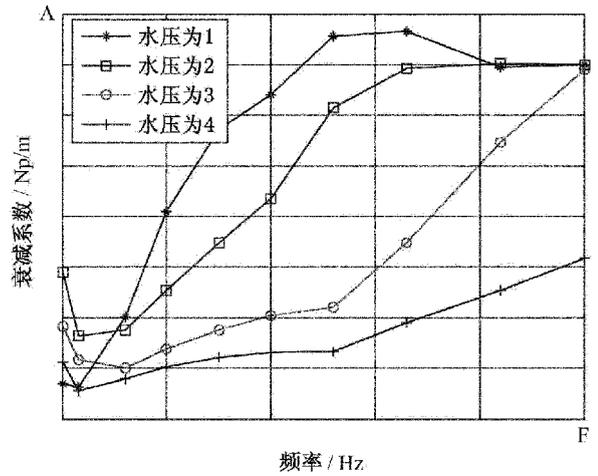


图6 不同水压衰减系数对比曲线图

上述信号经傅立叶变换即可得到相应的频域信号,并按照2.1所述计算方法计算,结果如图5和图6所示。

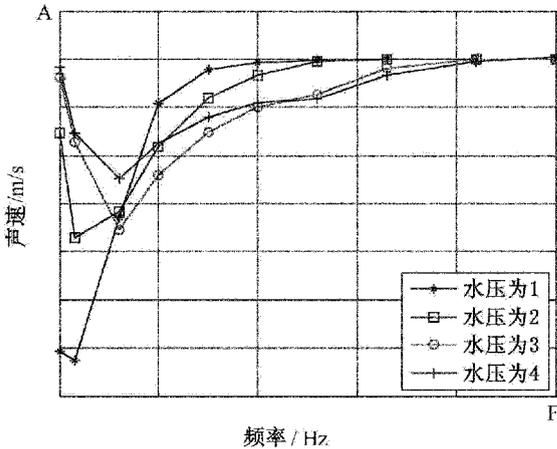


图5 不同水压纵波声速对比曲线图

的声学参数测量为研究重点,提出了基于宽频脉冲的小样品水声管测试方案。脉冲声信号是一种宽带测量信号,可控脉冲声的时域波形与频谱特征可以根据换能器和测量要求设计、测量的重复性好。在数据处理过程中对入射波、反射波及二次透射波的时域信号截取误差较大,导致频域信号尤其是相位偏差较大,还需要进一步改善信号波形规则程度提高信噪比。

参考文献

[1] Bryan H Song, J. Stuart Bolton. A transfer function approach for estimating the characteristic impedance and wave numbers of limp and rigid porous materials [J]. Acoust. Soc. Am. 2000(107): 1131~1154.

[2] Liang Sun, Hong Hou, Liying Dong, et al. Measurement of characteristic impedance and wave number of porous material using pulse tube and transfer-matrix methods [J]. Acoust. Soc. Am. 2009, 126(6): 3049~3056.

[3] 侯宏, 孙亮. 声管脉冲回波管法吸声测量技术 [J]. 计量学报, 2010, 31(2): 101~105.

3 结束语

本文以宽带短脉冲为技术手段,以粘弹性材料

液质校准用利血平/甲醇水标准溶液的研制

李艳玲 周彤 冀克俭 刘元俊 高岩立 赵晓刚 邓卫华 邵鸿飞
(中国兵器工业集团第五三研究所, 济南 250031)

摘要 研制了液相色谱-质谱(LC-MS)校准用利血平/甲醇水溶液标准物质。采用准确可靠的方法对利血平粉末纯度进行定值,用已确定值的利血平为溶质,甲醇水为溶剂,用重量-容量法制得利血平/甲醇水溶液。分别用F检验和回归曲线法对均匀性和稳定性进行考察,对定值结果的不确定度进行了评定。结果表明研制的利血平/甲醇水溶液标准物质具有良好的均匀性和稳定性,标准相对扩展不确定度为3%($k=2$)。

关键词 利血平 液质校准 标准溶液

Preparation of Standard Solution of Reserpine in Methanol Aqueous for LC-MS Calibration

LI Yan-ling ZHOU Tong JI Ke-jian LIU Yuan-jun GAO Yan-li ZHAO Xiao-gang
DENG Wei-hua SHAO Hong-fei
(CNGC institute 53, Jinan 250031)

Abstract Standard solution of reserpine in methanol aqueous for LC-MS calibration was developed. The purity of reserpine powder was certified with credible methods. The standard solution was prepared by weight-volumetric method using the reserpine powder as solute and the methanol aqueous as solvent. Uniformity and stability of standard solution was analyzed by F test and regression curve method respectively, the uncertainty of the results was evaluated. The result showed that uniformity and stability of the standard solution of reserpine in methanol aqueous was better, the relative standard uncertainty of concentration was 3% ($k=2$).

Key words Reserpine LC-MS Calibration Standard solution

1 引言

液相色谱质谱联用仪已成为我国国防工业、石油化工、临床医学、农药、食品和商品检验等领域中不可缺少的检测手段。为了使检测结果能够统一和溯源,必须按照国家校准规范进行校准,使仪器的各项性能指标符合相应的要求。JJF 1317-2011《液相色谱质谱联用仪校准规范》要求用利血平标准溶液对液质联用仪的分辨力、信噪比及峰面积重复性的

校准^[1]。

本研究采用高效液相色谱(示差折光检测器)和高效液相色谱(蒸发光散射检测器)两种不同原理的方法测定利血平粉体的纯度;采用卡尔费休方法测定其水分,还对其中的灼烧残渣进行了分析,对利血平纯度进行定值。

根据确定的利血平的纯度、纯品称样量、定容体积及稀释倍数确定标准溶液的量值。通过使用满足计量学特性要求的测量方法和计量器具,保证标准

物质的量值溯源性。对溶液的均匀性和稳定性进行考察,并对标准溶液的不确定度进行了评定。

2 实验部分

2.1 主要仪器与试剂

高效液相色谱仪:1260型,配有紫外-可见光检测器(VWD);示差折光检测器(RID),蒸发光散射检测器(ELSD),美国安捷伦科技仪器公司。

电子天平:最大称量52g,分度值0.001mg,瑞士梅特勒-托利多公司;

容量瓶:100mL,1 000mL,A级,经检定合格后使用;

移液管:10mL,A级,经检定合格后使用。

利血平:纯度99.4%,化学品,国家标准物质信

息中心。

甲醇:HPLC级,霍尼韦尔(Honeywell)(中国)有限公司,。

超纯水:实验室自制,符合GB/T 6682-2000规定的一级水标准。

2.2 溶液标准物质制备

2.2.1 利血平纯度定值

用液相色谱法(蒸发光散射检测器(ELSD))和液相色谱法(示差折光检测器(RID))两种不同原理的方法对利血平进行纯度测定,用峰面积归一法计算利血平的色谱纯度。

由于样品中水分、灼烧残渣在液相色谱图上不出峰,用色谱面积归一法表示利血平的纯度具有局限性,需要考虑水分和灰分对纯度定值结果影响。

1)液相色谱两种方法的归一法测定数据见表1。

表1 液相色谱两种方法测定结果

方法	测量结果(%)						平均值(%)	标准偏差(%)
	1	2	3	4	5	6		
ELSD	99.51	99.49	99.51	99.50	99.50	99.50	99.502	0.007 53
RID	99.48	99.40	99.42	99.42	99.35	99.38	99.408	0.044 01

根据GB 8170-1987的规定对定值数据进行修约,并按JJF 1006-1994的规定进行数据的统计处理^[2],通过统计计算得到液相色谱归一法测定的利血平粉末的纯度为99.499%。

2)利血平粉末中微量水分测试

依据标准GB/T 6283-2008《化工产品中水分含量的测定卡尔·费休法(通用方法)》,对利血平粉末进行水分含量测试^[3]。利血平粉末中水分测定结果见表2。

表2 利血平粉末中水分测定结果

方法	水分测定结果(%)					平均值(%)	标准偏差(%)
	1	2	3	4	5		
卡尔·费休法	0.032	0.031	0.028	0.035	0.031	0.0314	0.002 51

3)利血平粉末灼烧残渣测试

依据标准GB/T 7531-2008《有机化工产品灼烧

残渣的测定》,对利血平粉末进行灼烧残渣测试^[4]。利血平粉末中灼烧残渣测定数据见表3。

表3 利血平粉末中灼烧残渣测定结果

方法	灼烧残渣测定结果(%)					平均值(%)	标准偏差(%)
	1	2	3	4	5		
灼烧法	0.028 1	0.030 0	0.031 3	0.028 1	0.029 4	0.029 4	0.004 69

4)利血平粉末的纯度值确定

利血平的纯度为:(100%-水分-灼烧残渣)×色

谱纯度,即:

$$(100\% - 0.031\% - 0.029\%) \times 99.499\% = 99.44\%$$

2.1.2 利血平/甲醇水溶液标准物质的配制

精确称量 10.14mg 利血平粉末样品, (纯度为 99.44%) 于 100mL 容量瓶中, 用甲醇水 (80:20, V:V) 溶解, 将其置于 20℃ 的恒温水浴中, 用 20℃ 的的甲醇定容至刻度, 该溶液浓度为 100.83ng/μL; 用移液管准确移取浓度为 100.83ng/μL 的利血平溶液 10mL 到 1 000mL 的容量瓶中, 并用甲醇水稀释, 定容至标线, 充分摇匀, 防止 48h 后熔封于 5mL 安瓿瓶中对封装好的标准溶液进行均匀性检验、稳定性考察。该溶液的质量浓度定值结果为 1.01ng/μL。

3 利血平/甲醇水溶液标准物质均匀性检验

依据 JJF 1006-1994《一级标准物质技术规范》的规定, 从 450 个分装单元中随机抽取 16 个单元进行均匀性检验。在相同条件下, 用液相色谱法进行测定, 每个单元连续检测 3 次, 记录其峰面积。对峰面积数据采用方差分析法进行统计处理, 通过比较组间方差和组内方差来判断各组测量值之间是否存在显著性差异, 如果两者的比值小于统计检验的临界值, 则认为样品是均匀的。均匀性检验数据见表 4。

表 4 1.01ng/μL 的利血平/甲醇水溶液标准物质的均匀性检验数据表

单元数	液相色谱峰面积测定值			平均值
1	70.0	69.9	70.0	70.0
2	69.9	69.5	69.8	69.7
3	70.2	69.7	69.7	69.9
4	69.8	69.7	69.7	69.7
5	69.5	69.5	70.0	69.7
6	69.7	69.4	69.4	69.5
7	69.4	69.5	69.7	69.5
8	69.9	69.5	69.9	69.8
9	69.8	69.6	69.9	69.8
10	69.8	69.7	69.6	69.7
11	70.1	69.8	69.8	69.9
12	69.6	69.8	69.9	69.8
13	69.7	69.7	69.9	69.8
14	69.4	69.9	69.8	69.7
15	69.4	69.7	69.5	69.5
16	69.6	69.6	69.8	69.7

根据表 4 数据计算得, $F = 1.49$ 。置信概率 P 为 95% 时, $\alpha = 0.05$, 由 F_{α} 数值表可知 $F_{(0.05, 15, 32)} = 1.97$ 。由统计结果可知 $F < F_{\alpha}$, 因此研制的标准溶液是均匀的。

4 利血平/甲醇水溶液标准物质稳定性考察

为了评价标准物质的稳定性, 在贮存期间对标准物质进行稳定性考察。按照 JJF 1343-2012《标准物质定值的通用原则及统计学原理》的要求, 用回归曲线法进行稳定性监测结果的判断^[5]。即以时间为 X 轴, 浓度值为 Y 轴, 拟合成一条直线, 直线的斜率为 β_1 , 对于稳定的标准物质, β_1 的期望值为零, 即直线斜率和零没有显著性差异时, 标准溶液候选物在考察时间内是稳定的。

本研究对利血平标准溶液进行了为期 14 个月的稳定性考察, 利血平/甲醇水溶液的稳定性考察结果见表 5。

表 5 利血平/甲醇水溶液稳定性考察结果

时间(月)	浓度测定结果 (ng/μL)
0	1.016
1	1.039
3	1.065
6	1.015
10	1.016
14	1.037

斜率 $\beta_1 = 0.000\ 737$, 斜率的标准偏差 $s(\beta_1) = 0.000\ 792$

$t_{0.95, 4} \cdot 2.78 \times 0.000\ 792 = 0.002\ 2$, 有 $|\beta_1| < t_{0.95, n-2} \cdot s(\beta_1)$, 因此, 斜率不显著, 在考察期内没有观察到不稳定性。

5 标准物质定值

由于标准溶液的配制采用重量-容量法, 根据利血平的纯度值、利血平称取的质量和溶液定容体积确定其特性量值。该标准溶液的准确浓度按式 (1) 计算

$$C_i = \frac{m_i \times q_i}{V} \quad (1)$$

式中, C_i ——溶质利血平的浓度, mg/L, 同 $\text{ng}/\mu\text{L}$;
 m_i ——利血平粉末的质量, mg; q_i ——利血平粉末的
 纯度, %; V ——溶液的体积, L。

由式(1)计算得利血平/甲醇水溶液的定值结
 果为 $1.01 \text{ ng}/\mu\text{L}$ 。

6 不确定度评定

标准溶液量值的不确定度主要来源于以下几个
 方面^[6,7]:

- 1) 溶液配制过程引入的不确定度 u_1 ;
- 2) 溶液的不均匀性引入的不确定度 u_2 ;
- 3) 溶液稳定性引入的不确定度 u_3 。

6.1 溶液配制过程引入的不确定度 u_1

由式(1)知, 溶液配制过程中引入的不确定度
 主要由天平称量引入、溶液体积引入和利血平纯度
 引入的不确定度三部分组成。

6.1.1 天平称量的相对标准不确定度 u_{B1}

称量 10.14mg 利血平溶质引入的不确定度: u_{B1}
 $= 0.89\%$ 。

6.1.2 体积引入的相对标准不确定度 u_{B2}

体积引入的相对标准不确定度 u_{B2} 来源, 主要由
 三部分组成: 一是容量瓶本身引入的不确定度, 二是
 溶液温度与容量瓶校准时的温度不同所引入的不确
 定度, 三是移液管本身引入的不确定度。

$1.01\text{ng}/\mu\text{L}$ 利血平/甲醇水溶液体积引入的相
 对标准不确定度: $u_{B2} = 0.172\%$ 。

6.1.3 溶质利血平的纯度测定的相对标准不确定 度 u_{A1}

利血平纯度测定的不确定度来源主要有三部分,
 一是液相色谱测量的不确定度, 其二是水分测定的
 不确定度; 其三是灼烧残渣不确定度。利血平纯
 度测定引入的不确定度: $u_{A1} = 0.387\%$ 。

上述分量各不相关, 合成得到 $1.01\text{ng}/\mu\text{L}$ 利血
 平/甲醇水溶液配制过程引入的不确定度为 0.986% 。

6.2 利血平/甲醇水溶液的不均匀性引入的不确定 度 u_2

根据物质不均匀性所引起的标准偏差 S_H 的计
 算得到 $1.01\text{ng}/\mu\text{L}$ 利血平/甲醇水溶液不均匀性引
 入的不确定度: $u_2 = 0.106\%$ 。

6.3 利血平/甲醇水溶液稳定性引入的相对不确定 度 u_3

参照 JJF 1343-2012 的要求, 溶液的不稳定性

引入的不确定度可以通过下式计算, 即

$$u_s = s(\beta_1) \cdot X$$

式中: $s(\beta_1)$ —— β_1 的标准偏差, 为 $0.000\ 792$; X ——
 给定的保存期限, 在此处为 12 个月。

$1.01\text{ng}/\mu\text{L}$ 利血平/甲醇水溶液稳定性引入的
 不确定度: $u_3 = 0.92\%$ 。

6.4 合成标准不确定度

以上分量各不相关, 计算合成标准不确定度 u_c
 $= \sqrt{u_1^2 + u_2^2 + u_3^2}$, 置信水平 $P = 95\%$ 时, $k = 2$, 相对扩展
 不确定度 $U = k \cdot u_c (k = 2)$, 把上述各分量列表见表 6。

表 6 $1.01\text{ng}/\mu\text{L}$ 利血平/甲醇水溶液的不确定度

不确定度来源	代号或公式	数值/%
溶液配制过程引入	u_1	0.986
溶液不均匀性引入	u_2	0.106
溶液稳定性引入	u_3	0.920
合成相对不确定度	$u_c = \sqrt{u_1^2 + u_2^2 + u_3^2}$	1.353
相对扩展不确定度	$U = k u_c (k = 2)$	2.7

因此, $1.01\text{ng}/\mu\text{L}$ 利血平/甲醇水标准溶液的相
 对扩展不确定度 $U = 3\%$, ($k = 2$)。

7 结束语

本项目研制的浓度为 $1.01\text{ng}/\mu\text{L}$ 利血平/甲醇
 水溶液标准物质经过均匀性检验和稳定性考察, 证
 明用称量-容量法配制的这种浓度的利血平/甲醇
 水溶液标准物质均匀, 量值准确可靠, 其稳定性良
 好, 定值的相对扩展不确定度 $U = 3\% (k = 2)$ 。

参考文献

- [1] GB/T 1317-2011, 液相色谱-质谱联用仪校准规范[S].
- [2] JJF 1006-1994, 一级标准物质技术规范[S].
- [3] GB/T 6283-2008, 化工产品中水分含量的测定卡尔·
 费休法(通用方法)[S].
- [4] GB/T 7531-2008, 有机化工产品灼烧残渣的测定[S].
- [5] JJF 1343-2012, 标准物质定值的通用原则及统计学原
 理[S].
- [6] 国家质量技术监督局计量司组编. 测量不确定度评定
 与表示指南[M]. 北京: 中国计量出版社, 2005.
- [7] 刘智敏. 测量不确定度手册[M]. 北京: 中国计量出版
 社, 1997.

测量不确定度的发展和应用研究

陈怀艳 曹芸 韩洁

(北京航天飞行控制中心,北京 100094)

摘要 测量不确定度是表征赋予被测量的量值分散性的非负参数,是与测量结果相关联的参数,是对测量结果质量的定量表征,表明测量结果量值的可信程度。测量不确定度适用于各种准确度要求的各类科学技术与工程测量领域。测量不确定度的理论与应用研究逐步深化,正如国际单位制单位已经与各种测量紧密结合并在全世界普遍使用一样,测量不确定度必将在测量领域发挥更大的作用。测量不确定度的推广应用是一项具体而又艰巨的技术基础工作,涉及领域多、技术难度大,应得到足够重视。本文综述了测量不确定度概念、发展动态、主要评定方法、推广应用的必要性和对策。

关键词 测量不确定度 GUM法 MCM法 发展和应用

Research on Development and Application of Measurement Uncertainty

CHEN Huai-yan CAO Yun HAN Jie

(Beijing Aerospace Control Center, Beijing 100094)

Abstract Measurement uncertainty is a non-negative parameter characterizing the dispersion of the quantity values being attributed to a measurand, and it is associated with the measurement result and is the quantitative expression for the quality of the measurement result. Measurement uncertainty indicates the reliability of the measured values. Measurement uncertainty applies to all kinds of the measurement fields including science, technology, and engineering. The research on theory and application of measurement uncertainty have continuously been deepened. As the International System of Units has been closely linked with measurement and used all over the world, measurement uncertainty will play an important role in the measurement fields. The spread of measurement uncertainty is a specific and hard and basic work, which is involved in many fields and is difficult, and then it should be paid attention. This article gives a good overview about development and application.

Key words Measurement uncertainty GUM MCM Development and application

1 引言

测量是指通过实验获得一个或多个量值并由此对量合理赋值的过程。受测量设备、测量程序、操作

者技能、环境以及其他因素的影响,没有测量是绝对准确的,测量结果存在测量不确定度。当我们对被测量进行测量时,得到的量值仅仅是被测量的估计值。完整的测量结果,应包括被测量的估计值及其

测量不确定度的说明。

测量不确定度是根据所用到的信息,表征赋予被测量的量值分散性的非负参数。它是对测量结果量值的质量的定量表征,表明测量结果的量值的可信程度和不可确定程度。两个同样的测量值,如果与之相关联的测量不确定度不同,则两个测量值的可信度是不同的。

由于测量的不完善和人们的认识不足,测量值是具有分散性的,表现在以下方面。

1) 每次得到的测量值不是同一个值,而是以一定概率分散在某个区间内的许多值;

2) 假设测量结果已经对所有已认识的重要的系统影响进行了修正,但对系统影响的不完全补偿使得修正值也具有分散性;

3) 有可能测量结果中存在系统误差,但是我们不能确切知道其值,认为它以某种概率分布存在于某个区间内,这种概率分布也具有分散性。

测量结果的不确定度反映了对被测量值的认识不足。对已经认识的系统影响进行修正后的测量结果仍然只是被测量的估计值,因为还存在着由于随机影响引起的不确定度和由于对系统影响修正不完全而引入的不确定度。测量结果即使具有很大的不确定度,仍可能非常接近被测量的值。因此不应把测量不确定度与剩余的未知误差混淆。当然,对尚未认识的系统影响不可能在测量结果的不确定度评定中考虑到,但其对误差有贡献,所以要获得可靠的不确定度评定应努力识别各种影响,确保合理性。

测量不确定度关于测量值分散性的评定基于数理统计和概率论知识,主要用标准偏差和标准偏差的倍数或说明了包含概率的包含区间表征。测量值是随机变量,在概率论中标准偏差是表征随机变量分散性的特征参数,因此测量不确定度用标准偏差表征,以表征测量值的分散性。在实际使用中,用标准偏差的估计值来表征;同时为了知道测量结果的置信区间,规定测量不确定度也可用标准偏差的倍数或说明置信水平的区间半宽度来表征。为了区分这两种不同表征方法的测量不确定度,分别用标准不确定度和扩展不确定度这两个术语表示。

例如:当通过测量得到被测量的质量的量值为500g,分析评定得到其扩展不确定度为1g($k=2$)时,则测量结果可以表示为: $m=500\text{g}, U=1\text{g}(k=2)$ 。我们就可以知道被测量的质量在 $(500 \pm 1)\text{g}$ 区间内。该区间表明了测量结果量值的不可确定的范

围, $k=2$ 表明被测量值在该区间内的概率约为95%(称包含概率,表明了可信的程度)。这样的测量结果比仅给出500g提供了更多的有用信息。

2 测量不确定度的发展动态

2.1 国际动态

测量不确定度的概念及其评定和表示方法,是计量科学的一个新进展。它是误差理论发展的产物,目的是为了澄清一些模糊的概念和便于实际使用。在过去很长一段时间内,测量数据的评价存在不同程度上的分歧和混乱。一是概念不清。在给出测量结果的误差时,往往实际上是根据误差分析给出一个测得值不能确定的范围,有时又把把这个范围称为准确度,其实这是与定义不一致的。二是合成方法不统一。在以往的误差分析时,要区分系统误差和随机误差,并将这两种不同性质的误差进行合成,对于合成的方法一直存在分歧,缺乏严格、合理和公认的处理办法。但经过历史的演变,现在国际上一致公认:将描述测得值的分散性或不能确定的范围称为“测量不确定度”,各个不确定度分量的合成一律采用方差合成的方法,测量结果的可信程度不再用测量误差表述^[1]。

从1963年提出测量不确定度概念,到1993年正式发布统一全世界范围关于测量不确定度表示的指导性文件—《测量不确定度表示指南》(Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement,简称“GUM:1993”),整整花费了30年时间。它汇集了世界各国计量学家的经验和智慧,是在与守旧的习惯力量做不懈争辩的过程中诞生的。之后关于测量不确定度的研究得到了不断深化,1995年进行了更正和重新印刷(简称“GUM:1995”);2008年以来,国际不确定度工作组对《测量不确定度表示指南》进行了系统完善,构建了关于测量不确定度的ISO/IEC Guide 98系列国际指南文件,并由ISO/IEC陆续发布。这套文件共分为5个部分和3个补充件,目前第一部分“测量不确定度表示的简介^[2]”、第三部分“测量不确定度表示指南^[3]”、第四部分“测量不确定度在符合性评定中的作用^[4]”、补充件1“用蒙特卡罗法传递概率分布^[5]”和补充件2“具有任意多个输出量的数学模型^[6]”已发布,第二部分“概念和基本原理”、第五部分“最小二乘法的应用”和补充件3“模型化”正在编制中。

2.2 国内动态

世界各国纷纷将 GUM 转化为本国标准或技术规范加以推广应用。我国在 1999 年发布了国家计量技术规范 JJF 1059-1999《测量不确定度评定与表示》,以技术法规形式规定了有关测量不确定度评定与表示的要求,以便与国际接轨。2012 年 12 月改版为 JJF 1059.1-2012《测量不确定度评定与表示》和 JJF 1059.2-2012《用蒙特卡洛法评定测量不确定度》。

1999 年 3 月,总装备部批准发布了 GJB 3756-99《测量不确定度的表示及评定》,对装备研制、试验、生产及使用等各种测量领域的测量不确定度表示及评定方法进行了规定;目前完成的国军标 GJB 3756A《测量不确定度的表示及评定》修订版,增加了指导性并吸纳了国际指南文件中关于基于蒙特卡罗法评定测量不确定度的方法以及应用实例。同时,GJB 2725A《测试实验室和校准实验室通用要求》、GJB 2712A《装备计量保障中测量设备和测量过程的质量控制》、GJB 2739A《装备计量保障中量值的溯源与传递》、GJB 2749A《军事计量测量标准建立与保持的通用要求》、GJB 5109《装备计量保障通用要求 检测和校准》等装备计量基础性标准中,对测量不确定度的应用给出了明确要求。

3 测量不确定度评定方法简介

测量不确定度评定一般包括公式化和计算两个阶段。公式化阶段包括:定义被测量(输出量),识别被测量依赖的输入量,生成使被测量与输入量相关的测量模型,基于已知信息为输入量设定概率分布。计算阶段包括:通过数学模型将输入量的概率分布进行传递以得到输出量的概率分布,利用该概率分布总结得到输出量的估计值、标准不确定度以及在指定包含概率下的包含区间。按照传递方法的不同可以将评定方法分为 GUM 法(不确定度传递律法)和 MCM 法(蒙特卡罗法)等。

3.1 GUM 法

测量不确定度评定的基本方法是 GUM 法,即通过测量模型采用不确定度传递律进行评定的方法^[2]。测量结果的不确定度往往由许多原因引起,对于标准不确定度分量有两类评定方法:A 类评定和 B 类评定。A 类评定是基于在规定的测量条件下测量所得的测量值,用统计分析的方法进行的测量

不确定度分量的评定,用实验标准偏差表征。B 类评定是用不同于 A 类评定方法确定测量不确定度分量的评定,用根据经验或资料及假设的概率分布估计的标准偏差表征。通过不确定度传递律,将测量模型中各输入量的标准不确定度分量合成得到合成标准不确定度。合成标准不确定度乘以包含因子得到扩展不确定度,得到具有一定包含概率的被测量的值的包含区间半宽度。

GUM 法有效应用的基本条件是:测量模型是线性模型、近似线性模型或可以转化为线性模型;对于明显非线性模型,按泰勒级数近似展开且包括主要高阶项,这些高阶项涉及的输入量独立不相关。

3.2 MCM 法

蒙特卡罗法(Monte Carlo method, MCM)是利用对概率分布随机抽样而进行分布传递的方法^[4]。蒙特卡罗法是在建立测量模型、设定输入量概率密度函数的基础上,通过对概率分布随机采样进行分布传递,确定输出量的概率密度函数,从而得到输出量的估计值、标准不确定度以及在指定包含概率下的包含区间,实现对测量不确定度的评定。

当测量模型复杂或输出量概率分布明显不对称,采用 GUM 方法所需的求偏导比较困难或者可能会得出不切实际的包含区间,这时采用 MCM 法进行分布传递是有效的替代方法。由于需要对概率分布进行随机采样,采用蒙特卡罗法进行不确定度评定时,应利用合适的软件(例如 MATLAB)进行计算。蒙特卡罗法应用的有效性范围大于 GUM 方法,因此可以用蒙特卡罗法验证 GUM 方法的有效性。在实际测量中,并不总是能够直接确定 GUM 方法有效应用的条件是否满足,可以分别用 GUM 方法和蒙特卡罗法进行评定,对结果进行比较。如果比较结果令人满意,则 GUM 方法可应用于该场合,并且在以后可用于充分类似的问题;否则使用蒙特卡罗法或其他合适的方法代替。目前蒙特卡罗法已经纳入到修订后的 GJB 3756A 和国家计量技术规范 JJF 1059.2 中。

4 为什么推广应用不确定度

4.1 以科学合理和完整的信息给出测量结果

当完成测量时,应该给出测量结果。如果给出测量结果时未给出其可信程度或可信的范围,这种测量结果是不完整的。因为测量结果是否有用,很

大程度上取决于其可信程度,它是测量结果质量的描述。

如何给出完整的测量结果?

在《测量不确定度表示指南》推出之前,我们曾经长期用测量误差(与测量相关的系统误差和随机误差),与被测量的最佳估计值一起来表示对被测量的了解程度,用“误差分析”的方式把测量结果表示为被测量的最佳估计值以及系统误差和随机误差的信息。

《测量不确定度表示指南》是把测量结果表示为被测量的最佳估计值及其相关联的测量不确定度。它是基于可比较的立足点,把系统误差和随机误差都考虑在内,提炼了以前误差分析中给出的信息,通过测量不确定度的概念放在了概率基础上,使得定量描述测量质量成为可能。这种方法基于以下观点,即对系统影响的不完全补偿所引起的误差是不可能准确知道的,由随机影响引起的不确定度分量与对系统影响修正不完善引起的不确定度分量之间没有内在的差别。

目前测量领域有关术语使用不规范。测量领域常用“测量准确度”、“测量精密性”、“测量正确度”、“测量误差”、“测量不确定度”,“最大允许误差”、“示值误差”等术语,其中“测量准确度”、“测量精密性”、“测量正确度”、“测量误差”、“测量不确定度”都是描述测量结果的术语,“最大允许误差”、“示值误差”是描述测量仪器特性的术语。每个术语的含义不同,应用场合不同,不能误用和混淆。值得一提的是,“测量准确度”是测量值与被测量的真值之间的一致程度,它是概念性的术语,用于定性表示一致程度,不给出有数字的量值。目前习惯用语“精度”和“精确度”,国际上没有对应的英语术语,应该明确其含义后使用。一些情况下指的是系统误差的估计值,应该称为“测量偏差”;一些情况指的是结果值的不可确定程度,应该称为“测量不确定度”;一些情况指的是测量值与被测量的真值之间的一致程度,应该称为“测量准确度”。

在这些术语中,尤其要注意“测量不确定度”与“测量误差”,二者是完全不同的术语,含义不同,用在不同场合,不能混淆和误用。测量误差表示测量结果的量值与真值之差(此时测量误差不可知),或与其他参考量值之差(如果参考量值是约定量值,或是可忽略测量不确定度的测量标准给出的标准值时,测量误差可知;当测量不确定度不可忽略时,测

量误差不可知;可见,二者也是有联系的,与标准值作为参考量值进行比较时,首先要评定该值的不确定度),它不是任何场合都可知并能定量表示的术语。而测量不确定度是一个量化的可信度,反映的是对被测量的不完全认识程度,所以建立在统计学基础上的测量不确定度评定方法更为科学合理。所以,现在国际上约定的做法是用测量不确定度来表示测量的质量。测量结果有不确定度说明时,才是完整的和有意义的。

4.2 测量不确定度已经是当前国际上评价测量结果的约定做法

测量不确定度使全世界不同国家、不同地区、不同学科以及工程、工业等领域,在评价测量结果时具有一致的含义,便于理解、交流和比对,它对推动科技进步和促进国际交流具有重要意义。因此,用统一的准则对测量结果及其质量进行评定和表示是与国际接轨的需要。当前,国际军事交往也越来越频繁,军事装备的技术指标和测量结果的描述中,推广使用测量不确定度也是势在必行。

测量不确定度是与任何测量都关联的一个通用概念,并被用于专业的判断过程,也用于许多领域的特征判断,可以是理论上的、也可以是实验性的。随着工业生产中应用的容限(tolerances)要求越来越高,当评价容限的符合性时测量不确定度的作用越来越重要。在质量评价和质量标准中,测量不确定度都扮演着中心角色^[4]。

不确定度小的测量结果,其可信度高,相应地其使用价值高,给测量结果的使用者带来的风险小。比如,在符合性评定中,若测量过程没有不确定度,处在区间之内的被测量值称为符合,否则称为不符合。由于测量不确定度的存在,使得判定与指标极限的符合性具有误判的风险。误判有两类:实际上不符合的判定为符合,被接受,称为“用户风险”;实际上符合的判定为不符合,被拒绝,称为“生产者风险”,生产者和用户间的风险平衡成为必要。在医疗诊治中,仪器的测量结果不可靠,就会使人体承受过大或过小的药量或放射剂量,过大时可能造成死亡,过小时则达不到治疗目的。在航天系统中,时间频率校准的不确定度大可能使定轨不准,推进剂质量测量的不可靠可能会使发射失败。装备研制过程中能量测量不可靠,有可能影响装备效能。由测量结果得出的结论还可能成为决策的重要依据,所以认识测量质量的重要性、进行测量数据的评价、合理

使用测量不确定度成为必要。

5 测量不确定度的推广应用对策

测量不确定度适用于各种准确度等级、从基础研究到商业的各种测量^[3]。包括:生产中的质量控制和质量保证;遵守与执行法律和法规;在科学技术和工程领域中进行的基础研究、应用研究和开发工作;通过国家计量体系,为溯源到国家测量标准而进行的标准装置和仪器的校准以及进行的测试;国际和国家物理参考标准(包括参考标准物质)的研制、保存和比对;也适用于实验、测量方法、装置和系统的设计和理论分析。在装备全寿命过程中。测量不确定度适用于需要给出或使用测量结果的量值及其测量不确定度的各种测量领域,

测量不确定度尽管在计量领域得到一定应用,但评定质量参差不齐,而在科学研究、工程测量等其他领域应用很少。测量不确定度评定的质量和实用性主要取决于认识的程度、细致的分析和对该值有贡献的影响量考虑的齐全性^[3],因此要求评定人员对测量方法、原理、程序、系统等与测量结果相关的知识有深入的了解,具备一定的数理统计和概率论知识,具备周密的思考和专业的技巧。

5.1 加强《测量不确定度的表示及评定》技术法规和知识的培训

1) 培训对象应广泛。测量不确定度培训对象应包括装备论证、研制、使用、试验、保障等与测量相关人员;

2) 培训形式应多样。在计量检定员、内审员、主考员、评审员以及装备和仪器设备培训班上强化测量不确定度知识培训;采取知识短训班、标准宣贯班、专题研讨等形式加大相关知识培训力度;

3) 培训内容应全面。测量不确定度的评定基于数理统计和概率论知识,因此国际不确定度工作建议,测量不确定度 ISO/IEC Guide 98 应该与 ISO/IEC Guide 99 计量术语(VIM)、ISO 3534 统计和概率论联合使用。首先是术语,尤其要强化与测量、测量结果、测量设备的特性有关的术语培训,指导测量人员必须理清“测量准确度”、“测量误差”、“测量不确定度”、“最大允许误差”、“示值误差”等概念及其关系,才能真正地理解和应用测量不确定度;二是概率和数理统计基本知识;三是测量不确定度表示及评定方法;四是典型评定示例。

5.2 积极推动测量不确定度在装备全寿命过程中的应用

加强对 GJB 5109《装备计量保障通用要求 检测和校准》标准宣贯,加大对装备论证人员、使用人员以及承制方的宣传力度,推动科技与工程测量领域的技术法规对 GJB 3756《测量不确定度的表示及评定》的引用以及对测量不确定度的要求,促进测量不确定度在装备论证、研制、生产、试验、使用等过程中测量领域的应用。一是在给出测量结果时,同时给出其测量不确定度,用测量不确定度评价测量结果的质量。二是当项目立项、设计或试验前,需要提出预期的“目标不确定度”;在项目方案论证时,要对可能导致不确定度的来源进行分析与评估,进行测量不确定度预估,确定方案的可行性;当项目完成后,要根据不确定度分析与评定给出测量结果的不确定度。

5.3 深入开展测量不确定度理论和应用研究,加强标准和知识体系建设

1) 继续跟踪测量不确定度有关国际标准进展,做好标准转化。《测量不确定度表示指南》系列文件汇集了世界各国计量学家的经验和智慧,要尽快跟踪转化并编译指导书籍;

2) 编制实用培训教材。集中专家智慧,选取常用测试系统和各专业典型参数测量实例,进行测量不确定度评定,编制水平较高、内容较全面、理论和实际应用俱佳、包含各专业示例的不确定度评定的实用培训教材,便于计量和测量人员随时学习查阅;

3) 加强学科知识体系建设与教学。在院校测量专业和计量测试专业深化测量不确定度知识体系建立,强化测量不确定度的教学。国际不确定度工作组也建议,希望更多的大学院系课程包括测量不确定度模块,以便新一代学生可以更好地理解和给出与被测量值相关联的不确定度表述,从而提高测量满意度;

4) 进一步加强 GUM 法和 MCM 法等不确定度评定方法的应用研究和动态测量不确定度评定理论研究,深化和拓展测量不确定度的应用。

6 结束语

正如国际单位制单位已经与测量紧密结合并在全世界普遍使用一样,测量不确定度必将会逐步推广,在科学、工程技术、商贸、工业等涉及测量的领域

发挥更大的作用。因此不仅要在计量领域深化研究与应用,还应在科研、工程测量以及装备论证、研制、生产、试验、使用等过程中加大推广应用力度。测量不确定度的推广应用是一项艰巨而又具体的技术基础工作,涉及领域多、技术难度大,应得到足够重视,但也要有足够的信心和耐心,持续推进。

参考文献

- [1] 叶德培. 测量不确定度理解评定与应用[M]. 中国质检出版社, 2013.
- [2] Guide 98-1, Uncertainty of measurement Part 1: Introduction to the the expression of uncertainty in Measurement [S]. ISO/IEC, 2009.
- [3] Guide 98-3, Uncertainty of measurement Part 3: Guide to the expression of uncertainty in Measurement (GUM: 1995) [S]. ISO/IEC, 2008.
- [4] Guide 98-4, Uncertainty of measurement Part 4: Role measurement uncertainty in conformity assessment [S]. ISO/IEC, 2012.
- [5] Guide 98-3/Suppl.1, Uncertainty of measurement Part 3/Supplement 1: Propagation of distributions using a Monte Carlo method [S]. ISO/IEC, 2008.
- [6] Guide 98-3/Suppl.2, Uncertainty of measurement Part 3/Supplement 2: Extension to any number of output quantities [S]. ISO/IEC, 2011.

《宇航计测技术》撰稿须知

一、征稿范围

无线电、时间频率、电磁学、电离辐射、化学和光学等计量标准的设计、研制和计量测试技术、仪器仪表的检定维修技术、误差分析及数据处理技术;石英晶体器件的设计和研制、电子技术应用、自动化测量、计量产品介绍、国内外计量信息、计量测试动态及发展趋势等。

二、撰稿要求

1. 文稿应论点明确、数据准确、文字简练、层次清楚,一般为 6 000~8 000 字。文稿请附中英文标题、摘要、主题词、作者姓名、单位名称、所在城市和邮政编码。

2. 标题应精炼准确,一般不超过 20 字;摘要应简明扼要,一般不超过 300 字;主题词 3~8 个。

3. 参考文献应引用最新且公开发表的文献,并按 JB/T 7714-2005《文后参考文献著录规则》编写。

4. 文稿首页页脚处应注明第一作者的主研究方向;属各类基金资助的项目请注明基金项目的名称和编号。请正确法定计量单位。文稿中的图、表和照片应简洁清晰。

5. 第一作者请按照国家保密法和知识产权保护法的规定,填写论文保密审查表,经有关部门签署并加盖公章后寄回编辑部。

6. 稿件经审查后,一般在 40 天内将审查意见函告知作者;未经采用的稿件恕不退还,请作者自留底稿;稿件刊登后,按国家有关规定向作者支付稿酬,并赠送当期样刊。请勿一稿多投。

7. 文稿的著作权属于作者,文责自负。作者若不允许本刊对文稿作文字性及少量内容删改,或不同意将文稿编入本刊加入的数据库和数字图书馆,请在来稿时声明,本刊将做适当处理。

8. 获国家或省、部级基金资助项目的论文,本刊将优先刊登。

欢迎赐稿

《宇航计测技术》编辑部

低噪声封装器件噪声参数不确定度评定

吴爱华 栾鹏 梁法国 刘晨 郑延秋
(中国电子科技集团公司第十三研究所,石家庄 050051)

摘要 本文开展了基于 Maury 公司的 Tuner 和 Agilent 公司 PNA-X 矢量网络分析仪组建的超快噪声参数测量系统的不确定度评定研究工作,通过分析测量系统的输入、输出数据,独立开发了不确定度评定的测量模型,设计了满足国际标准 ISO/IEC98-3 要求的不确定度评定方法,编制了不确定度仿真软件,首次报道了四个噪声参数的不确定度数据,最佳估计值和 95% 概率下得包含区间。

关键词 噪声参数 不确定度评定 蒙特卡洛法 阻抗调配器

Evaluation of Measurement Uncertainty on Noise Parameters of Low Noise Package Device

WU Ai-hua LUAN Peng LIANG Fa-guo LIU Chen ZHENG Yan-qiu

(The 13th Research Institute China of Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050051)

Abstract A study on the evaluation of measurement uncertainty of a super fast noise parameters measurement system, which consists mainly of an automatic impedance tuner produced by Maury Microwave Corporation and Agilent PNA-X VNA equipped with an internal low noise figure measurement receiver, is introduced. This paper gives a thorough analysis of system's input and output data, based on which a new measurement model is developed independently by us, and a new method of evaluating measurement uncertainty is designed according to the international standard of ISO/IEC98-3. A simulation software developed by the authors of this paper is used to obtain the measurement uncertainty data of four noise parameters, giving the best estimated data and probability distribution. It is we reported for the first time.

Key words Noise parameter Uncertainty evaluation Monte Carlo method Automatic tuner system

1 引言

噪声参数的测量在低噪声微波电路设计中和器件特征化中非常重要,多年来许多公司致力于开发商业化的噪声参数测量系统。2009 年美国 Maury 公司和美国 Agilent 共同开发了新一代超快噪声参

数测量系统,相比于传统的噪声参数测量系统速度提高了 100 倍,同时宣称采用了“源端失配修正”噪声测量技术提高了系统测量精度。但是到目前为止,还未见其测量不确定度评定相关报道。

测量不确定度是表征测量结果可靠性的一个重要参数,一个没有不确定度的测量数据严格意义上

不能称作测量结果,其直接导致测量数据被人所质疑,间接上也制约了新一代超快噪声参数测量系统的应用和发展。本文详细分析了贡献于噪声参数测量的各种影响因素,基于最新的不确定度评定方法——蒙特卡洛法,给出了满足国际标准的噪声参数不确定度评定结果。

2 噪声参数不确定度评定理论

2.1 国际标准符合性问题

2008年,国际标准化组织正式颁布了ISO/IEC 导则98-3系列标准。其中,包括《用蒙特卡洛法传播概率分布》^[1],MCM扩大了测量不确定度评定与表示的适用范围,特别适用于不宜对测量模型进行线性化等近似的场合和输出量的概率密度函数(PDF)较大程度地偏离正态分布或 t 分布(例如分布明显不对称的场合)。

噪声参数的测量原理决定了噪声参数的只能采用MCM进行不确定度评定,多年来国际上对噪声参数不确定度的评定工作^[2,3]也都采用MCM方法,对比标准的要求,目前公开报道的方法存在以下的不足。

1) 公开报道中只给出了标准不确定度,没有给出MCM要求的最佳估计值,以及对应包含概率下的包含区间(最短包含区间或者对称包含区间);

2) 在不确定度的实际应用中,主要是使用标准不确定度或扩展不确定度,且ISO/IEC 导则98-3补充附录1中阐明,可以采用MCM法给出标准不确定度,但是现有的方法中只采用MCM法评定了B类不确定度,其设计思想还停留在GUM领域;

3) 由MCM的基本原理可知,输出量概率分布的准确性是保证评定不确定度的先决条件,为了保证被测量概率分布的置信度达到95%,标准中规定有效仿真次数最小达到100万次,现有的仿真次数多数根据自己的试验经验,缺乏数学概率统计科学性判断;

4) 测量不确定度必须是在相同的包含概率下,才有可比性,现有的方法没有给出包含概率,给不确定度的应用带来了不便;

5) 由于商业噪声参数测量系统测量模型保密性导致评定难度较大,所以公开的文献更多的是针对自己搭建的测量系统,导致其方法应用范围相对较窄。

2.2 系统组成以及设置

我们的研究对象是具有代表性的新一代超快噪声参数测量系统,如图1所示,系统包括Agilent公司生产的带有噪声选件(H29)的PNA-X矢量网络分析仪、346C噪声源和Maury公司生产的MT982BU阻抗调配器以及测量电缆,软件选择的是Maury公司ATS521,以及为了方便测量低噪声器件,我们自己研制了封装器件测试夹具和提高测量信号信噪比的前置放大器。

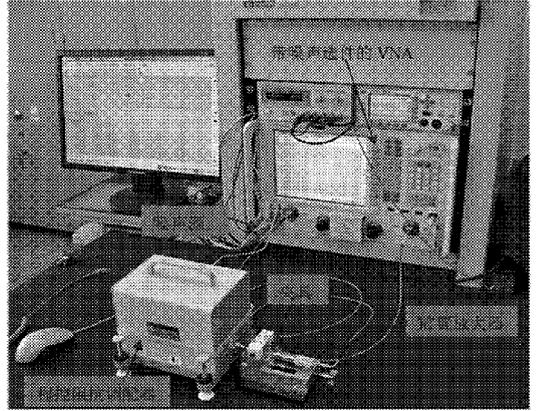


图1 新一代超快噪声参数测量系统实物图

2.3 建立测量模型

新一代超快噪声参数测量系统噪声参数测试的基本原理正是基于式(1)的函数关系(也叫做噪声参数方程)^[4,5]。通常测量22个不同源阻抗状态的噪声系数,组成超定系统方程,利用最小二乘法求解获取噪声参数测量数据^[6]。

$$F = F_{\min} + 4r_n \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{\text{opt}}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2) \times |1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2} \quad (1)$$

式中: F ——对应 Γ_s 的噪声系数; F_{\min} ——最小噪声系数; r_n ——噪声电阻; Γ_s ——源反射系数; Γ_{opt} ——最佳源反射系数(最小噪声系数对应的源反射系数)。

器件的四个噪声参数分别为最小噪声系数;噪声电阻;最佳源反射系数的幅值和相位。为了方便使用MCM评定噪声参数不确定度,必须使用数学换元法将噪声参数方程转化为多元一次线性方程,以便于采用最小二乘法实现输入量概率分布的传播。设

$$W_1 = (F_{\min} - 1) T_0 (|S_{11}^{\text{DUT}}|^2 - 1) + \frac{4T_0 r_n |1 - S_{11}^{\text{DUT}} \Gamma_{\text{OPT}}|^2}{|1 + \Gamma_{\text{OPT}}|^2}$$

$$W_2 = (F_{\min} - 1) T_0 + \frac{4T_0 r_n |\Gamma_{\text{OPT}}|^2}{|1 + \Gamma_{\text{OPT}}|^2}$$

$$W_{12} = S_{11}^{\text{DUT}} (F_{\min} - 1) T_0 \frac{4T_0 r_n \Gamma_{\text{OPT}}^* (1 - S_{11}^{\text{DUT}} \Gamma_{\text{OPT}})}{|1 + \Gamma_{\text{OPT}}|^2}$$

式中: S_{11}^{DUT} ——被测件的输入端反射系数; T_0 ——标准噪声温度, 一般等于 290K。

因此, 噪声参数方程经过数学换元法, 转化成如下线性一次方程, 我们将其称之为等效噪声参数方程, 并作为噪声参数测量不确定度评定的测量模型

$$P_{\text{out},i}^{c(h)} = \frac{|S_{21}^{\text{DUT}}|^2}{1 - |\Gamma_{2,i}^{c(h)}|^2} \left[\frac{1 - |\Gamma_{s,i}^{c(h)}|^2}{|1 - \Gamma_{s,i}^{c(h)} S_{11}^{\text{DUT}}|^2} P_{\text{in},i}^{c(h)} + kB \left| \frac{\Gamma_{s,i}^{c(h)}}{1 - \Gamma_{s,i}^{c(h)} S_{11}^{\text{DUT}}} \right|^2 W_1 + 2kB \text{Re} \left(\frac{\Gamma_{s,i}^{c(h)} W_{12}}{1 - \Gamma_{s,i}^{c(h)} S_{11}^{\text{DUT}}} \right) \right] \quad (2)$$

式中: k ——波尔兹曼常数, 为 1.38×10^{-23} , 单位为 J/K; B ——接收机噪声带宽, 单位为 Hz, (在某一次测量中, 也是常数)。

3 不确定度评定方法

作为方法设计的难点, 就是无法获得噪声参数算法。我们采用黑盒子的设计思想, 通过梳理软件的输入数据, 设计合理的噪声参数求解算法, 获得最终的测试结果。

首先, 分析了测量系统软件 AT521 测量获得的数据。

1) 噪声源输出端的冷、热两态的反射系数 ($\Gamma_{ns}^{c(h)}$), 一共 2 个;

2) 输入网络在调配器每一个调配状态下的散射参数 ($S^{\text{Net},i}$), 一共 88 个参数;

3) 被测件的 S 参数 (S^{DUT}), 一共 4 个;

4) 接收机输入反射系数 (Γ_{rec}), 1 个; 接收机测量的被测件输入端的噪声功率 $P_{\text{in},i}^{c(h)}$, 44 个; 被测件输出端的噪声功率 $P_{\text{out},i}^{c(h)}$, 考虑到噪声源冷热两态, 44 个; 一共 89 个;

5) 环境温度, 噪声源的 ENR, 共 2 个。

综上所述, 测量系统每一组噪声参数测量影响量包括 185 个。

3.1 输入数据分类

在等效噪声参数方程中, W_1, W_2, W_{12} 称为等效噪声参数, 也是待求量。其余的为已知量。不确定度评定的过程, 简言之就是将已知量的概率分布通过测量模型传播到未知量。依据 MCM 评定不确定度原理, 需要首先获得测量模型中已知量的期望和标准偏差, 为了方便叙述, 将已知量分为两类, 其中

可以从测量系统直接测得的参数的称为直接输入量, 即方程中 S_{21}^{DUT} 和 S_{11}^{DUT} ; 将方程中 $\Gamma_{s,i}^{c(h)}, \Gamma_{2,i}^{c(h)}, P_{\text{in},i}^{c(h)}$ 和 $P_{\text{out},i}^{c(h)}$ 称为间接输入量。但是, 间接输入量的期望和标准偏差的计算需要除 $S_{21}^{\text{DUT}}, S_{11}^{\text{DUT}}$ 之外更多的直接输入量 (包括其期望和标准偏差) 方可得到, 因此需要从测量系统测量更多的与上述间接输入量相关的直接输入量。

3.2 计算方法

直接输入量可从测量系统中直接测量, 但是测得的结果并不能直接利用, 将此测量结果作为直接输入量各自的期望值, 再根据 GUM 法得到其对应的标准偏差。

直接输入量包括: 被测件的 S 参数 (包括 $S_{21}^{\text{DUT}}, S_{11}^{\text{DUT}}$ 在内)、阻抗调配器的 S 参数、噪声源的反射系数、被测件输入端、输出端的指示噪声功率、环境温度、噪声源超噪比以及其它物理量等。

间接输入量期望和标准偏差的计算, 需要上一步中得到的直接输入量的期望值和标准偏差以及相应的测量模型, 利用 MCM 法获得间接输入量 $\Gamma_{s,i}^{c(h)}, \Gamma_{2,i}^{c(h)}, P_{\text{in},i}^{c(h)}$ 和 $P_{\text{out},i}^{c(h)}$ 的期望值和标准偏差, 如下

$$\Gamma_{s,i}^{c(h)} = S_{22,i}^A + \frac{S_{21,i}^A S_{12,i}^A \Gamma_{ns}^{c(h)}}{1 - S_{11,i}^A \Gamma_{ns}^{c(h)}} \quad (3)$$

$$\Gamma_{2,i}^{c(h)} = S_{22}^{\text{DUT}} + \frac{S_{21}^{\text{DUT}} S_{12}^{\text{DUT}} \Gamma_{s,i}^{c(h)}}{1 - S_{11}^{\text{DUT}} \Gamma_{s,i}^{c(h)}} \quad (4)$$

$$P_{\text{in},i}^{c(h)} = \frac{P_{\text{REV},i}^{1,c(h)} (T_H - T_C) kB}{(P_H - P_C) (|1 - \Gamma_{\text{REV}} \Gamma_S|^2)} \left[\frac{|1 - S_{11}^A \Gamma_{ns}^{c(h)}|^2}{(1 - |\Gamma_{ns}^{c(h)}|^2) |S_{21}^A|^2} \right] \quad (5)$$

$$P_{\text{out},i}^{c(h)} = \frac{P_{\text{REV},i}^{2,c(h)} (T_H - T_C) kB}{(P_H - P_C) (|1 - \Gamma_{\text{REV}} \Gamma_S|^2)} \left[\frac{|1 - S_{11}^A \Gamma_{ns}^{c(h)}|^2}{(1 - |\Gamma_{ns}^{c(h)}|^2) |S_{21}^A|^2} \right] \quad (6)$$

3.3 利用最小二乘法求解等效噪声参数方程

通过 MCM 法生成直接输入量和间接输入量的一系列的随机数值, 这些随机数值反映的是他们的分布情况。每一次仿真得到的 44 个结果称之为为一组数据, 那么需要测量更多组的数据才可以真实反映直接输入量和间接输入量的分布情况, 所以本方法需要 N 次的仿真。按照 ISO/IEC 的标准要求, $N=100$ 万次。采用最小二乘法求解该超定系统方程, 得到 100 万个等效噪声参数 W_1, W_2, W_{12} 的仿真

结果;可以看出最初的仿真数据量是非常巨大的。

3.4 物理边界判定

由于上面的整个推导过程都是基于数学公式的,因此在结果中难免存在物理意义不完善的结果,所以要为 C 步骤中得到的等效噪声参数 W_1, W_2, W_{12} 的仿真结果制定物理边界,保留仿真结果中符合实际物理意义的结果;通常情况下,具体的物理边界条件为: W_1, W_2 均为正值,即噪声是不可能为小于零的数据。这样,等效噪声参数才具有实际的物理意义。通过试验分析,经过物理边界判定之后,通过的仿真数据占 30%左右。因此为了满足标准的要求,实际需要仿真 300 万次以上。

3.5 整理等效噪声参数,求解噪声参数测量不确定度

利用上一步骤中得到的等效噪声参数的最优仿真结果,此最优仿真结果可以反映等效噪声参数的分布情况,采用 MCM 法得到噪声参数 $F_{min}, r_n, \Gamma_{OPT}$, 由于等效噪声参数的最优仿真结果具有很多组,那么得到的噪声参数也应该有很多组,这些数据同样可以反映噪声参数的分布情况。为这些数据结果选择合适的包含因子(一般选择 95%),便可以计算出噪声参数测量不确定度。其中,等效噪声参数 W_1, W_2, W_{12} 与噪声参数 $F_{min}, r_n, \Gamma_{OPT}$ 之间的关系为^[7]

$$F_{min} = \frac{W_2 - |\Gamma_{OPT}|^2 [W_1 + |S_{11}^{DUT}|^2 W_2 - 2Re((S_{11}^{DUT})^* W_{12})]}{T_0(1 + |\Gamma_{OPT}|^2)} + 1 \quad (7)$$

$$r_n = \frac{1}{4T_0} \{ W_1 + |1 + S_{11}^{DUT}|^2 W_2 - 2Re[(1 + S_{11}^{DUT})^* W_{12}] \} \quad (8)$$

$$\Gamma_{OPT} = \frac{\eta}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4}{|\eta|^2}} \right) \quad (9)$$

式中: $\eta = \frac{W_2(1 + |S_{11}^{DUT}|^2) + W_1 - 2Re[(S_{11}^{DUT})^* W_{12}]}{(W_2 S_{11}^{DUT} - W_{12})}$ 。

4 软件设计

采用 Matlab2010B 语言开发设计程序代码,使用基于 MATLAB 环境开发的 GUItool 以及 MATLAB 自带的 GUIDE 工具开发人机交互界面,由于数据仿真数量庞大,对操作系统和硬件要求也比较高。具体为:操作系统基于 Windows 7,64 位操作系统,内存 10G 以上,四核 CPU 主频 3.4G 以上,固态硬盘 10G 以上。本软件工作

流程图如图 2 所示,主要步骤如下。

第一步,系统选项配置包括:最小二乘配置、蒙特卡洛仿真配置和数据导入。

最小二乘配置选项包括:选择方程个数和具体哪几个方程,默认为 44 个方程全选,也可以根据需要可以自己灵活选择;最小二乘配置可做为配置文件导出,或导入现成的配置文件;环境温度分布选择(正态分布或均匀分布);

第二步,结合建立的测量模型进行最小二乘法拟合得到 W 参数,并对结果进行物理边界判定,若未通过判定此次仿真视为无效,若通过判定进行下一步;

第三步,若满足仿真停止条件,则仿真停止,否则回到步骤二;

第四步,利用上述方法得到的 W 参数的期望值和标准偏差,进行蒙特卡洛仿真得到噪声参数的最佳估计值、测量不确定度、给定概率的包含区间。

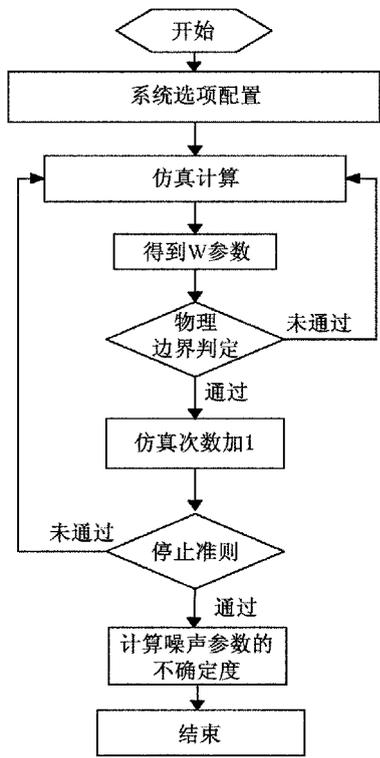


图 2 软件流程图

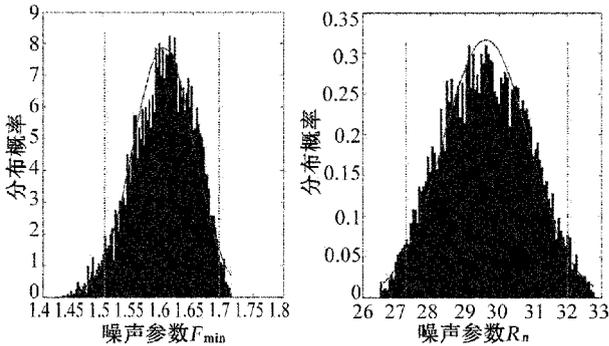
5 试验结果与验证

测量样品为 HP 公司的 AT-42070 低噪声微波功率管,测量条件为 $V_{CS} = 8V, I_C = 10mA$,中频带宽 100Hz,平均数为 16,源反射系数状态数目等于 22。

产品手册给出的指标在 2GHz 频点, 最优噪声系数典型值为 1.9dB, 我们的测量结果为 1.99dB, 测量数据参见表 1。其中第一行是实际测量结果, 第二行是转换结果, 分别是 F_{\min} 表示噪声系数线性值, $\Gamma_{\text{opt_R}}$ 表示最佳源反射系数的实部, $\Gamma_{\text{opt_I}}$ 表示最佳源反射系数的虚部, R_n 为等效噪声电阻。转换结果和第三行仿真结果(由图 3 的四个噪声参数的概率密度函数得到)对比可以看出, 4 个仿真的最佳估计值(噪声参数概率密度函数的期望值)与测量结果非常接近, 从而证明了仿真的效果比较理想。

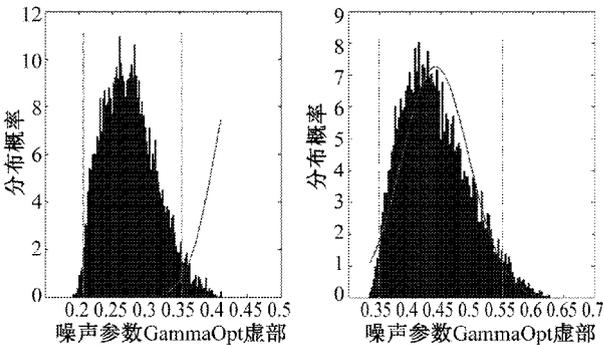
表 1 噪声参数量测量结果

测量结果	F_{\min} (dB)	$\Gamma_{\text{opt_M}}$	$\Gamma_{\text{opt_A}}$	r_n
	1.99	0.514 4	57.40	0.597
转换结果 (线性值)	F_{\min}	$\Gamma_{\text{opt_R}}$	$\Gamma_{\text{opt_I}}$	R_n
	1.58	0.277 2	0.433 3	29.851
仿真结果 (线性值)	F_{\min}	$\Gamma_{\text{opt_R}}$	$\Gamma_{\text{opt_I}}$	R_n
	1.60	0.275 8	0.441 4	29.609



(a) 最小噪声系数线性值

(b) 等效噪声电阻



(c) 最佳源反射系数实部

(d) 最佳源反射系数虚部

图 3 四个噪声参数的 MCM 仿真概率分布图

从噪声参数的概率密度可以计算得到相应的噪声参数不确定度评定数据, 见表 2。从表中可以看到, 最佳估计值于测量结果之差远远小于评定的不确定度, 从而证明测量模型的正确性。

表 2 包含概率为 95% 的噪声参数量不确定度评定结果

噪声参数	测量结果	最佳估计值	最短包含区间	不确定度
F_{\min}	1.99dB	2.04 dB	[0.130, 0.147]	0.14 dB
r_n	0.597	0.592	[0.546, 0.641]	0.025
$ \Gamma_{\text{opt}} $	0.514	0.521	[0.048, 0.054]	0.051
$\angle \Gamma_{\text{opt}}$	57.39°	58.00°	[3.91°, 6.23°]	4.98°

6 结束语

本文以 Maury 公司开发的新一代超快噪声参数测量系统为研究对象, 建立了测量模型, 分析了噪声参数测量不确定度影响量, 设计了噪声参数不确定度评定方法以及仿真软件, 其主要特点包括: 符合国际标准, 可以任意设定包含因子, 该方法可以推广到在片以及同轴等测量方式, 为有效利用噪声参数测量结果奠定了数学分析基础。

参考文献

- [1] GUIDE 98-3/SUPP.1, Uncertainty of measurement-Part3/ Supplement 1: Propagation of distributions using a Monte Carlo method[S]. ISO/IEC, 2008.
- [2] Randa J.. Monte Carlo estimation of noise-parameter uncertainties [J]. IEEE Proc-Sci. Meas. Technol, 2002, 149(6): 333~337.
- [3] Leonid Belostotski. Evaluation of Tuner-Based Noise-Parameter Extraction Methods for Very Low Noise Amplifiers [J]. IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, 2010, 58: 236~250.
- [4] Lane.R.Q..The determination of device noise parameters [C]. Proceedings of the IEEE, 1969, 57: 1 461~1 462.
- [5] L. Escotte, R. Plana, J. Graffeuil. Evaluation of noise parameter extraction methods [J]. IEEE Trans. Microwave Theory Technol., 1993, 41: 382~387.
- [6] Ali Boudiaf. Verification of on wafer noise parameter measurement [J]. IEEE transactions on instrumentation and measurement, 1995, 44(2).
- [7] Lzaro A., Pradell L., Callaghan J. O.. Method for measuring noise parameters of microwave two-port [J]. Electron. Lett., 1998, 34(13): 1 332~1 333.

氙气质量流量计校准装置测量不确定度评定

魏万印 李得天 冯焱 成永军 管保国

(兰州空间技术物理研究所,兰州 730000)

摘要 通过建立氙气质量流量计校准的测量模型,分析了测量不确定度分量,最后合成了氙气质量流量计校准装置的相对合成标准不确定度,并对评定结果进行了分析讨论。

关键词 氙气 质量流量计 校准装置 测量不确定度评定

Evaluation of Measurement Uncertainty of Gas Mass Flow Meter Calibration Apparatus with Xenon

WEI Wan-yin LI De-tian FENG Yan CHENG Yong-jun GUAN Bao-guo

(Lanzhou Institute of Physics, Lanzhou 730000)

Abstract In this paper the measurement model of gas mass flow meter with xenon was set up, measurement uncertainty was analysed, the relative combined standard uncertainty of calibration apparatus was given, then the evaluation results were discussed.

Key words Xenon Mass flow meter Calibration apparatus Evaluation of measurement uncertainty

1 引言

热式气体质量流量计具有压损低,精度高,重复性好等优点,被广泛应用于航空、航天、能源、医学、汽车工业以及管道运输等行业。热式质量流量计通常采用高纯氮气或空气校准,当被测介质为其他气体时,需要通过转换系数换算得到实际的气体质量流量。一般情况下,通过理论计算就可以得到转化系数,对测量要求不高的一般工业生产领域,这种方法可以满足使用要求。

氙气由于特殊的物理、化学性质,被用于等离子体技术、激光技术、电光源技术、脑血流量和胰岛素分泌量的测量等高科技领域。在这些测量要求较高的尖端技术领域,对测量氙气质量流量的热式质量

流量计(简称为氙气质量流量计),有必要采用氙气开展实际气体校准工作。

为保证氙气质量流量测量的准确、可靠,研制了一套氙气质量流量计校准装置,该装置具有测量范围宽,测量不确定度小等优点。本文通过建立数学模型、分析测量不确定度来源、量化各测量不确定度分量,对氙气质量流量计校准装置的测量不确定度进行了评定。

2 测量不确定度的评定

2.1 测量模型

氙气质量流量计校准装置的测量原理:在温度不变的情况下,将氙气引入到一定容积的校准室中,

通过测量校准室中的气体压力的变化率,计算出气体标准质量流量^[1]。即

$$Q_m = 5.9 \times 10^2 V \frac{\Delta p}{\Delta t} \left[\frac{273.15}{273.15 + T} \right] \quad (1)$$

式中: Q_m ——标准质量流量, sccm; V ——校准室有效容积, m^3 ; Δp ——校准室中的气体压力变化量, Pa; Δt ——校准时间间隔, s; T ——校准室内气体温度, $^{\circ}\text{C}$ 。

2.2 测量不确定度分析

由测量模型式(1)和测量不确定度传递律^[2],各输入量独立不相关,所以合成标准不确定度的计算式为

$$u_c(Q_m) = \sqrt{c_1^2 u^2(V) + c_2^2 u^2(\Delta p) + c_3^2 u^2(\Delta t) + c_4^2 u^2(T)} \quad (2)$$

其中,灵敏系数为

$$c_1 = \frac{\partial Q_m}{\partial V} = 5.9 \times 10^2 V \frac{\Delta p}{\Delta t} \left[\frac{273.15}{273.15 + T} \right]$$

$$c_2 = \frac{\partial Q_m}{\partial \Delta p} = 5.9 \times 10^2 V^2 \frac{1}{\Delta t} \left[\frac{273.15}{273.15 + T} \right]$$

$$c_3 = \frac{\partial Q_m}{\partial \Delta t} = 5.9 \times 10^2 V^2 \frac{\Delta p}{(\Delta t)^2} \left[\frac{273.15}{273.15 + T} \right]$$

$$c_4 = \frac{\partial Q_m}{\partial T} = 5.9 \times 10^2 V^2 \frac{\Delta p}{\Delta t} \left[\frac{273.15}{(273.15 + T)^2} \right]$$

相对合成标准不确定度为

$$u_{cr}(Q_m) = \sqrt{u_r^2(V) + u_r^2(\Delta p) + u_r^2(\Delta t) + u_r^2(T)} \quad (3)$$

所以,测量不确定度来源主要有校准室有效容积的测量、压力变化量的测量、时间间隔的测量和温度的测量。另外还应考虑漏放气、气体的非理想性等因素引入的测量不确定度。

下面评定各个测量不确定度分量。

2.3 测量不确定度分量的评定

2.3.1 校准室有效容积测量引入的测量不确定度

校准室有效容积大小是计算标准质量流量的关键参数之一,它的精确测量与否将直接影响到校准装置性能指标。

采用参考容积法测量有效容积。将一个已知容积 V_0 的标准容器通过真空阀门与被测容器连接,将标准容积中压力为 p_0 的气体等温膨胀到抽成真空的被测容积 V 中,测量出膨胀后的气体压力 p ,根据波义耳-马略特定律,按式(4)就计算出了被测容积。

$$V = V_0 \left(\frac{p_0}{p} - 1 \right) \quad (4)$$

在氙气质量流量校准装置中,设计制作了一个名义容积为 1L 的标准容器。这样,校准室和 1L 标准容器容积相差一个数量级,用一只 F.S.133kPa 电容薄膜真空计就可实现校准室有效容积的精确测量。

根据式(4)和测量不确定度传递律,校准室有效容积的相对合成标准测量不确定度为

$$u_{cr}(V) = \sqrt{u_r^2(V_0) + \left(\frac{p_0}{p} - 1 \right)^2 (u_r^2(p_0) + u_r^2(p))} \quad (5)$$

式(5)右边第二项为标准容器容积 V_0 引入的测量不确定度为 0.1%。右边第二项由电容薄膜真空计的测量压力引入,实验中 p_0/p 约等于 10,根据电容薄膜真空计校准证书信息得到 $u_r(p_0)$ 和 $u_r(p)$ 为 0.4%。

所以,校准室有效容积引入的相对标准不确定度为 0.7%。

2.3.2 压力变化量引入的测量不确定度

压力变化量用电容薄膜真空计测量,根据校准证书信息,压力变化量测量引入的相对标准不确定度为 0.8%。

2.3.3 时间间隔测量引入的测量不确定度

时间用计算机时钟来测量,校准过程所需时间间隔为(300~1 000)s,时间间隔测量的最大偏差按 $\pm 3\text{s}$,服从均匀分布估算。这样,时间间隔测量引入的相对标准不确定度为 0.6%。

2.3.4 温度引入的测量不确定度

根据铂电阻温度计检定证书信息,温度计测量不确定度为 0.04%。通过大量实验研究,表明在校准过程中温度变化量在 1°C 以内,在 $23^{\circ}\text{C} \pm 3^{\circ}\text{C}$ 的校准温度下,按均匀分布计算,该项引入的相对标准不确定度为 0.1%。

所以,由温度引入的相对标准不确定度为 0.2%。

2.3.5 系统漏放气引入的测量不确定度

通过静态压升法测得系统漏放气为 $1.14 \times 10^{-8} \text{ Pa} \cdot \text{m}^3/\text{s}$,所以,在 1sccm 校准下限由系统漏放气引入的相对标准不确定度为 0.001%。

2.3.6 气体的非理想性引入的测量不确定度

压缩系数 Z 表示实际气体对理想气体状态方程的偏离,随着校准室内气体的累积,实际气体逐渐偏离理想气体。氙气的临界温度为 16.6°C ,临界压力为 5.858MPa ,在 $(0\sim 1.3\times 10^5)\text{Pa}$, $20^{\circ}\text{C}\sim 30^{\circ}\text{C}$ 范围内,氙气压缩系数与对比温度和对比压力的变化曲线如图 1 所示。

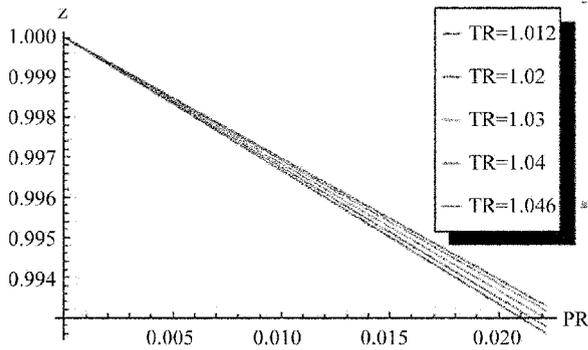


图 1 氙气压缩系数与对比温度和对比压力的变化曲线图

从图 1 可以看出:在 $1.3\times 10^5\text{Pa}$,实际氙气与理想气体的偏差为 0.8% ;在 $5\times 10^4\text{Pa}$,实际氙气与理想气体的偏差为 0.3% ;在 $1\times 10^4\text{Pa}$,实际氙气与理想气体的偏差为 0.1% 。

所以,由气体的非理想性引入的相对标准不确定度为 0.8% 。

2.4 测量不确定度的合成

将以上测量不确定度分量合成,得到氙气质量流量计校准装置测量不确定度,汇总结果见表 1。

表 1 氙气质量流量计校准装置测量不确定度汇总表

项目	测量不确定度/%	不确定度来源
$uc,r(V)$	0.7%	校准室有效容积
$uc,r(\Delta p)$	0.8%	压力变化量
$uc,r(\Delta t)$	0.6%	时间间隔
$uc,r(T)$	0.2%	温度
系统漏放气	0.001%	系统漏放气
气体非理想性	0.8%	气体非理想性
$u_{cr}(Q_m) = 1.5\%$		

3 结束语

对氙气质量流量计校准装置测量不确定度贡献较大的因素主要有校准室有效容积、压力变化量、时间间隔和气体非理想性。氙气的非理想性影响因素是该装置与同类 N_2 气或空气校准装置的一特殊之处,这主要是由于氙气的临界温度较高,质量流量计校准温度接近该温度点造成。而同类 N_2 气或空气校准装置,在小于 $1.3\times 10^5\text{Pa}$ 压力范围内,由气体非理想性引入的测量不确定度小于 0.1% 。

参考文献

- [1] 田东旭,温昕晖,吕时良. 定容式气体微流量标准装置[J]. 真空科学与技术,2000,20(4):274~292.
- [2] JJF 1059.1-2012,测量不确定度评定与表示[S].

(上接第 57 页)

2.7 技术特点总结

通过试验表明,该方法适用于工程中对于新型碳基复合材料表面高温测量,测温上限达到 $1\ 500^{\circ}\text{C}$,测温精度较高,能够经受温度冲击和振动等环境考核,在飞行器相关试验中具有广泛的应用。该方法可操作性强,测量稳定可靠,具有如下特点。

- 1) 该方法采用了专用的高温胶黏剂,可在 $1\ 500^{\circ}\text{C}$ 高温环境下使用;
- 2) 该方法使用了创新设计的绝缘与热防护装置,材料符合要求,且有效起到支撑和固定热电偶、增加强度的防护作用;
- 3) 该方法进行了验证性试验有效地检验了粘贴的牢固性和测量数据的有效性;
- 4) 该方法操作简便,适合在工程中应用。

3 结束语

综上所述,本文围绕着飞行器新型碳基复合材料表面高温测量详细介绍了其测量方法,传感器类型及安装方式,阐述了所掌握的高温胶黏剂技术与工艺,并着重描述了安装工艺、创新设计的热防护技术以及验证性试验测试方法,该方法的技术特点在工程中具有广泛的应用。

参考文献

- [1] 杨永军. 温度测量技术的应用——物体表面温度测量[J]. 计测技术,2009.
- [2] 贺宗琴. 表面温度测量[M]. 北京:中国计量出版社,2009.