宇航计测技术

YUHANG JICE JISHU

2013 年 4 月　　第 33 卷第 2 期　　总第 194 期

目　　次

航天科技计量体系建设思考与方法研究 …… 黄　迅　刘　毅　刘忠柏 等(1)
冗余惯组初始基准现场校准装置研究 …… 崔桂利　冯伟利　齐映红 等(7)
基于立体视觉的飞行器运动姿态测量技术及其应用 …… 温聚英　路　鹰　梁雅军 等(12)
激光雷达扫描仪在网状天线测量中的应用 …… 贺　燕　刘　勇　王东伟 等(16)
大尺寸螺纹检测技术研究 …… 佟　岩　马　宇　李　琳 等(22)
角度/直线编码器实时数据采集方法的研究 …… 张新磊　高　扬　刘亚辰 等(27)
圆锥形螺纹平均螺旋升角的计算 …… 陈　正　王玉萍(34)
HOTDISK 在低导热材料测试中的重复性分析 …… 辛春锁　何小瓦(36)
钟罩浮力补偿中凸轮渐开线线型设计研究 …… 孙凤举　李　强(42)
一种高声强校准装置的高声强级测量不确定度评定方法 …… 杨晓伟　闫　磊　朱　刚 等(46)
拖靶系统飞行动力学模型研究 …… 陈　峰(50)
航天器电源母线品质地面测试方法浅析 …… 孙　毅　宋世民　刘　民(54)
一种新型锂离子动力电池组测试系统的设计 …… 甘　武　周志霞　张华锋(60)
使用非线性负载检定交流供电电源浅析 …… 闵　忠　孙　毅　杨　峰 等(64)
稳频半导体激光器线宽测量 …… 韩顺利(67)
一种用于 CPT 原子频标的高性能解调电路 …… 张振伟　张　奕　顾思洪(71)
一种摄录设备的检测方法研究 …… 李红泉(75)
一种超低调频失真的测试方法 …… 邱　斌　余清华　丁风海 等(78)
一种数据采集卡自动校准系统及关键技术研究 …… 刘天时　龙　文　马　宇(81)
一种虚拟试验平台高速数据处理方法研究 …… 朱文来　葛　峰　杨　威(85)
声明 …… (59)
《宇航计测技术》征订启事 …… (74)
叶培建院士做客航天一〇二所“名家讲堂”　作“中国的空间事业”专题讲座 …… (封二)
《宇航计测技术》征稿启事 …… (封三)

《宇航计测技术》征 稿 启 事

《宇航计测技术》创刊于1981年,是由中国航天科技集团公司主管,中国航天科技集团公司一院102所与中国航天科工集团公司二院203所联合主办的计量技术性刊物,国内外公开发行。

《宇航计测技术》曾荣获全国、北京市和航天系统优秀科技期刊奖,为中国科技核心期刊、中国核心期刊(遴选)数据库收录期刊、中国科技论文统计源期刊,中国科学引文数据库来源期刊、中国学术期刊综合评价数据库来源期刊,是中国期刊方阵"双效"期刊。

征稿范围:

长度、热学、力学、无线电、时间频率、电磁、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、计量基础、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。

来稿要求:

1. 文稿应内容新颖,论点明确,论据可靠,数据准确,文字简练,层次清楚。每篇文稿一般为6 000~8 000字,文稿请附中英文摘要、主题词、作者单位名称、所在城市、邮政编码及作者姓名。

2. 文稿的标题要简明、恰当,一般不超过20个字;文摘应简明、概括的给出文章的主要内容,一般不超过300字;每篇文章的主题词应根据主题词表查出,一般为3~8个。

3. 文稿应提供word文档电子版本;文中外文符号的使用一般为:物理量符号用斜体,矢量与矩阵符号用黑斜体,单位符号与词头用正体;易混淆的拉丁字母、希腊字母、大小写、正斜体和上下角标请注明。

4. 文稿请按现行国家标准或行业标准及本刊要求撰写;请使用法定计量单位,专业名词、术语要规范。

5. 文稿中的图、表要求简洁、清晰,照片请选用黑白图片,并具有良好的清晰度和对比度、恰当的缩放比例。

6. 参考文献应引用最必要的、最新的且公开发表的文献。

7. 文稿首页页脚处应注明第一作者的出生年、性别、学位、职称、所从事的工作或主要研究方向;属各类基金资助的项目请注明基金项目的名称和编号。

8. 按照国家保密法和知识产权保护法的规定,作者须按要求填写《宇航计测技术》论文审查表,经有关部门签署并加盖公章后寄回编辑部。

9. 文稿请勿一稿多投。本刊收到的稿件经专家审查后,一般在40天内将审查意见函告作者;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,并按作者数量赠送当期样刊数册。

10. 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。

本刊将优先刊登获得国家或省、部级基金资助项目的论文,欢迎赐稿。

来稿请寄:北京9200信箱24分箱《 宇航计测技术》编辑部,邮编:100076。

联系电话:010-68383695。

网　　址: yhjj. chinajournal. net. cn

E-mail: yhjc_102@ spacechina. com

JOURNAL OF ASTRONAUTIC METROLOGY AND MEASUREMENT

Apr. ,2013 Vol. 33 No. 2 Total No. 194

CONTENTS

The Consider and the Approach of Research About CASC Metrology System Construction
…… HUANG Xun LIU Yi LIU Zhong-bai et al (1)
Research on Redundancy Inertial Guidance Used to Set the Initial Reference Field Calibration Device
…… CUI Gui-li FENG Wei-li QI Ying-hong et al (7)
Measurement Technique of Motion Attitude to Vekicle Based on Stereovision and Its Application
…… WEN Ju-ying LU Ying LIANG Ya-jun ZHANG Qi et al (12)
The Application of Laser Radar in Measuring Mesh Antenna
…… HE Yan LIU Yong WANG Dong-Wei et al (16)
Research on Measurement Technique to Thread of the Large Size …… TONG Yan MA Yu LI Lin et al (22)
The Reaserch of Data Acquisition Method with Real-Time for Angle and Linear Encoder
…… ZHANG Xin-lei GAO Yang LIU Ya-chen et al (27)
The Calculation of Mean Spiral Angle with Conical-shaped Thread …… CHEN Zheng WANG Yu-ping (34)
Analysis on Repeatability of Measuring the Material with Low Thermal Conductivity By the HOTDISK
…… XIN Chun-suo HE Xiao-wa (36)
Research on Involute Linetype of Cam for Buoyancy Compensation of Bell Prover
…… SUN Feng-ju LI Qiang (42)
Evaluation of Measurement Uncertainty for the High Sound Intensity Level of a High Sound Intensity Calibration System …… YANG Xiao-wei YAN lei ZHU Gang et al (46)
Research on the Flight Dynamics Model for Towed Target System …… CHEN Feng (50)
Analysis of Test Methods Spacecraft Power Bus Quality …… SUN Yi SONG Shi-min LIU Min (54)
Design of a Testing System for the New Type Li-ion Power Accumulator Battery
…… GAN Wu ZHOU Zhi-xia ZHANG Hua-feng (60)
Analysis of Calibrating AC Power Supply by Nonlinear Load … MIN Zhong SUN Yi YANG Feng et al (64)
Linewidth Measurement of the Frequency-stabilized Semiconductor Laser …… HAN Shun-li (67)
A High-performance Demodulation Circuit for CPT Frequency Standard
…… ZHANG Zhen-wei ZHANG Yi GU Si-hong (71)
Research on Detection Method for a Video Equipment …… LI Hong-quan (75)
A Measurement Method for Ultra-low Frequency Modulation Distortion
…… QIU Bin YU Qing-hua DING Feng-hai et al (78)
Research on a Data Acquisition Card Automatic Calibration System and Its Key Technologies
…… LIU Tian-shi LONG Wen MA Yu (81)
A High-speed Data Processing Method in the Virtual Test Platform
…… ZHU Wen-lai GE Feng YANG Wei (85)

2013 年 4 月
第 33 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr. ,2013
Vol. 33, No. 2

文章编号:1000-7202(2013) 02-0001-06 中图分类号:N36 文献标识码:A

航天科技计量体系建设思考与方法研究

黄 迅[1] 刘 毅[1] 刘忠柏[2] 何绪龙[3]

(1. 中国航天科技集团公司 北京 100048;2. 北京东方计量测试研究所 北京 100086;
3. 北京航天计量测试技术研究所 北京 100076)

摘 要 简述了航天科技集团公司计量体系建设的整体情况,分析思考体系建设的难点并提出了以航天型号计量保证为重点的计量体系架构,对航天企业的计量管理体系建设、型号产品的计量保障工作及今后的发展方向等进行了研究和探讨。

关键词 计量体系 航天产品 计量保证

The Consider and the Approach of Research About CASC Metrology System Construction

HUANG Xun[1] LIU Yi[1] LIU Zhong-bai[2] HE Xu-long[3]

(1. China Aerospace Science And Technology Corporation, Beijing 100048;
2. Beijing Orient Institute of Measurement & Test, Beijing 100086;
3. Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076)

Abstract All factor of CASC metrology system construction are introduced. It analyzed and thought the difficulty, look into the future of metrology system which focus on metrology assurance of airspace product is put forward, and then the aerospace enterpnises metrology system construction、airspace product metrology assurance and their development direction are researched.

Key words Metrology system Aerospace product Metrological assurance

1 引 言

计量是关于测量的科学,是实现单位统一、量值准确可靠的活动。中国航天科技集团公司(以下简称集团公司)研制生产的型号产品都是复杂的系统工程,涉及众多科技领域、科研生产单位甚至不同工业部门。因此,需要建立适应集团公司型号产品计量保证需求的计量管理体系和先进适用的计量技术体系,保障型号产品研制、生产、试验、发射和服务全寿命周期中各级产品和各个环节的量值准确、数据可靠。

2 计量体系概述

计量体系是为实现单位统一、量值准确可靠,根据计量学特征建立起来的,由相互关联或相互作用

收稿日期:2011-07-26, 修回日期:2013-02-16
作者简介:黄迅(1976-),男,高级工程师,主要研究方向:技术基础管理。

的计量要素构成的整体[1]。计量体系一般由计量管理体系和计量技术体系组成。我国国家、国防科技工业针对不同范围和目标分别建立了各自的计量体系,企事业单位,特别是国防军工企事业单位,根据产品质量保障、生产安全实现等要求,建立了计量体系,能够基本有效的对测量设备、计量人员和环境条件进行管理。而航天科技计量体系就是在国家、国防科技工业计量体系的基础上,为满足航天型号计量测试特殊管理和技术需求而发展起来的。

航天事业开创之初,计量工作就作为开门三件大事之一立即启动。随着航天技术和航天型号的发展,计量保证需求不断深化,计量技术取得了很大的进步。50 多年来,航天计量工作遵循国家和国防计量法规、标准规范、量值传递体系和溯源途径,接受国家和国防计量行政管理部门对计量检定人员、计量标准器具、校准装置和测试系统的考核、监督,接受国家和国防计量行政管理部门对计量技术机构的指导、行政许可以及对检测校准实验室的认可和监督,针对航天型号的特殊需求开展计量测试技术研究、工程参量量值传递和计量测试服务。

“十一五”以来,集团公司承担的型号任务和产品种类越来越多,涉及的高新技术多、测试状态和过程复杂、参数门类广、量程范围宽、准确度要求精,产品质量和可靠性要求高,动态实时综合的计量测试技术、特殊试验环境和专用测试设备的需求越来越多。“十二五”期间,航天型号与产品进一步呈现出高密度发射、高可靠性要求以及批次化等新的特点,如何建设和完善新时期下适合发展需求的计量体系,系统解决产品性能和指标要求带来的计量测试问题,如何保证全过程的测量数据量值准确、可靠,如何使已掌握的计量测试技术和初具规模的计量基础条件在型号研制中发挥更大的支撑、保障作用,是集团公司各级领导和计量人员必须认真思考、着力推动的重要问题,也是建设国际一流大型航天企业集团,加快推动我国成为世界航天强国的必然选择。

3 航天科技计量体系现状

3.1 计量组织机构和人员队伍

依据主要型号产品、核心科研能力的专业和地域分布,集团公司已建有国防一级计量技术机构 3 个,国防区域计量技术机构 4 个,企事业单位计量技术机构 39 个,分别负责所辖地区及单位的计量校准服务。其中国防一级计量技术机构全都通过了国家、国防和军队的检测/校准实验室认可,国防区域计量技术机构也均通过国家、国防实验室认可和国防计量行政许可。部分型号研制单位还根据 GB/T 19022-2003 的要求建立了测量管理体系,量值溯源得到保证。培养了一批研究计量测试前沿技术、研制先进计量测试标准装置的技术骨干和结构合理、专业素质优良的计量测试服务队伍。

3.2 计量标准和计量测试技术研究

近年来,集团公司围绕专业技术提升和型号研制生产中存在的计量问题和需求,组织开展计量技术规划和项目论证,各计量技术机构先后开展双目立体视觉高速动姿态测量、红外准直测量、太阳电池阵电性能测试、空间质谱计等计量标准和校准测试技术研究。经过关键技术攻关和科学规范的项目管理,突破了众多关键计量校准技术,研建了一批技术先进的测量标准装置,研发了一批实用的航天专用校准、测量装置,取得了丰硕的技术成果[3]。截至 2012 年,集团公司已建立了包括几何量、热学、力学、电磁学、无线电、时间频率、真空等专业的测量标准装置 300 余项(含国家基准和国防最高计量标准),专用校准、测量装置近 200 项,其测量参数覆盖性以及测量范围和测量不确定度等技术指标基本满足了大部分在研和后续航天型号产品的需求。计量标准和计量测试技术的不断突破,保证了型号研制的顺利进行,也丰富了后续型号发展的技术储备。

3.3 型号计量保证

在型号计量保障方面,集团公司及所属院、所/厂分别建立计量管理机构,多数单位均根据自身特点制定了型号产品计量保证相关规章制度;部分单位建立了型号计量工作系统或测量管理体系;部分型号制定了计量保证大纲或者将计量保障工作纳入型号产品保证大纲,对全过程测试设备计量管理和控制,对型号产品计量测试技术的需求进行了分析和实施。计量测试队伍按照要求深入到型号研制、生产、试验、发射现场,开展计量校准/检定工作[4],各类通用仪器设备周检率达 100%。例如,计量技术机构在各型号产品研制过程中,完成了产品力学试验、空间环境模拟试验、温湿度试验等所用仪器设备的计量检定/校准工作,解决了运载火箭冗余惯组初始方位一致性测量的技术难题,为型号产品复杂曲面、几何形状提供精密测量,为嫦娥卫星进行太阳电池阵电性能测试,承担了卫星频标的校准和卫星

星载频率标准长期性能测试考核等一系列测试任务;进行了我国真空状态下的首次铷钟测试,为国产铷钟正式生产提供了可靠的数据。

专用测试设备计量管理方面,多数所、厂计量部门会同计量技术机构和设备管理部门,对专用测试设备进行了有效、规范的全过程计量管理,参与了专用测试设备的策划论证、设计评审、校准规范审查、性能鉴定、验收等,进行周期校准和监督。

针对航天型号研制特点,开展了某些特殊环境测试及相应的研究工作。例如,研建了“粒子计数器检定装置”,满足了卫星总装、测试大厅所用尘埃粒子计数器的检定及洁净度厂房的监测要求;为型号研制生产中的技术安全和特殊环境要求提供了计量测试服务,进行了大量的电源质量监测、零地电压监测、防静电测试工作。

4　航天科技计量体系建设存在的难点

目前,随着型号技术和专业技术的发展,航天科技计量体系发挥了重要作用。同时,我们也清醒地认识到,计量监督管理体系还需要进一步健全、计量技术体系还需要进一步完善,计量测试技术还需要不断完备,以宇航、导弹武器型号产品为对象的型号计量保证工作还存在以下难点和问题。

4.1　管理差异大。集团公司各院、所、厂的各级相关计量管理规章制度的细化程度、有效程度和执行力度不尽相同,型号计量保证工作要求和实施情况差异较大,型号计量保证工作规范性和有效性不够,监督和管理需要加强。

4.2　能力有待提高。计量测试技术还不能完全满足航天型号产品发展需要,随着集团公司承担的任务范围扩大、产品型谱增多,需要进行测试的技术指标参量增加、技术指标覆盖的专业面更广,计量标准器具甚至计量专业范围需要扩展。随着型号产品研制周期要求越来越短、小批量生产增多,以及产品质量和可靠性等方面存在的问题,要求进行更多动态、现场、在线、综合计量测试。

4.3　型号产品研制全过程计量保证有待加强。当前计量工作主要围绕工程参量的量值溯源展开,以通用仪器设备的周期检定和进场复查为主,计量技术队伍没有参与型号研制流程,不能有效跟踪并适时解决型号计量测试技术需求;型号技术指标的可测量性、测试数据的可溯源性和测量方法、结果的有效性审查尚不彻底;部分专用测试设备计量管理不规范。

5　开展航天科技计量体系方法研究

航天科技计量体系是指在国家、国防计量体系框架下,以计量测试技术为依托、法律法规为保证、行政管理为手段,实现航天产品量值准确一致、测量数据可靠的全部要素和工作的整体,由计量管理体系和计量技术体系组成。近年来,集团公司计量管理部门一直在进行计量保障模式研究。经过调研、研讨和分析,提出了航天科技计量体系模型。如图 1 所示。

计量管理体系包括法律法规和规章制度、组织机构、人员队伍、计量科研管理、型号计量保证管理、计量监督管理 6 个组成部分。计量技术体系由计量测试共性技术、计量专业技术、型号测试校准技术和标准规程规范组成。规章制度、组织机构和人员队伍是开展计量工作的基础和保障,计量科研管理和型号计量保证管理是体系的核心内容,计量测试技术既是体系建设成果又是计量保证管理的技术支撑,计量监督管理是体系建设的促进手段。体系中各要素之间相互作用,相互关联,最终保证航天型号产品量值准确、数据可靠。

图 1 中白色框图所示部分也是国家、国防计量体系的组成部分,集团公司各级计量技术机构可以根据产品计量要求,发展相关计量专业技术,研制、建立计量标准,培养计量技术人员,通过考核后纳入国防计量体系运作,并随之发展。作为产品本身以及产品研制过程独具特色的集团公司,其体系建设的工作重点宜以航天型号工程的计量保证需求为牵引,大力推进型号保证测试校准技术研究和型号计量保证管理工作,如图 1 中阴影框图所示的组成部分。对于如何以强化航天型号计量保证工作,推进计量体系建设,我们从以下几个方面开展了探索、研究。

5.1　计量管理体系

5.1.1　计量管理规章制度

针对当前集团公司计量管理现状,需要建立健全计量管理规章制度体系,用以指导计量管理和计

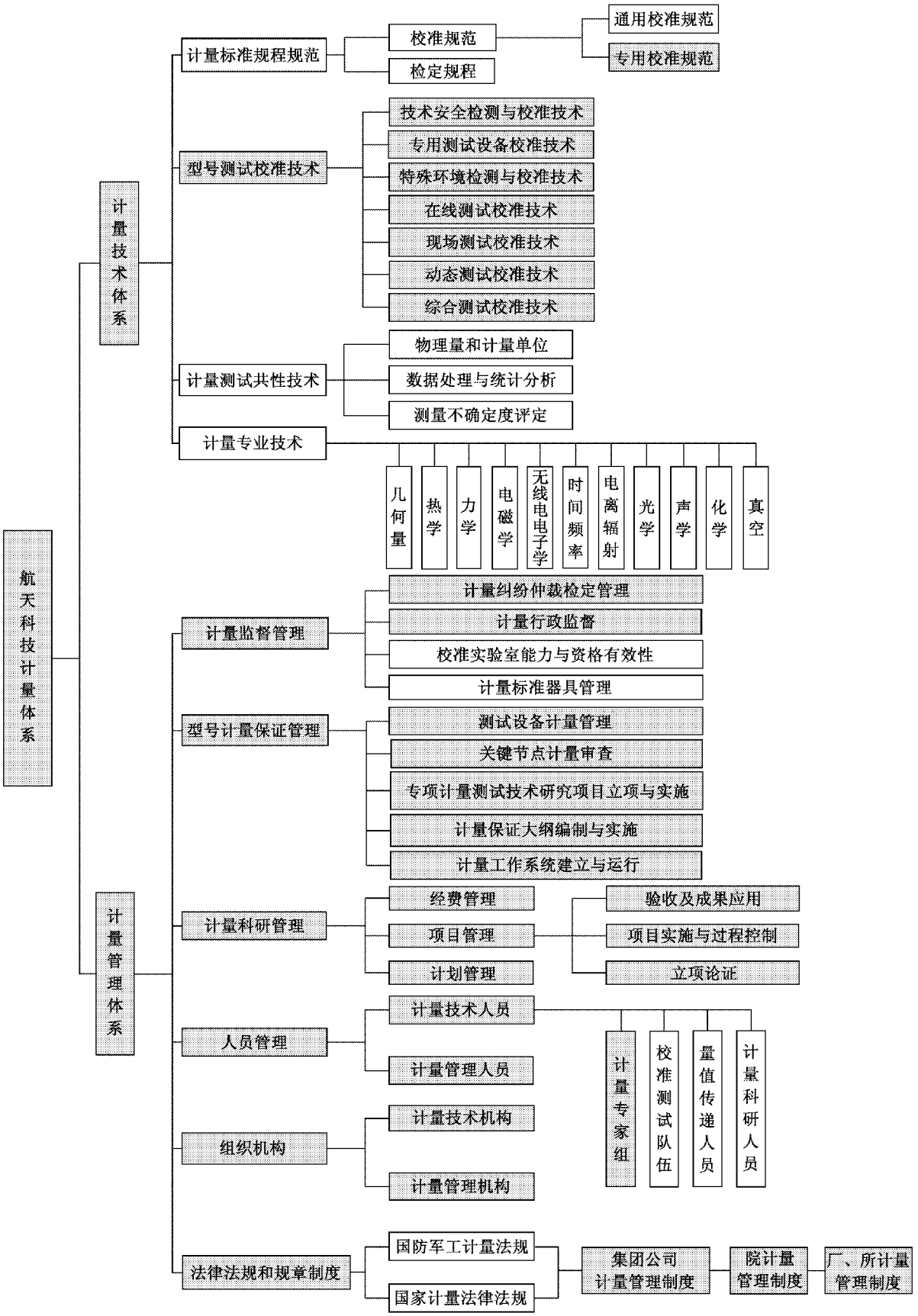


图 1　航天科技计量体系图

量技术机构建设,明确集团各类相关组织、人员的计量保证职责,规范型号计量工作系统建设、测量设备(含专用测试设备)计量管理、型号计量保证需求跟踪与实施过程、计量科研管理、经费统筹等工作,为开展计量监督、行政执法提供制度依据和操作依据。

制定计量管理顶层制度的程序应通过全面调研集团公司计量保证现状、总结各种管理的最佳实践经验、分析企业实际情况和需要后,梳理现有制度并编制、修订,经讨论后发布实施,必要时可以组织试行。企业所属各院及厂所也应根据实际情况制定相应的管理规章制度,对企业计量管理顶层制度予以细化、落实并适应自身计量管理需求。

5.1.2　型号计量保证管理

航天型号的系统工程特点决定了其计量保证也需要系统地进行,这就需要完善相应的管理机制。型号计量保证管理应探索建立相应机制,实现在型号工程启动时,就明确计量保障组织并确定其职责,以型号计量保证大纲的制定和实施为抓手,以型号计量需求分析和研究突破为重点,实现型号研制全过程中的计量保障与监督[5]。这方面,部分单位也有一些成功的实践,有必要通过总结交流,有重点地系统开展型号计量工作系统建设运行的试点工作,逐步加以推广。

型号计量保证机构根据型号总体、系统或分系统的技术指标,确定开展工作所需的测量设备(包括测量标准),保证其准确度、稳定性、测量范围和分辨力等符合使用要求,确保对技术指标的量值进行溯源,并根据溯源链确定需要研制的计量标准器具、校准装置和专用测试设备,负责组织论证、落实承担单位及保障条件;型号产品研制全过程中对相关计量技术文件、产品技术指标量值的准确度进行审查并签署意见,参与型号产品研制过程中关键节点的评审;型号试验前将对试验大纲、试验计划进行计量审查,提出试验工作阶段计量保证方案和要求,组织计量技术机构实施;对测量设备(含专用测试设备)、试验设备进行计量状态检查,对关键计量测试数据进行审查;生产、服务过程中配备满足要求的计量器具和检测手段;对引进技术和仪器设备进行计量审查,并保证计量技术手段。

利用航天科技计量体系的完善和运行,引导不同专业的计量技术机构之间的合作沟通,强化各级计量技术机构的业务联系与合作,打造区域内计量技术机构的战略合作,加强院属计量机构对院内单位的对口服务和需求跟踪,完善不同专业的计量技术机构的沟通合作机制,形成优势计量机构对计量需求的业务支撑和服务保障,做强做大航天计量服务品牌,提升航天计量技术整体水平和保障能力。

5.1.3　计量专家队伍建设和计量专业人才培养

计量是一门科学,有必要建立相应计量专家组织或计量专家库,有目标、有计划地发挥其在计量测试技术发展战略咨询、计量测试技术发展规划制定、计量测试技术攻关、计量测试技术支持、型号关键节点计量把关、计量成果鉴定和计量规章制度审查、人才培养等方面的作用,这对于加强型号和计量的技术对话和技术交流、提升计量机构和人员队伍的能力、促进型号计量保证和计量科研工作高效有序推进,十分重要和必要。而且,计量专家组织或专家库的建立和运行,对推进型号计量保证体系建设将会起到重要的支撑作用。

计量测试专业涵盖面广,各专业独立性较强,在计量测试专家组织中既可以按专业细分小组并设立首席专家,也可以按大类分组并设立首席专家,如型号测试组、电类专业组和非电类专业组,对部分特征明显、型号产品保障急需的专业方向,如静电防护测量,也可以成立专业小组并设立首席专家或学术带头人。通过更周密的设置,有益于成员间的沟通和交流,加强对专业技术的深度研究和分析,最终促进计量测试技术水平和型号计量保障能力的同步提升,并促进专业技术人才的培养。

5.1.4　计量监督和行政执法

为了有力推动型号计量保证工作,需要开展计量监督和行政执法。集团公司正在研讨这项工作,力争计量监督和行政执法制度化、规范化,首先制定计量监督检查管理制度和实施细则,明确计量监督内容、每项监督的具体检查细则和评分标准;根据实施细则定期对所属单位开展型号计量保证监督检查,根据型号研制进展情况组织对型号工程进行不定期的计量监督检查;监督检查结果纳入单位或型号综合考核。

5.2　计量技术体系

“十二五”期间,集团公司承担的国家重大科技专项和重点型号工程任务十分繁重,大量新技术、新材料、新工艺的应用,对计量测试工作提出了新的更多的需求。需要系统梳理相关计量测试技术需求,

在对比现有的计量技术能力的基础上,大力研发具有航天特点、代表国防最高水平的先进计量技术,也要大力研发适应周期短、数量多、批量需求的适用计量测试技术,进一步完善计量技术体系。

例如,光学系统调校标定技术,极高温度测量和溯源、烧蚀轮廓外形动态测量校准技术,微小力矩校准技术,直流大电流测试溯源技术等先进计量技术,需要集团公司在国家计量技术体系的基础上,自主研究突破。

同时,由于一些专用测试设备目前还没有有效的校准方法和手段,仍仅靠设计部门或型号两总系统分析确认来把关;许多动态、在线、现场、综合测量等计量关键技术和校准系统亟待研究和建立。需要认真做好现有计量技术能力与型号需求的对比分析,建立高效方便的计量测试校准手段。例如,大型精密加工设备的现场校准技术,真空传递标准计量特性和现场校准技术,地面供电系统动态测量校准技术,卫星转发器、电缆网、指令接收机、数管等效器等关键航天产品的高效测试校准技术等。

航天科技计量技术体系的完善应多渠道筹措经费。首先是用好上级投入的技术基础经费;同时,积极与型号系统合作,拓宽型号系统的经费支持;另外,也建议加大企业自主的计量经费投入,对具有示范作用和推广意义的计量研究项目、共性关键计量技术研究项目、计量专业平台的建设项目等,给予引导和支持。

6 结束语

集团公司是航天事业发展的中坚力量,而计量是航天事业发展的一项重要技术基础保障。需要通过研究和探索,建立并持续完善立足于型号计量保证的具有自身鲜明特色的计量体系,促使计量工作从建立量值溯源体系向注重主业计量保障转变,从被动计量服务向同步协调的计量校准保障转变,从传统实验室量值传递向现场、实时、综合校准转变,从计量技术机构独立发展向航天计量技术平台整体建设转变,为航天产品质量提供有力的计量保证,为中国航天早日成为世界航天技术发展的引领者、全球航天产业的排头兵和我国战略性新兴产业发展的生力军提供坚强的技术基础支撑。

参考文献

[1] 中国计量测试学会,国家质量监督检验检疫总局计量司. 现代企业计量工作指导手册. 北京:中国标准出版社,2005.

[2] 李本正. 军工计量为国防科技工业发展提供保障. 国防科技工业,2009(1):23~24.

[3] 张元照. 搞好航天计量工作 为发展航天计量服务. 导弹与航天运载技术,2000(3):21~24.

[4] 赵瑞贤,孟晓风,王国华. 计量保障现状及发展趋势. 测控技术,2006(4):1~3.

[5] 靳书元,于光舒. 型号计量保证工作的探索. 航空科学技术,1998(6):38~40.

文章编号:1000-7202(2013) 02-0007-05 中图分类号:V448.15 文献标识码:A

冗余惯组初始基准现场校准装置研究

崔桂利[1] 冯伟利[1] 齐映红[2] 王锴磊[1] 赵天承[1]
(1. 北京航天计量测试技术研究所,北京 100076;2. 北京宇航系统工程研究所,北京 100076)

摘 要 航天飞行器需要满足长时间待机、长轨迹飞行及高准确入轨的要求。新一代运载火箭从单一的惯性平台导航方式,改进为多套捷联惯组冗余制导方式。火箭飞行时,其中一套惯组作为主份,控制火箭飞行,其它惯组则处于热备份状态,参与冗余判断,并在主份出现故障时接管其工作。这就要求在火箭飞行前,需对冗余惯组之间的初始角度差进行现场标定。提出了利用光电测角技术原理,对冗余惯组之间的初始安装相对角度差进行测量,论述了标定方法及测量设备的研制方案,并对测量结果进行解算和原理验证,试验表明其具有测量原理正确、测试结果准确以及可操作性强等优点。

关键词 捷联式惯性制导 冗余技术 光电测角仪 校准

Research on Redundancy Inertial Guidance Used to Set the Initial Reference Field Calibration Device

CUI Gui-li[1] FENG Wei-li[1] QI Ying-hong[2] WANG Kai-lei[1] ZHAO Tian-cheng[1]
(1. Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076;
2. Beijing Institute of Space System Engineering, Beijing 100076)

Abstract Spacecraft need to meet the requirements of long standby, long trajectories and high accurate orbit . Generation of carrier rockets from a single inertial platform navigation way, improved redundant guidance system for multiple sets of Strapdown Inertial Measurement Unit. when rocket in the flight of the heaven, a customary group as the main parts control of rocket flight, the other IMU is a hot backup state involved in the redundancy judgment and takes over the main parts work while the main parts failure . This requires site calibration of the initial angle difference between the Redundant Inertial Measurement Unit before the rocket flight. The use of photoelectric goniometer principle measure the installed initial relative angle difference between Redundant Inertial Measurement Unit . We discussed the calibration methods and measurement equipment development program, calculated the measurement result and the proof of principle. The experiments show that the measuring principle is correct, the test results are accurate and strong maneuverability advantages.

Key words Strapdown inertial guidance Redundancy technique Photogoniometer Calibration

收稿日期:2012-12-12, **修回日期**:2013-02-25
作者简介:崔桂利(1965-),男,高级工程师,主要研究方向:特殊参数几何量精密测试及相关测试设备研究。

1　引　言

为了满足新一代运载火箭飞行的可靠性、安全性及高准确度入轨的要求,采用两套或多套捷联惯组互为冗余的制导方式将成为制导系统的发展趋势。运载火箭在飞行过程中,其中一套惯组作为主份,控制火箭飞行,其它惯组则处于热备份状态,参与冗余判断,并在主份出现故障时接管主份的控制工作。为了确保主、备份惯组工作的一致性,需要精确标定出冗余惯组之间的初始位置关系。

冗余惯组之间的初始姿态角度差值,根据箭上控制系统的数据解算需求,冗余惯组初始姿态定位参量要求也随之变化,有的需要标定出两维方向上的初姿角度差值,有的需要标定出三维方向上的初姿角度差值,而待惯组安装到箭上仪器舱内,由于测试现场的环境复杂且测量空间的诸多限制,利用传统测量方法根本无法实现,并且在发射现场箭体始终处于风摆晃动状态,如何保证测量数据的准确性,如何做到各导航单元初始姿态在同一时刻进行标定,又如何确保箭体在具有倾斜角度的工况下测量数据的有效性,从测量方法及测量装置上均需要进行深入的探讨和研究。

2　现状

国内惯性制导行业对各制导单元之间初姿的标定方法,首先将多个制导单元固联在同一块结构强度好、尺寸比较庞大的工装板上,再将其整体安装在大型的单元测试设备内框安装基面上。利用单元测试设备内、中、外框轴姿态角的变化,通过对各制导单元自身的姿态角输出数据进行解算,来完成其初姿的标定。此方案存在以下弊端:第一,必须将各制导单元连同比较庞大的工装板一起安装在箭上,给火箭带来上百公斤的多余载荷,降低火箭的有效运载能力;第二,工装板在单元测试设备上的安装状态与箭体支架上的安装状态不完全一致会造成工装板的变形,各制导单元的初始姿态产生变化;第三,在火箭射前测试过程中,若任意一套制导单元出现异常现象,进行更换时,前期的整个标定数据均无效,需回到单元测试流程重新标定。

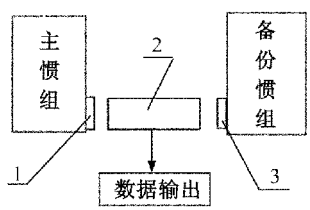
3　总体方案

本文从测量现场的实际情况出发,充分考虑发射靶场的各种复杂环境及测量空间的局限性,研究出一套行之有效的现场测试方法,并利用非接触光电自准直测角技术,设计由两路出射光轴严格同轴的双镜头光电自准直仪结构方式的专用现场校准装置方案,并对两组测量数据同时采样,消除箭体晃动对测量结果准确性的影响。此项研究内容克服了上述方法存在的弊端,不仅解决了运载火箭冗余惯组初始基准无法统一的急需标定问题,而且对类似武器型号制导系统的初姿标定具有一定的参考价值。

3.1　工作原理

该装置主要由双镜头光电自准直仪和测量电控箱两部分组成。被测主、备份惯组上分别安装有金属反光镜,两金属反光镜的法线与被测惯组坐标系的相对位置关系,经过精确的标定为已知量。双镜头自准直仪和主、备份惯组安装在仪器舱同一惯组支架上,双镜头光电自准直仪左、右两对称出射光轴分别与各自的金属反光镜准直后,CCD 光电接收元件敏感其出、入光轴相对角度变化,测量两个金属反光镜相对自准直仪零位光轴的方位和俯仰角值,然后将测量数值传输到测量电控箱进行数据处理,得到被测主、备份惯组反光镜法线之间的方位角度差值,再经过控制系统解算得到主、备份惯组的相对位置关系。

测量装置各部分结构关系如图 1 所示。



1-主惯组金属反光镜;2-双镜头自准直仪;3-备份惯组金属反光镜。

图 1　测量结构示意

3.2　测量坐标系与惯组坐标系的建立与转换

由于两条相互对称的自准直光路零位光轴已严格调至同轴,测量时可认为左、右光轴的同轴度误差较小,在进行计算时可简化其偏差值不带入参加解算。

被测惯组安装在惯组支架上之后,惯组金属反光镜绕惯组坐标轴发生旋转,双镜头自准直仪测得角度值为反光镜法线在自准直仪坐标系上的投影,惯组与自准直仪坐标系及转换关系如图 2,图 3 所示。

$O-XYZ$ 为地平坐标系,$O-X_cY_cZ_c$ 为测量坐

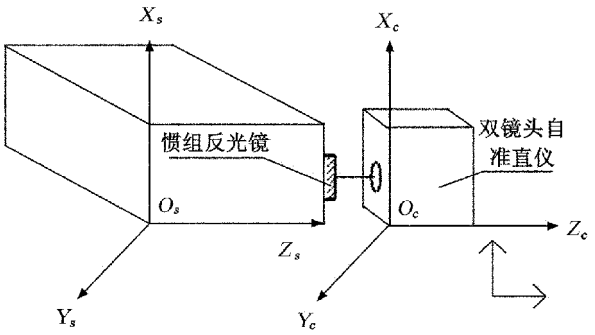


图 2　惯组与自准直仪坐标系示意

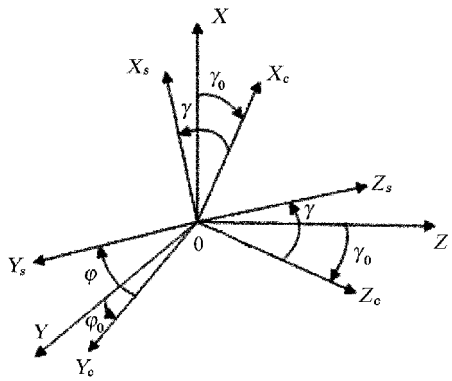


图 3　坐标转换示意图

标系，$O-X_sY_sZ_s$ 为惯组坐标系，自准直仪所测量的方位角为反射镜面法线在自准直仪坐标系 $Y_cO_cZ_c$ 面上的投影与 Z_c 轴的夹角，要求将其投影到地平坐标系中。

定义：φ – Y 轴的欧拉角，γ – Z 轴的欧拉角；φ_0：自准直仪在 Y_c 轴上水平传感器的输出值；γ_0：自准直仪在 Z_c 轴上水平传感器的输出值；A：自准直仪按测量坐标系方位输出值；A'：A 在地平坐标系上的输出。

反光镜面法线在 XYZ 坐标系的矢量表示为

$$\boldsymbol{C}=\begin{bmatrix}0\\ \sin A\\ \cos A\end{bmatrix} \tag{1}$$

A' 在地平坐标系的矢量表示为

$$\boldsymbol{C}_1=\begin{bmatrix}0\\ \sin A'\\ \cos A'\end{bmatrix} \tag{2}$$

解算时转序为：先绕 Z_c 轴旋转角 γ，再绕 Y_c 轴旋转角 φ，

则

$$\varphi=\arcsin\frac{\sin\varphi_0}{\cos\gamma_0} \tag{3}$$

$$\gamma=\gamma_0$$

$$\boldsymbol{C}_1=\begin{bmatrix}\cos\varphi & \sin\varphi & 0\\ -\sin\varphi & \cos\varphi & 0\\ 0 & 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\cos\gamma & 0 & -\sin\gamma\\ 0 & 1 & 0\\ \sin\gamma & 0 & \cos\gamma\end{bmatrix}\begin{bmatrix}0\\ \sin A\\ \cos A\end{bmatrix}$$

$$=\begin{bmatrix}\cos\varphi\cos\gamma & \sin\varphi & -\cos\varphi\sin\gamma\\ -\sin\varphi\cos\gamma & \cos\varphi & \sin\varphi\sin\gamma\\ \sin\gamma & 0 & \cos\gamma\end{bmatrix}\begin{bmatrix}0\\ \sin A\\ \cos A\end{bmatrix}$$

$$=\begin{bmatrix}\sin\varphi\sin A-\cos\varphi\sin\gamma\cos A\\ \cos\varphi\sin A+\sin\varphi\sin\gamma\cos A\\ \cos\gamma\cos A\end{bmatrix}$$

$$A'=\arctan\frac{\cos\varphi\sin A+\sin\varphi\sin\gamma\cos A}{\cos\gamma\cos A}$$

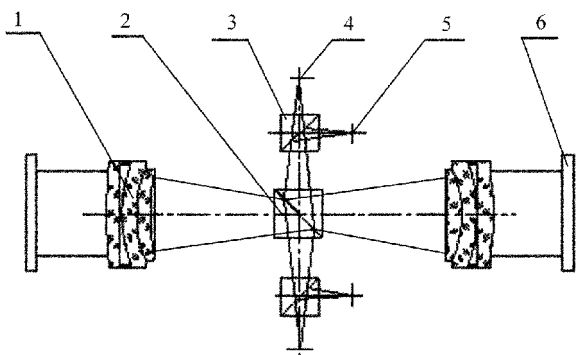
$$=\arctan\left[\sqrt{1-\left(\frac{\sin\varphi_0}{\cos\gamma_0}\right)^2}\ \frac{\tan A}{\cos\gamma_0}+\frac{\sin\varphi_0\sin\gamma_0}{(\cos\gamma_0)^2}\right]$$

A' 为双镜头光电自准直仪在地平坐标系单路方位测量值，将相互对称的两路测量值进行计算，获得冗余惯组之间的方位角度差值。

4　双镜头光电自准直仪设计

4.1　光学系统设计

如图 4 所示，双镜头光电自准直仪的光学系统由两条相互对称的自准直光路组成。光源自准直分划板 5 在物镜组 1 的焦平面上，自准直分划板 5 经过分光棱镜 3 折转到反射棱镜 2 上，再经过物镜组 1 发出一束平行光束射向被测平面反光镜。若平面反光镜的反射面垂直于光轴，光线仍按原路返回，经物镜组 1、反射棱镜 2 和分光棱镜 3 成像在位于其



1–物镜组；2–反射棱镜组；3–分光棱镜组；
4–CCD 敏感单元；5–准直分划板；6–反光镜。

图 4　光学系统原理示意图

焦平面上的 CCD 测角单元上。若平面反光镜的反射面不垂直于光轴,而有一偏角 α,则反射光线将有 2α 的偏角,在 CCD 测角单元上相对于初始位置将产生位移距离:ΔY。

通过式(4)即可计算出被测平面反光镜偏转角 α 值

$$\alpha = \arctan \frac{\Delta Y}{2f} \tag{4}$$

式中:f —— 物镜组焦距;α ——被测反光镜倾斜角。

4.2 双镜头光电自准直仪结构设计

双镜头自准直仪基体采用铝合金材料精制而成,具有体积小、自身质量小、结构强度高等特点,并在加工时进行了充分的稳定性处理,保证了基体的性能稳定。基体底部安装有磁性吸附座,测量时可将准直仪吸附在惯组安装支架的自准直仪垫板上,消除发射现场由于风摆对测量造成的影响。

4.3 测量电控箱设计

测量电控箱基本的电路原理框图如图 5 所示。其主要由两部分组成:CCD 图像处理单元和水平信号处理单元。CCD 图像处理单元采用了独立的 CCD 信号处理模式,每两个通道的 CCD 信号由一个独立的微型计算机完成数据采集和解析,最终向中央控制器输送解析后的数据。

水平信号处理单元主要是对水平传感器的电流信号进行电压转换,整形,滤波,放大和 AD 转换,然后依照传感器的标定因数将其测量值转换为水平角度,即可完成水平信号处理。水平信号处理完成后,由微型计算机将其数据传输到中央处理器进行显示。

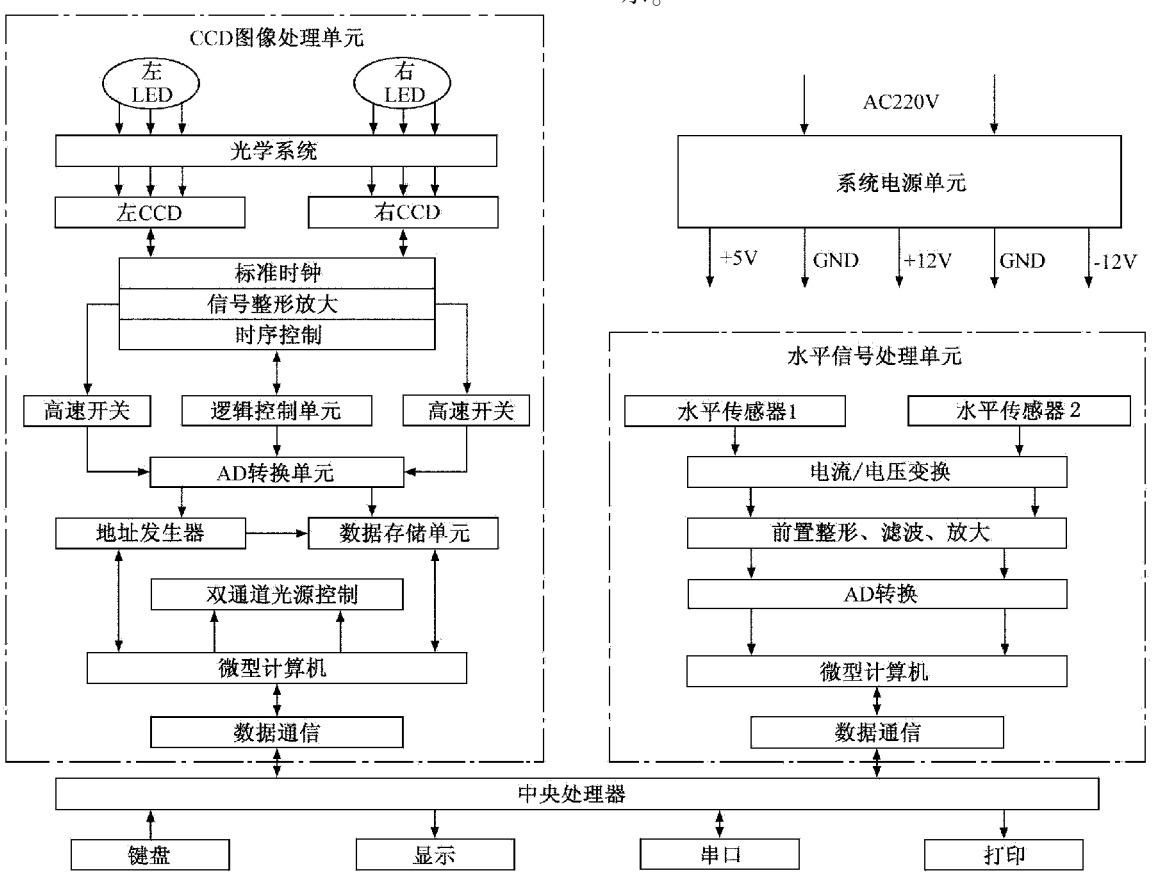


图 5 测量电控箱电路原理框图

5 测量不确定度评定

5.1 测量不确定度的评估

5.1.1 光电自准直仪单路示值误差引起的不确定度 u_1

单路所产生的测角示值误差为:1.5″,则 $u_1 = \frac{1.5}{\sqrt{3}} = 0.87''$。

5.1.2 两侧光轴之间零位光轴的不重合误差引入的不确定度 u_2

两光轴不重合误差为 1.0″,则 $u_2 = 1.0''/\sqrt{3} = 0.6''$。

5.1.3　风摆振动、气流扰动对测量影响引入的不确定度 u_3

在发射现场由于风摆产生的误差为 0.5″,故 $u_3 = \frac{0.5}{\sqrt{3}} = 0.3''$。

5.1.4　合成标准不确定度 u_c

$u_c^2 = 2u_1^2 + u_2^2 + 2u_3^2 = 1.96$

$u_c = 1.4''$

5.1.5　扩展不确定度 U

在 $p = 95\%$ 的置信概率下,取 $k = 2$,则扩展不确定度为

$U = 2\ u_c = 2.8''(k = 2)$。

5.2　测量不确定度的验证

按图 1 所示,将双镜头光电自准直仪安置在主、备份被测惯组中间的位置,左侧自准直光路测得备份惯组侧反光镜方位和俯仰偏角,右侧自准直光路测得惯组侧反光镜方位和俯仰偏角。利用双镜头自准直仪两侧的金属六面体代表被测冗余惯组上瞄准棱镜的侧反光镜,将自准直仪放置在两金属六面体中间,且在同一块花岗岩平板工作台面上,利用外部标准测量设备首先标定出两六面体之间的相对角度差值。调整测量设备水平状态 φ_0 和 γ_0 的变化,将双镜头自准直仪测得两金属六面体方位和俯仰方向的角度差值与其初值相对比。

表 1　双镜头自准直仪测量结果与标准测量数据对比

测量状态	自准直仪左侧值	自准直仪右侧值	测得两六面体差值	标准差值
φ_0 : 0° γ_0 :0°	方位:+477.7 俯仰:+37.9	方位:−356.2 俯仰:+28.3	方位:+833.9 俯仰:+9.6	方位:+834.5 俯仰:+9.0
φ_0 : 1.0° γ_0 :1.0°	方位:+477.2 俯仰:+37.6	方位:−356.8 俯仰:+27.8	方位:+834.0 俯仰:+9.8	方位:+834.5 俯仰:+9.0
φ_0 : 1.5° γ_0 :1.5°	方位:+478.5 俯仰:+37.1	方位:−356.5 俯仰:+28.7	方位:+835.0 俯仰:+8.4	方位:+834.5 俯仰:+9.0

由以上测量数据可知:测量装置与被测两反光镜水平状态发生变化时,由于自准直仪左、右两主光轴对称、同轴,两测量光轴将同时改变,测量数值的偏差量相互抵消,不会影响测量结果,自准直仪测得两金属六面体方位和俯仰角度差值满足测量要求,由此也验证了本装置的测量不确定度评定及对冗余惯组初始基准的现场校准方法是正确的、合理的。

6　结束语

通过对测量模型的分析及校准方法的验证,冗余惯组初始基准现场校准装置工作原理正确,测量数据准确、可靠,现场标定环境适应性强,实现了冗余惯组初始安装误差的现场标定,在制导系统的初始姿态角校准领域具有广泛的应用前景。

参考文献

[1]　秦永元. 惯性导航. 北京:科学出版社,2005.

[2]　孙方金. 自准直仪与反光面准直时的注意事项. 计量技术,1999.

2013 年 4 月
第 33 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr. ,2013
Vol. 33, No. 2

文章编号:1000-7202(2013) 02-0012-04 中图分类号:V416 文献标识码:A

基于立体视觉的飞行器运动姿态测量技术及其应用

温聚英[1] 路 鹰[1] 梁雅军[2] 张 琦[1] 陈世立[1]
(1. 中国运载火箭技术研究院研究发展中心,北京 100076;
2. 北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

摘 要 针对某飞行器地面试验测量需求,介绍了基于立体视觉的飞行器运动姿态测量技术的基本原理和系统组成,并对其测量结果进行了分析。试验结果表明,该系统能高度准确地实时测量弹体姿态角和位置,考核了弹上制导和导航准确度,为试验的顺利完成提供了测量保障。

关键词 飞行器视觉 姿态 测量

Measurement Technique of Motion Attitude to Vekicle Based on Stereovision and Its Application

WEN Ju-ying[1] LU Ying[1] LIANG Ya-jun[2] ZHANG Qi[1] CHEN Shi-li[1]
(1. China Academy of Launch Vehicle Technology Research and Develop Center, Beijing 100076;
2. Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076)

Abstract Aiming at the demand of spacecraft ground test, the basic principle of measurement technique based on stereovision is put forward and its system is built. The experiment results is presented that the proposed method had high accurately, and position and posture of the aerocraft are acquired. Accuracy of the navigation and control system was assessed, which ensure the accomplishment of experiment.

Key words Vehicle stereovision Attitude Measurement

1 引 言

近年来,运动姿态测量方法广泛应用于飞行器地面试验之中。运动姿态测量方法主要有立体视觉测量、激光跟踪仪测量、IGPS 测量等方法。立体视觉测量技术利用两台或多台数字相机作为传感器,进行被测目标拍摄,通过图像处理技术提取被测目标在图像中的位置,结合特定的数学模型解算出被测目标的空间三维坐标。立体视觉测量技术相对于其他方法,其测量设备具有测量准确度高、小型化、易于安装、操作方便等优点,可应用于飞行器地面试验、装配过程中对接姿态动态测量和武器型号复杂

收稿日期:2012-08-23, 修回日期:2012-09-24
作者简介:温聚英(1983-),女,硕士,主要研究方向:地面试验测试技术。

异型结构三维形貌测量[1]。

针对飞行器地面试验测量需求,本文提出一种基于立体视觉的飞行器运动姿态测量方法,并应用于某飞行器悬挂试验中,考核弹上控制系统准确度。

2　飞行器悬挂试验测量需求

某飞行器悬挂试验通过将飞行状态的总装产品进行悬挂,模拟微重力下飞行器运动状态,要尽可能真实地模拟上天飞行环境,减少地面外力对飞行器的影响。试验过程中,需要对弹体六自由度姿态进行动态测量,得到三维位姿数据,与弹上数据进行比对,对产品导航准确度进行考核和验证;实现姿态、位置的高分辨力精确测量,作为弹上产品控制性能分析的重要参考数据。飞行器悬挂试验对外部测量方法的需求如下:

1)非接触式光学测量

首先,飞行产品由几十米的悬绳吊挂在试验场地中,任何接触弹体的外力都会对弹体的姿态产生干扰,而采用附加传感器的方式又会额外地增加测试线缆,其附加干扰力矩对弹体姿态会产生较大影响,因此外部测量方法要求为非接触式。

2)实时、高准确度、宽视场测量

飞行器约 50ms 完成一个姿态角调整动作,外部测量系统要求至少连续测量 5 个时刻点,用于测量飞行器调整一个动作的运动过程。测试设备要求距离产品约 5m 远处布置,测量移动范围不小于 2m×2m×1m,最大角速度不小于 8°/s 的飞行器运动过程。

3)快速响应同步触发信号

外部测量系统要求能够快速响应触发信号,与弹上系统同步工作,保证运动姿态测量系统和弹上测量的起点一致,以减少起点测量误差,便于与弹上数据的比对。

3　测量原理及系统架构

3.1　基本原理

基于立体视觉的运动姿态测量原理是利用被测物体上特征点的空间位置和其光学成像位置间的对应性求解物体的六自由度姿态参数。基于双目相机的运动姿态测试包含摄像机系统参数的确定和三维空间的重构两部分内容。首先利用两个位置固定放置的摄像机从不同方向对飞行器上的特征点进行测量,经过图像处理得到安装在目标体上几个特征点像点的位置;其次,在此基础上根据透视投影的几何原理,得到标识点的空间位置信息;最后,通过两幅图像中特征点的 3D 匹配点对,计算出物体的运动参数[2,3],图 1 为基于立体视觉的目标姿态测量原理图。

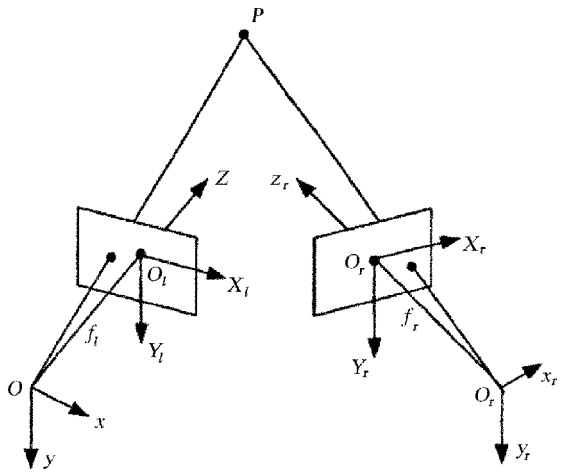


图 1　基于立体视觉的目标姿态测量原理图

设 $o-xyz$ 位于世界坐标系的原点处且无旋转,图像坐标系为 $O-X_lY_l$;右摄像机坐标系为 $o_r-x_ry_rz_r$,图像坐标系为 $O_r-X_rY_r$,有效焦距为 f_r。R 和平移矩阵 T 分别为

$$\boldsymbol{R}=\begin{bmatrix} r_1 & r_2 & r_3 \\ r_4 & r_5 & r_6 \\ r_7 & r_8 & r_9 \end{bmatrix},\boldsymbol{T}=\begin{bmatrix} t_x \\ t_y \\ t_z \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中:R,T 分别为左摄像机 $o-xyz$ 与右摄像机 $o_r-x_ry_rz_r$ 之间的旋转矩阵和平移矩阵。

$$\begin{cases} x = zX_l/f_l \\ y = zY_l/f_l \\ z = \dfrac{f_l(f_rt_x - X_rt_z)}{X_r(r_7X_l + r_8Y_l + f_lr_9) - f_r(r_1X_l + r_2Y_l + f_lr_3)} = \\ \qquad \dfrac{f_l(f_rt_y - Y_rt_z)}{Y_r(r_7X_l + r_8Y_l + f_lr_9) - f_r(r_4X_l + r_5Y_l + f_lr_6)} \end{cases} \tag{2}$$

式中:f_l——左摄像机有效焦距;f_r——右摄像机有效焦距;X_l,Y_l——分别为空间点在左摄像机中的坐标值;X_r,Y_r——分别为空间点在右摄像机中的坐标值;x,y,z——分别为空间点在世界坐标系下的坐标

值。

已知两个相机焦距 f_l,f_r 和空间点在左右相机中的图像坐标,以及旋转矩阵 R 和平移矩阵 T,就可以得到空间任意一点的坐标。由于两摄像机的空间位置、取向及倾角等具有不确定性,所以在摄像前要对摄像机的参数进行现场标定,并建立空间坐标系与图像平面坐标系之间的准确关系。

3.2 系统架构

基于立体视觉的运动姿态测量系统由高分辨力相机、宽视场消畸变镜头、高亮度 LED 光源、图像采集卡、高速海量数据存储模块、同步控制器、计算机系统等组成,图 2 为双目视觉测量系统硬件框图。

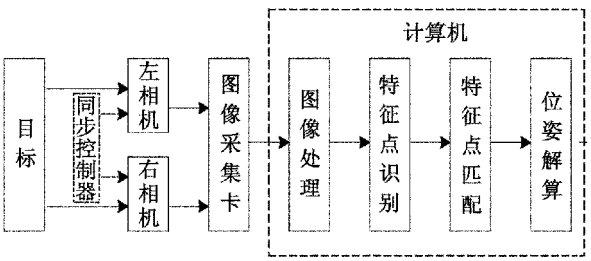


图 2 双目视觉测量系统硬件框图

基于立体视觉的运动姿态测量系统主要部件功能如下:

1)高分辨率相机,有效像素数:2 532×1 728;最高帧频:110Hz,安装定焦镜头拍摄图像,用于获取被测对象的图像信息。

2)高亮度 LED 光源,采用绿光光源,使相机具有较高的灵敏度,光源亮度通过串口控制可以实现精细调整。光源设计成环形阵列置于镜头前端,实现主动照明光轴与相机光轴同轴。

3)图像采集卡,用于将摄像机拍摄到的图像信息转化成计算机,能够识别的信息。

4)数据存储模块,采用高速串口硬盘阵列进行数据存储,实现海量数据的高速读写。

5)同步触发控制器,接收地面测发控设备发出的启动信号,快速响应,并向两个相机发送标准 100Hz 同步信号。设置光耦隔离,不影响主系统的正常工作。

6)计算机系统是整个测量系统的核心,具备相机标定、图像处理和位姿解算等功能,分别实现二维图像信息到三维尺寸信息的转变以及目标运动姿态和位置的解算。

4 飞行器悬挂试验应用实例

4.1 悬挂试验系统概况

某飞行器悬挂试验系统由弹上系统、地面测发控设备、运动姿态测量系统、悬挂装置、试验场地及配套设备等组成。试验时,地面测发控设备发送同步信号,运动姿态测量系统快速响应开始工作,保证弹上控制系统与运动姿态测量同步工作,图 3 为飞行器悬挂试验系统框图。

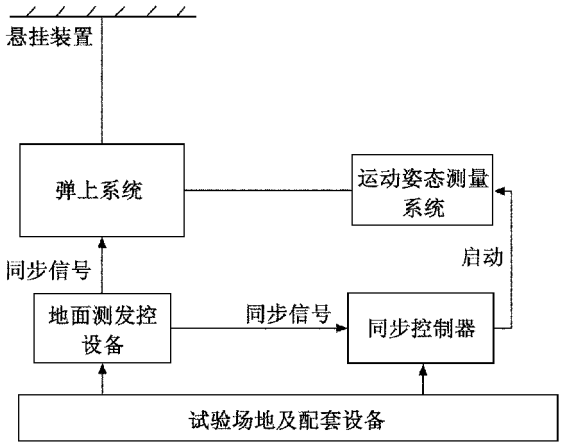


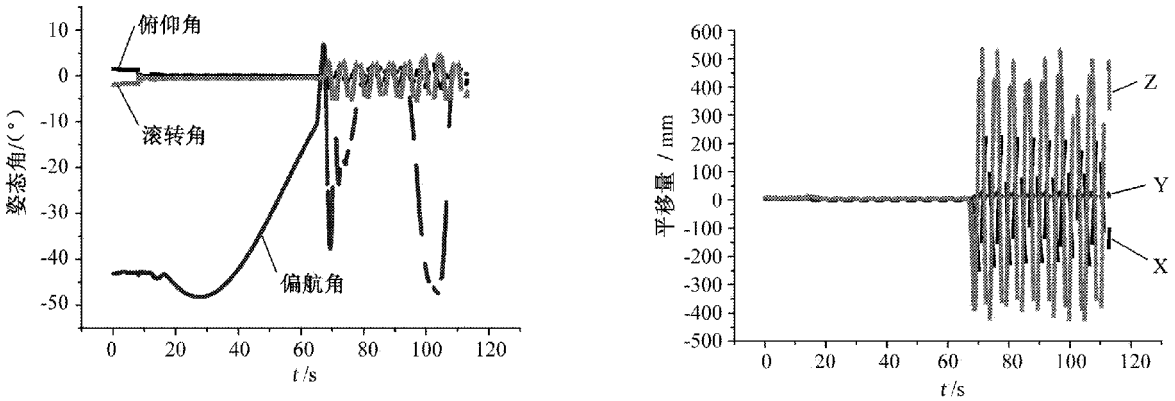
图 3 飞行器悬挂试验系统框图

悬挂试验系统涉及多个坐标系,试验前,由高准确度经纬仪测量发射坐标系、弹体坐标系、图像坐标系和世界测量坐标系之间的关系;同时,运动姿态测量系统也对弹体的初始位置进行图像采集,统一静态测量坐标系和动态坐标系,便于试验数据比对。在 2m×2m×1.5m 范围内,测量距离为 5m 时,位移静态标定误差为 ±0.1mm,角度静态标定误差为 ±0.5″。

在每次试验状态下,运动姿态测量系统能够正确响应控制系统启动信号,以 100 帧/s 的速度进行采样,无丢帧现象,图像数据清晰可靠。

4.2 测量结果分析

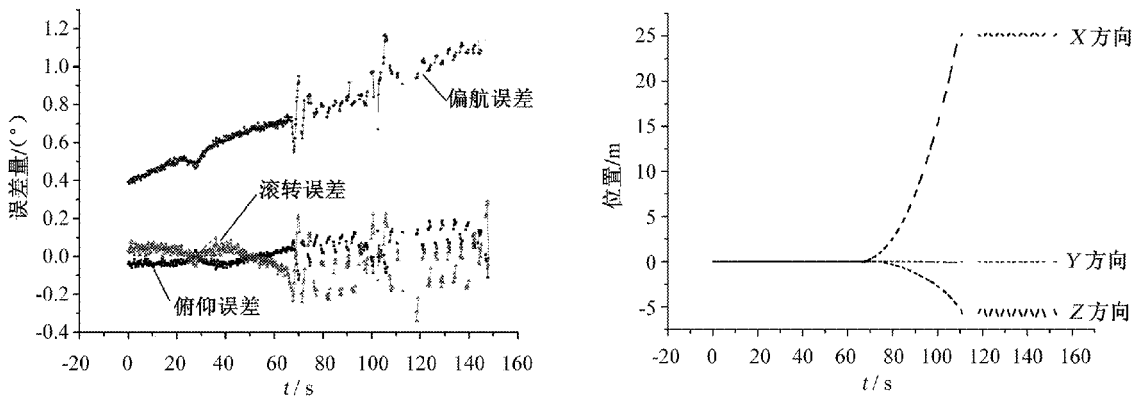
在飞行器试验过程中,运动姿态测量系统获得了飞行器动作段的完整的测量数据,实现了弹体坐标系在发射坐标系下的位置、速度、姿态角速度和姿态角的测量,测量的弹体姿态角、位移和理论运动参数趋势一致,两者结果重合度较好。图 4 为运动姿态测量系统解算的弹体姿态角和位移趋势图。



(a) 姿态角趋势图　　(b) 位移趋势图

图 4　外测的弹体姿态角和位移趋势图

已知同一时刻的弹上控制系统和运动姿态测量系统测量的姿态角和位移量,将弹上控制系统计算量与外测量分别求差,对产品导航精度进行考核和验证。图 5 为弹上和外测测量的姿态角和位移比对图。



(a) 姿态角比对趋势图　　(b) 位移比对趋势图

图 5　外测和弹上姿态角和位移比对图

由姿态角比对趋势图可知,弹上控制系统导航算法得到的姿态角与外测得到的姿态角存在误差,俯仰角、滚转角误差值较小,保持在 0.2°以内;而偏航角误差较大,呈线性增加,随着时间逐步增长,误差呈线性增长,最大高达 1.2°。弹上惯组器件随着时间累积,误差会逐渐增大,但该误差远远超过惯组器件标定的漂移误差。经分析,弹上控制系统姿态解算的地球自转角速度扣除公式有误,导致计算的姿态角偏差较大。

由位移比对趋势图可知,弹体 X 方向位移误差高达 25m。经分析,姿态角偏差影响了弹上控制系统位置解算精度,导致位置误差较大,并且随时间逐步增长。

试验中,运动姿态测量系统对弹体六自由度姿态进行动态测量,复现了弹体的运动过程。经分析确定控制系统弹上算法有误,在后续试验中改进了弹上软件姿态角计算公式,消除了由该项产生的较大漂移误差。运动姿态测量系统为弹上产品控制性能分析提供了重要参考数据,考核并验证了产品导航准确度。

(下转第 21 页)

文章编号:1000-7202(2013) 02-0016-06 中图分类号:TH744.5 文献标识码:A

激光雷达扫描仪在网状天线测量中的应用

贺 燕[1] 刘 勇[1] 王东伟[1] 熊永虎[2] 陈晓晖[1] 殷 晴[1]
(1 北京航天计量测试技术研究所,北京 10076;2. 中国科学院电子学研究所,北京 100083)

摘 要 从原理和结构上介绍了激光雷达扫描仪,并针对其绝对测距原理进行分析。结合该仪器的技术特点,对激光雷达扫描仪应用于网状天线形面测试和电性能测试做了介绍。通过对测试结果分析,证明激光雷达扫描仪技术的先进性和适用性,并展望其应用前景。

关键词 激光雷达 测距 调频 网状天线

The Application of Laser Radar in Measuring Mesh Antenna

HE Yan[1] LIU Yong[1] WANG Dong-Wei[1] XIONG Yong-hu[2] CHEN Xiao-hui[1] YIN Qing[1]
(1. Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076;
2. Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100083)

Abstract The principle and the structure of laser radar were introduced, And the theory of the absolute distance measurement was analyzed especially. With the technical merit , the laser radar was applied in measuring mesh antenna and the adjusting before antenna's RF test. The measurement's result proved the advantage and the adaptability of laser radar. And future of the instrument was expected.

Key words Laser radar Distance measurement Frequency moduled Mesh antenna

1 引 言

航空航天领域涉及到许多几何形面的现场测试工作,几何形面测试结果与电性能测试结果的综合分析可以对天线的加工结果作出评价。目前,实现几何形面现场测试普遍采用电子经纬仪系统或跟踪仪系统,这两种系统无论在测量方法还是测试效率上都存在一定的局限性。美国 Metris 公司生产的新型激光雷达扫描仪(Laser Radar)采用了激光绝对测距专利技术和极坐标测量系统,实现了空间点三维坐标非接触测量和快速扫描测量功能,避免了类似粘贴靶标或使用靶镜接触工件等现象,在保证同样的测试准确度情况下,大大提高测试效率。该仪器特别适合国内正在开展研究的网状天线几何形面的测试,本文将结合仪器的原理,针对网状天线的测试加以介绍。

2 激光雷达扫描仪介绍

2.1 仪器结构

激光雷达扫描仪通过激光干涉原理测量被测目标到激光头的距离,配合激光光束方位角(θ)和俯仰角(γ)的测量建立极坐标系统,再通过数学变换

收稿日期:2013-02-18
作者简介:贺燕(1961-),女,工程师,主要研究方向:几何量计量。

将极坐标转换为空间坐标,激光雷达扫描仪的测量示意图如图 1 所示。从一定程度上,激光雷达扫描仪与激光跟踪仪测量原理上有相近之处,但是激光雷达扫描仪具备激光跟踪仪无法比拟的优势。激光雷达扫描仪利用了激光调频绝对测距的功能,可实现对被测目标非接触、快速扫描测量,避免目前各种仪器利用靶球接触测试或粘贴靶标等方法的局限性。

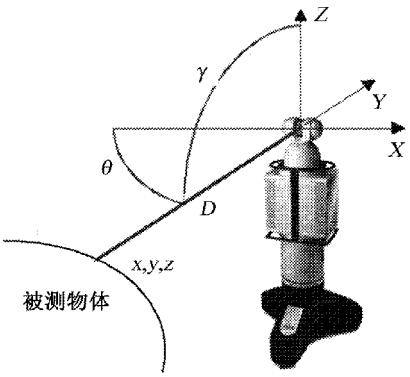


图 1　激光雷达扫描仪测试示意图

该套系统中存在两种激光,光源皆为半导体激光器。一种是可见的红色激光,它用于瞄准和回光指示,并不用于实际的测量;另一种是波长为1 550 nm 的红外激光,它具有 200THz 的频率,可以有效减小外界干扰对测量的影响,因此作为测距激光。两种激光经过光耦合变为同轴激光,利用透镜调节装置来调节透镜的位置,实现对激光聚焦距离进行调整,二维回转扫描反光镜将出射激光反射射向不同方向,使得仪器测量范围得到最大扩展,测试变得更加灵活。操作人员可通过仪器内部的 CCD 摄像机实现对被测目标的实时观测。仪器光路上采用了迈克尔逊的结构,耦合的激光在射出仪器前通过分光镜,一束分光射进一个标准光纤组,光纤组由若干条长度一定的标准光纤组成,通过光纤组的激光就作为参考臂,测量臂激光射向被测物体,激光光束经被测物体上反射回来与光纤参考臂的激光汇聚发生干涉,产生拍频。根据拍波相位变化检测仪器原点到目标点的距离。根据测量物体距离不同,系统自动选取参考臂光纤,实现得出最精确的测量结果。同时,方位和俯仰旋转轴系由精密轴系统和伺服马达驱动系统组成,俯仰角和水平角测量值由安装于反射镜轴系上的精密码盘读出,激光雷达扫描仪光路及结构原理图如图 2 所示。

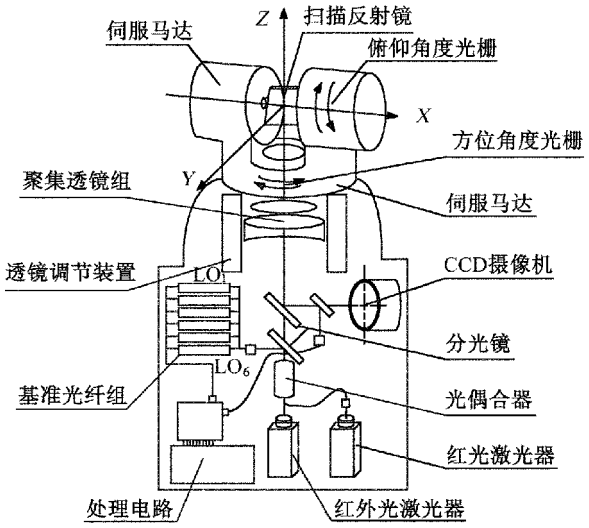


图 2　激光雷达扫描仪光路及结构原理图

这样就得到空间极坐标结果 (R,γ,θ),利用式(1)即可得出靶标所在目标点的三维坐标值(x,y,z)。

$$\left.\begin{aligned} x &= R\sin(\gamma)\cos(\theta) \\ y &= R\sin(\gamma)\sin(\theta) \\ z &= R\cos(\gamma) \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

式中:θ—— 极坐标系方位角;γ—— 极坐标系俯仰角;R —— 极坐标系的极径;在测量仪器中为被测目标点的距离。

2.2　激光绝对测距原理

激光雷达扫描仪主要特点在于其专利技术——激光绝对测距技术。测距与测长是不同的概念:测长说明目标点相对某基准点的连续位移的增量,其有相对固定的方向性,双频激光干涉仪和跟踪仪使用这种原理;而测距是测量目标点到基准点距离,测距不受方向性和连续性的限制,应用更加灵活。为了实现绝对测距就必须使激光器产生适于测距的激光,不同种类激光器产生激光的机理不同,气体激光器采用合成波原理,该原理在技术上实现仍相当复杂,多谱线稳频并没有很好的解决,整套技术并不完善,尚未应用于工业生产;而半导体激光器利用调频技术相对比较成熟。激光雷达扫描仪就是利用半导体激光器调频实现绝对测距的[1]。

激光雷达扫描仪采用了类似迈克耳逊干涉仪的光学结构,1 550nm 的红外测量激光被分成两部分,一部分进入光学参考臂,该参考臂是由一段精确标定过光程的光纤构成的;另一部分激光射向被测物体,相当于测量臂。出射光经物体表面反射回来与

通过光纤的参考光相遇,若两干涉臂长度不等,两路反射回来的激光产生相对延时τ,会合后形成光拍。激光绝对测距不再用干涉条纹计数方法进行测量,而是根据光拍的频率与延时τ成正比,或者说是与两臂光程差成正比,测出拍频值,再算出对应的距离值。测量距离的问题就转化为测量频率的问题,而这种测量并不要求测量臂反射镜从一个测点连续移动到另一个测点,只需将被测镜分别放置在两个测点,正好满足绝对距离测量的要求。

但是激光雷达扫描仪不同于激光干涉仪测长原理,它不是利用激光光频由于自身时延产生的拍进行测量,而是在1 550nm 红外激光 200THz 的基础频率上,通过对半导体激光器采用电流注入方式进行调频,调频频率为 0.5kHz,约 100GHz 的调频带宽。可见,半导体激光的线性调频就是使激光发射的光频随时间线性变化。

激光调频就是对激光的频率用一三角波或锯齿波进行调制,得到一个调制波形,如图 3 所示。其频率与时间的函数关系$f(t)$可由下式给出

$$f(t) = f_0 + (\Delta F/\Delta T)t \qquad (2)$$

式中:f_0——激光的中心频率;ΔF——发射激光与反射回光频率变化量;ΔT——发射激光与反射回光时间变化量;Δt——测量时间;$\Delta F/\Delta T$——调制系数。

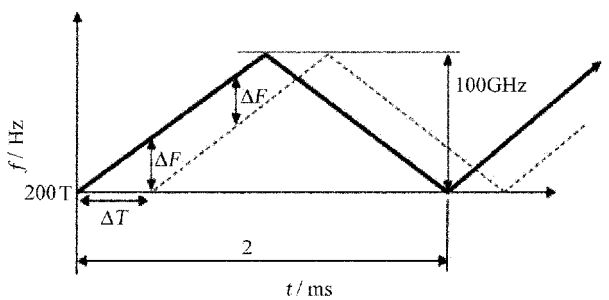


图 3 激光雷达扫描仪拍频示意图(图中 F、T 斜体)

调制后的激光射到被测物体上,经反射后由光学接收器接收,激光器到被测目标的距离 R 由下式表示

$$R = \frac{\tau c}{2} \qquad (3)$$

式中:τ——激光传播时间;c——激光的光速。

调制后的激光经分光后形成一路参考光和一路测量光,测量光射向被测目标经反射后与参考光混频,产生拍波。两路光波频率之差即为拍波频率(简称:拍频),如图 4 所示。

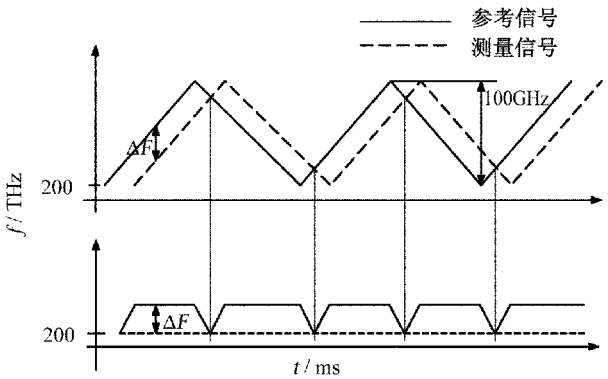


图 4 拍频示意图

拍频f_P为

$$f_P = f(t+\tau) - f(t) = (\Delta F/\Delta T)\,\tau \qquad (4)$$

由拍频可精确地计算出时间τ,则被测目标点的距离

$$R = c\,\tau/2 = c \times f_P/(2(\Delta F/\Delta T)) \qquad (5)$$

由于测量臂与参考臂不同,使得测量臂信号相对于参考臂信号有延时 ΔT,并产生光拍,这个拍随着 ΔT 的增大而增大。用测量延时 ΔT 来计算光程差显然不太现实,但通过测量拍频来计算光程则易于实现[2,3]。

另一方面,将式(5)求导,可得

$$\Delta R = \frac{c}{2(\Delta F/\Delta T)}\Delta f_p \qquad (6)$$

式中:ΔR——距离变化量;;Δf_p——拍频变化量。

由式(6)推导,可得 $\Delta f_p = 575(\text{kHz/m}) \cdot \Delta R$,当 $\Delta f_p = 0.58$Hz 时,$\Delta R = 1\mu$m,即 0.58Hz 的拍频变化所代表的被测物位移变化量为 1μm,通过测量相位变化就可以得到频率的变化量。现有的相位分辨技术完全可以达到 1/1 000 的分辨力,因此保证精密测量可达到微米量级。

激光雷达扫描仪内测量臂光纤是经过精确标定的,光纤长度用 L_f 表示。最短的光纤长度约为 L_f = 4.2m,经调频的激光频率为 2.3MHz,测量距离可用公式(7)表示

$$R = \pm f_P \cdot \frac{L_f}{2.3} + 2L_f \qquad (7)$$

可见,当拍频为 0 时,测量臂与参考臂相同为 $2L_f$,被测物距仪器中心距离为 L_f。拍频为 4.6MHz

时,测量臂长度为 $4L_f$,被测物距仪器中心距离为 $2L_f$。随距离增大,拍频并不是线性增加,而是在(0~4.6)MHz 内作周期变化,其变化曲线如图 5 所示。

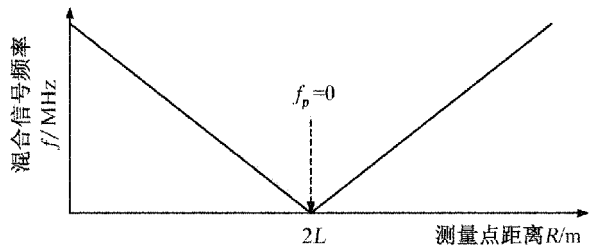


图 5　拍频的变化曲线图

当被测物体距离超出 $2L_f$ 时,仪器也遇到了结果唯一性的问题,可见此种测量受测量范围限制。因此,仪器中安装了多条不同长度光纤,来满足更大范围的测量,解决测量多值性的问题,结构示意图如图 6 所示。测量过程中,当测量距离超出所采用标准光纤长度两倍时,仪器自动选取下一条标准光纤对距离重新测试,通过采用不同参考臂分别测量,并对测量结果进行比较,选取一个最佳测量值作为结果。在(1~60)m 的测量范围内,随着被测物体距离的变化,所采用的参考光纤也发生变化,在两条光纤共同作用区域,系统自动根据两个测量结果的准确度进行参考光纤的选择。仪器出厂前每条光纤在 70℃下进行长度标定,仪器工作时,内置加热炉将光纤加热到 70℃,有效降低不同环境对测量结果的影响[4]。

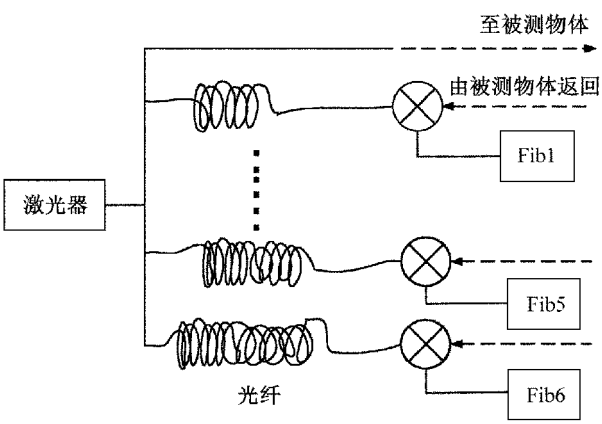


图 6　多条参考光纤参与测量结构示意图

根据公式(5)可知,提高测量准确度的关键是提高半导体激光器调频线性度,即提高半导体激光的调频频率,使得调制三角波的一周期内,光频的变化量要大,而且调制波的频率也要尽量的高才好,这样可使大范围的长度测量达到微米级。由于激光雷达仅仅依靠拍波频率进行距离的测量,而与信号幅度无关,所以它大大降低了对测量环境条件和被测物体反射率的要求,即使返回光束功率为 1pW,也能进行可靠的测量。

2.3　激光雷达扫描仪技术特点

激光雷达扫描仪是一种新型大尺寸测量仪器,可以测量 60m 半径范围内的工件,既可以非接触点测,也可以扫描自动测量,使得测量更加方便,工作效率更高。

2.3.1　技术指标[5]

1)测量范围:MV260 型 60m 半径范围;

2)空间误差(2σ):$(1\times10L)\ \mu m$,L 为被测量目标点至仪器原点距离,单位:m;

3) 扫描速率:1 000 点/s;

4)测量范围:方位角 0°~360°,
俯仰角-45°~45°。

2.3.2　技术特点

1)非接触测量方式,无需合作目标测量,对被测物体表面没有破坏和影响;

2)测量范围大,特别适合大尺寸测量;

3)可以实现自动扫描测量,适应性强、效率高;

4)可实现复杂环境下测试,无需人工干预;

5)测量结果可生成三维实体图像,有利于进行逆向工程;

5)可以利用镜面反射测量,适用于回转体及盲区的测试,降低移站对测量准确度的损耗。

3　激光雷达扫描仪在网状天线测试中的应用

3.1　网状天线简介

激光雷达扫描仪可以实现空间坐标点非接触高准确度测量,特别适合应用于网状天线的测试。网状天线是一种常见的展开天线类型,其反射面由一种编制金属网构成,具有质量小、展开收缩比大的特点。因此,对于降低航天器有效载荷及体积有很大作用。尽管金属网面不属于实体表面,是不连续的,但是仍然能够反射高达 40GHz 的无线电波。通过不同的支撑结构,网状天线可以实现多种构型。目前,国际先进的航天国家的网状天线技术相对比较

成熟,如美国研制的刚性肋天线(RRA)、缠绕肋天线(WRA)(图7)、铰链肋式天线(HRA)、俄罗斯生产的 EGS 天线(图8)和日本 NTT 研制的可展单元式网状天线等。相比国外研制情况,我们国家还处于网状天线研制初期,对于天线有效测量更是没有经验可循。中国科学院电子学研究所走在网状天线研究的前列,为某型号卫星研制 SAR(合成孔径雷达)天线系统已经完成实验,以开展进一步的应用。为了使 SAR 网状天线达到相关设计要求,我们与中科院电子所开展研究合作,解决网状天线形面测试的难题。

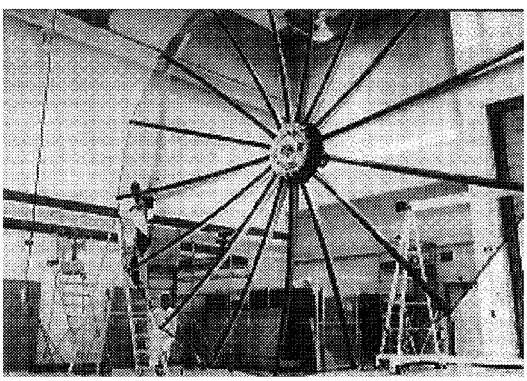


图7 缠绕肋天线(WRA)外观图

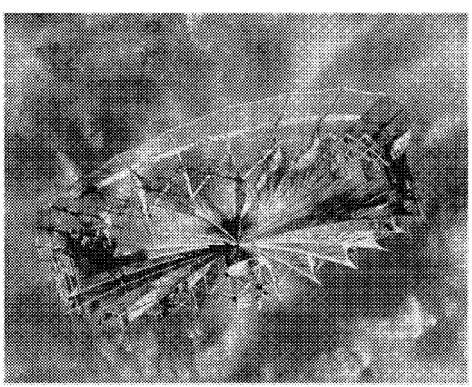


图8 俄罗斯 EGS 天线外观图

星载 SAR 轻型网状天线采用的桁架式可展开网状抛物线天线,该种桁架单元构成的大型空间可展桁架结构由于收缩体积小,刚度高及形状构造灵活等优点,可以作为桁架式网状抛物面反射器的一种有效支撑结构。在结构的节点或杆件终点处按特定的要求设置扭簧,折叠时扭簧受预应力存储变形能量,结构解锁时,扭簧释放弹性能量,驱动结构逐步展开。

星载 SAR 轻型网状可展开天线网面的形面准确度、天线形面方向位置参数与天线电性能直接相关,为了保证天线电性能达到设计指标要求,必须对天线机械性能参数做出相应的校准。利用大尺寸坐标测量系统可以完成天线面型及形面方位等参数的测量并对天线加工结果进行校准,但是由于网状天线的特殊结构,传统的大尺寸测试仪器应用起来有局限性,效率也不高。如电子经纬仪测量系统和摄影测量系统都需要在被测物体上粘贴靶标,而靶标会在天线上残留胶质多余物,对于天线的收拢展开造成不定的影响,激光跟踪仪测试过程中,需要用跟踪棱镜接触测量物体本身,而且测试效率不高。而激光雷达扫描仪扫描测量可以很好满足天线测试要求,一方面不接触被测天线,不会有外力对形面产生影响;另一方面,测量的自动化可以尽可能多的收集形面信息,完整反映形面特征。

3.2 测量方法

3.2.1 天线形面测量

首先利用激光雷达扫描仪在网状天线边沿取若干个点作为边界点,边界点构成一个封闭的区域,即为待测区域。通过软件设置自动扫描的点间隔,包括步距和行距,仪器根据设定要求进行自动化空间点扫描测量,每个点自动聚焦测量得出点坐标值。在测量区域内所有测量点就构成网状天线的形面数据,通过拟合分析计算,得出拟合形面的均方差、焦距、顶点和焦点坐标等数据。网状天线安装有中心杆及馈源等机械部件,该机械部件的形位参数要与天线几何参数具有对应关系,因此根据测试数据与机械部件参数比较并指导机械部件的位置调整,直至偏差满足预定的要求。

3.2.2 天线位置

在天线形面满足设计要求后,为了实现天线电性能测试,网状天线需要被安置在微波暗室内进行试验。微波暗室内有一个电信号发射器,发射器能够形成一个扫描平面,网状天线形面与发射器扫描平面间要求有一定的位置关系。通过测试网状天线上的某些特征点作为参考点,参考点反映天线位置参数,与扫描形面进行位置和姿态比较,利用二轴转台对反射器俯仰角和偏航角进行调整,直至偏差满足预定要求。

3.3 测量结果及分析

测试结果显示,激光雷达扫描仪扫描测量功能具有自动化高、测点质量好、准确度高的特点,其非接触测量特点特别适合网状天线的测试。在同一个

坐标系下,完成对整个形面的扫描,形成扫描测量点点云,如图 9 所示。对测量异常点按照一定的规则剔除后,整个形面保留了15 000多个点,测量点数量充分的反应形面的特征。对测量点进行形面拟合,得出抛物面焦距为2 172mm,RMS(均方根误差)为2.94mm,满足技术指标要求。随后,天线的电性能测试得到的满意的结果,再次证明天线形面位置的准确,而这一切都是通过准确的测试才得以保障。

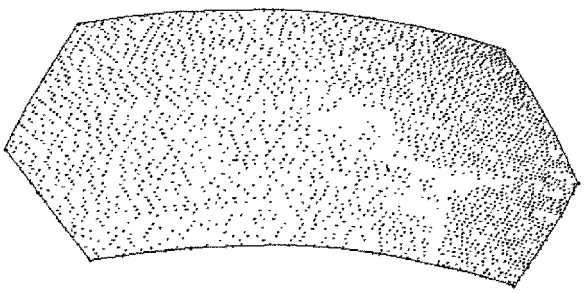


图 9　SAR 天线形面点云图

4　结束语

激光雷达扫描仪的应用很好的解决了网状天线测试的难题,从而为我国网状天线的研制提供了计量保障。而且,激光绝对测距原理应用于大尺寸测试仪器,仪器测试方法和效果都有很大的提高,对于空间大尺寸测量有很大的促进作用。高准确度空间尺寸形面测量要求不断增加,尤其大型航天器外形公差测量、箭船对接和卫星天线形面测量等方面,都亟需更高准确度、更快速的测量方法。因此,激光雷达扫描仪将以其高效率、高准确度和功能强的优势在航空航天等领域发挥越来越大的作用。

参考文献

[1] 殷纯永. 现代干涉测量技术. 天津大学出版社,1999.

[2] 沈兆欣. 调频激光雷达空间测量技术探讨. 宇航计测技术,2005,(4):5 ~ 10.

[3] 王为农. 提升激光跟踪仪长度测量准确度的方法. 计量学报(增刊),2006.

[4] MVI Technical Staff. Frequency Modulated Coherent Laser Radar Technology. Newington:MetricVision Co,2003.

[5] David A. White, Jack Shry. Noncontact Measurement for Today and Tomorrow. Newington:MetricVision Co,2003.

(上接第 15 页)

5　结束语

本文介绍了一种基于立体视觉的飞行器运动姿态测量方法,并应用于某飞行器悬挂试验。试验结果表明,运动姿态测量系统满足飞行器试验测量要求,有效地解决了试验中出现的问题,为试验的顺利完成提供了测量保障。

该系统能够实时解算三维位姿数据,通过提高相机分辨力和实时解算速度,经过适当转化,该技术可以广泛应用到飞行器分离解锁、整流罩分离等地面试验,也可用于运载火箭总装对接、大型贮箱变形、武器型号复杂异型结构三维形貌测量,以及风摆试验中产品动态跟踪测量和飞行器视觉导航等多方面,具有广泛的应用前景。

参考文献

[1] 王江涛,陈得宝等. 一种高效的实时视觉姿态测量[J]. 光电工程,2011,38(1):76 ~ 80.

[2] 胡宝洁,曾峦等. 基于立体视觉的目标姿态测量技术[J]. 计算机测量与控制,2007,15(1):27 ~ 28.

[3] 张庆君,胡修林,叶斌等. 基于双目视觉的航天器间相对位置和姿态的测量方法[J]. 宇航学报,2008,29(1):156 ~ 161.

2013 年 4 月
第 33 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr. ,2013
Vol. 33, No. 2

文章编号:1000-7202(2013) 02-0022-05 中图分类号:TG85 文献标识码:A

大尺寸螺纹检测技术研究

佟 岩 马 宇 李 琳 梁海龙
(四川航天计量测试研究所,成都 610100)

摘 要 针对型号产品中大尺寸螺纹检测的难题,以激光三角法为理论基础,开展了螺纹参数的激光三角法应用方法、数据处理算法等研究,突破了螺纹牙型完整轮廓的检测技术,构建了螺纹检测校准装置,实现了非接触检测螺纹参数目的,可满足型号产品使用的大尺寸螺纹检测需求。

关键词 大尺寸 螺纹参数 间接测量

Research on Measurement Technique to Thread of the Large Size

TONG Yan MA Yu LI Lin LIANG Hai-long
(Sichuan Aerospace Measurement and Test Research Institute, Chengdu 610100)

Abstract According to the difficulty of measurement thread of the large size, researchers carried out researches, such as the application of the laser triangulation method on thread parameters, data-processing algorithm and so on, made a breakthrough in testing the complete contour of thread form, built a device with thread testing and calibrating so that achieving contactless testing for thread and meeting the demands of the large size of thread testing.

Key words Large size Thread paramenter Indirect measurement

1 引 言

在科研生产中,螺纹连接有着不可替代的广泛应用。对于公称直径在 Φ1 ~ Φ185 范围的螺纹,常规的检测方法基本都可以满足,而型号产品中用到的大尺寸螺纹连接件(大于 M200),则是检测难点。传统的校对规检测方式人为误差大,并且容易造成螺纹扣卡死现象,增加成本。为了解决这一检测难题,我们以激光三角法为理论基础,研制了螺纹检测校准装置,并开展了非接触检测螺纹参数的技术研究。

2 螺纹检测校准装置的研制

为实现大尺寸螺纹件的检测,在硬件配置上既要满足空间要求,同时也能实现螺纹牙型轮廓的全扫描需求,借鉴于三坐标测量机及轮廓仪的结构思路,研制的螺纹检测校准装置主要由激光位移传感

收稿日期:2013-02-25
作者简介:佟岩(1976-),女,硕士,高级工程师,主要研究方向:几何量计量技术。

器、机械框架、转台三部分构成,如图 1 所示。

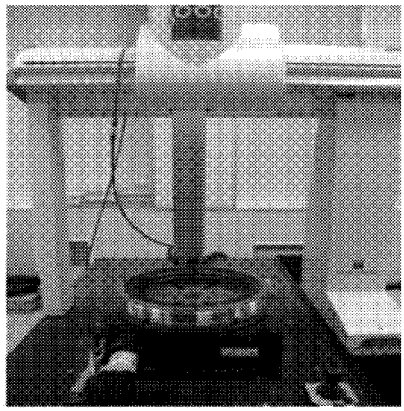


图 1　螺纹检测校准装置图

位于立柱下方的激光位移传感器负责收集螺纹牙型轮廓的型面数据,转台带动被测螺纹提供多个扫描位置,而机械框架的定位数据则是计算螺纹参数的基础。

硬件误差是影响螺纹检测结果的直接因素,选择性价比较高的基恩士公司的 LK-G30 小光点型激光位移传感器作为关键的螺纹型面扫描测头。该传感器测量范围为±5mm,其线性误差为±0.05% ,既能满足方案中扫描螺纹牙型轮廓的测量范围(牙高不大于 4mm),又能达到扫描定位误差(±4mm 内线性误差为±2.0μm)的要求。

3　螺纹牙型轮廓数据采集及处理

螺纹牙型轮廓数据的采集及处理是实现螺纹检测任务的核心,数据采集任务主要分为两个部分,一是转台中心数据的采集,二是螺纹牙型轮廓线扫描数据的采集。扫描数据的处理则是通过一定的滤波降噪过程得到可以用于参数计算的有效数据。

3.1　转台旋转中心坐标的采集

转台中心在空间坐标系的位置是后续数据处理的关键,通过校准已知直径的标准件(光面环规)来获得转台中心的坐标值。根据标准件的直径,设定在 XY 平面内沿 X 向的运行间距(0.01 ~0.2)mm,使得激光位移传感器沿 X 向对称于标准件中心移动(8 ~20)mm,得到每一位置对应的坐标值及激光位移传感器的读数值,按最小二乘法拟合计算得到该扫描轨迹所对应的圆心坐标值及直径;转台依次旋转 90°,分别得到同一截面高度处的扫描轨迹坐标值。在此拟合过程中,虽然存在拟合误差,但四次寻找极值点的 X 向坐标结果不大于 0.01mm,由此引起的 Y 向读数值误差小于 0.001mm。故此,取四次结果的均值作为转台旋转中心坐标值。

3.2　螺纹牙型轮廓面的数据采集

将被检螺纹置于转台中心后,手动移动机械框架,使激光位移传感器出射激光打在待检螺纹牙顶截面的中心位置,并保证其处于待检螺纹中心线附近。按前述方法找到螺纹轴切面后将激光位移传感器抬升一定高度,保证激光位移传感器的出射平面高于螺纹量规的上表面,此时激光位移传感器的读数处于负无穷大。根据螺纹量规的厚度尺寸,设定 Z 向运行距离(Z 向运行距离大于螺纹量规厚度),根据螺距设定运行间距(0.005 ~0.02)mm。驱动机械框架的立柱带动激光位移传感器由上至下运行,保证激光出射点扫描完整的螺纹牙型轮廓,扫描完成后抬升至起始位置;转台依次旋转 90°,按以上方法分别得到对应的螺纹牙型轮廓线扫描数据。采集到的螺纹牙型轮廓线如图 2 所示。

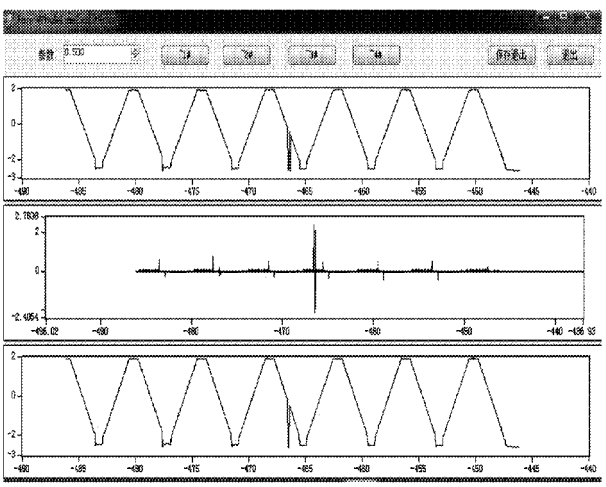


图 2　螺纹牙型轮廓扫描数据图

机械框架的坐标数据是独立的坐标系统,在机械坐标系下,空间每点都有特定的坐标值(x,y,z)。由于激光位移传感器依附于机械框架的立柱下方,随立柱的移动而有特定的坐标位置关系,而激光位移传感器的零位在不调整内设参数时是固定的参照点,其独立的坐标系统是相对于该基点零位而定,并且固化于激光出射平面。由此可见,激光位移传感器是在机械框架空间坐标系统中的第二平面坐标系,两者由于激光位移传感器在相对于立柱的固化位置而统一。针对本项目中的实验试件(螺纹量

规)的每一点均由机械坐标系的绝对坐标及激光位移传感器的相对坐标构成,即每点的坐标值为(x,y,z,δ),从而产生的距离也是绝对坐标值与相对坐标值的综合数据。虽然激光位移传感器的零点与激光出射点间的距离在空间坐标系中未知,但因是固定值,对检测结果没有影响,故不考虑该因素的影响。

3.3 扫描数据的处理

通过设置合理的激光位移传感器误差范围,剔除扫描过程中红色报警数据。选定一个合适小波基函数,对含有粗大误差的测量数据进行小波分解,粗大误差数据点就可通过小波分解后的高频信号进行准确定位,高频信号有一个明显的脉冲突变,利用这个突变脉冲可以准确地检测到粗大误差点的位置,并将其剔除。

当扫描数据在图像上出现明显的偏移、变形时应考虑采集数据出现系统误差。造成系统误差的原因多与硬件结构的误差、螺纹的安装、环境条件有关。通过分析图像的整体趋势,分析产生偏移、变形的原因,如果重新检测后消除此误差,则以新数据为有效数据。当不能消除时,则需找到统一修正系数,对整体的偏移、变形数据进行修正,以修正后的数据做作为有效数据进行后期的拟合、计算。在去除粗大误差和系统误差后,扫描数据的处理主要针对其随机误差,常用的两种方法是滑动平均滤波和零相位滤波。滑动平均滤波计算过程简单,滤波的过程中仅使用了当前采样的数据和之前采样的数据,所以滑动滤波可以实现数据采集实时滤波。零相位滤波是将输入信号按顺序通过滤波器后将所得结果反向再次通过滤波器,再将此次滤波之后所得的结果逆序输出,便能得到精确零相位失真的输出序列。从图 3 可以清楚地观察到,滑动平均滤波曲线相对原始牙型轮廓曲线发生了明显的延时。然而,零相位数字滤波曲线与原始输入信号的基本重合,没有在时域内发生延时现象,实现了对螺纹牙型轮廓数据的滤波处理,这无疑对于后续数据处理是至关重要的。

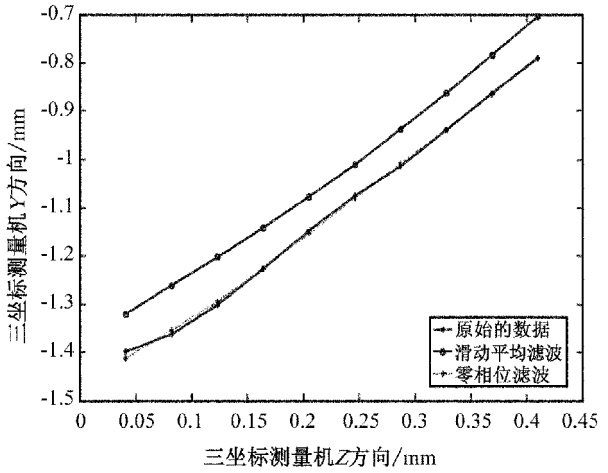


图 3 螺纹 M72×4–5g TT 滑动平均滤波与零相位滤波局部示意图

4 螺纹参数计算

4.1 扫描数据的坐标系换算

因被测螺纹处于检测校准装置的空间坐标系内,而螺纹参数是相对于螺纹轴心线而定义。由此可见,螺纹扫描数据需要统一于相对螺纹轴心线的零件坐标系中。

激光位移传感器固定在框架 z 轴上面,激光坐标系的零点位置与机械坐标系存在一个固定的坐标变换数据,此参数在后期计算螺纹的参数时可消元处理。通过求取标准圆柱反求圆柱信息,可间接求出转台的中心(x,y) 在机械框架下特定 z 值的坐标值,此时在机械结构下面相当于是一个圆柱的坐标。

4.2 扫描数据的拟合

独立的螺纹牙型轮廓扫描曲线实际上是激光位移传感器的激光入射点相对 Z 向基准运动轴线的测距变量 δ_Y,根据螺纹的实际情况,其波型为周期的三角波型,测距变量 δ_Y 是螺距 P、牙型半角 $\alpha/2$ 的函数 $\delta_Y = f(P,\alpha/2)$,见图 4。三角波型的直线部分是函数的关键,通过一阶线性拟合计算直线的斜率可以确定 P,$\alpha/2$ 等重要参数,同时中径的定义也是基于正确的直线部分中点。

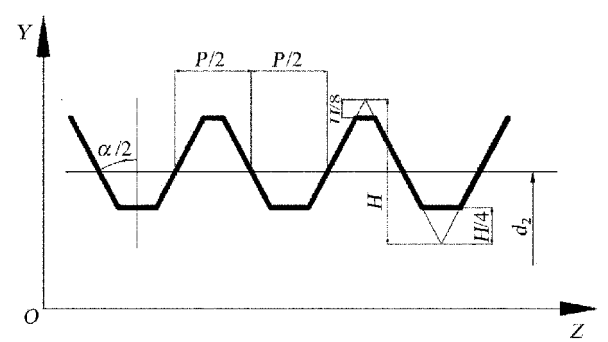


图 4 螺纹牙型轮廓函数关系示意图

4.3　扫描数据的分段处理

扫描数据拟合后,对数据进行手动分段处理,根据螺纹牙型轮廓线的牙顶、牙侧及牙底部分的明显界线用光标十字线对扫描曲线分段,并保证参与后期计算有效的数据占该段数据的 60% 以上。对于重点部位牙侧部分,要保证选取点数大于 30 个,见图 5。

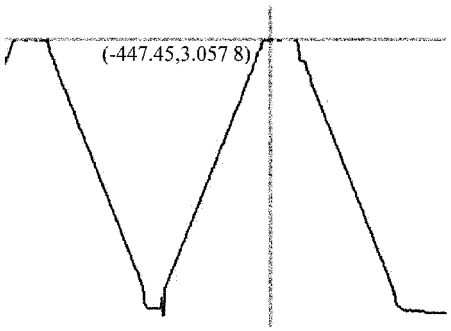


图 5　扫描数据的手动分段处理图

4.4　螺纹参数计算

在数据分段的基础上,可以先求得每段直线方程参数(k,b)。由 $y = kx + b$ 得

$$\begin{cases} k = \dfrac{n\sum_{i-1}^{n} x_i y_i - \sum_{i-1}^{n} x_i \sum_{i-1}^{n} y_i}{n\sum_{i-1}^{n} x_i^2 - (\sum_{i-1}^{n} x_i)^2} \\ b = \dfrac{1}{n}\sum_{i-1}^{n} y_i - \dfrac{a}{n}\sum_{i-1}^{n} x_i \end{cases}$$

参数(k,b)是后期螺纹各参数计算的基础,为保证计算有效,(k,b)取值应控制在一定区间范围内,超出时重新分段计算。

中径 d_2 的计算:以外螺纹为例,一组牙型轮廓数据结合当前激光位移传感器在三坐标测量空间的位置和转台旋转中心的位置,能够求得中径的一个参考值 R_1,而与之相隔 180° 的那一组数据能够求得中径的另一个参考值 R_2,两个参考值相加即中径的实际值。在图 6 中对应螺纹轮廓的中径线的位置为 $R_1 = L - S = y_L - y_r + y_2 - 30$。

根据中径的定义,在牙型截面内沟槽和凸起宽度相等的地方即是中径所在的圆柱母线,即螺纹槽的实体部分等于虚体部分。对于任意的牙型轮廓曲线,可以根据相邻直线部分的拟合数据,构造直线方程 f_1 f_2 和 f_3,当满足关系式 $x_1 - x_0 = x_2 - x_1$ 时所对应的 y_1 点,即为中径所在直线,如图 7 所示。

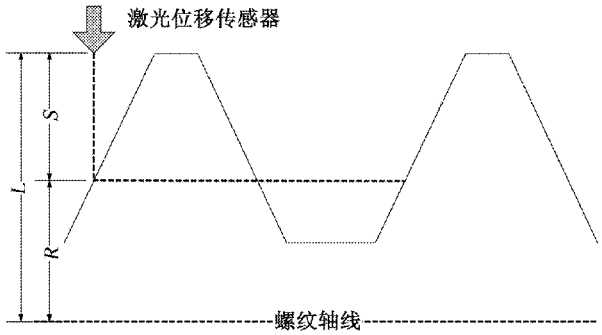


图 6　中径计算示意图

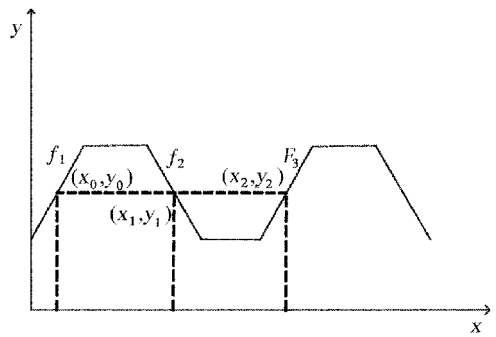


图 7　螺纹参数计算示意图

传感器采集到了多对牙型轮廓数据,相应的可以得到多个中径值。将计算得到的多个中径值,分别去掉一个最大值和一个最小值,剩余的中径值取算术平均。该算术平均值即该被检螺纹的中径值。

螺距 P 的计算:在图 7 中,当满足关系式 $x_1 - x_0 = x_2 - x_1$ 时,螺距 $p = | x_2 - x_0 |$。按直线方程 $y = kx + b$,当满足条件时,对应的螺距为

$$p = \frac{3k_2b_0 - k_0b_2 - 3b_1k_2 + k_0b_1 + b_2k_1 - b_0k_1}{k_2k_1 + 2k_0k_2 - k_0k_1}$$

取多个螺距平均值做为最终结果。

牙型半角的计算:实际使用中需保证牙型角的中分线与螺纹轴线垂直,由于安装时可能造成螺纹的轴心线与激光位置传感器的运动方向不平行,产生牙角型的偏移,故应以对称螺纹牙型轮廓曲线牙型半角的平均值作为牙型半角的最终结果。牙型半角计算如图 8 所示。

牙型半角为

$$\begin{cases} a_L = 90 - \arctan\left(\dfrac{|k_1| + |k_4|}{2}\right) \\ a_R = 90 - \arctan\left(\dfrac{|k_2| + |k_3|}{2}\right) \end{cases}$$

在程序的分析界面中,将计算结果显示于图形

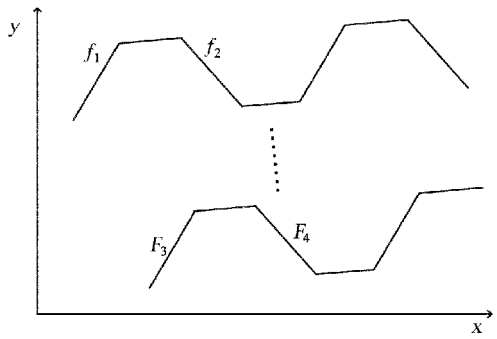


图 8 牙型半角计算示意图

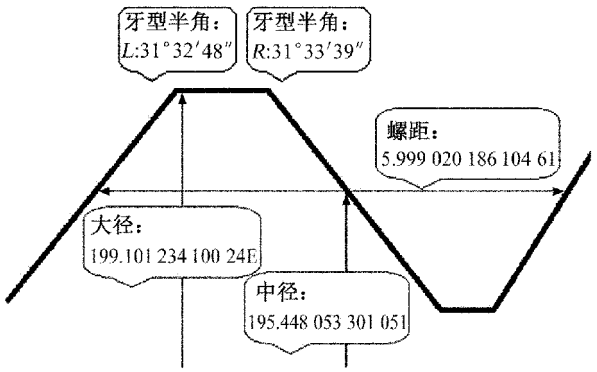


图 9 螺纹参数计算结果图

相应位置中，见图 9。

5 螺纹参数检测结果验证

用螺纹检测校准装置对 M200×6-6g(T)螺纹环规，在重复的条件下进行 5 次测量，按式(1)分别计算中径、牙型半角、螺距的测量重复性，验证结果见表 1。

$$s = \frac{R_{\max} - R_{\min}}{d_n} \tag{1}$$

表 1 测量重复性验证

	测量值					S
	1	2	3	4	5	
d_2/mm	196.030 6	196.031 0	196.030 4	196.034 9	196.034 7	0.001 9
P/mm	5.999 4	6.000 1	5.999 6	5.999 6	5.999 6	0.000 3
$a/2$(左)	29°54′28″	29°52′06″	29°54′39″	29°51′49″	29°52′27″	1.2′
$a/2$(右)	29°56′14″	29°56′02″	29°57′54″	29°58′14″	29°58′06″	1.0′

对 M400×6-6g(TZ)螺纹塞规、M200×6-6g(T)螺纹环规进行测量，获得各参数，并将中径、牙型半角和螺距的测量结果与其它检测方法结果进行比较，按式(2)分别计算各参数的 E_n 值，验证结果见表 2。

$$E_n = \frac{| y - y_0 |}{\sqrt{U^2 + U_0^2}} \tag{2}$$

表 2 参数结果验证

型号	参数	测量值	参考值	E_n
M400×6 -6g (TZ)	d_2	396.013 8	396.011 5	0.28
	P	6.000 5	6.001 6	0.49
	$a/2$	29°59′	30°03′	0.71
M200×6 -6g(T)	d_2	196.032 3	196.033 4	0.15
	P	5.999 7	5.999 8	0.06
	d_2	29°55′	29°55′	0.00

由表 2 可知，E_n 值均小于 1，满足设计使用要求，可以开展大尺寸螺纹参数的检测工作。

6 结束语

项目开展了螺纹综合参数的激光三角法应用方法、数据处理算法等研究，突破了螺纹牙型完整轮廓的检测技术，构建了螺纹检测校准装置，实现了非接触检测，可满足型号产品使用的大尺寸螺纹检测需求。

参考文献

[1] 朱正辉等. 几何量计量. 北京：原子能出版社，2002.
[2] 徐爱群，项占琴等. 非接触式螺纹自动检测仪的研制. 浙江大学学报，2005，39(8).
[3] 邓雪漫，廖俊必等. 三坐标测量机非接触式测量在丝杆测量中的应用. 中国测试技术，2006，32(1).
[4] 冯俊艳，冯其波等. 高精度激光三角位移传感器的技术现状. 应用光学，2004，25(3).
[5] 周强，张慧慧. 基于动态线性回归的一阶导数分段法在螺纹检测数据处理中的应用. 北京工业大学学报，2000，26(4).
[6] JJF1059- 1999. 测量不确定度的评定与表示. 国家质量技术监督局，1999.

2013 年 4 月
第 33 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr. ,2013
Vol. 33 ,No. 2

文章编号:1000-7202(2013) 02-0027-07 中图分类号:TG82 文献标识码:A

角度/直线编码器实时数据采集方法的研究

张新磊 高 扬 刘亚辰 麦 吉
(北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

摘 要 高准确度的角度/直线编码器广泛应用于角度或位移测试计量。在惯导测试设备的伺服控制中,为提高角位置准确度和重复性、改善角速率准确度和稳定性,高准确度的编码器和具有高倍频细分功能的数据采集卡普遍用于角度定位和速率伺服控制。以一款多功能倍频细分计数卡(IK220)为例,研究实时操作系统下的数据采集方法,该方法在精密伺服控制中使用良好、作用显著。

关键词 光栅 编码器 配置寄存器

The Reaserch of Data Acquisition Method with Real-Time for Angle and Linear Encoder

ZHANG Xin-lei GAO Yang LIU Ya-chen MAI ji
(Beijing Aerospace Institue for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076)

Abstract The high accuracy angle and liner encoder are used widely in metolgy and measurement. In the field of servo control for INS Mesuremend Device , to improve the positioning accuracy and repeatability , rate accuracy and stability , The data acquisition circuit with the high multiple interpolation are applied for positioning and rate control. The data acquisition method in the Real Time System is Reaserched with a multifunctional interpolation counter circuit (IK220). The method acts markedly and effectively on the precision servo control in practice.

Key words Optical grating Encoder Configure register

1 引 言

高准确度角度位移传感器在测试、计量、控制领域有着广泛的应用,而倍频细分计数卡作为反馈元件在数据采集应用中是必不可少的重要环节,多应用在角度/位移计量测试中的数据采集和显示。在惯导测试设备伺服控制中,倍频计数卡作为控制反馈传感器的采集部件,其倍频倍数、准确度、电气重复性、数据刷新的实时性和可靠性直接关系到整个系统定位和速率等性能指标。目前反馈编码器信号形式多种多样,包括 ENDAT、SSI、1Vpp、11μA、正交 TTL 等等。对于模拟信号 1Vpp、11μA 增量式信号由于可以进行电子倍频得到更高的分辨力受到高准确度控制领域广泛应用。随着工业化的发展,计算机技术的飞速发展,计算机扩展板卡功能要求越来

收稿日期:2012-08-31, 修回日期:2012-10-08
作者简介:张新磊(1975-),男,高级工程师,主要研究方向:仪器测试技术。

越多,老一代 ISA 类型 PC 总线虽然仍有部分应用,但已渐渐退出去历史舞台。作为目前流行计算机扩展接口 PCI 总线,由于其具有兼容性好,传输速度高,不受处理器性能影响,并具有即插即用特点,广泛用于 PC 机和工业计算机中,开发基于局部总线的 PCI 总线的扩展板卡越来越受到关注。对于在实时控制的工业控制和测试领域,为提高传感器数据采集的频率和实时性, PCI 总线形式细分计数卡在实时操作系统下的数据采集开发研究显得格外重要和普遍。

2 编码器

目前,普遍应用的编码器种类有光栅编码器、磁栅编码器、容栅编码器、感应同步器、旋转变压器、滑动电阻等,其中以光栅编码器所能达到的准确度最高。对于光栅编码器主要利用多路衍射光的干涉原理,光路多以反射式和透射式居多。以海德汉 RCN829 为例,出厂角度分度误差为±1″,采用透射式光路,结构上由 LED 发光部件、玻璃光栅盘、光信号接收系统,信号处理放大系统和轴系机械结构等组成。此光栅不仅具备周期性光栅刻线形成的增量信号,同时设计多道编码的光栅刻轨形成绝对码信号。光栅输出两种形式信号 ENDAT 和 1Vpp,此两种信号形式是目前高准确度角度/位移编码器主流形式,其中 ENDAT 协议为海德汉公司自主开发的串行数字信号,输出绝对位置编码数据。1Vpp 信号为两路正余弦模拟信号。在大多其他不具备绝对编码的模拟增量式光栅,为了建立绝对零位,一般在光栅上刻划一个或多个距离编码参考信号用来建立绝对零位。此类编码器输出信号形式如图 1。其中 A 和 B 为正交的 sin 和 cos 信号,每路信号的理论峰峰值为 1V,R 为三角波信号形式的参考信号。编码器角度测量的准确度主要由以下几个方面决定:刻线质量、扫描质量、电子信号处理的质量、刻线对轴系的偏心度、轴承的径向误差和轴连接的弹性。其中,刻线对轴系的偏心度误差影响 $\Delta\varphi$ 可由式(1)表述

$$\Delta\varphi = \pm 412 \cdot \frac{e}{D} \qquad (1)$$

式中:e——径向光栅刻线对轴承的不对称度,μm;D——刻线中径,mm。

同时,式(1)也适用于轴承的径向误差。而对于刻线和扫描得到栅距内信号带来的误差一般在

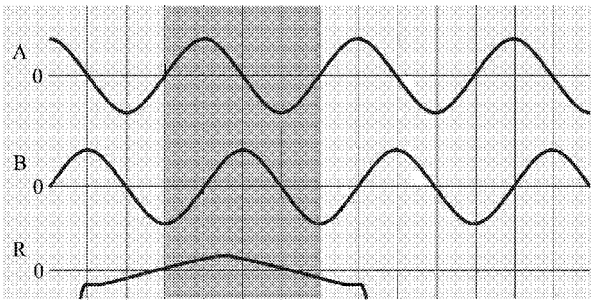


图 1 增量光栅模拟信号

1/20 ~ 1/100 栅距。电子处理采集电路最终直接关系到最终栅距内的误差实际大小。作为海德汉公司主流电子处理采集卡 IK220,不仅有很高的模拟信号电子细分倍数和准确度,也有很高的实时性和同步采集性,同时具备完善的数据处理功能。此卡采用 PCI 总线形式,功能齐全适用性强,不仅适合静态采集,同时适合实时动态数据采集。

3 PCI 总线工作原理

PCI 板卡按功能模块分为两个部分,数据处理部分和接口部分。数据处理部分一般为数据运算和数据分析,接口部分完成计算机和板卡之间的数据传递。计算机系统上电时,通过固化在 BIOS 中的 ROST 程序自动检测 PCI 总线,获得(遍历)PCI 总线上设备及配置要求,为各板卡分配相应的内存空间、I/O 空间、DMA 和中断等。为了完成对 PCI 板卡的访问,首先读取 PCI 板卡得配置空间,以获得一系列的配置信息。比如设备 ID(DEVICE ID)、制造商 ID(VENDOR ID)、板卡的接口映射方式和地址,以及中断设置。然后,计算机通过获得的接口地址,采取一定的方法可以实现对 PCI 板卡局部空间(外设)的数据读写操作。

以 PXI 公司 PCI90XX 系列 PCI 接口芯片为例,介绍 PCI 板卡配置空间的布局和含义。其配置空间的读写方法可见下一章节。其中主要的寄存器为 $00, $10-$24, $2C, $3C。其中, $00 存放为设备 ID(DEVICE ID),制造商 ID(VENDOR ID); $2C 存放子系统的 ID 和 VENDOR ID,这两个寄存器可以用来确定板卡是否是目标板卡; $10-$24 为 6 个 32 位地址空间,用来存放映射的板卡局部地址空间。查看详细的接口芯片手册,可以通过内容确定地址空间映射为 I/O 或 MEMORY 哪一类型。根据

厂家定义,可进一步确定每个地址空间所指向的接口寄存器的含义和用途;$3C 为另一个重要的配置寄存器,它用来指示板卡中断资源,表明占用的计算机中断管脚和中断线,其中中断管脚为 IRQ0-15 中之一,中断线为 INTA-INTD 中之一。

4　驱动程序开发

4.1　DOS 操作系统外设地址访问

4.1.1　地址形成原理

对于 X86 CPU 系统,I/0 地址统一编址。系统外设总线目前普遍应用的有 ISA 和 PCI 方式。对于 ISA 总线模式,地址为 10 位模式,I/O 映射方式,支持直接寻址访问,C 语言可以利用 inport,output 函数直接访问。

对于 PCI 总线模式,需要从 PCI 配置寄存器内获取外设接口映射方式,若映射为 I/O 方式,其地址为 16 位寻址方式,可利用获得的地址直接访问, C 语言可以利用 inport,output 函数直接访问。若映射为内存方式,映射地址为 32 位地址方式,在 X0386 以后 CPU 具有 32 位数据线,但 DOS 操作系统模式实模式下仅支持 20 位寻址地址模式,地址通过 DS 段地址左移 4 位加上 SI 偏移地址得到所访问地址,并且地址空间限为 1M 不可更改。为了访问更大的空间,需要进入保护模式,保护模式地址形成不同于实模式,采用 DS 存放段描述符选择字,通过 DS 内的选择字,查找段描述符内容,描述符表内存放每个段的基地址和地址空间等信息。系统通过段描述符内的基地址加上 SI 内偏移地址形成访问实际地址。

4.1.2　实际访问措施

在 DOS 下,要想访问 PCI 板卡,首先要从 PCI 配置寄存器获得板卡映射的方式和地址。对配置空间的访问方式有多种。现推荐一种,利用 DOS 软件中断方式,中断号为 0x1A,子功能号为 0xB102 和 0xB10A。0xB102 用来查找目标设备的总线号、设备号和功能号。参看下面例程,利用 int86 函数,产生软件中断,函数第一个参数为传递软件中断号,第二个参数传递中断所需要的参数,其中包括软件中断功能号 AX,CX 传递目标设备的 DEVICE_ID,DX 传递 VENDOR_ID,SI 传递同样多个目标设备其一的索引号。第三个参数保存返回的参数,BH 为返回的总线号,为返回的设备和功能号(bits 7-3 device, bits 2-0 func)。参看 RalfBrown 编写的 Ralf Brown's interrupt list,可以看到详细的计算机中断使用方法。

```
UNION REGS r;
r. x. ax=0xb102;// 中断功能号
r. x. dx=0x13fe;//vendor id
r. x. cx=0x1600;//device id
r. x. si=0;//device index
int86(0x1a,&r,&r);//产生软件中断
```

0xB10A 利用查找到的设备的总线号、设备号和功能号,获取目标配置寄存器内的内容。第二个参数传递中断所需要的参数,其中包括软件中断功能号 AX,其中 DI 为要查询的目标设备配置空间的寄存器号,BH 为传递的总线号,BL 为传递板卡的设备和功能号。第三个参数保存返回的参数其中 CX 返回所查询配置寄存器内容。

```
union REGS r;
unsigned long addr;
r. x. ax=0xb109; //中断功能号
r. x. bx=0x309;//板卡 PCI 总线的总线号,设备和功能号
r. x. di=0x10;//配置空间的寄存器号
int86(0x1a,&r,&r);
addr=r. x. cx;
```

利用查询得到的配置寄存器的内容,可以进一步通过 $00 判断寻找到的板卡是否为目标板卡。查询 $10-$24 得到 6 个 32 位地址空间,每个地址空间的 Bito 位指示映射方式,当 Bito=1 时,映射为 I/O;Bito=0 时映射为 MEMORY 方式。若地址为 I/O 方式时,可利用 inport,output 直接进行读写访问。

当映射为 MEMORY 方式,地址超出 1M 空间时,DOS 系统下不能直接访问。然而 PCI 板卡设备内存映射由系统自动完成,既可以映射在 1M 以内,也可能映射在 1M 以外,那么采用一般的实模式下的访问就存在一定的局限性。要扩大寻址范围,就必须扩大段描述符高速缓冲寄存器内的界限,而这个界限值在实模式下不能改变,只能在保护模式下,通过向相应的段寄存器写入响应的选择字 SEL,装载由 SEL 对应的具有 4G 界限的段描述符到段描述符高速缓冲寄存器中,然后返回到实模式。由于段描述符高速缓冲寄存器的内容不发生变化,系统一旦装载界限信息和段地址信息号,即使系统返回实模式,CPU 对外部地址访问依然会按照在保护模式下设定装载的信息操作。

在 DOS 下采用 C 语言实际编程中,采用 INTEL X86 的 LGDT 指令,即段描述符寄存器装载指令。利用 CR0 特殊用途控制寄存器,控制系统进入保护模式,CR0.1=1,系统进入保护模式,CR0.1=0,系统返回实模式。LGDT 指令根据源操作数内所包含地址信息到指定地址读取内容,然后装载到段描述符寄存器内。其中 LGDT 指令所携带的源操作数为 6 个字节,表示装载字节数界限值和段描述符存放的内存及地址。下面利用汇编语言给出例程:

```
Static unsigned long GDT_def[ ] = {0, 0, 0x0000ffff, 0x008f9200, 0, 0, 0x0000ffff, 0x008f9A00};//段描述符
static unsigned char GDT_Addr[6] = {0};//源操作数
asm cli
asm push ds //DS 入堆栈
asm push es //ES 入堆栈
asm mov word ptr GDT_Addr[0],(3 * 8-1) //置源操作数字节数限制值
asm mov eax, ds //采集当前段地址
asm shl eax, 4
asm xor ebx, ebx //EBX 清零
asm mov bx, offset GDT_def //采集存储段描述符内存段内基地址
asm add eax, ebx //计算存储段描述符内存全局基地址
asm mov dword ptr GDT_Addr[2], eax //存储全局基地址到源操作数
asm lgdt fword ptr GDT_Addr //启动段描述符装载指令
asm mov bx, 8 //设置选择字,
asm mov eax, cr0
asm or al, 1
asm mov cr0, eax //set CR0.4=1 进入保护模式
asm mov ds, bx //通过 DS 选择字,系统装载在数据段描述符表内的数据段地址内容信息
asm mov es, bx //通过 ES 选择字,系统装载在数据段描述符表内的附加数据段地址内容信息
asm and al, 0feh
asm mov cr0, eax //set CR0.4=0 返回实模式
asm pop es //ES 出堆栈
asm pop ds //DS 出堆栈
asm sti
```

GDT 寄存器每个段描述符的 Bit 0- Bit 15 为界限值的低 16 位,Bit 48- Bit 51 为界限值的高 4 位,对这 20 位数据左移 12 位形成实际的界限值。Bit 16- Bit 39 段基地址低 24 位,Bit 56- Bit 63 段基地址高 8 位,这 32 位数据形成基地址,又称线地址。其他位的含义,可参考 INTEL 指令和架构手册。实际编程中,CPU 可以通过 32 位寄存器间接寻址方式来实现对 4G 空间的访问。内存读取函数都采用间接寻址方式,例程以 32 位读取为例:

```
读函数( )
unsigned int ReadWord(unsigned long address)
{
unsigned long result;
asm mov edi, address //地址存放到 EDI 寄存器
asm mov ax, FS:[EDI] //把 EDI 内地址指向的内存数据读入 AX
asm mov result, ax //把 AX 内数据读入 RESULT
return result;
}
写函数( )
WriteWord( unsigned long address, unsigned int value)
{
asm mov edi, address //地址存放到 EDI 寄存器
asm mov ax,value //把 value 内数据读入 AX
asm mov FS:[EDI], ax //把 AX 内数据赋给 EDI 内地址指向的内存
}
```

4.2 RTX 操作系统

RTX 操作系统为 WINDOWS 下嵌入式操作系统。安装后,在系统内嵌入一个实时内核,在实时内核的包裹下运行用户程序,可提供准确的定时服务。它一般采用在 VC++环境下编程,可为用户采用向导方式提供所需的程序框架。实时内核内的线程通过共享内存的方式和普通外层面向对象程序进行数据交换。RTX 框架很方便支持 TCP/IP、准确的定时中断、多线程服务、PCI 总线空间扫描函数、I/O 空间读取函数。尤其是把要存取的内存空间映射为数组

地址,通过对数组的存取,实现对内存空间的存取。RTX 定时精度可达 0.1μs,普通最小定时间隔可达 0.5ms。

RtGetBusDataByOffset 函数用来获取设备板卡 PCI 配置空间数据,RtWritePortUlong 函数对指定端口写一个双字数据。RtReadPortUlong 函数从指定端口读出一个双字数据。RtMapMemory 函数用来把外设内存映射地址再次映射到一个的指针变量,从而通过对指针变量的操作实现对外设地址的操作。

```
PULONG32 MVSDATA = NULL; //定义一个 32 位数据指针变量
ULONG32 Result;
MVSDATA = RtMapMemory ( 0xfff7fd00, 64, 0 ); /* 将内存地址从 0xfff7fd00 开始 64 个字节空间的映射虚拟地址的首地址存储到指针变量 MVSDATA */
MVSDATA [ 1 ] = 0x000000FF;/* 即在地址 0xfff7fd04 写入一个 Ulong 型数据,MVSDATA 每个成员占四个字节空间 */
Result = MVSDATA[2];//即从地址 0xfff7fd08 开始读取四个字节的存入 Reslut。
```

5　IK220 细分计数卡

IK220 细分计数卡作为德国海德汉的主流产品,具有准确度高、抗干扰性强、性能稳定、功能齐全等优点,采用 PCI 总线,内部接口寄存器采用内存映射方式。IK220 硬件架构如图 2 所示。此产品可用于角度/位移细分数据采集,其倍频倍数为 4096,采集的码盘信号类型包括 ENDAT、SSI、1Vpp 和 11μA。目前海德汉公司仅提供 WINDOW 和 LINIUX 下驱动和软件开发包。对于目前流行的 WINDOW 和 LINIUX 为多任务操作系统,不能实现实时性和较高定时准确度。主流的实时控制系统有传统的 DOS 操作系统、RTX 嵌入式和 VIXWORKS 实时操作系统等,可以提供高准确度定时。但计算机接口板卡厂家一般不提供直接的软件支持,在需要的情况下,使用方可根据厂家提供的寄存器定义自己编写驱动和接口程序。为此笔者开发出一套可以在实时操作系统下使用的方法和驱动程序。

5.1　工作原理

IK220 卡是 PCI 总线形式计数卡,可以匹配指定输出信号类型光栅、磁栅、容栅类角度或直线编码器。安装在所有带 PCI 插槽计算机内,其支持 ENDAT、SSI、1Vpp 和 11μA 型号形式编码器,具有两个编码器接口,其细分倍数为 4096,测量计数值为 44 位,由 12 位栅距内细分值和 32 为整栅距计数值组合而成。计数卡内有两个 CPU,CPU 在装载固件后,处理周期可达 25μs。板卡的 VENDOR ID = 0X10B5,DEVICE ID = 0X9050。然而目前 HEIDEHAIN 公司仅提 WINDOWS 下和 LINUX 下的软件开发包。在实时控制领域无法利用所提供的软件开发包采集数据用于控制。因此,开发出实时操作系统下 IK220 驱动和数据采集软件包成为必要。根据现有技术资料和其他技术资料,现探索出 IK220 的数据采集机理,明确了板卡每个数据寄存器位置和含义,开发出了 DOS 和 RTX 实时操作系统的完整软件开发程序。

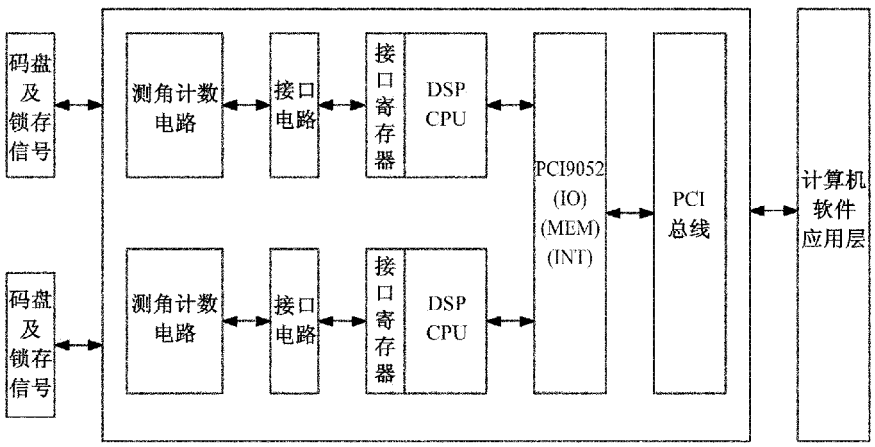


图 2　IK220 硬件架构图

PCI9052 桥芯片直接和 IK220 板上 CPU 直接通讯,桥芯片通过 16 个 16 位寄存器和板上 CPU 通讯和控制。DSP 根据指令返回数据并通过接口电路控制和采集测角计数电路。IK220 接口采用 MEM 映射方式,两个接口基地址分别位于 PCI 配置空间的 PCIBAR3 和 PCIBAR4 位置。IK220 卡异于一般板卡工作方式,板卡上电后首先要下载 CPU 固件程序,然后才能启动操作。

5.2 寄存器和命令码

IK220 具有 16 个寄存器,每个寄存器在不同的命令和采集下,用法略有不同。其中 IK220_CONTROLREGISTER、IK220_CMDREGISTER 为最重要的两个寄存器,IK220_CONTROLREGISTER 用来控制板卡处于两个状态,既启动状态和运行状态。,IK220_CMDREGISTER 用来发送各种码盘和计数器控制指令,包括设置码盘型号和 SSI、ENDATA、1Vpp 数据采集指令。

5.3 板卡操作流程

板卡上电后,首先必须下传 DSP 固件代码。系统开机后可设置处于在启动模式下,在仅在此模式下,可以向 DSP 传送程序。此时 IK220_DATAREGISTER_1 存放 16 位的代码序号,IK220_DATAREGISTER_2 存放 16 位的源码序,向 IK220_CONTROLREGISTER 设置启动模式并发 DSP 的 RAM 存储指令((0x0008 | IK220_BOOTMODE)),IK220_BOOTMODE 为 0x0001 启动模式,0x0008 为 RAM 存储模式。固件代码下载程序在下面给出。其中 pgm220 为一长度为 11042 的数组,其为固件源代码,在 IK220 卡出厂自带 LINUX 程序源代码中可以找到 pgm220.h 文件,此文件为关键文件。

在下载程序源代码完毕后,恢复 DSP 处于运行模式,DSP 到此开始正式启动工作。板卡 DSP 正式启动后,需要确定一些操作参数来实现板卡执行期望的功能,其操作参数表在板卡自带手册上详细给出参数号和含义。通过 IK220_CMDREGISTER 设置板卡内操作参数,然后启动、复位计数器并清除故障。至此,板卡系统工作状态完全就绪,可读取各种类型编码器计数器数据,包括 ENDAT 或 SSI 绝对码计数值,也可读取 1Vpp 或 11A 增量细分计数值。板卡操作程序流程见图 3。

```
void download_prgm(unsigned int Aixs)
{
unsigned long i;
unsigned int j;
for(i=0;i<=11041;i++)
{
WriteWord(Ik220_MemAddr1[Aixs]+IK220_CONTROLREGISTER*2,IK220_BOOTMODE);
j=ReadWord(Ik220_MemAddr1[Aixs]+IK220_STATUSREGISTER*2);
while((j&IK220_STATUS_PIPE_EMPTY)==0)
{
j=ReadWord(Ik220_MemAddr1[Aixs]+IK220_STATUSREGISTER*2);
}
WriteWord(Ik220_MemAddr1[Aixs]+IK220_DATAREGISTER_0*2,i);
WriteWord(Ik220_MemAddr1[Aixs]+IK220_DATAREGISTER_1*2,Pgm220[i]);
WriteWord(Ik220_MemAddr1[Aixs]+IK220_CONTROLREGISTER*2,IK220_WRITE_RAM_MODE);
j=ReadWord(Ik220_MemAddr1[Aixs]+IK220_STATUSREGISTER*2);
while((j&IK220_STATUS_PIPE_EMPTY)==0)
{
j=ReadWord(Ik220_MemAddr1[Aixs]+IK220_STATUSREGISTER*2);
}
}
i=ReadWord(Ik220_MemAddr1[Aixs]+IK220_CLEAR_FLAG_1_REGISTER*2);
WriteWord(Ik220_MemAddr1[Aixs]+IK220_CONTROLREGISTER*2,IK220_RUNMODE);
}
```

5.4 IK220 数据采集程序开发

以读取带 1Vpp 模拟信号的 ENDAT2.2 型码盘数据为例,采用 dos 下 c 语言编写。

```
long Readik220_END(unsigned int Aixs,)
{
unsigned int data220[16];
double value1,value2;
long  value3;
i=OutCmd_Ik220(Aixs,IK220_CMD_READ_EN
```

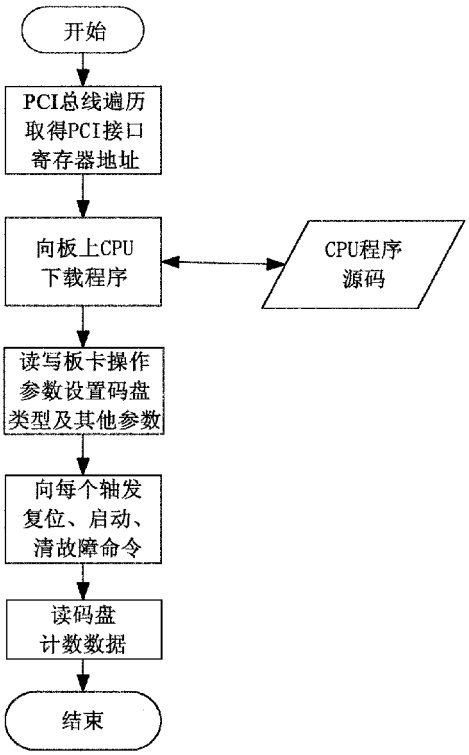


图 3　操作程序流程图

```
_INC_0);
    //发出读 ENDAT 绝对码和 1VPP 增量信号数据指令
    for(i=1;i<=9;i++)
    {
    data220[i] = ReadWord(Ik220_MemAddr1[Aixs]+i*2);
    // Ik220_MemAddr1 为存储接口映射内存地址的数组
    }
    if((data220[8]&0x8000)! =0)
    {
    value2=-1.0;
    data220[8]=65535-data220[8];
    data220[7]=65535-data220[7];
    data220[6]=(((65535-data220[6])&0xffff)+0x10)>>4;
    }
    else
    {
    value2=1.0;
    data220[6]=data220[6]>>4;
    }
    value1=data220[8]*65536.0*4096.0+data220[7]*4096.0+data220[6]*1.0;
    //data220[8]~[6]为 1Vpp 增量编码数据
    value2= value2* value1;
    vvalue3= data220[4]*65536*4096+data220[3]*4096+data220[2];
    //data220[4]~[2]为 ENDAT 绝对编码数据
    return(value3);//返回 ENDAT 绝对码数据
    }
    写操作参数
    unsigned int Write_Ik220_Prm(unsigned int Aixs,unsigned int Prm_num,unsigned long Prm_data)
    {
    unsigned int i;
    WriteWord(Ik220_MemAddr1[Aixs]+IK220_DATAREGISTER_1*2,Prm_num);//写操作参数号
    WriteWord(Ik220_MemAddr1[Aixs]+IK220_DATAREGISTER_2*2,Prm_data&0xffff);//存入操作参数低 16 位
    WriteWord(Ik220_MemAddr1[Aixs]+IK220_DATAREGISTER_3*2,Prm_data>>16);
    //存入操作参数高 16 位
    OutCmd_Ik220(Aixs,IK220_CMD_WRITE_PAR);
    //启动写操作
    i=ReadWord(Ik220_MemAddr1[Aixs]+IK220_DATAREGISTER_2*2);
    //判断写成功与否
    if(i==0)
    return 0;
    else
    return 1;
    }
```

对于 RTX 下的程序,假设变量 IK220PCIADDR[2]为口 1 的地址,通过以下 RTX 程序就可把 IK220 的内存接口操作转化成对映射虚地址指针 IK220DATA[0]的操作。把所有的 DOS 下端口操作替换成 RTX 读写方式,即可很容易得到 RTX 下的 IK220 的板卡驱动数据采集程序。

```
PUINT *IK220DATA[2];//无符号短整型指针数组
```

(下转第 70 页)

2013 年 4 月
第 33 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr. ,2013
Vol. 33 ,No. 2

文章编号:1000-7202(2013) 02-0034-02 中图分类号:TG801 文献标识码:A

圆锥形螺纹平均螺旋升角的计算

陈 正 王玉萍
(首都航天机械公司,北京 100076)

摘 要 在万工显上,采用影像法测量圆锥形外螺纹的诸参数(例如:牙距、牙形半角等)时,中央显微镜的立柱要倾斜一个角度。与测量普通的圆柱形外螺纹不同的是,该角度是一个平均值,称为平均螺旋升角。给出了平均螺旋升角的三种计算公式及其推导过程。

关键词 锥螺纹 螺旋升角 计算方法 平均值

The Calculation of Mean Spiral Angle with Conical-shaped Thread

CHEN Zheng WANG Yu-ping
(Capital Aerospace Machinery Company ,Beijing 100076)

Abstract In the universal tool microscope, there would be tilted at an angle for the column of the central microscope by using image method to measuring the parameters (for example: pitch, half of thread angle etc.) of conical outer thread. And the difference from measuring the common cylindrical outer thread is that the angle called the mean spiral angle is a mean value. The three kinds of calculation formulas with their derivation processes for the mean helix angle are introduced.

Key words Taper thread Spiral angle Calculation method Mean value

1 引 言

在万工显上,采用影像法测量外螺纹的单项参数(例如:牙距、牙形半角等),是国家规定的、也是应用范围最广、最成熟、测量准确度较高的重要方法。完成测量的前提是,中央显微镜的立柱应倾斜一个角度(以下称为螺旋升角),以使得由光源投射来的光线不被螺纹的螺旋面挡住。

在《长度计量手册》上,只给出了圆柱形外螺纹的螺旋升角的计算公式,对于圆锥形外螺纹,则没有给出[1,2]。

本文第一次给出采用影像法测量圆锥形外螺纹时,螺旋升角的计算公式。

2 计算公式及其推导

螺旋升角与螺纹中径和导程的关系见为

$$\omega = \operatorname{arc\,cot} \frac{\pi d_2}{T} \tag{1}$$

式中:ω——螺旋升角,(°);d_2——螺纹中径,mm;T——导程,mm。

对于圆柱形螺纹,每一点的 d_2 均相等。当图纸

收稿日期:2012-06-20, 修回日期:2012-09-07
作者简介:陈正(1959-),男,工程师,主要研究方向:量、刃具的精密测量。

上给定 d_2 的数值后,其 ω 也就随之确定了。对于圆锥形螺纹,每一点的 d_2 均不等,当图纸上给定基面中径的数值后,它的螺旋升角则应采用其平均值 $\bar{\omega}$ 来确定。

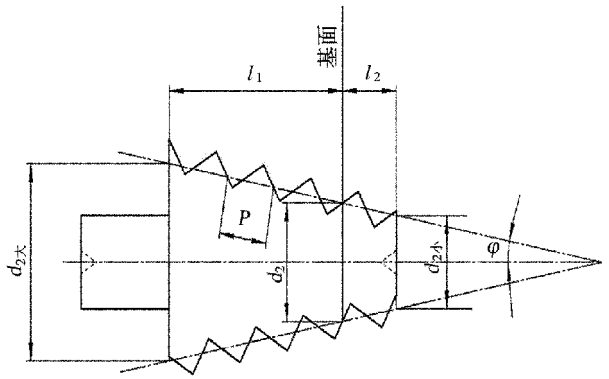


图 1　圆锥形螺纹塞规示意图

如图 1 所示的圆锥形螺纹塞规,基面中径 d_2、基面距 l_1、导程 T、圆锥斜角 φ 和尺寸 l_2 在图纸上已给定。我们以此为例来推导平均螺旋升角 $\bar{\omega}$ 的计算公式。

由图 1 可知

$$d_{2大}=d_2+2l_1\tan\varphi \tag{2}$$

式中:d_2—— 锥螺纹基面中径,mm;$d_{2大}$——锥螺纹大端中径,mm;l_1—— 基面距,mm;φ—— 圆锥斜角,(°)。

$$d_{2小}=d_2-2l_2\tan\varphi \tag{3}$$

式中:$d_{2小}$——锥螺纹小端中径,mm;l_2—— 基面至锥螺纹小端端面的距离,mm。

令　　$x_2=d_{2大}$,　　$x_1=d_{2小}$

即

$$x_2=d_{2大}=d_2+2\,l_1\tan\varphi \tag{4}$$

$$x_1=d_{2小}=d_2-2\,l_2\tan\varphi \tag{5}$$

由式(4),(5)得

$$x_2-x_1=2(l_1+l_2)\tan\varphi \tag{6}$$

又令　　$x=d_2$

代入式(1),则

$$\omega=\operatorname{arc\,cot}\frac{\pi d_2}{T}=\operatorname{arc\,cot}\frac{\pi x}{T}$$

由积分中值定理

$$\int_a^b f(x)\,\mathrm{d}x=f(\xi)(b-a)\qquad(a\leqslant\xi\leqslant b)$$

$$f(\xi)=\frac{1}{b-a}\int_a^b f(x)\,\mathrm{d}x$$

式中:$f(\xi)$——$f(x)$ 的平均值。

可得

$$\bar{\omega}=\frac{1}{x_2-x_1}\int_{x_1}^{x_2}\operatorname{arc\,cot}\frac{\pi x}{T}\mathrm{d}x=\frac{1}{x_2-x_1}\left(x_2\operatorname{arc\,cot}\frac{\pi x_2}{T}-x_1\operatorname{arc\,cot}\frac{\pi x_1}{T}+\frac{T}{2\pi}\ln\frac{T^2+\pi^2x_2^2}{T^2+\pi^2x_1^2}\right)$$

将式(4) ~ (6) 代入,即得

$$\bar{\omega}=\frac{1}{2(l_1+l_2)\tan\varphi}\left[d_{2大}\operatorname{arc\,cot}\frac{\pi d_{2大}}{T}-d_{2小}\operatorname{arc\,cot}\frac{\pi d_{2小}}{T}+\frac{T}{2\pi}\ln\frac{T^2+(\pi d_{2大})^2}{T^2+(\pi d_{2小})^2}\right] \tag{7}$$

式中:$T=n\times p$;$\bar{\omega}$——平均螺旋升角,(°);n ——螺纹头数;P —— 齿距,mm。

若用算数平均法,则可得 $\bar{\omega}$ 的另外两种形式

$$\bar{\omega}=\frac{1}{2}(\omega_{大}+\omega_{小})=\frac{1}{2}\left(\operatorname{arc\,cot}\frac{\pi d_{2大}}{T}+\operatorname{arc\,cot}\frac{\pi d_{2小}}{T}\right) \tag{8}$$

$$\bar{\omega}=\operatorname{arc\,cot}\frac{\pi d_{2平}}{T}=\operatorname{arc\,cot}\left[\frac{\pi}{T}\left(\frac{d_{2大}+d_{2小}}{2}\right)\right] \tag{9}$$

显然,式(7) ~ (9) 彼此截然不同。

3　误差分析及应用

由式(1) 知道,ω 是 d_2 的函数。函数的平均值一般是不能用其算术平均值来代替的。现以具体实例来分析式(8)、式(9) 与式(7) 之间的计算误差。

例:在万工显上测量 $1\frac{1}{4}''$ 圆锥形螺纹塞规。已知 $d_2=40.431$mm,$l_1=6.927$mm,$l_2=6.350$mm,$p=2.309$mm,$\varphi=1°47'24''$。求 $\bar{\omega}$。

解:

$$d_{2大}=d_2+2\,l_1\tan\varphi=40.864(\text{mm})$$

$$d_{2小}=d_2-2\,l_2\tan\varphi=40.034(\text{mm})$$

由式(7) 得

$$\bar{\omega}\approx 0.0184(\text{弧度})=1°03'15''$$

(下转第 41 页)

2013 年 4 月
第 33 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr. ,2013
Vol. 33, No. 2

文章编号:1000-7202(2013) 02-0036-06 中图分类号:TB131 文献标识码:A

HOTDISK 在低导热材料测试中的重复性分析

辛春锁 何小瓦
(航天材料及工艺研究所, 北京 100076)

摘 要 HOTDISK 在工程材料导热系数测试中有着广泛应用。通过用 HOTDISK 对气凝胶粉体、保温毯和保温绝热板的测试,对比了不同时间段测试结果的波动情况,根据数据波动规律给出了测试过程中需要注意的事项和相应的改进建议。

关键词 重复性 瞬态平面热源法 测试

Analysis on Repeatability of Measuring the Material with Low Thermal Conductivity By the HOTDISK

XIN Chun-suo HE Xiao-wa
(Aerospace research institued of materials & processing technology, Beijing 100076)

Abstract HOTDISK is widely used in thermal conductivity measurements of engineering materials. A series of homogeneous materials with a low thermal conductivity, such as aerogel powder, insulation blanket and insulation board, are measured with HOTDISK. Measuremet results at different times are compared with each other, compounding cautions and advises based on data varied with time are given.

Key words Repeatability Transient plane source method Measurement

1 引 言

HOTDISK 瞬态平面热源法是一种绝对测量方法,在试样尺寸满足测试方法规定的边界条件基础上,理论上可以达到很高的测量准确度。因此,对于均质材料,采用 HOTDISK 瞬态平面热源法不失为一种操作简便和测量准确度高的有效方法[1]。但在用这种方法测量低导热材料时,测量结果重复性差的问题却较为突出。本文用 HOTDISK 不间断重复测量了气凝胶粉体、阿斯彭超临界气凝胶 P 型保温毯和真空加热板三种低热导率材料在室温下的热导率,对比了不同时间段测试结果的波动情况,根据数据波动规律给出了测试过程中需要注意的事项和相应的改进建议。

2 HOTDISK 瞬态平面热源法简介

HOTDISK 瞬态平面热源法是将一个可同时作为加热源和温度传感器的 Hot Disk 探头固定在两块固体样品之间,在试样和探头温度恒定后,根据温度

收稿日期:2012-10-16, 修回日期:2013-01-28
作者简介:辛春锁(1977-),男,博士,主要研究方向:材料的热物理性能测试技术。

变化曲线即可计算出被测样品的热物性参数。由于 HOTDISK 瞬态平面热源法在均质材料热导率测量方面的准确性和实用性,HOTDISK 瞬态平面热源法在各种材料的热导率测量中获得了广泛的应用,并制订了相应的测试方法标准:ISO/DIS 22007-2.2《Plastics-Determination of thermal conductivity and thermal diffusivity-Part 2: Transient plane heat source (Hot Disk) method》。对于粉末样品,测试时只需将 Hot Disk 探头插到材料中即可。

3　测试试样

为了更好地说明问题,选用粉体、毡类和板类三种形态的低导热材料进行测试,具体包括:

(1)气凝胶粉体,包括 A 粉、B 粉和 E 粉。

(2)阿斯彭超临界气凝胶 P 型保温毯,又称 C 垫,它由气凝胶和超细玻璃纤维组合有效结合而成,有较低的热导率。

(3)真空绝热板

如图 1 所示,真空绝热板主要由芯部的隔热材料、气体吸附材料和封闭的隔气薄膜三个部分组成,是真空保护表层内填充芯材,抽真空后再热封而成的一种板材,是低导热材料。

为了起到良好的密封作用,真空绝热板一般采用金属薄膜作为真空密封用的高热阻薄膜(如图 2 所示)。但在实际测试过程中,HOTDISK 薄膜探头发出的热量会沿着金属薄膜表面进行面内扩散,使得测试无法正常进行。因此,一般会采用保护热板、在常压下用 HOTDISK 探头直接测量真空绝热板芯部材料热导率的方法以及在不同大气压力环境下用 HOTDISK 探头测试芯部材料热导率的方法测量这种材料的热导率。本文采用的是第二种方法。

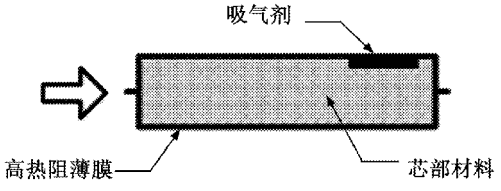


图 1　真空绝热板结构图

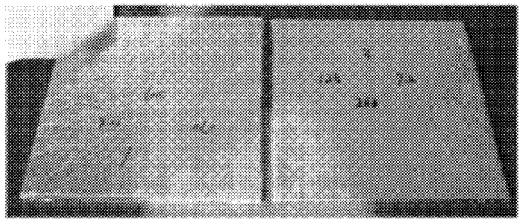


图 2　金属薄膜密封的真空绝热板图

4　测试装置

本文有关 HOTDISK 试验研究工作都是通过瑞典凯格纳斯公司生产的 TPS2500S 型 HOTDISK 热常数分析仪(如图 3 所示)进行的。按照仪器厂家推荐,测量低导热材料应选用较大的探头,所以本文选用 C4921 探头,测试粉体材料和板材时使用的试验卡具分别如图 4 和图 5 所示。

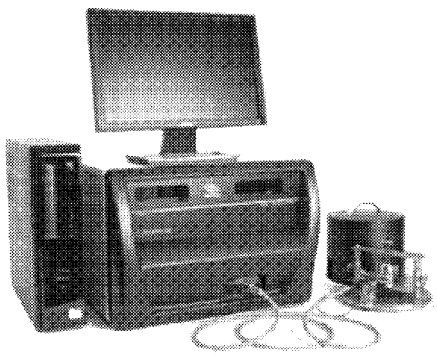


图 3　HOTDISK 热常数分析仪图

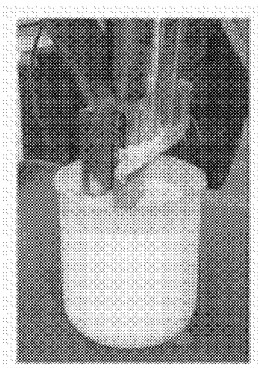


图 4　粉体测试装置图

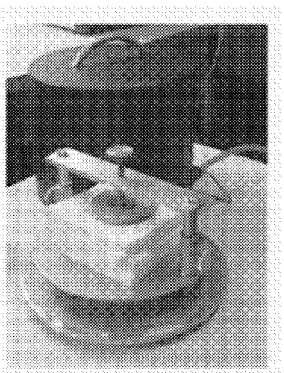


图 5　材料测试装置图

5　试验结果和分析

5.1　气凝胶测试结果

采用 HOTDISK C4921 探头在常温下对气凝

胶 A 粉进行了 20 次连续重复性测试,测试间隔为 60min,每次测量的加热功率都为 4mW、持续时间 320s。测试结果如图 6 所示。为了便于分析,将测试原始数据列出,如表 1 所示。从这些重复性测试结果可以看出,全部测试周期内测试结果有较大波动,最大平均值偏差甚至达到了 18.5%。这种大波动测试结果不仅再现了低导热材料测试结果重复性差这一现象,也表明如果在现有测试仪器状态下,单一热导率测试数据往往会有很大的偏差。此外,也可看出这种波动性有明显的时间段。尤其是在晚上 9 点至早晨 6 点这段时间内测试结果的最大平均偏差不超过 1.5%。初步分析造成这种现象的原因可能是电源波动、环境磁场、环境温度和气流的影响等,这种波动影响因素需要进一步试验研究确认和消除。但由于进行了 20 次的重复性试验,测试时间跨度大,因此可以认为测量结果平均值即为用 HOTDISK C4921 探头测得的气凝胶 A 粉的热导率数据。此外,鉴于该测量结果平均值与夜间无波动时获得的测量结果十分近似,因此也可考虑用夜间测试结果作为 HOTDISK C4921 探头测试结果真实值。

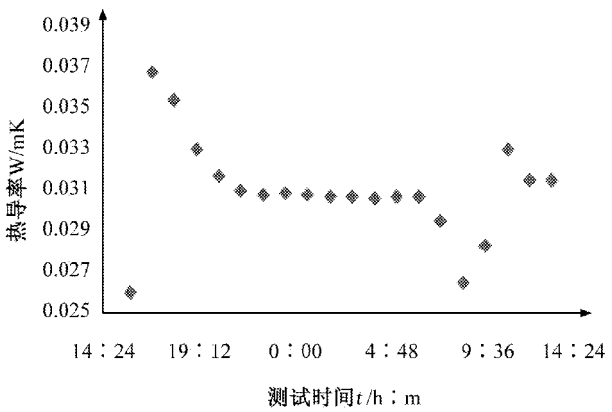


图 6 气凝胶 A 粉 20 次重复性测量结果图

对气凝胶 B 粉和 E 粉同样采用了大尺寸的 HOTDISK C4921 探头在常温下进行了 20 次连续重复性测试,测试间隔为分别为 2h 和 1h,每次测量的加热功率都为 4mW、持续时间 320s。测试结果如图 7 和图 8 所示。将 B 粉和 E 粉的测试原始数据列出,如表 2 所示。

从气凝胶 B 粉和 E 粉的测试结果中可以看出,上述气凝胶 A 粉测试中所表现出的现象,在气凝胶 B 粉和 E 粉的测试结果中都同样重复出现,其中 B 粉热导率的最大平均偏差为-11.6%,E 粉热导率的最大平均偏差为-7.3%,只是波动幅度较 A 粉测量小一些。另外,通过对 B 粉进行间隔两个小时历经两个昼夜的重复性测试后,如图 7 所示,更明确的证明了夜间时间段的测试结果波动性很小。并且,在夜间波动较小的情况下,B 粉的热导率测试结果的重复性也有明显改善[4]。

表 1 气凝胶 A 粉热导率测试原始数据及平均偏差

A 粉 C4921 探头重复测量结果			
测试时间	温度 /℃	热导率 /(W·mK^{-1})	热导率平均偏差 ×%
2011-10-24 15:47	24	0.026 0	-16.1
2011-10-24 16:54	24	0.036 8	18.5
2011-10-24 18:01	24	0.035 4	14.0
2011-10-24 19:09	24	0.033 0	6.4
2011-10-24 20:16	24	0.031 7	2.3
2011-10-24 21:23	24	0.031 0	0.0
2011-10-24 22:30	24	0.030 8	-0.5
2011-10-24 23:37	24	0.030 9	-0.4
2011-10-25 0:44	24	0.030 8	-0.6
2011-10-25 1:51	24	0.030 7	-1.0
2011-10-25 2:59	24	0.030 7	-1.1
2011-10-25 4:06	24	0.030 6	-1.3
2011-10-25 5:13	24	0.030 7	-0.9
2011-10-25 6:20	24	0.030 7	-0.8
2011-10-25 7:27	24	0.029 5	-4.8
2011-10-25 8:34	24	0.026 5	-14.5
2011-10-25 9:41	24	0.028 3	-8.9
2011-10-25 10:49	24	0.033 0	6.4
2011-10-25 11:56	24	0.031 5	1.7
2011-10-25 13:03	24	0.031 5	1.7
平均值:		0.031 0	

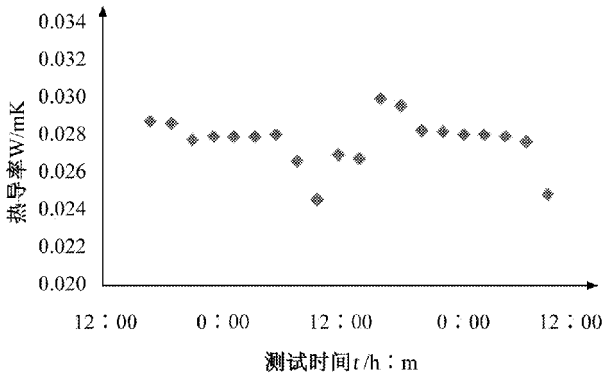


图 7　气凝胶 B 粉 20 次重复性测量结果图

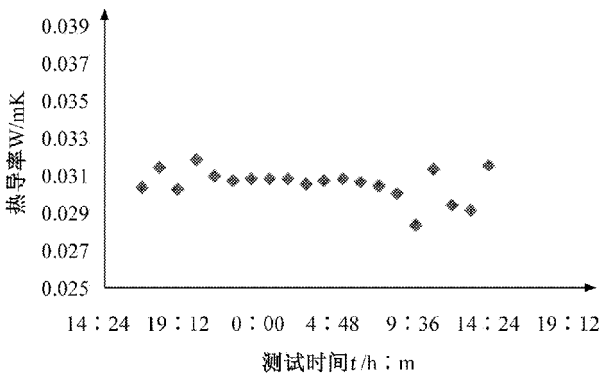


图 8　气凝胶 E 粉 20 次重复性测量结果图

表 2　气凝胶 B 粉和 E 粉热导率测试原始数据及平均偏差

B 粉 C4921 探头重复测量结果				E 粉 C4921 探头重复测量结果			
测试时间	温度/℃	热导率/(W·mK^{-1})	热导率平均偏差×%	测试时间	温度/℃	热导率/(W·mK^{-1})	热导率平均偏差×%
2011-10-14 16:51	24	0.028 7	3.5	2011-10-25 16:41	24	0.030 3	-0.5
2011-10-14 18:58	24	0.028 6	3.2	2011-10-25 17:48	24	0.031 4	2.8
2011-10-14 21:06	24	0.027 7	-0.1	2011-10-25 18:55	24	0.030 2	-0.9
2011-10-14 23:13	24	0.027 9	0.6	2011-10-25 20:02	24	0.031 8	4.4
2011-10-15 1:20	24	0.027 9	0.7	2011-10-25 21:09	24	0.030 9	1.2
2011-10-15 3:27	24	0.027 9	0.6	2011-10-25 22:17	24	0.030 7	0.5
2011-10-15 5:35	24	0.028 0	1.0	2011-10-25 23:24	24	0.030 8	1.0
2011-10-15 7:42	24	0.026 6	-4.0	2011-10-26 0:31	24	0.030 8	0.9
2011-10-15 9:49	24	0.024 5	-11.6	2011-10-26 1:38	24	0.030 8	0.9
2011-10-15 11:56	24	0.026 9	-3.0	2011-10-26 2:45	24	0.030 5	0.1
2011-10-15 14:04	24	0.026 7	-3.8	2011-10-26 3:52	24	0.030 7	0.7
2011-10-15 16:11	24	0.029 9	7.9	2011-10-26 5:00	24	0.030 8	1.0
2011-10-15 18:18	24	0.029 5	6.4	2011-10-26 6:07	24	0.030 6	0.4
2011-10-15 20:25	24	0.028 2	1.8	2011-10-26 7:14	24	0.030 4	-0.3
2011-10-15 22:32	24	0.028 1	1.6	2011-10-26 8:21	24	0.030 0	-1.5
2011-10-16 0:39	24	0.028 0	1.0	2011-10-26 9:29	24	0.028 3	-7.3
2011-10-16 2:46	24	0.028 0	0.9	2011-10-26 10:36	24	0.031 3	2.5
2011-10-16 4:54	24	0.027 9	0.5	2011-10-26 11:43	24	0.029 4	-3.5
2011-10-16 7:01	24	0.027 6	-0.4	2011-10-26 12:50	24	0.029 1	-4.5
2011-10-16 9:08	24	0.024 8	-10.3	2011-10-26 13:57	24	0.031 5	3.3
平均值：		0.027 7		平均值：		0.030 5	

5.2 C 垫(阿斯彭超临界气凝胶 P 型保温毯)测试结果

对于 C 垫材料,采用了大尺寸的 HOTDISK C4921 探头在常温下进行了 10 次连续重复性测试,测试间隔为 2h,每次测量的加热功率为 3mW320s。测试结果如图 9 所示。同样,为了便于观察和比较波动性,C 垫材料测试结果也采用了相同的纵坐标高度 0.014W/(m · K)。将 C 垫的测试原始数据列出,如表 3 所示。

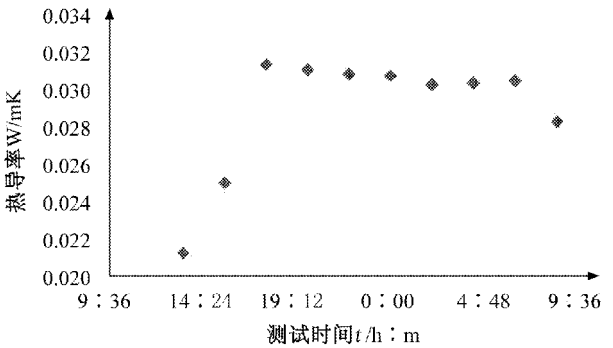


图 9 C 垫 10 次重复性测量结果图

表 3 C 垫热导率测试原始数据及平均偏差

A 粉 C4921 探头重复测量结果			
测试时间	温度/℃	热导率/(W · mK^{-1})	热导率平均偏差×%
2011-10-17 13:21	24	0.021 2	-26.9
2011-10-17 15:28	24	0.025 0	-13.9
2011-10-17 17:35	24	0.031 4	8.3
2011-10-17 19:42	24	0.031 1	7.2
2011-10-17 21:50	24	0.030 9	6.6
2011-10-17 23:57	24	0.030 8	6.3
2011-10-18 2:04	24	0.030 3	4.5
2011-10-18 4:11	24	0.030 4	5.0
2011-10-18 6:18	24	0.030 5	5.0
2011-10-18 8:26	24	0.028 3	-2.3
平均值:		0.029 0	

从测试结果可以看出,C 垫的热导率测试数据波动很大,延续了气凝胶粉体测试过程中的波动规律。由于整个测试过程中波动较大,如果测试结果直接取平均值,测试结果将会有较大的偏差。因此,为了准确获得 C 垫的热导率数据,最好选取夜间的测试数据,那么取夜间测试数据的平均值应该为 0.030 6W/(m · K)。比较整体平均值和夜间测试平均值,两者相差近 5% 以上,由此可见数据的有效选取非常重要。

对于真空绝热板芯部材料,同样也采用了大尺寸的 HOTDISK C4921 探头在常温下进行了 12 次连续重复性测试,测试间隔为 1h,每次测量的加热功率为 7mW、持续时间 160s。测试结果如图 10 所示。同样,为了便于观察和比较波动性,真空绝热板芯部材料测试结果也采用了相同的纵坐标高度0.014W/(m · K)。将真空绝热板芯部材料测试原始数据列出,如表 4 所示。

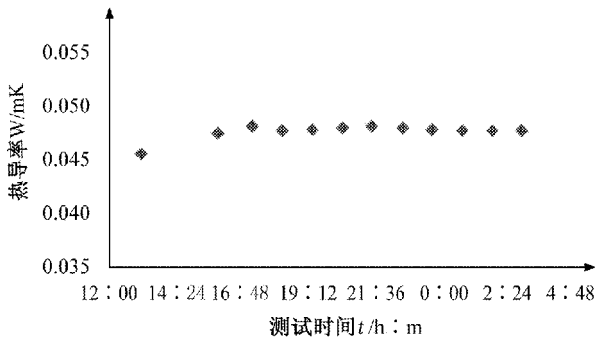


图 10 真空绝热板芯部材料 12 次重复性测量结果图

表 4 真空绝热板芯部材料热导率测试原始数据及平均偏差

A 粉 C4921 探头重复测量结果			
测试时间	温度/℃	热导率/(W · mK^{-1})	热导率平均偏差×%
2011-10-19 13:09	24	0.045 5	-4.9
2011-10-19 15:54	24	0.047 4	-0.9
2011-10-19 17:08	24	0.048 0	0.3
2011-10-19 18:13	24	0.047 6	-0.3
2011-10-19 19:17	24	0.047 7	-0.3
2011-10-19 20:22	24	0.047 9	0.2
2011-10-19 21:26	24	0.048 0	0.5
2011-10-19 22:31	24	0.047 9	0.3
2011-10-19 23:35	24	0.047 7	-0.2
2011-10-20 0:39	24	0.047 6	-0.5
2011-10-20 1:44	24	0.047 6	-0.5
2011-10-20 2:48	24	0.047 6	-0.4
平均值:		0.047 6	

从测试结果可以看出,真空绝热板芯部材料的热导率测试数据波动较小,除了第一个测试数据因为试验参数选取不当外,整个测试结果非常稳定。对于测试结果的波动性问题,从上述各种材料的测试中获得了证明,根据对较大热导率材料的重复性测试也证明了波动性的存在,但这种波动性对于较大热导率材料的测量准确度影响较小。

6　结束语

通过用 HOTDISK 瞬态平面热源法对三种不同形态低导热材料的长时间重复测试,再现了对低导热材料测试时重复性差这一现象,同时还发现测试结果的波动具有明显的时间段,尤其是从早晨 6 点至晚上 9 点这段时间内数据波动尤为明显。但对多次测试结果取平均值后发现,测量结果平均值与夜间的测量结果十分接近。以上这种长时间重复测试的目的是为了考核 HOTDISK 瞬态平面热源法测试仪器测试的重复性,下一步工作将着重查找引起测试结果波动性的原因并予以解决,这样才能真正提高测试结果的重复性。

参考文献

[1] JOSHI G P , SAXENA N S , MANGAL R. Temperature dependence of effective t hermal conductivity and effective thermal diffusivity of Ni2Zn ferrites [J] . Actz Materialia, 2003 (51) :2 569 ~2 576.

[2] AL-JJLAN S A. Measurements of thermal properties of insulation materials by using transient plane source technique[J]. Applied Thermal Engineering , 2006(26) : 2 184 ~2 191.

[3] HUANG D Z, FAN S S. Thermal conductivity of the clathrate hydrate from 243K to 263K[J]. 化工学报, 2003 ,54 :71 ~75.

[4] HE Y. Rapid thermal conductivity measurement wit h a Hot disk sensor Part 1: theoretical considerations[J] . Thermo-Chimica Acta. , 2005 ,436 :1222129.

(上接第 35 页)

由式(8)得

$$\bar{\omega} = 1°02'28''$$

由式(9) 得

$$\bar{\omega} = 1°02'28''$$

式(7) 与式(8) 之差 Δ_1 为

$$\Delta_1 = 1°03'15'' - 1°02'28'' = 47''$$

式(7) 与式(9) 之差 Δ_2 为

$$\Delta_2 = 1°03'15'' - 1°02'28'' = 47''$$

可见

$$0 < \Delta < 1'$$

在蔡司万工显上,控制中央显微镜立柱倾斜的转轴的分度值为 6′(一格)。由经验得知,转动转轴后,如果与标准要求相差半格即 3′时,其对影像的清晰程度(如半边出现重影)几乎毫无影响,可以忽略不计。因此,三种计算结果在实际应用中可以互相代替,从三种计算中任选一个都能满足计算平均螺旋升角的要求。而从计算过程的简洁、迅速来看,尤以式(9)最佳。

4　结束语

通过分析式(7) ~ (9)与计算误差的关系后不难发现,若给定 l_1,l_2,计算误差 Δ 随着圆锥斜角 φ 的增加而增加;若给定 φ,l_1,计算误差 Δ 随着尺寸 l_2 的增大而增大。当 φ 或 l_2 增大到某一值(特别是非标准件)后,Δ 值必然要超过 3′。因此,从公式的使用范围出发,为了保证足够的测量准确度,笔者推荐使用公式(7)。

参考文献

[1] 成熙治,孙昌秀等编. 长度计量手册. 北京:科学出版社,1979.

[2] 航空工业检验员手册编写组. 航空工业检验员手册. 北京:国防工业出版社,1978.

2013 年 4 月
第 33 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr. ,2013
Vol. 33, No. 2

文章编号:1000-7202(2013) 02-0042-04 中图分类号:TB937 文献标识码:A

钟罩浮力补偿中凸轮渐开线线型设计研究

孙凤举 李 强
(北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

摘 要 钟罩压力波动是衡量钟罩式气体流量标准装置准确度等级最关键的技术指标。通过对凸轮式浮力补偿机构中凸轮线型的设计进行的深入研究,给出了钟罩装置中凸轮的渐开线线型设计的具体方法,分析了钟罩应用中渐开线与阿基米德螺线的不同,解决了影响钟罩压力波动的关键设计问题,为进一步深入研究高准确度的钟罩提供了技术保证。

关键词 钟罩 浮力补偿 凸轮 渐开线

Research on Involute Linetype of Cam for Buoyancy Compensation of Bell Prover

SUN Feng-ju LI Qiang
(Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076)

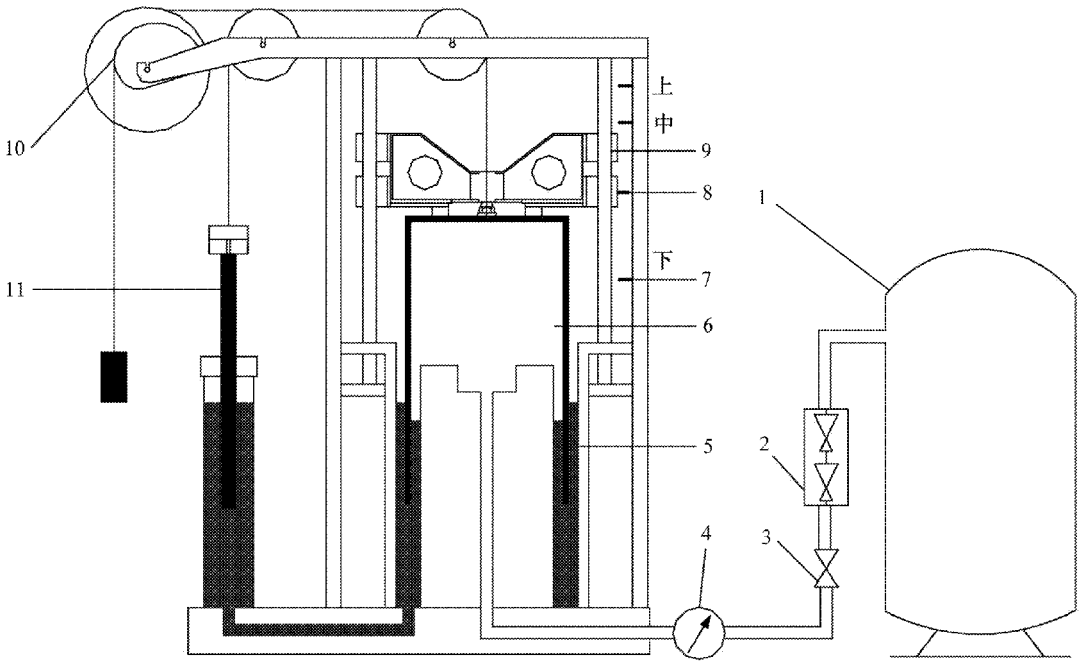
Abstract The pressure fluctuation is the key technical indicator to evaluate the accuracy class of bell provers. The design of cam linetype for buoyancy compensation is researched deeply. Concrete method of involute linetype design of cam is advanced. Meanwhile, differences between involute and Archimedes spiral in applicaion to bell prover are analyzed. The crucial design question of bell prover is solved and further research on bell prover of higher accuracy class is guaranteed.

Key words Bell Prover Buoyancy Compensation Cam Involute

1 引 言

在钟罩式气体流量校准装置中,常见的浮力的补偿方式有象限补偿、凸轮补偿、链条补偿和虹吸补偿[1]。我所研制的钟罩采用了国际惯用的凸轮补偿方式,用以代替国内目前使用的象限补偿方式,减小了钟罩的压力波动,提高了测量的准确度。其补偿原理如图 1 所示:罩体在上下运动过程中,罩体浸入液体的深度会发生变化。同时,与罩体通过定滑轮相连的液位平衡重锤则以相同的长度变化伸入或伸出液面,液位平衡筒与罩内液体连通,以此来保证罩内液位的恒定[2]。我们不难发现,罩体的上下运动将导致罩体和液位平衡重锤所受浮力的变化。为了保证罩内气压的稳定,则必须设计补偿机构使之产生与浮力变化相反的补偿力以抵消浮力变化的影响。因此,凸轮的形状及参数将直接影响罩内气压的稳定性和测量的准确度。

收稿日期:2012-08-07, 修回日期:2012-08-31
作者简介:孙凤举(1983-),男,工程师,硕士,主要研究方向:流量计量技术。



1–气源装置;2–减压、稳压装置;3–调节阀;4–被校流量计;5–液槽;
6–钟罩;7–光电开关;8–挡板;9–导柱;10–浮力补偿装置;11–液位补偿装置

图 1　钟罩式流量校准装置结构原理图

2　凸轮曲线形状研究

在图 2 所示平衡位置时,T_0 为钟罩吊线之一对凸轮的拉力,T' 为浮力补偿重锤对凸轮的拉力,设此时罩体处于最低位置,此平衡状态下有

$$T_0 R = T' x_0 \tag{1}$$

式中:R——产生 T_0 拉力的钟罩吊线至凸轮转盘旋转中心的距离;x_0——浮力补偿锤吊线至凸轮转盘旋转中心的距离。

当罩体上升 Δh 时,凸轮转过的角度为 $\Delta\theta = \dfrac{\Delta h}{R}$,罩体所受的浮力减小了 $\Delta F_{浮} = \rho g \Delta h S$,其中 S 为罩体和补偿锤的截面积,$\rho$ 为钟罩密封液的密度,g 为当地重力加速度。同样,补偿锤所受浮力增大 $\Delta F_{浮} = \rho g \Delta h S$。为了保证罩体所受合力不变,需通过凸轮机构使 T 值增加 $2\Delta F_{浮}$,那么凸轮机构在新的平衡状态下有

$$T = T_0 + 2\rho g \Delta h S \tag{2}$$

$$T \cdot R = T'(x_0 + \Delta x) \tag{3}$$

$$(T_0 + 2\rho g \Delta\theta R S) \cdot R = T' x_0 + T' \Delta x \tag{4}$$

$$\Delta x = \frac{2\rho g R^2 S}{T'} \cdot \Delta\theta \tag{5}$$

以凸轮为参考系,坐标系 xoy 为动坐标系,使吊线沿着补偿曲线的切点转过角 θ,同时动坐标系 xoy 也随之转角 θ,因 B 点为切点,所以吊线运动的速度瞬心在 BP 所在的直线上,有

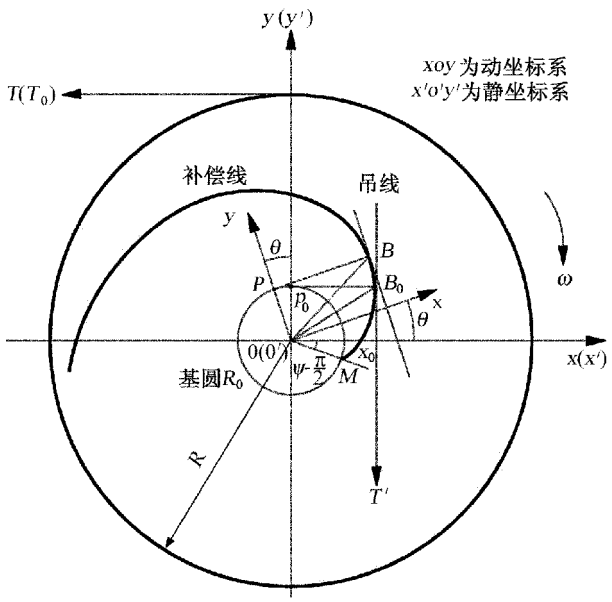


图 2　凸轮浮力补偿线设计原理图

$$\frac{\mathrm{d}\,|\boldsymbol{PB}|}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t}\,|\boldsymbol{OP}| \tag{6}$$

$$\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} |\boldsymbol{OP}| \tag{7}$$

$$\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}\theta} = |\boldsymbol{OP}| \tag{8}$$

将式(8)代入式(5),得

$$|\boldsymbol{OP}| = \frac{2\rho g R^2 S}{T'} \tag{9}$$

因此,点 P 的轨迹相对于静坐标系 $x'o'y'$ 是一以 O' 为圆心、以 $R_0 = \frac{2\rho g R^2 S}{T'}$ 为半径的圆。由于 B 点速度垂直于直线 PB,B 点视为 PB 直线上的一定点,根据渐开线的定义知,补偿曲线是以上述 P 的轨迹圆为基圆的渐开线。

3 渐开线型线设计方程

由图示向量关系,有

$$\boldsymbol{r} = \boldsymbol{OP} + \boldsymbol{PB} \tag{10}$$

令 $\angle YOX' = \varphi$,即 $\varphi = \frac{\pi}{2} + \theta$。由式(5)知,$|\boldsymbol{PB}| = x = \frac{2\rho g R^2 S}{T'}\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) + x_0$,将式(10)在静坐标系中分别向 x' 轴和 y' 轴方向投影,得

$$\begin{aligned} x' &= |\boldsymbol{OP}| \cos\varphi + \frac{2\rho g R^2 S}{T'}\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right)\cos\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) + x_0\cos\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) \\ y' &= |\boldsymbol{OP}| \sin\varphi + \frac{2\rho g R^2 S}{T'}\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right)\sin\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) + x_0\sin\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \tag{11}$$

整理得

$$\begin{aligned} x' &= R_0\cos\varphi + \left[x_0 + R_0\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right)\right]\cdot\sin\varphi \\ y' &= R_0\sin\varphi - \left[x_0 + R_0\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right)\right]\cdot\cos\varphi \end{aligned} \qquad \varphi \in \left[\frac{\pi}{2}, \infty\right] \tag{12}$$

令 $x_0 = \varphi R_0$,φ 为角度常数,单位为弧度,则上式转换为

$$\begin{aligned} x' &= R_0\left[\cos\varphi + \left(\varphi + \varphi - \frac{\pi}{2}\right)\sin\varphi\right] \\ y' &= R_0\left[\sin\varphi - \left(\varphi + \varphi - \frac{\pi}{2}\right)\cos\varphi\right] \end{aligned} \qquad \varphi \in \left[\frac{\pi}{2}, \infty\right] \tag{13}$$

将式(13)所描述的曲线按逆时针方向绕坐标原点 O 旋转 $\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right)$ 后,有

$$\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) \\ \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x' \\ y' \end{pmatrix} \tag{14}$$

整理得

$$\begin{aligned} x &= R_0\left[\cos\left(\varphi + \varphi - \frac{\pi}{2}\right) + \left(\varphi + \varphi - \frac{\pi}{2}\right)\sin\left(\varphi + \varphi - \frac{\pi}{2}\right)\right] \\ y &= R_0\left[\sin\left(\varphi + \varphi - \frac{\pi}{2}\right) - \left(\varphi + \varphi - \frac{\pi}{2}\right)\cos\left(\varphi + \varphi - \frac{\pi}{2}\right)\right] \end{aligned} \tag{15}$$

令 $\psi = \varphi + \varphi - \frac{\pi}{2}$,则上式即为

$$\begin{aligned} x &= R_0[\cos\psi + \psi\sin\psi] \\ y &= R_0[\sin\psi - \psi\cos\psi] \end{aligned} \qquad \psi \in [\varphi, \infty] \tag{16}$$

上式即为标准的渐开线方程[3],补偿曲线只是该渐开线中 $\psi \geqslant \varphi$ 的一段。并且,为了满足罩内气体压力的需要,吊线的初始力臂,即 x_0 是一固定初始值。这样,吊线与上述渐开线的切点将从渐开线的某一点 B_0 开始而非渐开线的始点 M,通过式(16)知,该 B_0 点对应渐开线上 $\psi = \varphi$ 处。式(13)只是由于曲线相对于坐标轴的位置不同和式(16)具有不同的表述形式而已。令 $\varphi \in [0, \infty]$,通过曲线逆时针旋转角度 $\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right)$ 后即可转变为渐开线的标准方程。

若设罩体质量为 m_1,液位平衡重锤质量为 m_2,浮力补偿重锤质量为 m_3,罩内差压为 $\Delta h(m\mathrm{H_2O})$,罩体浸入液体中的初始深度为 h_{10},液位平衡重锤浸入液体中的初始深度为 h_{20},罩体截面积为 S,罩内截面积为 $S_{内}$,则由式(9)有

$$R_0 = \frac{2\rho R^2 S}{m_3} \tag{17}$$

当基圆半径 R_0 确定后,渐开线的形状就对应确

定了。由罩体的受力平衡得

$$T_0 = m_1 g - \rho g h_{10} S - \rho_{水} \Delta h g S_{内} - (m_2 g - \rho g h_{20} S) \tag{18}$$

代入式(1),有

$$x_0 = \frac{m_1 - m_2 + (h_{20} - h_{10})\rho S - \rho_{水} \Delta h S_{内}}{m_3} \cdot R \tag{19}$$

当 x_0 确定后,得 $\varphi = \frac{x_0}{R_0}$,由式(13)到式(14)的推导知,将标准方程(16)顺时针方向绕坐标原点 O 旋转 $\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right)$ 后,即是满足钟罩压力要求的在静坐标系中补偿曲线的初始位置。

事实上,在实际凸轮的设计过程中,还要根据罩体的最大行程 h_{max} 来选择合适的 R 值,以保证吊线与凸轮不发生互相干涉。令 $x' = x_0$,设使其满足式(12)的 φ 值为 φ',即

$$x_0 = R_0 \cos\varphi' + \left[x_0 + R_0\left(\varphi' - \frac{\pi}{2}\right)\right] \cdot \sin\varphi'$$

$$\varphi' \in \left(2\pi, \frac{5}{2}\pi\right) \tag{20}$$

那么,R 值应满足

$$\left(\varphi' - \frac{\pi}{2}\right) \cdot R \geqslant h_{max} \tag{21}$$

此外,在实际设计中,凸轮机构的自重所产生的误差有时也是不可忽略的影响因素,在此不作详述。

4　补偿凸轮中的阿基米德螺线

由式(5)$\Delta x = \frac{2\rho g R^2 S}{T'} \cdot \Delta\theta$ 知,凸轮补偿锤的力臂 x 与转角 θ 成线性关系。因此,在动坐标系 xoy 中,吊线的 x 坐标值伴随动坐标系以角速度 ω 旋转在相应匀速增加。根据定义,吊线与 ox 的交点 K 的轨迹为一等进螺线,即阿基米德螺线,$|OK| = x$ 即为相应转角时的力臂值大小。因此,和吊线相切的补偿线的轨迹实质上是一系列过该阿基米德线与动坐标系 x 轴的交点 K 与 x 轴的垂线所形成的包络线。所以,如果认为凸轮的补偿线就是该阿基米德线将是错误的。因为,吊线和凸轮的接触或视为一面接触,这与点接触不同,如果点接触在 K 点来改变力臂 x 值的大小,凸轮的形状就是该阿基米德螺线。但是,这样的点接触机构不易在该钟罩装置上应用实现。因此,采用了相应的渐开线形式以达到同样的效果。

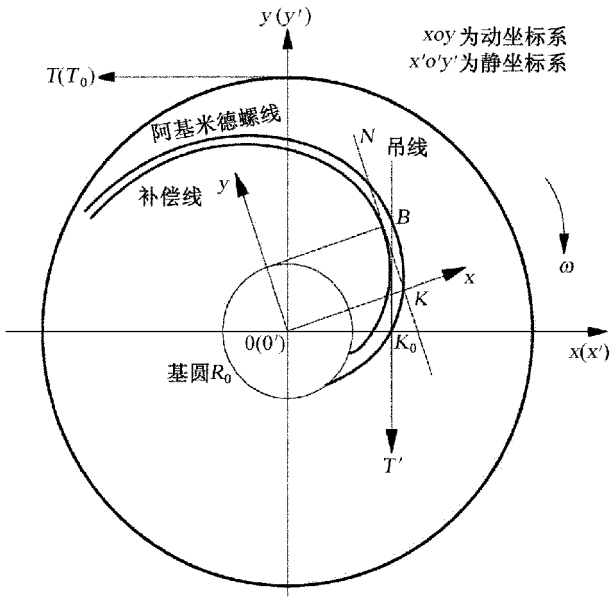


图 3　凸轮中的渐开线与阿基米德螺线图

5　结束语

本文详细研究了钟罩浮力补偿凸轮渐开线线型设计理论,为此种类型的线型设计奠定了理论基础。同时,阐述了阿基米德螺线与渐开线型凸轮之间的关系,并就在钟罩装置上的应用提出了渐开线线型设计的具体方法,具有较高的实用价值,为解决钟罩中的关键设备问题,进一步深入研究高准确度的钟罩提供了技术保证。

参考文献

[1]　国防科工委组织编写. 力学计量(下册). 北京:原子能出版社, 2002.

[2]　川田裕郎,等. 流量测量手册[M]. 北京:计量出版社.

[3]　成大先等. 机械设计手册[M]. 北京:化学工业出版社.

2013 年 4 月
第 33 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr. ,2013
Vol. 33, No. 2

文章编号:1000-7202(2013) 02-0046-04 中图分类号:TB52+2 文献标识码:A

一种高声强校准装置的高声强级测量不确定度评定方法

杨晓伟 闫 磊 朱 刚 刘 鑫
(北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

摘 要 介绍了一种高声强级发生及测量方法、数学模型及其测量不确定度的评定方法,并给出了不确定度评定实例及验证结果。

关键词 声强测量仪 高声强级 测量不确定度

Evaluation of Measurement Uncertainty for the High Sound Intensity Level of a High Sound Intensity Calibration System

YANG Xiao-wei YAN lei ZHU Gang LIU Xin
(Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement and Technology, Beijing 100076)

Abstract The creation and measurement method, mathematic model and measurement uncertainty evaluation of high sound intensity level are described. A real example for evaluation uncertainty and its verification result are also showed.

Key words Sound intensity probe High sound Intensity level Measurement uncertainty

1 引 言

随着国防科技的发展,极值空气声(高声压、高声强)的作用及影响逐渐被人们所认识,例如置于强大声场中的火箭、卫星和飞船的壳体会产生疲劳和损坏等。目前进行极值空气声参数的研究和试验主要有:航天飞行器的发动机噪声声功率辐射特性研究,发射、飞行及再入噪声强度及分布特性研究及试验等,这些都涉及了高声强的测量。在国防计量发展中,高声强计量技术已势在必行,其主要内容就是高声强级测量问题。

为此,我们研制并建立了高声强校准装置,用于声强测量仪的高声强级(100dB 以上)校准和量值传递。为了保证高声强级量值的准确性,通过一系列的量值溯源手段,对高声强校准装置的关键参数进行测量,并对测定结果进行不确定度评定,评定结果代表了本装置的准确度水平。高声强校准装置为最新研制的国防计量检定校准装置,国内外目前尚没有类似的标准,缺少规范的溯源方法。本装置采用的高声压源结合相位控制方法属创新设计,由此而产生的测量不确定度的评定方法值得探讨。

2 高声强级溯源方法简述[1]

声强是把声压梯度信号加以积分得出质点速度,质点速度的估测是在两个传声器之间的声学中心位置上进行的。此点上的声压也是近似的,它是取两个传声器的声压平均值,通过声压和质点速度

收稿日期:2013-01-10, 修回日期:2013-03-01
作者简介:杨晓伟(1964-),男,研究员,主要研究方向:力学及空气声学计量技术。

的乘积并进行时间平均得出声强,如图 1 所示。

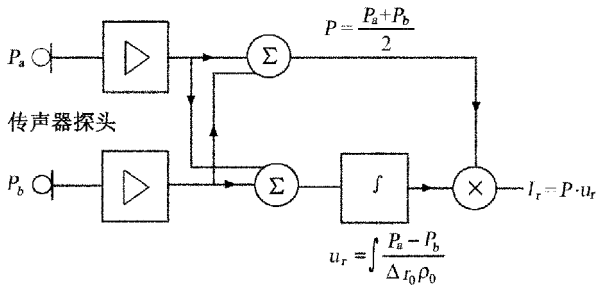


图 1　声强测量仪工作原理简化框图

声强分析系统由探头和分析仪组成。探头由两个传声器组成并测量声压,分析仪通过对声压积分及必要的计算得出声强[2]。目前,有两种方法处理声强探头的输出信号,其中一种是直接法在时域中进行的,其计算方法为

$$I_r=\overline{P\cdot u_r}=-\frac{1}{2\rho_0\Delta_r}\overline{(P_a+P_b)\int(P_a-P_b)\mathrm{d}t} \quad (1)$$

式中:P——探头中心点声压,Pa;u_r——探头轴心方向质点速度,m/s。

当声压信号为正弦信号时,式(1)可简化为

$$I_r=\frac{P_aP_b\sin\varphi}{\omega\rho_0\Delta_r} \quad (2)$$

式中:I_r—— 声强级,dB;P_a,P_b ——分别为二个正弦声压信号的有效值,Pa;φ,ω ——分别为两个声压信号间的相位差和角频率,(°),rad/s;ρ_0,Δr ——分别为空气密度和两个传声器间距, kg/m^3,m。

从式(2)可知,声强级与声压级的平方成正比。因此,在其他量不变的情况下,声压级的变化可使声强级产生更大的变化,而失真度小的高声压源是高声强级实现量值复现的基础;另一方面,由于声强测量仪的两个传声器声压之间必须有一个相位变化,才能使声压差信号积分不为零,声压之间的相位变化模拟了声强级,这样就可复现声强级。由此可见,声压级和两个传声器间的声压相位差是高声强级的主要溯源量值。此外,声强与大气压、温度和湿度密切相关,也是高声强级溯源应考虑的量值。

3　测量结果不确定度评定[3]

高声强级的校准与检定过程中,误差来源较多,且误差通常较大。这里,对高声强级校准装置复现的高声强级的测量结果不确定度进行评定,评定结果可反映本装置所能达到的测量不确定度。

3.1　数学模型

本装置采用高声压源结合声压相位差控制的新方法,以高声压标准传声器作为主标准器,结合控制声压相位差的精确复现声强,实现声强测量仪在高声强级下的高准确度校准。高声强级偏差通过声强测量仪测得的声强级减去参考声强级(本装置是模拟平面行波来进行声强级复现的,所以式(2)可变成 $L_I=L_P+10\lg\left(\frac{400}{\rho c}\right)$,其中:L_P 为声压级,P 为空气密度,c 为声速),并通过式(3)计算得到

$$\delta L_I=L_I-L_{I_0} \quad (3)$$

式中:δL_I ——声强级偏差,:dB;L_I ——声强仪测得的声强级,dB;L_{I_0} ——高声压级标准传声器测得的声压级,通过计算得到的声强级,dB。

由式(3)可知:L_I 和 L_{I_0} 互不相关,其方程式为

$$u_c^2(\delta L_I)=c_1^2u^2(L_I)+c_2^2u^2(L_{I_0}) \quad (4)$$

式中:u_c——合成标准不确定度;c_1,c_2——灵敏度系数;$c_1=\frac{\partial(\delta L_I)}{\partial(L_I)}=1$;$c_2=\frac{\partial(\delta L_{I_0})}{\partial(L_{I_0})}=-1$。

3.2　标准不确定度 A 类评定

对同一台声强测量仪独立的进行高声强级偏差测量,测量结果如表 1 所示。

表 1　高声强级偏差测量结果(频率:500Hz,声强级:130dB)

次数	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
声强级偏差 /dB	0.023	0.030	0.033	0.035	0.035	0.040	0.041	0.042	0.043	0.044

利用式(5)计算高声强级偏差的实验标准偏差,得出 $s=0.01$dB。

$$s=\sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{10}(\delta_{L_{I_i}}-\overline{\delta_{L_{I_i}}})^2}{(n-1)}} \quad (5)$$

式中:s ——高声强级偏差的实验标准偏差,dB;n ——测量次数;$\delta_{L_{I_i}}$ ——各次测量并通过计算得到的高声强级偏差,dB;$\overline{\delta_{L_{I_i}}}$ ——各次测量并通过计算得到的高声强级偏差的平均值,dB[4]。

由此可知,A 类标准不确定度为

$$u_A = s/\sqrt{10} = 0.003(\text{dB})$$

3.3 标准不确定度 B 类评定

3.3.1 传声器灵敏度

在声压级高达 150dB 的高声压传声器灵敏度校准中,测量扩展不确定度为 0.30dB($k=3$),则标准不确定度 u_{B1} 为

$$u_{B1} = \frac{0.30}{3} = 0.100\ (\text{dB})$$

3.3.2 前置放大器

前置放大器插入衰减误差为±0.05dB,以均匀分布考虑,$k=\sqrt{3}$,则标准不确定度 u_{B2} 为

$$u_{B2} = \frac{0.05}{\sqrt{3}} = 0.029\ (\text{dB})$$

3.3.3 测控系统示值误差

测控系统示值误差为±0.05dB,以均匀分布考虑,$k=\sqrt{3}$,则标准不确定度 u_{B3} 为

$$u_{B3} = \frac{0.05}{\sqrt{3}} = 0.029\ (\text{dB})$$

3.3.4 极化电压

极化电压常用 89A15 差分电压表测量,极化电压从 180V 变到 220V 时,传声器接收的声压级变化不大于 2dB。测量过程中,考虑极化电压的稳定性及测量误差等因素,对极化电压的影响不超过 0.2V,由此引起的测量不确定度 u_{B4} 为

$$u_{B4} = \frac{0.2}{220-180} \times 2 = 0.010\ (\text{dB})$$

3.3.5 信噪比对测量结果的影响

在测量过程中,信噪比大于 30dB,由于噪声的干扰,引起传声器灵敏度的不确定度 u_{B5} 为

$$u_{B5} = 10\lg(1+10^{(N_\tau/10)}) = 0.004\ (\text{dB})$$

式中:N_τ ——信噪比,单位 dB。

3.3.6 空气密度对测量结果的响应

因为空气密度是温度和大气压的函数,在测量过程中,计入气压计的误差,气压的变化及读数等因数引入大气压误差小于 0.3kPa。计入温度计误差,测量中温度变化及读数等因素引起温度误差为±0.5℃。由此,对测量结果引起的不确定度 u_{B6} 为

$$u_{B6} = 20\lg\left(1+\left|\frac{\delta\rho}{\rho}\right|\right) = 20\lg\left(1+\frac{0.3}{101.3}+\frac{0.5}{295.66}\right) = 0.040(\text{dB})$$

3.3.7 声速对测量结果的影响

因为声速也是温度和大气压的函数,分析方式与空气密度分析类似,在此不再重复。取声速对测量结果引起的不确定度 u_{B7} 为

$$u_{B7} = 0.040\ (\text{dB})$$

3.3.8 标准传声器安装偏差

在变截面驻波管上安装传声器,最大尺寸误差为±0.1mm,由此产生声压级不超过 0.2dB。采用最大误差法,置信因子取 $k=2$,由此引起测量结果的不确定度 u_{B8} 为

$$u_{B8} = 0.100\ (\text{dB})$$

3.3.9 平面波偏差

平面波在直径 12.7mm 传声器膜片上,声压分布偏差不超过 0.2dB,由此引起的测量结果不确定度 u_{B9} 为

$$u_{B9} = 0.050\ (\text{dB})$$

3.3.10 失真度引起的偏差

在 150dB 的高声强级作用下,传声器膜片运动失真,最大失真度不超过 0.5%,产生的最大声压级偏差 0.05dB,假定为均匀分布,其标准不确定度 u_{B10} 为:

$$u_{B10} = \frac{0.05}{\sqrt{3}} = 0.030\ (\text{dB})$$

3.3.11 声压相位差控制误差引起的偏差

在高声强级测量中,采用高声压源结合相位差控制的方式,两只高声压标准传声器通道声压相位差控制误差为±1°,由此产生声压级偏差为(10/3600)=0.04dB,以均匀分布考虑,$k=\sqrt{3}$,则 u_{B11} 为

$$u_{B11} = \frac{0.04}{\sqrt{3}} = 0.023\ (\text{dB})$$

3.4 扩展不确定度

将上述标准不确定度列在表 2 中。

表 2 标准不确定度一览表

序号	标准不确定度			
	符号	来源	数值/dB	评定方式
1	u_A	平均值标准偏差:重复性	0.003	A 类评定
2	u_{B1}	标准传声器校准	0.100	B 类评定
3	u_{B2}	电压测量:前置放大器	0.029	B 类评定
4	u_{B3}	电压测量:测控系统	0.029	B 类评定
5	u_{B4}	电压测量:极化电压	0.010	B 类评定
6	u_{B5}	电压测量:信噪比	0.004	B 类评定
7	u_{B6}	空气密度修正	0.040	B 类评定
8	u_{B7}	声速修正	0.040	B 类评定
9	u_{B8}	标准传声器安装偏差	0.100	B 类评定
10	u_{B9}	平面波偏差	0.050	B 类评定
11	u_{B10}	失真度引起的偏差	0.030	B 类评定
12	u_{B11}	声压相位差控制精度	0.023	B 类评定

上述不确定度分量各自独立,互不相关,根据合成标准不确定度公式可得 B 类标准不确定度为

$$u_B = \sqrt{u_{B1}^2 + u_{B2}^2 + u_{B3}^2 + u_{B4}^2 + u_{B5}^2 + u_{B6}^2 + u_{B7}^2 + u_{B8}^2 + u_{B9}^2 + u_{B10}^2 + u_{B11}^2}$$

$$= \sqrt{\begin{aligned}&(0.100)^2+(0.029)^2+(0.029)^2+(0.010)^2+(0.004)^2+(0.040)^2+(0.040)^2\\&+(0.100)^2+(0.050)^2+(0.030)^2+(0.023)^2\end{aligned}}$$

$$= 0.17\ (\mathrm{dB})$$

合成标准不确定度为

$$u_c = \sqrt{u_A^2 + u_B^2} = \sqrt{(0.003)^2 + (0.17)^2} = 0.17\ \mathrm{dB}$$

取包含因子 $k=2$,置信水平为 0.95,可得扩展标准不确定度

$$U = ku_c = 2 \times 0.17\ \mathrm{dB} = 0.34\ \mathrm{dB}$$

实际取扩展标准不确定度为(0.4 ~ 0.5)dB。

4　测量不确定度的验证

为了验证上述溯源方法及其测量不确定度评定方法的正确性,我们选取丹麦 B&K 公司生产型号为 3599 的声强测量仪作为试验对象,其声强级范围为(40 ~ 140)dB,目前国内外没有对此类测量仪进行高声强级校准,未见相关校准数据的报道。采用本装置首次对 3599 型声强测量仪进行高声强级范围(100 ~ 140)dB 幅值线性校准,校准结果列入表 3。

表 3　3599 型声强测量仪幅值线性校准数据(500Hz 时) dB

声强级标准值(本装置)	声强级实测值(3599 型声强测量仪)	误差
100.01	100.12	0.11
110.02	110.09	0.07
120.03	120.09	0.06
124.05	124.09	0.04
130.06	130.02	−0.04
135.05	135.10	0.05
140.06	139.88	−0.18

从校准结果可知,随着声强级增加,声强测量仪的幅值误差逐渐增大,但没有超过 0.2dB,表明本装置高声强级测量不确定度 0.5 dB 是完全是合理可信的。

5　结束语

高声强级校准装置的研制成功是对声强级动态范围测量上限拓展的创造性贡献,它使高声强级准确测量成为可能。通过对其溯源方式的科学性及其测量不确定度的评定,准确地反映了该装置的实际水平,对于标准装置的量值传递和高声强级测量的准确性具有重要意义。

参考文献

[1] 杨晓伟. 声强测量仪高声强级校准方法研究. 宇航计测技术,2012(4).

[2] Erling Frederiksen: Acoustic Calibrator for Intensity Measurement Systems. Published in international norse meeting.

[3] JJF1059-1999. 测量不确定度评定与表示. 国家质量技术监督局,1999.

[4] 费业泰. 误差理论与数据处理. 第 4 版. 机械工业出版社,2000.

文章编号:1000-7202(2013) 02-0050-04 中图分类号:V212 文献标识码:A

拖靶系统飞行动力学模型研究

陈 峰
(中国人民解放军 92419 部队,辽宁 125106)

摘 要 介绍了拖靶系统的基本组成,阐述了建立拖靶系统飞行动力学模型的意义。分别对拖机、拖靶及拖缆进行了受力分析,建立了数学模型并进行了合理假设和简化,分析了系统主要约束关系,可为拖靶系统设计及仿真研究提供参考。

关键词 拖靶系统 飞行力学 模型 拖缆

Research on the Flight Dynamics Model for Towed Target System

CHEN Feng
(92419 Unit of PLA, Liaoning 125106)

Abstract The basic composition of the towed target system is introduced, and the meaning of constructing the flight dynamics model of towed target system is presented. The load analyses of the towing plane, the towed target and the towlines are carried out separately as well as the mathematics model is established and simplified with practical assumption, and the main restrains are analyzed in order to supply the reference for the design and simulation of the towed target system.

Key words Towed target system Flight mechanics Model Towline

1 引 言

拖靶系统是一类特殊的飞行器系统,其主要由拖机、航空绞车、拖缆、拖靶、控制设备及专用配套设备组成[1]。其中拖机一般为有人驾驶飞机,为拖靶飞行提供动力,是拖靶飞行速度和高度的主要决定部分;航空绞车一般挂于拖机机翼下,内部容纳拖缆,通过空勤人员的操作实现拖缆的收放及拖靶的拖曳;拖缆主要作用是连接拖靶与航空绞车,同时也是拖靶系统中阻力和拉力产生的主要部分;拖靶多为外形类似导弹的无动力飞行器,具有一定的雷达、红外、可见光等特性模拟能力。开展拖靶系统飞行动力学模型研究是进行拖靶系统设计和飞行动力学仿真的基础,对拖靶研制及系统应用等具有重要的指导意义。

2 拖靶系统飞行动力学模型

2.1 拖机的飞行动力学模型

2.1.1 拖机的受力分析

为研究方便,在研究拖机时,将绞车看成是与拖机一体。这样,作用在拖机上的外力包括重力 G、推力 P、拖缆拉力 T_1 和气动力 R。通常气动力 R 由升力 Y、阻力 X 和侧力 Z 组成。这些外力除重力 G 外,一般不可能刚好通过飞行器质心,于是会产生绕

收稿日期:2012-06-18, 修回日期:2012-08-06
作者简介:陈峰(1978-),男,硕士研究生,工程师,主要研究方向:靶标总体设计。

质心的力矩,即俯仰方向旋转力矩 M_z 、偏航方向旋转力矩 M_y 和滚转方向旋转力矩 M_x 。但是在研究拖机的性能和飞行轨迹时,可以认为通过偏转操纵机构能够消除这些力矩;换句话说,使作用在拖机上的力矩始终保持平衡,则上述各外力将通过质心,构成汇交于拖机质心的空间力系。

2.1.2　拖机飞行动力学微分方程

拖机飞行动力学微分方程是一组微分方程组,描述作用在飞机上的力、力矩和飞机运动参数之间的关系。完整的动力学微分方程描述了飞机的侧向运动和纵向运动。限于条件,本文主要研究的是纵向运动,对侧向运动不予考虑。从拖靶系统的实际使用来看,在供靶阶段,拖靶系统的侧向运动是被严格限制的。所以,这样的研究方法具有很大的实用价值。在只考虑纵向运动的前提下,拖机的受力如图 1 所示。

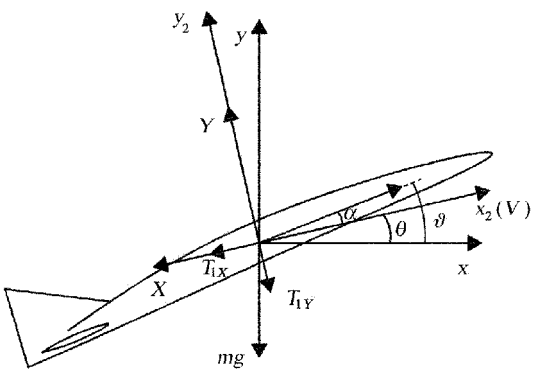


图 1　拖机受力分析示意图

描述拖机纵向运动的方程组[2]

$$
\begin{aligned}
&m_p \frac{\mathrm{d}V_p}{\mathrm{d}t} = P\cos\alpha_p - X_p - T_{1X} - m_p g\sin\theta_p \\
&m_p V_p \frac{\mathrm{d}\theta_p}{\mathrm{d}t} = P\sin\alpha_p + Y_p - T_{1Y} - m_p g\cos\theta_p \\
&J_{zp} \frac{\mathrm{d}\omega_{zp}}{\mathrm{d}t} = M_{zp}, \frac{\mathrm{d}x_p}{\mathrm{d}t} = V_p\cos\theta_p \\
&\frac{\mathrm{d}y_p}{\mathrm{d}t} = V_p\sin\theta_p, \frac{\mathrm{d}\vartheta_p}{\mathrm{d}t} = \omega_{zp} \\
&\frac{\mathrm{d}m_p}{\mathrm{d}t} = -m_s, \alpha_p = \vartheta_p - \theta_p
\end{aligned}
\tag{1}
$$

式中:m ——飞机质量;V ——速度;t ——时间;α ——飞行攻角;θ ——航迹倾角;T_{1X} ——飞机一端拖缆拉力在速度方向的分量;T_{1Y} ——飞机一端拖缆拉力在垂直速度方向的分量;g ——重力加速度;J_z ——绕 z 轴转动惯量;ω_z ——绕 z 轴角速度;ϑ ——飞机俯仰角。

2.2　拖靶的飞行动力学模型

拖靶的飞行动力学模型与拖机的飞行动力学是基本相同的,区别在于拖靶没有自身的动力 P 。拖靶受力分析见图 2。

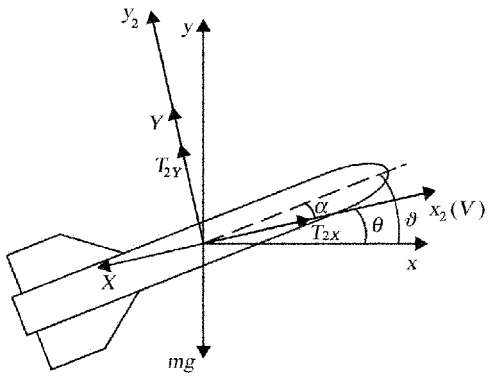


图 2　拖靶受力分析示意图

拖靶的飞行动力学模型如下

$$
\begin{aligned}
&m\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} = -X + T_{2X} - mg\sin\theta \\
&mV\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} = Y + T_{2Y} - mg\cos\theta \\
&J_z\frac{\mathrm{d}\omega_z}{\mathrm{d}t} = M_z, \frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} = V\cos\theta \\
&\frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}t} = V\sin\theta, \frac{\mathrm{d}\vartheta}{\mathrm{d}t} = \omega_z \\
&\frac{\mathrm{d}m}{\mathrm{d}t} = -m_s, \alpha = \vartheta - \theta
\end{aligned}
\tag{2}
$$

2.3　拖缆的飞行动力学模型

拖缆为一柔性体,一般可通过研究拖缆微元的飞行动力学模型来建立整个拖缆的飞行动力学模型[3~5]。拖缆微元受力分析图见图 3。

为了描述整个拖缆的运动,引入时间变量 t 及缆长变量 s 。从拖靶一端算起,某点处的 s 为该点到拖缆连接拖靶的端点的弧线长度。记 u_t 为微元的切向速度,向 s 减小的方向为正。记 u_n 为微元的法向速度,向下为正。

在 t 时刻,微元 Δs 受到的力包括重力、气动力、相邻的拖缆微元的张力 $-T(t,s)$ 和 $T(t,s+\Delta s)$ 。

将微元所受气动力分解为法向气动力和切向气动力。法向气动力大小为(方向与 u_n 相反)

$$
L_n = \frac{1}{2}\rho u_n^2 \Delta s C_n d_0 \tag{3}
$$

式中:ρ ——空气密度;C_n ——法向气动力系数;d_0 ——微元的直径。

切向气动力大小为(方向与 u_t 相反)

$$D_t = \frac{1}{2}\rho u_t^2 \Delta s C_t d_0 \tag{4}$$

式中:C_t ——切向气动力系数。

系数 C_n 和 C_t 可以通过理论计算和实际测量得到[6,7]。

记 $$f_t = \mu g\sin\varphi - \frac{1}{2}\rho\pi d_0 C_t u_t \mid u_t \mid \tag{5}$$

$$f_n = \mu g\cos\varphi - \frac{1}{2}\rho d_0 C_n u_n \mid u_n \mid \tag{6}$$

式中:f_t,f_n ——分别代表了单位长度拖缆受到的重力和气动力沿 u_t 和 u_n 方向分力的代数和;μ——拖缆单位长度质量。

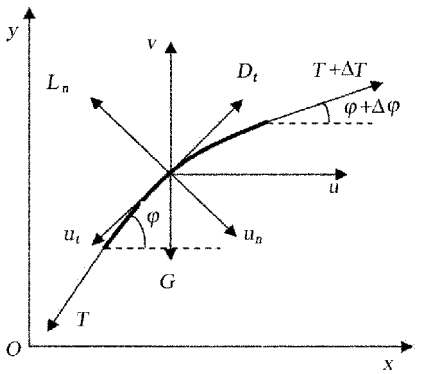


图 3 拖缆微元受力分析图

2.3.1 拖缆微元的运动学与动力学方程

将拖缆微元视为质点,可以得到如下方程:

运动学方程

$$\frac{\partial x}{\partial t} = u, \frac{\partial y}{\partial t} = v \tag{7}$$

动力学方程

$$\begin{aligned} m\frac{\partial u}{\partial t} &= L_x + D_x + T_x + (T+\Delta_T)_x \\ m\frac{\partial v}{\partial t} &= L_y + D_y + T_y + (T+\Delta_T)_y \end{aligned} \tag{8}$$

对于每个拖缆微元,有 4 个状态变量 x,y,u,v 进行描述。给定初值与外力,即可完全确定拖缆微元的运动。

2.3.2 拖缆的飞行动力学模型

记 t 时刻缆长 s 处的张力为 $T(s,t)$,简记为 T,相应的倾角为 φ,切向速度为 u_t,法向速度为 u_n。

将式(8)展开,整理可得

$$\mu\frac{\partial u}{\partial t} = -f_t\cos\varphi + f_n\sin\varphi + \frac{\partial T}{\partial s}\cos\varphi - T\sin\varphi\frac{\partial\varphi}{\partial s} \tag{9}$$

$$\mu\frac{\partial v}{\partial t} = -f_t\sin\varphi - f_n\cos\varphi + \frac{\partial T}{\partial s}\sin\varphi + T\cos\varphi\frac{\partial\varphi}{\partial s} \tag{10}$$

将方程(9)与(10)联立求解,得到

$$\begin{aligned} \frac{\partial T}{\partial s} &= \mu\frac{\partial u}{\partial t}\cos\varphi + \mu\frac{\partial v}{\partial t}\sin\varphi + f_t \\ \frac{\partial\varphi}{\partial s} &= \frac{1}{T}\left(\mu\frac{\partial v}{\partial t}\cos\varphi - \mu\frac{\partial u}{\partial t}\sin\varphi + f_n\right) \end{aligned} \tag{11}$$

u,v 与 u_t,u_n 具有下面的关系

$$\begin{cases} u = u_n\sin\varphi - u_t\cos\varphi \\ v = -u_n\cos\varphi - u_t\sin\varphi \end{cases} \tag{12}$$

根据多元函数微分法,对 t 求偏导,结合式(11)可以得到

$$\begin{aligned} \frac{\partial T}{\partial s} &= -\mu\frac{\partial u_t}{\partial t} + \mu u_n\frac{\partial\varphi}{\partial t} + f_t \\ \frac{\partial\varphi}{\partial s} &= -\frac{1}{T}\left(\mu\frac{\partial u_n}{\partial t} + \mu u_t\frac{\partial\varphi}{\partial t} - f_n\right) \end{aligned} \tag{13}$$

由 $\frac{\partial x}{\partial t} = u$, $\frac{\partial^2 x}{\partial t\partial s} = \frac{\partial u}{\partial s}$, 由 $\frac{\partial x}{\partial s} = \cos\varphi$, $\frac{\partial^2 x}{\partial s\partial t} = \frac{\partial(\cos\varphi)}{\partial t} = -\sin\varphi\frac{\partial\varphi}{\partial t}$

因为 $\frac{\partial^2 x}{\partial t\partial s} = \frac{\partial^2 x}{\partial s\partial t}$,所以有

$$\frac{\partial u}{\partial s} = -\sin\varphi\frac{\partial\varphi}{\partial t} \tag{14}$$

同理

$$\frac{\partial v}{\partial s} = \cos\varphi\frac{\partial\varphi}{\partial t} \tag{15}$$

由式(12)对 s 求偏导数,并与式(14)、式(15)联立求解,得

$$\begin{aligned} \frac{\partial u_t}{\partial s} &= u_n\frac{\partial\varphi}{\partial s} = -\frac{\mu u_n}{T}\frac{\partial u_n}{\partial t} - \frac{\mu u_n u_t}{T}\frac{\partial\varphi}{\partial t} + \frac{u_n}{T}f_n \\ \frac{\partial u_n}{\partial s} &= -\frac{\partial\varphi}{\partial t} - u_t\frac{\partial\varphi}{\partial s} = \frac{\mu u_t}{T}\frac{\partial u_n}{\partial t} + \left[\frac{\mu u_t^2}{T} - 1\right]\frac{\partial\varphi}{\partial t} - \frac{u_t}{T}f_n \end{aligned} \tag{16}$$

现在把式(13)与式(16)列在一起,就构成了偏微分方程形式的拖缆飞行动力学模型

$$\begin{cases} \dfrac{\partial T}{\partial s} = -\mu\dfrac{\partial u_t}{\partial t} + \mu u_n\dfrac{\partial\varphi}{\partial t} + f_t \\ \dfrac{\partial\varphi}{\partial s} = -\dfrac{\mu}{T}\dfrac{\partial u_n}{\partial t} - \dfrac{\mu u_t}{T}\dfrac{\partial\varphi}{\partial t} + \dfrac{f_n}{T} \\ \dfrac{\partial u_t}{\partial s} = -\dfrac{\mu u_n}{T}\dfrac{\partial u_n}{\partial t} - \dfrac{\mu u_n u_t}{T}\dfrac{\partial\varphi}{\partial t} + \dfrac{u_n}{T}f_n \\ \dfrac{\partial u_n}{\partial s} = \dfrac{\mu u_t}{T}\dfrac{\partial u_n}{\partial t} + \left[\dfrac{\mu u_t^2}{T} - 1\right]\cdot\dfrac{\partial\varphi}{\partial t} - \dfrac{u_t}{T}f_n \end{cases} \tag{17}$$

2.3.3　平衡状态下拖缆飞行动力学模型

通常情况下,拖靶系统稳定工作时,拖缆基本处于平衡状态,即围绕着理想平衡状态做小的波动[8~10]。在式(17)中,令各变量对时间的偏导数为零,就可以得到平衡状态下拖缆飞行动力学模型。此时,由于只有缆长一个变量,该方程就简化为一个常微分方程,如下

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}T}{\mathrm{d}s} = f_t \\ \dfrac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}s} = \dfrac{f_n}{T} \\ \dfrac{\mathrm{d}u_t}{\mathrm{d}s} = \dfrac{u_n}{T} f_n \\ \dfrac{\mathrm{d}u_n}{\mathrm{d}s} = -\dfrac{u_t}{T} f_n \end{cases} \tag{18}$$

利式(18)可以求解出平衡状态下拖缆下沉量、拖缆形状和张力分布。

2.4　拖靶系统中的主要约束关系

2.4.1　拖机与拖缆连接处的约束关系

拖机与拖缆连接处既参与拖机的运动,也参与拖缆的运动,也就意味着这两个运动在该点的位移相同。

设连接点的坐标为 x_1, y_1,则有

$$\begin{aligned} x_1 &= x_p + d\cos(\vartheta_p + \vartheta_{p0}) \\ y_1 &= y_p + d\sin(\vartheta_p + \vartheta_{p0}) \end{aligned} \tag{19}$$

式中:ϑ_{p0}——连接点与飞机重心的连接倾角;d——连接点到飞机重心的距离。

根据连接点位移相同,即连接点与缆长 $s = l$ 处的坐标相同,有

$$\begin{aligned} x_1 &= x(t, l) \\ y_1 &= y(t, l) \end{aligned} \tag{20}$$

拖机与拖缆之间的力是作用力与反作用力,其大小相等,方向相反。即有

$$T_1 = T(t, l) \tag{21}$$

式中:T_1——拖缆对拖机的拉力大小。

2.4.2　拖缆与拖靶连接处的约束关系

拖缆与拖靶连接处既参与拖缆的运动,也参与拖靶的运动,也就意味着这两个运动在该点的位移相同。

设连接点的坐标为 x_2, y_2,则有

$$\begin{aligned} x_2 &= x + e\cos(\vartheta + \vartheta_0) \\ y_2 &= y + e\sin(\vartheta + \vartheta_0) \end{aligned} \tag{22}$$

式中:ϑ_0——连接点与拖靶重心的连接倾角;e——连接点到重心的距离。

根据连接点位移相同,即连接点与缆长 $s = 0$ 处的坐标相同,有

$$\begin{aligned} x_2 &= x(t, 0) \\ y_2 &= y(t, 0) \end{aligned} \tag{23}$$

拖缆与拖靶之间的力是作用力与反作用力,其大小相等,方向相反。

$$T_2 = T(t, 0) \tag{24}$$

式中:T_2——拖缆对拖靶的拉力大小。

将上述的约束关系与拖机、拖缆和拖靶的飞行动力学模型结合起来,即可得到完整的拖靶系统动力学方程,能够实现对拖靶系统纵向运动的描述。

3　结束语

本文对拖靶系统进行了受力分析,在借鉴了一些国内外研究成果基础上,建立了飞行动力学模型,并结合实际对模型进行了合理假设和简化,其研究成果有助于拖靶系统的设计和应用研究,同时也对开展拖靶系统仿真研究具有一定的参考作用。

参考文献

[1] 杨榜林等. 军事装备试验学[M],北京:国防工业出版社,2002:99~101.

[2] 徐明友,丁松滨. 飞行动力学[M]. 北京:科学出版社,2003.

[3] 王一飞. TW-1 拖靶缆绳张力与形状参数的计算[J]. 南京航空学院学报,1992,24(1):88~95.

[4] 周同礼. 易弯曲拖拉绳索空间形状和张力分布分析[J]. 南京航空航天大学学报,1993,25(3):391~398.

[5] Richardson, Tyler L. Parametric Study of the Towline Shape of an Aircraft Decoy[D]. Air Force Institute of Technology Graduate School of Engineering and Management,2005.

[6] Carroll D. Design and analysis of target towlines[R]. AD-786695, Springfield Va. National Technical Information Service,1974.

[7] Pierce D, Beecham L J. Some aerodynamic consideration of the flight characteristics of towing systems using long towlines at high speeds[R]. ARC. C. P. NO. 1235, London. Her Majesty's Stationery Office,1972.

[8] Genin J, Canon T C. Equilibrium configuration and tension of flexilbe cable in a uniform flowed[J]. Journal of Aircraft,1967(4):200~202.

[9] Narkis Y. Approximate solutions for the shape of flexible towing cables[J]. J of Aircraft,1977(14):923~925.

[10] Karlsen L K. A simple approximation for the shape of towed target lines[J]. KTH Memo FI191 TrtaFpt-036,1980.

文章编号:1000-7202(2013) 02-0054-06 中图分类号:V443 文献标识码:A

航天器电源母线品质地面测试方法浅析

孙 毅[1] 宋世民[2] 刘 民[1]
(1. 北京东方计量测试研究所,北京 100086; 2. 中国空间技术研究院总体部,北京 100094)

摘 要 航天器供配电系统作为航天器上用于产生、存储、控制、传输与分配电能的子系统,其地面测试与评价工作是航天器地面电测工作的重要组成部分。航天器电源系统作为典型的直流分布式电源系统,其母线品质与系统稳定性密切相关。通过对航天器电源母线品质地面测试与评价方法进行分析,给出了测试系统的简要设计,并对技术发展趋势进行了预测。

关键词 母线品质 直流分布式电源 稳定性 故障预测

Analysis of Test Methods Spacecraft Power Bus Quality

SUN Yi[1] SONG Shi-min[2] LIU Min[1]
(1. Beijing Orient Institute for Measurement & Test, Beijing 100086;
2. Institute of Spacecraft System Engineering CAST, Beijing 100094)

Abstract Power supply and distribution system as a spacecraft subsystem used to generate, store, control, transmit and distribute power, its ground testing is an important part of the spacecraft ground testing. Spacecraft power system is a typical DC distributed power system, the quality and stability of the power bus is closely related to the quality of spacecraft power system. Analyzes the testing methods of spacecraft power bus quality, gives a brief test system design and predicts technology trends.

Key words Busbar quality DC distributed power supply Stability Failure forecasting

1 引 言

供配电系统作为航天器上用于产生、存储、控制、传输与分配电能的子系统,因其直接影啊航天器成败的重要性,在航天器的地面实验中占据了重要的地位。供配电系统的测试一般分设备单检、系统联试、装到航天器后的测试三个层次,而地面综合测试是空间电源系统装到航天器后对电源系统进行检查的一个重要手段[2]。

在以往的供配电系统地面测试中,根据设计任务书的要求,设备单检和系统联试阶段的测试项目覆盖性和针对性很强,但装入航天器以后,由于测试的实际条件限制,往往更加关心供电能力、接口正确性、功能正常性等指标,而对于电源系统的整体性评价还有可以改进的方面,如:

1)对于航天器工作状态下的电源母线只有低速的有线测量,而没有系统性的监测,缺乏电源母线工作实时状态、特别是瞬态特性、稳定性等方面的第

收稿日期:2012-05-03, 修回日期:2012-06-26
作者简介:孙毅(1983-),男,工程师,主要研究方向:电学计量标准研究。

一手测试数据;

2)由于设备单检和系统联试阶段的测试使用的都是替代性负载,与实际的有效载荷有较大的不同,很难真实反映航天器电源母线的实际品质;

3)由于测试方法、测试手段滞后于理论研究和测试标准等因素,对于航天器电源系统稳定性起着重要影响的电源和负载的阻抗测试一直没有开展。

随着技术的发展和认识程度的加深,目前空间技术研究院航天器测试中心已经开始了针对航天器电源系统品质测试与评价的研究,并希望达到了解整星的电磁干扰特性及频点串扰情况,掌握整星真实的工作状态。航天器的优化设计提供工程实际数据的目的,进一步提高航天器地面测试的水平,本文主要针对航天器电源母线品质的测试现状、测试方法和技术发展趋势进行阐述。

2　航天器电源系统的测试

2.1　航天器电源系统组成

航天器电源系统又称为供配电分系统,包括供电系统和配电系统两部分,其组成如图 1 所示。航天器供电系统一般包括发电系统和电源控制系统两个部分,其中发电系统由电能源提供设备(如太阳电池阵、核能源系统、空间系绳等)和储能设备(如蓄电池、飞轮等)组成,电源控制系统由电能源调节设备、充电控制设备和放电控制设备组成。航天器配电系统一般包括变换器、电缆网等部分。

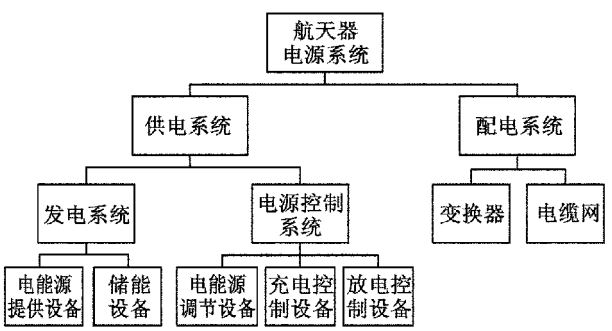


图 1　航天器电源系统组成框图

2.2　航天器电源系统测试

航天器电源系统测试,按照阶段分为:部件级测试、分系统级测试和整星级的功能和性能测试。按照时机分为:验收测试、分系统联试、装星后的工厂测试、环境试验中的测试(力学环境、真空热环境)和发射场测试(技术区、发射区)。

本文讨论的航天器电源系统母线品质测试,包括各阶段的测试,主要针对电源分系统级测试和装星后工厂测试中的整星级性能测试。

航天器电源系统测试是一个复杂的系统性工作,多台功能性能符合要求的单机并不一定能组合成为符合要求的系统,究其原因,主要是因为大多数的航天器都采用了直流分布式电源拓扑结构,虽然其有一系列的优点,但由于整个电源系统都通过母线连接在一起,各单机(无论是电源或负载)在工作中都可能因为对母线电压或电流的影响,而影响到其他单机的正常工作,或对电源母线上造成扰动,从而影响母线的品质。这种影响应该是航天器电源系统级测试应该重点关注的,也是系统级测试与其他测试的主要区别,正因为有了这些区别,航天器电源的系统级测试项目不能简单地由部件级测试、分系统级测试替代。

3　航天器电源母线品质评价

3.1　直流分布式电源系统母线特性

目前,航天器电源普遍采用了分布式电源系统结构,具有结构简单,热管理容易,冗余设计可靠性高,针对负载的调整灵活,扩充灵活等优点。但是,当扩充负载时,其系统稳定性将会面临挑战,即:负载之间通过共用的电源母线相互影响,某一个负载的电流变化会造成母线电压的变化。这种周期性变化或阶跃突变可能使母线电压在一些频段上出现振荡,这种相互影响正是直流分布式电源所面临的问题。

“国际空间站”电源系统是直流分布式电源系统在航天器中的典型应用。其直流电源系统包含有美国 120Vdc 电源系统和俄罗斯的 120Vdc 和 28Vdc 两种电源系统,同时这两种母线相互之间存在着能量的流动。由于经常有新的载荷或科学研究仪器会带到空间站上,其负载状态经常变化。更为严酷的条件是,负载往往由不同的国家研制,其特性不可避免地存在差异,而在地面又无法完全模拟“国际空间站”的实际电源环境,即使各个负载都设计良好,测试全面,但如果不能与“国际空间站”总体电源系统匹配,电源系统的稳定性仍有可能出现问题。为

解决这一系列问题,“国际空间站”的电源系统的稳定性研究最终归结到对源和负载的阻抗控制上[6],即对电源转换器的输出阻抗和作为上级负载时的负载输入阻抗提出明确的技术要求,并严格执行测试,以使不同的系统相互兼容。

因此,对于直流分布式电源系统的母线特性测试与评价,在传统的功能正常性、电压、电流、纹波、调整率等的基础上,应该把关注点更多地集中在母线的稳定性上,通过对电源阻抗、负载阻抗的设计和测试,确保系统满足稳定性要求(Nyquist 阻抗判据或 6dB 幅值裕度)。此外,对电源系统稳定的状态判断应该使用真实负载,并在实际负载条件下,细致地对母线电压、电流进行实时监测与分析。

3.2 航天器电源母线及其品质的定义

针对不同的对象,航天器电源母线的定义有两种,分别为:(1)两个或多个电路共同连接的配电导体;(2)可向多个卫星分系统供电的电源总线[3]。本文讨论的航天器电源母线针对定义(2),即电源总线。

对于航天器电源系统的品质,GJB 2042 – 1994《卫星电源系统通用规范》中,给出了如下的技术参数:

1)母线输出阻抗:在(0 ~ 50)MHz 范围内,母线输出阻抗应符合相关详细规范要求;

2)母线波纹电压:在频率为(0 ~ 10)MHz 范围内,电源系统在额定阻性负载下的波纹电压峰–峰值应不大于 600mV;

3)母线电压瞬变特性:由负载瞬变或通断在直流母线上所产生的电压上跳或下调瞬变量,在(0 ~ 10)μs 内应不超过母线额定电压的 0.67 倍;

4)进出地影母线电压跃变:卫星进出地影时,由于切换太阳电池阵和蓄电池供电所引起母线电压的跃变速率应不大于 3.5V/ms。

结合电源特性和航天器的特殊需求,笔者认为在现有的测试方法和测试项目基础上,应在航天器电源系统测试全过程中对与母线品质相关参数进行测试,确保覆盖到与电源系统功能、性能、稳定性相关的各个参数。如:

在部件级测试中应包含:电源输出阻抗、负载输入阻抗测试,全功率负载模拟条件下的单机稳定性测试;

在分系统级测试中应包含:进出地影母线电压跃变测试、全功率负载模拟条件下的电源系统稳定性测试;

在整星级测试中应包含:进出地影母线电压跃变测试、实际负载条件下母线电压、电流的实时监测与符合性判断等。

3.3 航天器电源系统品质评价系统构成

3.3.1 母线输出阻抗测量系统

航天系统对电源输出阻抗的测试要求和方法的描述,至少可以追溯到 1988 年发布并实施的《QJ 1467 电源变换器测试方法》标准中,标准中推荐了 DC–DC 变换器输出阻抗的测试系统框图,如图 2 所示。

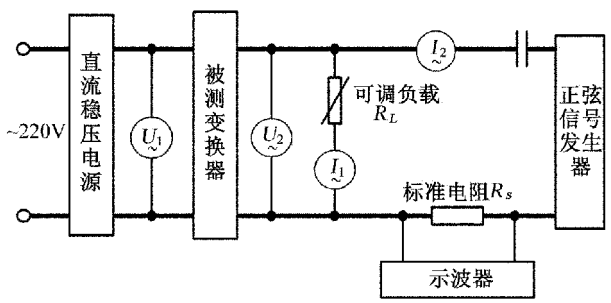


图 2 DC–DC 变换器输出阻抗的测试系统框图

当然,图 2 所示的框图在实际使用中会有一些问题,如:只能得到阻抗幅值,无法测试相位;测试准确度较低;无法实现自动化等等,导致标准推荐框图的实用性不强。因此,在此标准 1997 年修订中,删除了有关输出阻抗测试的内容。但在 GJB 2042 – 1994《卫星电源系统通用规范》中对电源输出阻抗的测试方法仍依据 QJ 1467,这就使标准在使用中出现了空白,较大地影响了电源输出阻抗测试在航天器电源系统测试中的实际应用。

作为专业的计量测试技术机构,北京东方计量测试研究所自 2005 年起开始电源输出阻抗测量技术的研究,于 2007 年成功研制电源输出阻抗测量系统的原理样机,并首次获得了我国的卫星电源输出阻抗测量数据。该测量系统的组成如图 3 所示。与图 2 系统相比,由于数字电桥的引入,解决了相位测试、准确度、自动化等问题,具有良好的实用价值。

3.3.2 负载输入阻抗测量系统

负载输入阻抗测量系统,是与母线输出阻抗测量系统配合使用,以达到测试与评价电源系统母线

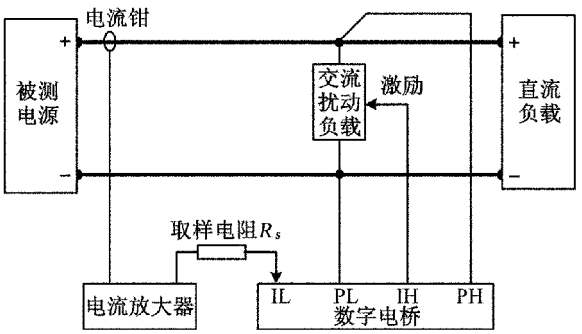


图 3　电源输出阻抗测量装置的原理样机组成框图

特性目的的一套测试系统,顾名思义,其主要功能就是对航天器上的各类负载的输入阻抗进行测量,并与已经得到的电源输出阻抗进行比较和分析,从而评价电源系统的稳定。

要了解各个电器部件的负载输入阻抗特性和电源输出阻抗特性,在设计时完全通过计算是十分困难的。特别是像时序电路和微处理器部件,其输入阻抗特性是随时间变化的,要计算其输入阻抗特性几乎是不可能的。为此,需要通过建立负载输入阻抗测量系统,对实际电路的输入阻抗特性测试,给部件设计和整体设计提供可靠的数据。

与电源输出阻抗测量的标准和方法相比,负载输入阻抗的测试在研究成果方面要相对落后,可参考的标准和方法寥寥无几。北京东方计量测试研究所自 2010 年起开始负载输入阻抗测量技术的研究,初步进行了原理的设计和分析工作,正在进行原理验证与原理样机的研制,负载输入阻抗测量装置系统组成原理如图 4 所示。

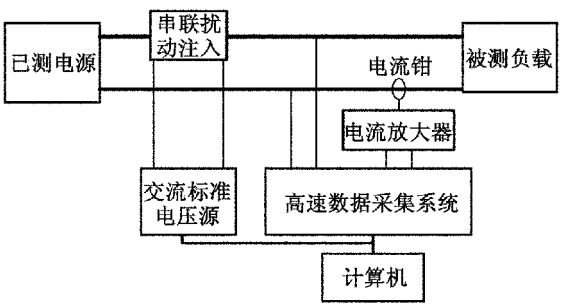


图 4　负载输入阻抗测量装置系统组成原理示意图

3.3.3　母线特性高速采集系统

对航天器电源母线的测试与评价,特别是实际工作状态下的瞬态特性、稳定性评价,依赖对母线电压、电流信号的实时高速采集、抗混叠滤波处理、海量数据存储、数据分析等手段,需要一套母线特性高速采集分析系统,且具备如下功能:(1)完成对于母线实时长时间监视及存储;(2)为整星负载突变瞬间母线变化提供监视及记录功能;(3)可承担卫星测试过程中进出影切换过程中母线瞬态测试任务;(4)为母线电流的后期数据处理提供频域分析的手段。

中国空间技术研究院航天器测试中心自 2009 年起开始该系统的设计工作,目前已经完成了理论研究,正在进行产品化设计工作,以解决传统母线相关测试方法中“测量时间短/获取数据少/实时性低”、“测量无法实现输入输出隔离”、“模拟信号输入端频谱混叠效应不可避免”、“数字分析能力差”以及“专用设备带宽效应无法标准化”等弱点,具有良好的应用前景。该系统组成如图 5 所示。

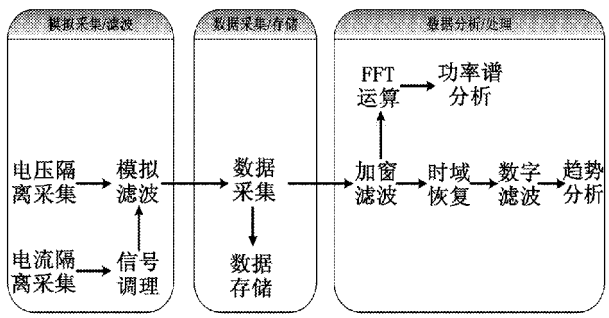


图 5　母线特性高速采集系统组成框图

3.3.4　全功率负载模拟系统

航天器负载一般分为:瞬态负载和稳态负载。在诸如电磁阀动作瞬间、设备开机瞬间导致的瞬态负载变化,将会对供电系统的线压降产生影响进而导致负载端的电压瞬态跌落。而对于诸如陀螺加热器等周期脉冲用电特性的稳态负载,其在供电传输线上引起电流以及电压的波动,将造成母线纹波变大,严重的情况下还会产生输出电压震荡的后果。

这些问题的分析与验证,需要在部组件测试或电源分系统测试中提前进行,以充分暴露问题,避免给整星级测试带来系统性影响,或耽误研制周期甚至损坏正样产品。

全功率负载模拟系统作为航天器电源测试中的替代性负载,组成框图如图 6 所示。与传统的线性负载相比,它具有一系列的优点:可以为供电系统输

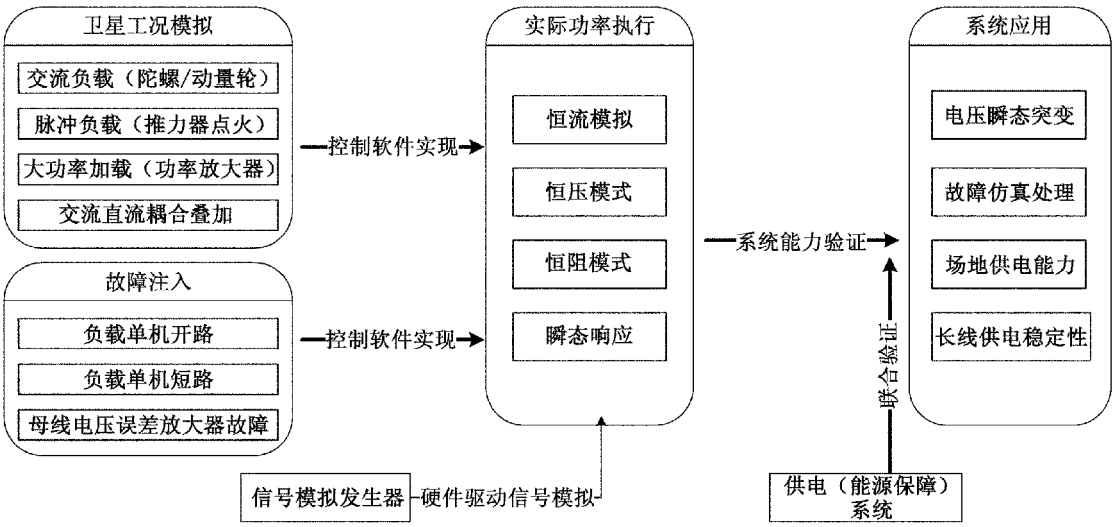


图 6　全功率负载模拟系统组成框图

出瞬态特性的测试提供必要的条件；可以为仿真及故障预测提供有效的故障注入技术手段。

4　技术发展趋势

4.1　航天器电源母线品质评价系统的建立与应用

通过建立母线输出阻抗测量系统、负载输入阻抗测量系统、母线特性高速采集系统和全功率负载模拟系统等评价系统，在部组件、分系统、整星等不同阶段，对航天器电源母线品质进行测试和评价。

通过源输出阻抗、负载输入阻抗的测量，最终达到设计阶段有配额管理，测试阶段有验证手段，实现全面、系统航天器电源母线稳定性设计与评价。

通过全过程的母线特性高速采集和全功率负载模拟系统的使用，覆盖以往由于条件不具备无法开展或开展不完全的测试项目，对无法使用真实负载进行测试的工况进行仿真测试，最终到达规范母线品质的评价要素，对航天器电源系统的质量、可靠性、稳定性进行系统性分析，可极大提高地面测试的覆盖性和有效性。

4.2　故障预测与健康管理（PHM）技术的引入

故障预测与健康管理（Prognostic and health management）指利用一定数量的传感器采集系统的各类数据信息，借助各种推理算法来估计系统自身的健康状况，在系统故障发生前对其能尽早监测且能有效预测，在使用与保障费用占据全寿命周期费用比例很大的航空领域有着广泛的应用。

由于航天器本身使用中无法维护的特殊性，这项技术对于降低维护费用能起到的作用有限，但在地面测试中使用故障预测技术，能尽早地发现和暴露潜在的问题和隐患，这就意味着能有效降低交付航天器在轨出现问题的概率，对测试质量的提升无疑是大有裨益的。

从其实际研究中应用的理论、方法和技术路线来看，故障预测技术可以分为：基于模型的故障预测技术、基于知识（异常现象信息）的故障预测技术、基于数据的故障预测技术等，对航天器电源系统品质评价都有不同的用途。

4.2.1　基于模型的故障预测技术

此处的基于模型故障预测，其本质上是设计、仿真与测试试验工作的融合。即：在设计阶段通过系统分析与建模，对系统工作中的各种工况进行仿真，并预置一系列的故障注入模型，建立起一整套系统运行与故障响应的仿真结果，对于可以进行实物验证的项目在实际测试试验中逐一验证，通过不断地迭代来完善仿真系统和验证系统，最终实现在设计和仿真中预测并消除故障。

4.2.2　基于知识（异常现象信息）的故障预测技术

此处的基于知识的故障预测，其本质上是建立实时故障诊断专家系统和专家知识库。随着测试技

术水平的提高和计算机技术、网络技术的快速发展。对航天器测试质量和测试效率要求的提高,将故障诊断专家系统引入到综合测试系统中是很有必要的。利用现有的测试数据和测试系统,建立实时故障诊断专家系统和专家知识库,在测试过程中,对测试结果进行实时分析、判断,及时发现异常现象或故障现象,找到故障源,给出故障处理建议,从而快速、正确地得到测试结论。

4.2.3　基于数据的故障预测技术

基于数据的故障预测,不需要对象系统的先验知识(如:数学模型、专家经验等),它以采集的数据为基础,通过各种数据分析处理方法挖掘其中的隐含信息进行预测,避免了基于模型和基于知识的故障预测技术的缺点,是一种较为实用的故障预测方法。

但它也有着明显的缺陷:在实际操作中,基于数据的故障预测以基于统计过程控制为最多,其运行强烈依靠设备运行中的参数数据,或系统的典型工作数据(如:历史工作数据、故障注入数据等),这些数据,尤其是故障数据的获得往往需要付出很大的代价,如果数据覆盖性不全面,将直接导致基于数据的故障预测有效性下降。

综上所述,不同的故障预测技术各有其优缺点,在实际工作中只有相互结合,如:使用专家系统对仿真系统进行指导和设计,使用仿真系统的故障注入数据进行基于数据的故障预测等,通过反复迭代,不断地积累数据和经验,从而最终实现准确的故障预测与健康管理。

5　结束语

航天器电源系统作为典型的直流分布式电源系统,其母线品质与系统稳定性密切相关,在航天器电源母线品质的地面测试工作中,应该规范母线品质的评价要素,并搭建具有实用性的测试系统,对航天器电源母线品质进行系统性评价,在条件成熟时引入故障预测与健康管理(PHM)等先进技术,使航天器电源系统的地面测试工作再上新的台阶。

参考文献

[1] 卫星电测技术. 中国宇航出版社,2009.

[2] 赵吉明,李雨庆. 空间电源系统的综合测试技术. 2002 中国宇航学会空间能源学术年会.

[3] Q/W 80A-97 卫星电源术语.

[4] Shiguo Luo. A review of distributed power systems part I: DC distributed power system, IEEE A&E System Magazine, 2005,20(8).

[5] 刘民. 直流电源输出阻抗测量技术. 宇航计测技术,(5).

[6] 万成安. 航天器直流电源系统稳定性分析方法研究. 航天器工程,2009(3).

[7] James R Wertz, Wiley J Larson. 航天任务的分析与设计. 航空工业出版社,1992.

[8] James A Momoh, Kaili Xu. Multiple objective optimization in a spacecraft power system to maximize serviceability, © 2005 ISAP:268 ~ 236.

[9] Edward J Simburgey, Daniel Rumsey, David Hinkley, Simontiu and Peter Carian. Distributed power system for microsatellites. © 2005 IEEE. 822 ~ 826.

声　明

为适应我国信息化建设需要,扩大本刊及作者学术交流渠道,本刊已被《中国核心期刊(遴选)数据库》、《中国学术期刊网络出版总库》、《万方数据——数字化期刊群》、《中文科技期刊数据库》及《CNKI 系列数据库》收录,其作者著作权使用费与本刊稿酬一起一次性给付作者,不再另行发放。作者如不同意文章被收录上述数据库,请在来稿时声明,本刊将作适当处理。

《宇航计测技术》编辑部

2013 年 4 月
第 33 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr. ,2013
Vol. 33, No. 2

文章编号:1000-7202(2013) 02-0060-04 中图分类号:TM933 文献标识码:A

一种新型锂离子动力电池组测试系统的设计

甘 武[1] 周志霞[2] 张华锋[1]
(1. 中国船舶重工集团公司第 712 研究所,武汉 430064;2. 武汉工业职业技术学院,武汉 430064)

摘 要 锂离子动力电池组是电动汽车的关键部件。针对锂离子动力电池组的特点,设计开发了一种新型测试系统。该系统采取了安全保护及数据保护措施,能够实现电池自动配组,测量准确度高。通过试验,证明了设计方法的可行性。

关键词 锂电池 测试系统 设计

Design of a Testing System for the New Type Li-ion Power Accumulator Battery

GAN Wu[1] ZHOU Zhi-xia[2] ZHANG Hua-feng[1]
(1. The No 712 Research Institute, CSIC, Wuhan 430064;
2. Wuhan College of Industrial Technologies, Wuhan 430064)

Abstract The Li-ion power batteries are the key component of EV. A new type Li-ion batteries testing system is expounded in aiming at the characteristics of Li-ion power batteries. The testing system has a high measurement accuracy, safe and protection step and data protection are used, battery matching can be realized automatically. The feasibility of the designing method is proved through the experiments.

Key words Lithium battery Testing system Design

1 引 言

发展电动车是解决能源危机和环境污染问题的有效手段。动力电池组(Power Accumulator Battery,简称 PAB)是电动汽车的关键部件。大容量高功率锂离子蓄电池是电动车的理想储能电源。PAB 由多节单体电池串并联构成,一般电压在 300V 以上,容量在 100Ah 以上[1]。PAB 能否满足电动汽车在各种运行情况下,如起动、爬坡、加速、快速充电等的使用要求,就需要对 PAB 的综合性能进行分析测试。与国外相比,国内锂离子电池测试系统在测量准确度、安全保护措施、数据保护、电池配组等方面有一定的差距,不能满足大容量高功率锂离子电池组测试的需要。针对电动车用锂离子电池组性能测试,设计了一种新型锂离子电池组测试系统(以下简称测试系统)。

2 系统组成

测试系统主要由机柜、充放电模块和上位 PC

收稿日期:2012-08-22
作者简介:甘武(1978-),男,硕士,工程师,主要研究方向:电气测试技术。

机测试软件组成。测试系统用于对单体锂离子电池进行充放电和性能测试,通过监控软件对电池组测试数据进行分析处理和归档保存,由此完成电池性能评估和电池组性能优化配组。测试系统原理见图 1。测试系统测试参数包括:充放电电流、电池温度、电池电压、充放电容量、充放电时间等。

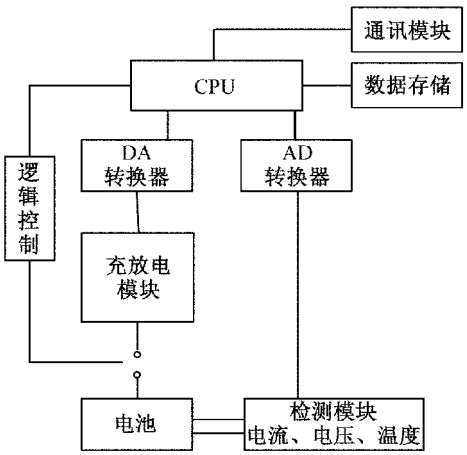


图 1　测试系统原理图

2.1　机柜

测试系统的机柜由同样大小的 3 个柜体组成。每个柜内装有 10 个充放电模块,每个模块具有 8 路测试通道,可以分别对 8 个单体电池进行充放电。因此整个测试系统可以同时对 240 个单体电池进行充放电测试。每个模块由一个控制与检测单元接收上位机设置的各种运行参数,而后以分时运行的方式对 8 个充放电及测试通道进行单独控制和数据采集、存储。各个模块以及每个模块的测试通道之间都是相对独立的,这种模块化设计既保证了系统的可靠性,维修非常方便。

测试系统采用 RS232C 串口网络通讯。上位机与各个充放电模块以串联方式构成 RS232C 串口通讯网络,上位 PC 机通过串口按主从方式向充放电模块发送用户指令或读取测试数据。网络结构如图 2 所示。

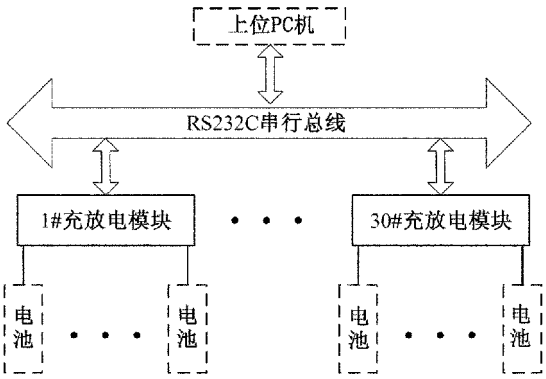


图 2　网络结构图

2.2　充放电模块

充放电模块是整个设备的核心。充放电模块可分为主回路与驱动单元、控制与检测单元和电源单元三部分。

2.2.1　主回路与驱动单元

测试系统采用线性恒流恒压直流电源来进行单体电池的充放电。

如图 3 所示,在电池充电时,由数模转换器

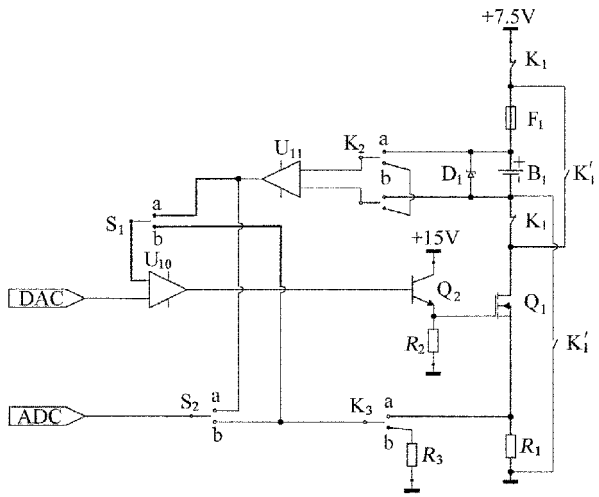


图 3　测试通道主回路与驱动单元图

DAC 输出的电压值作为给定值,将充电电流采样或电池端电压采样的反馈值与给定值比较,通过误差运算放大器 U_{10} 来驱动三极管 Q_2,从而驱动 N-MOSFET 管 Q_1。Q_1、Q_2 都工作在线性放大区,线性改变 Q_1 栅源极电压就可以线性调节电池 B_1 的充电电流。模拟开关 S_1 可以选择反馈值为电池端电压还是充电电流,进行恒压和恒流充电模式切换。

电池放电时,功率继电器 K_1 的两个常开触点 K_1'闭合,常闭触点 K_1 断开,形成放电回路。与充电工况一样,放电电流采样值与给定值比较,线性调节电池 B1 的充放电电流,进行恒流放电,功率主要消耗在 MOSFET 管上。

瞬态电压抑制管 D_1 实现电池的过电压硬件保护,可复位熔断器 F_1 实现电池的过电流硬件保护。

2.2.2　控制与检测单元

每个模块由一片 C8051 作为核心控制器,按照上位测试软件的设置要求实现对 8 路电池通道的充

放电过程控制、保护、数据采集、存储和对外通讯等功能。

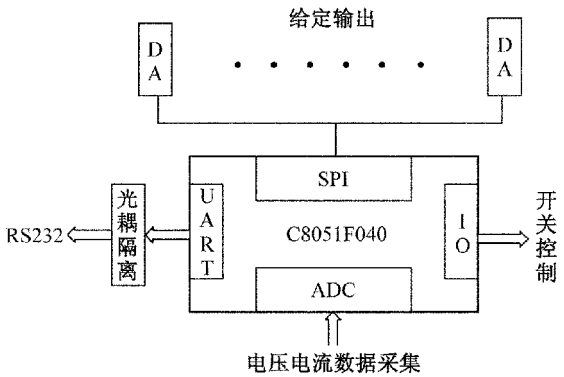


图 4 控制与检测单元图

如图 4 所示,C8051 通过 SPI 接口扩展 8 个 16 位数模转换器 DAC,DAC 输出给定电压,作为驱动回路的给定值。电池端电压和充放电电流反馈值通过模拟开关 S_2 依次进入 C8051 的片内 12 位 AD 单元,进行电压电流的采集。驱动回路的继电器和采样回路的模拟开关都由 C8051 的 I/O 口控制驱动。每个模块由 C8051 的 UART 串行口来实现与上位 PC 机的 RS232 串行通信。为了保证抗干扰性,使用高速光耦对 TTL 电平进行电气隔离。

2.2.3 电源单元

充放电模块为交流 220V 输入,每个测试通道由一个 AC-DC 电源模块将交流电变换为直流电,提供电池充电时所需的+7.5V 直流电源。

2.3 上位 PC 机测试软件

上位 PC 机测试软件为操作人员提供了良好的人机界面,能实现锂电池充放电之前的通道设置,提供通道充放电过程当中的强制介入功能,具有实时记录、存储测试数据和可视化数据分析及数据比较能力。

测试软件主要由两个独立的软件组成,即测试控制和测试数据处理分析软件。测试控制软件主要负责对锂电池测试过程的全程监测控制,并生成电池测试数据文件和记录测试数据;测试数据处理分析软件主要实现测试数据的可视化显示、数据处理及数据分析的功能,同时根据用户要求提供电池配组的功能。如有需要,两个软件也能结合起来使用,以提供测试数据的实时显示、分析功能。具体软件框图如图 5 所示。

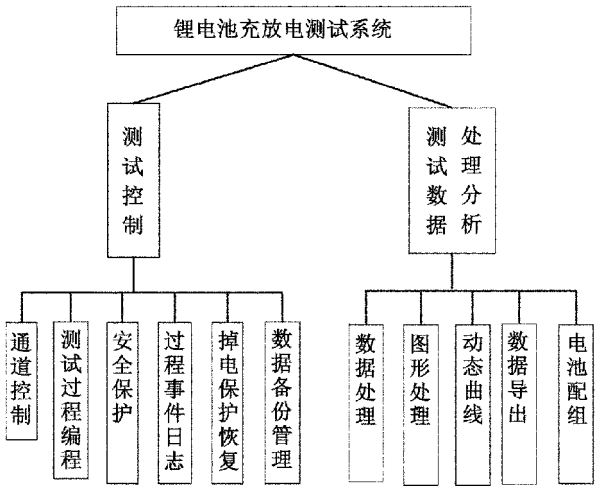


图 5 测试系统软件框图

锂电池充放电测试系统软件拟采用基于 Windows XP 平台的 Visual Studio 集成开发环境编制,具体编程语言选用面向对象的高级语言 Visual C++。Visual C++开发的应用程序具有功能强大、占用系统资源相对较少和人机界面友好的特点。同时,由于 Visual C++提供了丰富多样的 MFC 类,这些类中包含许多与界面开发和图形处理相关的类,有效地利用这些类,可以提高软件的开发效率。

3 电池配组

电池配组功能是将大量的电池单体按每 2 个(或多个)地进行分组,多个单体电池配组后,通过串/并联组装成一个电池组,该电池组的性能取决于其所构成的各单体的性能[2]。任何形式的配组方式都不能提高其单体性能,但对电池组的性能影响却非常大。为了使分组后所有的电池组整体评价表现最佳,需要设计合适的电池配组算法。

电池配组算法的目的是为了实现最佳组合。配组算法主要包括两个算法:评价算法和分组算法。评价算法从纯粹的计算机软件角度而言,算法非常简单;它更多地需要电池专家的参与。电池专家至少需要解决两个方面的工作:① 提取电池单体关键的有效的特征参数值;② 对特征值建立量化的对比规则。分组算法的工作内容是:依据每个个体的特征值(多维的)在整体中的分布情况,按照既定的比对规则,将大量的个体进行科学分组,以实现整体评价表现最佳的目标。

测试系统根据锂离子电池专家建议,优化了电池配组算法,可实现剔除不一致的个体,从而提高了

电池组的性能。

4　测量与控制准确度

测试系统的好坏,测量与控制准确度是最关键的因素。测试系统采用高准确度、低温漂的元器件来保证准确度。针对零点温度漂移等因素引起的数据采集误差,测试系统还可以通过校准调零来修正。根据单片机 AD 采样的值来修正反馈值,达到采样调零的目的。针对外部干扰引起的扰动误差,通过硬件滤波和软件滤波的方法来减小。通过以上方法的运用,测试系统的控制及测量误差小于0.1% FS+0.1% RD。

5　安全保护措施

由于锂离子电池使用材料的化学特性,锂离子电池在滥用条件下(如高温、过流、过充放等)会导致热稳定性变差,容易损坏电池,甚至出现起火爆炸等情况[3]。基于对安全性的保证,测试系统在电池出现过流、过充放等状况时阻断电池的供电回路,从而实现对电池的保护。

选用可复位熔断器作为电池过电流的硬件保护。当电池充放电电流超过保持电流时,可复位熔断器呈高阻态实现保护;当电流恢复到正常范围时,可复位熔断器恢复到通态。

当电池充放电电压超过瞬态电压抑制管的导通电压,瞬态电压抑制管导通,实现电池的过电压硬件保护。

除了硬件保护外,测试系统还具有软件保护,用户可以自定义每个通道的过电压、欠电压、充电过电流、放电过电流等参数,当检测到电池电压或电流达到设定值时,系统实施相应的保护策略。

6　数据掉电保护

在充放电过程中不仅需要完整地记录测试数据,而且对测试过程也要进行完备的记录,例如掉电、停机、用户误操作、用户强制操作(如在线修改参数)等等。当出现供电系统停电或掉电,必须保证不丢失数据,重新上电后,测试系统应具备自恢复功能,从上次掉电的地方无缝接续,继续测试过程。

因此,在每个充放电模块里使用非易失性存储单元作为实时数据的存储。当上位 PC 机编好程序下载到充放电模块后,充放电模块会自动按照用户指令进行充放电控制,并存储实时数据。上位 PC 机既可以在线监控,也可以离线读取测试数据。

测试系统采用串行 SPI 型铁电存储器 FRAM。该存储器读写速度快、功耗低、写入次数极高。

7　性能评估

锂离子动力电池组性能测试系统已在某型单体电池容量为 100Ah 的电动车用锂离子动力电池组的性能测试,并对电池组进行配组。目前,该电动车做装车试验,一次充电行驶可达 300.5km,最高车速 140km/h。

测试系统的监控软件界面如图 6 所示。

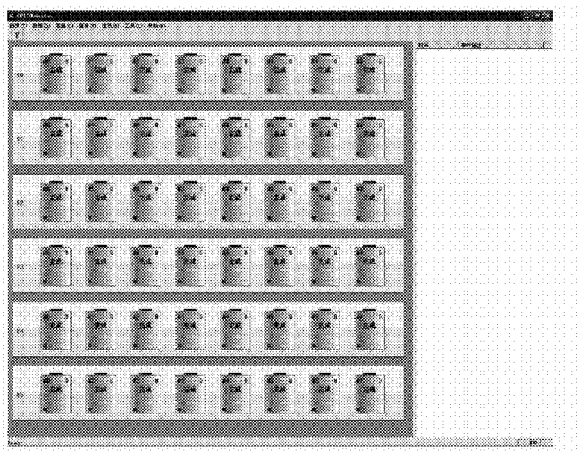


图 6　监控软件主界面图

8　结束语

锂离子动力电池组测试系统通过监控软件对测试数据进行分析处理和归档保存,由此完成电池性能评估;系统测量准确度高,采取了安全保护及数据保护措施,能够实现电池自动配组。测试系统能够满足大容量、高功率锂离子动力电池组综合性能测试需求。

参考文献

[1]　李和明等. 动力蓄电池组测试系统中双向直流滤波器设计[J]. 中国电机工程学报,2009,29(09):1 ~ 7.

[2]　王有山等. 电动车电池配组问题探析[J]. 蓄电池,2007,44(02):78 ~ 81.

[3]　冯祥明等. 锂离子电池安全[J]. 电源技术, 2009,33(01): 7 ~ 9.

2013 年 4 月
第 33 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr. ,2013
Vol. 33, No. 2

文章编号:1000-7202(2013) 02-0064-03 中图分类号:TM933.13 文献标识码:A

使用非线性负载检定交流供电电源浅析

闵 忠 孙 毅 杨 峰 黄 斌 梁瑞民
(四川航天计量测试研究所,成都 610100)

摘 要 阐述了使用线性负载校准交流供电电源时,存在不能校准电源非线性特征和功率因数的问题,因而提出了采用非线性负载校准方法,通过两种非线性负载的设计原理的分析与大量实验论证,得出二极管整流非线性负载模型能很好地解决此问题。

关键词 交流电源 非线性负载 非线性特征 功率因数

Analysis of Calibrating AC Power Supply by Nonlinear Load

MIN Zhong SUN Yi YANG Feng HUANG Bin LIANG Rui-min
(Sichuan Aerospace Measurement & Test Research Institute, Chengdu 610100)

Abstract Using linear load for calibrating AC power supply, cannot the supply power factor and nonlinear characteristics cannot be calibrated. Then using nonlinear calibration method is put, and two kinds of nonlinear load design principle are introduced, the diode rectifier nonlinear load model is elaborated.

Key words AC power supply Nonlinear load Nonlinear characteristics Power factor

1 引言

常见的交流供电电源有交流稳压电源和 UPS 电源,广泛应用在军工、电力、邮电、石化、机房、银行等各行业的重要设备前端,如电子计算机、精密机床、精密仪器和试验装置等,交流稳压电源可提供稳定的交流电压,UPS 电源还可提供源断电续能和抑制电网谐波干扰、电压瞬间跌落、高压浪涌、电磁干扰等电力污染的作用。尤其在军工企事业单位中,各种精密测量设备、地面发控设备、精密加工设备以及发射装置等重要场合,均采用交流供电电源,而这些设备大多为整流设备,属于典型的非线性负载。因此,在交流电源、UPS 电源的检定规程(如:IEC62040,GB7260)中明确规定了测试中使用非线性负载,并推荐了基准非线性负载的组成和参数。目前,由于条件所限以及其他因素,在对交流供电电源的校准中仍普遍使用线性负载,甚至纯阻性负载,不能实现对交流供电电源非线性特征和功率因数的校准,因此,本文总结了在日常检定交流电源中积累的一点经验,参考了前人的研究成果,提出采用非线性负载校准的方法,并介绍了两种非线性负载的设计原理,重点阐述了二极管整流非线性负载模型。

2 使用线性负载校准交流供电电源存在的问题

根据相关标准,负载分为线性负载和非线性负载。线性负载定义为:当施加可变正弦电压时,其负载阻抗参数(Z)恒定为常数的那种负载。非线性负载定义为:负载阻抗参数(Z)不为恒定常数,它随诸如电压或时间等其它参数的变化而变化。

目前,常用的负载一般有直流负载和交流负载,直流负载用于对直流电源的校准,交流负载用于对交流稳压电源和 UPS 电源的校准,两种负载均属于

收稿日期:2013-02-2
作者简介:闵忠(1978-),男,工程师,主要研究方向:电学计量技术。

线性负载的范畴。由于非线性负载的研究比较晚，不能市购到非线性负载，在校准具有功率因数指标的交流供电电源时，普遍采用阻性负载进行校准（如大功率电阻等），无法对交流供电电源的非线性特征和功率因数指标进行有针对性的校准，导致在这种条件下校准合格的电源仍有可能在大量非线性负载的使用条件下出现电压畸变、意外断电等故障，使校准工作的覆盖性受到影响，不能保证校准的质量。

如一台 UPS 电源，其功率因数指标为 0.8，输出功率为 3kVA，在使用线性负载校准时，由于只能在空载状态下校准其功率因数指标，判定其输出功率是否符合要求时，依据有功功率的计算方法，只要输出功率达到 2.4 kVA 即符合要求。但在实际使用时，交流供电电源大量为非线性负载提供电能，从而出现不能正常工作的情况。笔者在使用线性负载校准一批同一厂家的相同型号 UPS 电源时，空载功率因数指标和输出功率均符合技术指标要求。该批电源共 18 台，在用于某型号地面测控系统的前端时，有 2 台在开机带载时发生异常报警及啸叫声。笔者使用示波器对 2 台电源的输出电压进行了监测，发现输出电压波形严重失真，如下图 1 所示。

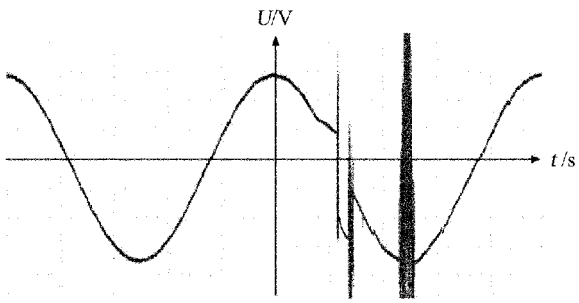


图 1　UPS 电源输出电压失真波形图

经分析，UPS 电源所带的地面测控系统可视为非线性负载，出现故障的原因是电源的输出功率因数不能满足负载要求，致使显示过载告警，且输出电压波形失真度明显增加，同时产生电磁振荡及啸叫声，导致 UPS 与负载不能正常工作。

3　设计非线性负载校准交流供电电源

由于不能市购到非线性负载，使用线性负载作为载荷，又不能实现对交流供电电源的非线性特征和功率因数指标的针对性校准，不能保证校准的覆盖性和质量。笔者采用非线性负载用于交流供电电源的校准，由于在使用中大多数交流供电电源的负载是感性（如电动机）或二极管整流非线性负载，这两种负载条件下电源的输出特性测试可以采用带铁芯的感性非线性负载和二极管整流非线性负载，以 UPS 电源为例，测试方法分别为：

方案一：带有铁芯的感性负载测试。测试电路如图 2 所示，图中 L_n 为带有铁芯的电感线圈，R 为电感线圈电阻与串联负载电阻之和。负载电路中电流与电压的相位角 φ 由电阻 R 与电感 L_n 决定，即 $\varphi = \arctan(\omega L/R)$，调节电阻 R 或电感 L_n 值可改变相位角 φ 使 $\cos\varphi$ 与 UPS 的输出功率因数相等。负载阻抗 $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$，负载中的电流 $I = U/Z$，负载上的视在功率 $P_S = UI = U^2/Z$。当负载容量及功率因数满足测试条件时，使用电能质量分析仪、示波器观察并记录 UPS 的输出电压、频率及电压波形失真度是否达到要求。

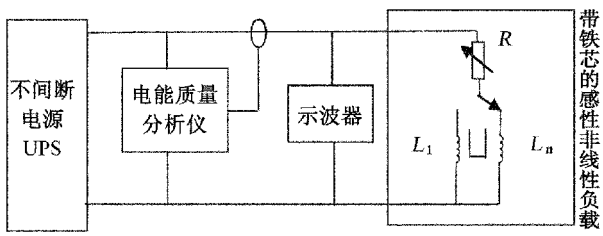


图 2　UPS 的带铁芯感性非线性负载测试系统图

方案二：二极管整流非线性负载测试。测试电路如图 3 所示。图中电阻 R_1 是模拟电源线的压降，同时也可通过调节 R_1、电容 C_n 及负载电阻 R_2 的值使非线性负载的功率因数在一定范围内变化，用电能质量分析仪、示波器观察并记录 UPS 的输出电压、频率及电压波形失真度是否达到要求。

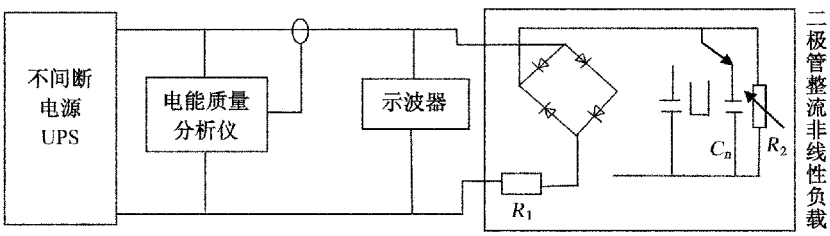


图 3　UPS 的二极管整流非线性负载测试系统图

在航天型号产品研制、生产和试验过程中，交流供电电源的负载大多数是电源、PC 机、测试设备，其非线性特性主要表征为失真功率因数 PFD，而非相移功率因数 $\cos\varphi$，因此，实际负载可以使用相关标准推荐的二极管整流非线性负载模型来模拟。

假设图中整流桥每臂的导通角为 2θ，由于并联电容的原因，$2\theta < \pi$，即每臂的导通时间小于半个周期，为简化分析，忽略电容压降的影响，将其等效为一个电压源，内阻为 r，如图 4 所示。

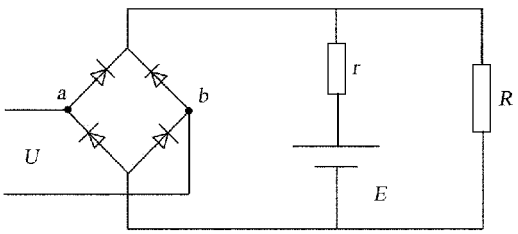


图 4　二极管整流非线性负载等效示意图

$$I = \frac{UI - E}{r} + \frac{U}{R} \tag{1}$$

式中：U ——整流桥 ab 两点电压；E ——供电电压；R ——外阻；r ——内阻。

由于 $R>>r$，则近似可得

$$I = \frac{U - E}{r} \tag{2}$$

I 即通过整流桥的电流，为正弦波的顶部，如图 5 所示，整流桥上的电压和电流波形近似为：

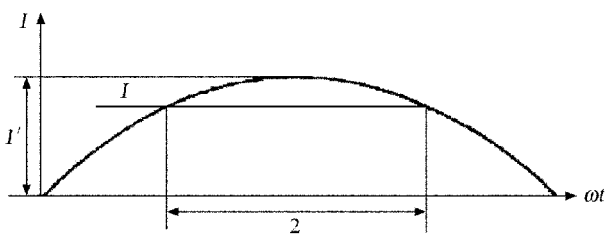


图 5　二极管整流非线性负载电流仿真波形图

当 $0.5\pi-\theta<\omega t<0.5\pi+\theta$ 时

$$I_1 = \frac{I_2}{(1 - \cos\theta)} \tag{3}$$

$$I' = \frac{I_2}{(1 - \cos\theta)}(\sin\omega t - \cos\theta) \tag{4}$$

式中：I' ——瞬时电流；θ ——等效导通角。

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} (I')^2 \mathrm{d}(\omega t)}$$

$$= \frac{I_2}{1 - \cos\theta}\sqrt{\frac{1}{\pi}(\theta - 1.5\sin 2\theta + 2\theta\cos^2\theta)} \tag{5}$$

式中：I ——半个周期内的电流有效值。

$$PFT = \frac{\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} U'I' \mathrm{d}(\omega t)}{UI}$$

$$= \frac{\sqrt{2}(\theta - \sin 2\theta)}{\sqrt{\pi}(\theta - 1.5\sin 2\theta + 2\theta\cos^2\theta)} \tag{6}$$

式中：PFT——功率因素。

由式(6)可以看出，非线性的功率因数取决于整流桥的等效导通角，即由整流桥导通特性、电容和电阻的时间常数决定，通过调整电容和电阻即可实现功率因数的调整，从而实现在不同功率因数下校准交流供电电源。

4　试验结果

在实际工作中，结合航天产品的实际应用基本为整流负载的特点，重点使用了二极管整流非线性负载模型。根据校准需求，通过改变电阻、电容的数值，可以调整功率因数的大小，一般其功率因数在 0.6 ~ 0.7 之间，即可满足校准要求，也接近真实工况下的负载特性，所以试验中选择了 0.6 ~ 0.7 之间。在测试中，由于非线性负载，被校电源可以直接测试其输出功率因数指标和带非线性负载的能力，取得了较好的效果，实现了可靠、准确、全面的交流供电电源校准，为型号科研生产提供基础保障。

5　结束语

通过分析交流电源校准检定工作中使用非线性负载的必要性，非线性负载的实际组成，结合工作中的做法，使用非线性负载增加了交流电源校准检定指标的全面性和覆盖性。通过采用标准推荐的基准非线性负载校准交流电源，不但满足了检定规程的要求，也真实反应了电源带非线性负载的能力，更能接近其真实工况下的状态，具有积极意义。

参考文献

[1]　国防科工委技术与质量司. 电磁学计量. 原子能出版社，2002.

[2]　郭琳，姬罗栓. 电路分析. 人民邮电出版社，2010.

2013 年 4 月
第 33 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr. ,2013
Vol. 33, No. 2

文章编号:1000-7202(2013) 02-0067-04 中图分类号:TN248.4 文献标识码:A

稳频半导体激光器线宽测量

韩顺利

(电子测试技术重点实验室,中国电子科技集团公司第四十一研究所,青岛 266555)

摘 要 窄线宽稳频激光器在精密干涉测量、光学频率标准、激光通信、激光陀螺、激光雷达、基本物理常数测量、冷原子系统等研究领域有着广泛的应用。稳频激光器的线宽是评价稳频性能的一个重要参数,利用 AV4036 系列频谱分析仪设计并搭建了用于稳频半导体激光器拍频线宽测量的实验系统,验证了方案的可行性。

关键词 半导体激光器 频率稳定性 线宽测量

Linewidth Measurement of the Frequency-stabilized Semiconductor Laser

HAN Shun-li

(Science and Technology on Electronic Test & Measurement Laboratory,
The 41st Institute of CETC, Qingdao 266555)

Abstract Semiconductor laser with narrow linewidth and high frequency stability is widely used in precision interference measurements, optical frequency standards, laser communication, laser gyroscope, laser radar, measurements of fundamental physics constants, cold atomic system and so on. The linewidth of the locking laser is an important parameter to evaluate the performance of frequency stabilization. The linewidth measurement scheme of frequency-stabilized semiconductor laser is designed by using AV4036 series spectrum analyzer. The feasibility of the linewidth measurement system is demonstrated by the results.

Key words Semiconductor laser Frequency stability Linewidth measurement

1 引 言

半导体激光由于具有体积小、功耗低、波长覆盖范围大、易于调谐和良好的单色性及相干性,被广泛应用于精密激光光谱和精密计量等诸多研究领域。根据 Schawlow-Tones 的激光线宽理论,自发辐射引起的激光线宽极限很小,但是实际使用中由于激光二极管的热扰动、电子学噪声以及外界的机械振动等噪声引起的光频率的漂移远远大于激光极限线宽。在现代前沿物理的应用中,如精密谱测量、光通

收稿日期:2012-07-25, **修回日期**:2012-08-14
基金项目:重点实验室基金项目(9140C120301110C1203)
作者简介:韩顺利(1982-),男,博士,工程师,主要研究方向:红外及光电测量技术。

信、激光陀螺、激光冷却与陷俘、光钟、原子陀螺仪等[1~4]，都对激光频率的稳定性有非常高的要求，要求在数小时甚至几天内频率稳定在几个 MHz 甚至更小的范围内，而自由运转的激光器由于慢漂和跳模等原因，每天可能导致的频率移动范围可能达几个 GHz，其中的慢漂主要是周围环境对激光腔体、泵浦源等因素引起的。因此，需要采取一定的措施来减小外界扰动所引起的激光频率漂移，从而对激光器的频率进行稳定。

半导体激光器的频率稳定通常采取主动稳频的办法，其基本原理是：将激光器的频率锁定在一个稳定的参考频率上，如原子或分子的高稳定的特征跃迁谱线、高 Q 值的法-珀腔的透射峰中心或斜坡处的频率或者另外一个已经稳频的激光器等。当激光频率偏移参考频率时，会产生一个误差信号，通过电子伺服系统将这一误差信号反馈给激光器的电流以及光栅的压电陶瓷上，补偿激光频率的改变，使其回到参考频率上从而达到激光稳频的目的。目前，稳频方式主要有饱和吸收光谱稳频、双色谱稳频、调制转移谱稳频、调频光谱稳频、频率-电压转换稳频等[5~6]。

评价稳频半导体激光器性能的一个重要参数就是激光器的线宽[7~9]。常用的方法就是采用频谱分析仪进行测量，国内最新推出的 AV4036 系列全新一代高性能微波毫米波频谱分析仪，如图 1 所示，具有宽频带、高分辨力、高灵敏度、大动态范围、高准确度、低相噪、快速测量等特点，能够满足实验需求。

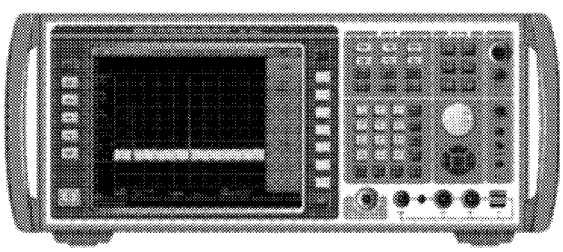


图 1　AV4036 系列频谱分析仪图

2　实验装置

激光频率在 10^{14}Hz 量级，没有频谱仪可以直接测量其线宽。常用的做法是：通过拍频（差频）进行间接测量，根据拍频线宽来反推待测激光的线宽。

对于谱线有展宽的两束激光来说，光电管上得到的拍频信号也是有展宽的，宽度就是两束激光频谱的叠加。当激光的频谱为洛仑兹线形时，光电流的频谱也呈现洛仑兹线形，其 3dB 宽度就等于激光线宽的 2 倍；当激光频谱为高斯线形时，光电流线形也呈现高斯线形，其 3dB 宽度等于激光线宽的$\sqrt{2}$倍。对于半导体激光器来说，其光谱线形介于高斯和洛仑兹线形之间，但更接近洛仑兹线形，所以光电流频谱 3dB 宽度接近激光线宽的 2 倍[10]。

半导体激光器稳频线宽测量装置示意图如图 2 所示。参考激光器输出线偏振光经半波片后到偏振分束器（PBS1），旋转半波片使参考激光器的小部分输出光经 PBS1 和 PBS2 反射输出。待测激光器输出光也为线偏振光，经半波片后小部分输出光经 PBS2 透射，然后通过光路调节使得其与参考激光器的反射光在空间上完全重合。由于空间合束之后反射光和透射光的偏振态相互垂直，需要另外一组半波片和 PBS3，使反射光和透射光经过 PBS3 后偏振态一致，然后经过透镜会聚到高速光电探测器上，利用频谱分析仪（AV4036D，3Hz ~ 18GHz）记录拍频信号进行激光器线宽的测量。

其中参考激光器利用消多普勒的双色谱稳频，待测激光器分别通过消多普勒双色谱与消多普勒饱和吸收光谱稳频，如图 3 所示。

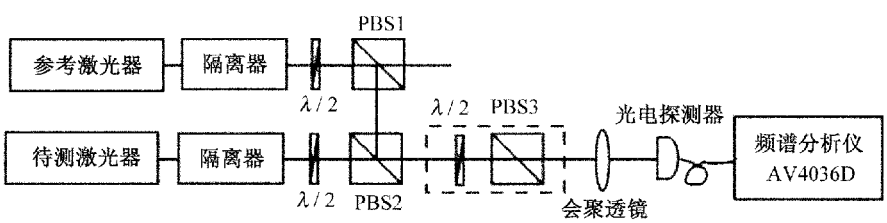
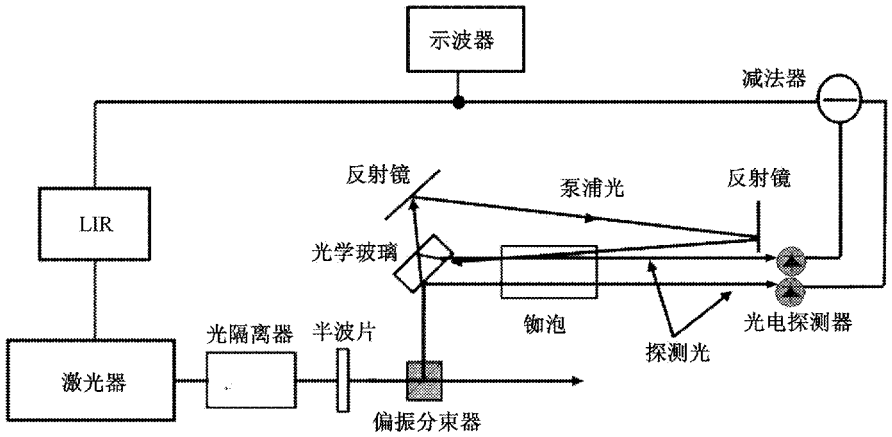
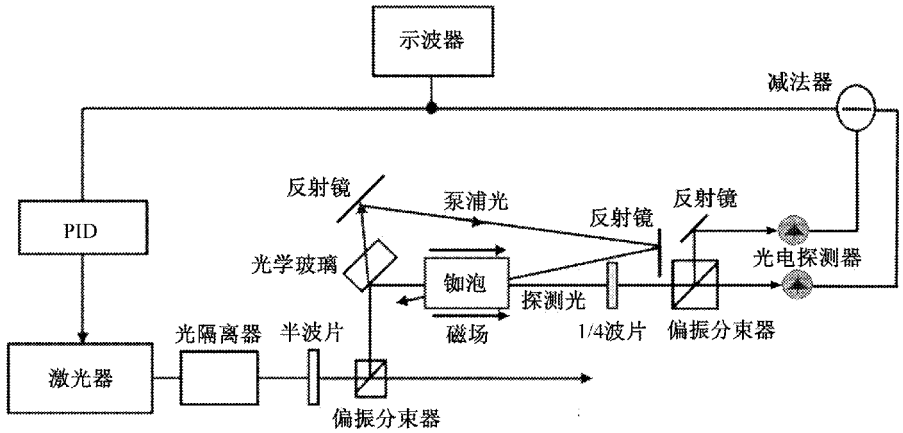


图 2　稳频半导体激光器线宽测量装置示意图



(a)　消多普勒的饱和吸收光谱激光器锁频装置

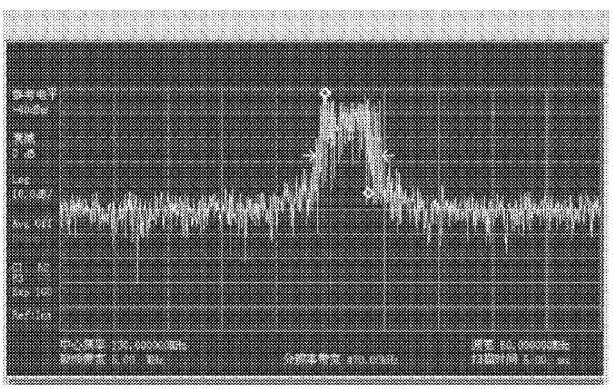


(b)　消多普勒双色谱激光器锁频装置

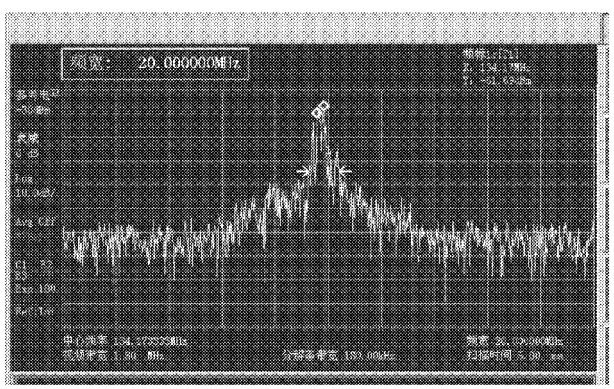
图 3　半导体激光器锁频实验装置示意图

3　实验结果

将光电探测器的输出信号输入到频谱分析仪中进行处理,消多普勒双色谱锁频激光器与消多普勒双色谱锁频激光器和与饱和吸收光谱稳频激光器拍频的结果分别如图 4 所示。



(a) 消多普勒双色谱锁频激光器与饱和吸收光谱锁频激光器拍频



(b) 消多普勒双色谱锁频激光器与消多普勒双色谱锁频激光器拍频

图 4　拍频测量稳频半导体激光器线宽

由频谱分析仪可知,图 4(a)和图 4(b)测量到的相对线宽分别为 4MHz 和 360kHz。如果将半导体激光器的光谱线形按照洛仑兹线形来考虑,由图 4(b)粗略估算可以测出消多普勒双色谱锁频激光器的线宽约为 180kHz;而饱和吸收光谱稳频激光器由于在稳频过程中对激光器进行了波长调制,由图 4(a)可知,饱和吸收光谱稳频激光器线宽约为3.8 MHz。

4 结束语

根据两台独立激光器拍频的理论,设计了稳频半导体激光器线宽测量的实验方案。理论分析和实验结果表明:宽频带、高性能的 AV4036 系列频谱分析仪的应用,为稳频半导体激光器线宽的精确测量提供了一种准确、便捷的实验手段。

参考文献

[1] Wieman C E, Hollberg L. Using diode lasers for atomic physics [J]. Rev. Sci. Instrum., 1991, 62(1):1 ~ 20.

[2] MacAdam K B, Steimbach A, Wieman C. A narrow-band tunable diode laser system with grating feedback and a saturated absorption spectrometerfor Cs and Rb [J]. Am. J. Phys., 1992, 60 (12):1098 ~ 1111.

[3] Goldsmith J E M, Weber E W, Hansch TW. New measurement of the rydberg constant using polarization spectroscopy of Hα[J]. Phys. Rev. Lett, 1978, 41 (22):1525 ~ 1528.

[4] 张靖,陶桦等. Rb 原子饱和吸收稳频半导体激光器系统[J]. 光学学报,2003,23(2): 197 ~ 201.

[5] 韩顺利. 拉曼脉冲型原子干涉仪的基础研究[D]. 浙江大学博士论文,2010,69 ~ 87.

[6] 陶天炯. 激光稳频锁相研究[D]. 浙江大学硕士论文,2010,49 ~ 87.

[7] 肖华菊,王翔,马云,张洁. 基于 DSHI 的窄线宽光纤激光器线宽测量[J]. 光电工程, 2010, 37 (8):57 ~ 61.

[8] 彭瑜,李烨,曹建平,方占军,臧二军. 利用自相位延迟方法测量单块腔反馈半导体外腔激光器的线宽[J]. 光学学报,2012,32(4):0414001-1 ~ 3.

[9] Haiyin Sun, Steve Menhart, and Alois Adams, Calculation of spectral linewidth reduction of external-cavity strong-feedback semiconductor lasers, Applied Optics, 1994,33(21).

[10] 彭雪峰,马秀荣,张双根,任广军,刘涛. 两台独立激光器拍频线型对线宽测量的影响[J]. 中国激光, 2011,38(4): 0408002-1 ~ 3.

(上接第 33 页)

```
ULONG IK220PCIADDR[6];//IK220 端口地址变量
UINT i,j;
IK220DATA [ 0 ] = RtMapMemory (IK220PCIADDR[2],16,0);
j= IK220DATA[0][2];//等价于 DOS 下 j = ReadWord(IK220PCIADDR[2] +2 *2);
IK220DATA[0][2]=j;//等价于 DOS 下 WriteWord(IK220PCIADDR[2] +2 *2,j);
```

6 结束语

至此,一种角度/位移编码器数据在两种实时操作系统下的实时采集工作原理、方法和程序说明完成,笔者业已编写了完整的 DOS 和 RTX 系统下的程序代码,并在惯性测试设备控制平台上进行了测试,性能可靠,分辨力高,实时性好。本文所述原理和方法可推广应用到其他实时操作系统下的软件开发,对于 PCI 下的板卡软件开发具有广泛借鉴意义。

参考文献

[1] 朱慧真编著. 80X86 汇编语言教程. 清华大学出版社.

[2] Ralf Brown's Inerrupt list. 1990 ~ 2000 Microsoft Corp.

[3] 徐金梧,杨德斌编. TURBO C 实用大全. 机械工业出版社.

[4] 尹勇,李宇编著. PCI 总线设备开发宝典. 北京航空航天大学出版社.

[5] User's Mannul IK220 PC Counter Card forHEIDENHAIN encoders 德国海德汉.

[6] Intel Architecture Software Developer's Mannual Volume 2: Instruction Set Rdference.

2013 年 4 月
第 33 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr. ,2013
Vol. 33, No. 2

文章编号:1000-7202(2013) 02-0071-04 中图分类号:TM935.11 文献标识码:A

一种用于 CPT 原子频标的高性能解调电路

张振伟 张 奕 顾思洪
(中国科学院原子频标重点实验室,武汉 430071)

摘 要 介绍了同步积分器和相敏检波器级联的解调电路及该电路在相干布居囚禁(CPT)原子频标中的应用。通过理论计算和先进设计系统软件进行的仿真表明,该解调电路具有很高的 Q 值和很好的抑制噪声能力,是一种可应用于 CPT 原子频标的解调电路。对电路的测试结果证实,该电路能够从光检测信号中解调出高性能的用于激光频率稳频的多普勒吸收谱线的微分曲线和用于微波频率稳频的 CPT 谱线的微分曲线。

关键词 原子频率标准 解调电路 同步积分器 相敏检波器

A High-performance Demodulation Circuit for CPT Frequency Standard

ZHANG Zhen-wei ZHANG Yi GU Si-hong
(Key Laboratory of Atomic Frequency Standards Chinese Academy of Sciences, Wuhan 430071)

Abstract A demodulation circuit that cascading the synchronous integrator and the phase sensitive detector and its application in the Coherent Population Trapping (CPT) atomic frequency standard is introduced. By theoretical calculation and the advanced design system software simulation, it is found that the demodulation circuit has high Q value and a good noise suppression capability and can be applied to CPT atomic frequency standard. By testing of the circuit, it's confirmed that the circuit can demodulate the light detection signal and provide high-performance differential curve of the Doppler absorption spectrum used to lock the laser frequency and the differential curve of the CPT spectrum used to lock the microwave.

Key words Atomic frequency standard Demodulation circuit Synchronous integrator Phase-sensitive detector

1 引 言

相干布居囚禁(Coherent Population Trapping, CPT)原子频标利用原子—激光的 CPT 共振谱线稳定原子钟输出频率,是一种具有功耗低、体积小、启动快及可微型化等优点的新型原子频标,在信息通信领域具有广泛的应用前景[1~3]。CPT 原子频标由量子系统和电路系统组成,其中电路系统包含两个

收稿日期:2012-08-31, 修回日期:2012-10-08
基金项目:国家自然科学基金资助项目(10927403)
作者简介:张振伟(1987-),男,硕士,主要研究方向:CPT 原子频标电路。

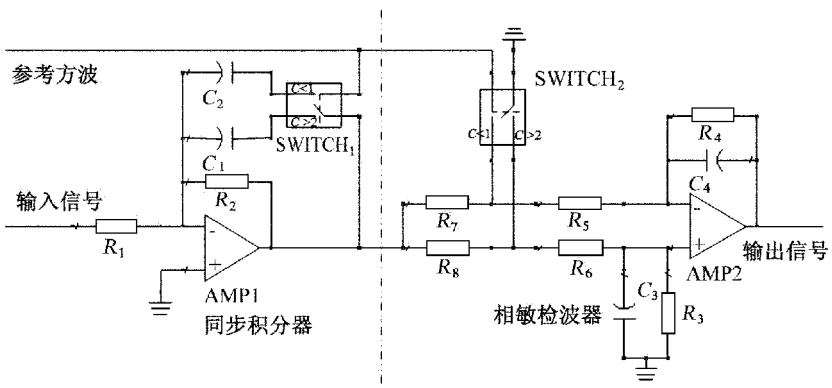
基本伺服环路,分别使量子系统中激光频率锁定在多普勒吸收谱线中最大吸收峰中心对应频率上,微波频率锁定在 CPT 谱线中心对应频率上[4~7]。

我们研制的 CPT 原子频标采用纵腔面发射激光器(Vertical Cavity Surface-Emitting Laser,VCSEL)为光源器件。VCSEL 的驱动电流中叠加了微波,因此 VCSEL 输出的激光中就包含了与原子实现 CPT 共振的相干双色光。为了实现频率锁定,需要对注入 VCSEL 的驱动电流和微波分别调制,同时利用相敏检测方法对量子系统的响应信号——光检测信号进行解调,依次得到原子对激光的多普勒吸收谱线的微分信号和原子与激光 CPT 共振谱线的微分信号,并将获得的微分信号作为激光频率和微波频率的纠偏信号分别对激光频率和微波频率实施负反馈控制,从而实现激光频率和微波频率的锁定。

改善从光检测信号中解调出的纠偏信号的信噪比,可以提高量子系统的鉴频能力,从而提高 CPT 原子频标的稳定度[3]。本文介绍了一种同步积分器与相敏检波器级联的解调电路以及对于该电路在改善光检测信号的信噪比方面所开展的研究。

2 解调电路的方案与仿真

我们设计的同步解调电路方案如图 1 所示,参考方波与输入信号同频率,解调电路利用参考方波控制同步积分器的开关,使输入信号周期性地在两个电容上充电积分,得到与输入信号同频率的方波。同时,参考方波控制相敏检波器进行相敏检波,完成解调功能。解调电路中同步积分器相当于一个窄带滤波器,主要用来抑制带外噪声,对带内噪声也有一定抑制作用。相敏检波器不仅完成解调功能,还相当于一个窄带滤波器。窄带滤波器的 Q 值越高,滤除干扰和噪声的能力就越强,而锁相放大器通过相敏检测技术较容易实现高 Q 值。该方案的解调电路采用单一参考方波实现两次锁相放大功能,得到更高的 Q 值,更好地抑制噪声和干扰,从而大大改善解调结果的信噪比。



SWITCH$_1$,SWITCH$_2$ 为压控单刀双掷开关,$R_1=R_2=R_3=R_4=R_5=R_6=10\text{k}\Omega$,$R_7=R_8=1\text{k}\Omega$,$C_1=C_2=1\mu\text{F}$

图 1 解调电路的原理图

假设输入信号为 $V_i=V_{im}\sin(\omega(t)t+\varphi)$,其中 $\omega(t)=\omega_R+\Delta\omega(t)$,$\omega_R$ 为参考方波频率,$\Delta\omega(t)$ 表示输入信号与参考方波的频率偏差,φ 表示输入信号与参考方波的相位差。经过解调电路后达到稳态时输出电压 V_o,表达式[8]为

$$V_o=-\frac{2R_2R_4V_{im}}{\pi R_1R_5}\cdot\frac{\cos(\Delta\omega t+\varphi-\theta_0-\theta_1)}{\sqrt{1+(2R_2C_2\Delta\omega)^2}\cdot\sqrt{1+(R_4C_4\Delta\omega)^2}} \quad (1)$$

式中:$\theta_0=\arctan 2R_2C_2\Delta\omega$;$\theta_1=\arctan R_4C_4\Delta\omega$。

若 $2R_2C_2=R_4C_4$,得

$$V_o=-\frac{2R_2R_4V_{im}}{\pi R_1R_5}\cdot\frac{\cos(\Delta\omega t+\varphi-2\theta_0)}{1+(R_4C_4\Delta\omega)^2} \quad (2)$$

式(2)表明,该解调电路在参考方波的频率附近形成二阶带通滤波器,且积分时间常数越大,带宽越窄,对噪声的抑制能力越强。利用先进设计系统(Advanced Design System,ADS)软件对图 1 所示电路进行频率响应特性仿真的结果如图 2 所示。在中心频率 10kHz 附近,1kHz 处的噪声衰减约为 70dB,远优于一般二阶带通滤波器的滤波性能。

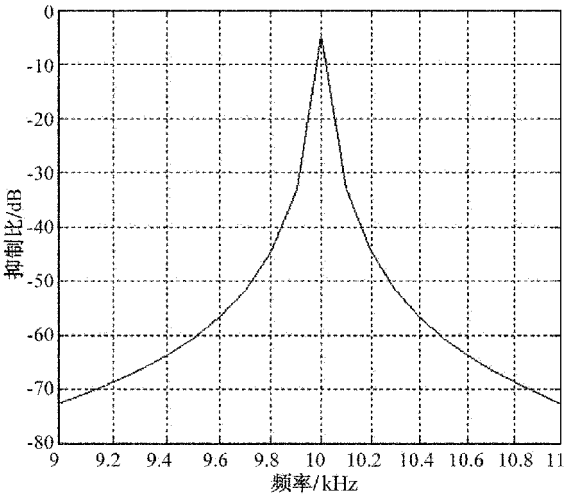
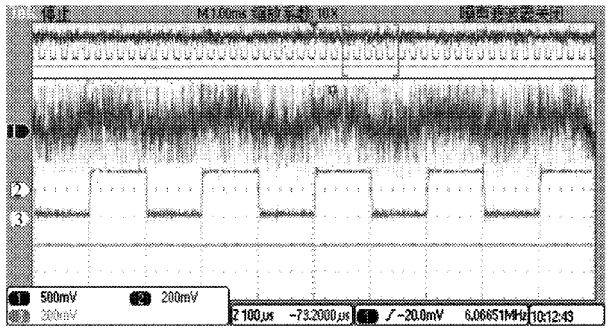


图 2　解调电路的频率响应特性的仿真结果图

3　解调电路的实验测试结果与分析

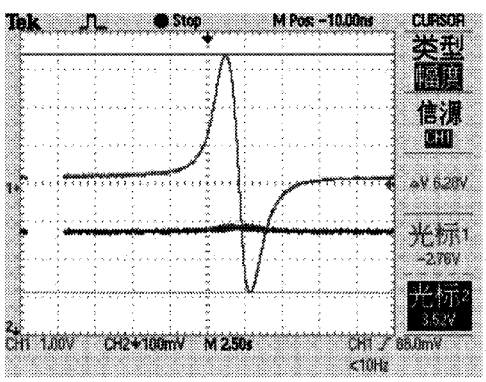
为了评估该解调电路的实用性,我们研制了该电路并开展实验测试。输入正弦信号幅度 $V_{pp}=1$V,但被淹没在白噪声之中。使用该电路对输入信号进行解调,并测试输出信号,测试结果如图 3 所示。输入信号通过同步积分器后,输出同频率的方波且白噪声得到很大衰减,信噪比明显改善。然后,经过相敏检波器解调得到与输入信号幅度呈正比的直流信号,而且噪声再次得到衰减。理论上,同步积分器对信号的信噪比改善 *SNIR* 等于积分次数 n[8]。输入信号周期为 100μs,同步积分器的积分时间为 10ms,可得该同步积分器的信噪比改善 $SNIR=100$。相敏检波器与同步积分器相比,具有相当的信噪比改善,两者级联对输入信号解调,使噪声经过了两次衰减,更好地抑制了噪声,更大程度地提高信噪比。



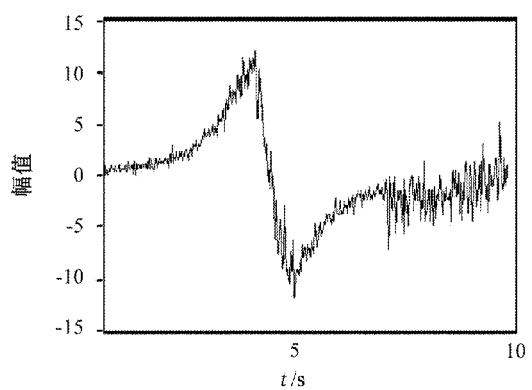
通道 1 为输入波形,通道 2 为信号经过同步积分器后的输出;
通道 3 为信号经过相敏检波器后的输出。

图 3　输入信号中加入白噪声的解调结果

我们研究了该电路在 CPT 原子频标中的应用效果,以微波解调为例。实际电路中微波的调制频率为 136Hz。为了对光检测信号实施解调,首先将量子系统输出的光检测电流转化为电压信号并放大,得到幅度适当的信号,然后实施解调。使用示波器监测电压信号和解调结果,微波频率调制的解调结果如图 4(a)。量子系统输出的 CPT 峰幅值小、信噪比低,通过放大解调后得到幅度约 6.28V 的微分曲线。解调后的信号幅度得到 100 倍以上的放大,且噪声得到很大程度地衰减,从而改善光检测信号的信噪比,提高量子系统对晶振的鉴频能力。图 4(b)所示曲线是我们之前未采用本方案的的电路所获解调结果。相同的光检测信号经电流电压(I/V)转化和放大后,使用高速高准确度 AD 采集,数据输入 MSP430 单片机做数字解调。图 4 中两种方案的解调结果对比表明,在信噪比改善方面,该电路对光检测信号的解调结果远远优于之前的解调结果。因此,使用该电路替代之前的解调电路,CPT 原子频标的性能也会相应得到改善。



(a) 通道2为微波频率扫描得到的CPT共振信号,
通道1为模拟解调得到的CPT信号的微分曲线



(b) 原解调方案得到的CPT信号的微分曲线

图 4　原子频标的模拟解调与之前解调方案的测试结果对比图

目前 CPT 原子频标正朝着小型化和微型化发展。在 CPT 原子频标的小型化和微型化设计中,为了减小体积、降低功耗、节约成本,可将模拟相敏检波器去掉,而采用数字同步相干解调[9~10]。利用同步积分器对原始信号进行高 Q 值滤波,然后再进行数字相敏检波,就能够大大提高同步相干解调的鉴相能力和解调结果的信噪比。

4 结束语

论文介绍了我们设计的同步积分器和相敏检波器级联的解调电路,以及对该解调电路进行的仿真和测试。结果表明,该解调电路具有很高的 Q 值,滤波效果远远优于一般带通滤波器。同时,该电路可完成对光检测信号的解调,与之前的解调方案相比,应用该解调电路将使 CPT 原子频标的纠偏信号的噪声得到很大衰减,提高了纠偏信号的信噪比,改善量子系统的鉴频能力,从而改善 CPT 原子频标的性能。

参考文献

[1] Vanier J. Atomic clocks based on coherent population trapping: a review[J]. Appl. Phys. B, 2005, 81(421).

[2] Boudot R, Dziuban P, Hasegawa M, et al. Coherent population trapping resonances in Cs-Ne vapor microcells for miniature clocks applications[J]. J. Appl. Phys., 2011, 014912:109.

[3] Lutwak R, Emmons D, Riley W, et al. The chip-scale atomic clock: coherent population trapping VS. conventional interrogation [M]. 34th Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Meeting, 2003(467).

[4] Vanier J. Atomic clocks based on coherent population trapping: a review[J]. Appl. Phys. B, 2005(81): 421.

[5] Vanier J. Coherent population trapping for the realization of a small, stable, atomic clock[C]. IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition,2002: 424~434.

[6] Vanier J, M Levine, S Kendig, et al. Practical realization of a passive coherent population trapping frequency standard [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2005, 54(6): 2 531~2 539.

[7] Vanier J, M Levine, D Janssen, and M Delaney. Coherent population trapping and intensity optical pumping: On their use in atomic frequency standards. Proc. 6th Symp. Freq. standards Metrology, 2001: 155~166.

[8] 何兆湘. 光电信号处理[M]. 武汉:华中科技大学出版社,2008, 132~135.

[9] 张奕,顾思洪,叶朝辉. CPT 原子频标系统的数字正交解调算法及实现[J]. 计量学报,2010, 31(2):145~149.

[10] 邓威,张奕,顾思洪. 一种用于 CPT 原子频标的调制解调方法[A]. 2011 全国时间频率学术会议.

《宇航计测技术》征订启事

《宇航计测技术》为双月刊,80 页,大 16 开本,每期定价 10 元,年定价 60 元。中国标准刊号为 ISSN1000-7202/CN11-2052/V ,全国各地邮局均可订阅,邮发代号:18-123;E-main:yhjc_102@ spacechina. com;网址:yhjj. chinajournal. net. cn,yhjcjs. periodicals. net. cn;广告经营许可证号:京丰工商广字第 0013 号;也可与本编辑部联系期刊征订及办理广告业务。

本刊通信地址:北京市 9200 信箱 24 分箱 (邮编:100076)

联系电话:(010)68383695 **传 真**:(010)68383627

银行汇款信息:

开户银行:工商银行北京东高地支行

户 名:北京航天计量测试技术研究所

银行帐号:0200006509014448078

欢迎订阅《宇航计测技术》! 欢迎办理广告业务!

2013 年 4 月
第 33 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr. ,2013
Vol. 33, No. 2

文章编号:1000-7202(2013) 02-0075-03 中图分类号:V245.6 文献标识码:A

一种摄录设备的检测方法研究

李红泉
(中国人民解放军 92419 部队,辽宁 125106)

摘 要 摄录设备小型化完成后,移植到不会造成人员伤亡的无人机上,应用在军事或高危领域。为避免拍摄失败,需要大量且周全的飞行前检查测试。介绍了某摄录设备的结构原理,论述了地面检测的环境方法,通过地面与空中视频图像的对比,验证了检测方法的合理性。

关键词 摄录设备 检测方法 图像对比

Research on Detection Method for a Video Equipment

LI Hong-quan
(92419 Unit of PLA ,liaoning 125106)

Abstract After the miniaturization of the video recording is completed, it is transplanted on the UAV which will not cause casualties, applied to the military or high risk areas. In order to avoid the failure of the recording, it needs a lot of comprehensive detection before the flight. The structure and principle of a video equipment are introduced, the environment and method of the ground detection are discussed. The rationality is verified by the comparison of the video image on the ground and in the air.

Key words Video equipment Detection method Image comparison

1 引 言

现场直播已成为各类活动的主要媒体形式。一般情况下,在地面拍摄比较容易得到稳定清晰的画面。如果在空中,环境因素对最终的图像质量影响远比地面大得多,往往出现跳动、漂移或失真。但某些领域的需求只能由空中摄录来完成,比如美国的“捕食者”,搭载摄录设备通过拍摄—加密—压缩—还原图像—指令攻击,成为侦打一体化作战无人机[1],有效监视特定区域活动,发挥了巨大的军事作用。军事上,还可以根据相邻两幅图片拍摄内容的细微变化,来判断超音速目标的移动情况,判断飞行轨迹。

实现全天候使用,就要克服恶劣的环境条件,保证安放在无人飞行器上的摄录设备可靠工作。这样,需在飞行前进行充分而且有效的地面测试,结合保温、减震、自稳等硬件措施,达到预期效果。除按照普遍方法完成常规考核外[2,3],某摄录设备还要对关键指标进行测试,以保证空中的拍摄清晰度。

2 工作原理

该设备由稳定转塔、红外/可见光摄像机、控制组件和记录器组成。

收稿日期:2012-06-20, 修回日期:2012-08-31
作者简介:李红泉(1969-),男,高级工程师,主要研究方向:空中飞行器的使用研究工作。

控制组件接收到无线电指令后,根据指令内容控制摄像机开始拍摄。视频信号经处理后,一路传至地面接收站,另一路保存在记录器上。工作过程中,稳定转塔消除飞行器姿态改变引起的抖动,地面操控人员根据接收的图像调整方位、俯仰和视场大小。合适后,给摄录设备“锁定跟踪”指令,拍摄就可自主完成。

3 检测要求

摄录设备装机飞行后,要达到下列技术指标:

搜索范围:方位:360°×n,俯仰:120°;

最大搜索角速度:方位和俯仰均不小于 60°/s;

最大搜索角加速度:方位和俯仰均不小于 60°/s^2;

测角误差:方位和俯仰均不大于 1mrad;

稳定误差:内方位和内俯仰均不大于 30μrad;

光轴一致性:不大于 1mrad。

进行地面检测,需要表 1 中的设备,在海拔 6 000m 以下的环境大气条件下进行。

表 1 地面检测设备

序号	设备名称	主要技术指标
1	精密圆转台	范围:0 ~ 360°×n 分辨力:20″
2	摇摆台	摆频:(0.1 ~ 15)Hz 摆幅:0.1° ~ 60° 分辨力:不大于 0.1°
3	双光源平行光管	具有红外和可见光光源
4	45°反射镜	0° ~ 90°
5	目标运动模拟器	(0 ~ 720)°/s
6	高低温箱	-70℃ ~ 100℃
7	冲击试验台	大于 300kg
8	振动试验台	不小于 3 000N·M

4 检测方法

4.1 搜索范围

将稳定转塔置于惯性态,控制转塔做 360°×n 回转,然后操纵转塔从俯仰零位开始运转,向上和向下运转直至极限位置,观察转塔角度传感器的输出是否达到规定的角度值。

4.2 最大搜索角速度

在锁定态下,通过外部设备给转塔输入控制指令,记录框架的转角及转动时间,正反向各三次。其最大的角速度可由式(1)计算

$$\omega_{\max}=\left(\frac{1}{3}\sum_{i=1}^{3}(\alpha_{i+}/t_{i+})+\frac{1}{3}\sum_{i=1}^{3}(\alpha_{i-}/t_{i-})\right)/2 \quad (1)$$

式中:$\omega_{\max}$——最大搜索角速度,(°)/s;α_{i+},α_{i-}——第 i 次的正转、反转时的转角,(°);t_{i+},t_{i-}——第 i 次的正反转相应转角的时间,s。

4.3 最大角加速度

通过外部设备给转塔输入控制指令,让稳定转塔的角速度由 0 加速到 0.707$\omega_{\max}$ 左右,观测稳定转塔转动角度及对应的加速时间,正反向各三次。最大角加速度由式(2)计算

$$\varepsilon_{\max}=\left(\frac{1}{3}\sum_{i=1}^{3}(\omega_{i+}/t_{i+})+\frac{1}{3}\sum_{i=1}^{3}(\omega_{i-}/t_{i-})\right)/2 \quad (2)$$

式中:$\varepsilon_{\max}$——最大搜索角加速度,(°)/s^2;ω_{i+},ω_{i-}——分别为第 i 次的正反转时的角速度,(°);t_{i+},t_{i-}——分别为第 i 次的正反转相应转动的时间,s。

4.4 测角误差

将稳定转塔安装到手动摇摆台上,用平行光管作光源,接通可见光源,选适当大小的光栏孔,对方位和俯仰分别进行测试。文中提到的水平小视场和垂直小视场是摄录设备分辨力为 768×576 定义的两个方向,对应于方位和俯仰角。

方位方向测角误差:调整平行光管,使目标成像到显示屏幕上,彩色 CCD 摄像机处于最小视场;稳定转塔处于锁定态,调整摇摆台使光点成像在屏幕中央,记下此时系统返回的转塔方位角度值(记为 θ_0)和目标像点的屏幕坐标(x_0,y_0)并将手动摇摆台方位角度显示值清零;将稳定转塔锁定于方位角 α,然后令手动摇摆台沿方位方向反方向转动|$\alpha-\theta_0$|角度,记下此时目标像点的坐标值(x_1,y_1),则方位方向的误差可表示为

$$P_x=\frac{|x_1-x_0|}{768}\times\text{水平小视场}\times 17.4\text{mrad} \quad (3)$$

α 取 0°±10°,根据式(3)计算,并取平均值可得到方位方向的测角误差。

俯仰方向测角误差:将式(3)中方位角均变为俯仰角,在俯仰方向作同样测试。俯仰方向的测角误差可表示为

$$P_y=\frac{|y_1-y_0|}{576}\times\text{垂直小视场}\times 17.4\text{mrad} \quad (4)$$

测试角度可选 90°±5°,取两次的平均值为俯仰方向测角误差。

4.5　稳定误差

稳定转塔安装在摇摆台上,启动摄录设备并控制转塔处于惯性态。手动使摇摆台以 0.4Hz 的频率、±5 的幅度作正弦摇摆,测试计算机通过 422 通讯接口,以 1kHz 的频率采样转塔的陀螺输出信号,采样时间 2.5s(每周期采样2 500个值)。

稳定误差测试软件先对得到的陀螺信号进行滤波处理,去除常值漂移,再对陀螺信号进行积分运算便可以得到稳定平台相对惯性空间的运动角度 $\theta(t)$

$$\theta(t) = \int v(t)\,\mathrm{d}t \tag{5}$$

稳定误差测试按照随机过程进行数据处理,相对惯性空间的运动角度的均方根按公式(7)计算。

$$\theta' = \frac{\sum_{k=1}^{2\,500} \theta(t)}{2\,500} \tag{6}$$

$$(t = 0.001 \times k, 1 \leqslant k \leqslant 2\,500, k \in N)$$

$$\Phi' = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{2\,500} (\theta(t) - \theta')^2}{2\,500}} \tag{7}$$

$$(t = 0.001 \times k, 1 \leqslant k \leqslant 2\,500, k \in N)$$

为提高得到的转塔的稳定误差的准确性,每次测试取 5 组数据,最后结果取均值

$$\Phi = \frac{\Phi_1' + \Phi_2' + \cdots + \Phi_5'}{5} \tag{8}$$

式中:$\Phi_1' \sim \Phi_5'$——每一次计算的稳定误差,μrad。

4.6　光轴一致性

传感器选择彩色 CCD 摄像机,焦距为最长焦,平行光管选用大小适当的光栏孔,调整手动摇摆台的方位、俯仰使目标成像在图像中心,像点中心坐标为(x_0, y_0)。切换至红外摄录装置图像,记下目标像点的坐标,记为(x, y)。则二者的光轴一致性 γ 可表示为

$$\gamma = \sqrt{\gamma_x^2 + \gamma_y^2} \tag{9}$$

$$\gamma_x = \frac{|x - x_0|}{768} \times \text{水平小视场} \times 17.4\text{mrad}$$

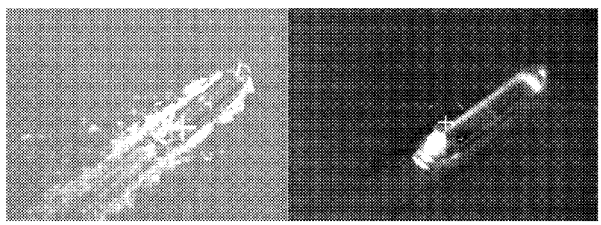
$$\gamma_y = \frac{|y - y_0|}{576} \times \text{垂直小视场} \times 17.4\text{mrad}$$

式中:γ —— 双光轴的不平行度;γ_x ——方位方向的不平行度;γ_y ——俯仰方向的不平行度;17.4 mrad 为 1°对应的毫弧度数。

整理实验数据,将每一项的测试结果与要求的技术指标相对比,判断摄录设备的性能是否合格,进而开展下一步工作,或继续改进、或装机飞行试验。

5　应用验证

对于通过地面检测的摄录设备,还要完成空中实际拍摄检验,将获得的图像与实物进行分析比对,由专家评审认可,才能成为最终产品,交付给用户使用。图 1 是该摄录设备从空中拍摄的可见光和红外图像,从图中可以看出两个视场的光轴一致性、动态跟踪清晰度、搜索速度及加速度等动态指标达到规定要求,与实物相比不失真,具备了成为产品的条件。说明本文介绍的地面检测方法是合理可行的。



可见光图像　　红外图像

图 1　同一视场下两种实时画面对比

6　结束语

光电技术的发展推动了摄录设备的小型化、微型化,高性能的摄像机安装在无人机上变成现实,广泛应用于反恐、救灾和战场侦察。

作为侦察监视类载荷,无论是电视摄像、前视红外还是 SAR,其结构原理大同小异。因此,本文介绍的地面测试方法可以作为普遍程序运用到同类设备的检测之中,为同行工作提供借鉴,通过不断完善测试程序方法,来提高设备使用可靠性,共同推动行业发展。

参考文献

[1]　魏瑞轩,李学仁编著. 无人机系统及作战使用[M]. 北京:国防工业出版社,2009.3.

[2]　GJB 899-90. 可靠性鉴定与验收试验[S]. 北京:国防科学技术工业委员会,2000.

[3]　GJB 4790-1997. 光学侦查装备通用规范 检测、试验方法[S]. 北京:国防科学技术工业委员会,1997.

2013 年 4 月
第 33 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr. ,2013
Vol. 33, No. 2

文章编号:1000-7202(2013) 02-0078-03 中图分类号:TB973 文献标识码:A

一种超低调频失真的测试方法

邱 斌 余清华 丁风海 夏 伟 王琳娜
(中国卫星海上测控部,江阴 214431)

摘 要 调频非线性失真是调频信号计量中需要测试的一个重要项目,对于一些调频失真指标很高的信号源,传统的失真度测量仪已不能直接测量其失真指标。通过分析调频非线性失真和调频线性度的关系,探讨了测试超低调频失真的一种方法,解决了用失真度测量仪不能直接对调频非线性低失真测试的问题。

关键词 调频 失真 线性度 灵敏度

A Measurement Method for Ultra-low Frequency Modulation Distortion

QIU Bin YU Qing-hua DING Feng-hai XIA Wei WANG Lin-na
(China Satellite Maritime Trcaking and Control Department, Jiangyin 214431)

Abstract FM nonlinear distortion is an important item in the FM signal measurement. For a high-performance FM signal source, the distortion meter hasn't directly measure the distortion index. Through analysing the relationship between FM nonlinear distortion and frequency modulation linearity, a method of test ultra-low-frequency modulation distortion is explored and the problem that FM nonlinear distortion can not directly measured by a distortion meter is solved.

Key words Frequency modulation Distortion Linearity Sensitivity

1 引 言

传统上,测量调频非线性失真的方法是用调制度分析仪(或频偏测量仪)测量调频信号频偏的同时,用失真度测量仪测量调制度分析仪的解调输出信号的失真,测试方法如图 1。

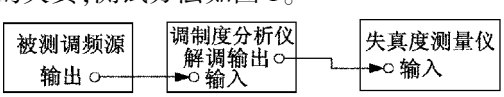


图 1 传统的调频非线性失真测试方法图

但是,失真度测量仪的测量下限通常只能达到 -65dB(0.06%) ~ -70dB(0.03%)左右(如 Goodwill 的 GAD-201G 失真度测量仪的残余失真为0.03%),而一些专用信号源的调频失真指标可达-70dB,甚至更高,例如 HP 公司的 11715A 型 AM/FM 测试信号源的调频失真指标为 0.025% (-72dB)。因此,为测量超低调频失真,非常有必要寻找新的经济可行的方法。

本文通过对 11715A 型 AM/FM 测试信号源调频非线性失真测试方法的研究,找到了一种在基本不增

收稿日期:2012-08-03, 修回日期:2012-10-08
作者简介:邱斌(1976-),男,硕士,工程师,主要研究方向:无线电计量测试。

加设备成本的情况下有效测试超低调频失真的方法。

2　超低调频失真测试原理分析

一般射频信号源的调频实现方式是用调制信号控制 VCO 变容二极管反向偏置电压,使得载波信号频率随调制信号变化而变化,从而产生调频信号,而调频非线性失真主要是由其调谐式变容二极管引起的。图 2 示出了 11715A 型信号源的输入调制信号电压 V 和输出信号频率 f 之间关系。

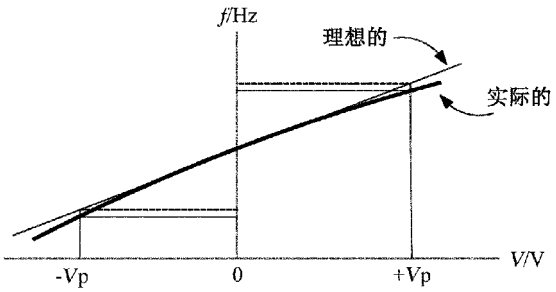


图 2　输出频率与输入电压的关系曲线图

对于变容二极管调频,在小频偏时,其产生的二、三次非线性失真分别为

$$K_2 = \left| \frac{2m(n-1)}{8+(n-1)(n-2)m^2} \right| \tag{1}$$

$$k_3 = \left| \frac{(n-1)(n-2)m^2}{3\times[8+(n-1)(n-2)m^2]} \right| \tag{2}$$

式中:m——调制指数;n——变容二极管的变容指数。

可以证明,在大频偏情况下,须选择 $n=2$ 的超突变结变容二极管,才能使调制具有良好的线性。由式(1)、式(2)可以看出,当 $n=2$ 时,变容二极管产生的非线性失真主要为二次非线性失真,因此,我们可以假设图 2 中理想值和实际值之间的偏离主要是由于传输函数的平方项引起的。

由上述可知,图 2 中信号输出频率 f 与输入电压 V 之间的关系可设为

$$f = f_0 + f_1 V + f_2 V^2 \tag{3}$$

假设输入电压 V 为

$$V = V_P \sin\omega t \tag{4}$$

式中:V_p——正弦信号幅度;ω——正弦信号角速率。

则输出频率 f 为

$$f = f_0 + f_1 V_P \sin\omega t + f_2 V_P^2 \sin^2\omega t = \left(f_0 + \frac{1}{2} f_2 V_P^2\right) + f_1 V_P \sin\omega t - \frac{1}{2} f_2 V_P^2 \cos 2\omega t \tag{5}$$

式中:$f_1 V_P \sin\omega t$——调频的基波成份;$1/2 f_2 V_P^2 \cos 2\omega t$——调频信号的二次谐波成份。

它们的系数之比即是二次谐波失真

$$d_2 = \frac{1/2 f_2 V_P^2}{f_1 V_P} = \frac{f_2 V_P}{2 f_1} \tag{6}$$

通过记录调谐电压 0,$+V_P$ 或 $-V_P$($\pm V_P$ 为频偏为 $\pm\Delta f_{peak}$ 的调制电压)时的调频灵敏度的差别,可计算出 f_1,f_2。传输函数 $f(v)$ 的导数 $f'(v)$ 即调频灵敏度

$$f'(v) = f_1 + 2 f_2 v$$

当 $V=0$ 时,$f'(0) = f_1$

当 $V = V_P$ 时,$f'(V_P) = f_1 + 2 f_2 V_P$

由上式可得

$$f_2 = \frac{f'(V_P) - f'(V_0)}{2 V_P} \tag{7}$$

于是失真 d_2 为

$$d_2 = \frac{f'(V_P) - f'(V_0)}{4 f'(V_0)} \tag{8}$$

令

$$\frac{f'(V_P) - f'(V_0)}{f'(V_0)} = \Delta \tag{9}$$

则

$$d_2 = \frac{\Delta}{4} \tag{10}$$

式中:Δ——调频灵敏度的相对变化值,即相对调频灵敏度,又称之为调频线性度。

现在,测量调频非线性低失真的问题,已转化为测量调频线性度的问题。那么如何测量调频线性度呢?

3　超调频失真测试方法

由式(9)可以看出,如果在 $V=0$ 和 $V=V_p$ 时分别测量同一幅度较小的调制信号(幅度为 ΔV),则式(9)中的 Δ 可以根据在 $V=0$ 和 $V=V_p$ 时由该调制信号引入的频偏变化而求得。为提高分辨力,我们可以通过测量调制度分析仪的解调输出信号电压的方法测量频偏变化。

图 3 所示为调制度分析仪的解调输出电路原理框图,输入信号与本振经过混频器变为 IF 信号经过放大,送到鉴频器经过解调后输出。解调出来的信号频率即被测信号的调制频率,该信号的幅度与被测信号的频偏成正比,它实际上反映了所测频偏的

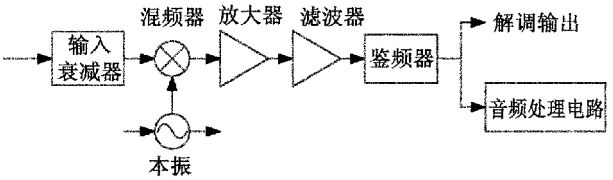


图 3 测量接收机解调输出电路原理框图

大小。因此,相对调频灵敏度 Δ 的测量,可以用交流电压表测量解调输出信号的幅度来实现。表 1 给出了调制度仪 8901B 的解调输出与频偏的关系。

故调频灵敏度的相对变化值 Δ 可有下面的公式计算

$$\Delta = \frac{V' - V}{V} \qquad (11)$$

式中:V',V——分别是调制度分析仪在不同载频时的输出解调电压。

表 1 8901B 测量调频时解调输出与频偏的关系

分辨力/Hz	解调输出灵敏度/(mV · Hz^{-1})	频偏/kHz
100	0.01	$\Delta F_{peak} \geqslant 40$
10	0.1	$4.0kHz \leqslant \Delta F_{peak} < 40$
1	1.0	$\Delta F_{peak} < 4$
0.1(有效值检波)	1.0	$\Delta F_{peak} < 0.3$

根据以上分析,我们可以用如下方法测量 11715A 型 AM/FM 测试信号源的调频失真。

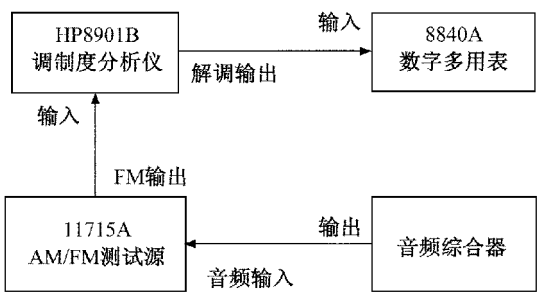


图 4 调频非线性低失真测试框图

按照图 4 所示连接测试系统后,测试方法如下:

a)将音频综合器的频率设置为 10kHz,幅度设置为-18dBm,设置 11715A 为 FM 模式,电压表置交流电压测量模式,调制分析仪置频率测量和频率自动跟踪模式;

b)调节 11715A 的频率为 400MHz(技术说明书规定);

c)设置调制度分析仪测量有效值频偏(测量有效值而不是峰值频偏是为了滤除噪声),调制度分析仪将显示 20kHz 左右的有效值频偏(根据调频灵敏度 $f'(V)$ 定义,必须选择相对较小的频偏),然后改为测量频率;

d)记录此时的电压表读数 V_0;

e)调节 11715A 的频率为 400.4MHz(11715A 的调频失真指标 0.025% 的条件是载频 400.0MHz,峰值频偏 400kHz,所以分别调谐 11715A 的载频为 400.4MHz 和 399.6MHz),记录此时的电压表读数 V,根据公式(11)计算调频灵敏度的相对变化值 Δ;

f)调节 11715A 的频率为 399.6MHz,记录此时的电压表读数 V',根据式(11)计算调频灵敏度的相对变化值 Δ;

g)将 e),f)步骤中计算结果的较大值作为调频失真结果。

表 2 中的数据是笔者的实际测试结果,根据测试结果计算得到 11715A 的调频非线性失真为 0.015%,满足其技术指标要求。

表 2 测试数据

载频/MHz	解调输出电压/V	调频失真x%
400.0	1.972 1	/
400.4	1.973 0	0.011
399.6	1.970 9	0.015

4 结束语

根据本文分析,调频非线性失真和调频线性度之间存在着对应关系,测量超低调频非线性低失真可以通过测量调频线性度的方法来解决。因此,在没有失真度测量仪或失真度仪不能满足量程要求的情况下,利用电压表测量调频解调输出电压,经过换算得到调频非线性失真的测试方法,完全可以满足高性能调频信号源的超低调频失真的测试需求。

参考文献

[1] HP 公司. HP11715A AM/FM Test Source Operating & Service Manual.

[2] HP 公司. HP8901B Modulation Analyzer Operation and Calibration Manual.

[3] 张肃文. 高频电子线路[M]. 北京:高等教育出版社. 2004.

2013 年 4 月
第 33 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr. ,2013
Vol. 33, No. 2

文章编号:1000-7202(2013) 02-0081-04 中图分类号:TP274 文献标识码:A

一种数据采集卡自动校准系统及关键技术研究

刘天时 龙 文 马 宇
(四川航天计量测试研究所,成都 610100)

摘 要 数据采集卡已成为航空航天设备、现代武器装备生产验证、维修保障系统的重要部分。介绍了一种专用数据采集卡自动校准系统,分析了设计背景及实现的功能,同时提出了校准过程中噪声抑制、通道低电势和控制高可靠性三项关键技术的解决途径。

关键词 数据采集卡 自动校准 噪声抑制

Research on a Data Acquisition Card Automatic Calibration System and Its Key Technologies

LIU Tian-shi LONG Wen MA Yu
(Sichuan Aerospace Measurement And Test Research Institute, Chengdu 610100)

Abstract Data acquisition card has become an important means of aerospace equipment, modern weapons and equipment production verification, maintenance and support. An automatic calibration system using the specific data acquisition card was introduced. Design background and realized function was analysed, and the way to resolve the key technology in the calibration process was putted forward, the critical parameter uncertainty of calibration system was analysed.

Key words Data acquisition card Automatic calibration Noise suppression

1 引 言

随着科学技术的发展,基于数据采集卡的测量仪器由于其具有设置灵活、数据处理能力完善等优点,在型号产品检测设备中广泛应用。数据采集卡已成为航空航天设备、现代武器装备生产验证、维修保障系统的重要部件[1]。同时,也对此类设备上的计量保障工作提出更严格的要求。在该领域的检定和校准中,目前尚无统一的规程和规范指导,传统做法多采用单参数逐一按照现行规范校准,所需的仪器设备繁多且操作复杂,通常只能在实验室环境下进行。如 GJB1699-1993 中规定液体火箭发动机地面试验测量就需要应变计、动应变放大器、低通滤波器、信号采集调解器、隔直电容、数字频谱分析仪和磁记录器等等。相关测试仪器现场校准则需要:数字多用表、函数发生器、电阻箱、任意波形发生器等

收稿日期:2013-02-25
作者简介:刘天时(1988-),男,助理工程师,主要研究方向:自动测试技术。

设备。本文介绍了一种基于现有仪器设备研制的自动校准系统及其研制过程中多路开关组件等三项关键技术的解决途径。

2 系统介绍

2.1 校准系统硬件平台

校准系统硬件平台主要由以下几个部分组成：标准信号发生器(福禄克 5720A、安捷伦 33250、NI-pxi4461 共同组成)、低电势多路开关、计算机、机箱和附件。由专用机柜通过通讯电缆和信号电缆将上述部件组合成自动校准系统硬件平台。校准系统组成示意图如图 1 所示。

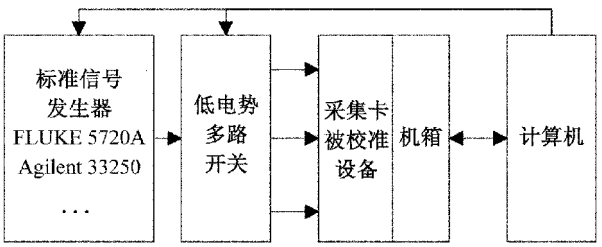


图 1 校准系统组成图

2.2 校准系统软件

通过分析、比较专用设备所采集信号的特点，制定校准流程，如图 2 所示。

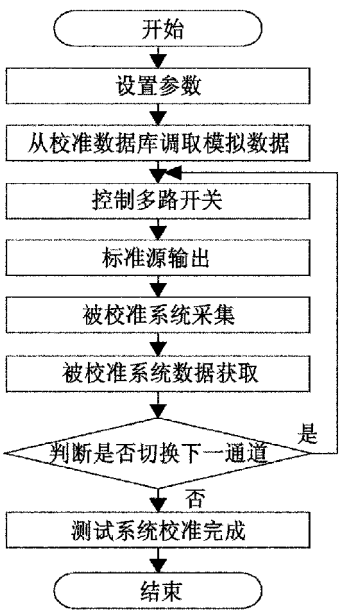


图 2 软件工作流程图

设置校准参数(设置界面见图 3)：通道数、多路开关、被校准系统种类、校准流程等；从校准数据库中调取相关模拟数据：信号幅值、周期或波形数据等；控制多路开关接通对应校准通道；控制标准源输出；通过被校准系统采集数据；循环切换下通道校准；对比数据完成校准。然后，通过软件查看各项数据及波形，界面如图 4。

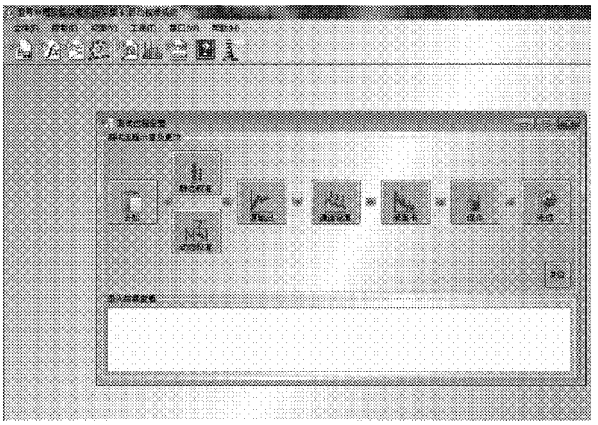


图 3 校准流程设置图

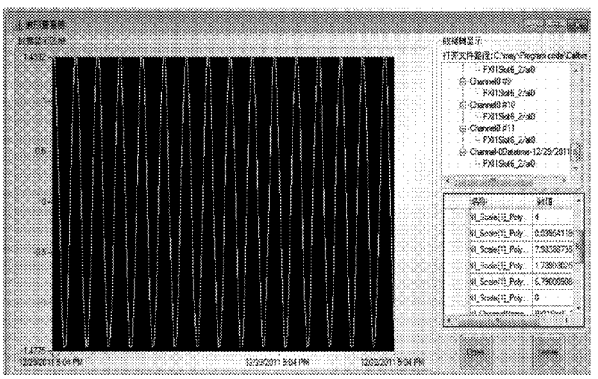


图 4 波形查看窗体图

3 关键技术

数据采集卡自动校准系统需要设计制作的重要部件是多路开关，需要重点解决的关键技术包括信号噪声的抑制、通道低电势的实现和控制的高可靠性。

3.1 信号噪声的抑制

信号预处理之前，必须对输入信号进行低通滤波，防止高频强噪声进入放大器[2]。设计二阶巴特沃斯低通(butterworth)滤波器，如图 5 所示。它的特点是在靠近零点频率附近具有一段平坦的通带，通带和阻带之间有一个平滑的过渡带，在从通带趋

向阻带时,衰减单调增大,延时特性好,过渡带的衰减特性可以通过改变滤波器的阶数调整,使之尽可能接近理想滤波器的特性。设置截止频率 f_0 为 5 000Hz,由式(1)~(4)计算得到 R_1,R_2,C_1,C_2 的值。

$$R_1 = R_2 \tag{1}$$

$$C_2 = \frac{C_1}{2} \tag{2}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \tag{3}$$

式中:ω_0——特征角频率。

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} \tag{4}$$

带宽内信号放大倍数为 1,超过截止频率的信号将被迅速衰减,频率越高,衰减越明显,从而起到滤除噪声的作用。

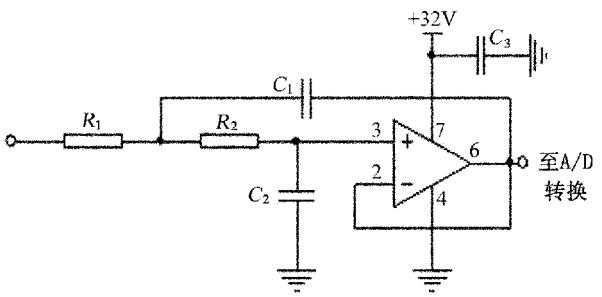


图 5　二阶巴特沃斯低通滤波器图

此外,对信号输入接线的接线端进行了设计和加工,并对 PCB 电路板进行了优化设计和合理布局,减小了测量电路的噪声和引入误差,并通过对整个硬件电路采取屏蔽措施,有效地减小了外界恶劣环境对测量电路造成的干扰,提高了电路抗干扰能力。

3.2　通道低电势的实现

多路开关的寄生电势是由继电器接触电阻变化引起的。采用纳伏表测量通道寄生电势,其方法是将各通道输入端分别用直径 Φ1mm 单芯铜导线短接,将输出端用相同的铜导线短接后分别至纳伏表输入端,20min 后对纳伏表清零。依次切换多路控制器的通道进行测量,在每个通道停留 60s,记录最大电势的绝对值,多路控制器断电 5min 后,重复上述测量 10 次,对通道的测量值进行分析。通道寄生电势如图 6 所示。

由图 6 可知,通道的寄生电势是一个非线性、非

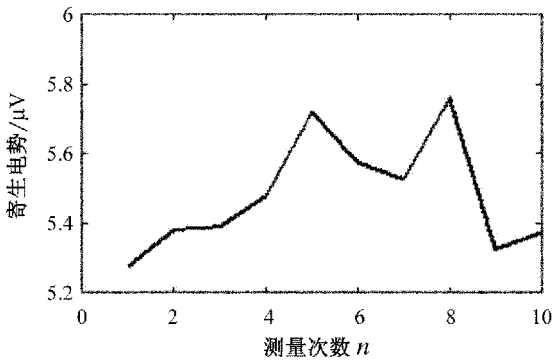


图 6　通道寄生电势图

平稳的随机变化过程[3]。基于径向基函数神经网络的非参数辨识方法能准确地辨识这种具有复杂特性的寄生电势,并有效地对其进行补偿。其输入包括所有的非线性因素,即是说,采用神经网络对寄生电势进行辨识时,所有可能造成通道寄生电势的影响因素都将被考虑并做出相应的处理。RBF 神经网络的结构如图 7 所示。它实现由输入 $X = (x_1, x_2, \cdots, x_n)^{\mathrm{T}} \in R^n$ 到输出 y 的映射

$$y = w_0 + \sum_{i=1}^{n_h} \boldsymbol{w}_i f(\| X - c_i \|) \tag{5}$$

式中:w_0—— 输出偏移;$\boldsymbol{w}_i$—— 输出层权矢量;c_i—— 第 i 个径向基函数的中心;n_h ——网络中基函数的个数;$\| \cdot \|$——欧氏范数[4]。

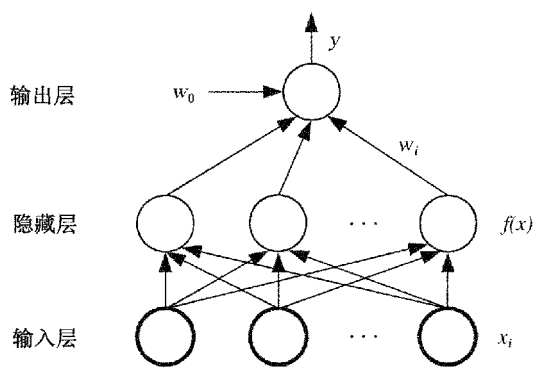


图 7　RBF 神经网络的结构图

径向基函数神经网络通过局部逼近的总和达到对训练数据的全局逼近,可实现全局最优,能够有效、准确、快速地进行寄生电势的辨识。通道经 RBF 神经网络逼近曲线如图 8 所示。

由图 8 可知,RBF 神经网络能准确地拟合寄生电势。采用此曲线对每个通道的寄生电势进行软件补偿,即可实现通道的低电势。

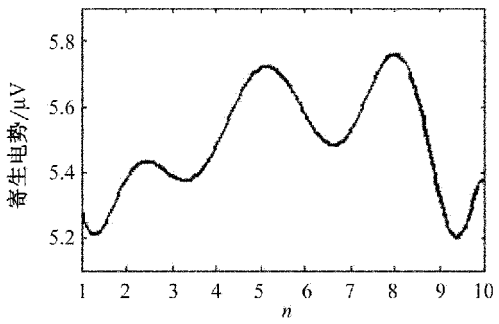


图 8 RBF 神经网络拟合通道寄生电势曲线图

3.3 控制的高可靠性

由于继电器的额定电压较高,单片机 I/O 不能直接驱动控制继电器,必须在单片机与继电器之间加隔离驱动电路,设计中采用达林顿阵列的集成芯片 ULN2003A 驱动继电器,其输入可由单片机 I/O 直接控制,并在继电器线圈两端加放电二极管,防止单片机因继电器断开时的大电流而导致复位,影响控制器的正常工作[5]。

单片机接收计算机发出的命令并控制继电器,与计算机能否可靠地通讯也是决定智能控制可靠性的关键。设计通过 RS485 接口,采用 Modbus 协议实现计算机与单片机的通讯。RS485 接口是半双工的串行通信,通过对 RE、DE 设置 0 或 1 来选择是读总线或写总线,有效地避免了同时读写可能带来的总线冲突问题,保证了数据有效可靠地传输。而 Modbus 协议是应用于电子控制器上的一种通用语言,它支持传统的 RS-232,RS-422,RS-485 和以太网设备。Modbus 协议通信采用主-从结构,制定了消息域格局和内容的公共格式[6]。设计采用 RTU 的模式进行传输。其传输消息帧格式如表 1 所示。

表 1 MODBUS RTU 消息帧

起始位	设备地址	功能代码	数据	CRC 校验	结束符
$T_1-T_2-T_3-T_4$	8bit	8bit	n 个 8bit	16bit	$T_1-T_2-T_3-T_4$

消息帧包括了基于循环冗余错误校验(CRC 校验)的错误检测域。CRC 域检测了整个消息的内容,它由传输设备计算后加入到消息中。接收设备重新计算收到消息的 CRC,并与接收到的 CRC 域做比较,如果两值不同,则有误,接收设备发送出错信息给传输设备,请求重新传输。这样,就保证了传输数据的准确性,有效地防止了因错误信息而造成误操作[8]。

4 结束语

校准系统主要标准和校准软件基于现有计量检定设备二次开发而成,有效地利用了计量站资源,投入较少。但当前的校准系统对未知型号的数据采集卡校准,需要由软件设计人员依据数据采集卡的驱动程序重新编写软件。在后续研究中,应通过研究数据采集卡的特征和校准需要,建立模型,编写工具软件,将其驱动程序打包成动态链接库。

参考文献

[1] 于劲松. 通用自动测试系统关键技术研究[D]. 北京:北京航空航天大学. 2004:95 ~ 99.

[2] 陈维,崔少辉,刘瑾. 基于虚拟仪器的自动测试系统自动校准设计与实现[J]. 仪表技术. 2006(06):54 ~ 56.

[3] 林海波. 仪表的智能校准技术及方法[J]. 自动化仪表. 2006(12):32 ~ 34.

[4] 孙宝江,沈士团,陈星. 自动测试系统校准方法研究[J]. 宇航计测技术. 2007(01):19 ~ 21.

[5] ISO 10012-2003 Measurenment management systems-Requirements for measurement processes and measuring equipment[S]. 2003.

[6] 于火根,严洪燕,刘仁寰. 专用电子测试设备系统校准方法研究[J]. 航空计测技术,2000:65 ~ 66.

[7] GJB 1699-1993 液体火箭发动机地面试验测量系统规范. 北京:国防科技工业委员会,1993.

2013 年 4 月
第 33 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr. ,2013
Vol. 33, No. 2

文章编号:1000-7202(2013) 02-0085-04 中图分类号:TB391.9 文献标识码:A

一种虚拟试验平台高速数据处理方法研究

朱文来 葛 峰 杨 威
(中国人民解放军 92419 部队,辽宁 125106)

摘 要 为提高武器装备虚拟试验平台中单个节点的运算能力,解决海量数据处理和复杂模型结构运算问题,分析了虚拟试验平台中采用高速数据处理方法的必要性,对比了目前常用的几种高速数据处理方法,采用了 Tile64 多核处理器作为高速数据处理板的核心。最后,对本方法在一种虚拟试验平台中的应用进行了分析。试验结果表明,采用本高速数据处理方法可显著提高平台的计算速度和运行效率。

关键词 虚拟试验 数据处理 多核处理器

A High-speed Data Processing Method in the Virtual Test Platform

ZHU Wen-lai GE Feng YANG Wei
(92419 Unit of PLA, Liaoning 125106)

Abstract With the purpose of enhancing the processing ability of the single node in the virtual test platform of weapon equipment and solving the problem of mass-data-process and computing complicated models, the reason why the method of high-speed data processing is necessary is analyzed. The common methods of high-speed data processing are listed. The many-core processor, Tile64, is chosen to be the kernel processor of the high-speed data processing card. The application of this designed method in one torpedo virtual test platform is analyzed. Then result of the experiment shows that the high-speed data processing method can remarkably enhance the processing ability of the weapon equipment virtual test platform.

Key words Virtual test Data Processing Many-core processor

1 引 言

虚拟试验是指在虚拟环境条件下,利用计算机建模与仿真技术、通信技术和计算机网络技术,对产品性能进行的试验,主要考核产品功能和性能是否达到设计要求[1]。虚拟试验技术已被越来越多的应用在国内外军工产品研制中,它通过各个阶段的建模与仿真和虚拟试验获得充分可信的武器装备性能的相关信息,减少了武器装备采购过程中的盲目性和不确定因素,增强了决策的合理性和科学性[2]。

信息化战争是体系与体系、系统与系统的对抗,而作战体系的形成依靠武器装备体系,武器装备体系之间的对抗已经成为现代战争主要的对抗方式,战争胜负不再取决于武器装备的整体规模以及个别武器的先进性,而主要取决于武器装备体系结构的

收稿日期:2012-07-25
作者简介:朱文来(1985-),男,助理工程师,主要研究方向:机械工程及自动化专业。

完整性和适应性[3]。因此,信息化条件下,对武器装备虚拟试验平台提出了越来越高的要求,尤其是随着虚拟试验对象的复杂性和完整性的提高,虚拟试验平台所需承担的数据处理和运算任务越来越艰巨,这就要求虚拟试验平台具备较强的数据处理能力。

从目前公开发表的文献来看,我国对武器装备虚拟试验技术的研究取得了较多的成果,如文献[4]提出了一种舰载捷联惯导系统虚拟试验平台的总体方案,文献[5]设计了一种地空导弹指挥控制系统的仿真试验平台。然而,目前的研究成果中,还没有提出一种可有效解决虚拟试验平台中海量数据处理问题的方案。本文采用当前流行的多核处理技术,设计了一种用于虚拟试验平台的高速数据处理方案,可满足虚拟试验平台对高速、海量、复杂数据处理的需求。

2 虚拟试验平台总体结构

一个武器装备虚拟试验平台要完成对武器装备的各类性能指标和整体性能的测试,应具备以下功能:

(1)红方模型模拟。对武器装备的工作原理、工作过程和工作状态的模拟,对其内部子系统的信息交互方式的模拟。

(2)蓝方模型模拟。为验证武器装备在对抗条件下的作战性能,虚拟试验平台应具备对蓝方模型和作战方式进行模拟的功能。

(3)环境模拟。对比分析在理想环境和复杂环境条件下的试验效果,综合评价武器装备的性能指标。

(4)白方模型模拟。白方模型包括试验的控制管理端、试验数据的采集/存储方、武器作战效能评估方、虚拟试验数据的三维和二维显示方等。

武器装备虚拟试验平台的一般总体结构如图 1 所示。由于平台需要模拟计算多个模型,需要处理的数据量较大,单台计算机无法满足需要,平台采用分布式网络结构,将虚拟试验平台的各个功能分别由不同的终端完成,各分布的节点通过计算机网络相连。

当单个节点设备的计算能力无法满足虚拟试验需求时,比如当进行较大武器系统的模拟或者进行复杂环境模型计算,可以将一个节点的任务划分为

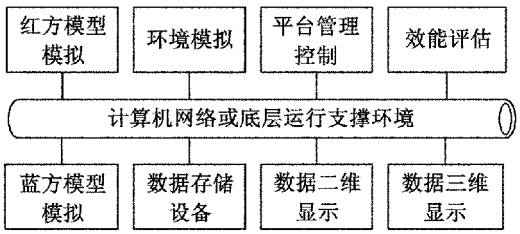


图 1 虚拟试验平台总体结构图

多个节点来完成。但是,平台中节点数量的增加势必会造成网络中的数据交互量的增加,当网络负荷超过一定程度时,将会使虚拟试验平台的运行效率大大降低。因此,采用高速数据处理方法提高单个节点的计算能力显得非常必要。

3 常用高速数据处理方法

常用的高速数据处理方法主要有改善数据处理算法从而提高执行效率、基于 DSP/FPGA 的高速数据处理技术、采用多核处理器完成数据的高速处理等。

3.1 改善数据处理算法

一方面可通过改善算法的运行环境来提高数据处理速度,如在 Windows 环境下,采用多线程多缓冲技术可以显著提高算法的运行效率[6],另一方面可通过设计高效率的数据处理算法提高数据的处理速度。但是,这种方法的优化效果毕竟是有限的,并不能从根本上实现高速的数据处理,特别是对于某些成熟的模型,往往难以得到很好的效果。

3.2 基于 DSP/FPGA 的高速数据处理

DSP 具备平台微处理器所强调的高速运算和控制功能,具有较高的指令执行效率,大都配备独立的硬件乘法器和加法器,可以在一个指令周期内完成累加运算,一般片内具有多条总线,可以同时进行取指和多个数据存取操作。现场可编程门阵列 FPGA 是目前高速数字信号处理领域广泛应用的一种芯片,拥有非常丰富、快速的接口资源,可编程能力强,其内部集成了大量的硬核、软核,拥有数量庞大、使用灵活的可编程单元,能够快速、准确的实现高速数据处理。

采用 DSP 或 FPGA 可实现较好的高速数据处理效果。但是,考虑到虚拟试验平台需要完成大量的数学模型计算、数据运算和分析,通常情况下需要许多片的 DSP 或 FPGA 同时进行数据的压缩、编码、计

算等操作,这样庞大的 DSP(FPGA)网在功耗与电磁兼容方面不容易满足要求,而且占用空间较大很难整合进终端计算机中。

3.3　基于多核处理器的高速数据处理

采用内部集成了多个核心运算单元的高性能处理器是近年来得到快速发展的一种高速数据处理技术。在多核处理器内部,每个处理核都是一个完整的处理器,能够提供多种以太网接口,可以智能处理网络服务,并同时替代 DSP 和网络元件进行数据处理。目前的多核处理器,不仅在数据接口、软件开发环境方面给用户提供了极大的便利,而且其内部的各个核可以并行运算,具有强大的并行处理能力。

由以上分析可知,多核处理技术无论在计算速度还是实用性方面,都比其他的技术拥有较大的优势。因此,在武器装备虚拟试验平台中,采用多核处理技术来实现数据的高速处理。

4　基于 Tile64 的高速数据处理

多核处理器是指在一枚处理器中集成多个完整的计算引擎(内核)。多核技术是处理器发展的必然,目前已被广泛应用于网络、数字多媒体和无线网等方面。

4.1　Tile64 多核处理器

Tile64 是 TILERA 公司于 2007 年推出的一款带有 64 个可编程核、90nm 工艺的 RISC 处理器。与英特尔和 AMD 采用的前端总线架构不同,Tile64 处理器内核之间采用的是一种“网状”架构(MESH)进行数据交换,集成了 4 个 DDR2 内存控制器,分布在核心阵列的周围。Tile64 的 64 个核心排成 8×8 阵列,每个核心由一个计算单元、一个缓存单元和一个交换单元组成,这些单元构成了一个名为 iMesh 的 MESH 网络[7],如图 2 所示。

Tile64 中的每个核都是完整的处理器,具有强大的并行处理能力,其功耗只有双核 Xeon 处理器的 1/30,而其性能却相当于 10 个双核 Xeon 处理器,或 20 个 DM648 DSP[8]。Tile64 包括 L_1,L_2 缓存和创新性的分布式 L_3 缓存,具有连接核和网络的无阻塞开关,使得每个核都能运行完整的操作系统。Tile64 的工作频率在(500 ~ 866)MHz,每秒高达4 430亿次运算(443BOPS),其每个核心的带宽都有 500 Gb/s,整个处理器的总带宽高达 32Tb/s[7]。

Tile64 给用户提供了三种内核间通信的方式,

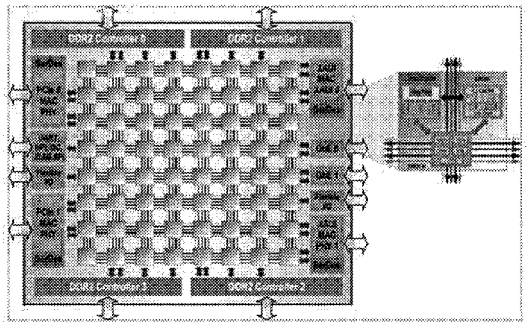


图 2　Tile64 处理器 MESH 网络架构图

分别是共享内存、消息通信和管道通信[9]。

共享内存:通过在内存中申请一段公共的内存空间,当申请空间成功后,采用消息广播的方式来通知内核组内的其他核,这样申请的共享空间就可以被其他核所绑定的进程访问。这种方式可以实现内核间的大块数据的快速通信,因为它不需要内核间去拷贝数据,共享的内核只需要得到一个内存空间指针就能够访问共享的数据。并且共享的数据没有具体字节的限制,依赖于可以申请的空间大小。

消息通信:该方式能够为多核间提供小数据的快速通信,大多数情况用于进程间的同步。多个核之间的消息通信是没有限制的,一个核可以向多个核发送消息,多个核也可以向多个核发送消息。这种方式的优点是编程灵活,实现简单。

管道通信:其工作方式与操作系统中的进程间通信的管道通信类似,是一种先进先出的阻塞式的通信方式。管道传输中,传输字节的多少都会对通信的速度造成影响,这种影响通常是呈线性的。管道的同步的维护和共享内存方式一样,通常都是利用消息来实现。

4.2　以 Tile64 为核心的高速数据处理单元

本文设计的虚拟试验中的高速数据处理方法正是通过以 Tile64 多核处理器为核心的高速数据处理板实现的。高速数据处理板上有多个 DDR-2(SO-DIMM)插槽,每个插槽最大支持 1GB 内存容量,标配为4 个内存条,总线速度 800MHz; 10Gbps 以太网接口; Compact Flash 卡插槽,标配为 8GB,可以存储用户应用程序和用于高速数据处理单元的启动。

多核开发板主要包含 3 部分:Tile64 处理器核心;板载接口;外部接口。其中板载接口用于实现与 Tile64 处理器功能密切相关的必备功能以及可选功能,外部接口用于与板外设备之间进行双向数据传

输。高速数据处理卡通过 PCI-Express 接口与终端计算机相连。

5 应用实例

基于 Tile64 多核处理器的高速数据处理板已被成功应用于某武器虚拟试验平台,该平台总体结构如图 3 所示。

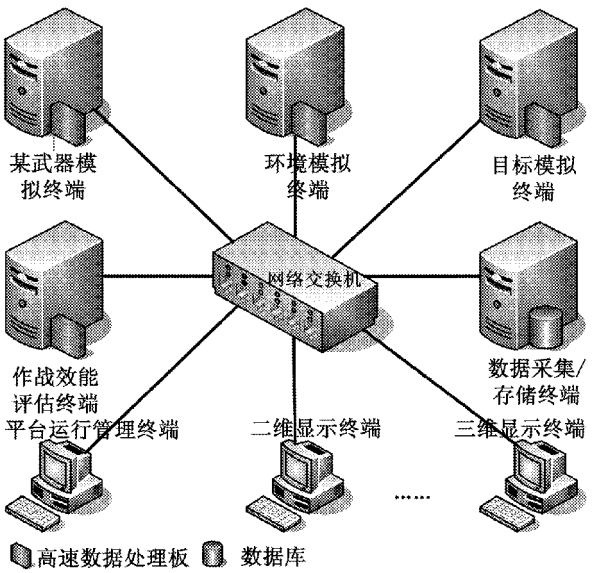


图 3 一种虚拟试验平台总体结构图

平台主要由武器模拟终端、环境模拟终端、目标模拟终端、作战效能评估终端、数据采集/存储终端、平台运行管理终端以及多个数据二维、三维显示终端组成。其中,武器模拟终端、环境模拟终端、目标模拟终端以及作战效能评估终端均配备了高速数据处理板,终端计算机负责数据的接收、发送和预处理,复杂的模型运算和数据处理任务由高速数据处理板完成。

以武器模拟终端为例,终端计算机完成武器模型计算所需参数的接收/发送和预处理,并将数据通过 PCI-E 接口发送至高速数据处理板,由高速数据处理板完成武器控制系统、动力系统、引信系统、声自导系统、尾流自导系统等子系统的模拟和复杂数据的运算处理。在 Tile64 多核处理器中,以其中一个核为主核协调其余工作核的运行计算,各工作核通过共享内存方式通信。各子系统的模拟分别由一个核完成,加上用于调度运算和提供运行支撑的核,运算资源尚有 50% 以上的结余。由此可见,采用高速数据处理方法后,虚拟试验平台具备了较强的运算处理能力。

在该武器虚拟试验平台中,由于采用了以 Tile64 多核处理器为核心的高速数据处理单元,数据处理任务比较繁重的武器模拟、目标模拟、环境模拟和作战效能评估模型的计算分别采用一台计算终端就可满足虚拟试验的需求。比如在目标模拟终端中,若采用一台 2G 内存、2.50GHZ、双核处理器的计算机完成目标的尾流特征信号、声学特征信号的产生以及多目标、假目标的模拟等工作,一个周期循环需要大约 20ms 时间。在采用以 Tile64 多核处理器为核心的高速数据处理单元后,一个周期循环降低到了 5ms,大大提高了该武器虚拟试验平台的运行效率。

由于单个节点的计算处理能力得到了提高,减少了平台的节点数目,降低了网络数据量,也在一定程度上提高了平台数据传输的效率。

6 结束语

本文采用当前流行的多核处理技术,实现了一种用于武器装备虚拟试验平台的高速数据处理方法,为武器装备虚拟试验平台完成复杂对象的模拟、进行海量数据的高速处理和复杂模型的高效运算提供了条件,为虚拟试验平台的构建提供了有价值的参考。

参考文献

[1] 王琼,蔡小斌,杜承烈,李刚. 分布虚拟试验支撑环境研究[J]. 计算机仿真,2008(25):15 ~ 18.

[2] 张宝珍. 国外军工试验与测试技术发展动向分析[J]. 计算机测量与控制,2009(17):1 ~ 4.

[3] 姜忠钦,张明智,杨镜宇,曹强. 武器装备体系仿真分析支撑环境研究[J]. 计算机仿真,2009(26):11 ~ 14.

[4] 王爱民,怀红旗,胡晓晶. 舰载捷联惯导系统虚拟试验平台[J]. 中国惯性技术学报,2008(16):410 ~ 414.

[5] 王君,高晓光,朱永文. 地空导弹混编作战单元指挥控制系统综合仿真试验平台设计[J]. 系统仿真学报,2010(22):83 ~ 89.

[6] 胡洪飞,张元芳,黄海鲲,张丽. Windows 环境下的高速数据采集与处理[J]. 高电压技术,2003(29):27 ~ 29.

[7] Tilea 公司. Tilea TILE64 多核 PCIe 卡连接方案[J]. 世界电子元器件,2008.

[8] 王莹. 处理核未来像逻辑门一样平常[J]. 电子产品世界,2008.

[9] 吕尧. 基于多核的网络扫描研究与实现[D]:西安电子科技大学硕士学位论文,2010.