

宇航计测技术

YUHANG JICE JISHU

2012 年 4 月

第 32 卷第 2 期

总第 188 期

目 次

集成式随动装置目标引导信息动态校准方法研究	张晓飞 寇淑辉 刘均松 等(1)
振动台动态角的测试方法研究	周彩红 云 鹏 梁雅军 等(5)
基于 MEMS 陀螺的转台超速保护装置的研制	刘 华 刘均松(9)
一种测量计算飞行器初始姿态角的新方法	王庆春 杨培源(12)
三轴相交度的一种测量方法	王明元 杨连春 余海盛 等(15)
基于支持度的 MEMS 陀螺信息融合方法	张华强 赵 剡 陈 雨(18)
塞式热流传感器影响因素的分析计算	张晓菲 王文革(22)
复合材料有效烧蚀焓计算模型实验研究	周燕萍 魏莉萍 郑会保 等(27)
某无人机火箭助推发射研究	田新锋 薛 鹏 李红泉(30)
远地点发动机推力矢量的极坐标算法	张 伟 田国华 陈 锋 等(33)
加速度对晶体振荡器的影响及补偿技术研究	纪龙蛰 单庆晓 唐 钱 等(37)
可高低变温润滑油流量标准装置不确定度评定	王俊涛 桑培勇 贾正红 等(43)
基于 PLC 的电池组性能测试系统软件设计	甘 武 张华锋 张 浩(46)
混频器矢量表征测试方法研究	韩 璐 高申翔 沈小青(50)
基于通用 I/O 接口的 CAMAC 总线控制单元简化设计	李晓建 张 霞 余维荣 等(54)
铷原子钟物理部分的低剂量率辐射效应研究	王世伟 张 俊 杨世宇 等(58)
无人机航程与续航时间的实时估算方法研究	丛书全 王成军 姜 杨(62)
卫星热控电压测量模块研制	宋 博 季启政 蒋方亮(66)
基于 ARM9 的宽频功率源接口电路设计	冯荣尉 季启政(70)
采用 MCM 对 GUM 法测量不确定度评定的验证方法研究	曹 芸 陈怀艳 韩 洁(75)
声明	(36)

《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6000~8000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;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: yhj.j.chinajournal.net.cn

E-mail: yhj.jc_102@spacechina.com

JOURNAL OF ASTRONAUTIC METROLOGY AND MEASUREMENT

Vol.32

No.2

Apr. ,2012

Total No.188

CONTENTS

Dynamic Calibration Method of Leading information in Integrated Following Equipment	ZHANG Xiao-fei KOU Shu-hui LIU Jun-song et al (1)
Research on Dynamic Angle Measurement Method of Vibration Table	ZHOU Cai-hong YUN Peng LIANG Ya-jun et al (5)
The study of the Overspeed Protection Device of the Turntable Based on MEMS Gyroscope	LIU Hua LIU Jun-song (9)
A New Measurement and Calculation Method of Aircraft's Primeval Posture	WANG Qing-chun YANG Pei-yuan (12)
A three-axis Intersecting Degree Measurement ...	WANG Ming-yuan YANG Lian-chun YU Hai-sheng et al (15)
Information Fusion of MEMS-gyro Based on Support Degree	ZHANG Hua-qiang ZHAO Yan CHEN Yu (18)
Analysis and Calculation of Influencing Factors on Slug-Type Heat Flux Sensor	ZHANG Xiao-fei WANG Wen-ge (22)
Experimental Research of Calculate Model on the Effective Enthalpies of Ablation of Composite	ZHOU Yan-ping WEI Li-ping ZHENG Hui-bao et al (27)
Research on Rocket-propelled Launch of UAV	TIAN Xin-feng XUE Peng LI Hong-quan (30)
Polar Coordinates Algorithm to Compute Thrust Vector of Apogee Engine	ZHANG Wei TIAN Guo-hua CHEN Feng et al (33)
The Acceleration Effects on Crystal Oscillators and Research on Compensating Technique	JI Long-zhe SHAN Qing-xiao TANG Qian et al (37)
Evaluation of Uncertainly for a Lubricating Oil Flow Calibration Facility Based on High-low Temperature	WANG Jun-tao SANG Pei-yong JIA Zheng-hong et al (43)
Design of Accumulator Battery Testing System Software Based on PLC	GAN Wu ZHANG Hua-feng ZHANG Hao (46)
Research on Vector Characterization Measurement Method of Mixers	HAN Lu GAO Shen-xiang SHEN Xiao-qing (50)
Simplified Design of CAMAC Bus Control Unit Based on General I/O Interface	LI Xiao-jian ZHANG Xia YU Wei-rong et al (54)
Investigation on the Radiation Effect of Rubidium Atomic Clock by Low Dose Rate	WANG Shi-wei ZHANG Jun YANG Shi-yu et al (58)
Research on Real-time Estimation Mathod for Range and Cruise Duration of UAV	CONG Shu-quan WANG Cheng-jun JIANG yang (62)
Research and Design of Satellite's Thermal Control Voltage Measurement Module	SONG Bo JI Qi-zheng JIANG Fang-liang (66)
The Design of Interface Circuit of Wide-Band Power Source Based on ARM9 ...	FENG Rong-wei JI Qi-zheng (70)
Research About Validating GUM Uncertainty Evaluation Using MCM	CAO Yun CHEN Huai-yan HAN Jie (75)

集成式随动装置目标引导信息动态校准方法研究

张晓飞 寇淑辉 刘均松 张新磊
(北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

摘要 光电对抗系统在机动状态下搜索和跟踪目标时,必须用位置陀螺代替码盘来确定目标方位角。但是,由于搜索轴陀螺存在漂移和累积误差,导致跟踪转台按照引导信息调转到位后目标无法进入跟踪视场,而且陀螺的漂移和累积误差是随时间和温度非线性变化的,很难直接进行修正。为了解决这个问题,提出了一种对引导信息进行间接动态校准的方法。

关键词 机动搜索 目标跟踪 陀螺漂移 补偿 动态标准

Dynamic Calibration Method of Leading information in Integrated Following Equipment

ZHANG Xiao-fei KOU Shu-hui LIU Jun-song ZHANG Xin-lei
(Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076)

Abstract Azimuth of flying object must be produced by position gyroscope instead of encoder when electro-optical countermeasure system is searching and tracing objects on a moving truck. Because of temperature drift and cumulative error of gyroscope fixed on searching axis, flying object cannot be discovered by optical equipment for tracing. The temperature drift and cumulative error of position gyroscope are very hard to be corrected, because they are non-linear with time and temperature. An indirect method to correct the guiding information is presented to solve the problem.

Key words Mobile searching Target tracking Gyroscope drift Compensation Dynamic calibration

1 引言

传统对空光电对抗系统一般由搜索转台和跟踪转台两部分组成,搜索转台把目标的位置信息发送给跟踪转台,跟踪转台快速调转到位。当目标进入

视场并稳定跟踪后发射干扰激光,对目标的电子设备进行干扰。通常,搜索转台和跟踪转台分别安装在两辆军用卡车上,整个系统的结构比较庞大和复杂,而且两辆车的参考坐标系互相独立。因此,一般只能在车辆静止状态下工作,很难同时在行进中搜

索和跟踪^[1,2]。如果把两个转台安装在同一辆卡车上可以提高系统的集成度,但是由于卡车的尺寸所限,搜索转台和跟踪转台会彼此遮挡光学回路,严重影响系统工作。

为了解决这个问题,本文采用了一种新型结构的集成式随动装置,该装置是整个光电对抗系统的一部分,用来搭载光学设备,其特点是把双轴搜索转台安装在双轴跟踪转台顶部的基座上,两者通过双轴自稳定平台连接。它的优点是搜索转台和跟踪转台不会互相遮挡,另外由于二者采用相同的参考坐标系,系统可以在机动状态下工作,极大提高了在战场环境下的工作效率和生存能力。但是这种结构也带来了新的问题:首先,是底部跟踪转台的转动会对上面搜索转台的工作产生影响;其次,为了在行进中工作,必须克服卡车摇晃以及转向带来的影响。所以,只能以惯性空间作为参考,需要在其中 5 个轴上安装陀螺。但是,搜索轴陀螺的漂移和累积误差会影响系统的正常工作。因此,必须对红外告警装置发出的引导信息进行动态校准。

2 集成式随动装置的原理和结构

如图 1 所示,集成式随动装置主要由三部分构成:双轴搜索转台、双轴自稳定平台和双轴跟踪转台,搜索转台和跟踪转台之间由双轴自稳定平台隔离开。

整个装置基座以上位于车厢外部,基座以下位于车厢内部。其中红外告警装置安装在双轴搜索转台俯仰框架上,搜索轴安装有导电滑环,保证红外告警装置能够 360°连续旋转。双轴自稳定平台包括横倾和纵倾两个轴系(注:定义车前进方向为纵倾,车前进方向的垂直方向为横倾。以下分别简称为纵倾和横倾),保证搜索轴始终垂直于大地。双轴跟踪转台的方位轴垂直于基座,可以在 360°范围内连续旋转。俯仰轴平行于基座,可以在 0°~80°内连续转动。俯仰轴左侧安装激光反射镜,右侧安装红外跟踪装置和激光测距机。

如图 2 所示,为了抵消车体摇晃带来的影响,集成式随动装置的方位、俯仰、横倾和纵倾轴安装了速率光纤陀螺,使这 4 根轴处于自稳定状态。搜索轴都安装了位置光纤陀螺,能够消除车体转向和方位轴旋转带来的影响。

红外告警装置采用扫描成像的方式,搜索转台

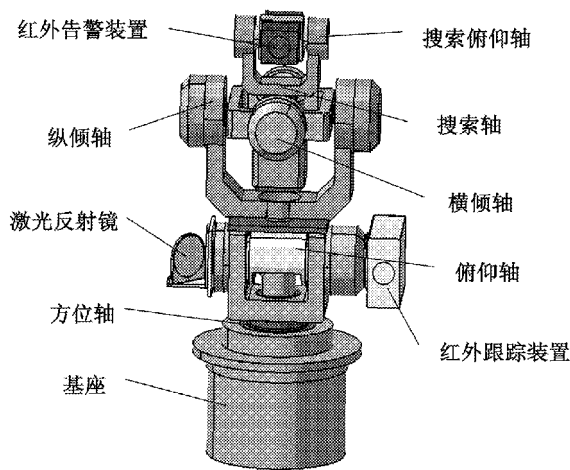


图 1 集成式随动装置结构示意图

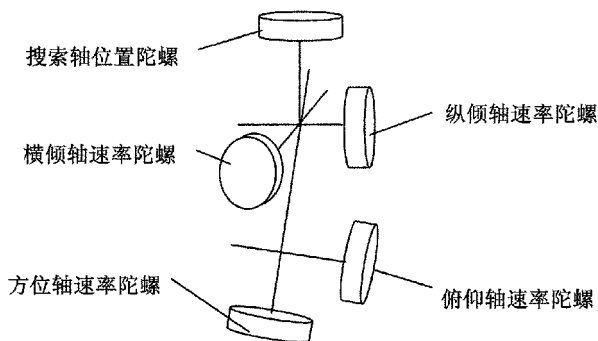


图 2 陀螺安装位置示意图

俯仰轴位置手动设定后不变,搜索轴相对惯性空间以 480°/s 的速度连续旋转,也就是说红外告警装置的引导信息每 0.75s 更新一次,内容包括目标在惯性空间的方位角 α 和俯仰角 β 。搜索轴码盘测量的是搜索转台 U 型框架相对于自稳定平台的位置,搜索轴陀螺测量的是该框架在空间惯性坐标系中的位置。如果选择搜索轴码盘的读数作为 α ,那么目标就处在一个相对坐标系中。如图 3 所示,若 P 点为告警目标在水平面上的投影,发现目标时搜索轴码盘零位指向 OA 方向,则目标初始方位 $\alpha_0 = \angle AOP$ 。如果目标位置不动,经过时间 t_1 后方位轴带动搜索轴码盘零位转到了 OA' 位置,此时目标方位角 $\alpha_1 = \angle A'OP$ 。这样,对同一目标的相邻两次引导值可能相差很大,导致目标无法进入红外跟踪装置的视场。如果选择搜索轴陀螺的读数作为 α ,那么它的零位 OA 在惯性空间是不随方位轴和车体的运动而变化的。因此,以码盘为基准的方法只适用于传统的静止搜索和跟踪,而在机动状态下搜索转台方位

角度必须以陀螺为基准。由于双轴自稳定平台可以保证红外告警装置方位轴始终垂直于大地,因此无论哪种情况下目标俯仰角 β 都是准确的。

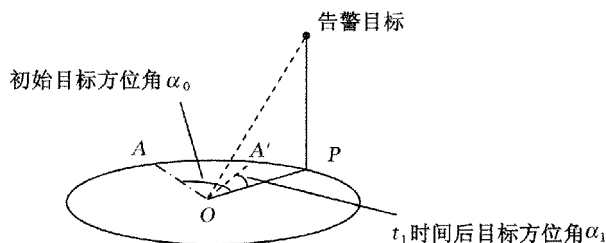


图3 同一目标在不同坐标系下的方位角

3 陀螺漂移和累积误差对引导信息的影响

从原理上来说,码盘输出的角度值是真实可信的,而位置陀螺输出的角度只是惯性空间速率的积分,而且包含漂移量和累积误差。因此,必须加以补偿^[3,4]。该装置的搜索轴陀螺采用脉冲输出形式,脉冲数正比于空间角度。由陀螺参数可知,该陀螺每转一周大约输出1 200 000个脉冲。陀螺的漂移表现为静止时仍然有脉冲输出,陀螺累积误差表现为当陀螺连续旋转时每一圈的输出脉冲数不是准确的1 200 000个脉冲。根据测试结果,每一圈的累积误差也不相同,一般不少于10个脉冲。由于搜索轴处于长时间单向高速旋转状态,其他轴系一般只在初始位置附近往复转动。所以,只有搜索轴陀螺需要同时补偿漂移和累积误差,其他轴系只要补偿漂移和地球自转影响即可。

假设搜索轴陀螺每转一圈的累积误差为10个脉冲,那么以 $480^\circ/\text{s}$ 的速度旋转半小时后陀螺读数偏差计算方法如下

$$\frac{10 \times 480^\circ/\text{s} \times 3\,600\text{s} \times 0.5}{1\,200\,000} = 7.2^\circ$$

这样,引导信息中的方位角 α 与目标的真实方位也会相差 7.2° ,而红外跟踪装置的视场最大只有 4° 。也就是说,如果方位角 α 与其真实值的偏差超过 2° ,目标将无法进入红外跟踪装置的视场。所以,一般系统开机十几分钟后就无法正常工作,而按照设计要求,该装置的连续工作时间应该超过2小时。因此,必须对目标的方位引导信息进行补偿。

4 引导信息的动态校准

以往的红外搜索装置都是在卡车静止状态下工作,只需以搜索轴码盘为基准即可,不需要对目标角度进行校准;而在机动搜索时,需要以搜索轴陀螺为基准,因此必须对陀螺的漂移和累积误差进行补偿,但这个补偿量是随时间和温度非线性变化的,很难做到精确补偿^[5,6]。为了解决这个问题,在分析车体和转台各部分空间位置关系的基础上,我们采用一种间接的方法来准确计算出补偿量的大小。具体方法如下,首先,当系统上电时把搜索轴陀螺和方位轴陀螺的零位同时对准车的正前方。定义搜索轴陀螺读数为 α_s ,搜索轴码盘读数为 β_s ,方位轴码盘读数为 β_f ,车体相对初始位置转动角度为 θ_c 。图4为系统的俯视图,其中 OC 代表车头初始方向, OC' 代表车头当前方向, OB 代表方位轴码盘零位方向, OA 代表搜索轴码盘零位方向。

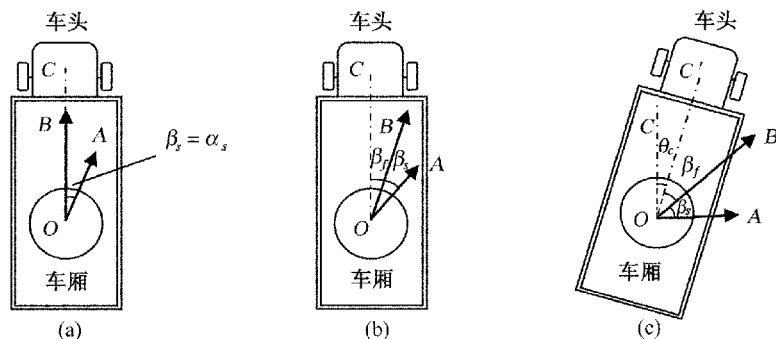


图4 系统俯视图

如果不考虑搜索陀螺的漂移和累积误差,如图 4(a)所示,当车体和方位轴都静止不动时,有

$$\alpha_s = \beta_s \quad (1)$$

如图 4(b)所示,当车体静止而方位轴和搜索轴同时转动时,由于方位轴旋转时会带动搜索轴一起转动,因此有

$$\alpha_s = \beta_s + \beta_f \quad (2)$$

如图 4(c)所示,如果方位轴和搜索轴同时转动,而车体也相对初始位置转动了 θ_c 角度时,那么有

$$\alpha_s = \beta_s + \beta_f + \theta_c \quad (3)$$

但是实际上由于漂移和累积误差的存在,搜索轴陀螺理论读数为 α_s 和实际读数 α'_s 会有一个差值,所以偏差量 Δ 按式(4)计算

$$\Delta = \alpha'_s - \alpha_s = \alpha' - \beta_s - \beta_f - \theta_c \quad (4)$$

综上所述,无论在哪种情况下,搜索轴陀螺的理论读数都可以通过 β_s , β_f 和 θ_c 计算出来,而这三个变量是可以准确测量到的。为了测量 θ_c 的大小,我们在车体后侧安装了两个 GPS 接收天线, GPS 接收机可以计算出其中主天线与从天线所成直线与正北方向的夹角,根据天线在车体上的安装方式可以计算出 θ_c 。根据测试, GPS 接收机的动态方位指示误差约为 0.1° ,可以满足动态校准的要求。

由于陀螺存在漂移和累积误差,所以跟踪转台接收到的目标方位角 α 是不准确的,需要用实际读数减去这一时刻的偏差量 Δ 。目标俯仰角度 β 是通过码盘测量的,只要保证搜索轴垂直于大地,那么这个角度就是准确的。假设修正后的目标方位角度为

α' , 则有

$$\alpha' = \alpha - \Delta \quad (5)$$

在工作过程中,跟踪转台首先对红外告警装置发来的引导信息进行实时动态校准,然后按照校准后的引导信息执行调转和跟踪操作。

5 结束语

如果不对引导信息进行动态校准,系统只能在开机后的十几分钟内正常工作。随着时间的推移,偏差量 Δ 逐渐增大,导致跟踪转台按引导信息调转到位后目标无法进入视场。由于偏差量 Δ 随着时间和环境温度变化,而且是非线性的,想要直接补偿非常困难。本文采用的间接补偿方法效果比较理想,可以保证一次开机后连续工作 2 个小时以上,满足设计指标要求。

参考文献

- [1] 林涛,胡国平.光电对抗在现代防空作战中的应用与展望[J].应用光学,2003(5).
- [2] 陈健,于洪君.光电对抗与军用光电技术研究进展[J].光机电信息,2003(5).
- [3] 陶卫,浦昭邦,孙运斌.角度测量技术的发展[J].激光杂志,2002(2).
- [4] 刘兰芳,陈刚,金国良.光纤陀螺仪基本原理与分类[J].现代防御技术,2007(2).
- [5] 金靖,宋凝芳,李立京.干涉型光纤陀螺温度漂移建模与实时补偿[J].航空学报,2007(6).
- [6] 滕玉琨,张英,谢念涛.陀螺漂移与温度动态过程的试验分析[J].中国惯性技术学报,1997(1).

振动台动态角的测试方法研究

周彩红 云 鹏 梁雅军 刘 柯

(北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

摘 要 振动台在高频振动过程中难免会产生空间的小角度运动,这种角运动在振动试验中是非预期的,应尽量减小。利用激光干涉原理,运用双频激光干涉仪及角度测量组件测量了振动台振动频率达2 000Hz时方位、俯仰、横滚三个方向的实时角度、角速率。通过对测量数据的分析可知环境的振动对测量准确度影响较大,为进一步完善该测试方法指明了研究方向。

关键词 振动台 动态角 激光干涉

Research on Dynamic Angle Measurement Method of Vibration Table

ZHOU Cai-hong YUN Peng LIANG Ya-jun LIU Ke

(Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076)

Abstract When vibration table vibrates in high frequency, dynamic angle error is induced. This dynamic angle is not anticipated, it is considered a kind of error of the vibration. A dual-frequency laser interferometer is used to measure the dynamic yaw angle、pitch angle and roll angle respectively when vibration table vibrates in 2 000Hz. In this dynamic angle measurement method laser interference theory is used. We find the vibration of surroundings influences the result greatly by analyzing the test result. A study direction is found to prefect the dynamic angle measurement method.

Key words Vibration table Dynamic angle Laser interference

1 引 言

振动环境试验是力学环境试验中最常规的试验项目之一,是鉴定结构或仪器设备能否承受预计的振动环境,保证在实际环境下结构的完整性或仪器设备性能不降低的一种必要手段,其目的是发现设计缺陷以改进设计,暴露工艺缺陷以提高可靠性。

在航天器(卫星、飞船)的验证和鉴定过程中,结构部件、传感器的振动试验占有十分重要的地位,随着对航空航天产品可靠性要求的提高,振动环境试验技术及设备的发展显得越来越重要。振动台是振动环境试验的主要设备,在航空航天领域应用广泛。

振动试验应尽可能模拟实际情况,避免出现欠试验和过试验,即试验结论“不会破坏”而实际运行时却“破坏”了,或与此相反的结果。因此,如何合

理而准确地模拟产品的真实振动环境是振动环境试验所追求的主要目标之一。对振动台而言,应提供尽可能准确的振动,并明确其振动误差,这样得到的试验结果才有实用意义。因此,振动台的各项性能指标对振动试验而言非常重要。

振动台主要由振动台和滑台组成,分别进行垂直和水平方向的振动,理想的运动状态是水平、垂直、水平+垂直方向的位移。但实际振动时却不可避免的会产生空间上的角运动,如图 1 所示,当滑台作水平方向的振动时,会分别产生方位、俯仰、横滚三个方向的角运动。当被测产品是陀螺一类敏感于角度、角速率的惯性器件时,这种非预期的角运动就会对试验结果产生影响。因此,随着航空航天技术的不断发展,对可靠性的要求越来越高,也对振动试验设备提出了新的要求,振动台动态角成为振动台的一项新型指标被提出来了。相应地,如何测试振动台动态角也成为计量测试领域一项新的难题。

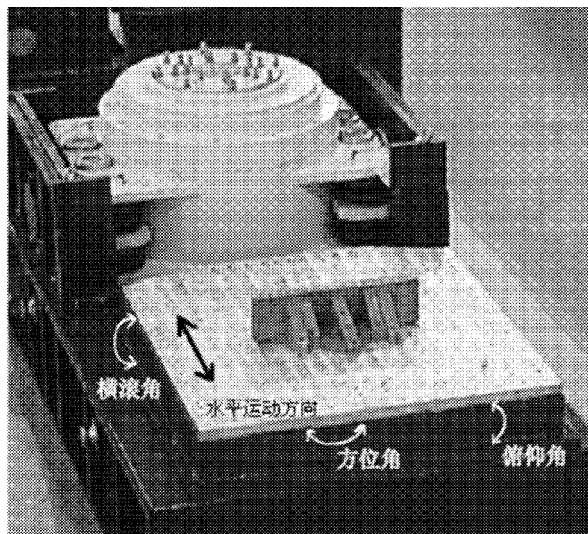


图 1 振动台角运动示意图

2 动态角测试

2011 年我们承接了某型号振动台动态角的测试任务。该振动台振动频率达 2 000 Hz。传统的小角度测量装置如光电自准直仪仅限于静态测量,近年也有高准确度的动态光电自准直仪出现,但也只能进行 10 Hz 以内的动态测量。如何测试高频率下的小角度运动,选择高频响的测试仪器是关键,此处选用双频激光干涉仪及角度测量组件进行测量。

2.1 测量原理

双频激光干涉仪的测量原理为激光干涉原理。激光干涉测量原理如图 2 所示。

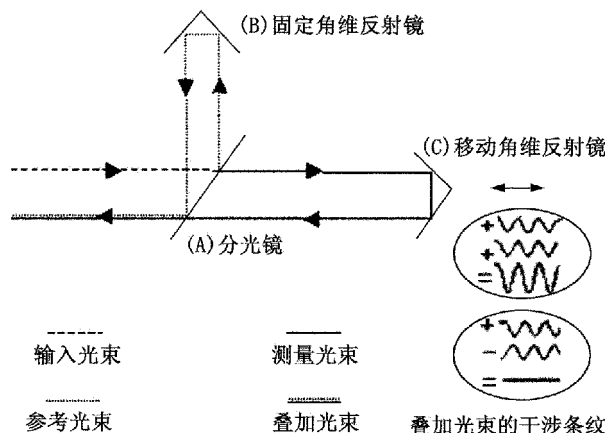


图 2 激光干涉测量光路图

激光头发出的光被分光镜(A)分成两束光,约一半激光被射到固定角锥反射镜(B)上,形成参考光束,另一半激光射到移动角锥反射镜(C)上,形成测量光束。角锥反射镜(B)、(C)将两束光返回到分光镜(A)中,光束叠加并彼此干涉,会产生以下两种情况:

相消干涉(两束光相位相反),一束光的峰值被另一束光的波谷抵消,产生暗条纹;

相长干涉(两束光相位相同),一束光的峰值被另一束光的波峰加强,产生明条纹。

当测量光路发生改变(角锥反射镜 C 运动),干涉光束的相对相位将改变,由此产生的相长干涉和相消干涉的循环将导致叠加光束强度的明暗周期变化,反射镜每移动半个激光波长(造成了一个激光波长的光程变化),就会出现一个光强变化循环(明-暗-明),通过计算这些循环可以测量移动距离。如果在这些循环之间进行相位细分,可以实现更高分辨力(1 nm)的测量。该测量方法最大的优点是激光波长长期稳定性好,测量结果可以溯源至激光波长,测量准确度比较有保障。

2.2 测量方法

选用雷尼绍 XL80 双频激光干涉仪及角度测量组件作为测量仪器,角度测量组件如图 3 所示,由干涉镜和反射镜组成。测量时,如图 4 所示干涉镜固定安装,反射镜安装在振动台的滑台上作相应的角运动,即相对于干涉镜旋转,产生测量光束与参考光束光程差的变化。测量光路如图 5、图 6 所示。激

光头发出的激光光束经角度干涉镜中的分光镜分为两束即 A_c 和 A_r , 激光光束 (A_r) 径直穿过干涉镜并从角度反射镜的下半部反射回激光头; 激光光束 (A_c) 通过角度干涉镜的潜望镜射到角度反射镜的另一半后, 再通过干涉镜反射回到分光镜中, 两束回射光在嵌于激光头中的探测器中形成干涉光束。

如果光程差不变化, 探测器将在相长干涉和相消干涉的两端之间的某个位置观察到一个稳定的信号。

如果光程差发生变化, 每次光路变化时探测器都能观察到相长干涉和相消干涉两端之间的信号变化。这些变化(条纹)被数出来, 用于计算光程差的变化。

也就是说此处角度测量是通过比较光束 (A_c) 和 (A_r) 之间的光程差来完成的, 与激光头和角度反射镜之间的距离、以及两个光学元件之间的距离无关, 这就为现场测量提供了便利, 可以根据现场情况来任意架设激光器、干涉镜、反射镜, 保证其光路正确即可。

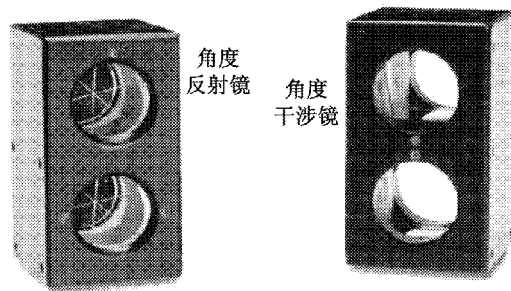


图3 角度测量组件图

对振动台水平、俯仰、横滚三个方向的角运动分别进行测量, 具体步骤如下:

①振动台动态角的现场测试示意图如图4所示。由双频激光及角度测量组件搭建而成。

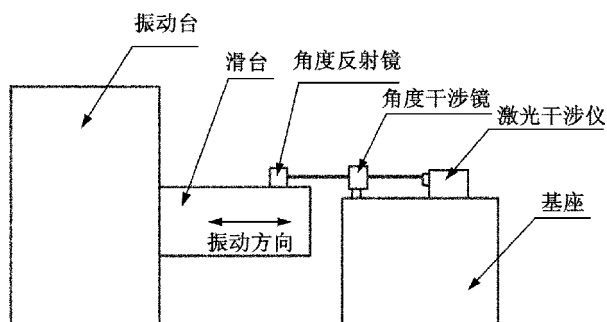


图4 现场测试示意图

测量水平方向摆角时, 激光光束平行于运动轴, 干涉镜及反射镜均水平放置, 测量光路如图5所示。

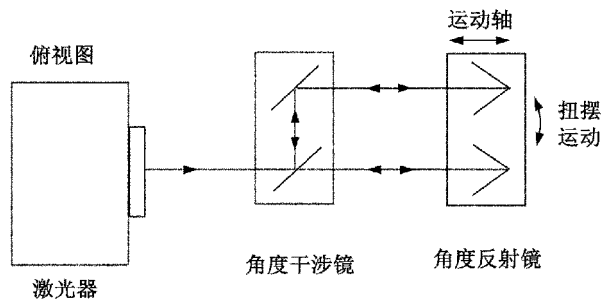


图5 水平的测量光路图

测量俯仰方向摆角时, 激光光束平行于运动轴, 测量横滚方向摆角时, 激光光束垂直于运动轴, 干涉镜及反射镜均垂直放置, 测量光路如图6所示。

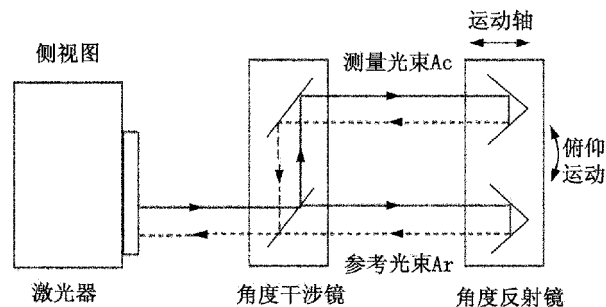


图6 俯仰角测量光路图

②调整激光光路, 使得测量光路和振动台运动轴线一致。

③振动台开始工作, 动态测量软件开始记录测试数据。

④数据处理, 得到相应的角位移、角速率。

2.3 数据处理

利用专用的动态采集软件进行数据实时采集, 数据采样频率可达 50kHz, 可满足高频动态的要求。该软件根据设定的采集时间进行数据采集, 采集完毕后, 利用软件自带的数据分析功能即可得到位移-时间图(参见图7)、速度-时间图(参见图8), 并可得到最大角速率及最大运动角。

3 测量结果分析

该测量方法的关键之处有两点:

①保证激光器和干涉镜固定不动;

②保证反射镜牢固安装于振动台面上, 能承受

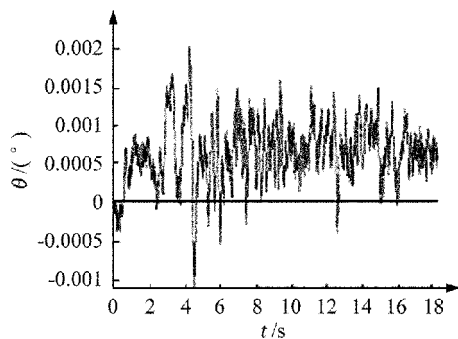


图7 角位移-时间图

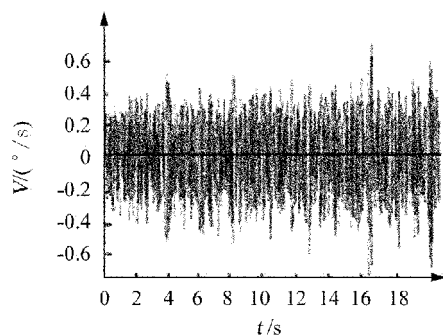


图8 角速率-时间图

住2 000Hz 的振动,并能准确反映振动台的角运动。

反射镜用专用卡具牢固安装于振动台面上。反射镜安装在滑台上不同位置测出的是不同位置的角运动。测量结果表明,滑台中间部位的角运动、角速率远小于边缘部位。

振动台振动时会引起周围环境的微小振动,而由于测量数据从干涉镜和反射镜之间的激光光束计算,干涉镜的任何运动,都将影响到最终的测量

结果。当激光器架在振动台地基上,干涉镜架在振动台基座上时,测得最大方位角 0.002° , -0.003° , 最大方位角速率 $4.54^\circ/\text{s}$, $-4.12^\circ/\text{s}$;当激光器、干涉镜均架在振动台地基外时,测得最大方位角 0.001° , -0.001° , 最大方位角速率 $0.99^\circ/\text{s}$, $-0.95^\circ/\text{s}$ 。这说明周围环境对测试结果有较大影响,为减少振动台振动时对干涉镜的振动影响,干涉镜应尽量远离振动台,但测量距离过长,不但增加光束准直的难度,也增加了光轴与运动轴的不平行带来的影响,且光损过大,这些都将影响测量准确度。现场测量时,应综合考虑这两方面的因素,选择合适的测量位置,并保证测试现场的安静、稳定,减少干扰因素。

4 结束语

该振动台动态角测试方法有效解决了动态环境下小角度的测量问题,具有非接触、高频响、可溯源的优点,同时测量灵活,现场适应性强,可用于不同场合的类似测量。该测试方法也有很多有待完善的地方,比如周边空间的振动会影响到测量准确度,如何进行不确定度评定等问题。

参考文献

- [1] 冯宇石.环境试验振动条件的发展方向.光电对抗与无源干扰,2000(4).
- [2] 沈凤霞.力学环境试验测量不确定度分析.强度与环境,2010(2).
- [3] JJG637-2006 高频标准振动台.中国计量出版社,2006.

基于 MEMS 陀螺的转台超速保护装置的研制

刘 华 刘均松

(北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

摘 要 转台作为一种常用的测试设备,一旦发生失控超速的“飞车”现象,将会带来比较严重的后果。介绍了一种基于 MEMS 陀螺的转台超速保护装置,指出了转台超速所带来的危害,描述了该保护装置的具体组成及原理,并通过 Matlab 仿真验证了该装置的可行性。在实践中应用该装置,取得了良好的效果。

关键词 陀螺 转台 保护装置

The study of the Overspeed Protection Device of the Turntable Based on MEMS Gyroscope

LIU Hua LIU Jun-song

(Beijing aerospace institute for metrology and measurement technology, Beijing 100076)

Abstract The turntable as the commonly used test equipment will bring serious consequences once it can not be controlled or the overspeed is occurred. The overspeed protection device of the turntable is put forward based on MEMS gyroscope. The serious harm of overspeed is given, the principle and components of the device are described in detail, and Matlab simulation shows the feasibility of the device. The application of the device reaches the expected results in practice.

Key words Gyroscope Turntable Protector

1 引 言

用于测试惯导系统的转台,一旦发生超速情况,轻则转台台体限位等机械结构受损,重则惯导器件受损。因此,在转台研制和使用过程中一定要注意防止转台超速情况的发生。一旦发生,要采取合适的手段来减轻超速所带来的危害。

本文所介绍的转台超速保护装置是独立于转台的控制系统之外的一套系统。一般而言,超速保护装置主要由测速器件、逻辑判断电路和电机制动等三部分组成。

2 测速装置

结合惯性测试设备的实际情况,超速保护装置所需要的测速器件的要求如下:

- 1) 对测速准确度要求不高,但要满足测速范围的需要;
- 2) 体积要小,避免挤占转台设备的空间;
- 3) 质量小,不增加转台过多的惯量或消耗电机的力矩;
- 4) 可靠性要高;
- 5) 安装方便,尽量减少给转台装调带来负担。

现在常用的测角装置如感应同步器、码盘、旋转变压器和测速机等,或者由于价格比较高,或者由于安装条件比较苛刻,或者由于后期处理电路过于复杂等,都不太适合做测速装置。

近年来,作为当代 MEMS 领域和惯性领域的十分重要的分支,微机械陀螺仪获得了长足的发展。它具有成本低,尺寸小,质量小,可靠性高等优点,因而在低成本系统中获得了越来越广泛的应用。

在本装置中采用的是微机械陀螺^[1]。目前,微机械陀螺的准确度虽然很低,但是并不影响我们用来做转台超速保护使用。由于二维转台是在定基座上使用,且两轴的垂直度和相交度都在 $5''$ 以下,因此完全可以使用单轴微机械陀螺作为测速装置。在使用单轴微机械陀螺作为测速装置之前,要对所采用的微机械陀螺进行一定的标定,从而来获得相关的参数,微机械陀螺速率测试模型^[2]为

$$\bar{V} = K_0 + K_1 \times \omega \quad (1)$$

式中: \bar{V} ——微机械陀螺的输出电压值, V; K_0 ——微机械陀螺的漂移值, V; K_1 ——微机械陀螺的标度因数; ω ——微机械陀螺的转速, rad/s。

将微机械陀螺装于试验工装中,试验工装用夹

具紧固在单轴转台台面上,给微机械陀螺供电,单轴测试转台控制计算机分别给出 $\pm 250^\circ/\text{s}$, $\pm 200^\circ/\text{s}$, $\pm 100^\circ/\text{s}$, $\pm 50^\circ/\text{s}$, $\pm 10^\circ/\text{s}$, $\pm 5^\circ/\text{s}$, $0^\circ/\text{s}$ 的速率指令。当转台转速平稳后,在不同的速率点每 1 ms 采样一次陀螺电压,将所采样的陀螺电压进行一定的数据处理后,值根据式(1)进行线性拟合,进而求出 K_0 , K_1 , 微机械陀螺拟合后的曲线为

$$\bar{V} = 2.551 + 0.006\,098 \times \omega \quad (2)$$

$$\text{即 } K_0 = 2.551, K_1 = 0.006\,098$$

3 逻辑判断电路

由于微机械陀螺输出为电压值,当转台处于超速状态时,转台的转速为 $-\omega_1 < \bar{V} < \omega_1$ (ω_1 为转台处于超速状态时的速度)。微机械陀螺经过标定后,根据式(1)可以求出转台在工作时微机械陀螺输出的电压所处的合理范围 (V_1, V_2)。当微机械陀螺输出在合理范围内,逻辑判断电路输出低电平。当输出电压值在合理范围之外,判断电路输出高电平。判断电路原理图如图 1 所示。

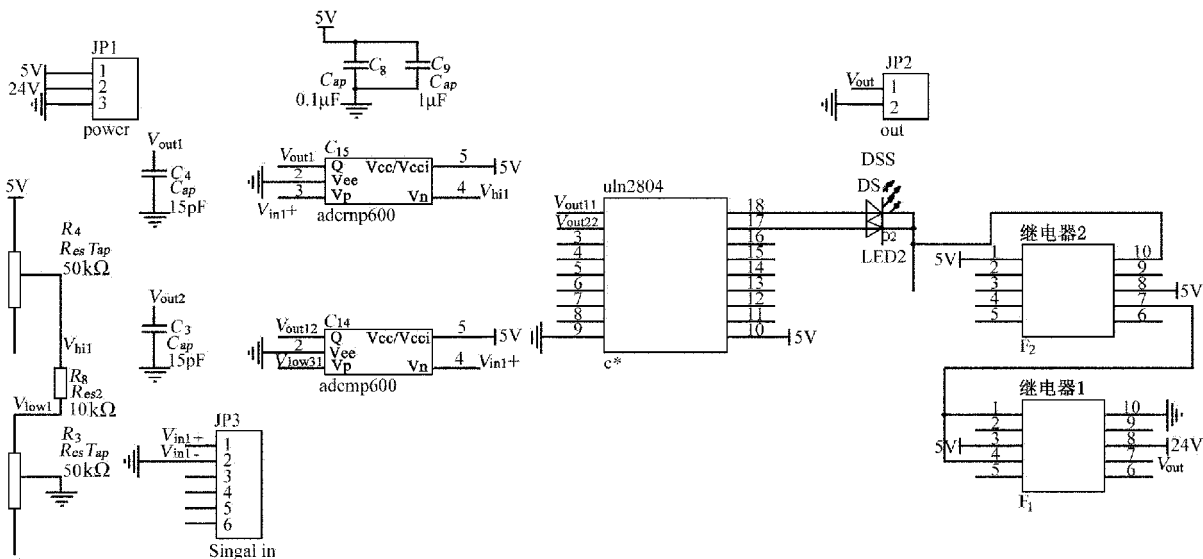


图 1 逻辑判断电路原理图

电压值合理范围 (V_1, V_2) 的设置可以通过滑动变阻器 R_3, R_4 的阻值的来设置。电压比较器采用 ADCMP600 极快型比较器,该器件由 ADI 公司的专有 XFCB2 工艺制造。该比较器具有极其丰富多样的功能特性,并且易于使用,低噪声 TTL-/CMOS-

兼容输出驱动器。但是,ADCMP600 输出电流比较小,标称值为 3mA。因此,需要加入电流放大芯片来提高输出的驱动能力。此处,采用的是 uIn2804,是高电压、大电流的八达林顿晶体管阵列。将输出电流放大从而驱动继电器 F_1 和 F_2 ,转台处在正常

工作范围内,继电器 F_1 输出低电平。当转台失控时,继电器 F_1 输出高电平。

4 电机制动

在生产过程中,经常需要采取一些措施使电动机尽快停转,或者从某高速降到某低速运转,或者限制负载在某一转速下稳定运转,这就是电动机的制动问题。

实现制动有两种方法,机械制动和电磁制动。机械制动,一般都是抱闸方式,定子断电后自动制动抱闸,时间短,震动大。电磁制动是使电机产生与其旋转方向相反的电磁转矩,其特点是制动转矩大,操作控制方便。

本装置采用的是直流力矩电机短接制动的方法,这种方式适用于电机转速不高的情况,下面求出直流电机短接制动的模型^[1]。

由直流力矩电机电枢电压平衡方程得

$$U_a = E + I_a R_a + L \frac{dI_a}{dt} = K_e \omega + I_a R_a + L \frac{dI_a}{dt} \quad (3)$$

式中: U_a ——理想电压平均值, V; E ——为电枢反电动势, V; I_a ——电机电枢电流, A; R_a ——电枢回路总电阻, Ω ; L ——电枢回路总电感, H。

由直流力矩电机力矩平衡方程得

$$K_e I_a = J \frac{d\omega}{dt} + T_0 \quad (4)$$

式中: T_0 ——电机静态摩擦力矩, $N \cdot m$; J ——转动惯量, $kg \cdot m^2$; ω ——转台转速, rad/s ; K_e ——力矩系数。

当电机处于转接制动时, $U_a = 0$, 由式(3)和(4)可得

$$\begin{cases} K_e \omega = -L_a \dot{I}_a - I_a R_a \\ K_e I_a = J \dot{\omega} + T_0 \end{cases} \quad (5)$$

5 Matlab 仿真

由相关资料可知,电机参数 $L_a = 70mH$, $R_a = 3.1\Omega$, $K_e = 11.4$, $J = 64kg \cdot m^2$, 经过测试,可知 $T_0 \approx \begin{cases} 0(N \cdot m) & \omega < 0.005(rad/s) \\ 2(N \cdot m) & \omega \geq 0.005(rad/s) \end{cases}$

本实验装置用在为西安某所研制生产的测试转台上,结合实际情况,转台正常工作时,速度不会超过 $12^\circ/s$,加速度不会超过 $20^\circ/s^2$,因此,当转台速度

为 $30^\circ/s$,加速度为 $50^\circ/s$,判断转台处在超速状态,不妨设初始条件

$$I_0 = 5.0A, \omega_0 = 0.5(rad/s) \quad (5)$$

在 Matlab 中,仿真结果如图 2 所示

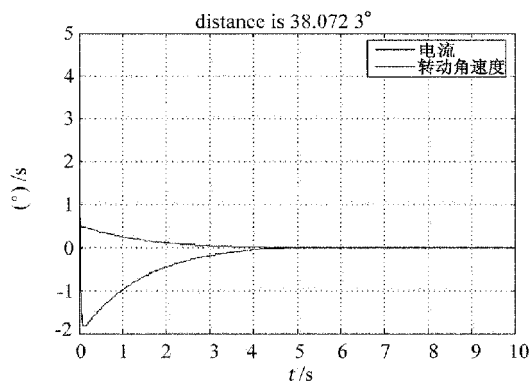


图2 电机短接仿真图

从图中可以看出,电机停转过程中需要 38.07° 行程左右,而且电机短接过程中的电流都不超过电机的安全电流。因此,该电机不需要转切到大功率能耗电阻上,从而将制动电流控制在允许范围内。

6 实验结果

调节电路中的 R_3 和 R_4 ,将逻辑判断电路中的电压合理范围 (V_1, V_2) 设置为 $(2.35, 2.75)$ 。当转台正常工作时,在软件上给转台加以干扰,使转台内框超速,保护装置起作用,内框运行 3s 左右就停止,行程大约为 40° 。

7 结束语

基于 MEMS 陀螺的转台超速保护装置是独立于转台控制系统之外的另外一套系统,它具有成本低,易安装,体积小等优点,可以更好的监控转台的运转。在转台出现超速时,能采取有效的措施减轻其危害,实验结果证明该装置达到了预期的目的。

参考文献

- [1] 李光春,何昆鹏,曾建辉,胡文彬. MEMS 惯性器件误差建模和补偿方法综述[J]. 导航与控制. 2009, 08(1): 72~78.
- [2] 张智永,范大鹏,李凯. 微机陀螺零点漂移数据滤波方法的研究[J]. 中国惯性技术学报. 2006, 14(4): 124~130.
- [3] 梅晓蓉. 自动控制元件. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社. 2007: 20~30.

一种测量计算飞行器初始姿态角的新方法

王庆春 杨培源

(中国人民解放军91550部队,大连116023)

摘 要 根据发射平台自身特性,运用特殊点、线、面之间存在的几何关系,总结出一种简便的飞行器发射方位角和初始姿态角的测量计算方法,为飞行器参数装订提供了可靠保障。通过飞行试验验证,证明了该测量计算方法有效性。

关键词 飞行器 姿态角 射向标定 测量 计算

A New Measurement and Calculation Method of Aircraft's Primeval Posture

WANG Qing-chun YANG Pei-yuan
(91550 Army Unit, Dalian 116023)

Abstract According to the specific properties of the launching stand, based on the geometric relationship in particular points, lines and faces, a simple and convenient method of measurement and calculation of aircraft's primeval posture is concluded, providing the aircraft parameters bookbinding with reliable guarantee. The availability of this method is proved by flight tests.

Key words Aircraft Posture Launching direction calibration Measurement Calculation

1 引 言

初始姿态角是飞行器飞行前装订的重要参数,其测量准确度影响到飞行试验的成败^[1]。某型飞行器所用发射平台为过渡产品,自身没有惯导系统,对于初始姿态参数的获取,无现成可用的测量计算方法。本文根据发射平台自身存在的一些特性,制定了飞行器射向的标定方法,进一步摸索出一种简便的初始姿态角测量计算方法。

2 飞行器射向标定与求解

发射方位角,又称射击方位角,过发射点的天文北(大地真北)与该点瞄准方向(对瞄准点)在过该点平面(切平面)上投影的夹角,并以该点天文北开始顺时针方向旋转为正。天文北与瞄准方向在水平面上投影的夹角,称为天文发射方位角,大地北与瞄准方向在切平面上投影的夹角,称为大地发射方位角^[2]。发射方位角通常用 θ 来表示。

2.1 参数测量

由于我们采用的发射坐标系是垂线坐标系,因

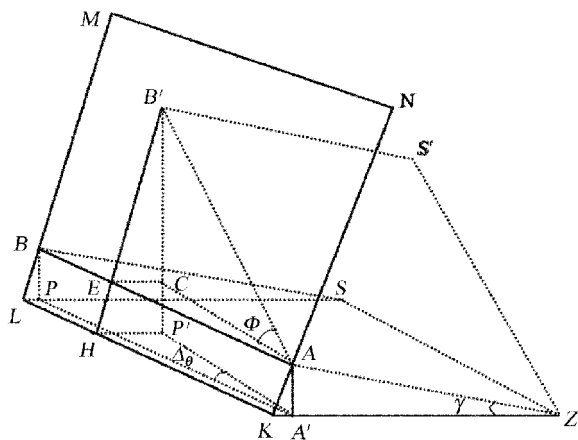


图2 横倾角计算示意图

下面,通过证明给出横倾角和射向偏角的几何关系。在图2中通过 P' 向 KL 作垂线 $P'H$,交 KL 于点 H 点,连接 $B'H$ 。因为 KL 垂直于 BP' 和 $P'H$,所以 $B'H \perp KL$,则 $B'H \parallel NK$,则 $\triangle EB'C \sim \triangle KAA'$,所以 $\angle EB'C = \gamma$ 。也容易证明 $\angle EAC = \Delta_\theta$ 。

$$\sin \Delta_\theta = \sin \angle EAC = EC/AC \quad (8)$$

$$\tan \gamma = \tan \angle EB'C = EC/B'C \quad (9)$$

$$\tan \Phi = B'C/AC \quad (10)$$

综合式(8),(9),(10),可以得出

$$\sin \Delta_\theta = \tan \gamma \times \tan \Phi \quad (11)$$

这样,就可以计算出发射平台的横倾角

$$\gamma = \arctg(\sin \Delta_\theta / \tan \Phi) \quad (12)$$

3.2 俯仰角测量计算

俯仰角计算示意图如图3所示,平面 $KLMN$ 与水平面 $KLPQ$ 相交于 KL ,倾角为 α ,在平面 $KLMN$ 内画任意一条直线 AB ,设直线 AB 与水平面的夹角为 β_1 ,与 KL 的夹角为 λ ,则有

$$\sin \beta_1 = BC/AB \quad (13)$$

$$\sin \alpha = BC/KB \quad (14)$$

$$\sin \lambda = KB/AB = \sin \beta_1 / \sin \alpha \quad (15)$$

在平面 $KLMN$ 上再画另一直线,使它垂直于直线 AB ,与水平面夹角为 β_2 ,则它与 KL 的夹角为 $90^\circ - \lambda$ 。同理,可知

$$\sin(90^\circ - \lambda) = \sin \beta_2 / \sin \alpha \quad (16)$$

由式(15),(16)得

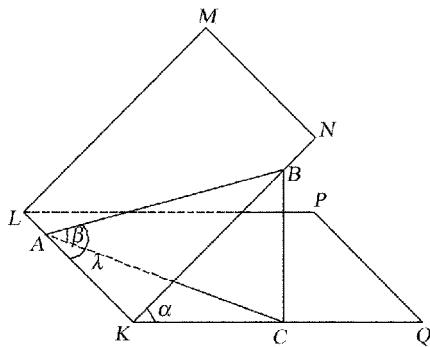


图3 俯仰角计算示意图

$$\sin^2 \alpha = \sin^2 \beta_1 + \sin^2 \beta_2 \quad (17)$$

β_1 和 β_2 的值都可以用象限仪测量给出。所以,如果在一个平面上相互垂直的两个方向的倾角已知,我们就能计算出这个平面与水平面的倾角 α 。同样,当我们知道 α 和 $\beta_1(\beta_2)$,我们就能求出 $\beta_2(\beta_1)$ 。初始姿态里面的横倾角与俯仰角就是发射平台所在平面上相互垂直的两个方向的倾角,将测量所得的 α 和横倾角 γ 代入式(13),就可以求解出发射平台起竖后在射击方向的倾角,即俯仰角。

4 结束语

在某两型飞行器试验中,我们采用上述测量计算方法,以发射平台射向标定的几组数据为基础,在经纬仪(象限仪)测量误差、钢卷尺测距误差都取极限的情况下,计算出发射方位角、初始姿态角的最大偏差为 $4''$,足以满足试验任务测量误差不大于 $6'$ 的要求。用该测量计算方法得出的参数值,用于飞行器参数装订,代替以往装载的模糊数据,填补了此处的测量空白。此方法适用于各种发射平台的射向和姿态角的测量,不同的平台稍做调整即可应用。若需进一步提高测量的准确度,还应充分考虑发射点、方位标点以及标定点的大地测量误差,坐标转换误差,发射平台支架本身形位公差、标定刻线安装偏差、俯仰角测量平台的平整度以及发射平台支架标定刻线与发射平台轴线之间的同轴度偏差等因素。

参考文献

- [1] 赵育善,吴斌.导弹引论.西北工业大学出版社,西安:2000.
- [2] 鲁培耿,隋景辉.海军装备试验常用词典.国防工业出版社,2007.

三轴相交度的一种测量方法

王明元 杨连春 余海盛 张 新
(九江精密测试技术研究所,江西九江 332000)

摘 要 介绍一种通过激光跟踪仪测量三轴转台三轴相交度的测量方法。该测量方法是利用激光跟踪仪测量出转台内、中、外框上两固定点(靶镜座位置)绕其回转轴线运动时一些位置点的空间坐标,拟合这些点从而构造出两个圆及其圆心,再由两个圆心构造出一条回转轴线。这样,将三轴转台的三条回转轴线构造出来以后就可计算出三条回转轴线两两之间的距离,根据三条回转轴线两两之间的距离就能求出三轴转台的三轴相交度。

关键词 三轴转台 相交度 激光测量

A three-axis Intersecting Degree Measurement

WANG Ming-yuan YANG Lian-chun YU Hai-sheng ZHANG Xin
(Jiujiang Institute of Precision Measurement and Testing Technology, Jiujiang 332000)

Abstract A measurement method of three-axis turntable's axis intersecting degree is described. The measurement method is the use of laser tracker to measure the turntable, the two fixed points on the frame (the target mirror seat position) around the rotation axis of movement of some of the space coordinates of the point where the fit of these points to construct two circles and its center, and then construct a circle by the two rotary axes. Thus, the rotation axis of the three-axis turntable constructed after three rotary as can be calculated the distance between each, according to three rotary as the distance between any two three-axis can be calculated intersection degree of three-axis turntable.

Key words Three-axis table Intersection Laser measurement

1 引 言

在三轴转台(惯性技术测试设备)研制过程中,有一项三轴相交度的技术指标要求。一般情况下,三轴相交度要求为 $\Phi 0.5\text{mm}$ 的球内。国军标GJB1801-93《惯性技术测试设备试验方法》中没有规定此项指标的检测方法。因此,国内三轴转台的研制单位对三轴相交度的检测方法也进行了一些

研究,对不同结构形式的三轴转台的三轴相交度提出了一些检测方法。但这些检测方法实现比较困难,测量效率较低,测量准确度难以保证。因此,在三轴转台的研制中,三轴相交度的指标要求有些是由加工工艺来保证的,特别是中框和内框为长方形结构的三轴转台的三轴相交度是由加工装配来保证的,没有进行实测。近年来,在精密制造、装配及检测等工业测量和精密工程测量领域,激光跟踪仪

以其测量速度快、准确度高、测量范围大的优点得到了广泛应用。其基本原理是极坐标法,通过测量目标的水平角、垂直角及斜距,建立以测站为中心的极坐标系。斜距利用激光干涉原理测量,在跟踪头中有一个位置敏感探测器(PSD),可以测出激光束的位置变化量,通过软件精确计算并反馈给伺服马达控制跟踪头的转动,从而实现跟踪测量。本文以三轴转台的三轴相交度要求为 $\Phi 0.5 \text{ mm}$ 为例,介绍利用激光跟踪仪测量三轴相交度的一种测量方法。

2 测量原理

回转轴线是指回转物体在某个瞬间绕其转动、且与回转物体固定在一起的一根线段。本文介绍的是一种简便测量三轴相交度的方法。利用激光跟踪仪测量出转台各框架上两固定点(靶镜座位置)绕其回转轴线转动时一些位置的点空间坐标,拟合这些点即可构造出两个圆和其圆心,由两个圆心可构造出一条回转轴线。将三轴转台的三条回转轴线构造出来以后就可计算出三条回转轴线两两之间的距离,根据三条回转轴线两两之间的距离就能求出三轴转台的三轴相交度(外框回转轴线与中框回转轴线的距离 L_1 、中框回转轴线与内框回转轴线的距离 L_2 、外框回转轴线与内框回转轴线的距离 L_3)。根据三条回转轴线两两之间的距离就能求出三轴转台的三轴相交度

$$L = \sqrt{L_1^2 + L_2^2 + L_3^2}$$

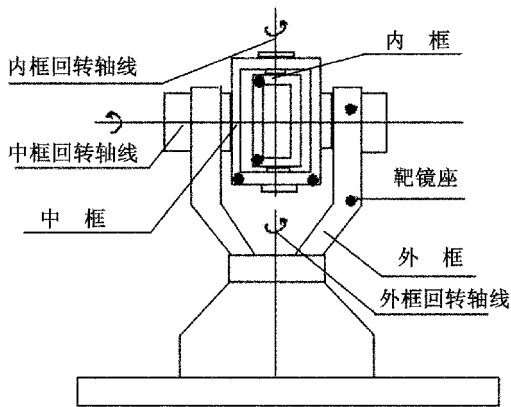


图1 靶镜座安装示意图,黑点为靶镜座安装位置图

3 测量方法

调整三轴转台的三个可调垫铁,使三轴转台外框回转轴线基本处于铅垂状态。用热熔胶枪将激光跟踪仪的靶镜座分别固定到内框框架两端、中框框架两端、外框框架两端,如图1所示。在三轴转台的前方约5m处放置激光跟踪仪,待激光跟踪仪预热完成后,即可开始测量。激光跟踪仪的示意图如图2所示。

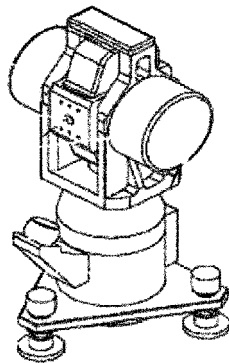


图2 激光跟踪仪示意图

3.1 构造内框回转轴线

将转台中框和外框固定,并使内框大致处于铅垂状态。将激光跟踪仪靶镜引至内框放置好的靶镜座上,转动内框由激光跟踪仪静态测量6个位置点(实测时测了6个位置,测量位置点数也可根据实际测量情况适当增加,但要保证转动的范围内不挡光)的空间位置坐标值,由激光跟踪仪分析计算软件根据6个点构造出一个圆(实测圆的半径为387.654 3mm,圆度为0.004 7mm),并自动生成了圆心 A_1 ;然后将靶镜放到内框另一靶镜座上,再转动内框6个位置点,测量6个位置点的空间位置坐标值,根据6个点构造出第二个圆(实测圆的半径为375.564 7mm,圆度为0.004 3mm),并自动生成了圆心 A_2 ;根据两圆心 A_1, A_2 构造出一直线,该直线即为内框回转轴线。

3.2 构造中框回转轴线

将转台的外框固定,将激光跟踪仪靶镜引至中框放置好的靶镜座上,测得中框一端6个位置点的坐标值,根据6个点构造出一个圆(实测圆的半径为431.231 4mm,圆度为0.011 6mm),并自动生成了圆心 B_1 ;然后将靶镜放到中框另一靶镜座上,再转动中框6个位置点,测量6个位置点的空间位置坐

标值,根据6个点构造出第二个圆(实测圆的半径为423.423 1mm,圆度0.010 8mm),并自动生成了圆心 B_2 ;根据两圆心 B_1, B_2 构造出一直线,该直线即为中框回转轴线。

3.3 构造外框回转轴线

同样方法,将激光跟踪仪靶镜引至外框放置好的靶镜座上,测得外框一端6个位置点的坐标值,根据6个点构造出一个圆(实测圆的半径为706.543 6mm,圆度为0.007 8mm),并自动生成了圆心 C_1 ;然后将靶镜放到中框另一靶镜座上,再转动中框6个位置点,测量6个位置点的空间位置坐标值,根据6个点构造出第二个圆(实测圆的半径为715.532 6mm,圆度为0.008 1mm),并自动生成了圆心 C_2 ;根据两圆心 C_1, C_2 构造出一直线,该直线即为外框回转轴线。

3.4 计算三条回转轴线互相之间的距离

由激光跟踪仪分析计算软件构造出一条与外框回转轴线和中框回转轴线相互垂直的直线,查看这条直线的长度就是外框回转轴线与中框回转轴线的距离 L_1 ,实测 $L_1 = 0.037\ 8\text{mm}$;用同样方法,测得中框回转轴线与内框回转轴线的距离 $L_2 = 0.064\ 5\text{mm}$;外框回转轴线与内框回转轴线的距离 $L_3 = 0.053\ 2\text{mm}$ 。

那么,三轴转台的三轴相交度为

$$L = \sqrt{L_1^2 + L_2^2 + L_3^2} = \sqrt{0.037\ 8^2 + 0.064\ 5^2 + 0.053\ 2^2} \approx 0.09(\text{mm})$$

4 测量不确定度评定

该三轴相交度测量方法的不确定度主要影响量有激光跟踪仪的测量不确定度和三轴转台回转轴线的变动量。

4.1 激光跟踪仪测量不确定度的来源

4.1.1 外界环境

外界环境包括温度变化、温度梯度、大气抖动、外界振动、仪器支架和被测物的稳定性等。不同环境条件下得到的测量结果会不相同,因此在测量中要严格控制。

4.1.2 仪器

仪器本身由很多电子元件组成,它们的散热会导致仪器结构随时间而产生细微变化。而且激光频率也会随时间发生漂移,在刚开机预热后的一段时间内非常明显。激光跟踪仪包括两个度盘及各种反射光路组成的测角系统、激光干涉测距系统及各种复杂的马达、反馈系统。仪器的加工装配误差、运输及外界环境的变化都会造成光路的改变及轴系关系的变化,影响仪器的性能。测量前需要通过仪器特定的校准步骤进行校准。

4.1.3 操作的影响

仪器的操作,应能够根据测量任务的具体情况,选择合适的方案,并采取措施使得仪器自身及外界因素对测量结果的影响最小。

因此,测量时需对影响测量不确定度的因数进行控制,即要在满足仪器的使用条件要求时才开始测量。我们测量所使用的激光跟踪仪为API T3型,其主要的技术指标为:三维空间测量不确定度:静态 $5 \times 10^{-6} (5\mu\text{m}/\text{m})$ 。

由于测量是在静态模式下进行,因此激光跟踪仪在5m处的空间静态测量不确定度约为 $u_1 = 0.025\text{mm}$ 。

4.2 三轴转台回转轴线变动量的影响

三轴转台的三条回转轴线在空间位置不是唯一不变的,它与支撑轴承的准确度,转台轴的刚度等有关。可从激光跟踪仪的测量点构造出来圆的圆度看出其变动量,实测内框回转轴线变动量: $u_2 = 0.005\text{mm}$;中框回转轴线变动量 $u_3 = 0.012\text{mm}$;外框回转轴线变动量 $u_4 = 0.008\text{mm}$ 。

这样,用激光跟踪仪测量三轴转台三轴相交度的标准测量不确定度约为

$$u_c = \sqrt{u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + u_4^2} = \sqrt{0.025^2 + 0.005^2 + 0.012^2 + 0.008^2} \approx 0.03(\text{mm})$$

$$U = k u_c = 0.06 \quad (k=2)$$

5 结束语

从上述测量方法可以看出,该方法能很方便地实现三轴相交度的测量。且从测量不确定度评定来看,该测量方法足以满足测量的要求。

基于支持度的 MEMS 陀螺信息融合方法

张华强 赵 剡 陈 雨

(北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院,北京 100191)

摘 要 为了解决微机械电子系统(MEMS, micro electronic mechanical system) 惯性器件测量准确度低、噪声大、长时间单独使用导航误差积累大等缺点,提出了一种 MEMS 陀螺阵列结构设计,在完成微型惯性测量单元(MIMU, micro inertial measurement unit)的标定后,采用基于支持度的信息融合方法对陀螺阵列输出进行信息融合。试验结果表明:该结构设计和信息融合方法能够有效的提高 MIMU 的测量准确度,具有一定的工程应用价值。

关键词 支持度 MEMS 陀螺 阵列结构 信息融合

Information Fusion of MEMS-gyro Based on Support Degree

ZHANG Hua-qiang ZHAO Yan CHEN Yu

(Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191)

Abstract The MEMS inertial components have some disadvantages such as low-accuracy and big-noise, which can't used for navigation alone because of accumulated error. In order to solve this problem, a MEMS-gyro array structure design is proposed. After the calibration of the MIMU, the information fusion algorithm based on support degree is used to deal with the data of the MEMS-gyro array. Experiment results show that this structure design and information fusion method can effectively improve the accuracy of the MIMU, which has some engineering application value.

Key words Support degree MEMS-gyro Array architecture Information fusion

1 引 言

基于 MEMS 惯性传感器组成的 MIMU 具有体积小、质量小、成本低、可靠性高等诸多优点,但存在准确度低、噪声大等缺点,单独使用长时间导航误差积累较大,甚至无法完成导航任务^[1]。因此,需要采取一些必要的措施以提高准确度。

文献[2]提出一种改进的 MEMS 陀螺静态误差

模型及标定方法,提高了陀螺使用准确度;文献[3]提出一种余度 MEMS-IMU/GPS 组合导航系统,采用改进平谈粒子滤波,有效的提高了系统性能;文献[4]提出一种基于 MEMS 器件的旋转调制式航姿参考系统,采用旋转调制技术,提高了系统测姿准确度。本文在现有研究基础上,根据 MEMS 陀螺的工作原理、结构、工艺和引起漂移的物理机制,对 MEMS 陀螺进行阵列结构设计,对陀螺输出数据采

用基于支持度的信息融合方法进行信息融合,有效的提高了 MIMU 系统的准确度。

2 MIMU 结构设计

目前,有两种在减小陀螺尺寸和降低成本的同时提高陀螺测量准确度的方法:一种是在设计 MEMS 陀螺时,采用某种连接方式将多个角速度敏感单元进行集成,再用统一的信号进行电路处理,如 Seokyu Kim 等在硅晶体上采用链接梁(linked-beam)结构方式^[5];另一种方法是将多个单独的 MEMS 陀螺组成阵列,通过多个传感器的信息融合技术实现优于单个传感器性能的目的,本文采用第二种方法。其设计为在三个相互正交的测量轴上各安装 4 个独立的 MEMS 陀螺,每根轴上的四个陀螺记为: G_a, G_b, G_c 和 G_d ,它们同时用于测量同一角速度,其结构示意图如图 1 所示。

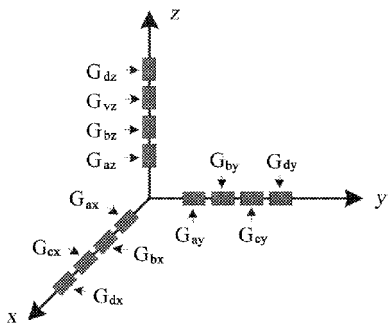


图 1 MEMS 陀螺阵列安装结构示意图

3 MEMS 陀螺测量模型

MEMS 陀螺误差主要由确定性误差和随机误差组成,前者主要指扰动误差(敏感物理模型中的参数变化)和环境敏感误差(敏感环境的干扰);后者指由不确定因素引起的随机漂移,主要包括偏差的不稳定性、速率随机游走和角随机游走等^[6],确定性误差可以通过标定环节进行补偿,所以这里主要考虑陀螺随机误差对测量的影响。

假设 n 个单自由度陀螺在测量真实角速度 ω 时的输出为

$$z_i = \omega + b_i + n_{ai} \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (1)$$

式中: z_i ——第 i 个陀螺实际输出角速率, rad/s; ω ——真实角速率, rad/s; b_i ——陀螺常值漂移, 是一个慢时

随机变量; n_{ai} ——陀螺角度随机游走(ARW)。

第 i 个陀螺常值漂移 b_i 的模型为

$$\dot{b}_i = n_{ri} \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (2)$$

式中: n_{ri} ——与一个 delta 相关的噪声过程,称之为速率随机游走(RRW)。

4 基于支持度的信息融合方法

4.1 支持度设计

由 n 个传感器组成的阵列,采用直接测量的方法,对静止或渐变参数 X 检测,即

$$z_i(k) = X + v_i(k) \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3)$$

式中: $z_i(k)$ ——第 i 个传感器在 k 时刻的观测值; X ——目标; $v_i(k)$ —— k 时刻的观测噪声,且 $E[v_i]$ 和 $D[v_i]$ 均未知。

如果 $z_i(k)$ 和 $z_j(k)$ 相差较大,表明这两个传感器的观测值相互支持度低,甚至相互背离;如果 $z_i(k)$ 和 $z_j(k)$ 很接近,表明这两个传感器的观测值相互支持度高。定义多传感器测得数据间的这种支持程度为支持度^[7]。

为量化各传感器同一时刻观测值的支持程度,引入指数衰减函数并构造支持度矩阵, k 时刻传感器 i 和传感器 j 观测值支持度为

$$r_{ij} = \exp(-\tau(z_i(k) - z_j(k))^2) \quad (4)$$

式中, τ ——可调参数。通过调节 τ 的大小,可以方便调节度量尺度。

由式(4)可得 k 时刻传感器间的支持度矩阵

$$R_n = \begin{bmatrix} 1 & r_{12} & \cdots & r_{1n} \\ r_{21} & 1 & \cdots & r_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{n1} & r_{n2} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

为了反映 z_i 被其它 $n - 1$ 个传感器观测值的综合支持程度,定义了一个综合支持度函数 s_i

$$s_i = \sum_{j=1, j \neq i}^n r_{ij} \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (6)$$

s_i 的大小反映了 z_i 被其它传感器综合支持程度的高低。

4.2 信息融合算法设计

定义 k 时刻第 i 个传感器观测值与其它 $n - 1$ 个

传感器观测值一致性度量为

$$\xi_i(k) = \frac{s_i}{n-1} \quad i = 1, 2, \cdots, n \quad (7)$$

式中,很显然 $0 < \xi_i(k) \leq 1$ 。

式(4)中 r_{ij} 反映了在某个观测时刻两个传感器观测值的接近程度;式(7)中 $\xi_i(k)$ 反映了在某个观测时刻,第 i 个传感器的观测值与其它传感器观测值的接近程度。

考虑到在某观测时刻,第 i 个传感器的一致性度量 $\xi_i(k)$ 虽然很大,但并不能说明在整个观测区间上此传感器的可靠性高,传感器的可靠性是通过所有观测时刻的一致性度量表现出来的。因此,在进行信息融合时,除了考虑观测的一致性,也要考虑传感器的稳定性。

在 k 时刻,第 i 个传感器观测一致性均值为

$$\bar{\xi}_i(k) = \begin{cases} \xi_i(1) & k = 1 \\ k-1 \bar{\xi}_i(k-1) + \frac{1}{k} \xi_i(k) & k > 1 \end{cases} \quad (8)$$

在 k 时刻,第 i 个传感器观测一致性方差为

$$\sigma_i^2(k) = \begin{cases} 0 & k = 1 \\ \frac{k-1}{k} \sigma_i^2(k-1) + \frac{1}{k} (\bar{\xi}_i(k) - \xi_i(k))^2 & k > 1 \end{cases} \quad (9)$$

定义 k 时刻第 i 个传感器观测值的加权系数为

$$\mu_i(k) = \frac{\bar{\xi}_i(k)}{0.1 + \lambda \sigma_i^2(k)} \quad i = 1, 2, \cdots, n \quad (10)$$

式中: λ ——可调参数,通过调节该值可以改变 $\sigma_i^2(k)$ 对权系数影响程度。最终得 $X(k)$ 的融合估计为

$$\hat{X}(k) = \frac{\sum_{i=1}^n [\mu_i(k) z_i(k)]}{\sum_{i=1}^n \mu_i(k)}, \quad i = 1, 2, \cdots, n \quad (11)$$

5 试验验证

5.1 试验条件

以 x 轴方向四个 MEMS 陀螺的输出为例进行信息融合

研究。 x 轴方向四个 MEMS 陀螺主要指标如表 1 所示。四个陀螺输出数据为标定补偿后的数据,陀螺 G_a 、 G_b 和 G_d 工作正常,陀螺 G_c 测量误差较大。静止状态下采集数据时间为 50s,因地球自转角速率很小,故在此不做考虑。 τ 取值为 1 000, λ 取值为 0.1。

表 1 陀螺主要性能指标

参数	数值
量程	$\pm 150^\circ/\text{s}$
零偏	$0.08^\circ/\text{s}$
零偏稳定性 (1σ)	$0.01^\circ/\text{s}$
零偏重复性 (1σ)	$0.05^\circ/\text{s}$
输出频率	50Hz

5.2 试验结果及分析

按照 5.1 节试验条件对四个陀螺输出角速率进行数据采集如图 2 所示。从图 2 可以看出在 50s 的时间内陀螺 G_a 、 G_b 和 G_d 工作正常,具有稳定可靠的数据输出;陀螺 G_c 具有较大的误差。

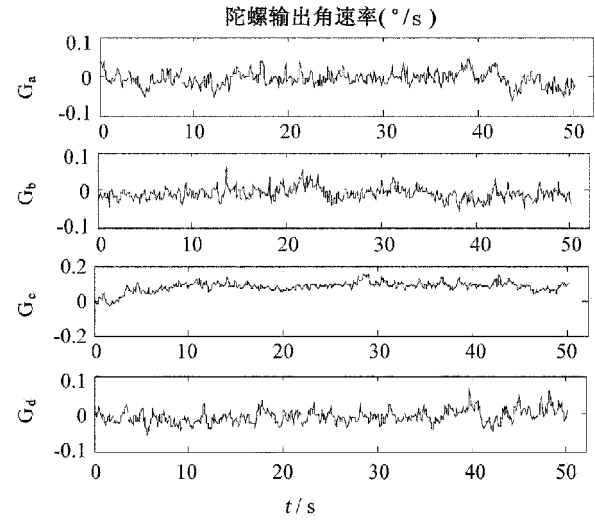


图 2 x 轴四个陀螺输出角速率图

按照本文方法对四个陀螺输出进行信息融合,根据 4.2 节推导分析可得各陀螺信息融合权系数如图 3 所示,图中可以看出因陀螺 G_c 误差大,故其权系数小,和期望结果相符。

最后,本文对利用基于支持度的信息融合方法和利用平均值法两种方法的融合结果进行比较,结果如图 4 所示,从图中可以看出基于支持度的信息融合方法具有更高的准确度和稳定性。表 2 为四个

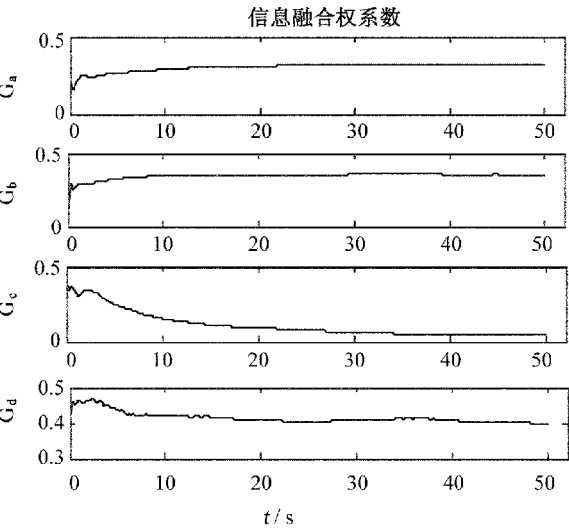


图 3 四个陀螺信息融合权系数图

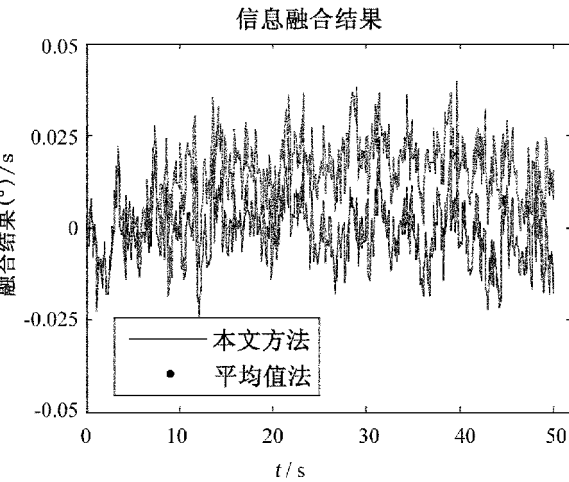


图 4 陀螺信息融合结果图

表 2 陀螺输出及信息融合结果统计表

参数	均值	均方差
陀螺 G_a	-0.006 6	0.017 7
陀螺 G_b	-0.009 5	0.016 5
陀螺 G_c	0.081 8	0.029 6
陀螺 G_d	-0.007 5	0.018 3
平均值法	0.014 5	0.010 2
本文方法	-0.001 5	0.008 6

陀螺在 50s 时间内输出数据的均值和均方差以及采用基于支持度的信息融合方法和基于平均值法的信息融合方法进行数据融合后的均值和均方差。从统计结果可以看出,基于支持度的信息融合方法具有更高的信息融合准确度和可靠性。

6 结束语

为解决 MEMS 陀螺单独使用准确度低、噪声大,无法实现长时间导航的问题,提出一种 MEMS 陀螺阵列结构设计,采用基于支持度的信息融合方法进行信息融合。该方法综合利用一致性度量序列的均值和方差来构造加权系数,对各时刻观测值进行融合。由于充分利用了传感器在整个观测区间内所蕴涵的传感器一致性和可靠性信息,因而具有较好的融合效果。最后,通过试验验证了此信息融合方法的有效性。

参考文献

[1] 赵岩,程烘炳,吴训忠等. 基于 MEMS 的低成本 SINS/GPS 组合导航系统研究[J].传感器与微系统,2011,30(8):18~22.

[2] 李建利,房建成. 改进的 MEMS 陀螺静态误差模型及标定方法[J].宇航学报,2007,28(6):1 614~1 618.

[3] 华冰,刘建业,李荣冰等. 余度 MEMS-IMU/GPS 组合导航系统[J].南京航空航天大学学报,2007,39(5):570~576.

[4] 徐烨烽,吕妍红,仇海涛. 基于 MEMS 器件的旋转调制式航姿参考系统设计[J].北京航空航天大学学报,2010,36(11):1 343~1 348.

[5] Seokyu Kim, Byeungleul Lee, Joonyeop Lee, et. al. A GYROSCOPE ARRAY WITH LINKED-BEAM STRUCTURE[J].Micro Electro Mechanical Systems, 2001:30~33.

[6] 张鹏. 微机械陀螺的高精度“虚拟”实现方法研究[D].西北工业大学,2000.

[7] 杨宝强,孙勇,徐明. 基于支持度的多传感器信息融合算法[J].空军工程大学学报,2007,8(2):33~36.

塞式热流传感器影响因素的分析计算

张晓菲 王文革

(北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

摘 要 介绍了塞式热流传感器的结构及测量原理。针对传感器敏感元件的形状尺寸,隔热层材料的导热系数、比热容以及两种材料的表面发射率等一系列影响测量结果的因素,利用 Fluent 软件对各种模型进行了传热仿真,分析了各种因素对测量结果的影响,为传感器的研制提供依据和指导。

关键词 热流传感器 软件 数值模拟

Analysis and Calculation of Influencing Factors on Slug-Type Heat Flux Sensor

ZHANG Xiao-fei WANG Wen-ge

(Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076)

Abstract The structure and measurement principle of slug-type heat flux sensor are introduced. For a series of factors affecting the measurement results, such as the shape and size of the sensitive component of the sensor, the thermal conductivity and thermal capacitance of the heat insulation layer and the surface emissivity of the two materials Etc., the heat transfer simulation to various models is conducted by Fluent software and the affections of different factors to the measurement results are analyzed. It can provide a reference and guidance for the development of the heat flux sensors.

Key words Heat flux sensor Software Numerical simulation

1 引 言

传统圆箔式热流传感器具有小的热惯性和较好的稳定性,但康铜箔片的厚度和紫铜热沉体的孔径大小限制了热流传感器的测量上限。热阻式原理热流传感器在测量上限较高时需要通水冷却,这又给测量带来不便。塞式热流传感器又叫金属块式热流传感器,其测量原理是利用传感器敏感元件接受热

流后引起的温度随时间的变化率来测量热流密度。与传统热流传感器相比,它测量上限较高,不需要水冷,而且成本低,结构简单,经久耐用,更适用于宇航和火箭导弹研究中测量瞬态变化的热流量及其它具有特殊要求的场合。

本文介绍了塞式热流传感器的基本结构及测量原理,利用热分析软件对其进行建模仿真,分析了各种因素对测量结果的影响,从而为传感器的研制提

供理论依据和指导。

2 塞式热流传感器的结构及测量原理

塞式热流传感器由一个端面中心焊有热电偶的金属柱体组成,金属柱体侧面及焊有热电偶的端面由隔热层包覆,结构如图 1 所示。

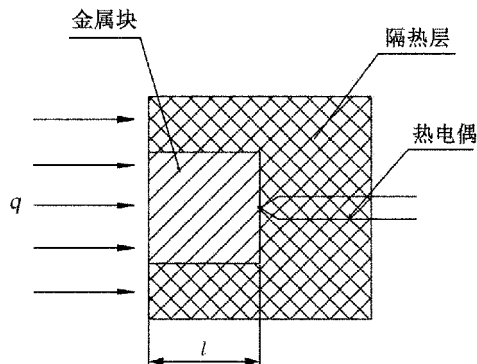


图 1 塞式热流传感器结构示意图

当金属块前端面接受入射热流时,只要保证金属块单向受热,四周及背面没有热损失,即在满足金属块一维导热的前提下,通过热电偶测量金属块后端面的温升率,则可由能量平衡关系得到入射热流密度

$$q = \rho Cl \frac{dT}{dt} \quad (1)$$

式中: q ——入射热流密度, W/m^2 ; ρ ——金属块密度, kg/m^3 ; C ——金属块比热, $J/(kg \cdot ^\circ C)$; l ——金属块长度, m ; T ——金属块后端面温度, $^\circ C$; t ——时间, s 。

其中,金属块材料的选择要考虑几个因素。当热流传感器前表面突然暴露于高热流中时,最初的传热方式是热传导。当金属块表面达到熔点温度开始熔化时,热流的热传导方式逐步减弱,大部分能量储存于自由相变中。在这种情况下,入射热流和后端面温度的关系变得非常复杂。因此,其熔点温度是一个限制性参数,必须防止材料熔化,以保证传感器的完整性,并使入射热流和金属块后端面温度保持简单的关系。达到熔点所需要的时间 Δt_{mp} 由以下公式获得

$$\Delta t_{mp} = \frac{\pi k \rho C T_{mp}^2}{4q^2} \quad (2)$$

式中: k ——金属块导热系数, $W/m \cdot K$; ρ ——金属块密度, kg/m^3 ; C ——金属块比热, $J/(kg \cdot ^\circ C)$; T_{mp} ——金属块熔点, $^\circ C$; q ——入射热流密度, W/m^2 。

如果 Δt_{mp} 比金属块暴露于热流中的时间长,金属就不会熔化。显然,为了尽量避免熔化现象,要选择 k 、 ρ 、 C 和 T_{mp} 值较高的材料。同时,大的导热系数可以缩短测量响应时间,这与上述选材要求相吻合。经分析可得,制作塞块的最好材料是金刚石,但其本身及加工成本很高,钨排第二,但很难获得且成本也较高。综合考虑,我们选择紫铜,它成本相对较低,易于加工,材料易获取。

用于测量后端面温度的热电偶选用 K 型热电偶。K 型热电偶线性度好,热电动势较大,灵敏度高,稳定性较好,复现性较好,高温下抗氧化能力强。

隔热层除了对敏感元件铜柱起到支撑作用外,更是对避免铜柱向外散热起到重要作用。只有保证铜柱四周及后端面没有热损失,即把铜柱侧面及后端面与外部之间的传热量降到最小,才能保证其近似接近一维导热。因此,外层隔热材料应选取导热系数低、耐高温、耐冲刷的烧蚀材料。另外,要考虑其加工性能及强度等。

3 测量影响因素的数值分析

由上述测量原理可知,传感器敏感元件紫铜柱的尺寸,隔热层材料的导热系数、比热容及传感器受热表面的发射率等一系列因素都对测量结果有所影响。本节通过利用 Fluent 软件进行计算和描述,分析了各种因素对测量结果的影响,从而为传感器的研制提供理论依据和指导。

3.1 铜柱尺寸的影响

为提高传感器的响应速度,铜柱长度应尽量短,铜柱较小的长径比也更能满足测量原理中铜柱一维导热的假设条件,但这同时受到被测热流场均匀性的制约。

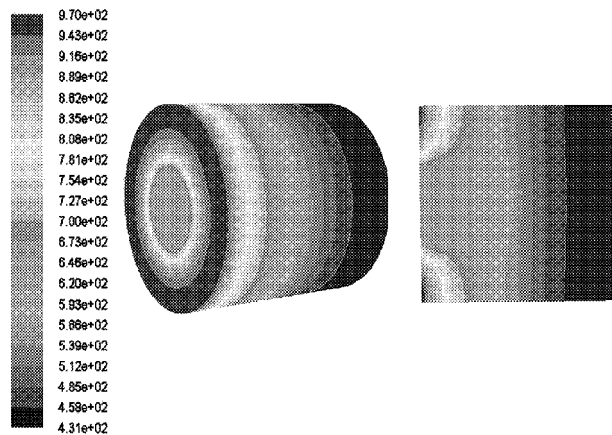
在 Fluent 自带的前处理软件 Gambit 中创建紫铜柱的物理模型,为便于比较,分别创建①直径 $\varphi =$

10mm, 长度 $l = 10\text{mm}$; ② 直径 $\varphi = 10\text{mm}$, 长度 $l = 5\text{mm}$; ③ 直径 $\varphi = 10\text{mm}$, 长度 $l = 1\text{mm}$ 共三种模型, 分别划分适当网格并确定各自边界条件。紫铜柱的前端面接受热流 $q = 100\text{W}/\text{cm}^2$, 其它壁面设置为绝热条件。

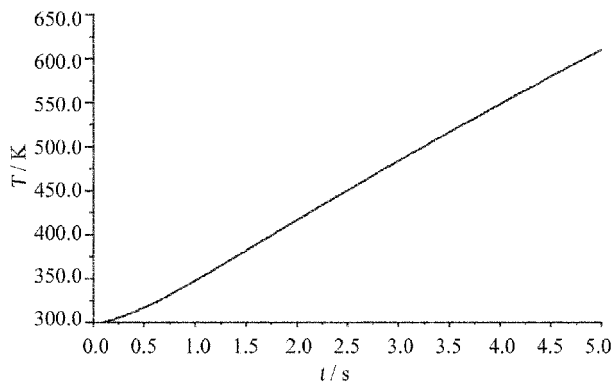
计算结果表明, 截面直径均为 10mm 的模型, 长度为 10mm 的铜柱接受热流 $q = 100\text{W}/\text{cm}^2$ 的响应时间约为 0.6s, 而长度为 5mm 的响应时间约为 0.2s, 长度为 1mm 的响应时间可达 0.01s。据此可以看出, 铜柱响应时间与铜柱长度的平方基本成正比。

3.2 隔热层导热系数的影响

由于测量原理中要求铜柱表面没有热损失, 理论上应把铜柱表面设计为绝热状态, 因此隔热层的导热系数会对测量结果产生一定影响。



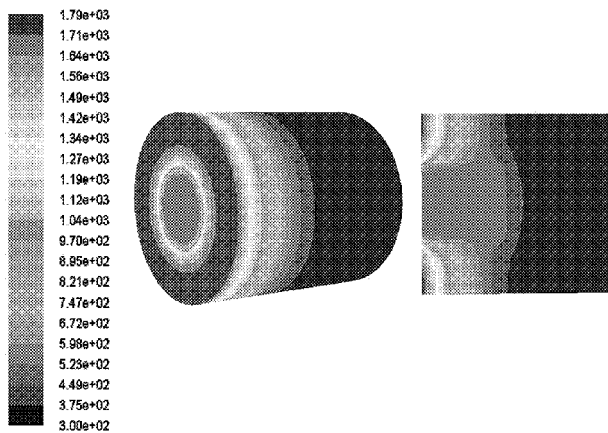
(a) $t = 5\text{s}$ 时传感器表面及纵剖面温度分布



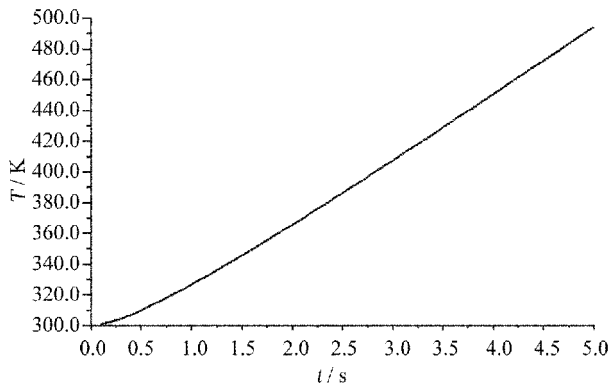
(b) 5s 时间内铜柱后端面中心温升曲线

图 2 隔热层导热系数 $\lambda = 10\text{W}/\text{m}\cdot\text{K}$ 的传感器温度分布云图及监测点温升曲线图

创建铜柱外层包覆有隔热层的模型, 铜柱直径 $\varphi = 10\text{mm}$, 长度 $l = 10\text{mm}$, 隔热层直径 $\varphi = 25\text{mm}$, 长度 $l = 25\text{mm}$, 设置隔热层材料的物理性质: 密度 $\rho = 330\text{kg}/\text{m}^3$, 比热 $C = 900\text{J}/\text{kg}\cdot^\circ\text{C}$, 前端面发射率 $\varepsilon = 0.8$, 铜块前端面发射率 $\varepsilon = 0.9$, 外部辐射温度 $T = 2000\text{K}$, 模型初始温度 $T_0 = 300\text{K}$ 。不考虑隔热层外部与环境的对流和辐射换热, 在其他参数及边界条件保持不变的情况下, 只改变隔热层导热系数。图 2 和图 3 分别表示隔热层导热系数 $\lambda = 10\text{W}/\text{m}\cdot\text{K}$ 及 $\lambda = 1\text{W}/\text{m}\cdot\text{K}$ 在 $t = 5\text{s}$ 时传感器温度分布云图及监测点温升曲线。



(a) $t = 5\text{s}$ 时传感器表面及纵剖面温度分布



(b) 5s 时间内铜柱后端面中心温升曲线

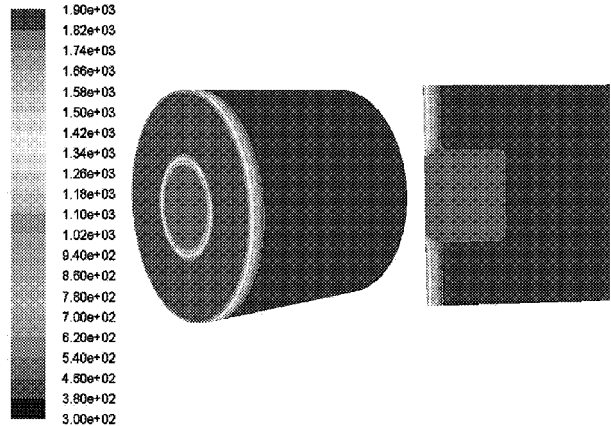
图 3 隔热层导热系数 $\lambda = 1\text{W}/\text{m}\cdot\text{K}$ 的传感器温度分布云图及监测点温升曲线图

计算结果表明, 隔热层导热系数为 $10\text{W}/\text{m}\cdot\text{K}$ 时, 铜块最大温升率可达到 $69^\circ\text{C}/\text{s}$, 而导热系数依次减小为 $1\text{W}/\text{m}\cdot\text{K}$, $0.1\text{W}/\text{m}\cdot\text{K}$, $0.01\text{W}/\text{m}\cdot\text{K}$ 时, 铜块最大温升率分别为 $43^\circ\text{C}/\text{s}$, $24^\circ\text{C}/\text{s}$, $21^\circ\text{C}/\text{s}$ 。由此

可以看出,在隔热层比热容较小的条件下,导热系数越大,隔热层传给铜柱的热量越多。但是,这一规律会随隔热层比热容的变化有所改变。

3.3 隔热层热容的影响

隔热层热容越小,其自身温度变化对紫铜柱接收热量所带来的影响越小,但是如果隔热层热容过小,其接受热流的端面对铜柱的影响将不容忽略。在隔热层其他参数及边界条件保持不变的情况下($\lambda=0.1\text{W/m}\cdot\text{K}$),只改变其比热值。图 4 和图 5 分别表示隔热层比热 $C=3\,000\text{J/kg}\cdot^\circ\text{C}$ 及 $C=1\,000\text{J/kg}\cdot^\circ\text{C}$ 在 $t=5\text{s}$ 时传感器温度分布云图及监测点温升曲线。



(a) $t=5\text{s}$ 时传感器表面及纵剖面温度分布

(b) 5s 时间内铜柱后端面中心温升曲线

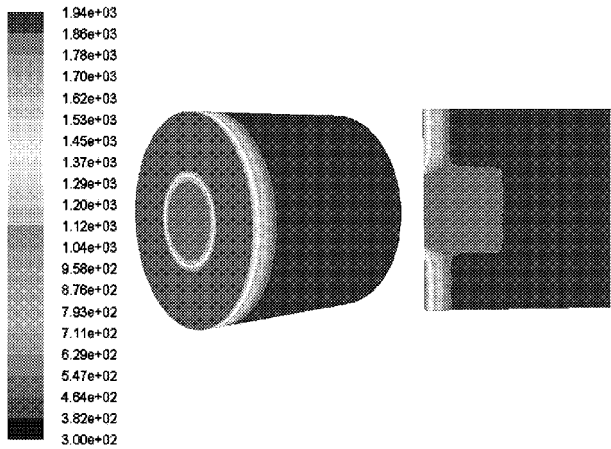
图 4 隔热层比热 $C=3\,000\text{J/kg}\cdot^\circ\text{C}$ 的传感器温度分布云图及监测点温升曲线图

计算结果表明,隔热层的比热为 $3\,000\text{J/kg}\cdot^\circ\text{C}$, $1\,000\text{J/kg}\cdot^\circ\text{C}$ 时,其温升速度分别为 22°C/s , 24°C/s 。隔热层比热对测量产生影响,其本质是隔热层的

热容对其与被测热流和铜块之间的热量交换同时有所影响。

3.4 表面发射率的影响

由于测量原理中要求被测热量全部被铜柱吸收,而铜柱前表面发射率不可能达到 1。另外,隔热层受热表面也会接受热量,通过热传导方式传给铜柱。因此,有必要分析两种材料受热表面发射率对测量的影响。



(a) $t=5\text{s}$ 时传感器表面及纵剖面温度分布

(b) 5s 时间内铜柱后端面中心温升曲线

图 5 隔热层比热 $C=1\,000\text{J/kg}\cdot^\circ\text{C}$ 的传感器温度分布云图及监测点温升曲线图

在其它参数及边界条件保持不变的情况下(隔热层 $\rho=330\text{kg/m}^3$, $C=1\,000\text{J/kg}\cdot^\circ\text{C}$, $\lambda=0.1\text{W/m}\cdot\text{K}$),只改变两个参数进行如下对比:(1)将铜柱前表面发射率设置为 $\varepsilon_1=1$,隔热层前表面发射率分别设置为 $\varepsilon_2=0.3,0$ 。则铜柱后端面中心最大温升速率分别为 25.9°C/s , 23.4°C/s 。(2)将隔热层前表面发射率设置为 $\varepsilon_2=0$,铜柱前表面发

射率分别设置为 $\varepsilon_1 = 0.9, 0.5$ 。则铜柱后端面中心最大温升速率分别为 $21^\circ\text{C}/\text{s}, 11.6^\circ\text{C}/\text{s}$ 。计算结果表明,隔热层前表面发射率越大,其吸收热量越多,传给铜块的热量也就越多,从而会使测量结果偏高。同理,铜柱表面发射率越小,吸收的热量越少,会使测量结果偏低。

4 结束语

综合上述数值模拟计算结果及分析可以得出,传感器响应时间与铜柱长度的平方基本成正比。要提高传感器响应速度,应尽量缩短铜柱长度。考虑到隔热层存在一定的导热系数,为了减少铜柱与隔热层之间的热量交换,应使隔热层导热系数尽量小。此外,为了使热量尽可能多的被铜柱吸收,要提高铜柱前表面的发射率,可以在其前端表面上开成同心圆锯齿形槽,并涂以碳黑,以便更好地吸收辐射热流。同时,在隔热层受热表面贴附抛光的金属箔以降低其表面发射率,进而减小其对热量的吸收。

本文利用热分析软件对塞式热流传感器进行建模仿真,分析了各种因素对测量结果的影响,从

而为传感器的研制提供了依据和指导。但是,由于软件本身存在一定误差,创建模型时网格的划分及计算过程中计算模型及时间步长的选取等可能会对计算结果产生影响,因此,计算方案还需进一步完善。

参考文献

- [1] 国防科工委科技与质量司组织编写.热学计量,原子能出版社.北京:2002.
- [2] Esposito A.De Rosa F.A New Concept of Heat-Flux Probe for the Scirocco Plasma Wind Tunnel.AIAA 2009-7445.
- [3] 杨世铭,陶文铨.传热学(第三版).北京:高等教育出版社,1998.
- [4] 韩占忠,王敬,兰小平.FLUENT-流体工程仿真计算实例与应用.北京理工大学出版社,2004.
- [5] 韩鹏,叶晓虎,陈熙.高热流密度量热探针的设计与实验.燃烧科学与技术,1999(5).
- [6] Mark Hightower T.Ricardo A.Olivares;Daniel Philippidis. Thermal Capacitance (Slug) Calorimeter Theory Including Heat Losses and Other Decaying Processes.September 2008, Ames Research Center.

(上接第 29 页)

计算的有效烧蚀焓数据可以快速、有效评价 CF/S-157PF 复合材料的烧蚀性能。

参考文献

- [1] Nevin K H,Carrol F C. Feasibility of standard evaluation procedures for ablation materials.NASA CR-379, 1966;5

~17.

- [2] 张志成.高超声速气动热和热防护[M].北京:国防工业出版社,2003.
- [3] 刘德瑛,王岳广,张友华,等.碳/酚醛复合材料烧蚀性能的实验研究[J].宇航材料工艺,2004(1):59~61.
- [4] 赵选民,徐伟,师义民等.数理统计[M].北京:科学出版社,2002.

复合材料有效烧蚀焓计算模型实验研究

周燕萍 魏莉萍 郑会保 刘运传 孟祥艳 王雪蓉 李峙澂

(山东非金属材料研究所, 济南 250031)

摘要 通过对 CF/S-157PF 复合材料进行氧-乙炔烧蚀试验研究,得到了烧蚀试验中的重要表征参数即有效烧蚀焓,并利用多元线性回归方法,拟合得到了该参数与热流密度和烧蚀时间的数学模型,即 $H_{\text{eff}} = 0.0163 \cdot q^{0.8715} \cdot t^{0.1913}$ 。经检验,该回归模型适用性较好,预测准确度较高,为复合材料该项性能的评估建立了快速、有效、可靠的试验方法。

关键词 复合材料 燃烧 焓 多元回归 数学模型

Experimental Research of Calculate Model on the Effective Enthalpies of Ablation of Composite

ZHOU Yan-ping WEI Li-ping ZHENG Hui-bao LIU Yun-chuan MENG Xiang-yan
WANG Xue-rong LI Shi-cheng

(Shandong Non-metallic Materials Institute, Jinan 250031)

Abstract The important characteristic parameter, namely the effective enthalpies of ablation, was obtained by the research on CF/S-157PF composite under oxyacetylene flame test conditions. And using multiple linear regression, the mathematic model between the effective enthalpies of ablation, the two major factors, namely the heat flux density and ablation time is as follows: $H_{\text{eff}} = 0.0163 \cdot q^{0.8715} \cdot t^{0.1913}$. Being verified, the regression model is very applicable and the forecast accuracy is much better. So the erosion properties of CF/S-157PF composite can be evaluated rapidly, effectively and accurately in the oxyacetylene flame test.

Key words Composite Flame Enthalpy Multiple regression Mathematic model

1 引言

烧蚀复合材料的防热机理主要是在加热过程中依靠材料自身质量的损失来吸收热量,从而阻止热量向内部继续传递。因此,一种烧蚀性能良好的材料,应有较高的质量损失吸热量。有效烧蚀焓是衡量材料烧蚀性能的重要参数,定义为在烧蚀温度下,

材料表面无烧蚀的热流密度与材料单位面积总质量烧蚀率之比,代表单位面积上单位质量的烧蚀材料阻挡或吸收的热量^[1]。由有效烧蚀焓的定义可以看出该物理量可以很好的表征材料在烧蚀过程中的吸热量,从而表征烧蚀性能。本文应用氧-乙炔烧蚀试验,得到一系列有效烧蚀焓数据,利用多元线性回归方法,拟合得到了有效烧蚀焓与重要试验参数

即热流密度和烧蚀时间的数学关系式,为材料烧蚀性能的评价建立了快速、有效、可靠的表征方法。

2 实验部分

2.1 实验仪器

YS-IV型氧-乙炔烧蚀试验机:陕西电器研究所;
电子天平:BS223S,赛多利斯。

2.2 试样制备

2.2.1 原材料

碳纤维(CF):T700,12k,日本东丽公司。
S-157 酚醛树脂:山东非金属材料研究所。

2.2.2 制备方法

将 S-157 酚醛树脂基体和增强材料碳纤维按一定的质量比制成预浸料,晾置一定时间,经鼓风烘箱预烘后于平板硫化机上模压成型,制得尺寸 $\Phi 30\text{mm} \times 10\text{mm}$ 的圆柱状复合材料烧蚀试样。

2.3 实验方法

参照标准 GJB 323A-96。本烧蚀试验机火焰烧蚀角度为 90° ,火焰喷嘴直径为 $\Phi 2\text{mm}$ 。试样初始表面到火焰喷嘴距离设置为 10mm 。选取 5 个热流密度值和 5 个烧蚀时间,对 CF/S-157PF 复合材料试样进行同一烧蚀时间不同热流密度和同一热流密

度不同烧蚀时间的实验。利用多元回归分析,拟合出有效烧蚀焓与热流密度、烧蚀时间的数学关系式。有效烧蚀焓按公式(1)计算^[2]

$$H_{\text{eff}} = \frac{q}{m_t} \tag{1}$$

式中: H_{eff} ——有效烧蚀焓,kJ/g; q ——进行烧蚀前的热流密度,kW/m²; m_t ——单位面积上总烧蚀质量率,g/(m²·s)。

单位面积上总质量烧蚀率 m_t 可由式(2)计算

$$M_t = \frac{M}{\pi r^2} \tag{2}$$

式中: M ——试样的质量烧蚀率,g/s; r ——试样的半径,m²。

将式(2)代入式(1)计算,得

$$H_{\text{eff}} = \frac{q}{m_t} = \frac{q\pi r^2}{M} \tag{3}$$

3 结果与讨论

将 $r=0.015\text{m}$ 、热流密度 q 和相应的质量烧蚀率 M 代入,通过计算可得到一系列有效烧蚀焓的数据,见表 1。

表 1 CF/S-157PF 复合材料的有效烧蚀焓数据

试样编号	热流密度 $q/(\text{kW}/\text{m}^2)$	烧蚀时间 t/s	有效烧蚀焓 $H_{\text{eff}}/(\text{kJ}/\text{g})$	试样编号	热流密度 $q/(\text{kW}/\text{m}^2)$	烧蚀时间 t/s	有效烧蚀焓 $H_{\text{eff}}/(\text{kJ}/\text{g})$
1	1 540.6	8	15.117	14	1 834.1	25	18.945
2	1 540.6	15	16.875	15	1 834.1	30	21.070
3	1 540.6	20	18.323	16	4 209.7	8	35.833
4	1 540.6	25	18.050	17	4 209.7	15	38.625
5	1 540.6	30	19.367	18	4 209.7	20	41.193
6	1 642.6	8	14.974	19	4 209.7	24	44.657
7	1 642.6	15	18.479	20	4 209.7	30	47.434
8	1 642.6	20	16.916	21	4 257.3	8	35.097
9	1 642.6	25	19.769	22	4 257.3	15	39.318
10	1 642.6	30	20.359	23	4 257.3	20	42.604
11	1 834.1	8	16.137	24	4 257.3	24	43.974
12	1 834.1	15	19.486	25	4 257.3	28	35.833
13	1 834.1	20	19.056				

由式(3) 结合文献分析^[3],有效烧蚀熔与热流密度和烧蚀时间存在指数关系

$$H_{\text{eff}} = A_2 q^{b_2} t^{c_2} \tag{4}$$

将 式(4) 两边取自然对数转化为线性模型

$$\ln H_{\text{eff}} = \ln A_2 + b_2 \ln q + c_2 \ln t \tag{5}$$

利用表 1 的数据,通过多元线性回归分析求得各个系数,得回归方程式

$$\ln H_{\text{eff}} = -4.118\,4 + 0.871\,5 \ln q + 0.1913\,1 \ln t \tag{6}$$

将式(6)还原为指数形式

$$H_{\text{eff}} = 0.016\,3 \cdot q^{0.871\,5} \cdot t^{0.191\,3} \tag{7}$$

式中: H_{eff} ——有效烧蚀熔, kJ/g; q ——材料表面无烧蚀时的热流密度, kW/m²; t ——材料的烧蚀时间, s。

回归方程(6)检验结果见表 2。

表 2 有效烧蚀熔回归方程式的检验

	各个回归系数的 T 检验值			相关系数	复决定系数 R^2	方程显著性 F 检验值
	系数 A	系数 b	系数 c			
计算值	-23.962	42.334	9.537	0.994 4	0.988 8	930.08
临界值($\alpha = 0.05$)	2.079 6	2.079 6	2.079 6	0.488	—	3.47
临界值($\alpha = 0.01$)	2.831 4	2.831 4	2.831 4	0.585	—	5.78

从统计学上讲^[4],对于给定的显著性水平 α ,求得的 T 数值的绝对值大于 $t_{\frac{\alpha}{2}(n-2-1)}$,从而认为求得的回归系数显著。从表 2 可以看出,两个显著性水平下回归方程中的各个系数也是显著的。

对方程(6)的显著性进行 F 检验,计算值为 930.08,远远大于临界值,所以两个显著性水平下求得的回归方程都是非常显著的,说明模型总体上是适用的。

另外,求得的回归方程(6)的线性相关系数为 0.994 4,所以认为该有效烧蚀熔的拟合关系式总体线性相关性较好。并且复决定系数 $R^2 = 0.988\,8$,远大于 0.8,所以回归式(6)的拟合程度比较高,回归质量比较好。

从式(7)可知,热流密度对有效烧蚀熔的影响程度远远大于烧蚀时间,而且有效烧蚀熔值均随热流密度的增大或是烧蚀时间的延长而增大,从烧蚀试验结果分析得到相同的结论。

以拟合关系式(7)得到的线烧蚀率 $H_{\text{eff}i}$ 与实验得到的线烧蚀率 $H_{\text{eff}a}$ 作差值,即 $\Delta H_{\text{eff}} = |H_{\text{eff}i} - H_{\text{eff}a}|$,将 ΔH_{eff} 与 $|H_{\text{eff}a}|$ 的商作误差,则误差 $E^\circ = \left| \frac{H_{\text{eff}i} - H_{\text{eff}a}}{H_{\text{eff}a}} \right| \times 100\%$ 。

经计算,关系式(7)的平均误差为 3.6%,小于 10%,所以模型预测准确度较高。

将 CF/S-157PF 复合材料其它条件下的有效烧

蚀熔试验结果与其数学表达式(7)的计算值作对比,并计算各组数据的误差,如表 3 所示。

表 3 有效烧蚀熔试验结果和计算结果比较 kJ/g

试验条件		试验结果	计算结果	误差 %
$q/(kW/m^2)$	t/s			
1 547.61	10	18.58	17.45	6.1
1 551.45	20	16.17	15.33	5.2
4 147.48	10	43.45	45.32	4.3
4 151.78	20	41.31	41.15	0.4
4 243.64	10	16.57	15.25	7.9

4 结束语

4.1 通过对 CF/S-157PF 复合材料有效烧蚀熔的试验结果进行回归分析,拟合得到有效烧蚀熔与热流密度和烧蚀时间的数学关系式 $H_{\text{eff}} = 0.016\,3 \cdot q^{0.871\,5} \cdot t^{0.191\,3}$ 。经检验该数学模型适用,可以用于有效烧蚀熔的预测,适用于氧-乙炔试验中热流密度范围 1 540kW/m²~4 260kW/m²,烧蚀时间 8s~30s 的试验条件。

4.2 经其它试验条件下的验证,有效烧蚀熔的实际值和预测值吻合较好,由该模型 (下转第 26 页)

某无人机火箭助推发射研究

田新锋 薛 鹏 李红泉

(中国人民解放军 92419 部队, 兴城 125106)

摘 要 无人机作为现代科技发展的产物,可以在高危区域作业而得到了广泛应用。分析研究了该型无人机火箭助推发射过程风险。对发射过程进行分段处理,建立了各段飞行的数学模型,最后给出了实例分析结果,确定了安全发射区域,为该型无人机使用发射提供理论依据,满足该型无人机发射场选址的工程需要。提出的无人机火箭助推发射过程阶段分析方法,不仅可以用于本系统发射安全区域确定,对于其他无人机发射安全分析,也具有一定的工程借鉴意义。

关键词 无人机 数学模型 火箭助推发射

Research on Rocket-propelled Launch of UAV

TIAN Xin-feng XUE Peng LI Hong-quan

(The PLA 92419 Army, Xingcheng 125106)

Abstract UAV as a product of modern technology, can work in high-risk area and has been widely used. The risk of UAV rocket-propelled launch process is analysed. The launching is processed by the sub-processing method, and the mathematical model of each flight segment is established. An example analysis result is given to determine the safe area of launching. The result is used to provide a theoretical basis to the UAV launching, and can satisfied to engineering need of the UAV launching location. This method not only can be used to determine the launching security zone, but also has project reference to the launch security analysis for other UAVs.

Key words UAV Mathematical model Rocket-propelled launch

1 引言

无人机作为现代科技发展的产物,在民用和军用领域都获得了广泛应用,特别是在一些高危作业区域。在森林火灾中,用于对火灾灾情掌握;在受毒害污染(核辐射)区域,用于污染程度评估;在抗震抢险中,用于灾情普查。在军用领域中导弹射击时,用于导弹毁伤效果评估;在演习任务中,用于战场态势的

观察,亦可用于战场效果评估;在战争中,还可用于敌情侦查等等。

某无人机系统由机体、发射车、地面测控站、摄录任务设备、配套检测设备和火工品等部分组成。采用上单翼、双尾撑、后推式总体气动布局,飞行平稳度高、续航时间长;采用综合航电系统,具有人工控制、程序控制和应急控制三种控制模式;具有卫星、无线电、航程推算三种定位及组合导航方式;具有在云、雾、雨(中

阵雨)气象条件下昼夜执行飞行任务的能力。

该型无人机优点突出,在不同领域都得到应用,但在实际使用中,各作业区域情况千差万别,且无人机火箭助推发射起飞存在一定风险。为解决该型无人机在不同区域发射使用问题,本文从发射风险入手,分析了该型无人机火箭助推发射过程,确立安全发射区域,为该型无人机使用发射提供理论依据。

2 发射风险边界分析

发射风险主要表现在系统故障、正常发射火箭助推器落点不确定性两个方面。设系统发射到火箭脱落无人机垂直方向运动距离为 y , 水平方向运动距离为 x 。由气动分析可知,当无人机系统正常助推起飞时,系统升阻比最大;由能量守恒分析可知,当系统存在故障,诸如火箭推力作用点不经过重心、发动机推力作用点不经过重心、机体姿态异常等,那么必然有部分力用于克服系统故障产生的附加力。因此,只有系统正常火箭助推起飞,到火箭助推器脱落,无人机所能达到的高度为最大值 y_{\max} , 对应水平距离也为最大值 x_{\max} 。因此,只需计算出理想的 y_{\max} 和 x_{\max} , 并依此设立相应的安全禁区,即可有效回避发射风险。

3 无人机火箭助推发射模型

该型无人机发射系统由火箭助推器、火箭安装及脱落机构、发射车三部分组成,用于无人机的安全发射。火箭脱落机构由导向接头、脱落架和缓冲销组成,导向接头安装在机身下表面,脱落架通过缓冲销与火箭筒相连。导向接头与脱落架之间为可脱落连接。当火箭工作结束后,火箭筒在其自身重量作用下,绕导向接头与脱落架之间的铰链点向前下方摆动脱落,从而避免与发动机螺旋桨碰撞的危险性。因此,火箭助推运动轨迹可分为三个阶段,一是火箭助推段,二是火箭下摆脱落阶段,三是火箭自由落地段。

3.1 火箭助推段

实际发射过程中,只关心无人机飞行的高度 y 和水平距离 x , 只需分析发射的纵向运动即可。无人机发射时发射角与爬升姿态角一致,即机体坐标轴与速度方向一致(迎角为零)。发射后无人机无需进行姿态调整,飞行轨迹为斜率一定的直线,建立地面轴坐标系(x 轴平行地面与发射方向一致, y 轴垂直向上),则作用在无人机上的发射受力数学模型如图1所示^[1,2]。

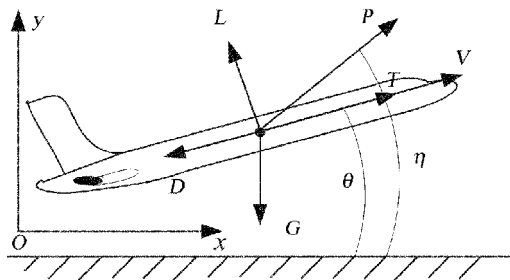


图1 无人机发射受力模型

图中:(1)发动机推力 T , 经过重心与机体轴平行,与水平轴成 θ ;(2)火箭推力 P , 经过重心与水平轴成 η ;(3)升力 L , 垂直于飞行速度 V , 向上为正;(4)阻力 D , 平行于飞行速度 V , 向后为正;(5)重力 G , 垂直于水平轴, 向下为正。

那么,其动力学方程为

$$\begin{aligned} m \frac{dV}{dt} &= T - D - mg \sin \theta + P \cos \eta \\ L &= mg \cos \theta - P \sin \eta \end{aligned} \quad (1)$$

运动学方程为

$$\begin{aligned} \frac{dy}{dt} &= V \cos \theta \\ \frac{dx}{dt} &= V \sin \theta \end{aligned} \quad (2)$$

式中: m, T, D, P, L ——已知量,且火箭助推器工作时间 t 一定,那么通过迭代法可以求得火箭助推结束时,无人机的飞行高度 y_1 和水平距离 x_1 。

3.2 火箭下摆脱落阶段

火箭助推结束后,系统达到最大速度,火箭随系统一起做匀速运动,同时火箭在重力和脱落架作用下,绕导向接头与脱落架之间的铰链点向前下方摆动脱落。可简化为一物体在重力作用下绕定点下摆,其下摆过程受力数学模型如图2所示^[3]。

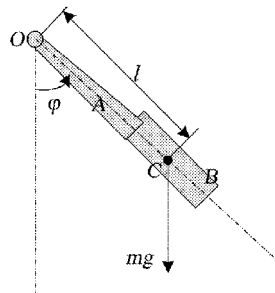


图2 火箭助推器下摆脱落阶段受力图

图中: O 导向接头与脱落架之间的铰链点, A 为脱落架, B 为火箭助推器, C 为脱落架与火箭助推器组合体的质量重心, φ 为铰链点与质心连线和垂直方向夹角。

设 φ 角以逆时针方向为正, 则下摆过程中脱落架与火箭助推器组合体的运动微分方程为

$$J_o \frac{d^2 \varphi}{dt^2} = -mgl \sin \varphi \quad (3)$$

式中: J_o ——脱落架与火箭助推器组合体对铰链点的转动惯量。已知初始 φ_0 和 φ 得变化量, 可求得下摆过程的时间 t , 进而求得此过程无人机和火箭助推器的飞行高度 y_2 和水平距离 x_2 。

3.3 火箭自由落地段

当助推火箭下摆到最低点时, 脱落架从导向接头上脱落, 火箭运动可简化为初速不为零的自由落地运动。则脱落架与火箭助推器组合体下落过程运动方程为

$$\begin{aligned} dx/dt &= V_{x0} - gt \\ dy/dt &= V_{y0} \end{aligned} \quad (4)$$

式中: V_{x0} 和 V_{y0} 已知, 那么可以求得此过程中运动时间 t , 火箭助推器的飞行高度 y_3 和水平距离 x_3 。

此时, 无人机做匀速运动, 可求解得出火箭落地时无人机的飞行高度 y_4 和水平距离 x_4 。

4 结果分析

通过上面的分析, 可以得出发射过程三个阶段无人机和火箭助推器的运动的飞行高度 y 和水平距离 x 。综合上述结果, 可以得出发射过程中系统运动轨迹。结合实际飞行, 图 3 给出了系统发射过程爬高理论与实际飞行轨迹对比图。从图中可以看出, 理论计算与实际飞行轨迹基本一致, 且误差控制在 10 米以内, 说明本文提供的方法可以用于该型无人机的发射阶段性能计算。

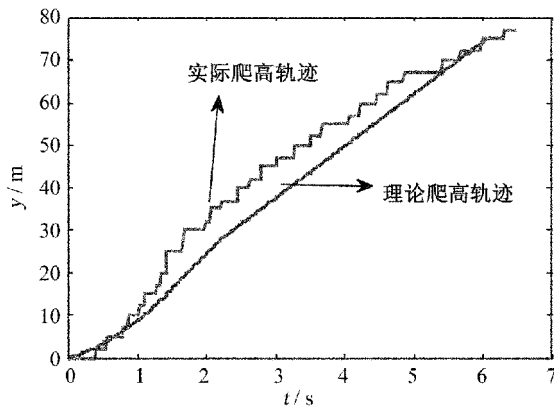


图 3 无人机爬高理论与实际高度曲线对比图

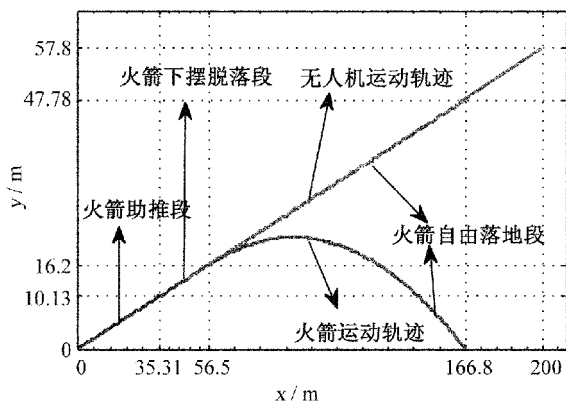


图 4 无人机发射过程无人机与火箭理论轨迹图

图 4 给出了该型无人机发射过程无人机和火箭助推器的理论飞行轨迹。由图中可以看出, 火箭助推器运动轨迹近似为抛物线, 无人机运动轨迹近似为一直线。火箭落地距发射点为 166.8m, 考虑环境等因素影响, 确定发射范围 200m 内为火箭落地的理论散布点, 所以发射场周围 200m 内不应有受保护的物体。此时无人机高度为 57.8m, 因此系统要安全发射, 200m 范围内不应有高于 57.8m 的障碍物。同时, 考虑发射航向上有飞行滑轨约束, 可使预定射向与实际飞行射向偏差控制在 $\pm 3^\circ$ 以内。因此, 通过选择空旷区域, 扩大发射禁区, 设立前向 $\pm 30^\circ$, 半径 $R300m$, 后向半径 $R100m$ 的发射禁区, 即可有效控制发射风险。在此基础上设立 $500m \times 500m$ 的发射任务警戒区, 可进一步规避发射风险。通过以上分析可知, 只要选定合适发射场地, 该型无人机的发射使用是安全可控的。

本文通过对该型无人机的发射过程进行研究, 对无人机发射过程进行分段, 并建立了各段飞行的数学模型, 给出实例分析结果, 满足该型无人机发射场选址的工程需要。本文提出无人机火箭助推发射过程阶段分析方法, 不仅可用于本系统发射选址及安全区域确定, 同样对于其他无人机发射安全分析, 也具有一定工程借鉴意义。

参考文献

- [1] 张明廉. 飞行控制系统[M]. 北京: 航空工业出版社, 1994.07: 49~51.
- [2] 祝小平等. 无人机设计手册[M]. 北京: 国防工业出版社, 2007.05: 79~82.
- [3] 哈尔滨工业大学理论力学教研室. 理论力学[M]. 北京: 高等教育出版社, 2002.08: 264~266.

远地点发动机推力矢量的极坐标算法

张 伟 田国华 陈 锋 马军强

(北京航天试验技术研究所,北京 100074)

摘 要 简述了远地点发动机推力矢量测试系统的原理;概述了往次试验数据处理所采用的推力矢量计算方法——“线性组合法”,着重分析其缺点;提出了计算准确度更高的极坐标计算方法,并给出了极坐标法计算举例。

关键词 远地点发动机 推力矢量 极坐标 计算方法

Polar Coordinates Algorithm to Compute Thrust Vector of Apogee Engine

ZHANG Wei TIAN Guo-hua CHEN Feng MA Jun-qiang
(Beijing Institute of Aerospace Testing Technology, Beijing 100074)

Abstract The principle of Thrust Vector of Apogee Engine testing system was shortly illustrated. A linear compose method was used to compute thrust vector in previous tests. After analyzing the defaults of the linear compose method, polar coordinates algorithm was proposed and well described. A mode was given to show its computing process.

Key words Apogee engine Thrust vector Plar coordinate Algorithm

1 引 言

远地点发动机一般为轨/姿控发动机,常被用于星、箭、弹的精确轨道控制和姿态调整,其推力矢量直接关系到卫星能否入轨和发射任务的成败;准确测出推力矢量参数能够为发动机整星组装时提供基本依据。目前推力矢量测量有多种科研方案,但在实际的远地点发动机高空模拟试验中,技术和工艺都比较成熟且最为常用的为俄罗斯的六分力测量矢量推力架和我国的动态轴矢量推力架。本文介绍的

两类推力矢量计算方法均基于动态轴矢量推力架测试系统;在介绍“线性组合法”和分析其缺点的基础上,提出使用极坐标方法求解推力矢量参数。此种方法在理论和实际比对上均优于历史试验采用的“线性组合法”。

2 动态轴矢量推力架测试系统的数学模型

动态轴矢量推力架推力矢量参数测试系统的数

学坐标系见图 1。

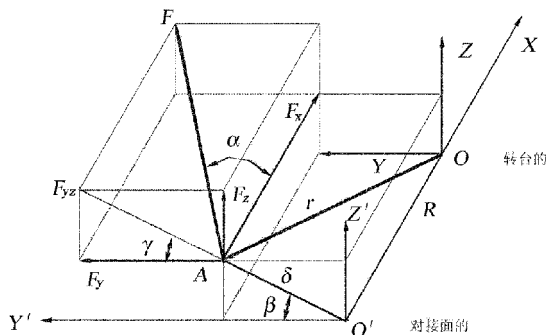


图 1 坐标系及推力矢量图

推力矢量 F 作用于对接面 $Y'O'Z'$ 平面的 A 点上。推力矢量参数有：

- α ——推力矢量 F 与 X 轴的偏角；
- δ —— A 点距其坐标原点 O' 的距离；
- β —— δ 与 $O'Y'$ 的夹角；
- γ ——分力 F_{YZ} 与 $O'Y'$ 的夹角。

当发动机点火时,其推力矢量将产生绕 Z 轴旋转的力矩 M_z 。则有推力矢量测试装置的数学模型为

$$-M_z = F_x(\delta \cos \beta + R \tan \alpha \cos \gamma) \quad (1)$$

式中: M_z ——矢量推力产生的绕 Z 轴的力矩; F_x ——矢量推力的 X 轴向分力; R ——转台 Z 轴与发动机法兰面的距离; $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ ——推力矢量参数。

令 $S = -\frac{M_z}{F_x}$, 则其数学模型变为

$$S = \delta \cos \beta + R \tan \alpha \cos \gamma \quad (2)$$

式中: M_z, F_x, R ——可测参数; $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ ——待求参数。显然,一个方程求不出四个未知数,若想得到推力矢量参数还必须用些技巧。

3 线性组合法

3.1 线性组合法的原理

当发动机旋转 θ 角, (2) 式变为

$$S = [\delta \cos(\beta + \theta) + R \tan \alpha \cos(\gamma + \theta)] \quad (3)$$

若分别改变 R 和 θ 使发动机点火 n ($n = 6 \sim 8$) 次, 则有

$$S_i = [\delta \cos(\beta + \theta_i) + R_i \tan \alpha \cos(\gamma + \theta_i)] \quad (4)$$

$$i = 1, 2, 3, \dots, n$$

或

$$S_i = \delta \cos \beta \cos \theta_i - \delta \sin \beta \sin \theta_i + R_i \tan \alpha \cos \gamma \cos \theta_i - R_i \tan \alpha \sin \gamma \sin \theta_i \quad i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (5)$$

令

$$\begin{aligned} x_1 &= \tan \alpha \cos \gamma \\ x_2 &= -\tan \alpha \sin \gamma \\ x_3 &= \delta \cos \beta \\ x_4 &= -\delta \sin \beta \end{aligned} \quad (6)$$

则式(5)可写为矩阵形式

$$AX = S \quad (7)$$

式中:

$$A = \begin{bmatrix} R_1 \cos \theta_1 & R_1 \sin \theta_1 & \cos \theta_1 & \sin \theta_1 \\ R_2 \cos \theta_2 & R_2 \sin \theta_2 & \cos \theta_2 & \sin \theta_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R_n \cos \theta_n & R_n \sin \theta_n & \cos \theta_n & \sin \theta_n \end{bmatrix};$$

$$X = (x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4)^T;$$

$$S = \begin{bmatrix} -\frac{M_1}{F_1} & -\frac{M_2}{F_2} & \dots & -\frac{M_n}{F_n} \end{bmatrix}^T。$$

若 $A^T A$ 的逆矩阵 $(A^T A)^{-1}$ 存在, 则得到 X 的最小二乘解为

$$X = (A^T A)^{-1} A^T S \quad (8)$$

由式(6)可得推力矢量参数

$$\begin{aligned} \tan \alpha &= \sqrt{x_1^2 + x_2^2} \\ \tan \gamma &= \frac{-x_2}{x_1} \\ \delta &= \sqrt{x_3^2 + x_4^2} \\ \tan \beta &= \frac{-x_4}{x_3} \end{aligned} \quad (9)$$

实际计算表明, 式(9)的解还不十分逼近式(4)。于是用式(9)的解作参考, 代入式(4), 采用逐步逼近的算法, 并用下式求其标准偏差, 最小误差者为推力矢量的最佳参数。

$$\sigma_s = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (S_{ci} - S_{mi})^2} \quad (10)$$

式中: σ_s ——标准差; n ——发动机点火次数;
 S_{ci} ——计算值; S_{mi} ——测量值。

3.2 线性组合法的缺点

仔细分析线性组合法的原理,可以看出存在的问题:

(1) 最小二乘解是 x_1, x_2, x_3, x_4 , 而对于 $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ 就不一定是最小二乘解。

(2) 实际的试验情况是 6 次点火中 R 仅变化了 1 次, 即前 3 次点火 $R_i = R_1$, 后 3 次点火 $R_i = R_2$ 。因此, R 有一个跳变, 即此时式(11)是一个跳变函数, 不能用一个连续函数来逼近, 而应该将其分成两个母体看待。

4 极坐标方法

为了克服“线性组合法”的缺点, 提出采用“极坐标方法”求解推力矢量参数。

4.1 原理

将推力矢量测试装置的数学模型式(4)用复数法表示, 得

$$S' \angle \varphi = \delta \angle \beta + R \tan \alpha \angle \gamma \quad (11)$$

当 $R = R_1$ 时取 $\theta = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ$; 点火四次, 测得一组 $S_i (i = 1, 2, 3, 4)$; $R = R_2$ 时取 $\theta = 90^\circ, 60^\circ, 30^\circ, 0^\circ$; 点火四次, 测得另一组 $S_i (i = 5, 6, 7, 8)$ 。利用最小二乘法可分别求出 $S'_1 \angle \phi_1 (R = R_1 \text{ 时})$ 和 $S'_2 \angle \phi_2 (R = R_2 \text{ 时})$ 的最佳逼近值。其示意图见图 2。

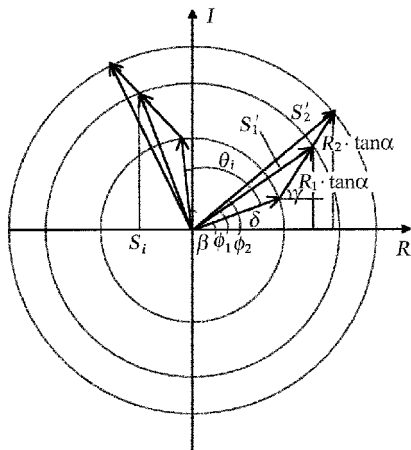


图2 矢量图

则根据式(11), 有

$$\begin{cases} S'_1 \angle \varphi_1 = \delta \angle \beta + R_1 \tan \alpha \angle \gamma \\ S'_2 \angle \varphi_2 = \delta \angle \beta + R_2 \tan \alpha \angle \gamma \end{cases} \quad (12)$$

由复数方程(11)可解出推力矢量参数为

$$\alpha = \tan^{-1} \left| \frac{S'_2 \angle \varphi_2 - S'_1 \angle \varphi_1}{R_2 - R_1} \right|$$

$$\gamma = \arg \left(\frac{S'_2 \angle \varphi_2 - S'_1 \angle \varphi_1}{R_2 - R_1} \right)$$

$$\delta = \left| \frac{R_1 \cdot S'_2 \angle \varphi_2 - R_2 \cdot S'_1 \angle \varphi_1}{R_1 - R_2} \right|$$

$$\beta = \arg \left(\frac{R_1 \cdot S'_2 \angle \varphi_2 - R_2 \cdot S'_1 \angle \varphi_1}{R_1 - R_2} \right)$$

其中: $|\cdot|$ ——复数求模, $\arg(\cdot)$ 为复数求复角。

4.2 $S' \angle \phi$ 的最小二乘逼近求法

假设在同一个母体中(即同一个 R 下)点了 $m (m > 4)$ 次火, 每次点火 θ 都不同, 则有已知参数 θ_i 和可测参数 $S_i (i = 1, 2, \dots, m)$ 。则令下式方差最小的 $S' \angle \phi$ 就是其最小二乘逼近值。

$$\sigma^2 = \frac{1}{m-1} \sum_{i=1}^m \left\{ \frac{1}{2} [S' e^{j(\varphi+\theta_i)} + S' e^{-j(\varphi+\theta_i)}] - S_i \right\} \quad (13)$$

$$\text{根据 } \sigma^2 \text{ 最小的条件 } \frac{\partial}{\partial S'} \sigma^2 \equiv 0, \frac{\partial}{\partial \varphi} \sigma^2 \equiv 0,$$

可得

$$e^{-j2\varphi} = \frac{m \sum_{i=1}^m S_i e^{j\theta_i} - \sum_{i=1}^m e^{j2\theta_i} \cdot \sum_{i=1}^m S_i e^{-j\theta_i}}{m \sum_{i=1}^m S_i e^{-j\theta_i} - \sum_{i=1}^m e^{-j2\theta_i} \cdot \sum_{i=1}^m S_i e^{j\theta_i}} \quad (14)$$

$$S' = \frac{2e^{-j\varphi} \sum_{i=1}^m S_i e^{j\theta_i}}{\sum_{i=1}^m e^{j2\theta_i} + m e^{-j2\varphi}} \quad (15)$$

根据式(14)和(15)就可求出 $S' \angle \phi$ 来。

4.3 矢量参数的误差估计

求出推力矢量参数后必须给出其误差估计, 满足误差要求的参数才有意义。为计算矢量参数的误差估计, 先将求出的参数 $\alpha, \beta, \gamma, \delta$, 与已知参数 R_i ,

θ_i 代入(11) 式求出一组 S_{ci} , 再利用式(10) 计算 S_{ci} 与 S_i 的标准偏差。

5 计算举例

(1) 令 $\alpha=0.28^\circ, \beta=4.8^\circ, \gamma=4.8^\circ, \delta=1.0\text{mm}$; $R=[410, 410, 410, 410, 490, 490, 490, 490](\text{mm})$; $\theta=[0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 90^\circ, 60^\circ, 30^\circ, 0^\circ]$; 轴向力 $F_x=490\text{N}$; (2) 根据假设条件求出 $M_1(k\Delta t), M_2(k\Delta t)$ 的理论值;

(3) 给 $M_1(k\Delta t), M_2(k\Delta t), F_x(k\Delta t)$ 注入 1% 的随机误差来模拟试验参数;

(4) 用(3) 的数据求出 $M_1(k\Delta t), M_2(k\Delta t), F_x(k\Delta t)$ 的期望值 M_1, M_2, F_x ; 并计算 S_i 得: $S=[2.989\ 0, 2.468\ 8, 1.279\ 0, -0.251\ 2, -0.284\ 2, 1.445\ 5, 2.786\ 6, 3.381\ 9]$;

(5) 利用“极坐标方法”求得的结果为

$S'_1=3.001\ 9\text{mm}; \phi_1=4.775\ 1^\circ; S'_1 \angle \phi_1$ 的均方差 $\sigma_1=2.386\ 4 \times 10^{-3}\text{mm}$

$S'_2=3.393\ 8\text{mm}; \phi_2=4.799\ 1^\circ; S'_2 \angle \phi_2$ 的均方差 $\sigma_2=3.115\ 9 \times 10^{-4}\text{mm}$

$\alpha=0.280\ 7^\circ; \beta=4.787\ 1^\circ; \gamma=4.787\ 1^\circ; \delta=0.993\ 4\text{mm}; \sigma_s=1.661\ 1 \times 10^{-3}\text{mm}$

可见, 求推力矢量参数的“极坐标方法”是合理的、可行的。

5 软件开发环境

因计算方法中涉及阶数较高的矩阵运算和复数计算, 故选取 Matlab 作为计算软件开发和运行的环境; 为了更好的与用户沟通需要用到, 图形用户界面工具开发包 GUI, 其它计算使用 Matlab 中的基本语句即可。

6 结束语

基于动态矢量推力架的推力矢量测量及矢量参数的计算, 历史上的“线性组合法”适应了当时的任务需求。但“极坐标方法”方法在计算准确度上有所改进, 结合 Matlab 强大的计算技术支持和良好的图形交互界面, “极坐标方法”方法在求解推力矢量参数时更具优势, 也更加合理。

参考文献

- [1] 颜雄雄, 耿卫国. 小发动机推力矢量测试方法[J]. 推进技术, 2000(16): 25~27.
- [2] 李晶等. 冷气发动机小推力测量系统[J]. 宇航计测技术, 2003(6): 14~17.

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。

加速度对晶体振荡器的影响及 补偿技术研究

纪龙蛰 单庆晓 唐 钱 林 明

(国防科技大学 机电工程与自动化学院,长沙 410073)

摘 要 晶体振荡器作为基准频率源,在电子设备中发挥着重要作用。晶体振荡器对加速度具有敏感性,振动、冲击、离心力等作用均会导致其输出频率失稳。讨论了加速度影响晶体振荡器频率及相噪的机理,介绍了目前降低加速度效应的常用措施,并提出一种基于数字补偿系统的新方法。

关键词 晶体振荡器 加速度灵敏度 数字补偿

The Acceleration Effects on Crystal Oscillators and Research on Compensating Technique

JI Long-zhe SHAN Qing-xiao TANG Qian LIN Ming

(Mechatronic and Automation School, National University of Defense Technology, Changsha 410073)

Abstract As the reference frequency source, crystal oscillator plays a critical role in the electronic equipments. Crystal oscillator is sensitive to the acceleration, such as vibration, concussion and centrifugal force, which would influence the stability of the frequency output. How acceleration affects the frequency and phase noise of crystal oscillator is discussed, some current measures of reducing the acceleration effects are introduced. A new method based on the digital compensating system is also brought up.

Key words Crystal oscillator Acceleration sensitivity Digital compensation

1 引 言

各种电子电路与仪器设备的可靠工作均是以高准确度、高稳定性的基准频率源为保证的,晶体振荡器因具有极高的品质因数和频率稳定度,已成为目前应用最为广泛的频率控制标准信号源,被称为电子系统的“心脏”^[1,2]。

然而,晶体振荡器的工作环境往往非常复杂,温

度、电平漂移、电磁干扰等因素均会对其输出频率产生影响,尤其是受到振动、离心和冲击作用而产生加速度时,晶振的输出会发生频率抖动、相噪恶化的现象。造成这种现象的原因在于晶振对加速度具有较强的敏感性,各种能够导致加速度的外部环境变化均会对晶振产生调频作用,使其输出以一定的规律偏移载波频率^[3,4]。

在通信、导航、雷达、电子对抗等系统中,晶体

振荡器作为精密时频计量的核心部件,发挥着不可替代的作用^[5~7]。卫星发射升空、航天器在轨运行、飞机发动机的剧烈振动等过程中,加速度的存在为系统的正常工作埋下故障隐患。例如在卫星导航系统中,振动产生的相位噪声会大幅降低星上应答器的通讯容量,增加数据传输过程中的误码率,损害星间链路的完整性。又如多普勒雷达中的频综器在载体振动时输出相噪急剧恶化,使得雷达在杂波下的能见度降低,制约其对运动目标的检测能力。

国外学者早在上世纪 50 年代就开始关注加速度对晶体振荡器的影响,建立了完善的理论体系,并通过大量试验与研究,在一定程度上改善了晶振的加速度敏感性,近些年还出现了加速度补偿的新方法,在空间技术领域得到了应用^[8~14]。国内对于这一问题的认识远远滞后于国外,虽然在最近约 15 年中进行了深入探究与实验验证,但未见突破性进展,降低加速度敏感度的措施仅局限于机械减振的方法^[15~17]。本文对相关问题进行了论述,探讨了减小加速度对晶振输出影响的方法,并提出一种基于数字补偿系统的新思路。

2 晶体振荡器的加速度效应

2.1 晶体振荡器加速度效应机理

在理想情况下,晶体振荡器正常工作时输出的是频率成分单一的正弦信号,这一频率值称为晶振的载波频率(简称载频),用 f_0 表示。在加速度条件下,晶振的输出载频将发生变化^[18],如果用 $f(a)$ 表示这时的频率,则有

$$f(a) = f_0 + f' \quad (1)$$

式中: f' —— 加速度 a 导致的频率偏移。

实验结果表明,晶振在受到环境扰动时的这种频率变化大小是和加速度 a 成正比的,即

$$f' = \Gamma \cdot a \cdot f_0 \quad (2)$$

式中: Γ —— 加速度敏感度,式(2)是按照矢量进行计算的。

由此可以看到,随着加速度 a 与加速度敏感度 Γ 的夹角不同,晶振的频率偏移量也发生着改变。二者平行时,频偏达到最大值;二者相互垂直时,频偏为零。

假设加速度 a 是由简谐振动引起的,可以表示为

$$a = A \cos(2\pi f_v t) \quad (3)$$

式中: A —— 振动加速度幅值; f_v —— 振动的频率,如图 1 中(I)所示。

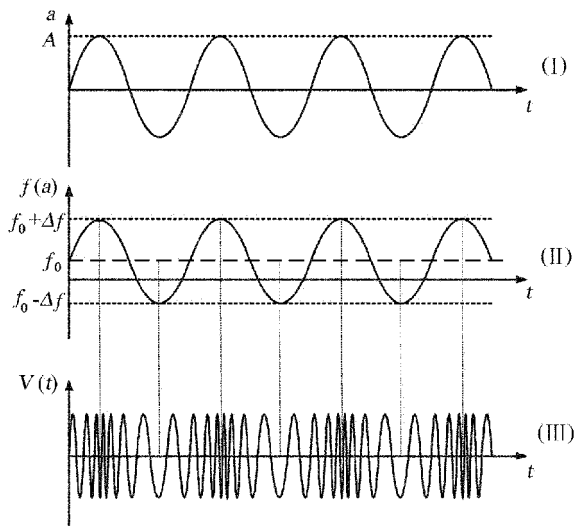


图 1 加速度对晶振输出的影响图

假定振动发生在某个固定方向,则可改用标量计算,将式(2)和式(3)代入式(1)后可得

$$f(a) = f_0 + \Delta f \cos(2\pi f_v t) \quad (4)$$

式中: Δf —— 在加速度 a 作用下的频率偏移最大值,也称作峰值频偏,如图 1(II)所示。

图 1(III)表示的是晶振受到加速度影响后输出端电压的变化情况,该图用较为夸张的方式刻画了在若干振动周期内的不同时刻晶振输出正弦信号密集与稀疏程度的规律性变化。

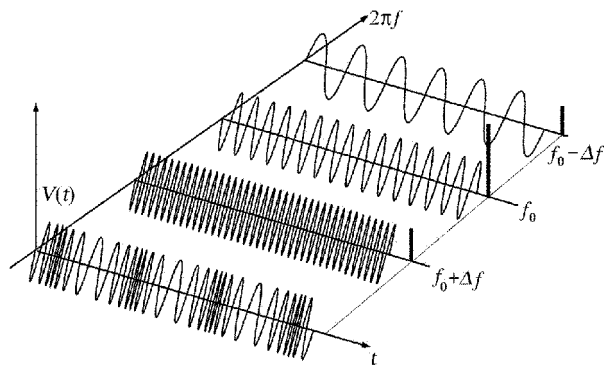


图 2 加速度作用下晶振输出频谱分析图

按照信号调制理论,式(4)是一个调频波瞬时频率的表达式,信号输出频率在 $f_0 \pm \Delta f$ 之间跃动,利用傅立叶变换对其进行频谱分析,如图2所示。可将这一信号分解出多种谐波分量,从而得到不同频率成分的离散谱线(图中仅以三根特殊位置的谱线为例)。

通过以上的分析,可以得出一个基本结论:晶体振荡器的加速度效应就是加速度对晶振输出信号的调频作用影响到其频率稳定度的过程。

2.2 加速度对晶体振荡器输出相噪的影响

研究加速度对晶体振荡器影响的目的是改善晶振的输出频率稳定度,而衡量这种频率稳定度的物理量就是相位噪声,其直观意义上表现为频率的“抖动”^[17]。

例如,在理想状态下,1MHz的脉冲信号的周期为1ms,即每500ns出现一个跳变沿,但由于相位噪声的存在,信号的周期会发生微小变化,导致下一个跳变沿的到来时刻具有不确定性,如图3所示。

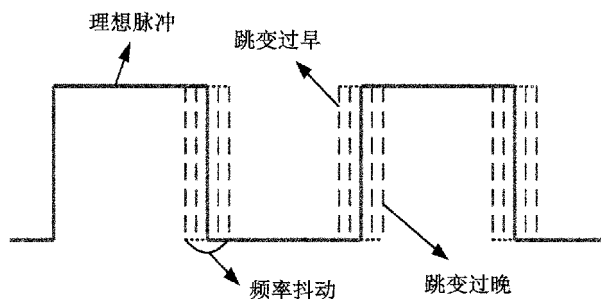


图3 周期信号的频率抖动图

将上述过程变换到频域进行分析,如图4所示。理想状态下,振荡器输出稳定的周期信号,其频谱是纯净的单根谱线,由于相位噪声的出现,振荡器的一部分输出功率扩散到相邻的频域中,产生了边带。某一偏移频率处的相位噪声就定义为1Hz带宽内的信号功率与输出总功率的比值,近似等于图中所示矩形上沿与频谱包络顶点间的差值^[19]。

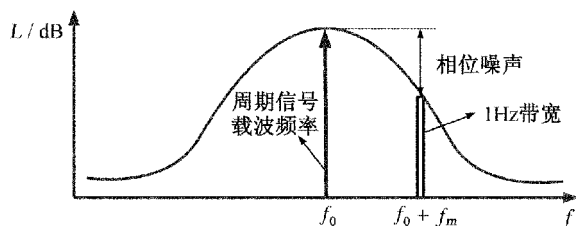


图4 相位噪声引入的边带图

在受到振动加速度的影响后,晶体振荡器输出端电压可以用下式表示

$$V(t) = V_0 \cos \left[2\pi f_0 t + \left(\frac{\Delta f}{f_v} \right) \sin(2\pi f_v t) \right] \quad (5)$$

按照调频理论,利用Jacobi-Anger恒等式

$$e^{jz \sin \theta} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(z) e^{jn\theta} \quad (6)$$

可将式(5)展开为Bessel函数的无穷级数形式^[18]

$$V(t) = V_0 \{ J_0(\beta) \cos(2\pi f_0 t) + J_1(\beta) \cos[2\pi(f_0 + f_v)t] - J_1(\beta) \cos[2\pi(f_0 - f_v)t] + J_2(\beta) \cos[2\pi(f_0 + 2f_v)t] + J_2(\beta) \cos[2\pi(f_0 - 2f_v)t] + \dots \} \quad (7)$$

这里定义了调制指数 $\beta = \Delta f / f_v$ 。由振动所引入的第 n 次边带处的相位噪声可表示为

$$L_v^n = [J_n(\beta) / J_0(\beta)]^2 \quad (8)$$

根据信号调制理论,在小调制指数($\beta < 0.1$)条件下,式(8)可近似为

$$L_v^n \approx 20 \log \left(\frac{\Gamma \cdot A \cdot f_0}{2 f_v} \right) \quad (9)$$

通过式(7)与式(9)可以看出,在简谐振动作用下,晶体振荡器的输出频率较静态时仅多出了以振动频率 f_v 为基频的频谱成分。由于加速度的存在,晶振的相位噪声急剧恶化,出现了边带调制效应^[20,21],如图5所示。

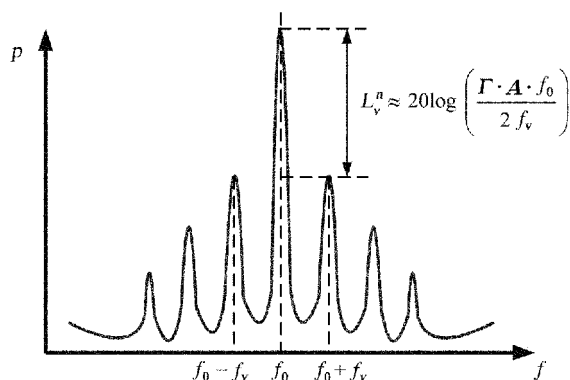


图5 加速度作用下晶振输出的频谱成分图

另外,根据式(9)可导出某方向上的加速度敏感度 Γ 的计算式为

$$\Gamma = \frac{2f_v}{A \times f_0} \times 10^{L_p/20} \quad (10)$$

利用振动实验装置对晶体振荡器施加参数已知的正弦振动,用频谱仪观察记录晶振输出频率的变化情况,按照图 5 及式 (10) 即可得到晶振的加速度敏感度。对晶振加速度效应进行验证的类似实验还包括离心机实验及 2g 翻转实验^[22],限于篇幅,本文不再赘述。

3 降低晶体振荡器加速度敏感度的措施

在加速度环境中工作的晶体会因质量分布不均发生微小形变,从而引起频率的漂移。这个过程中有两方面因素起主导作用,一是完全由于晶体的物理尺寸变化引起的线性部分,二是由于压电材料的非线性弹性引起的非线性部分。由前面的讨论可以看出,晶体振荡器在加速度条件下的频率稳定度与其静态相噪已无本质联系,只取决于加速度敏感度和振动特性。研究如何改善加速度对晶体振荡器的影响主要从晶振制作工艺与减振结构设计两方面入手。

决定晶体振荡器频率稳定度的根源是晶体的特性,因此如何设计制作加速度敏感度小的晶体成为关键。SC 切晶体作为一种应力补偿晶体,其加速度敏感度是 AT 切晶体的一半,极化效应也较小,人们一度对它寄予厚望,但晶体的切型往往受限于实际应用情况,且 SC 切晶体实现温度补偿难度很大,故大部分设想无法实现。大量实验数据分析表明,AT 切晶体与 SC 切晶体的加速度敏感度并无明显差异。

随着生产工艺和制造技术的发展,对振荡器内部进行改造从一定程度上可以降低加速度的影响,例如采用多点支承结构、合理设计晶体的安装方位、搭建具有较高 Q 值的振荡电路、选取贴片式元件等措施均改善了晶体振荡器的加速度敏感度。还有一种思路是在振荡器内部安放多个可以相互配对的晶体,它们的加速度敏感度具有一定的矢量关系,通过相互间的抵消作用来实现补偿的目的。

根据振动与噪声控制理论,机械设计中减小振动对系统工作的影响主要从三个环节入手,即从振源处阻振、在传播路径上隔振、在受力装置上消振。

由此,如何从结构设计上隔离或者消除一些不可避免的施加于晶振上的机械振动是值得关注的问题。通常可将缓冲弹簧、减振橡皮垫及弹性支架等安装在晶振外围,从而避免晶振受到剧烈振动^[23]。但机械减振装置存在一定的局限性,比如体积过大、需避免共振等,并且这些方法通常只能隔离 100Hz 以上的高频振动,对于频率较低的振动仍无法得到令人满意的结果。

以上介绍的几种改善晶体振荡器加速度敏感度的措施都可以称作“无源法”。近些年来,国内外学者还提出了一些有参考价值的“有源法”,例如混频补偿法、LMS 滤波器补偿法、加速度反馈补偿法等^[24]。目前,国外在降低晶振加速度敏感度方面的理论研究和工程应用均趋于成熟,国内绝大多数厂商还仅限于通过机械隔离的措施抑制加速度对晶振频率稳定度的不良影响^[25,26]。

4 一种新的加速度补偿方法研究

4.1 恒温晶振的压控特性

目前,精密时频计量中使用较为广泛的振荡器是恒温晶体振荡器,又称为 OCXO (Oven Controlled Crystal Oscillator)。在大多数情况下,恒温晶振可以通过施加调谐电压来调节内部变容二极管的电容,从而在一定范围内“牵引”输出频率按一定规律变化,其出厂时往往也会预留控制电压输入端 U_{ct} ,图 6 是这种 VC-OCXO (Voltage Controlled-OCXO) 的示意图。

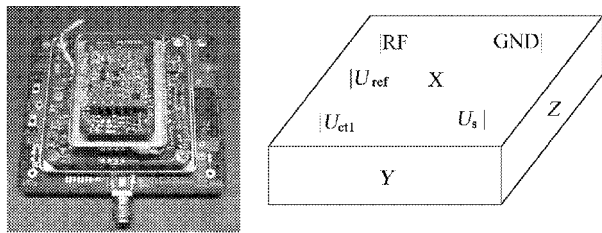


图 6 带有压控端的恒温晶振 (VC-OCXO) 图

对于压控恒温晶振而言,我们总是希望控制电压与输出频率呈线性关系,但由于晶振内部存在储能元件及其自身结构决定的非线性误差,这种线性关系只能在一定的频率范围内才能满足,而且对线性度的追求是以牺牲牵引度为代价的。另一方面,对 VC-OCXO 进行调谐时,其偏离载波频率的各个频率值在工作温度范围内同样应该是稳定的,对于给定

的某个 VC-OCXO,频率稳定度要求越高,获得较大范围的牵引度就越困难^[27~29]。

带有电压控制的恒温晶振已广泛应用于锁相环、频率合成、频率调制等技术,在原子钟和雷达频综器中,恒温晶振的性能和稳定度已成为系统可靠工作的根本保障之一。因此,研究恒温晶振的加速度补偿技术是具有现实意义的^[30,31]。

4.2 加速度数字补偿技术原理

通过前面的论述可以得出结论:能够改变晶体振荡器输出频率的基本因素至少有两个,一是振动造成的加速度影响,二是压控电压的施加。如果我们能够掌握它们与频率变化之间的规律,并且建立

函数关系 $f(a)$ 与 $f(u)$,那么就可以通过二者的相互抵消输出一个律动较小的频率 f_{cl} ,从而达到补偿的效果。

上述思想的具体实现方法是:用一个加速度传感器实时检测晶振受到加速度 a 的大小,通过数据采集传输到控制器中,根据已建立的数学模型计算此加速度对晶振输出的影响 $f(a)$,之后推算欲产生与 $f(a)$ 大小相等、方向相反的频率偏移量 $f(u)$ 所需的压控电压 V_a 大小,经过数模转换后将其施加到晶振的 U_{cl} 端,这样就能够通过 $f(a)$ 和 $f(u)$ 的对消达到稳定频率的目的。图 7 是加速度数字补偿原理的简单示意。

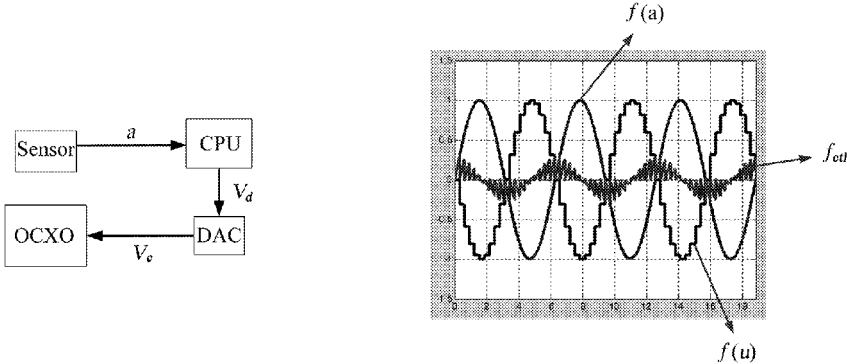


图 7 加速度数字补偿原理示意图

4.3 实验验证及关键技术

按照上文提出的方法,我们试制了带有加速度补偿的恒温晶振样机,并通过大量实验研究影响晶振频率稳定度的机理,以期不断改善补偿效果,图 8

给出某次实验中补偿前后晶振输出频谱对比图,经过计算,该恒温晶振的加速度敏感度由补偿前的 10^{-9} 量级降低至补偿后的 10^{-10} 量级。

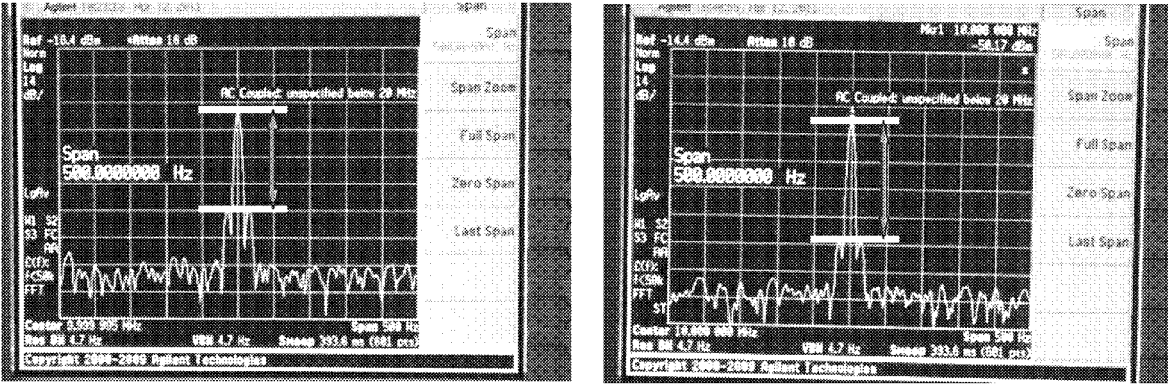


图 8 补偿前后晶振输出频谱对比图

这种晶体振荡器加速度补偿方法中的关键技术包括以下几个方面:

(1)需要深入探究影响晶体振荡器频率稳定度的各种因素,特别是加速度与频率、压控电压与频率

这两种关系的把握和数学模型的建立,这将成为整个补偿方案的设计基础;

(2)通过实验数据与理论推导准确计算加速度敏感度矢量 \mathbf{I} ,采用多项式拟合及插值的方法反复修改补偿系数 K_p 。因为,如果 K_p 的选取不够准确,不但达不到补偿效果,反而会使得相位噪声更加恶化;

(3)由于补偿电压的加入具有滞后性,特别要研究 PID 控制、重复控制与预测算法,并采用高速数字器件,在补偿系统的各环节提高响应速度,控制数字化后的误差范围,提高补偿的准确度。

5 结束语

本文分析了加速度对晶体振荡器输出频率的影响机理,介绍了目前常用的降低晶体振荡器加速度敏感度的措施,并提出一种数字补偿的方法,对其进行原理论述与实验验证。目前,我们正对该技术进行更深入的研究,不断提出新的设想与方案,在一定程度上改善了晶体振荡器在加速度作用下频率失稳的状况。应该看到,消除振动对基准频率源的影响是具有现实意义的,随着国内对于晶体振荡器技术应用的需要,该研究必将具有非常良好的发展前景。

参考文献

- [1] 赵声衡,赵英. 晶体振荡器[M]. 北京:科学出版社, 2008:88~101,252~283.
- [2] 漆贯荣. 时间科学基础[M]. 北京:高等教育出版社, 2006:98~110.
- [3] 裴军,杜晓辉. 基准振荡器相位噪声对载波锁相环的影响[J]. 现代电子技术,2009(19):1~3.
- [4] 王俐聪. 振动条件下晶振的相噪分析及其抗振设计[D]. 成都:电子科技大学,2007.
- [5] 曹昱,吕善伟,冯克明. 正弦振动条件下原子钟的频率稳定度分析[J]. 北京航空航天大学学报,2006,32(4):407~411.
- [6] 王全龙,赵海清. 机载雷达频综器的相位噪声及其对杂波下能见度的限制[J]. 电讯技术,2000,4:1~5.
- [7] 汤子跃,张守融. 频率源稳定性对 BISAR 成像的影响研究[J]. 电子与信息学报,2004,26(1):100~106.
- [8] Steven J, Gregory A. Reducing the acceleration sensitivity of AT-strip quartz crystal oscillators[C]. IEEE International Frequency Control Symposium, 2010: 25~30.
- [9] Bloch M, Mancini O, McClelland T, et al. Acceleration “G” Compensated Quartz Crystal Oscillators[C]. Joint Meeting of the European Frequency Forum and the IEEE International Frequency Control Symposium, 2009: 175~180.
- [10] Howe D A, LanFranchi J L, Cutsinger L, et al. Vibration-induced PM Noise in Oscillators and Measurements of Correlation[C]. IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition, 2005: 494~498.
- [11] Jerry R, Jim M. Brief History of the Development of Ultra-precise Oscillators for Ground and Space Applications [C]. IEEE International Frequency Control Symposium, 1996: 47~57.
- [12] Anderson C L. Acceleration Charge Sensitivity in AT-Quartz Resonators[C]. IEEE International Frequency Control Symposium, 1995: 519~529.
- [13] Larry D, Errol P. The Effects of Metal Depositions upon Acceleration Induced Frequency Shifts for Quartz Crystal Units[C]. IEEE International Frequency Control Symposium, 1993: 560~573.
- [14] Fred L, Jean-Jacques G. Environmental Sensitivity of Quartz Oscillators[C]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 1992: 241~247.
- [15] 冯冠平,王晓红,王劲松. 石英晶体谐振器的力频效应及其应用[J]. 清华大学学报,1998,38(8):35~38.
- [16] 刘学军,姚卓民. 加速度对晶体振荡器频率稳定度的影响[J]. 电光系统,2005,2:50~53.
- [17] 杨希. 晶体振荡器的加速度补偿研究[D]. 成都:电子科技大学,2009.
- [18] Filler R L. The Acceleration Sensitivity of Quartz Crystal Oscillator: A Review[C]. IEEE Transactions on Ultrasonics and Frequency Control, 1988: 297~305.
- [19] 严刚峰,黄显核. 振荡器相位噪声的研究综述[J]. 宇航计测技术,2009,29(4):74~78.
- [20] He M, LiMei X, WeiBin T, et al. Experimental Analysis of Vibration-induced Phase Noise of Crystal Oscillator Circuit [C]. IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, 2006: 1 559~1 564.
- [21] Filler R L. The Effect of Vibration on Frequency Standards and Clocks[C]. 35th Annual Symposium Frequency Control, 1981: 31~41.
- [22] Driscoll M M. Quartz Crystal Resonator G-Sensitivity Measurement Methods and Recent Results [C]. 43rd Annual Symposium Frequency Control, 1989: 419~426.

可高低变温润滑油流量标准装置不确定度评定

王俊涛¹ 桑培勇¹ 贾正红¹ 信彦峰¹ 崔春桃²

(1.国防科技工业 4113 计量站,新乡 453049;2.洛阳市质量技术监督局,洛阳 471003)

摘 要 润滑油流量标准装置属于新建装置,具有可高低变温、大流量、宽量程的特点,变温范围为(-35~150)℃。对装置基本原理进行了简要介绍,并列出主要性能特点,制定了检定要求和方法。通过实际测试及对测试结果的分析合成,确定了装置不确定度。检定结果表明,此装置不确定度完全达到设计要求。

关键词 润滑油 流量标准装置 高低温 不确定度

Evaluation of Uncertainty for a Lubricating Oil Flow Calibration Facility Based on High-low Temperature

WANG Jun-tao¹ SANG Pei-yong¹ JIA Zheng-hong¹ XIN Yan-feng¹ CUI Chun-tao²

(1. 4113 Measurement Center of Science, Technology and National Defense Industry, Xinxian 453049;

2. Quality Technology Supervision Bureau of Luoyang, Luoyang 471003)

Abstract Lubricating oil flow calibration facility is a newly built facility, has the characters of changing temperature, mass flow, and wide-range. The range of changing temperature is: (-35~150)℃. The basic principle of this calibration facility is introduced, the verified demand and method are established. Uncertainty of the calibration facility is determined. The result of test proves that the uncertainty of the facility meets the requirement of design.

Key words Lubricating oil Flow calibration facility High-low temperature Uncertainty

1 引 言

可高低变温润滑油流量标准装置是为了满足现代工业技术需要而建立的一套液体流量标准装置。具有变温范围大、准确度高、量程宽、自动化程度高等特点。此装置是对不同温度、粘度下流量计性能进行检定的测试系统,其自身准确性和稳定性将直接影响相应工业系统流量状态的监测。因此,对可高低变温润滑油流量标准装置进行准确检定是非常必要的。

2 装置简介

2.1 装置原理

本装置基本原理结构如图 1 所示。油液存储于油箱 1 内,工作时在油泵 2 作用下被压入试验管路系统,经变温系统 3、指示流量计 4、被检流量计 5 到达换向器 6。换向器在未工作状态时,油液直接回油箱;换向器进入工作状态时,油液经换向器后进入称重箱 7,完成一次检定后,打开电动放油阀 8,油液

回油箱^[1,2]。

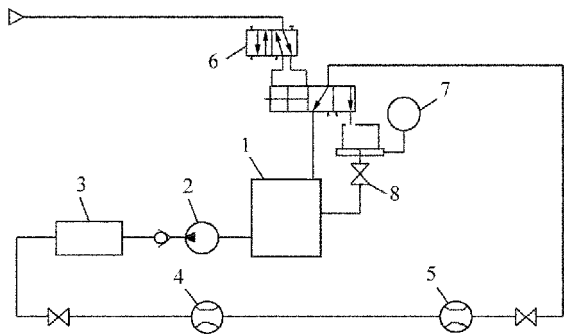


图 1 装置原理图

2.2 装置设计性能指标

- a) 变温范围: $(-35 \sim 150)^\circ\text{C}$;
- b) 温控误差: $\pm 1^\circ\text{C}$;
- c) 流量范围: $(0.1 \sim 80) \text{ m}^3/\text{h}$;
- d) 不确定度 ($k=2$): 0.05% 。

3 检定要求及方法

静态质量法液体流量标准装置的检定包括:外观检查、密封性试验、计时器检定、衡器检定、换向器检定、流量稳定性等项目。其中计时器、换向器及衡器的不确定度最终影响装置的测量不确定度^[3]。

3.1 计时器检定

检定方法:将被检计时器和标准计时器相连,使他们能够同时启停。以标准装置规定的最短测试时间 $t_{\min}(u_A)$ 为标准,同时启停被检计时器和标准计时器,记录被检计时器数值 t_i (s) 和标准计时器 t_{0i} (s),即为一次检定。重复以上检定 10 次以上。根据下列公式计算出计时器的不确定度。

第 i 次差值

$$\Delta t_i = t_i - t_{0i} \quad (1)$$

平均值

$$\Delta t = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Delta t_i \quad (2)$$

A 类相对标准不确定度

$$u_{A1} = \frac{1}{t_{\min}} \left[\frac{\sum_{i=1}^n (\Delta t_i - \Delta t)^2}{n-1} \right]^{1/2} \times 100\% \quad (3)$$

B 类相对标准不确定度

$$u_{B1} = \frac{\Delta t}{2t_{\min}} \times 100\% \quad (4)$$

3.2 换向器检定

采用行程差法。分别对大、中、小三台换向器,在大、中、小三个流量点,高温、常温、低温三种状态应分别对三个台位的换向器进行检定。

启动流量装置,调整流量到换向器检定预选流量点,保持系统稳定 10min。操作控制器,使换向器换向,并记录换向器换入和换出时间,分别记作 t_{1i} 和 t_{2i} 。换向器换向次数不能少于 10 次。不确定度计算方法如下

$$\text{平均值} \quad t_1 = \frac{\sum_{i=1}^n t_{1i}}{n} \quad (5)$$

$$t_2 = \frac{\sum_{i=1}^n t_{2i}}{n} \quad (6)$$

A 类相对标准不确定度

$$u_{A2} = \frac{1}{t_{\min}} \left[\frac{\sum_{i=1}^n (t_{1i} - t_1)^2}{n-1} \right]^{1/2} \times 100\% \quad (7)$$

$$u_{A3} = \frac{1}{t_{\min}} \left[\frac{\sum_{i=1}^n (t_{2i} - t_1)^2}{n-1} \right]^{1/2} \times 100\% \quad (8)$$

B 类相对标准不确定度

$$u_{B2} = \frac{t_1 - t_2}{4t_{\min}} \times 100\% \quad (9)$$

3.3 衡器检定

在使用量限范围内取 10 个均匀分布点,用标准砝码从 $J=1$ 逐步加载到 $J=10$,完成第一次测试;再从 $J=10$ 逐步卸载到 $J=1$,完成第二次测试。分别记录下加载质量 m_1 、卸载质量 m_1 、衡器读数 R_m 和空容器衡器读数的平均值 R_0 ,计算各检测点的不确定度,取最大值为电子天平的不确定度^[4]。

第 j 点单次测量 A 类相对标准不确定度

$$u_{A4j} = \frac{1}{m_j + R_0} \left[\frac{\sum_{i=1}^n (\Delta m_i - \Delta m)^2}{n-1} \right]^{1/2} \times 100\% \quad (10)$$

第 j 点 B 类相对标准不确定度

$$u_{B3j} = \frac{\Delta m}{2(m_j + R_0)} \times 100\% \tag{11}$$

式中： Δm_i ——负载($m_j + R_0$)时第*j*点第*i*次测量差值, $\Delta m_i = R_{mi} - (m_j + R_0)$,kg; Δm ——第*j*点的平均值,kg; m_j ——第*j*点标准砝码的质量,kg; R_{mi} ——质量为 m_i 的标准砝码第 i 次测量时电子天平的读数,kg。

在前面对装置各主要部分测试的基础上,分别在常温、高温和低温下对装置的不确定度进行合成。合成方法如下:

(1)装置合成标准不确定度

$$u_c = (u_{A1}^2 + u_{A2}^2 + u_{A3}^2 + u_{A4}^2 + u_{B1}^2 + u_{B2}^2 + u_{B3}^2 + u_F^2)^{1/2} \tag{12}$$

式中： u_F ——标准砝码标准不确定度。

(2)装置的扩展不确定度

$$U = k u_c \quad (k = 2) \tag{13}$$

4 检定结果

依据检定要求和方法对装置进行检定,根据实验数据计算得出装置技术参数如下。

4.1 计时器检定结果

A 类相对标准不确定度： $u_{A1} = 0.008\%$

B 类相对标准不确定度： $u_{B1} = 0.004\%$

4.2 换向器检定结果

表 1 25℃状态换向器的不确定度

换向器台位	A 类相对标准不确定度		B 类相对标准不确定度
大台位(1 500kg)	$u_{A2} = 0.001\ 3\%$	$u_{A3} = 0.001\ 4\%$	$u_{B2} = 0.005\ 2\%$
中台位(150kg)	$u_{A2} = 0.000\ 2\%$	$u_{A3} = 0.000\ 1\%$	$u_{B2} = 0.007\ 1\%$
小台位(6kg)	$u_{A2} = 0.000\ 6\%$	$u_{A3} = 0.000\ 5\%$	$u_{B2} = 0.000\ 3\%$

表 2 150℃状态换向器的不确定度

换向器台位	A 类相对标准不确定度		B 类相对标准不确定度
大台位(1 500kg)	$u_{A2} = 0.002\ 2\%$	$u_{A3} = 0.005\ 6\%$	$u_{B2} = 0.003\ 8\%$
中台位(150kg)	$u_{A2} = 0.000\ 7\%$	$u_{A3} = 0.000\ 6\%$	$u_{B2} = 0.006\ 3\%$
小台位(6kg)	$u_{A2} = 0.001\ 1\%$	$u_{A3} = 0.000\ 6\%$	$u_{B2} = 0.000\ 3\%$

表 3 -35℃状态换向器的不确定度

换向器台位	A 类相对标准不确定度		B 类相对标准不确定度
大台位(1 500kg)	$u_{A2} = 0.002\ 4\%$	$u_{A3} = 0.006\ 0\%$	$u_{B2} = 0.003\ 9\%$
中台位(150kg)	$u_{A2} = 0.001\ 3\%$	$u_{A3} = 0.001\ 4\%$	$u_{B2} = 0.003\ 7\%$
小台位(6kg)	$u_{A2} = 0.001\ 2\%$	$u_{A3} = 0.001\ 3\%$	$u_{B2} = 0.014\ 0\%$

4.3 衡器检定

表 4 电子天平的不确定度

电子天平	A 类相对标准不确定度	B 类相对标准不确定度
1 500kg	$u_{A4} = 0.003\%$	$u_{B3} = 0.018\%$
150kg	$u_{A4} = 0.003\%$	$u_{B3} = 0.006\%$
6kg	$u_{A4} = 0.000\%$	$u_{B3} = 0.002\%$

4.4 装置不确定度

表 5 装置的扩展不确定度($k = 2$)

扩展不确定度	常温 25℃	高温 150℃	低温-35℃
大台位 1 500kg	$U = 0.042\%$	$U = 0.044\%$	$U = 0.044\%$
中台位 150kg	$U = 0.028\%$	$U = 0.026\%$	$U = 0.024\%$
小台位 6kg	$U = 0.018\%$	$U = 0.020\%$	$U = 0.034\%$

5 结束语

通过对该装置的检定结果证明,在全量程范围内、各温度状态下,装置扩展不确定度都优于0.05%,可以满足现代工业对流量计的量传需求,为不同状态下流量计的检定提供了可靠计量手段。

参考文献

[1] 苏彦勋,梁国伟,盛健.流量计量与测试(第二版).北京:中国计量出版社,2007.

[2] 国防科工委科技与质量司.力学计量(下册).北京:原子能出版社,931~955.

[3] JJG 164-2000 液体流量标准装置检定规程.北京:中国计量出版社,2000.

[4] JJG 1036-2008 电子天平检定规程.北京:中国计量出版社,2008.

基于 PLC 的电池组性能测试系统软件设计

甘 武 张华锋 张 浩

(中国船舶重工集团公司第 712 研究所,武汉 430064)

摘 要 针对电池组性能测试系统的特点与要求,在 STEP 7 环境下开发电池组性能测试系统软件。给出了系统原理和程序实现方法、流程。该软件已运用到实际工作中,测试数据量大,实用性强,提高了测量速度和效率。

关键词 PLC 电池 性能测试 软件设计

Design of Accumulator Battery Testing System Software Based on PLC

GAN Wu ZHANG Hua-feng ZHANG Hao

(The No.712 Research Institute, CSIC, Wuhan 430064)

Abstract Aiming at the characteristics and demands of accumulator battery testing system, a software working is developed in STEP 7. The theory of testing system, the flow chart of the software and how it works are described. Presently the software has been used in actual projects, it has the performance of high work efficiency, mass data processing and good practicability.

Key words PLC Battery Performance test Software design

1 引 言

电池组性能测试系统(以下简称系统)用于对电池组的综合性能进行分析测试。系统由 PLC 控制器、上位机监控软件、电池电压和温度检测系统、充电系统控制器、充电操作面板、放电柜、放电操作面板七个部分组成。PLC 作为电池组性能测试系统的核心控制器,负责操控电池组充电和放电系统的各功能模块,并使它们协调运作^[1-2]。

2 系统组成

系统主要分为充电系统、放电系统(含 PLC)、上位机系统、检测系统。充电系统由变压器、水冷柜、整流柜、控制柜组成,主要完成电池组充电功能;放电系统由斩波柜、PLC、开关柜、电阻负载组成,主要完成电池组放电功能;上位机系统由上位机、性能测试软件、打印机组成,主要完成电池组充、放电工工艺管理和数据记录、打印功能;电池组检测系统由传感器和远程站组成,主要完成电池电压和温度的检

测和信号传输功能。

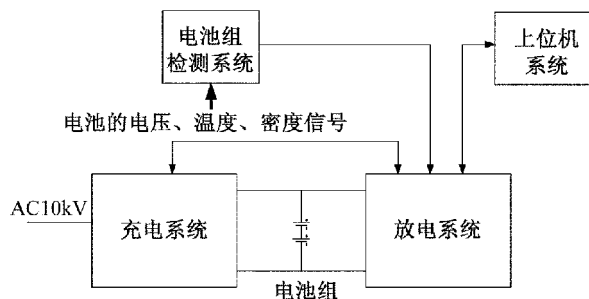


图1 电池组性能测试系统组成框图

3 软件总体概要

3.1 软件总体说明

根据系统技术要求,软件共分为5个功能模块:上位机软件、主站 PLC 软件、从站 PLC 软件、操作器软件和斩波控制器软件。

3.1.1 上位机主要完成充放电远程控制、检测记录、数据处理和打印,实现记录数据自动传送、随时调用并显示试验程序及记录数据。上位机与主站 PLC 用以太网实现通讯,检测数据由主站 PLC 上传至上位机,控制指令由上位机传至主站 PLC,再由主站 PLC 运算后传至从站 PLC 或斩波控制器。

3.1.2 主站 PLC 主要完成充放电过程控制和通讯中转功能,控制放电装置中继电器的通断,控制从站 PLC 的从而控制充电装置,接收检测子系统的数据,与上位机实现数据交换;通过 RS485、以太网、DP 总线等通讯连接充电装置、放电装置、上位机、检测系统,实现数据的传送。

3.1.3 操作器主要完成参数的显示(本地或远控状态时)和给定操作指令(本地状态时)。操作器软件在触摸屏硬件的支持下,通过 PROFIBUS-DP 总线与主站 PLC 通讯,根据系统工作模式和设定的参数或工艺配方,实现电池组充放电的监视和控制。充电电子系统操作器按外包技术协议,与主站 PLC 通过 DP 总线通讯,充电时显示 3 相线电压、直流侧电压、直流侧电流。

3.1.4 斩波控制器主要完成斩波单元的控制功能,输出 3 路相位互差 120° 的 PWM 触发脉冲,控制 3 个斩波单元实现放电电流调节。通过 RS485 通讯连接主站 PLC,接收工作指令并上传工作状态。控制器软件在主回路、驱动电路、控制机箱、通讯及外围电路的支持下,完成恒流放电的任务。

3.1.5 从站 PLC 主要完成以可控整流桥为主的充电电子系统的控制,还要起到与主站 PLC 进行通讯的作用。

3.2 系统的处理方法和处理过程

对电池组充电时,系统数据流程如图 2 所示。

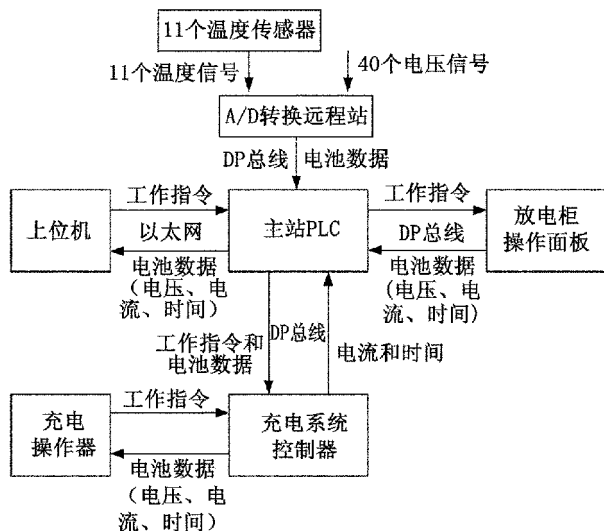


图2 充电时系统数据流程

放电时,系统数据流程如图 3 所示。

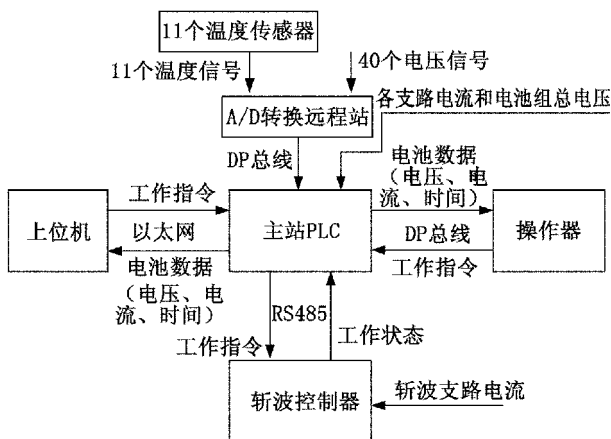


图3 放电时系统数据流程

4 斩波控制器软件设计

斩波器包括斩波控制器、斩波单元在蓄电池充、放电项目中主要起到调节放电电流($0 \sim 600\text{A}$)的作用。电流采用单环 PI 控制,控制误差应该控制在 $\pm 0.5\%$ 。斩波控制器与 PLC 用 RS485 总线通讯,接收工作指令,发出报警信号(例如过流、异常等报警信号)。斩波控制器要实现恒流放电工作方式。软

件还要在设备故障保护或掉电后进行故障记录,重新上电能够查询故障。

5 操作器软件设计

当充电柜设置为本地时,充电操作器可监视和操作,而上位机和操作器只能监视;当充电柜设置为远控,而放电柜设置为本地时,操作器可实现充、放电过程监视功能和充、放电操作控制功能,上位机、充电操作器只能监视;当充电柜、放电柜设置为远控时,操作器、充电操作器只能监视不能操作。

操作器要求监视的参数有实时充、放电电流、运行的时间、10 个检查电池的端电压和 11 个温度值、工作模式、控制模式;要求有暂停放电、暂停充电、故障显示、程序开始或停止等功能。

远程控制模式下,操作器对放电过程和相关参数进行实时监视,并通过文本、图形界面等形式显示出来,如图 4 所示。

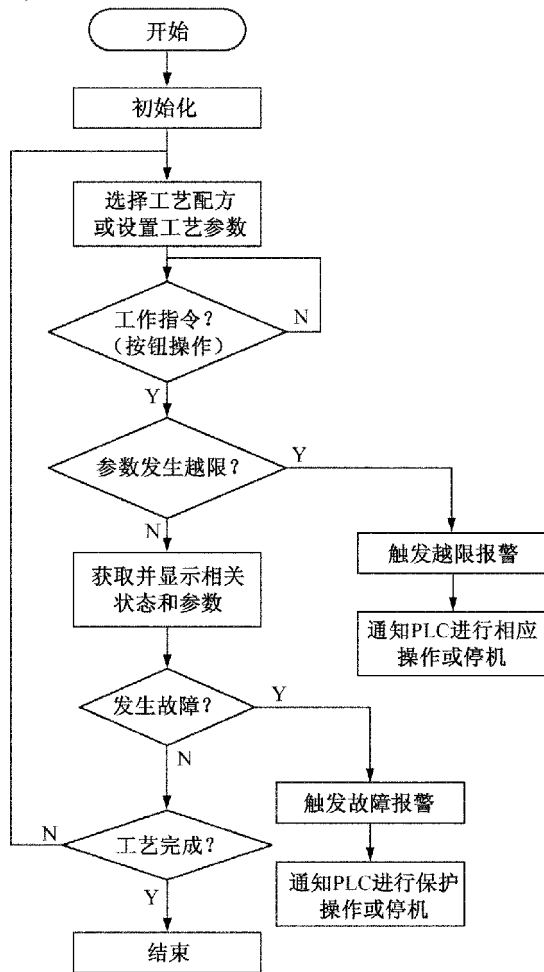


图 4 监控程序流程图

6 上位机功能

显示功能:上位机上应显示实时工作电流、程序运行时间、程序所进行的工步、所有电池的端电压、10 个检查池的温度值、环境温度、工作方式、工作模式、控制方式、充放电容量及功率等。

设置功能:可以设置工作模式、控制方式,可由充电、放电和搁置任意编排组合,并自动转换。

管理功能:为保证系统运行的安全性,将操作者分为两个权限级别:操作员和工艺员。计算机系统通过用户名和口令的方式来实现操作者权限级别的管理。

存储功能:程序可设定记录数据时间间隔,最小时间间隔为 1min。有程序记忆功能。

查询功能:供随时调用显示记录的数据。

报警功能:可根据下位机上传的信息显示各种故障:过压、过流、过热、欠水、缺水等。

软件流程框图如图 5 所示。

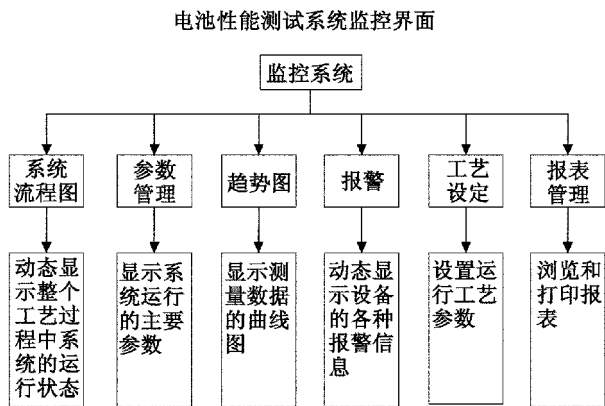


图 5 上位机软件流程框图

7 PLC 功能

电池组性能测试系统中,PLC 有两个独立的控制过程,一个是电池组的充电过程,一个是放电过程^[3~5]。

充电过程中,系统有两种工作方式,分别是与上位机的联机模式和脱机模式(本地和远控)。联机模式时,PLC 接收上位机监控软件发出的工作指令。脱机模式时,PLC 接收充电操作器发出的工作指令(充电系统设置为本地),也可接收操作器发出的工作指令(充电系统设置为远控),然后按照指令

操作充电子系统控制器对电池组进行充电。在此过程中,PLC 需要实时的监测电池的电压和温度,并按照充电设置的要求对充电子系统控制器的工作状态进行切换。PLC 还要记录整个充电过程的充电电流和充电时间,在与上位机处于联机状态时上传到上位机。

放电过程中,系统也有联机模式和脱机模式。联机模式时,PLC 接收上位机监控软件发出的工作指令。脱机模式时,PLC 接收放电柜操作器发出的工作指令,然后按照指令操作放电子系统对电池组进行放电,如图 6 所示。在此过程中 PLC 需要实时的监测总放电电流,并不断调整放电柜状态以达到放电设置的要求。PLC 还要记录整个放电过程的放电电流和放电时间并能具有断电后数据不丢失功能,在与上位机处于联机状态时上传到上位机。

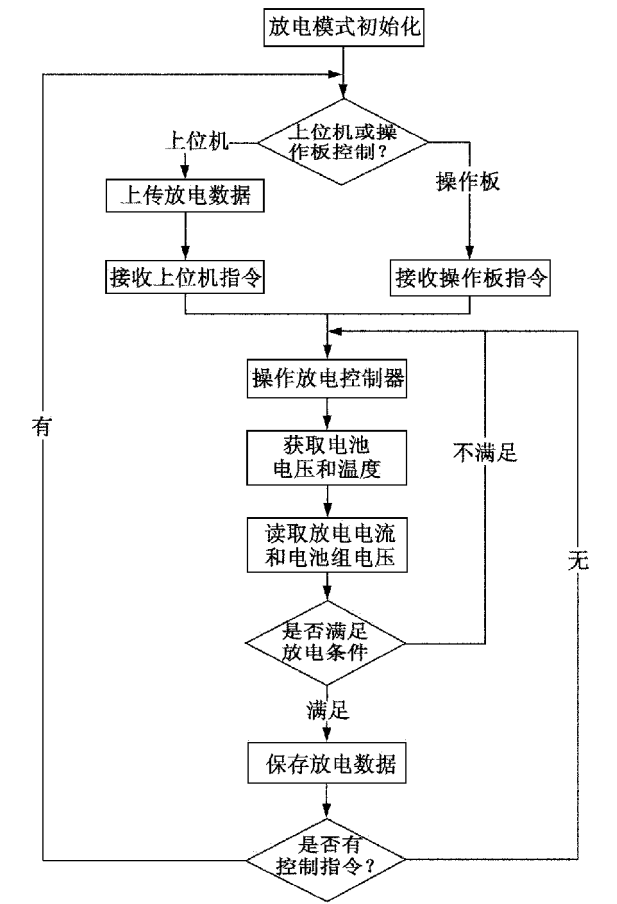


图 6 PLC 控制流程图(放电)图

8 性能评估

本文的软件设计和实现方法已应用于某电池组性能测试系统中。图 7 是电池组性能测试软件运行时界面截图。实践表明,该软件运行稳定、界面友好,具有可行性和有效性。

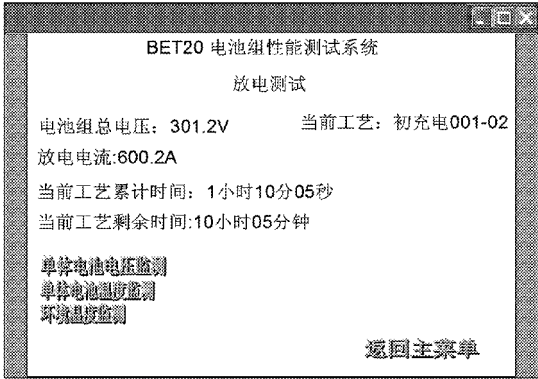


图 7 软件运行界面截图

9 结束语

在电池组性能测试系统中,PLC 是测试系统的核心。针对电池组性能测试系统的需求,本文在 Windows XP 环境下,利用 STEP 7 软件开发工具设计实现。通过该软件可以实现现地和远程控制,实时监控电池组状态,对电池组性能进行综合测试。

参考文献

[1] 电动汽车重大专项总体组.“十五”国家高技术研究发展计划(863 计划)电动汽车重大专项进展[J].汽车工程,2003(6):15~20.

[2] 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(9):1~7.

[3] 苏小兵,李天平,谷崧.PLC、组态软件在水处理控制系统中的应用[J].工业控制计算机,2010(6):17~18.

[4] 汪国民,田韶鹏.基于组态软件和 PLC 的汽车空调分装装配台系统设计[J].工业控制计算机,2010(6):19~20.

[5] 张志民,欧建平,皇甫堪.软件无线电台实时数据采集软件设计[J].计算机工程,2010(4):34~35.

混频器矢量表征测试方法研究

韩 璐 高申翔 沈小青
(中国卫星海上测控部, 江阴 214431)

摘 要 介绍了一种测量射频混频器的新方法。该方法利用反射测量,能给出准确的输入匹配、输出匹配以及变频损耗的幅度、相位和群时延响应,并适用于互易且镜频响应可以被滤除的混频器。首先,对该测量方法进行了分析,建立了单端口矢量误差模型。然后,对该模型的 S 参数矩阵进行了推导,给出了混频器特性参数计算公式。最后,用实验验证了该方法的正确性。

关键词 混频器 反射测量 相位测量 单端口矢量误差模型

Research on Vector Characterization Measurement Method of Mixers

HAN Lu GAO Shen-xiang SHEN Xiao-qing
(China Satellite Maritime Tracking and Control Department, Jiangyin 214431)

Abstract A new technique based on reflection measurement for RF mixers measurement is presented. The technique provides accurate and repeatable measurements of mixers that reciprocal and image frequency can be filtered for input match, output match, conversion amplitude, conversion phase, and group delay. Firstly, by analyzing the measurement method, an one-port vector error model is established. Then, S-parameter matrix of the model is derived and the formulas of the mixer performance parameters are given. Finally, experimental results verify the correctness of the method.

Key words Mixer Reflection measurement Phase measurement One-port vector error model

1 引 言

混频器是每一个射频或微波收发链路中的基本元件,其参数指标严重影响整个系统的性能,只有确切掌握混频器的参数指标,才能设计出优质的系统。由于混频器是利用器件的非线性特性工作的,因此其参数的测量比较困难,主要难点有:(1)输入和输出处于不同的频率;(2)混频器是多端口器件,需要两路输入信号;(3)不能进行传统的矢量网络分析

仪误差修正。因此,如何简便、有效的测量混频器的参数特性,是工程实际中亟待解决的问题。

常见的基于频谱仪、功率计或标量网络分析仪的标量测试方法,只能测量变频损耗的幅度等标量参数,无法测量变频损耗的绝对相位和绝对群延时;通过对三个混频器进行三次测量可以计算出幅度和相对相位响应,但需要进行三组测量,并且在混频器与滤波器之间需要进行重新连接,每次连接时都可能产生随机误差(连接器重复性)和系统误差;参考

混频器法可以测量幅度响应和相对相位响应,但对网络分析仪的配置要求较高(多端口、多信号源),还需要参考混频器的配合,测试系统比较复杂,且无法测量绝对相位响应。

针对混频器绝对相位响应和群延时测量存在的困难,对混频器矢量表征测试方法进行了研究,该方法系统配置简单,不仅能测量混频器的幅度响应,而且能测量绝对相位响应和群时延。

2 混频器矢量表征测试方法

2.1 矢量表征测试方法

混频器矢量表征测试方法如图 1 所示,该方法的基本思想是:利用反射器件将中频信号反射回混频器进行二次混频,用矢量网络分析仪测量混频器射频端信号的反射系数,然后根据单端口矢量误差模型,就能计算出混频器输入匹配、输出匹配以及变频损耗的幅度和相位响应。

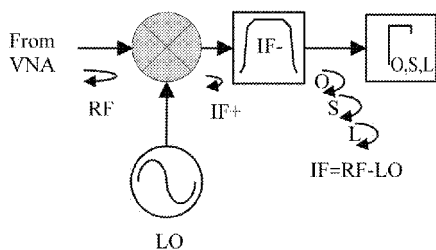


图 1 混频器矢量表征测试方法示意图

2.2 测试系统搭建

首先,使矢量网络分析仪在射频频率范围内进行针对回波损耗 (S_{11}) 测量的单端口校准。然后,将待测混频器的射频端与矢量网络分析仪的测试端口相连,本振端接本振信号源(本振信号需满足被测混频器功率和频率范围要求),中频端接中频滤波器,滤波器的输出端口作为实际的测试端口,如图 2 所示。

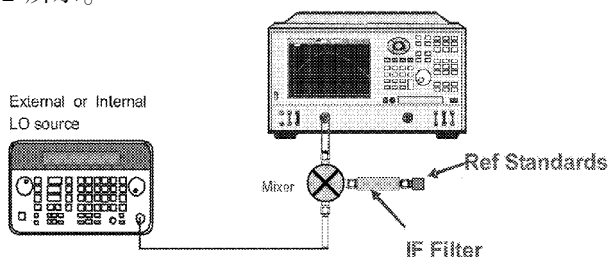


图 2 混频器测试连接图

2.3 单端口矢量误差模型

图 2 中被测混频器和中频滤波器构成的组件可以看作是对矢量网络分析仪测试端口的延伸,因此存在一个单端口矢量误差模型。该模型是 S 参数矩阵,矩阵的特定元素对应着被测混频器的传输参数(幅频和相频特性),混频器/滤波器组合的单端口矢量误差模型如图 3 所示。

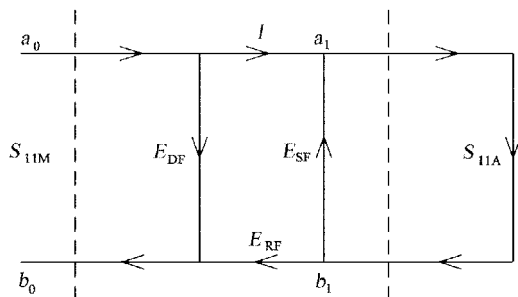


图 3 单端口矢量误差模型图

单端口矢量误差模型包含方向性 E_{DF} 、源匹配 E_{SF} 和反射失调 E_{RF} , 其 S 参数矩阵为

$$[S] = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_{DF} & T_2 \\ T_1 & E_{SF} \end{pmatrix} \quad (1)$$

式中: E_{DF} ——混频器的输入匹配; E_{SF} ——混频器的输出匹配; T_1 ——正向变频损耗; T_2 ——反向变频损耗; E_{RF} ——混频器的双向传输 $T_1 \times T_2$ 。

根据 Mason 公式可得

$$S_{11M} = \frac{b_0}{a_0} = E_{DF} + \frac{E_{RF} S_{11A}}{1 - E_{SF} S_{11A}} \quad (2)$$

为了计算混频器/滤波器组合的单端口矢量误差模型,进行三项测量 $\Gamma_o, \Gamma_s, \Gamma_L$ 就足够了,亦即 $\Gamma_o, \Gamma_s, \Gamma_L$ 之值可用作计算单端口矢量误差模型 S 参数矩阵的输入量。

2.4 开路/短路/负载测量

如图 1 所示,分别进行计量级的开路/短路/负载测量,并将结果存储。

接开路器时,反射系数为 1

$$S_{11O} = E_{DF} + \frac{E_{RF}}{1 - E_{SF}} \quad (3)$$

接短路器时,反射系数为 -1

$$S_{11S} = E_{DF} - \frac{E_{RF}}{1 + E_{SF}} \quad (4)$$

接匹配负载时,反射系数为 0

$$S_{11L} = E_{DF} \quad (5)$$

由此可以算出

$$\begin{aligned} E_{DF} &= S_{11L} \\ E_{SF} &= \frac{2S_{11L} - S_{11S} - S_{11O}}{S_{11S} - S_{11O}} \\ E_{RF} &= \frac{2(S_{11S} - S_{11L})(S_{11O} - S_{11L})}{(S_{11S} - S_{11O})} \end{aligned} \quad (6)$$

因此

$$[S] = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11L} & T_2 \\ T_1 & \frac{2S_{11L} - S_{11S} - S_{11O}}{S_{11S} - S_{11O}} \end{pmatrix} \quad (7)$$

3 混频器特性参数计算

3.1 幅度响应计算

反射统调项 E_{RF} 代表经过混频器的双向传输(幅度和相位) $T_1 \times T_2$,单端口矢量误差模型已经分离出源匹配和用来获取数据的已校矢量网络分析仪(VNA)的影响并包含了输入匹配的影响。因此,这一项可用作混频器的实际双向变频损耗。由于这个数据是用已校网络分析仪获取,所以矢量网络分析仪的有效失配、统调和方向性均被消除。

对于互易混频器,取这一项的平方根便给出混频器的单向插入损耗,即

$$|T_1| = |T_2| = \sqrt{E_{RF}} = \sqrt{\frac{2(S_{11S} - S_{11L})(S_{11O} - S_{11L})}{(S_{11S} - S_{11O})}} \quad (8)$$

3.2 相位响应计算

为了测量混频器的绝对相位,必须保证所测信号的相位与本振信号的相位无关。在测试端口测得的信号共有五个频率分量,分别是混频器输入端口反射信号 v_{RF1}, v_{IF+} 与本振信号产生的和频 v_{RF2} 、差频 v_{RF3}, v_{IF-} 与本振信号产生的和频 v_{RF4} 、差频 v_{RF5} 。

假设 RF 输入信号的形式为

$$v_{RF}(t) = \cos(2\pi f_{RF}t + \varphi_{RF}) \quad (9)$$

L_O 信号的形式为

$$v_{LO}(t) = \cos(2\pi f_{LO}t + \varphi_{LO}) \quad (10)$$

经过计算,可以得到

$$v_{RF1} = \Gamma_1 \cos(2\pi f_{RF}t + \varphi_{RF})$$

$$v_{RF2} = \frac{k_1 k_2}{4} \cos[2\pi(f_{RF} + 2f_{LO})t + \varphi_{RF} + 2\varphi_{LO}]$$

$$v_{RF3} = \frac{k_1 k_2}{4} \cos(2\pi f_{RF}t + \varphi_{RF})$$

$$v_{RF4} = \frac{k_1 k_2 \Gamma_2}{4} \cos(2\pi f_{RF}t + \varphi_{RF})$$

$$v_{RF5} = \frac{k_1 k_2 \Gamma_2}{4} \cos[2\pi(2f_{LO} - f_{RF})t + 2\varphi_{LO} - \varphi_{RF}] \quad (11)$$

式中: Γ_1, Γ_2 ——分别是混频器输入端口、单端口校准件的反射系数; k_1, k_2 ——分别是混频器下、上变频工作时考虑到电压变换损耗而引入的常量。

可以看出, $v_{RF1}, v_{RF3}, v_{RF4}$ 与本振信号的相位无关; v_{RF2} 的频率超出了测量范围; v_{RF5} 的频率是 $2f_{LO} - f_{RF}$, 为镜像频率, 需被滤除。

根据以上分析,对于互易且镜频响应可以被滤除的混频器,在测试端口只能测得 $v_{RF1}, v_{RF3}, v_{RF4}$, 这三个信号的频率都为 f_{RF} , 且都与本振信号的相位无关。因此,其变频损耗的绝对相位 φ 为

$$\varphi = \frac{\varphi_{E_{RF}}}{2} \quad (12)$$

式中: $\varphi_{E_{RF}}$ ——反射统调 E_{RF} 的相位。

3.3 群时延计算

群时延是某一频段区间的信号穿越设备所需的时间,它定义为传输相位对频率的负导数,即

$$T_d = -\frac{d\varphi}{d\omega} \quad (13)$$

由于矢量网络分析仪本身工作的离散性,无法得到相位对频率的连续函数。因此,在实际测试过程,通常是如图 4 所示在感兴趣的频点两边选择两个频点,分别测试相位,再按式(14)计算相位对频率的斜率

$$T_d = -\frac{\Delta\varphi}{\Delta\omega} = -\frac{\Delta\varphi}{360 \times \Delta f} \quad (14)$$

式中: $\Delta\varphi$ ——两个邻近频率 Δf 之间的相位差。

4 试验验证

4.1 幅度响应测量

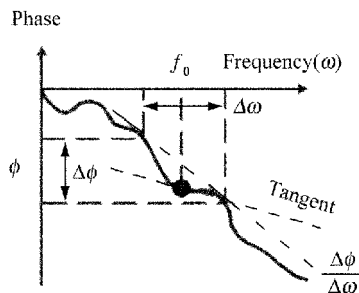


图4 群时延测量示意图

分别用矢量表征测试方法和传统的功率计测量方法对混频器进行幅度响应测量,结果如图5、图6所示。从图6可以看出,混频器的部分频率响应存在某些非可逆性质。然而,上、下变频的平均与图5中的响应一致。因此,证实矢量表征测试方法的确能测量具有可逆变频损耗且镜频响应可以被滤除的混频器的幅度响应。

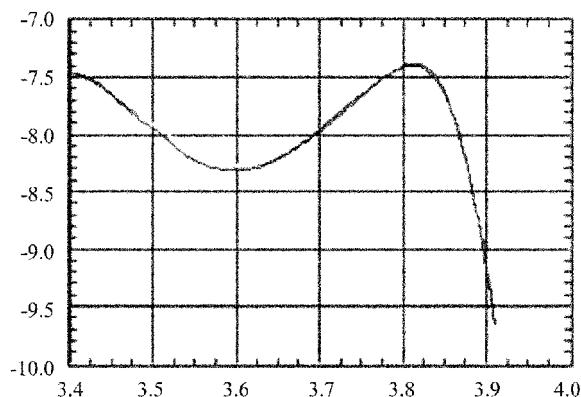


图5 用矢量表征法测得的混频器幅度响应图

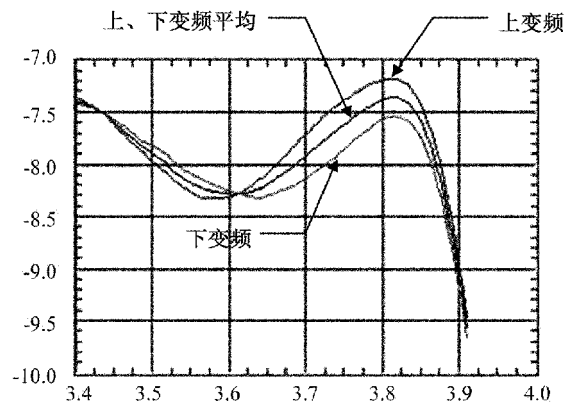


图6 用功率计测得的混频器幅度响应图

4.2 相位响应和群时延测量

图7、图8分别给出了用矢量表征测试方法对

混频器进行绝对相位响应和群时延测量的结果。该方法能够测量混频器的绝对相位响应和群时延,这是其它方法做不到的。

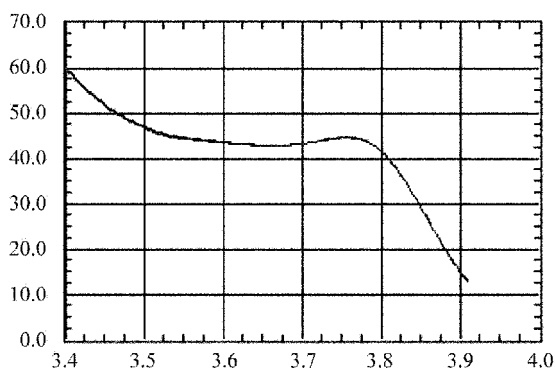


图7 混频器相位响应测试结果图

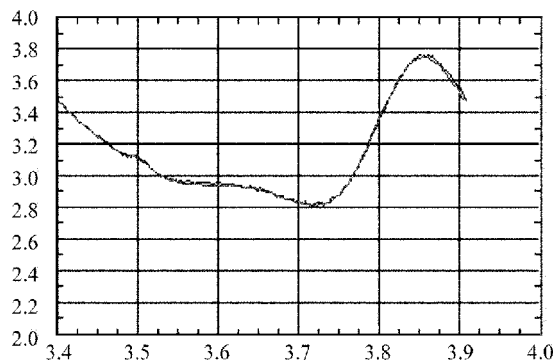


图8 混频器群时延测试结果图

5 结束语

混频器矢量表征测试方法测试系统简单,只要一台单信号源矢量网络分析仪、一台本振信号源和一个中频滤波器就可以组成测试系统。该方法测试方式便捷,仅进行开路、短路和负载三次反射测量就可以通过单端口矢量误差模型计算出混频器的幅频、相频、群时延等重要指标。同时,混频器的输入和输出匹配也可确定。该方法的突出优点是能够测量混频器的绝对相位响应和群时延,而且能通过矢量网络分析仪的矢量校准功能显著减小测量误差。因此,可广泛应用于航天测控通信设备的验收、安装、调试和故障诊断。

参考文献

- [1] 赫崇骏,韩永宁,袁乃昌,何建国.微波电路.国防科技大学出版社,长沙:1999.
- [2] David M.Pozar.微波工程.电子工业出版社,北京:2008.

基于通用 I/O 接口的 CAMAC 总线控制单元 简化设计

李晓建 张霞 余维荣 吴金才 赵亮清
(第二炮兵装备研究院,北京 100085)

摘要 为了减小系统规模,有效降低成本,分析了 CAMAC 标准总线信号构成,用分离 TTL 逻辑电路产生了 6 类总线信号,实现了 CAMAC 总线控制单元简化设计,详细说明了硬件电路设计原理和软件子程序设计。该 CAMAC 总线控制单元可以由通用 I/O 接口实现总线的读写控制。应用结果表明,该设计稳定可靠,方便进行模块检测或搭建小型应用系统。

关键词 输入输出接口 逻辑电路 CAMAC 总线 控制单元

Simplified Design of CAMAC Bus Control Unit Based on General I/O Interface

LI Xiao-jian ZHANG Xia YU Wei-rong WU Jin-cai ZHAO Liang-qing
(The Second Artillery Equipment Academe, Beijing 100085)

Abstract In order to decrease the cost and reduce dimension, the standard signals of CAMAC bus are analyzed. 6 type bus signals are produced by adopting TTL logic circuit. Hence the simplified design of CAMAC bus control unit is realized. Electro circuit principle and subprogram is introduced in detail. In this control unit, the Bus Control right can be obtained via operating the general I/O interface. Its stability and reliability are proved by application and can be used in module testing and system miniaturizing too.

Key words I/O Interface Logic circuit CAMAC bus Control unit

1 引言

CAMAC(Computer Aided Measurement and Control)是一种具有数据通道特性的计算机辅助测量与控制系统,具有标准化程度高、数据传送率高和系统规模大等特点^[1],从 80 年代初开始在核物理、原子

工程、工业自动化、航天测控等领域得到广泛应用。目前,仍然有大量的 CAMAC 总线系统在工业控制和武器装备领域中使用^[2]。随着 CAMAC 设备在役时间的延长,加上温度、湿度等环境因素的影响,其技术性能不断下降,故障发生的频率大大增加,严重影响设备的操作使用,需要研制状态检测与故障定

位设备,以迅速确定 CAMAC 模件的状态,为排除故障提供可靠依据。

在故障检测设备中,需要应用 CAMAC 总线控制单元,实现总线协议转换和对各种模件控制。但由于其标准机箱价格昂贵且体积较大,而在故障检测时仅针对单一模件,购买造价高昂的机箱就造成了资源的浪费。另外,由于 CAMAC 总线设备渐渐被淘汰,生产单位备件较少,采购困难。因此,对 CAMAC 总线控制单元进行简化设计,可以减小设备规模,节约成本,增加灵活性。本文用分离 TTL

逻辑电路设计了 CAMAC 总线控制单元,可以由通用 I/O 接口实现总线的读写控制。

2 CAMAC 总线控制单元的电路设计

实现 CAMAC 总线控制单元的功能,就是要实现对 CAMAC 模件的访问和控制,即完成 CAMAC 标准总线到通用 PC 机 I/O 接口信号的转换。CAMAC 标准总线的数据线主要信号如表 1 所示,由 6 类信号组成,下面对主要总线信号的实现分别进行说明。

表 1 CAMAC 标准总线信号

信号类别	信号名称	符号	接点数	信号用途
命令信号	站号	N	1	选择模件
	子地址选择	A ₁ A ₂ A ₄ A ₈	4	选择模件的一个部分
	功能选择	F ₁ F ₂ F ₄ F ₈ F ₁₆	5	确定在模件内完成的功能
定时信号	选通脉冲 1	S ₁	1	控制第一阶段的操作
	选通脉冲 2	S ₂	1	控制第二阶段的操作
数据信号	写信号	W ₁ ~W ₂₄	24	向模件送信息
	读信号	R ₁ ~R ₂₄	24	从模件取信息
状态信号	请求注意	L	1	指示要求服务请求
	忙	B	1	指示总线操作正在进行中
	响应	Q	1	指示由命令选择特征的状态
	命令接受	X	1	指示模件能够完成要求的动作
公用控制信号	初始化	Z	1	置模件处于某一确定的状态
	禁止	I	1	使信号持续期间的特征失效
	清除	C	1	清除寄存器
电源线	+24V 直流	+24	1	
	+6V 直流	+6	1	
	-6V 直流	-6	1	
	-24V 直流	-24	1	
	0V 直流	0	2	电源公共地线

2.1 地址、功能选择及站号信号的产生

子地址选择信号包括 A₁, A₂, A₄, A₈, 可以选择 0~15 个子地址;功能选择信号包括 F₁, F₂, F₄, F₈ 和

F₁₆, 可以选择 0~31 种功能;站号 N 用于选通位于该站的 CAMAC 模件。这 10 路信号的转换完全相同,在这里以 F₁₆ 的转换电路进行说明,如图 1 所示。

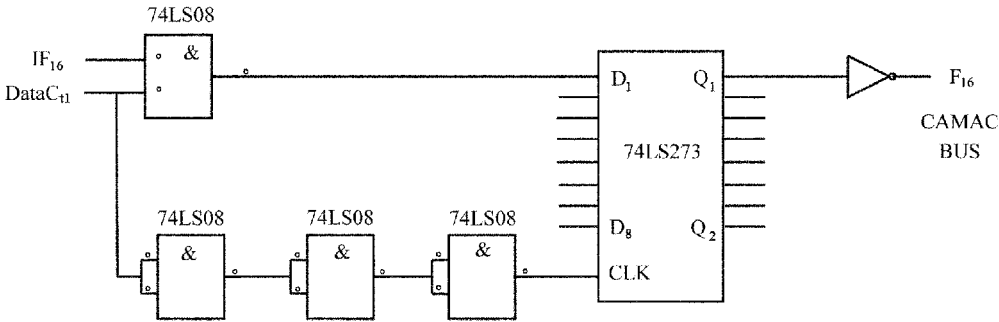


图 1 功能选择信号的产生电路图

从 PC 机 I/O 接口来的 IF_{16} 信号在 DataCtl 信号有效之后,进入 D 触发器的 D_1 端,DataCtl 控制信号经过三级与门延迟后,进入 D 触发器的 CLK 端,D 触发器工作, Q_1 端输出信号经反相驱动后进入 CAMAC 模件。为了保证 CLK 信号到来之前输入数据有效,DataC_u 控制信号比 IF_{16} 输入信号多了两级与门延迟。

2.2 选通脉冲 S_1, S_2 的实现

在每一个 CAMAC 命令操作期间,必须在 CAMAC 总线顺序产生选通脉冲 S_1 和 S_2 ,模件在 S_1 产生时接受写入数据, S_2 用来启动任何能够改变数据读或写信号状态的动作。此外,为了保证功能选择、子地址选择信号能在 S_1 信号到之前能准备好,还需要产生一个数据锁存信号 DataC_u,提前将功能选择、子地址选择信号送到 CAMAC 总线上。

电路原理如图 2 所示。图中移位寄存器采用 74LS164,单稳态触发器采用 74LS123。CAMAC 命令启动信号是一个脉冲信号,可以由外接手动开关发出,也可由开关量输出电路发出。

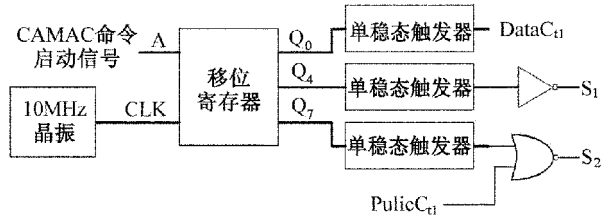


图 2 选通控制信号的产生图

该电路的工作原理为:晶振产生 10MHz 的方波信号作为移位寄存器的时钟端输入,CAMAC 命令启动信号到来后,产生 3 个具有时间差的控制信号 Q_0, Q_4, Q_7 。其中, Q_0 与 Q_4 相差 4 个时钟周期, Q_4 与 Q_7 相差 3 个时钟周期。 Q_0 作为功能选择信号、子地址选择信号的数据锁存控制, Q_4 为 S_1 选通脉冲信号,反相后直接送到 CAMAC 总线上, Q_7 为 S_2 选通脉冲信号,与来自公用控制电路信号进行或非逻辑运算后送到 CAMAC 总线上。在电路中,单稳态触发器主要起波形整形的作用,消除边沿毛刺并保证足够的脉冲宽度。

2.3 数据读、写信号的实现

24 位数据读、24 位数据写信号线的转换如图 3 所示。

写操作时,直接将数据经过驱动送到 CAMAC 总线的 $W_1 \sim W_{24}$ 线。读操作时,数据的锁存由选通



图 3 数据读、写信号的转换实现框图

信号 S_1 控制。状态信号 L,B,Q,X 的读取与数据信号的读取相同。需要注意的是,CAMAC 总线是反逻辑,高电平代表“0”,低电平代表“1”,为了与 TTL 逻辑电路相适应,应该把反逻辑给“正”过来。上图中的数据驱动与数据缓冲采用了 74LS240 实现逻辑转换功能,数据锁存器采用了 74LS273。

2.4 公用控制信号的产生

公用控制信号包括初始化信号 Z、清除信号 C 和禁止信号 I,电路原理如图 4 所示。从 PC 机 I/O 接口来的初始化命令、清除命令和禁止命令经过反相后直接送到 CAMAC 总线上。三个命令经过或非逻辑运算后作为数据锁存器和状态锁存器的清除信号,即在命令期内不再读取 CAMAC 总线上的数据信号和状态信号。由于 CAMAC 模件必须用选通脉冲信号 S_2 来选通公用控制信号,所以引出一个 PublicC_u 信号,与图 2 中单稳态触发器的输出进行或非逻辑运算,与公用控制信号同时产生一个 S_2 信号。

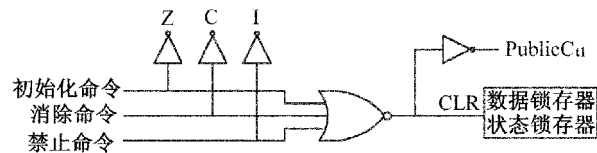


图 4 公用控制信号的产生电路图

2.5 工作电源的供给

CAMAC 模件检测需要 +24V, -24V, +6V 和 -6V 电源,通过分析被测模件的电源需求,设计专门的检测电源,在电源接口处增加继电器,控制电源的通断,保证在更换被检测模件时不对电路造成影响。

2.6 通用 PC 机 I/O 接口

通过以上设计,共需要 43 个开关量输出通道和 28 个开关量输入通道,因此需要对 I/O 接口进行扩展。在计算机测控系统的设计中,采用 TTL 电路或 CMOS 电路锁存器、三态缓冲器等,可以构成各种类型的简单 I/O 接口^[3]。这种 I/O 接口一般均通过数据总线扩展,具有电路简单、成本低、配置灵活方便等特点。本文采用 2 块凌华 PCI-7200 卡对上述信号产生电路和数据读写电路进行控制,共有 64 个开关量输出通道和 64 个开关量输入通道,传输速率

为 12MB/s,可以满足 CAMAC 总线控制单元需求。

3 CAMAC 总线控制单元的程序设计

CAMAC 命令一般可分为三种:公用控制命令、读命令和写命令。在模件检测前,根据需要对 4 个电源继电器进行控制,为不同的模件提供相应的工作电源,模件检测完毕,自动断开电源。继电器控制比较简单,只需要对相应的 I/O 接口执行写操作即可,不单独编制程序。

公用控制命令产生公用控制信号,优先级较高,被总线上的每个单元所接受,且自主产生 S_2 信号。因此,只需要对相应的 I/O 接口执行写操作即可,不单独编制程序。

读命令和写命令的格式一致,一般标记为 $NA()F()$,其中 N 是模件的站号,括号内分别是执行命令的所需的子地址码和功能码,并伴随相应的数据传递。由于本文所依托的课题中只做单模件测试,所以在命令有效期内,站号固定不变。本文根据电路设计中所使用的 I/O 接口,分别编写了读命令和写命令的子程序:

```
char CAMAC_read(char value_A, char value_F, unsigned char data[4])
```

```
{
    unsigned char PA1, PB1;
    unsigned int Out_Port;
    if(value_A<0 || value_A>15 || value_F<0 || value_F>31)
        return -1; //非法命令
    PA1=(value_A<<4)&(value_F>>1) // A8, A4, A2, A1, F16, F8, F4, F2,
    PB1=(value_F<<7)|0x1; // F1, 0, 0, 0, Z=0, C=0, I=0, N=1
    Out_Port=PA1*256+PB1;
    DO_WritePort(Card7200_1, 0, Out_Port);
    Command_start(); //命令启动信号
    Delay(0.001);
    DI_ReadPort(Card7200_1, 0, data); //R1~R24, L, B, Q, X
    return 0;
```

```
}
char CAMAC_write(char value_A, char value_F, unsigned int Write_data)
{
    unsigned char PA1, PB1;
    unsigned int Out_Port;
    if(value_A<0 || value_A>15 || value_F<0 || value_F>31)
        return -1; //非法命令
    PA1=(value_A<<4)&(value_F>>1) // A8, A4, A2, A1, F16, F8, F4, F2,
    PB1=(value_F<<7)|0x1; // F1, 0, 0, 0, Z=0, C=0, I=0, N=1
    Out_Port=PA1*256+PB1;
    DO_WritePort(Card7200_1, 0, Out_Port);
    DO_WritePort(Card7200_2, 0, Write_data);
    //W1~W24
    Command_start(); //命令启动信号
    return 0;
}
```

4 结束语

本文所设计的总线控制单元已经在某装备 CAMAC 模件单板测试仪中得到应用,结果表明:用分离 TTL 逻辑电路实现 CAMAC 总线控制单元的设计,由通用 I/O 接口实现 CAMAC 总线的读写控制,可以脱离机箱使用,为实施模件检测或搭建小型应用系统提供了硬件支持。这种方法稳定可靠,可有效降低成本,减小规模。

参考文献

- [1] 中华人民共和国航天工业部部标准 QJ 820-84 计算机自动测量和控制(CAMAC)模块化仪器和数字接口系统.1985.
- [2] 李小明,王彦瑜. 基于 USB 接口和 CPLD 技术的 CAMAC 机箱控制器.核电子学与探测技术, 2005(05).
- [3] 李正军.计算机测控系统设计与应用.北京:机械工业出版社,2004:168~175.

铷原子钟物理部分的低剂量率辐射效应研究

王世伟 张 俊 杨世宇 杨 炜 翟浩

(兰州空间技术物理研究所,兰州 730000)

摘 要 铷原子钟物理部分是铷原子钟的原子鉴频器,决定铷原子钟的短期和长期稳定度(1s 以上),其中使用了金属铷、玻璃、镍铁合金等材料和一些双极性晶体管、运算放大器等器件,其核心部件铷泡是一个采用特殊真空工艺制造的器件,这些材料、器件和工艺的低剂量率辐射效应需要实验评价。本文提出并完成了铷原子钟物理部分的低剂量率辐射实验,采用 $\text{Co}^{60}\gamma$ 源,辐射剂量率 $0.01\text{rad}(\text{Si})/\text{s}$,总剂量 $50\text{krad}(\text{Si})$,对铷原子钟物理部分和铷泡的辐射效应分别进行了实验评估。这项研究更加真实地逼近了空间的电离辐射,实验数据对于星载铷原子钟的在轨运行监测和下一代星载铷原子钟的抗辐射设计具有重要的作用。

关键词 铷原子钟 物理部分 铷泡 低剂量率 电离辐射

Investigation on the Radiation Effect of Rubidium Atomic Clock by Low Dose Rate

WANG Shi-wei ZHANG Jun YANG Shi-yu YANG Wei ZHAI Hao

(Lanzhou Space Technology Institute of Physics, Lanzhou 730000)

Abstract The physics part is the frequency discriminator for the rubidium atomic clock, which determines its stability specifications including the short term and long term stability specifications (above 1 second). In physics part, the rubidium metal, glass and ferronickel are adopted, and some bipolar transistors and operational amplifiers are also adopted, the kernel component-rubidium bulb, was especially manufactured by a special vacuum technology. So the low dose rate sensitivity for these materials, devices and technology is essential to be estimated. The radiation experiment by low dose rate was advanced for the physics part of the rubidium atomic clock and the rubidium bulb used in it. The radiation source is $\text{Co}^{60}\gamma$, the dose rate is $0.01\text{rad}(\text{Si})/\text{s}$, and the total dose is $50\text{krad}(\text{Si})$. This work realistically simulates the ionization damage for these products, and the results will be referenced for the rubidium atomic clocks in the orbit and be useful to the radiation harden design for the later rubidium atomic clocks.

Key words Rubidium atomic clock Physics part Rubidium bulb Low dose rate Ionization radiation

1 引言

原子钟对电离和粒子辐射的敏感性是预报星载原子钟短期和长期稳定度的重要参数^[3]。美国在上世纪80和90年代由于GPS星载铷原子钟的研制驱动,对星载铷原子钟的抗辐射性能及其加固开展了系统的研究^[1~3],取得了一系列的成果,对我国星载原子钟的开发有积极的借鉴作用。但由于设计、工艺、材料等诸多的不同,在我国星载原子钟的开发中开展实施系统的抗辐射评估和加固研究十分必要。

电离辐射的总剂量效应是航天器空间辐射的理论和试验研究的重要内容。文献[5]对铷原子钟物理部分的总剂量效应进行了实验研究,以此为依据对铷原子钟采取了有效抗辐射加固设计措施。在空间辐射环境中,辐射总剂量的积累是一个比较缓慢的过程,典型的剂量率分布范围为($10^{-4} \sim 10^{-2}$) rad (Si)/s,产品研制中通常使用的剂量范围一般为(50~300) rad (Si)/s。研究表明,一些器件有低剂量率辐射损伤增强效应(Enhanced Low Dose Rate Sensitivity, ELDRS)^[6]。星载铷原子钟技术指标精细,要求在轨工作10年以上,它在空间低剂量率的辐射环境中长期运行的辐射敏感度非常重要。铷原子钟物理部分是铷原子钟的原子鉴频器,决定铷原子钟的短期和长期稳定度(1s以上),其中使用了金属铷、玻璃、镍铁合金等材料和一些双极性晶体管、运算放大器等器件,其核心部件铷泡是一个采用特殊真空工艺制造的器件。对这些材料、器件和工艺的低剂量率辐射效应进行实验评价是必要的。

2 实验方案

铷原子钟由物理部分和电路构成^[4]。物理部分由于其结构和功能的特殊性,需要单独对其辐射剂量率效应进行评估。对电路而言,除VCXO外,其余部分可以依据通用空间电子产品的抗辐射评估与加固方法进行实验和设计。

2.1 实验目的

对铷原子钟物理部分和铷泡(铷灯泡和吸收泡)分别进行低剂量率辐射实验评估。

2.2 铷原子钟物理部分辐射实验方案设计

单独将铷钟物理部分置于辐射源的辐射下,实

验过程中铷钟物理部分加电,加电所用稳压电源与物理部分之间用足够长的线缆连接,使供电电源与辐射源屏蔽。对物理部分进行连续累积剂量辐射,辐射剂量量级分别为5krad (Si)、10krad (Si)、20krad (Si)和50krad (Si)时,将物理部分连接到测试系统进行环路电测,记录试验数据。在试验前后48h内完成测量频率准确度、稳定度、直流参数和锁定信号幅度指标,因测试而中断的辐照时间应不超过72h。

2.3 铷泡辐射实验方案设计

初次辐射实验前将铷灯泡、集成泡装入测试用物理部分,连接到测试系统对试件进行环路测试,测量频率准确度、稳定度、直流参数和锁定信号幅度指标,在测试后72h内进行辐照试验。

测试完成后,将受辐射铷灯泡、吸收泡从测试用物理部分取出,装入实验用物理部分,与2.2中的样机按同样的方案辐射。所不同的是,测试时再将受辐射铷灯泡、吸收泡从实验用物理部分中取出装入测试用物理部分。

2.4 实验条件

采用Co60 γ 源,辐射剂量率0.01rad (Si)/s,总剂量50krad (Si)。

测试环境温度: $25^{\circ}\text{C} \pm 1^{\circ}\text{C}$ 。

3 实验结果及其分析

3.1 铷原子钟物理部分低剂量率辐射实验

铷信号测量数据见图1,短期稳定度数据见图2,辐射剂量达50krad后的频率测试曲线见图3。

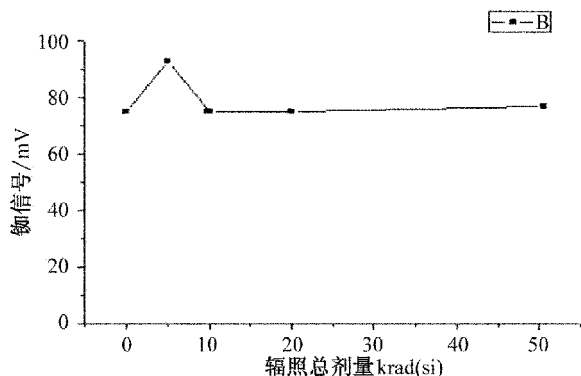


图1 铷信号曲线图

从图1可知,物理部分在低剂量率辐照试验总剂量5krad (Si)时不加微波功率控制的铷信号幅度

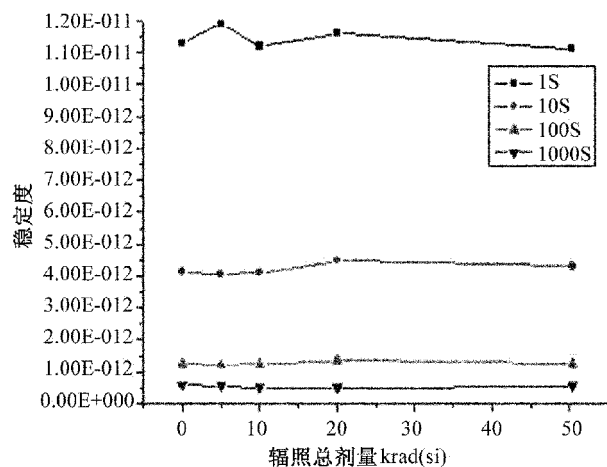


图2 短期稳定度曲线图

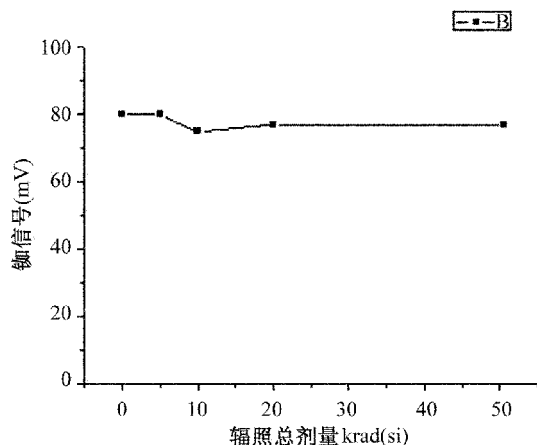


图4 铷信号曲线图

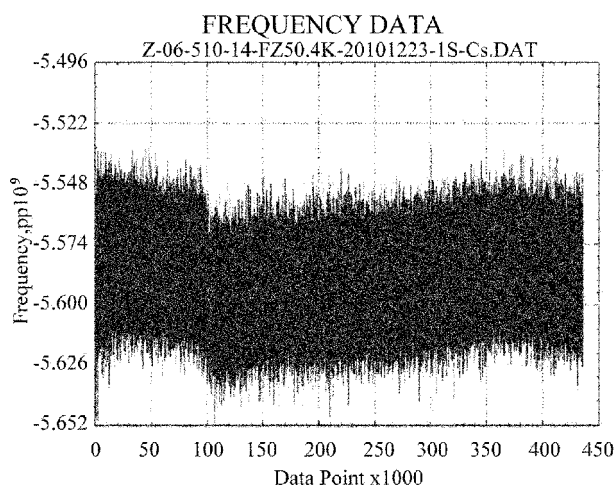


图3 频率测试曲线图

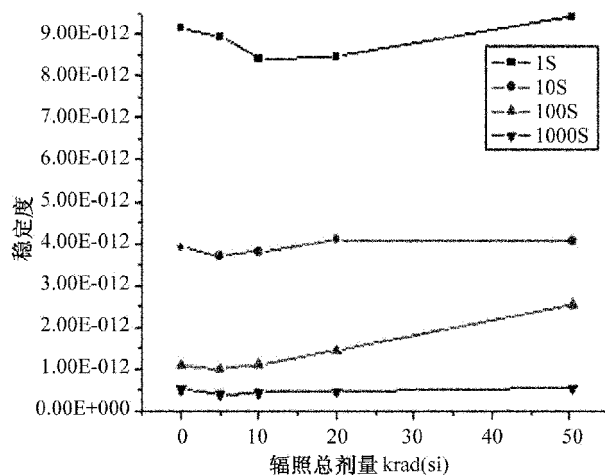


图5 短期稳定度曲线图

明显增大。随着退火过程,此信号幅度又恢复到原值。图2是短期稳定度数据曲线,从图中可以看出,辐射总剂量效应对铷原子钟的短期稳定度影响不大,指标无明显变化。图3是低剂量率辐照试验累计总剂量达50krad(si)后退火过程的测试曲线,从图中可以看出,测试过程在100000s时有一个明显拐点。说明退火过程影响铷原子钟的长期稳定度。其它指标均在试验过程及退火过程前后变化不明显。

3.2 铷泡低剂量率辐射实验

铷信号测量数据见图4,铷泡短期稳定度数据见图5,辐射剂量达50krad后的频率测试曲线见图6。

从图4可知,与物理部分整机不同的是,铷泡在

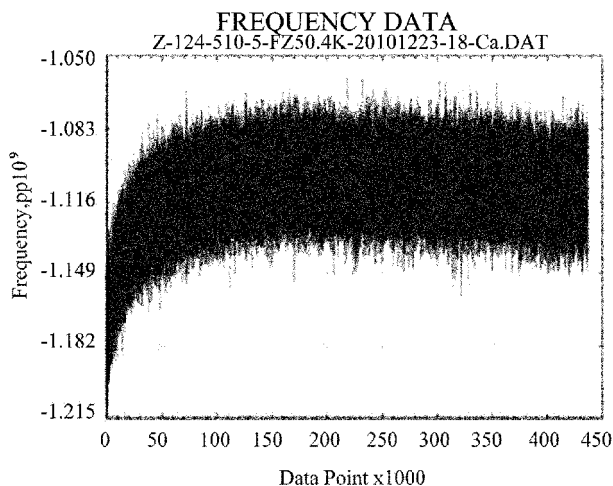


图6 频率测试曲线图

低剂量率辐照试验时不加微波功率控制的铷信号幅

度无明显变化,说明铷灯泡和吸收泡对辐射总剂量不敏感。图 5 是短期稳定度数据曲线,从图中可以看出,辐射总剂量效应对铷原子钟的短期稳定度影响小于 1.5×10^{-12} ,指标无明显恶化。图 6 是低剂量率辐照试验累计总剂量达 50krad (si) 后退火过程的测试曲线,与图 3 不同,频率曲线无异常变化。

4 结束语

本文对铷原子钟物理部分和铷泡的低剂量率辐射效应分别进行了实验评估。实验表明:

- 铷原子钟物理部分无明显的剂量率辐射损伤增强效应;
- 铷灯泡和吸收泡对辐射总剂量不敏感,既无低剂量率辐射损伤增强效应,也无退火效应;
- 辐射总剂量效应不影响铷原子钟的短期稳定度;
- 卫星轨道辐射剂量率分布的不均匀引起的辐射退火效应会影响铷原子钟的长期稳定度。

这项研究更加真实地逼近了空间的电离辐射,实验数据对于星载铷原子钟的在轨运行监测和下一代星载铷原子钟的抗辐射设计具有重要的作用。总剂量效应和剂量率效应只是空间辐射效应的一种,其他还有质子辐射、中子辐射、电子辐射、X 射线辐射等引起的辐射效应(如移位损伤效应和晶格移位效应)及单独的宇宙射线离子或太阳质子引起的单粒子效应等,这些因素对星载原子钟的影响评估及

加固方法都需要更深入地研究,并且要就物理系统和电路的特点分别加以研究,不断地提高星载原子钟可靠性和寿命。

参考文献

- [1] Thomas C. English, Henry Vorwerk, Norman J Rudie. Radiation Hardness of Efratom M-100 Rubidium Frequency Standard, Proc. 14th Ann. Precise Time and Time Interval (PTTI) Appl. and Planning Meeting, Nov. 1982 :547~575.
- [2] Riley W J. The Physics of The Environmental Sensitivity of Rubidium Gas Cell Automic Frequency Standards, 22nd Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Applications and Planning Meeting, Vienna, VA, Dec 1990:441~452.
- [3] Joseph J Suter, Richard H Maurer, James D Kinnison, Raymond Besson, John R Vig, Andy Koehler. The Effect of Ionizing and Particle Radiation on Precision Frequency Source, 1992 IEEE Frequency Control Symposium: 798~806.
- [4] Jacques Vanier. The Quantum Physics of Atomic Frequency Standards. 1989(1).
- [5] 朱宏伟,翟浩,王世伟,梁耀廷,黄敬昌,崔敬忠. γ 辐照对铷频标物理部分参数影响的研究. 宇航计测技术, 2008(2):37~42.
- [6] 陆妩,任迪远,余学锋,郭旗,艾尔肯. 双极性器件不同剂量率的辐射效应和退火特性. 2005 年中国科协学术年会论文集:4~10.
- [23] 钱智超. 晶体振荡器的机械隔振技术的研究[D]. 成都:电子科技大学,2010.
- [24] 杨希,黄显核. 晶体振荡器加速度补偿的研究[C]. 中国电子学会第十五届电子元件学术年会,2008:198~202.
- [25] Francisco J, Julia C, Juan P. New Digital Compensation Technique for the Design of a Microcomputer Compensated Crystal Oscillator[C]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1995: 307~315.
- [26] Milliren B T, Martin D W, Emmons D A. An Acceleration Compensated Precision Quartz Oscillator[C]. 42nd Annual Symposium Frequency Control, 1988: 334~341.
- [27] 云振新. 压控晶体振荡器选用中的几个问题[J]. 电子元器件应用,2001,3(1):27~29.
- [28] 刘永波. 恒温晶体振荡器调频范围扩展研究[D]. 西安:西安电子科技大学,2009.
- [29] 胡上,陈小林,王祝盈,谢中. 具有良好压控特性的压控晶体振荡器的设计[J]. 宇航计测技术,2009,29(6):60~65.
- [30] 周渭,偶晓娟,周晖等. 时频测控技术[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,2006:29~54,173~213.
- [31] 谢先明,皮亦鸣. 频率源噪声对双基 SAR 成像的影响及评估[J]. 系统工程与电子技术,2010,32(2):275~278.

收稿日期:2011-09-20

作者简介:丛书全(1960-),男,高级工程师,主要研究方向:无人机飞控系统研究与应用。

无人机航程与续航时间的实时估算方法研究

丛书全 王成军 姜 杨

(92419 部队, 兴城 125106)

摘 要 无人机的航程和续航时间是确定无人机顺利飞行任务的关键战术技术指标。针对无人机任务飞行时, 影响其航程和续航时间的因素较多, 根据空气动力学原理和运动学原理, 探索实时估算无人机航程和续航时间的方法及应用设想。

关键词 无人机 飞行时间 航程 飞行速度 实时估算

Research on Real-time Estimation Mathod for Range and Cruise Duration of UAV

CONG Shu-quan WANG Cheng-jun JIANG yang
(92419 Unit of PLA, Xingcheng 125106)

Abstract The range and cruise duration of UAV are the key tactical and technical characteristics to identify successful mission. That affected the range and cruise duration are so many when UAV flying. According to the aerodynamics principle and the kinematics principle, real-time estimation method and application of the range and cruise duration of UAV are explored.

Key words UAV Flight time Flight range Flight speed Real-time estimation

1 引 言

在确定无人机执行攻击性作战任务(攻击性无人机)、非攻击性作战任务(非攻击性无人机)以及武器试验供靶任务(靶机)时, 比如确定无人机任务航区、起飞时间、系统布站(放飞区、遥控引导站、安控区域等)等等, 都需要考虑无人机的航程和续航时间等技战术指标, 也就是说, 航程和续航时间指标是无人机的重要技战术指标之一。对于一般具体的无人机来说, 性能指标往往只定量给出最大航程和续航时间技战术指标, 而实际上, 无人机实时飞行时, 影响无人机航程和续航时间的因素较多, 如无人机几何形状、无人机自重、有效载荷、飞行速度、航区气象条件(如场压、气温、风向、风速等)、无人机控

制规律、无人机导航方式(人工引导、自主导航等)等, 都对无人机的航程和续航时间有较大的影响, 也就是说, 无人机的航程和续航时间不是定量。在无人机实际飞行时, 如果能够实时估算无人机的航程和续航时间或无人机剩余的航程和续航时间, 并回馈给无人机飞控管理系统和地面站, 将有利于无人机飞行任务制定、航区(放飞区、飞行任务区、回收区)与航线设计、有效利用留空时间(增加执行飞行任务时间或航次)等, 从而提高无人机的有效利用率。

2 影响无人机航程和续航时间主要因素

一般说来, 无人机航程是指其在平静大气中沿

给定方向耗尽机载可用燃料所飞过的水平距离。续航时间(又称航时)是指耗尽其可用燃料所能持续飞行的时间。无人机航程根据其起飞方式通常包括爬升段(高空出航对增加航程有利)、巡航段和下滑回收段或这几个飞行段的组合。对于空中投放起飞一般说来只有巡航段和下滑回收段(或这两个飞行段的组合)。影响无人机航程和续航时间的因素较多,对于已定型的无人机来说,主要是所带燃料(包括耗油量和耗油率)和飞行状态两个因素。

2.1 燃料消耗影响

无人机机载燃料数量、飞行耗油量和耗油率是无人机和发动机或动力系统的重要经济指标,它们与无人机的航程和续航时间之间有重要的对应关系。一般说来,无人机载油量少、耗油量大或耗油率高会对无人机任务飞行航程和续航时间带来不利影响。因此,在研制生产无人机或选用动力装置(发动机)时,应合理选择和配置这些参数,以获得适宜的航程或续航时间。

2.2 飞行状态影响

无人机飞行根据航路规划和飞行任务要求,主要有起飞或急跃上升或大倾角盘旋机动飞行状态、爬升飞行状态、平飞(巡航)飞行状态、下滑(慢车)飞行状态、加力飞行状态等。这些飞行状态除了需要飞控系统控制无人机姿态外,还需要机载发动机工作在不同状态,以提供适应各飞行状态的推力,发动机工作状态的变化,使耗油量或耗油率随之发生变化,耗油量或耗油率发生变化,将对无人机的航程和续航时间产生影响。

3 无人机最小飞行速度

无人机的飞行速度与空气密度、机翼面积和机翼升力系数有关。现设空气密度为 ρ , 空速动压为 q , 无人机机翼面积为 S , 无人机质量为 m , 则无人机飞行速度可由下式给出

$$V = \sqrt{\frac{2q}{\rho}} \quad (1)$$

设无人机升力系数和阻力系数分别为 C_L 、 C_D (升力系数和阻力系数取决于雷诺数、马赫数和机翼截面几何形状), 则无人机的升力和阻力分别为

$$L_s = C_L q S \quad (2)$$

$$D = C_D q S \quad (3)$$

当无人机在垂直方向上的作用力保持平衡时,也就是无人机的升力等于无人机的重力($L_s = W$)时,无人机将取得最小飞行速度。当无人机升力系数取最大值 C_{CM} 时,由式(1)和式(2)可以推导出无人机的最小飞行速度

$$V_{\min} = \sqrt{\frac{2}{\rho} \times \frac{L_s}{C_{LM} S}} = \sqrt{\frac{W}{S} \times \frac{2}{\rho C_{LM}}} \quad (4)$$

式中: $W = mg$ ——无人机重力; m ——质量, kg; g ——重力加速度, m/s^2 。

由式(2)可以看出,无人机最小飞行速度与无人机机翼载荷 W/S 的平方根成正比,机翼面积大、质量小的无人机比机翼面积小、质量大的无人机能取得更低的最小飞行速度。式(4)是描述无人机飞行运动的一个重要方程式,是无人机航程和续航时间计算的基础。

4 无人机航程续航时间估算

我们已经知道航程是描述无人机性能的一个重要特征量。航程可以通过理论计算获得。当无人机的几何形状和动力装置或系统确定后,其航程就主要取决于无人机的有效载荷。无人机的有效载荷主要由两部分组成,一部分是固定不变(重心和质量不发生变化)的,如机载探测系统(雷达、红外、激光、电视)、监测系统、摄录系统、敌我识别器、脱靶量指示器、微波角反射器等任务载荷,另一部分是不固定载荷,如机载武器系统(炸弹、导弹等)、拉烟管、曳光管、红外增强器、诱饵弹、拖靶等特种设备以及发动机燃油等。无人机的固定载荷可以看作是无人机机体的固定组成部分,不需要单独考虑对无人机航程的影响。对于无人机的不固定载荷,可以分成三部分来不考虑,象拉烟管、曳光管、红外增强器等特种设备在施放时,对无人机的重心和质量影响不大,一般可以忽略不计;而机载武器系统重心固定且质量一定,施放后对于无人机航程的影响很容易分析计算;发动机燃油的消耗以及燃油消耗引起无人机的质量和重心的变化,是影响无人机航程的主要因素。所以,估算无人机的航程和续航时间应重点考虑无人机油量的变化。

4.1 无人机航程

无人机航程与无人机机载燃油消耗而引起的无

人机质量下降,具有一定的对应关系。利用这个关系就可以计算出无人机的航程。当不考虑无人机其它载荷变化时,无人机的质量变化等于机载燃油的消耗量与制动功率的乘积,设无人机燃油单位时间消耗量为 c (kW/h 燃油重力),制动功率为 P (kW),则有

$$-\frac{dW}{dt} = cP \quad (5)$$

设维持无人机飞行的功率为 DV (D 为无人机受到的阻力, V 为无人机飞行速度), 无人机发动机效率为 η , 则有

$$DV = \eta P \quad (6)$$

因为:

$$-\frac{dW}{dt} = \frac{c}{\eta} DV \quad (7)$$

$$\frac{L}{D} = \frac{W}{D} \quad (8)$$

所以

$$D = \frac{WD}{L} \quad (9)$$

把式(9)代入式(7)并整理,可以得到

$$Vdt = -\frac{\eta}{c} \times \frac{L}{D} \frac{dW}{W} \quad (10)$$

在式(10)中,假设 L/D 和 η/c 为常数(对于给定的无人机和飞行任务区),对式子两边进行积分,就可以获得无人机的航程

$$R = \frac{L}{D} \times \frac{\eta}{C} \ln \left(\frac{W_0}{W_1} \right) \quad (11)$$

式中: W_0 ——无人机无燃油时的净重力; W_1 ——无人机载有燃油时的总重力。

4.2 无人机续航时间

由式(4)可以求出无人机的最小飞行速度,由式(11)可以求出无人机的航程。知道了无人机的最小飞行速度和无人机的航程,就可以估算出无人机的续航时间

$$T = \frac{R}{V_{\min}} = \frac{L\eta \ln \left(\frac{W_0}{W_1} \right)}{DC \sqrt{\frac{2W_1}{\rho S C_{CM}}}} \quad (12)$$

4.3 航程续航时间估算

由式(11)和式(12)可以看出,对于给定的无人机来说,除了无人机重力变化外,其它参数都是已知的。所以,无人机的航程和续航时间只与无人机重力变化有关。如果忽略其它任务载荷重力变化和重心变化的影响,那么影响无人机的航程和续航时间只有油量消耗,因此,只要测出无人机油量消耗量,就可以依据式(11)和式(12)实时估算无人机的航程和续航时间。

5 实时估算系统设计

5.1 系统组成

实时估算系统由发动机油量传感器、数据转换器、数据解算(估算计算机)和信号输出等部分组成,原理方框图如图1所示。

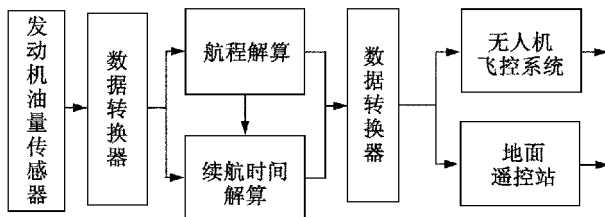


图1 实时估算系统原理方框图

5.2 系统工作原理

发动机油量传感器测出油量消耗量,折算成无人机重力变化量信息参数并转换成电信号,经过数据转换,送给解算器(估算计算机),首先解算出无人机实时(剩余)航程,再解算出无人机实时(剩余)续航时间,经过数据专程模拟电信号,一路信号送给无人机飞控系统,参与无人机的任务飞行控制,如飞行控制系统根据无人机实时(剩余)航程和实时(剩余)续航时间,依次改变无人机的飞行功能和飞行任务;一路信号经过机载遥测系统送给地面遥控站,无人机地面遥控站或领航员根据无人机实时(剩余)航程和实时(剩余)续航时间,给出判断决策,遥控引导无人机执行各种飞行功能(如继续飞行、改变飞行航区、返航、回收等等)。

5.3 应用举例

无人机可以执行目标探测(侦察与监视)、武器攻击效果评估、主动攻击、电子干扰和空中诱饵等多项任务,还可以作为防空武器研制、试验、鉴定和训练的空中逼真模拟目标——靶机。下面以无人机作

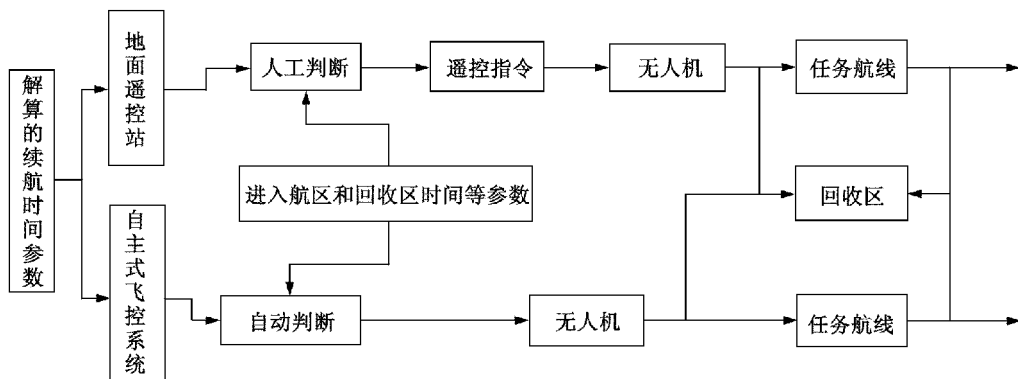


图 2 原理方框图

为靶机应用为例,来说明无人机航程与续航时间的实时估算系统的应用。

无人机为防空武器研制、试验、鉴定和训练供靶时,通常都要事先设定一武器试验射击走廊(任务区)或捷径(任务航线)。只有靶机被引导(自主或被动)到武器试验射击走廊,才构成被试武器系统试验射击条件。在实际试验时,在靶机进入任务航线时,由于被试武器系统自身原因(没有发现目标、系统故障等)没有发射或发射没有击中靶机目标,需要引导靶机再次或三次进入任务航线上。当无人机飞控系统不具备自主导航功能时,由地面遥控站(靶机领航员),根据靶机机载遥测系统下送的靶机剩余续航时间、靶机再次进入任务航线时间和靶机回收区域等参数,用遥控指令引导靶机再次进入任务航线或引导靶机进入回收区进行回收。当无人机飞控系统具备自主导航功能时,无人机飞控系统根据航程与续航时间实时估算系统提供的靶机剩余续航时间,以及靶机再次进入任务航线时间和靶机回收区域等参数,判断靶机剩余续航时间 t , 是否满足再次进入任务航线(考虑靶机安全回收,该时间应等于靶机进入任务航线时间和靶机回收飞行时间之和) 时间 T , 如果满足,就引导靶机再次和三次进入靶机任务航线,如果不满足,就引导靶机进入回收区进行回收。其原理方框图如图 2 所示。无人机飞控系统具备自主导航功能的工作程序流程如图 3 所示。

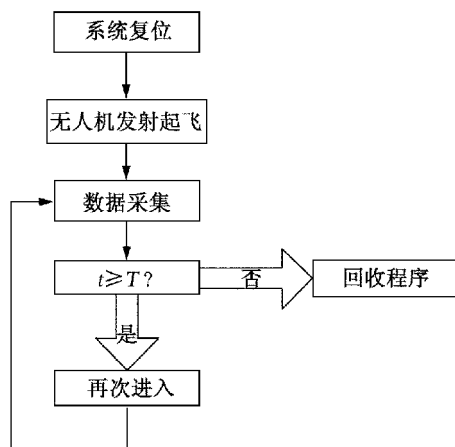


图 3 工作程序流程图

述的系统基于无人机机载发动机油量传感器和结算计算机来实现无人机航程和续航时间两个重要参数的实时估算,提供给无人机飞控系统和地面遥控站来引导无人机完成飞行任务,其结构简单,采用传感器少,计算量小,软件编程灵活,估算准确度较高,具有一定的实用性,可以在多种无人机上推广应用。当然,由于影响无人机航程和续航时间的各种因素众多,要准确估算无人机航程和续航时间是十分困难和复杂的。为了准确获得无人机航程和续航时间等描述无人机性能的重要参数,需要探索新的分析计算方法。

参考文献

- [1] 文传源等.现代飞行控制.北京:北京航空航天大学出版社,2004.
- [2] 张明廉等.飞行控制系统.北京:国防工业出版社,1984.
- [3] 申安玉.自动飞行控制系统.北京:国防工业出版社,2003.

6 结束语

无人机的航程和续航时间参数是描述无人机性能指标的重要参数,无人机的大多数飞行任务以及飞行任务区都是根据它们来估算和确定的。本文论

卫星热控电压测量模块研制

宋 博 季启政 蒋方亮

(北京东方计量测试技术研究所,北京 100086)

摘 要 卫星热控电压测量是保障卫星可靠性、安全性的重要环节。由于测量的特殊性,要求研制与整星热控系统相适合的电压测试模块。采用信号隔离、输入保护等措施保证测量的安全性;采用较高分辨力数据采集及量化技术、以及自校准技术保证测量的可靠性。通过微处理器控制测量过程,LAN 接口实现计算机数据传输和通信控制,提高了测量效率。

关键词 卫星 热控系统 电压测量

Research and Design of Satellite's Thermal Control Voltage Measurement Module

SONG Bo JI Qi-zheng JIANG Fang-liang

(Beijing Orient Institute for Measurement & Test ,Beijing 100086)

Abstract Measurement for satellite's thermal control voltage is an important part to guarantee satellite's reliability and security. Because the particularity of the measurement, it needs to research and design a voltage measurement module which is fit for the whole satellite's thermal control system. Signals isolation and input protection are used to guarantee the safety of measurement, and techniques of advanced data collection, quantity conversion and automatic calibration are used for reliability of measurement. The measurement process is controlled by microprocessor, and the computer's data transfer and communication control are realized by LAN interface, the efficiency of measurement is improved a lot.

Key words Satellite Thermal control system Voltage measurement

1 引 言

卫星整星出场前对其热控系统进行地面电压测量是一个必不可少的环节之一。由于卫星型号的多样性,相应热控系统也呈现多样性。因此,所采用的测量设备和测量方法往往也有所不同。一般,对于

不同型号,都要针对其热控系统的规模和技术要求,量身定做相应的测量设备。随着卫星型号任务越来越多,测量任务越来越繁重,同时随着卫星有效载荷的不断增加,相应功能也越来越强大,进而使热控系统的地面测量的规模越来越大,安全性、可靠性要求越来越高,测量过程与方法也越来越复杂,一个典型

的卫星热控系统的电压测量甚至多达 100 多路,传统的测量已也很难满足卫星热控电压测量的安全性与可靠性需要。

本文基于某卫星型号热控电压测量分系统研制任务,采用了模拟信号隔离、模拟输入安全接口等技术保证测量过程的安全性,采用多路数据采集技术和微处理器控制及其 LAN 接口提高了测量效率和测量的可靠性。

2 基本测量原理

卫星热控电压测量分系统具有较大的电压测量范围,不仅要求同时接入星上 120 路加热回路电压,还要求可在短时间内完成 120 路电压测量过程,并给出测量结果的安全性指示。

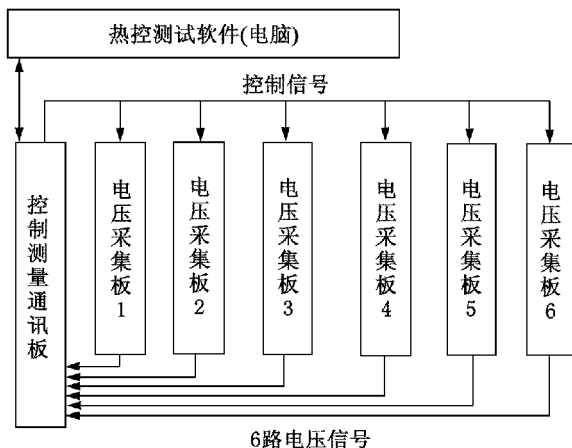


图 1 热控电压测量样机整体结构示意图

如图 1 所示,整台样机的主要功能由控制测量通讯板和六块电压采集板实现。其中 6 块电压采集板接入星上的 120 路加热回路电压,每块板接入 20 路,每块电压采集板上都有模拟开关,用来实现电压信号的选通。这些模拟开关的控制信号来自控制测量通讯板,从而使得每块电压采集板在某一时刻输出一路电压信号送给控制测量通讯板。然后,控制测量通讯板通过 AD 转换等一系列手段,测量得到电压值,并送给电脑。

3 模块设计

3.1 最前端分压电路设计

星上加热回路电压与电压测量机电压的匹配问

题是电压测量模块研制首先要解决的问题。星上加热回路电压一般为 28V,每一路电压引出两根输出线,其中一根是星上地线,而电压测量样机上大部分器件的电压范围一般不超过 15V,所以电压测量机最前端的任务就是将星上电压接入后分压,使之落在电压测量机可接入范围内。

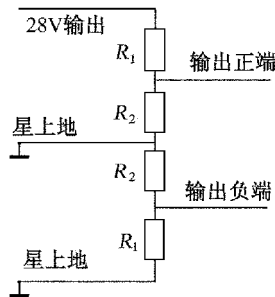


图 2 星上电压分压方案图

图 2 给出了分压方案,按设计所输出的电压不会超过 2.5V,满足板上元器件对电压的要求。在 6 块电压采集板中共有 120 套,从而满足了对 120 路电压的接入。另外,图 2 中之所以不直接采用两个电阻分压而用 4 个电阻,主要是考虑到测量的安全性。

采取两电阻分压如图 3 所示。如果不慎将从星上引来两根电压线(28V 和星上地)反接到测试设备时,就会把 28V 电压直接接入到电压测量机的电路中,从而将电压测量机的电路烧毁,而且可能会损坏星上电压回路。

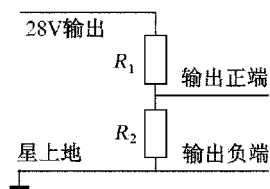


图 3 一般的两电阻分压图

3.2 信号选通电路设计

通过图 2 的分压,每块电压采集板上均由 20 路可测小电压信号通路组成。但控制测量板在每一时间只能接收每块采集板上送来的一路电压信号,所以每块采集板必须自身通过选通后,选出一路电压信号送给控制测量板。这里所采取的选通方案是使用 ADG507A^[1] 模拟信号选通芯片,ADG507A 可以实现模拟信号 16 选 2,应用到现在的电路结构中,可以实现 8 路(16 根信号线)选 1 路(2 根信号线),所以采取了如图 4 的二级选通方案。

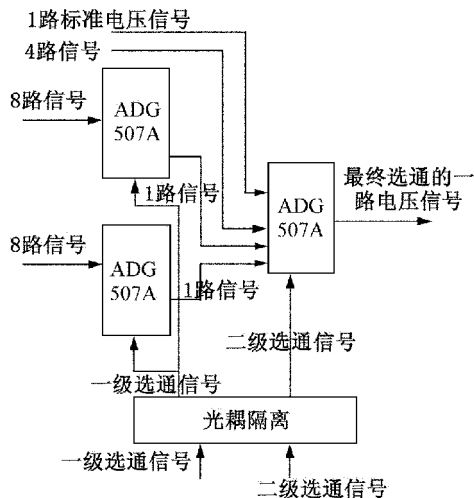


图4 20路电压信号选1设计方案图

如图4所示,选通电路分为两级,第一级的两个ADG507A芯片分别接受8路共16路电压信号,经过选通,各选出一路送给下一级,而下一级的ADG507A,除了接入上一级送来的两路电压信号外,还接入了另外4路电压信号。同时,为了验证电

路是否正常工作还接入了一路标准电压信号,只要控制三片ADG507A的选通信号就可控制任意一路电压信号。而ADG507A的选通信号是由控制测量通讯板所提供,为了保证测量的安全性,该选通信号必须同电压采集板保持隔离状态。所以,选通信号先经过隔离后再间接加载到ADG507A芯片上。

3.3 信号隔离电路设计

经过上文选通出来的信号需送到控制测量通讯板上进行AD采样后进行数字测量。但是,考虑到隔离测量,这个信号在送到控制测量通讯板之前要经过一个隔离电路。本文采用了基于AD202KN^[2](隔离放大器)的隔离电路作为隔离方案。因为,隔离放大器能够以较高的准确度实现输入与输出电压的隔离传送。如图5所示,选出的一路电压信号的输出的正负两端分别通过一个运算放大器跟随后,和AD202KN内部的运算放大器构成差分放大电路,再通过AD202KN内部的隔离传输单元传送到另外一边进行输出,从而实现了测量的信号同星上电压的隔离。

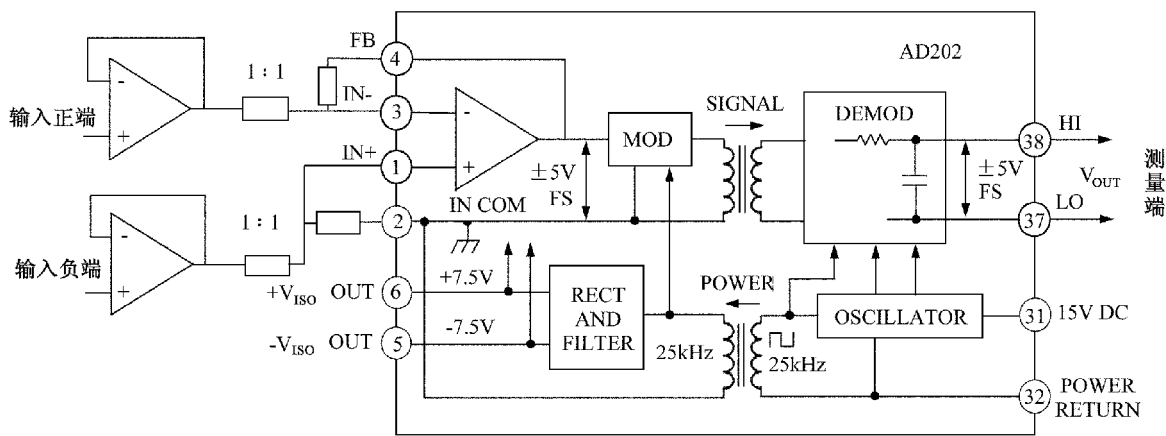


图5 以AD202为核心的隔离电路图

经过前面的设计,将有6块子板上的6路电压信号通过隔离放大后接入到控制测量通讯板。如图6所示,6路信号进入多路选通器选出其中一路,再经过AD转换后进入单片机处理,得到测量结果后送给网络芯片,最后将结果送给电脑显示。

3.4 电压测量自校准模型

实际测量时,各环节电路都会一定程度受到环境的影响,大部分器件都将可能产生一定的漂移。所以,在电路中设计校准功能非常必要。分析本文

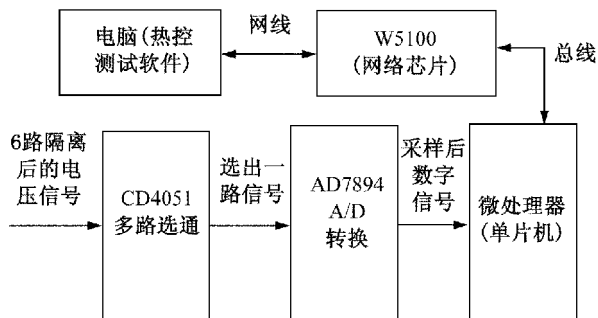


图6 控制测量通讯板设计方案图

设计的电路中所采用的芯片基本都属于线性器件，所以在校准算法中采用一次曲线拟合^[3]比较合适。假定由 AD 得到的电压信号值为 V_X ，而真实电压值为 V_Y ，那么可以拟合数学模型

$$V_Y = V_X \cdot A + B \tag{1}$$

校准时往往经过多次测量得到一系列的 V_Y 和 V_X 。如果能够确定 A 和 B 的最佳估计，那么将能够建立电压测量电路自动校准数学模型。首先我们得到矩阵 M

$$\begin{pmatrix} 1 & V_{X1} \\ \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots \\ 1 & V_{Xn} \end{pmatrix}$$

还有向量 Y

$$\begin{pmatrix} V_{Y1} \\ \vdots \\ \vdots \\ V_{Yn} \end{pmatrix}$$

另外需要确定的矩阵 N

$$\begin{pmatrix} B \\ A \end{pmatrix}$$

根据矩阵理论可得

$$M^T M N = M^T Y$$

从而求得 A 和 B 。经过校准后每次由 AD 得到的电压值，只要经过公式 (1) 模型电路便可求得真实的电压值。

4 软件设计

软件主要分为两部分，一部分是电脑上的热控测试软件，另一部分为微处理器上的软件。电脑上的热控测试软件通过网络发送控制命令，微处理器接收到控制命令后进行各种操作，主要工作由微处理器完成。所以，本文主要描述微处理器的软件设计。

图 7 给出了微处理器的软件设计流程。微处理器首先进行软件的初始化，建立 SOCKET 监听并等待 SOCKET 连接，在热控测试软件进行连接后循环读取热控测试软件发送的命令，并对命令进行解析，根据命令执行相应的操作，并返回给测试软件命令执行的结果。

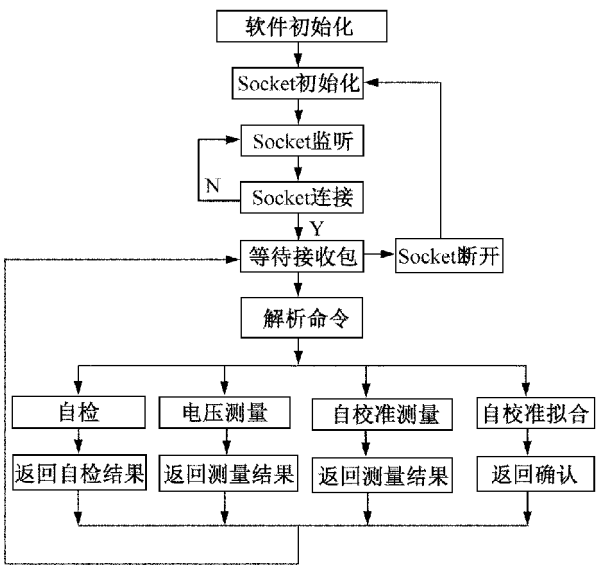


图 7 微处理器的软件设计流程图

微处理器接收的主要指令包括：

- (1) 自检：对每块功能子板上已经存在的标准 2.5V 电压进行检测，并返回检测结果。
- (2) 电压测量：根据热控测试软件发送的电压测量命令，测量上位机要求测量的某几路电压，并将测量值返回给上位机。
- (3) 自校准测量：根据热控测试软件发送的自校准测量命令，测量上位机要求测量的某几路电压，并将测量值返回给上位机，同时记录下热控测试软件传给的标准值。
- (4) 自校准拟合：根据上位机发送的自校准拟合命令，结合已经得到的自校准测量结果和热控测试软件传给的标准值，进行自校准。

5 模块测试

本模块的样机在生产完成后进行了严格的出厂前测试，连续 5 天采入不同值的标准电压进行测量，测量结果如表 1。

表 1 加载 5V 标准电压时的测量结果 V

第 1 路	第 21 路	第 41 路	第 61 路	第 81 路	第 101 路
4.99	5.00	4.98	5.00	5.01	5.01

基于 ARM9 的宽频功率源接口电路设计

冯荣尉 季启政

(北京东方计量测试研究所,北京 100086)

摘要 结合研制工作实际,介绍一种以 ARM9 为核心的宽频功率源接口电路设计方案和程序设计方法。给出了电路设计方案,介绍各电路模块的功能和设计思想。在介绍 VxWorks 操作系统架构的基础上,给出了应用程序设计的详细流程。

关键词 宽频带 功率源 接口电路 程序设计

The Design of Interface Circuit of Wide-Band Power Source Based on ARM9

FENG Rong-wei JI Qi-zheng

(Beijing Orient Institute for Measurement & Test ,Beijing 100086)

Abstract A method of interface circuit design and software development of wide-band power source based on ARM9 are introduced, according to the actual development work. The design of the circuit is given, functions and design ideas of various circuit modules are introduced. On the basis of discussion the framework of the VxWorks operating system, the detailed application development process is stated.

Key words Broadband Power source Interface circuit Programming

1 引言

随着仪器科学的发展,仪器智能化程度越来越高,这就对仪器的通信接口和人机交互接口提出了更高的要求,传统的 8 位单片机系统已经难以承担这些复杂的工作。近年来,以 ARM 为核心的嵌入式系统以速度快(ARM9 处理器主频可达 400MHz 以上)、功能强、功耗低等优点,受到航天

航空、军事、工业控制、医疗仪器等领域的广泛青睐。在计量测试行业,众多仪器已经采用以 ARM 为核心的嵌入式系统做接口电路,尤其是在智能化程度较高国外仪器中,以 ARM 为核心的嵌入式系统已经完全取代 8 位单片机系统。本文结合“宽频功率源”课题的研制工作实际,介绍一种以 ARM9 为核心的宽频功率源接口电路设计方案和程序设计方法。

2 接口电路设计

接口电路负责仪器人机交互和对外通信的功能,包括以 ARM9 为核心的嵌入式控制电路、LCD 电路、键盘控制电路和通信电路。

如图 1 所示,接口电路包括三个电路模块:嵌入

式控制电路、前面板和通信板。其中,嵌入式控制电路是以 ARM9 芯片为核心的控制电路,通过执行设计人员所开发的程序来管理人机交互和仪器通信功能,此外,嵌入式控制电路通过一个串口与数字主控板通信,将输入仪器的外部数据传到数字主控板。

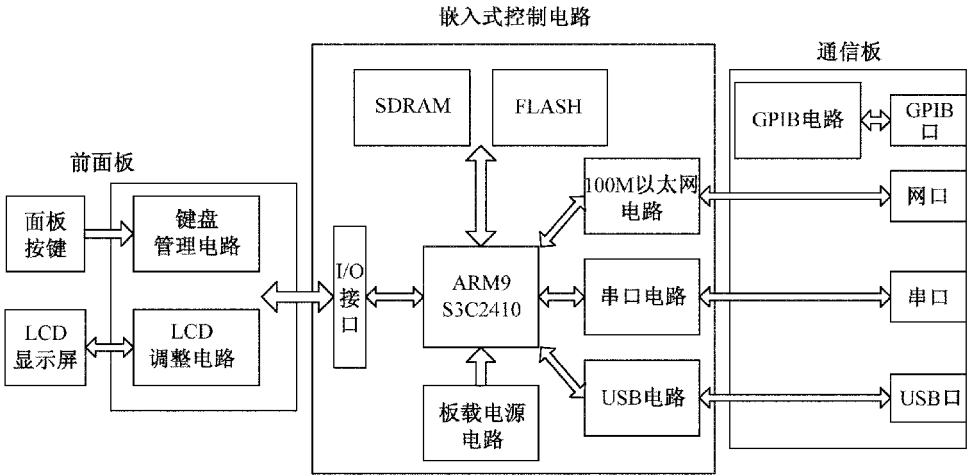


图 1 接口电路设计图

前面板由 LCD 显示屏、面板按键和一个接口板组成。接口板上包括 LCD 显示屏供电、数据接口、背光调节电路和一个专门管理面板按键的电路。接口板通过一条 50 针排线与嵌入式控制电路板连接,进行数据传输。

通信板由网络接口、串口、USB 口、GPIB 电路及其接口组成。其中,网口、串口和 USB 口电路部分都在嵌入式控制板上,为方便安装统一将接口放在通信板上。GPIB 电路为独立的接口电路模块,由单片机和 GPIB 接口芯片组成,GPIB 与外界通信的数据通过一个串口与嵌入式主控电路交互。

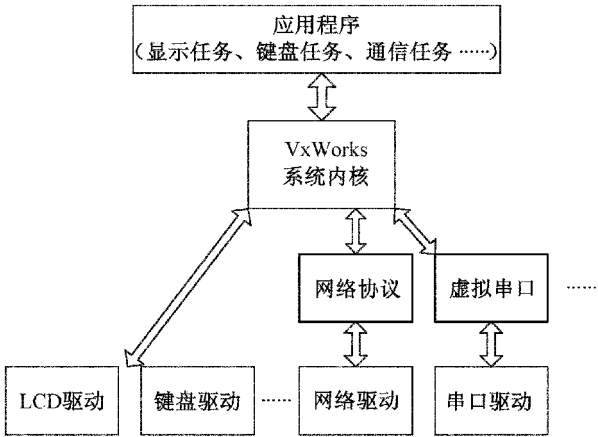


图 2 VxWorks 操作系统架构图

3 程序结构

接口电路是以 ARM9 芯片为主控制器的嵌入式系统。由于该系统资源众多,自己编写 C 语言程序来管理和控制整个系统的运行是十分复杂和低效的。通常,嵌入式系统内都需要一个操作系统来管理和控制整个系统的运行。这样,开发人员就只需专注于驱动程序和应用程序的开发。在本课题研制中,我们选用的是具有高稳定性和强实时性的 Vx-Works 操作系统,如图 2 所示。

从图 2 可知,VxWorks 操作系统可以划分为三层:驱动层、内核层和应用层。

驱动层是与具体的硬件结构息息相关的一层,VxWorks 操作系统是否能在硬件平台上运行的关键工作就是硬件驱动开发。让 VxWorks 操作系统在硬件平台上运行起来,这一过程叫做系统移植,其中就包括相关硬件驱动的开发。

内核层由 VxWorks 操作系统开发工具自动生成,负责整个嵌入式系统硬件资源的管理和分配。同时,

按照一定的规则合理调度应用层的多个任务。内核层还包括网络协议、USB 协议和虚拟串口等协议栈,使开发人员从繁重的协议开发工作中解放出来。

应用层是用户根据项目要求开发应用的一层。由于 VxWorks 操作系统的存在,开发人员不用关心底层硬件,只需专注于应用的开发。与普通单片机的单任务程序不同,VxWorks 操作系统的应用层可以并行地运行多个任务。根据任务要求,本课题的应用层包含四个子任务:主函数任务,显示任务,键盘任务和通信任务。

4 应用程序设计

4.1 主函数

如图 3 所示,主函数任务是 VxWorks 操作系统在硬件平台上运行起来后执行的第一个用户应用程序。在此任务中,首先进行一些硬件初始化(初始化按键管理芯片,初始化 LCD 显示器,打开与数字主控板通信的串口);其次进行一些显示状态初始化,并调用主界面显示函数;最后启动键盘任务和通信任务。主函数任务在系统启动之初完成前面所述的工作后自动结束,剩下键盘任务和通信任务在系统中并行运行。

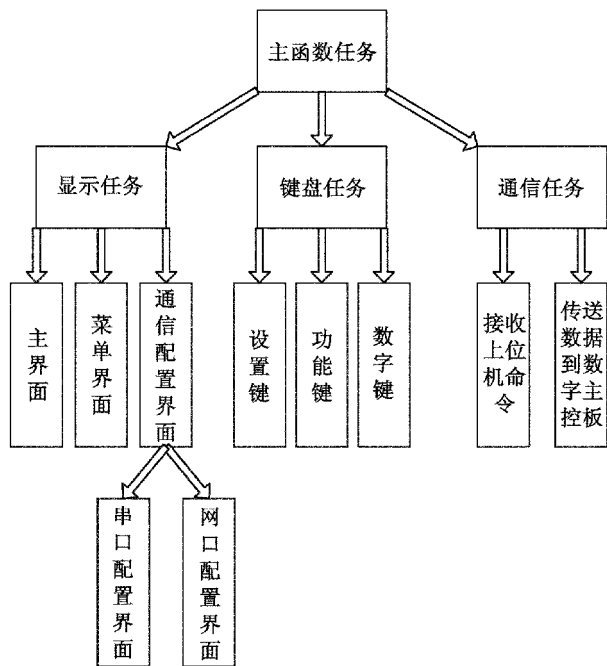


图 3 应用程序结构图

4.2 显示任务

在应用程序中,为了能及时在显示屏上反映外

部事件的输入,显示任务没有作为一个独立的子任务与其它子任务并行运行在系统中,而是作为任务函数供键盘任务和通信任务调用。显示任务包括六个子函数:主界面函数、菜单界面函数、通信配置界面函数、串口配置界面函数、网口配置界面函数和 GPIB 配置界面函数。

主界面函数完成仪器电压、电流、频率、相位和功率五个参数设置值的显示功能,执行后显示如图 4 所示界面。主界面在仪器启动时显示电压、电流、频率、相位和功率五个参数的初始值,并实时显示输出设定值。

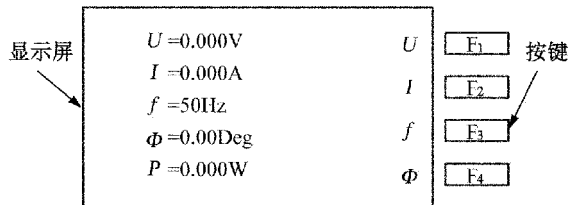


图 4 仪器主界面图

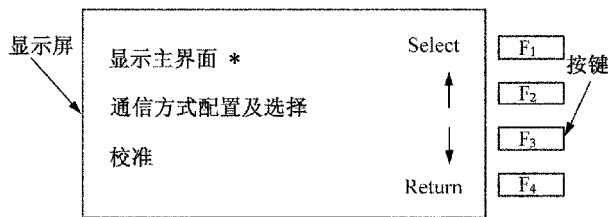


图 5 菜单界面图

执行菜单界面函数,仪器界面显示如图 5 所示。菜单界面用于选取界面显示、通信端口配置、校准功能,选中项后面带有“*”标志,此时按下“Select”键将进入对应的功能界面。在菜单界面中可以通过“↑”、“↓”键改变选中项,按“Return”键则返回主界面。

执行通信配置界面函数,仪器界面显示如图 6 所示。通信配置界面用于查看串口、GPIB 和网口的通信参数配置情况。在通信配置中,通信口的选择和界面切换方法与菜单界面相同。

当串口配置被选中,仪器进入如图 7 所示的串口配置界面。网口配置界面和 GPIB 配置界面与串口配置界面类似。

4.3 通信任务

通信任务负责接收上位机传来的数据和命令,将所得数据按要求处理后传给数字主控电路,同时

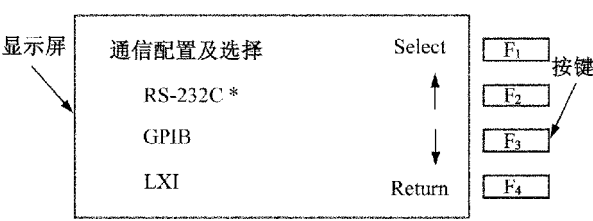


图 6 通信配置界面图

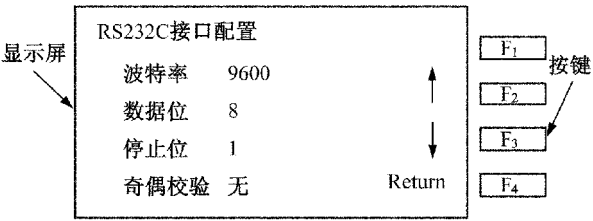


图 7 串口配置界面图

将上位机数据显示在屏幕上,具体的任务处理流程如图 8 所示。

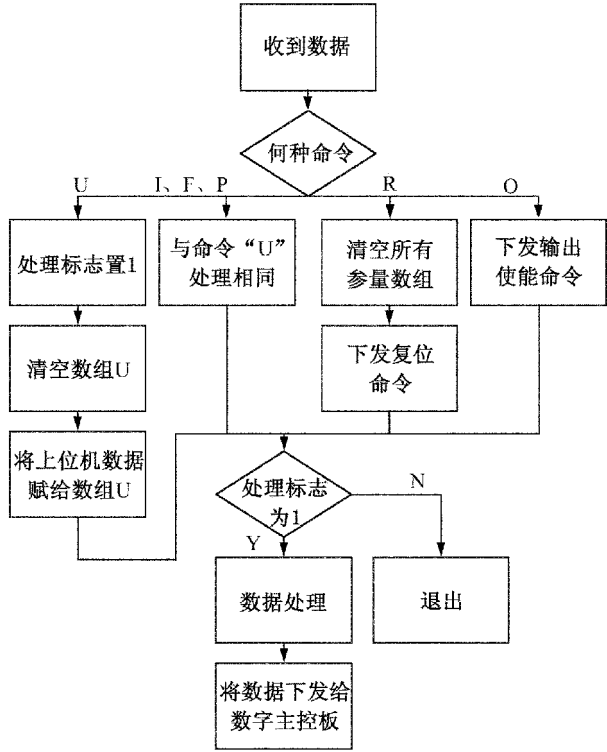


图 8 通信任务流程图

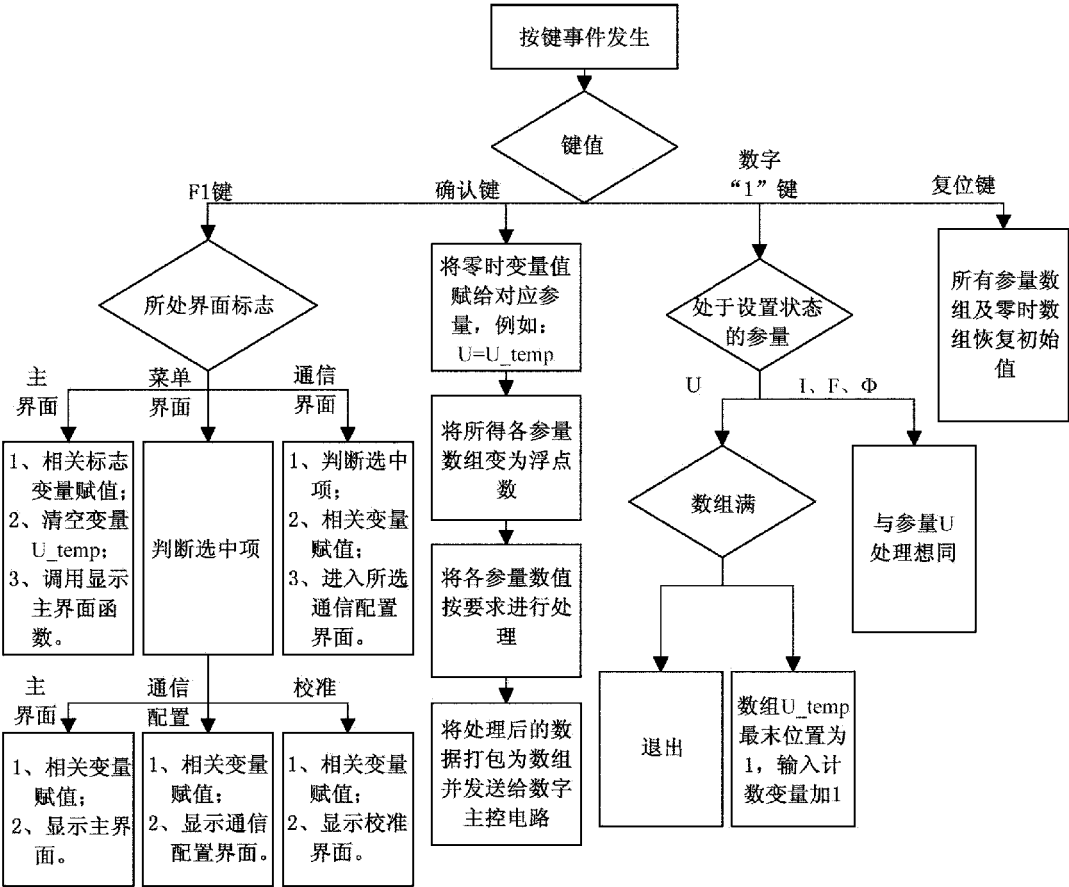


图 9 键盘任务流程图

通信程序设计需要依据一定的通信协议,根据本仪器与上位机数据交互的要求,通信协议商定如下所示。

命令 (U、I、F、P、R、O)	数据 1	……	数据 n
---------------------	------	----	--------

协议中,命令位为大写字母“U、I、F、P、R、O”中的一个,其含义分别如下:

- U:电压参数设置,后面跟 8 位数字;
- I:电流参数设置,后面跟 8 位数字;
- F:频率参数设置,后面跟 9 位数字;
- P:相位参数设置,后面跟 7 位数字;
- R:复位命令,后面没有数据位;
- O:输出使能命令,后面没有数据位。

由于仪器只接收来自上位机的数据,而且数据种类少,数据量不大,因此通信协议中省去了字头、字尾和校验等数据位,同时也不需要给上位机回复的协议。

4.4 键盘任务

键盘任务负责处理仪器面板上的 24 个按键输入。根据按键输入调用相应的显示函数,并将最终的输入结果经计算后发送给数字主控电路,键盘任

务处理流程如图 9 所示(篇幅有限,本文仅给出部分按键处理流程图)。

5 结束语

经长期的实验验证,依据本文所述方法设计实现的基于 ARM9 芯片的宽频功率源接口电路运行高效、稳定。所设计的硬件平台具有通用性,在今后的仪器研制工作中可以沿用。本文所论述的硬件设计方案和软件设计方法,对基于 ARM 芯片的嵌入式系统开发和仪器接口电路开发有一定的参考价值。

参考文献

[1] 冯荣尉.基于 ARM9 的嵌入式硬件设计和 VxWorks 操作系统移植.北京理工大学,2008.

[2] 周启平,张杨.VxWorks 下设备驱动程序及 BSP 开发指南.北京:中国电力出版社,2004.

[3] 陈智育,温彦军,陈琪.VxWorks 程序开发实践.北京:人民邮电出版社,2004.

(上接第 69 页)

表 2 加载 15V 标准电压时的测量结果 V

第 1 路	第 21 路	第 41 路	第 61 路	第 81 路	第 101 路
14.98	15.02	15.01	15.01	15.03	14.99

表 3 加载 28V 标准电压时的测量结果 V

第 1 路	第 21 路	第 41 路	第 61 路	第 81 路	第 101 路
27.99	27.98	28.00	28.02	28.03	27.99

由于测量路数较多,不便一一列出测量值,故在每块板子上选取了一路列出。

模块性能总结:

- (1)在测量 28V 星上电压时测量误差:小于 1%;
- (2)测量的输入阻抗:大于 100kΩ;
- (3)数据采集通道数:120 路;
- (4)测试的电压范围:-50V~+50V;
- (5)测量时间:小于 1s。

上述性能满足对星上热控电压测量的要求。

6 结束语

目前,热控电压测量样机已经研制成功。经过试验验证,各项指标良好,并已在某卫星热控电压测量试验中应用。本模块的研制对进一步提升卫星热控系统测试效率、准确性、安全性、可靠性具有非常积极的意义。

参考文献

[1] Analog Devices ADG506A/ADG507A CMOS 8-/16-Channel Analog Multiplexers, Analog Devices, Inc, 1998.

[2] Analog Devices AD202/ADG204 Lost Cost Miniature Isolation Amplifiers, Analog Devices, Inc, 2002.

[3] 颜庆津编著.数值分析.北京航空航天大学,2006.

采用 MCM 对 GUM 法测量不确定度评定的验证方法研究

曹 芸 陈怀艳 韩 洁
(北京航天飞行控制中心,北京 100094)

摘 要 目前不确定度评定的基本方法是 GUM 法,GUM 法在一定的条件下是可以有效应用的,但在模型复杂的情况下,却不容易直接确定其是否满足所有的应用条件。由于蒙特卡罗法(MCM)的有效性范围大于 GUM 法的有效性范围,因此可利用合适的软件,应用 MCM 对 GUM 法测量不确定度的评定结果进行验证。建议此时分别应用 GUM 法和 MCM 法,并对结果进行比较。如果结果较满意,则表明 GUM 法可应用于此类场合;否则,应考虑使用 MCM 或其它适当的替代方法。通过质量计量的实例,介绍了采用 MCM 对 GUM 法进行验证的两种方法。

关键词 MCM GUM 测量不确定度评定 包含区间

Research About Validating GUM Uncertainty Evaluation Using MCM

CAO Yun CHEN Huai-yan HAN Jie
(Beijing Aerospace Control Center, Beijing 100094)

Abstract The basic method of uncertainty evaluation is GUM uncertainty framework (GUM) at present. On some conditions, GUM can be applied correctly. But when the model is complicated, all the applying condition can't be ensured to meet. Compared to GUM, the validity range of MCM is larger, we can use MCM to validate GUM uncertainty evaluation with appropriate software. It's suggested that the results can be compared which are obtained by GUM and MCM. If the results are satisfied, the GUM is applied correctly. Otherwise, MCM or other replacement must be considered. Concerning the example of mass calibration, the two methods are introduced to validate GUM uncertainty evaluation using MCM.

Key words MCM GUM Evaluation of measurement uncertainty Coverage interval

1 引 言

在测量不确定度的评定中,GUM 法目前仍是不确定度评定的主要方法。GUM 法是通过测量的数

学模型采用不确定度传递律进行分布的传递,从而得到 Y 的最佳估计值和标准不确定度。当测量函数的输入量为线性,且其概率分布均为正态分布,则 GUM 法适用;蒙特卡罗法(MCM)是一种通过重复

采样实现分布传递的数值方法, MCM 通过对输入量 X_i 的 PDF 进行离散采样, 由测量模型传递输入量的分布, 计算获得输出量 Y 的 PDF 的离散采样值, 由 Y 的离散分布值直接获取 Y 的最佳估计值、标准不确定度和包含区间。可应用的典型情况包括: (1) 各不确定度分量的大小不相近; (2) 测量模型的偏导难以求得; (3) 输出量的概率密度函数不是正态分布或 t 分布; (4) 输出量的估计值及其标准不确定度大小相当; (5) 测量模型复杂或为非线性; (6) 输入量的概率密度函数不对称^[1]。当 GUM 法所需条件不满足或不明确条件是否满足, 由于模型的复杂性而导致应用 GUM 法有困难时, 可以采用 MCM, 并可利用 MCM 对 GUM 法测量不确定度评定进行验证, 评价 GUM 法提供结果的质量。

2 验证方法一: 包含区间的比较

2.1 自适应 MCM

在选择蒙特卡罗试行数 M 时, M 值越小, 则标准不确定度 $u(y)$ 越容易失真; 反之, M 值越大, 则 $u(y)$ 越准, 但需要越多的计算时间, 有时甚至无法实现^[2]。所以, 建议采用自适应的方法来选择经济合理的试行数 M 。在自适应 MCM 的执行过程中, 蒙特卡罗试行数不断增加, 直至所需要的各种结果达到统计意义上的稳定。一般而言, 如果某一数值的结果的两倍标准偏差小于 $u(y)$ 的数值容差 δ 时, 可认为该数值结果稳定。而在采用 MCM 对 GUM 法进行验证时, 建议 MCM 提供数值容差为 $\delta/5$ 的结果^[3,4]。

2.2 验证步骤^[3,4]

2.2.1 采用 GUM 法求得 $y, u(y)$ 和 $100p\%$ 包含区间 $y \pm U_p$ 。

2.2.2 采用自适应 MCM 求得 $y, u(y)$ 和 $100p\%$ 包含区间 $[y_{low}, y_{high}]$ 。过程如下:

- 设 n_{dig} 为适当小的正整数, 通常 n_{dig} 选 1 或 2;
- 设 $M = \max(J, 10^4)$, J 是大于或等于 $100/(1-p)$ 的最小整数;
- 设 $h = 1$, 表示在序列中初次应用 MCM;
- 执行 M 次蒙特卡罗试验;
- 利用获得的 M 个模型值 y_1, \dots, y_M 计算 $y^{(h)}, u(y^{(h)}), y_{low}^{(h)}$ 和 $y_{high}^{(h)}$, 它们分别为 Y 的估计值, 标准不确定度, $100p\%$ 包含区间的左、右端点;

f) 如果 $h = 1$, h 增加 1, 返回到步骤 d);

g) 按下式计算 Y 的估计值 $y^{(1)}, \dots, y^{(h)}$ 的平均值的标准偏差 s_y

$$s_y^2 = \frac{1}{h(h-1)} \sum_{r=1}^h (y^{(r)} - y)^2$$

式中: $y = \frac{1}{h} \sum_{r=1}^h y^{(r)}$ 。

h) 分别计算 $u(y^{(1)}), \dots, u(y^{(h)})$ 的平均值的标准偏差 $s_{u(y)}, y_{low}^{(1)}, \dots, y_{low}^{(h)}$ 的平均值的标准偏差 $s_{y_{low}}$ 以及 $y_{high}^{(1)}, \dots, y_{high}^{(h)}$ 的平均值的标准偏差 $s_{y_{high}}$;

i) 利用所有的 $h \times M$ 个模型值获得 $u(y)$;

j) 将数值 $u(y)$ 表示为 $c \times 10^l$ 的形式, c 是 n_{dig} 个有效十进制整数, l 是整数, 计算 $u(y)$ 的数值容差 $\delta = \frac{1}{2} 10^l$;

k) 如果 $2s_y, 2s_{u(y)}, 2s_{y_{low}}$ 和 $2s_{y_{high}}$ 中的任何一个值大于 $\delta/5$, 则 h 增加 1 并返回到步骤 d);

l) 若所有的计算已达稳定, 利用获得的 $h \times M$ 个模型值计算出 $y, u(y)$ 和 $100p\%$ 包含区间 $[y_{low}, y_{high}]$ 。

2.2.3 对 GUM 法和 MCM 获得的包含区间进行比较, 确定是否能获得 GUM 法提供的包含区间中正确十进制数字的所需位数, 确定两个包含区间的各自端点的绝对偏差 d_{low}, d_{high} 。

$$d_{low} = |y - U_p - y_{low}|$$

$$d_{high} = |y + U_p - y_{high}|$$

如果 d_{low} 和 d_{high} 不大于 δ , 则 GUM 法通过验证。

2.3 验证实例——质量校准^[3,4]

本例是关于质量计量的校准问题, 表明只有考虑了模型函数泰勒级数近似展开的高阶项时, GUM 法才有效。

用质量密度为 ρ_R 的参考砝码 R 对质量密度为 ρ_W 的砝码 W 进行校准, 两个砝码标称值相同, 需要在质量密度为 ρ_a 的空气中进行平衡配重。通常 ρ_W 和 ρ_R 不同, 因此需考虑浮力的影响。本例中使用的模型为

$$\delta m = (m_{R,C} + \delta m_{R,C})$$

$$\left[1 + (\rho_a - \rho_{a0}) \left(\frac{1}{\rho_W} - \frac{1}{\rho_R} \right) \right] - m_{nom}$$

式中: δm —— $\delta m = m_{W,C} - m_{nom}$, 为 $m_{W,C}$ 与标称质量 $m_{nom} = 100g$ 的偏差; $m_{R,C}$ ——砝码 R 的常规质量;

$\delta m_{R,c}$ ——加到砝码 R 上的密度为 ρ_R 小砝码的常规质量; ρ_{a0} —— $\rho_{a0} = 1.2\text{kg/m}^3$ 。

质量校准模型的输入量 X_i 及其服从的 PDF 如表 1 所示。

表 1 关于质量校准模型的输入量 X_i 及其服从的 PDF

X_i	分布	参 数			
		期望 μ	标准偏差 σ	期望 $(a+b)/2$	半宽度 $(b-a)/2$
$m_{R,c}$	$N(\mu,\sigma^2)$	100 000.000mg	0.050mg		
$\delta m_{R,c}$	$N(\mu,\sigma^2)$	1.234mg	0.020mg		
ρ_a	$R(a,b)$			1.20kg/m ³	0.10 kg/m ³
ρ_w	$R(a,b)$			8×10 ³ kg/m ³	1×10 ³ kg/m ³
ρ_R	$R(a,b)$			8.00×10 ³ kg/m ³	0.05×10 ³ kg/m ³

由 GUM 法可知, $u(\delta m) = 0.08 = 8 \times 10^{-2}$, $u(\delta m)$ 取一位有效数字,即 $n_{dig} = 1$,因此 $c = 8, l = -2, \delta = 1/2 \times 10^{-2} = 0.005$ 。

应用自适应 MCM 的 MATLAB 程序如下:

```
i = 1;  
e = 0.001;  
Me = 1;  
Se = 1;  
YLe = 1;  
YHe = 1;  
Ma = 0;  
Sa = 0;  
YL = 0;  
YH = 0;  
w = 0;  
while(2 * Me > e | 2 * Se > e | 2 * YLe > e | 2 * YHe > e)  
M = 10000;  
A = 100000 + 0.05 * randn(1, M);  
B = 1.234 + 0.02 * randn(1, M);  
C = 1.1 + 0.2 * rand(1, M);  
D = 7000 + 2000 * rand(1, M);  
E = 7950 + 100 * rand(1, M);
```

```
Y = (A + B) .* [ 1 + (C - 1.2) .* (E - D) ./ (D .*  
E) ] - 100000;  
if i ~ = 1  
w = horzcat(w, Y);  
else  
w = Y;  
end  
Ma(i) = mean(Y);  
Sa(i) = std(Y);  
YL(i) = prctile(Y, 2.5);  
YH(i) = prctile(Y, 97.5);  
if i ~ = 1  
Me = std(Ma) / sqrt(i);  
Se = std(Sa) / sqrt(i);  
YLe = std(YL) / sqrt(i);  
YHe = std(YH) / sqrt(i);  
end  
i = i + 1;  
end  
[ mean(w), std(w), prctile(w, 2.5), prctile(w,  
97.5) ]
```

表 2 质量校准模型的计算结果

方法	$\delta m/\text{mg}$	$u(\delta m)/\text{mg}$	95%最短包含区间	d_{low}/mg	$d_{\text{high}}/\text{mg}$	验证结果 ($\delta = 0.005$)
G ₁	1.234 0	0.053 9	[1.128 5, 1.339 5]	0.043 0	0.042 8	No
G ₂	1.234 0	0.075 0	[1.087 0, 1.381 0]	0.001 5	0.001 3	Yes
MCM	1.234 0	0.075 2	[1.085 5, 1.382 3]			

表 2 中, G_1 表示含一阶项的 GUM 法, G_2 表示含高阶项的 GUM 法, MCM 表示自适应蒙特卡罗法。需注意的是, MCM 是以随机采样为基础的计算, 其本质也是随机的, 所以 MCM 的每次计算结果可能会有细微差别。可以看出, 如果仅考虑一阶项, 则 GUM 法测量不确定度评定未通过验证; 如果考虑了高阶项, 则 GUM 法有效。因此, 对于非线性模型, 仅考虑一阶项是不够的。

3 验证方法二: 包含频率 C/M 与包含概率 p 的比较

3.1 验证方法^[5]

用 MCM 验证 GUM 法测量不确定度评定是否有效时, 还可以通过观察包含频率 C/M 是否接近包含概率 p 的方法来确定, 如果 C/M 接近 p , 则证明 GUM 法有效。具体方法是: 设 x_i 的期望为 μ_i , $[y_L, y_H] = [f(x_1, x_2, \dots, x_N) - ku_c, f(x_1, x_2, \dots, x_N) + ku_c]$, 作 M 次试行, 获得 $[y_L, y_H]$ 包含 $f(\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_N)$ 的次数 C , 观察包含频率 C/M 是否接近包含概率 p 。

3.2 验证实例——质量校准

同样以质量校准为例, 对含高阶项的 GUM 法进行验证, 取 $M = 10^5$, MATLAB 程序如下:

```
M=100000;
for i=1:M
A=100000+0.05 * randn(1,1);
B=1.234+0.02 * randn(1,1);
C=1.1+0.2 * rand(1,1);
D=7000+2000 * rand(1,1);
E=7950+100 * rand(1,1);
Y=(A+B). * [1+(C-1.2). * (E-D)]./(D. *
```

```
E)]-100000;
```

```
YL=Y-0.075 * 1.96;
```

```
YH=Y+0.075 * 1.96;
```

```
F(i)= and((YL<=1.234),(YH>=1.234));
```

```
end
```

```
G=sum(F)/M
```

计算结果, C/M 为 0.946, 接近包含概率 $p = 0.95$, 验证了含高阶项的 GUM 法的正确性。

同样对含一阶项的 GUM 法进行验证, 计算结果 C/M 为 0.840, 偏离于包含概率 $p = 0.95$, 证明仅考虑一阶项的 GUM 未能通过验证。

4 结束语

MCM 是 GUM 法的补充, 可与 GUM 法一起使用。当 GUM 法可能无效时, MCM 通常能给出有效的结果; 同时, MCM 也可为此类情况下 GUM 法测量不确定度评定的有效性提供了一种验证手段。

参考文献

- [1] 陈怀艳, 曹芸, 韩洁. 基于蒙特卡罗法的测量不确定度评定. 电子测量与仪器学报, 2011, 25(4): 301~308.
- [2] 宋明顺, 王伟. Monte Carlo 方法评定测量不确定度中模拟样本数 M 的确定. 计量学报, 2010, 31(1): 91~96.
- [3] GUIDE 98-3/SUPP.1 Uncertainty of measurement-Part3/Supplement 1: Propagation of distributions using a Monte Carlo method. ISO/IEC, 2008.
- [4] 周桃庚, 叶德培等. JJF1059.2-2011 用蒙特卡洛法评定测量不确定度. 国家质量监督检验检疫总局, 2011.
- [5] 刘智敏. 用 MC 仿真计算不确定度. 中国计量学院学报, 2005, 16(1): 1~7.