

# 宇航计测技术

YUHANG JICE JISHU

2015 年 4 月

第 35 卷第 2 期

总第 206 期

## 目 次

超小型高可靠三冗余角位移传感器研制 .....	李丹佳 陈 娣 郭薇妮 等( 1 )
新型冗余双目 PNP 摄影定位方法研究 .....	沙春哲 王锴磊 王春喜 等( 6 )
分离式方位角垂直传递装置校准方法研究 .....	吴延军 张忠武 张俊杰 等(10)
基于加速度计的旋转平台角加速度检测方法 .....	高 扬 张新磊 麦 吉 等(14)
基于 PXI 总线的姿态角变换器高精密测试系统设计 .....	陈 娣 李丹佳 朱廷伟 等(17)
测量引线热电势对热电阻测温系统测温结果的影响分析 .....	黄 贇 崔文德 赵化业(22)
基于 3D 技术的燃气舵烧蚀率测量方法研究 .....	孔繁杰 王端志 冯伟利(27)
一种采用线性光耦实现温度隔离测量的方法 .....	武东健 姜 祝 吴永红 等(30)
质心标准研究 .....	王小三 闫 磊 孙凤举(33)
一种整体式天然气压缩机气阀故障诊断技术研究 .....	周正义 顾亚雄 杨忠强 等(38)
双脉冲瞬态散斑全场测量方法研究 .....	温聚英 张大治 程 琳 等(43)
基于 CPCI 的飞行器测控通信系统一体化自动测试平台 .....	李金龙 刘建妥 陈善志 等(49)
蒸发波导诊断的 Babin 模型及其敏感性分析 .....	余贵水 刘爱国 杨云生(53)
机载雷达测控站性能分析 .....	丛 琳 孟凡成(57)
无人直升机雷达目标特性研究 .....	蒋志华(61)
导航信号 IQ 正交性测试软件设计与实现 .....	崔小准 郑育红 付林春 等(67)
某型无人机数据通信系统设计与实现 .....	付 莉 赵 民(72)
锡焊式同轴射频电缆延迟线的测试方案与实现 .....	包幸生(76)
一种干扰信号产生单元的设计 .....	陈剑涛 郭廷猛(80)
基于小波分析的转子不平衡故障诊断与控制技术研究 .....	李春芳 黄建民(83)
声明 .....	( 9 )
“北京航天计量测试技术研究所”简介 .....	( 封二 )
《宇航计测技术》征稿启事 .....	( 封三 )

# 《宇航计测技术》征稿启事

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

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

## 征稿范围:

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

## 来稿要求:

1.文稿应内容新颖,论点明确,论据可靠,数据准确,文字简练,层次清楚。每篇文稿一般为6000~8000字,文稿请附中英文摘要、关键词、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;每篇文章的关键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简介(含出生年、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;如果在投稿满3个月后仍未收到本刊任何通知,作者在告知本编辑部之后,有权改投它刊。在此之前,请勿一稿多投,否则一切后果自负。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.chinajournal.net.cn

E-mail: yhjc\_102@spacechina.com

# JOURNAL OF ASTRONAUTIC METROLOGY AND MEASUREMENT

Apr., 2015

Vol.35 No.2

Total No.206

## CONTENTS

Development of Three Redundant Angular Displacement Sensor with Subminiature and High-reliability .....	LI Dan-jia CHEN Di GUO Wei-ni et al ( 1 )
Study of a New Type of Redundancy Binocular PNP Photogrammetric Positioning Method .....	SHA Chun-zhe WANG Kai-lei WANG Chun-xi et al ( 6 )
Calibration Method for Separate Azimuth Vertical Transmission Device .....	WU Yan-jun ZHANG Zhong-wu ZHANG Jun-jie et al (10)
Measurement Method for Angle Acceleration of Turn-table Based on Accelerometer .....	GAO Yang ZHANG Xin-lei MAI Gi et al (14)
Design of a High-precision Test System of the Attitude Angle Convertor Based on the PXI Bus .....	CHEN Di LI Dan-jia ZHU Ting-wei et al (17)
Analysis of Effect by Thermoelectric Potential in RTD Temperature Measurement System .....	HUANG Ze CUI Wen-de AHAO Hua-ye (22)
Measurement of Gas Vane Ablation Rate Based on the 3D Technology .....	KONG Fan-jie WANG Duan-zhi FENG Wei-li (27)
A method of Temperature Separation Measurement with Linear Optocouplers .....	WU Dong-jian JIANG Zhu WU Yong-hong et al (30)
Research on the Centroid Standard .....	WANG Xiao-san YAN Lei SUN Feng-ju (33)
A Research on the Technology for Valve Fault Diagnosis of the Integral Natural Gas Compressor .....	ZHOU Zheng-yi GU Ya-xiong YANG Zhong-qiang et al (38)
Investigation on Technology of Double-pulse Transient Speckle Vibration Measurement .....	WEN Ju-ying ZHANG Da-zhi CHEN Lin et al (43)
Integrated Automatic Testing Platform in Spacecraft TT&C Based on CPC1 .....	LI Jin-long LIU Jian-tuo CHEN Shan-zhi et al (49)
Babin Model of Evaporation Waveguide Diagnosis and Its Sensitivity Analysis .....	YU Gui-shui LIU Ai-guo YANG Yun-sheng (53)
Analysis of Work Ability Airborne Radar Measuring and Control Station ...	CONG Lin MENG Fan-cheng (57)
Research on Radar Target Characteristics of Unmanned Helicopter .....	JIANG Zhi-hua (61)
Design and Implementation of Test Software for IQ Orthogonality of Navigation Signal .....	CUI Xiao-zhun ZHENG Yu-hong FU Lin-chun et al (67)
Design and Realization of UAV Data Communication System .....	FU Li ZHAO Min (72)
Measuring Solution & Realization of Soldering-type Coaxial Radio-frequency Cable Delay Line .....	BAO Xing-sheng (76)
A Design of Unit for Engendering Obstruct Signal .....	CHEN Jian-tao GUO Ting-meng (80)
Research on Fault Diagnosis and Control Technology of Unbalanced Rotor Based on Wavelet Analysis .....	LI Chun-fang HUANG Jian-min (83)

# 超小型高可靠三冗余角位移传感器研制

李丹佳 陈 娣 郭薇妮 杨 明

(北京精密机电控制设备研究所,北京 100076)

**摘 要** 为了满足新型运载型号工程高可靠性要求,在闭和回路中起测量及反馈作用的角位移传感器采用串、并联相结合的三冗余设计,用于伺服机构输出轴转角测量,将机械摆角信号转换为电信号输出至控制器,实现电动伺服闭环控制。超小型高可靠三冗余角位移传感器形式为三冗余旋转式电位计,但采用了两环设计,其中一环为单路,另一环为双冗余设计,将电阻环进行重叠,从结构上组成了串并联相结合的方式,在电气上可单独使用也可以并联使用。传感器采用新型电刷结构,提高了产品的环境适应性,具有较大的社会、经济效益和推广价值。

**关键词** 角位移传感器 冗余 环境适应性

## Development of Three Redundant Angular Displacement Sensor with Subminiature and High-reliability

LI Dan-jia CHEN Di GUO Wei-ni YANG Ming

(Beijing Research Institute of Precise Mechanical and Electronic Control Equipment, Beijing 100076)

**Abstract** In order to meet the high reliability requirements of the new model to launch vehicle, the angular displacement sensor is designed by using series, in parallel with three redundancy in a closed-loop used as measurement and feedback. For servo output shaft angle measurement, the mechanical angular signal is converted to electrical signal output to the controller, so as to realize electric servo closed-loop control. Three ultra-small, high-reliability redundant angular displacement sensor is in the form of three redundant rotary potentiometer, but with two-ring design, one of the rings as the single way, another ring for double-redundant design, the resistance ring will be overlapped, the structure is the combination of the series and parallel, can be used alone or in parallel electrically. This sensor using new brush structure, improving the environmental adaptability of the product, has significant social, economic benefits and promotional value.

**Key words** Angular displacement sensor Redundant Environmental adaptability

## 1 引 言

为了满足新型运载型号工程高可靠性要求,在处于闭和回路起测量及反馈作用的角位移传感器上

采用了三冗余设计。根据系统任务书要求,传感器的重量不大于 70g,利用传统方法进行设计不能满足指标要求,因此要进行结构改进。

在前期方案验证阶段,进口的电位计能满足结



构紧凑、精度高的要求,但一组电路的结构设计无法满足产品的可靠性要求;国内某厂家的电位计能满足新型运载型号伺服机构的测量要求,电路上采用三冗余设计,但在振动试验中壳体出现松动,刷丝与骨架接触不稳定,输出波形异常。

本文介绍的串并联三冗余角位移传感器形式为三冗余旋转式电位计,在保证结构尺寸的基础上对位移传感器进行了一体式设计方案。该位移传感器在结构设计上采用了两环超小型设计,减小了传感器的重量和体积;设计优化了产品的电刷结构,满足该系统更为严酷的温度和力学环境条件要求;使用软件对传感器的线性进行补偿,保持电阻值的连续性;新颖的限位结构使传感器不会超出机械行程的范围。该位移传感器具有结构紧凑、合格率高、可靠性高、环境适应性强等优点。

## 2 角位移传感器研制

### 2.1 工作原理

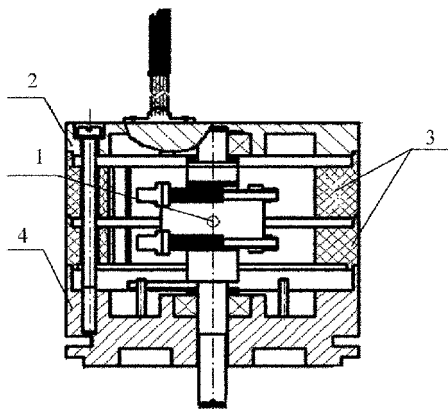
串并联三冗余角位移传感器用于某运载型号工程伺服机构输出轴转角的测量,在外部供电的情况下将机械摆角信号转换为电信号输出。形式为串并联三冗余旋转电位计式角位移传感器。传感器电阻环上的电阻膜由电阻液在热塑性聚酰亚胺制成的骨架内圆弧面上喷制而成,铍青铜导电片通过环氧树脂胶粘剂固定于骨架体内环与电阻膜相对的位置上,用于输出信号的引出。在电阻膜两端分别施加正负直流电源,同时在零位位置设置中心抽头(即电源地),电刷在电阻膜上滑动,实现测量正负摆角的功能。正负电源和接地导线由铆钉连接,铆钉与电阻膜间由导电银带连接。为了提高可靠性,采用三冗余设计的同时,将三组正负电源及地端分别引出,输出采用双点双线。

串并联三冗余角位移传感器结构上采用三冗余设计,将两个电阻环从结构上进行重叠,其中一环为单路,另一环为双冗余设计(将电阻环上的电阻膜及导电条各均分为两份)。形成结构上串、并联,功能上并联的紧凑型串并联三冗余角位移传感器,并最终实现伺服机构输出轴转角的测量功能。

### 2.2 结构组成

传感器主要由电阻组件、电刷组件、电位计轴和壳体组成。与以往三冗余反馈电位计相比,为满足伺服机构的安装与减重要求,其电阻环和电刷组件

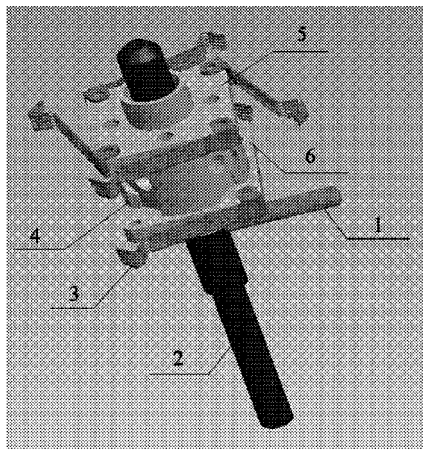
结构更加紧凑。其具体结构见图 1。



1-轴组件; 2-上盖板;3-电阻环组件;4-下盖板。

图 1 串并联三冗余角位移传感器结构示意图

电阻环组件由骨架与铆钉组成,传感器电阻膜均匀地喷涂在骨架体内环一定角度范围内,通过电阻膜两端头及中心抽头铆钉焊接引出导线。传感器的电刷分为两组,分别安装在两个集电环上,其三维结构见图 2。其中一组包括一对电刷,另一组包括两对电刷。集电环通过螺钉固定在连接套上,连接套通过螺钉固定在轴上。上集电环上面有四个电刷分别与两组电阻环与导电条对应,实现两个通道的测试功能。下集电环上面有两个电刷分别与一组电阻环与导电条对应,实现一个通道的测试功能。



1-销;2-轴;3-电刷;4-连接套;5-上集电环;6-下集电环。

图 2 轴组件组成示意图

## 3 角位移传感器技术实现

为了适应更高的环境条件和精度要求,产品在生产和研制过程中采取了大量优化措施,传感器

达到的主要技术指标见表 1。

表 1 角位移传感器达到的主要技术指标 (20℃)

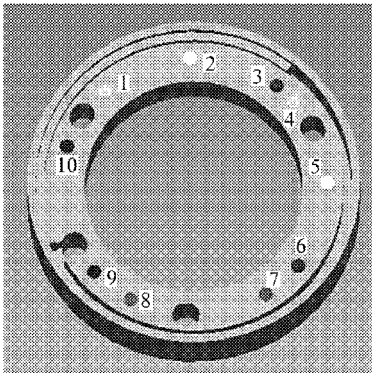
序号	试验项目	技术要求	试验结果
1	外观检查	表面无划伤、气泡,固定件无松动,外观洁净,无机械损伤,导线完好无损	外观良好,无机械损伤
2	单环总阻(Ω)	3000±300	2769~3115
3	有效机械行程(°)	±15	±15
3	阻值不对称度(Ω)	≤20	1~18
4	引出电阻(Ω)	≤80	23~72
5	重量(g)	≤70	68
6	绝对非线性误差(%)	≤0.3	0.18~0.28
7	绝缘电阻 MΩ	≥50	绝缘电阻∞
8	绝缘强度	50Hz/500V/1min 交流电不击穿	合格

3.1 超小型结构设计

以往的三冗余角位移传感器至少由三个电阻环组成,而且电阻环的外径较大,产品的重量不能满足新型运载型号的研制需求。串并联三冗余角位移传感器在继承上述产品特殊性能的基础上在结构上进行了调整,采用两路并联后与一路串联完成三个通道的测试,实际上通过两个环的重叠实现。其中一个电阻环包括两个测量通道,如图 3 所示。其中 1 点为负端、2 点为电源地、3 点为正端与 7、8 点输出端组成一路测试通道;4 点为负端、5 点为电源地、6 点为正端与 9、10 点输出端组成一路测试通道。这种结构较以往更紧凑,外径更小,能满足整机安装尺寸和减重要求,但零位调整难度较大。装配时,为满足三个通道中心抽头的不重合度要求,在轴组件上的三对电刷分别与电阻膜和导电条中心对正固紧后,通过将两对环互相旋转调节,保证单通道电阻环与双通道电阻环之中的一路重合,另一路的不重合度由软件控制。设计上在两个骨架体接触面间 120°均匀铣出三个固定位置,零位调整后用环氧树脂混合剂胶固,杜绝以往的零位错位现象。

3.2 优化电刷结构

考虑到串并联三冗余角位移传感器是两环重叠



1、4-负端;2、5-电源地;3、6-正端;7、8、9、10-输出端。  
图 3 两通道电阻环示意图

结构,要改善它的耐振性能,提高产品的可靠性,从电刷结构形式着手。采用阶梯切割形式电刷,因各电刷丝的自振频率不一,这样电位计在受各种频率振动时,电刷丝不致在某一频率段同时发生共振,保证了与电阻体接触的电刷丝根数,使由于某一根电刷丝共振而引起的接触电阻变化减少到许可的程度。

通过最佳电刷压缩量计算(即在保证电刷与膜面接触可靠性又要减少电刷对电阻膜的磨损的前提下最佳弹力设计)后,优化电刷的刚度以及刷丝的压缩量,满足工作寿命要求。为减少摩擦,提高寿命,设计中在导电条表面喷涂一层电阻液。原电刷结构在进行环境振动试验时出现刷丝断裂现象,通过理论分析,加宽两边刷丝的宽度,并通过了环境试验验证。

原电刷结构以及后期改进的电刷结构如图 4 所示。

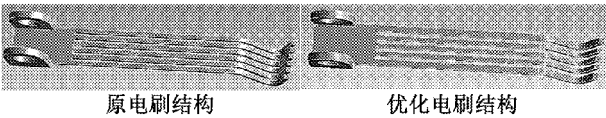


图 4 电刷结构图

两种电刷的模态分析结果见图 5<sup>[1]</sup>。结合实际产品的工作频率条件,原电刷结构的谐振频率较为集中,且谐振点多;优化型电刷谐振频率较分散,且谐振少。

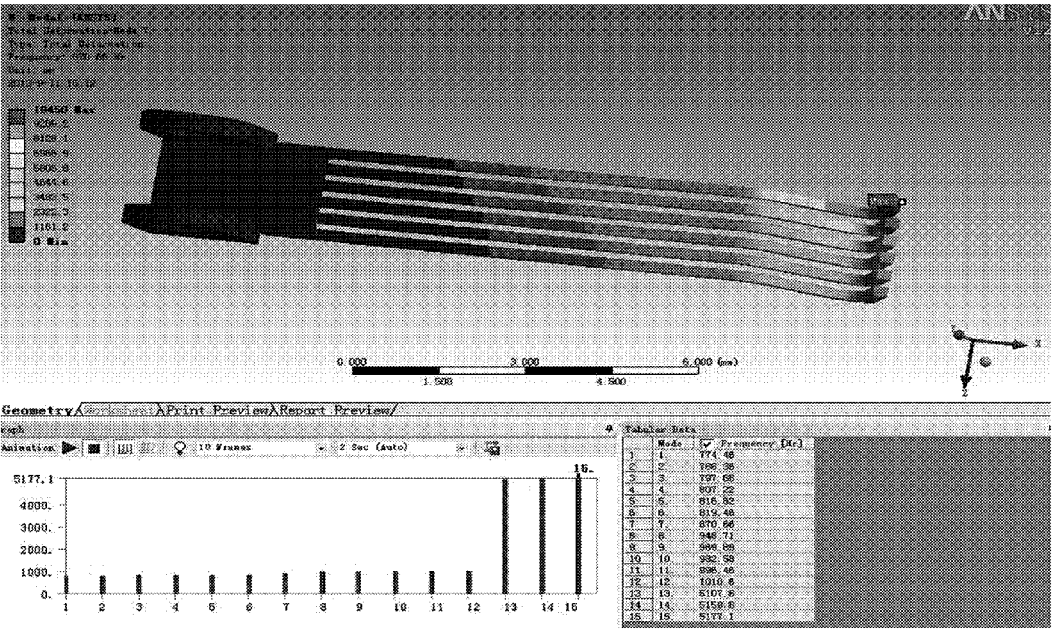
对两种电刷结构分别进行了力学环境的最激振动试验,试验结果为:(1)原电刷结构传感器在试验过程中出现输出异常,现场解剖发现有一路电刷齐根断裂;(2)优化型电刷结构传感器在试验过程中



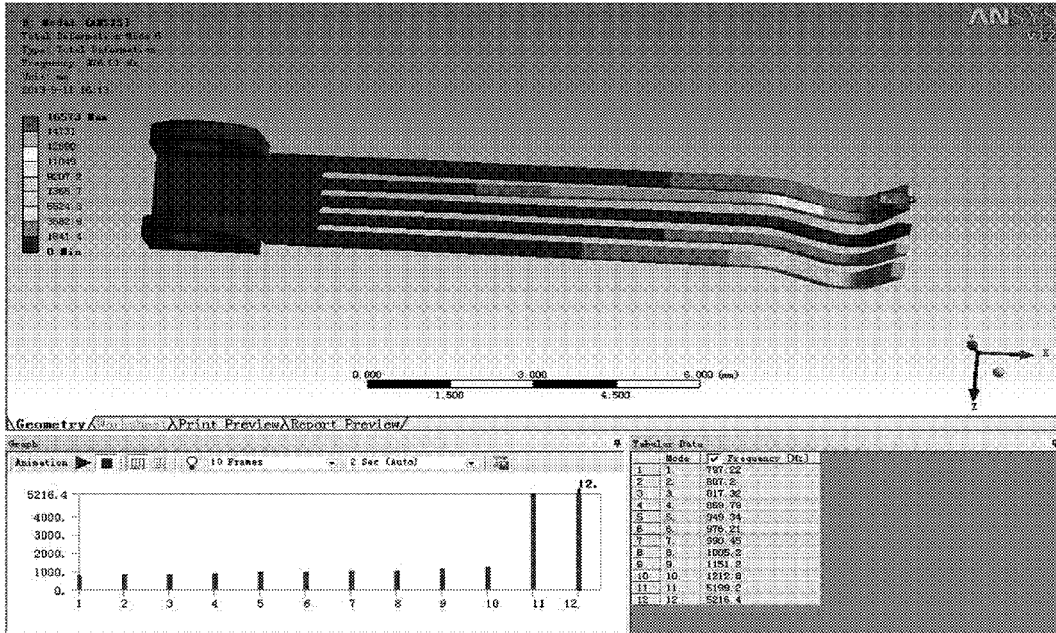
输出正常。

综合仿真分析和试验情况,优化型电刷结构在

环境力学试验中的试验能力更强,输出稳定,能够适应新型伺服机构的严酷环境条件。



原电刷模态分析结果



优化型电刷模态分析结果

图 5 模态仿真结果图

3.3 传感器线性度实现

串并联三冗余角位移传感器线性度指标要求的实现,取决于其电阻环组件中电阻体阻值分布均匀性。电阻体是树脂和石墨、硅微粉的混合物,树脂和石墨、硅微粉的按一定比例配方加入混合溶剂并

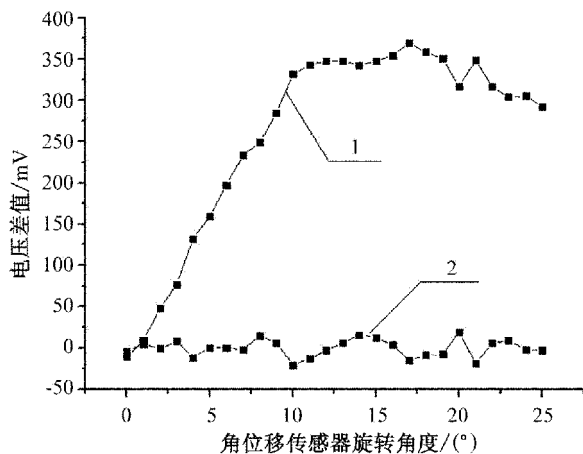
经球磨成为符合要求的导电液,然后,用喷涂法喷在绝缘材料做成的骨架上,经多次喷涂、干燥和聚合等工序,制成电阻体<sup>[2]</sup>。为了使电阻体的性能稳定,电阻体还需要经过电、热老炼<sup>[3]</sup>。喷制成的电阻体,由于阻值分布不均匀,可通过软件对产品线性度

进行补偿。产品通过一个不高于5阶的常数多项式,对每一测量通道的测量结果进行修正<sup>[4]</sup>。即

$$A = B_5 \times V^5 + B_4 \times V^4 + B_3 \times V^3 + B_2 \times V^2 + B_1 \times V + B_0 \quad (1)$$

式中: $V$ ——补偿前测量输出值; $V; A$ ——补偿后输出测量值; $B_0 \sim B_5$ ——根据最小二乘多项式拟合法,对产品实际测量结果拟合后,得出的无量纲补偿系数。

在测量过程中,只测量 $-25^\circ \sim +25^\circ$ 范围内的线性,根据供电电压值,实测电压与理论电压的差值应小于36mv。图6为线性补偿前后的曲线对比图,补偿前最大差值达到369.5mv,补偿后最大差值只有20mv,满足线性度小于0.3%的要求。与手工修刻的方法相比较,利用软件进行线性补偿更能保持阻值的连续性,并可节约生产成本,提高合格率。



1—补偿前曲线;2—补偿后曲线。

图6 线性补偿前后曲线对比图

### 3.4 机械行程的实现

传感器的转动轴上横向安装一定位销钉,下盖板垂直安装两个定位销钉,在转动的过程中当横向销钉接触到垂直销钉时,即达到一个方向的最大机械位移。从而保证在传感器的转动过程中不会超出机械行程的范围。

## 4 实施效果

本产品与现有技术相比的优点在于:

(1)超小型设计

超小型串并联三冗余角位移传感器将两个电阻环从结构上进行重叠,其中一环为单路,另一环为双冗余设计(将电阻环上的电阻膜及导电条各均分为两份),在电气上分别引出使用,使产品结构紧凑。

(2)电刷优化设计

经多方案比对后优化了电刷结构,通过了鉴定级力学环境条件考核。

(3)线性度实现

传感器线性度的实现,突破以往的手工修刻法,使用软件对产品线性度进行补偿,在保证电阻值连续性的前提下,节约了生产成本,提高了产品合格率。

(4)机械限位

传感器的轴上安装一销钉,下盖板安装两个定位销,在转动的过程中当销钉接触到定位销时,即达到一个方向的最大机械位移。从而保证在传感器的转动过程中不会超出机械行程的范围。

以上技术方案经过运载型号工程各项试验考核,满足了新型运载型号伺服机构高可靠角位移测量与反馈需要,对于提高系统的可靠性具有重要意义。

## 5 结束语

超小型高可靠三冗余角位移传感器的研制成功,提高了新型运载型号伺服机构的工作可靠性和环境适应性,其综合性能指标达到了国内领先水平,具有显著的经济、社会效益和推广应用价值。

### 参考文献

- [1] 凌桂龙,丁金滨,温正.ANSYS Workbench 13.0 从入门到精通[M].北京:清华大学出版社,2012.
- [2] 袁希光.传感器技术手册[M].国防工业出版社,1986.
- [3] 栾桂冬,张金铎,金欢阳.传感器及其应用[M].西安:西安电子科技大学出版社,2002.
- [4] Daly K C, Gai E, Harrison J V. Generalized Likelihood Test for FDI in Redundant Sensor Configuration, Journal of Guidance and Control, 1979, 2(1): 9~17.



# 新型冗余双目 PNP 摄影定位方法研究

沙春哲 王锴磊 王春喜 周 军 崔桂利 王占涛 刘 莎  
(北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

**摘 要** 介绍了一种新型冗余双目 PNP 摄影定位方法。该测试方法,通过建立图像坐标系、摄像机坐标系和世界坐标系的关系,并通过坐标转换可以求出被测物体的三维绝对位置,从而实现了视觉定位。与单目摄影定位方法相比,该定位测试方法具有定位精度高,可靠性好,并可应用于其他相关领域。

**关键词** 冗余 PNP 摄影测量 定位方法

## Study of a New Type of Redundancy Binocular PNP Photogrammetric Positioning Method

SHA Chun-zhe WANG Kai-lei WANG Chun-xi ZHOU Jun CUI Gui-li WANG Zhan-tao LIU Sha  
(Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076)

**Abstract** A new type of redundancy binocular PNP camera positioning method has been introduced. The absolute position of the object in three-dimensional can be calculated through the coordinate transformation, by establishing the relationship between image coordinate system, the camera coordinate system and the world coordinate system. The positioning method has characters of high precision, good reliability to compared with monocular camera measurement methods, and can be widely applied to many fields.

**Key words** Redundant PNP Photogrammetric survey Positioning method

## 1 引 言

摄影测量是为了满足工业生产中测量要求的逐年提高而开发的一种机器视觉测量系统<sup>[1]</sup>。摄影测量是一种基于视差原理的三维测量方式,一般采用双目测量和单目测量的方法<sup>[2]</sup>。本文介绍了一种基于双目测试的一种新型冗余 PNP 摄影定位方法。

## 2 单目 PNP 摄影定位

PNP 问题,即给定  $N$  个控制点的空间位置以及给定控制点在图像中的图像点<sup>[3-4]</sup>,求出各个控制点到光心的距离,如图 1 所示。该问题主要被用来确定摄像机与目标物体之间的相对距离和姿态。

假设空间中一点的世界坐标是  $\tilde{M} = [X_w \ Y_w \ Z_w \ 1]^T$ 。先通过坐标变换把坐标建立

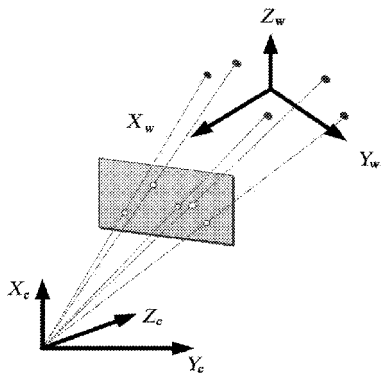


图1 单目 PNP 定位方法图

在摄像机坐标系中。摄像机坐标系与世界坐标系之间可通过转移矩阵进行坐标变换,如图2所示。

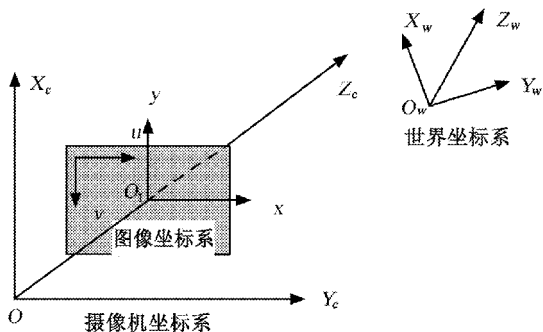


图2 图像坐标系、摄像机坐标系与世界坐标系图

在该转移矩阵下,摄像机坐标系下坐标与世界坐标系下坐标有如下关系

$$\begin{bmatrix} X_c \\ Y_c \\ Z_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & t_1 \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} & t_2 \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} & t_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_w \\ Y_w \\ Z_w \\ 1 \end{bmatrix} = [R \quad t] \tilde{M} \quad (1)$$

式中:  $t = [t_1 \quad t_2 \quad t_3]^T$ ——两个坐标系在  $x, y, z$  轴上的相对平移量;  $R$ ——两个坐标系绕  $x, y, z$  轴的相对旋转量。

如图3所示,虽然有九个未知数,但由于  $R$  是正交矩阵,只有三个独立未知数。

于是图像坐标系与世界坐标系在摄像机投影下成像关系可用如下公式表示

$$s \begin{bmatrix} u \\ v \\ 1 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} f_u & -\alpha f_u & u_0 \\ 0 & f_v & v_0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & t_1 \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} & t_2 \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} & t_3 \end{bmatrix}}_{extric} \begin{bmatrix} X_w \\ Y_w \\ Z_w \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

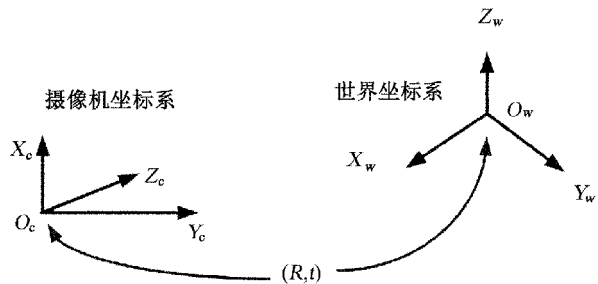


图3 摄像机坐标系与世界坐标系相对位置图

即

$$s \tilde{m} = A [R \quad t] \tilde{M} \quad (3)$$

式中:  $\tilde{m}$ ——图像坐标;  $\tilde{M}$ ——世界坐标系下的坐标。  $A$ ——摄像机的内参数矩阵,主要包括焦距和光心在图像中的坐标点等参数。式(3)中实际包含了图像坐标系中的  $u$  坐标成像方程和  $v$  坐标成像方程。而外参数  $[R, t]$  中共有六个未知数,其中三个平移未知数是摄像机坐标系与摄像机坐标系原点在  $X, Y, Z$  方向的平移,三个旋转未知数是摄像机坐标系绕世界坐标系在横滚、俯仰和侧倾方向的旋转角。因此假定在内参数  $A$  已知的情况下,只需要最少三个空间点及其成像点对应组成的六个独立方程即可求出外参数的解。只需要已知三个以上的空间点及其图像坐标,就可以解算出目标相对于靶标点的相对位置  $d$ ,而靶标点的世界坐标可通过经纬仪测量得到,可以求出被测物体的三维绝对位置,从而实现了视觉定位。

这种方法在摄像机坐标系的  $X$ (或  $Y$ ) 方向的定位误差  $\Delta X$  为

$$\Delta X = \frac{Z \Delta u}{f} \quad (4)$$

式中:  $Z$ ——物体在摄像机坐标系的光轴方向最远距离;  $\Delta u$ ——光心在图像坐标系下的  $X$  坐标误差;  $f$ ——摄像机在  $X$  轴的焦距。

在深度方向上的误差  $\Delta Z$  为

$$\Delta Z = \frac{Z^2 \Delta u}{X f} \quad (5)$$

式中:  $Z$ ——物体在摄像机坐标系  $Z$  轴方向的最远距离;  $X$ ——物体在摄像机坐标系  $X$  轴方向的最远的距离。

由于深度方向的误差与深度的平方成正比,因此在深度的方向误差比较大。

### 3 双目 PNP 摄影定位

由于单目 PNP 摄影定位在深度方向上误差相对较大,所以我们采用互相垂直的两个摄像机,如图 4 所示,分别从不同的角度拍摄靶标系统,这样可以用一个相机的非深度方向值代替另一个摄像机的深度方向值,这种冗余 PNP 定位方式可有效降低在深度方向上的误差。

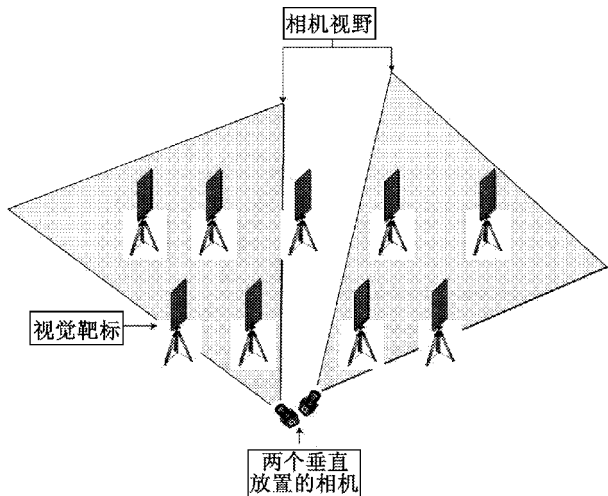


图 4 双目 PNP 定位图

由于该方案中两个摄像头垂直放置,用一个摄像机的  $X$  或  $Y$  代替另一个摄像头的  $Z$  方向值,因此误差可近似地按照  $X$  或  $Y$  方向来计算。

可见,采用冗余双目 PNP 定位方法,将有效降低系统的定位误差。

### 4 摄影测量单元建立

将靶标设计成平面的,一共设置十六个 LED 灯。可以根据设计要求点亮一些 LED 灯来标识不同的靶标。比如仅点亮 14 个 LED 灯,这样一共有  $C_{16}^{14} = 120$  种靶标。通过这种方式,可以编出数量众多的靶标。靶标如图 5 所示。

冗余 PNP 定位装置如图 6 所示,摄像机 A 与摄像机 B 放置位置在水平面上相互平行,摄像机轴向相互垂直,在垂直方向上也能保证平行。通过一体加工,来保证铅垂线上的基本精度。

摄影测量单元构成如图 7 所示。靶标安装的红外 LED 灯在通电后发出红外光,经红外窄带滤光片滤波后被摄像机感知,经视频线缆传输到千兆以太

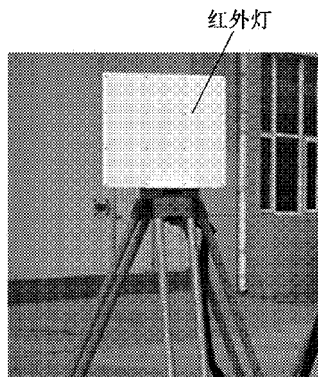


图 5 靶标示意图

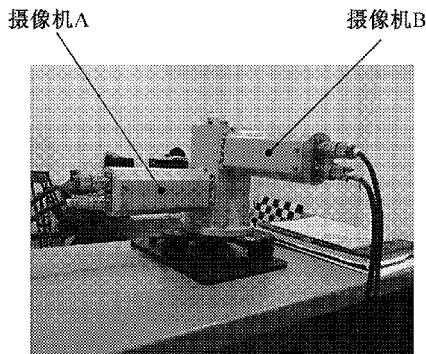


图 6 冗余 PNP 定位装置图

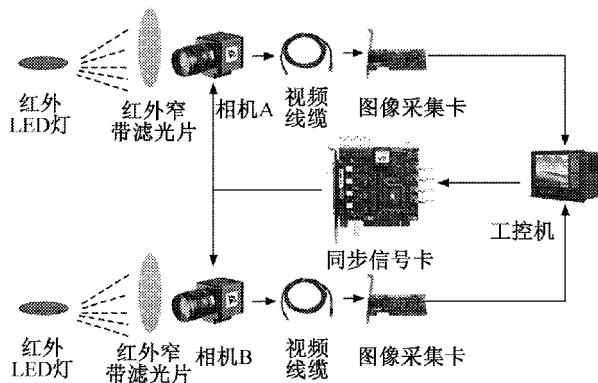


图 7 摄影测量单元构成图

网卡进行图像采集,工控机通过软件接口实现对图像的采集,存储和数据处理,从而计算出摄像机的位置。

### 5 实验结果

在实验室条件下,以全站仪定位基准坐标测试结果作为真实值,两互相垂直的 CCD 相机构成摄影



表 1 冗余双目 PNP 摄影定位测试结果 m

坐标轴		$X$	$Y$	$Z$
全站仪定位 基准坐标		0.320	0.070	1.472
摄 影 定 位 单 元 定 位	1	0.300	0.066	1.469
	2	0.300	0.067	1.472
	3	0.301	0.068	1.471
	4	0.303	0.067	1.472
	5	0.299	0.069	1.470
	6	0.301	0.070	1.471
	7	0.299	0.069	1.459
	8	0.300	0.068	1.470
	9	0.301	0.069	1.471
	10	0.299	0.068	1.468
	11	0.301	0.068	1.473
	12	0.302	0.069	1.474
	13	0.298	0.068	1.473
	14	0.298	0.068	1.472
	15	0.295	0.069	1.472
	16	0.301	0.069	1.473
	17	0.302	0.071	1.472
	18	0.302	0.069	1.470

定位单元。摄影定位单元定位值与全站仪测试结果进行比较,摄影定位单元采用冗余双目 PNP 测试方法。测试结果如表 1 所示。

试验结果表明,采用冗余双目 PNP 定位测量方法,测量误差在 15mm 以内。

6 结束语

通过介绍一种新型冗余双目 PNP 摄影定位方法,经实验验证,由两部 CCD 相机构成的摄影定位测试单元,对被测靶标进行测试,其测试结果与全站仪对被测靶标的测试结果对比,可知该测试方法定位精度高,可靠性好,并可应用于其他相关领域。

参考文献

[1] 郭寅,刘常杰,朱继贵等.高速列车动态位姿测量方法及校准技术研究[J].光电子激光,2013,24(1):113~118.

[2] 卢惠民,张辉,杨绍武等.一种鲁棒的基于全向视觉的足球机器人自定位方法[J].机器人,2010,32(4):554~567.

[3] 朱继贵,于之靖.视觉测量原理与方法[M].北京机械工业出版社,2011.

[4] 郭磊.移动视觉精密测量关键技术研究[D].天津:天津大学,2011.

声 明

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

《宇航计测技术》编辑部

# 分离式方位角垂直传递装置校准方法研究

吴延军<sup>1</sup> 张忠武<sup>2</sup> 张俊杰<sup>2</sup> 李永刚<sup>2</sup>

(1.中国人民解放军 91550 部队,辽宁 116023; 2.北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

**摘 要** 针对分离式方位角垂直传递装置的技术特点,提出了一种适合不同传递距离、高准确度校准方法。在水平状态下,利用五棱镜、硅油盘和自准直光电经纬仪,实现对不同传递距离无机械连接的方位角垂直传递装置的检测和校准,并对校准系统进行了误差分析和试验验证,为方位角垂直传递装置的推广应用提供理论依据。

**关键词** 方位角 传递装置 校准 棱镜 准直

## Calibration Method for Separate Azimuth Vertical Transmission Device

WU Yan-jun<sup>1</sup> ZHANG Zhong-wu<sup>2</sup> ZHANG Jun-jie<sup>2</sup> LI Yong-gang<sup>2</sup>

(1. 91550Unit of PLA, Liaoning 116023;

2.Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076)

**Abstract** Aiming at the technical features of separate azimuth vertical transmission device, a new calibration method with high accuracy for different transmission distances is proposed. The measuring and calibration of azimuth vertical transmission are achieved in different transmission distances without mechanical connection in horizontal state by using pentaprism, silicon plate and auto-collimation theodolite. The error analysis and experimental verification of the calibration system are carried out. A theoretical basis is provided for the promotion and application of azimuth vertical transmission device.

**Key words** Azimuth Transmission device Calibration Prism Collimation

## 1 引 言

角度量在国民经济和国防建设中具有广泛的应用和重要的作用。在航天事业中,导弹或火箭在发射前要进行方位瞄准,需要把已知的标准大地方位角通过测试仪器设备传递到弹上瞄准基面,得到该瞄准基面的方位角。

方位角的传递可分为水平传递与垂直传递两类,水平传递是常用且成熟的技术,通过经纬仪的对瞄进行传递;垂直传递实现相对困难,特别是在空间相对狭小的情况下,例如从船甲板上传递至舱内,或工业井井口至井底等等。传递的通道口径甚至小于 1m,

传递的距离超过 15m。针对上述需求,专门研制了方位角垂直传递装置,从制造、运输、使用等方面综合考虑,装置一般采用分离式结构形式,通过几何光学或物理光学的方法实现高准确度方位角垂直传递<sup>[1]</sup>。

分离式方位角垂直传递装置在出厂和使用前都需要进行测试和校准,确保设备工作状态正常,技术指标满足试验任务书要求。为了保持检测状态和使用状态一致,传递装置的上、下部件之间的高度距离应不小于所传递的最大垂直距离。装置在校准测试时一般采用专用的架高工装来实现,当传递距离不断增大,为了保证测试的稳定性和准确性,对架高工装要求会更加严苛,当工作传递距离超过 15m,检

测时就需有特殊的建筑物,建筑物高度也不小于 15m,且中间在垂直方向需要有上下贯通的通光孔,装置的上、下部件及检测用的经纬仪需有安装位置,并具备上、下经纬仪进行“对瞄”的瞄准空间。

专用架高工装、专用测试实验室和厂房等实际问题大大制约着装置的推广和应用,为了解决这些测试校准难题,亟需寻找一种简捷、方便、准确的校准方法,为装置的推广应用提供保障。

## 2 方位角垂直传递装置校准

### 2.1 方位角垂直传递原理

以采用几何光学方法来实现方位角垂直传递的装置为例做一下简单介绍。

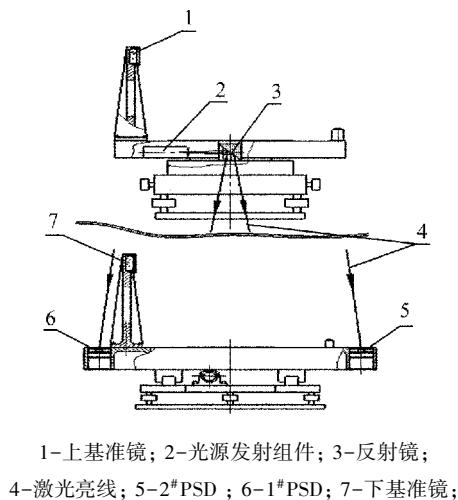


图1 垂直传递装置结构示意图

装置分为上下两个部件,上、下部件都安装了平面反光镜作为基准镜,结构示意图见图1。光源发射组件2发出激光亮线4,通过反射镜3激光亮线4折转90°角,照亮安装在下部件接收臂上的两个PSD传感器5和6感光面上,把光信号转变为电信号差分输出,当差分输出为0时,上基准镜1与下基准镜7方位夹角为0°。

### 2.2 垂直状态校准方法

垂直传递装置采用综合检测的方法,主要检测当两PSD差动输出为零时,上、下部件的基准镜的方位方向平行度。由于该平行度包含了光机、PSD、电路等装置的全部误差,因此称为传递综合误差。垂直传递装置在垂直状态进行校准,测试状态与实际使用状态一致。校准在中间带有通光孔的专用实验室中进行,上、下部件分别架设在不同高度,距离

为工作距离15m。校准示意图见图2。

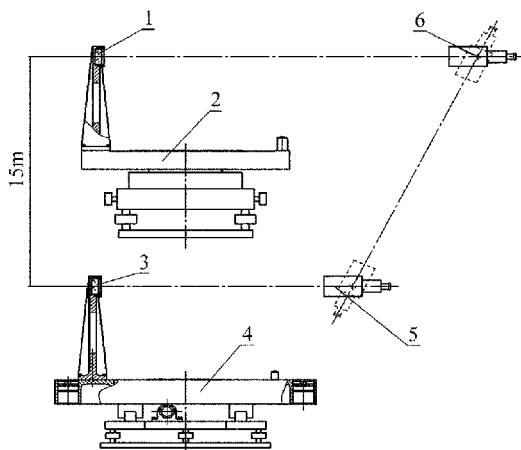


图2 垂直传递装置垂直状态校准示意图

垂直传递装置传递的是方位角,校准时首先通过各自的调平底脚对上部件2和下部件4调平,并通过安装在上、下部件上的水泡观察,一般调整到双向水平度均不大于10",以此减小俯仰角对方位角测试误差影响。调整好两部件的平行与同心后,旋转上部部件的回转臂,使激光亮线照射在下部件两PSD敏感面上,使其差动输出为零后锁紧。各以一台经纬仪与上、下部件的基准镜自准直,下经纬仪与下部件的基准镜3自准直后,保持方位不变与上经纬仪对瞄,将下基准镜的方位角传递给上经纬仪,上经纬仪对瞄后,再与上基准镜1自准直。记录下上经纬仪与上基准镜自准直读数 $A_1$ 以及上经纬仪与下经纬仪对瞄时的读数 $A_2$ ,两读数值的差值即为两基准镜反光平面法线的方位平行度,即装置的传递综合误差 $\Delta$ 。将装置状态破坏后重新调整,再按照上述方法重新检测,最终得到 $\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_n$ ,以误差值 $\Delta_i$ 作为残差,求出n次测量的标准偏差作为最终的测量结果。

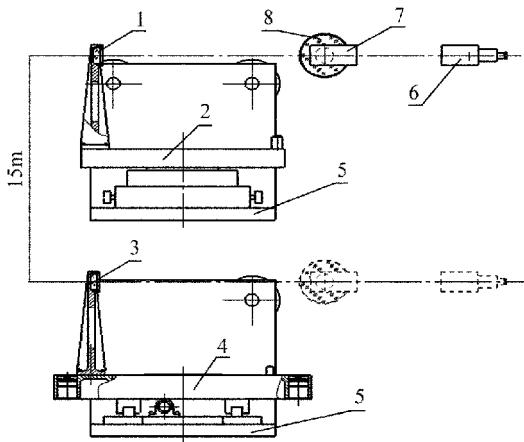
采用这种校准方法,必需在专用实验室中进行,实验室高度不能小于15m。为了保证经纬仪对瞄测试,实验室中间还要预留光瞄通道,并且两台经纬仪对瞄俯仰角不能过大,例如常用经纬仪TM5100A俯仰角不大于45°,俯仰角度增大会加大方位角测试误差,甚至不能工作,这就要求实验室足够大,长度至少不小于15m;同时由于测试距离远,气流扰动也会影响装置测试准确性。以上的特殊要求使得装置校准测试相当困难,大大限制了广泛推



广和应用。

### 2.3 水平状态校准方法

针对方位角垂直传递装置校准技术难点,提出了一种适合不同传递距离、高准确度校准方法。校准示意图见图3。垂直传递装置校准状态改成水平,由于测试状态的改变,此时方位角转成俯仰方向。



1-上基准镜; 2-上(发射)部件; 3-下基准镜;  
4-下(接收)部件; 5-弯板工装; 6-经纬仪;  
7-五棱镜; 8-硅油盘

图3 垂直传递装置水平状态校准示意

装置上部件2和下部件4分别固定在专用弯板工装5上,架设在距离为工作距离15m地面上,专用工装弯板用于调整部件双方向的水平度。由于校准改为测量两部件上、下基准镜在俯仰方向的平行度,为了减小测试误差,上、下基准镜法线尽量调整到等高且与大地水平面平行。校准时首先通过各自的弯板工装5上底脚对上部件2和下部件4调平,并通过安装在弯板上的水泡观察,一般调整到双向水平度均不大于 $10''$ ,即上部件回转轴线和下部件基准镜法线水平度均不大于 $10''$ ;调整下部件4上的丝杠导轨,使两部件基准镜等高;旋转上部件2的回转臂,使激光亮线照射在下部件4两PSD敏感面上,使其差动输出在零位附近后锁紧;再整体旋转上部件2或下部件4,通过经纬仪监视调整至上、下部件基准镜法线在方位方向上平行度不大于 $60''$ ;再次精确调整上部件2的回转臂,使PSD差动输出为零后锁紧。为了精确测量两基准镜法线在俯仰方向的平行度,需增加一水平过渡基准,即利用硅油盘提供大地绝对水平,五棱镜进行光路折转。

校准时经纬仪、五棱镜和硅油盘架设在上基准镜1的正前方,首先经纬仪与下基准镜自准直,记录

经纬仪俯仰角值 $B_1$ ;放置五棱镜,经纬仪经过五棱镜光路折转 $90^\circ$ 与硅油盘内硅油反光面自准直,记录经纬仪俯仰角度值 $B_{01}$ ,两记录读数 $B_1$ 与 $B_{01}$ 的差值即为上基准镜1反光面法线相对大地水平基准的夹角值误差 $\Delta_1$ ;然后经纬仪、五棱镜和硅油盘架设在基准镜3的正前方,重复上述测试过程,记录经纬仪对瞄上基准镜自准直俯仰角值 $B_2$ 和对瞄硅油盘内硅油反光面俯仰角度值 $B_{02}$ ,得到下基准镜3反光面法线相对大地水平基准的夹角值误差 $\Delta_2$ , $\Delta_1$ 与 $\Delta_2$ 差值即为上下两基准镜反光面法线的方位平行度,即装置的传递综合误差 $\Delta$ 。将装置状态破坏后重新调整,再按照上述方法重新检测,最终得到 $\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_n$ ,以误差值 $\Delta_i$ 作为残差,求出 $n$ 次测量的标准偏差作为最终的测量结果。

### 3 装置水平状态测量不确定度分析

分离式方位角垂直传递装置在水平状态下校准,测试仪器设备与测试目标架设距离比较近,一般不超过2m,空气抖动、杂散光影响较小,对校准测试的影响可以忽略不计;在校准过程中都需用硅油盘提供水平基准,即应用液体自动保持水平的原理,经纬仪发出的平行光束,由硅油水平液面反射成像,测量位置变化水平基准不会改变。通过对校准方法的分析,得到影响测量不确定度的主要因素有以下三种,见表1。

表1 测量不确定度分量

序号	测量不确定度分量	符号	评定方法
1	经纬仪引起的不确定度分量	$u_1$	B类
2	五棱镜引起的不确定度分量	$u_2$	B类
3	调平、及方位不一致引起的误差	$u_3$	B类

#### 3.1 经纬仪引起的不确定度分量 $u_1$

经纬仪选用徕卡公司TM5100A自准直经纬仪,角度测量精度(水平,垂直)为 $0.5''$ ,对线误差 $1.0''$ ,需进行两次对线,那么

$$u_1 = \sqrt{0.5^2 + 2 \times 1.0^2} = 1.5''$$

#### 3.2 五棱镜引起的不确定度分量 $u_2$

五棱镜引起的不确定度分量主要包括 $90^\circ$ 夹角误差和测试时架设水平度(塔差)引起的角度测量不确定度两项<sup>[2]</sup>。测试时两个架设位置使用同一五棱镜, $90^\circ$ 夹角误差在计算时可以抵消;五棱镜架设时两反光工作面交线构成的棱线应与大地水平面

水平,水平度不大于 6′,与测试经纬仪光轴垂直,垂直度不大于 6′,此时由于架设水平度(塔差)引起的角度测量不确定度  $u_2=0.4''$ 。

3.3 由于调平及方位不一致引起的其他误差引入的不确定度分量

$$u_3=1.0''$$

3.4 合成标准不确定度

$$u_c=\sqrt{u_1^2+u_2^2+u_3^2}=1.8''$$

3.5 扩展不确定度

取置信概率  $P=95\%$ ,包含因子  $k=2$ ,则校准的扩展不确定度

$$U=2\times u_c=3.6''$$

4 实验验证

对分离式方位角垂直传递装置分别在垂直和水平状态下进行了传递综合误差校准测试,校准示意图见图 2、图 3,测试结果见表 2、表 3。

表 2 装置在垂直状态检测数据

测回	对瞄 $A_2$	对上基准镜 $A_1$	差动输出值 $P_d$	误差 $\Delta$ (")
1	129°13′44.6"	129°13′46.6"	-0.000 1	+2.0
2	129°14′3.7"	129°14′10.1"	-0.000 5	+6.4
3	129°14′28.0"	129°14′27.3"	+0.000 2	-0.7
4	283°54′50.0"	283°54′51.6"	-0.000 2	+1.6
5	283°54′52.0"	283°54′44.5"	+0.000 6	-7.5
6	283°54′23.7"	283°54′20.1"	+0.000 4	-3.6
7	240°33′30.5"	240°33′36.2"	+0.000 4	+5.7
8	240°34′19.9"	240°34′27.7"	+0.000 4	+7.8
9	240°33′19.9"	240°33′23.2"	-0.000 3	+3.3
10	240°33′56.8"	240°33′53.5"	-0.000 4	-3.3
测试结果		$\sigma=\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{10}\Delta_i^2}{10}}=4.8''$		

注:分离式方位角垂直传递装置传递综合误差  $\Delta=A_1-A_2$ ,即上组件基准镜法线相对于下组件基准镜法线的方位角差。

表 3 装置在水平状态检测数据

测回	对上基准镜 $B_1$	对硅油盘 $B_{01}$	对下基准镜 $B_2$	对硅油盘 $B_{02}$	差动输出值 $P_d$	误差 $\Delta$ (")
1	90°05′45.2"	90°00′5.1"	90°05′40.4"	90°00′5.4"	-0.000 3	+5.1
2	90°07′35.7"	90°00′5.5"	90°07′30.5"	90°00′5.3"	+0.000 4	-5.0
3	89°58′29.1"	90°00′5.4"	89°58′34.6"	90°00′5.0"	-0.000 2	-5.9
4	90°03′17.0"	90°00′5.2"	90°03′12.3"	90°00′5.5"	-0.000 1	+5.0
5	89°59′41.3"	90°00′5.3"	89°59′47.5"	90°00′5.1"	+0.000 6	-6.4
6	89°58′55.2"	90°00′5.2"	89°58′51.7"	90°00′5.4"	+0.000 5	+3.7
7	90°03′45.8"	90°00′5.1"	90°03′43.9"	90°00′5.5"	-0.000 4	+2.3
8	89°56′18.9"	90°00′5.5"	89°56′23.6"	90°00′5.0"	-0.000 4	-5.2
9	90°00′30.2"	90°00′5.1"	90°00′25.1"	90°00′5.4"	+0.000 2	+5.4
10	90°06′40.4"	90°00′5.2"	90°06′44.2"	90°00′5.3"	-0.000 3	-3.7
测试结果			$\sigma=\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{10}\Delta_i^2}{10}}=4.9''$			

注:分离式方位角垂直传递装置传递综合误差  $\Delta=(B_1-B_{01})-(B_2-B_{02})$ ,即上组件基准镜法线相对于下组件基准镜法线 的方位角差。

5 结束语

本文针对方位角垂直传递装置的技术特点,对两种不同状态的校准方法进行了对比。通过对水平状态校准不确定度分析,并结合实验验证结果,证明该校准方法切实可行,为装置的推广应用提供了理

论依据,具有指导意义。

参考文献

[1] 李永刚.方位角的垂直传递检测新技术[J].宇航计量计测技术,2011(4).  
[2] 孙方金.角度计量[J].宇航计测技术,1999(4).

# 基于加速度计的旋转平台角加速度检测方法

高 扬 张新磊 麦 吉 胡 睿

(北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

**摘 要** 角加速度是衡量转台动态性能的重要技术指标。以加速度计标定方法为理论依据,分析了利用加速度计对转台进行角加速度测量的可行性,并予以具体实现,解决了在特定条件下对角加速度测量的需要。

**关键词** 角加速度 加速度计 旋转平台

## Measurement Method for Angle Acceleration of Turn-table Based on Accelerometer

GAO Yang ZHANG Xin-lei MAI Gi HU Rui

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

**Abstract** The angle acceleration is an important technical indexes for dynamic performance of turn-table. Based on the calibration method of Accelerometer, the feasibility using accelerometer to measure angle acceleration is analyzed, and the method is put to come true. The measurement requirements of acceleration for turn-table in particular condition are solved.

**Key words** Angle acceleration Accelerometer Turn-table

## 1 引 言

角加速度是衡量转台动态性能的重要指标。目前,角加速度的测量多通过转台在一定频率一定幅值范围内运行摇摆功能,再依据公式计算得到角加速度数值;也可利用位置编码器作为反馈器件,实时采集转台运行中的位置数据,通过对位置数据二阶微分得到转动时的角加速度数据,实现角加速度的测试。

本文区别于以上方法,采用高准确度加速度计作为反馈元件,通过对旋转平台发送速率指令,

采集从启动到速率平稳这一时间段内的电压信号,依照变换公式计算得到实时角加速度值以实现测试。

方法源于在某旋转平台角加速度测试时,原测试系统无法通过光电编码器得到实时角位置数据,也无法在定频率定幅值条件下运行摇摆功能,故前述常用两种方法均无法适用。联想高准确度线加速度平台对加速度计的标定方法,逆向思维反推出通过高准确度加速度计对平台进行等间隔时间的角速率数据采集,通过数学转换,实现对转台的角加速度测试,验证转台角加速度的实际指标。



## 2 方法实现

### 2.1 系统原理

本方法的核心器件为高准确度加速度计。以加速度计标定方法为理论依据,通过加速度计输出信号与平台旋转时的向心加速度、向心加速度与平台角速率、角速率与角加速度之间的数学关系,逆推出用加速度计对旋转平台角加速度的测试方法,并予以实现。

#### 2.1.1 加速度计的标定

加速度计的标定是通过高准确度线加速度台(离心机)高速旋转测试实现。测试时,设置平台角速率并转动平台,待转动匀速后采集加速度计输出信号,以高准确度的平台角速率计算得到加速度计自身的线性加速度数据,并进行准确度指标标定。

随着加速度计准确度指标的不断提高,对线加速度台的速率精度也提出更高的要求。目前线加速度台速率准确度指标可做到  $1 \times 10^{-6}$ ,甚至更高。

#### 2.1.2 加速度计与平台角速率以及角加速度的数学关系

示意图见图1。假设加速度计A安装于平台上,敏感中心距平台圆心距离为 $r$ (单位m),当平台以角速率 $\omega$ 匀速旋转时,加速度计输出信号 $e$ (单位mA)与当前向心加速度 $a$ (单位g值)对应关系为

$$e = ka \quad (1)$$

式中: $k$ ——加速度计输出信号与向心加速度的比例因子,mA/g。

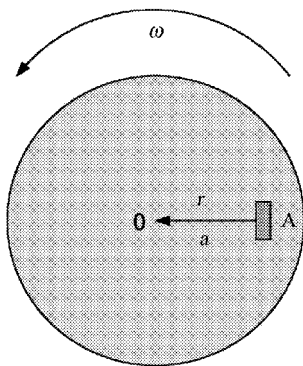


图1 转台与加速度计相对位置关系示意图

实际使用中,选用高精密电阻对输出电流进行电压采样,计算得到需要的电流信号。

向心加速度与平台角速率对应关系为

$$a = \omega^2 r / 9.8 \quad (2)$$

式中: $\omega$ ——平台转动中的角速率,rad·g/s。

由(1)、(2)式经过变换得到

$$\omega = \sqrt{a/r} = \sqrt{e \times 9.8/kr} \quad (3)$$

此外,角加速度 $\alpha$ 的计算公式为

$$\alpha = \frac{\omega_2 - \omega_1}{t} \quad (4)$$

式中: $\omega_1$ 、 $\omega_2$ ——转动中前一时刻和后一时刻的角速率,其间隔时间为 $t$ 。

由式(3)和式(4)得到角加速度与加速度计测试信号的数学关系为

$$\alpha = \frac{\sqrt{e_1 \times 9.8/kr} - \sqrt{e_2 \times 9.8/kr}}{t} = \sqrt{\frac{9.8}{kr}} (\sqrt{e_1} - \sqrt{e_2}) \times \frac{1}{t} \quad (5)$$

式中: $e_1$ ——第1次采样的电压值,V; $e_2$ ——第2次采样的电压值,V。

通过式(5),可以知道,理论上,只要平台运转在加速过程,只要加速度计输出信号 $e_1 \neq e_2$ ,则角加速度 $\alpha \neq 0$ 。

### 2.2 具体实现

系统原理框图见图2。测试系统采集加速度计信号并进行D/A转化,经过逆推计算后,最终得到角加速度数值。

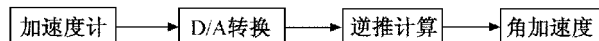


图2 系统原理框图

其中由于加速度计输出为电流信号,故选取高精密电阻作为采样电阻,将电流信号转化为电压信号;D/A转换由Angilent 2024C示波器采集,该示波器可对电压信号进行D/A转化后并保存,通过USB接口倒入数据;最后在计算机上进行逆推计算并得到最终结果。

安装方式可见图1。将高准确度加速度计A牢固安装于待检平台上,保证加速度计敏感方向重合于向心加速度方向,将测试线缆连接至外部数采系统与加速度计两端。调试Angilent 2024C示波器正负表笔,采集加速度计输出的电流信号在精密电阻两端产生的电压,然后保存,最后根据(5)式计算得到平台在某时间段内的角加速度数值。在数采过程中,示波器采样点数固定为1000个,采集时间可在ns至ms级间设定。本测试中,采样间隔时间设为

1ms。  
由式(5)可推出

$$\alpha_i = \frac{\sqrt{e_i \times 9.8 / kr}}{t} - \frac{\sqrt{e_{i-1} \times 9.8 / kr}}{t}$$
$$= \sqrt{\frac{9.8}{kr}} (\sqrt{e_i} - \sqrt{e_{i-1}}) \times \frac{1}{t} \tag{6}$$

式中,  $e_{i1}$  ——第  $i$  次采样的电压值, V;  $e_{i-1}$  ——第  $i-1$  次采样的电压值, V。

在本测试中, 选用高准确度石英加速度计, 它具有体积小, 重量轻, 准确度高 ( $5 \times 10^{-6}$ ), 耐振能力较强等特点, 其电流标度因数可达到  $1.2 \pm 0.15 \text{mA/g}$ 。采样电阻选用高精密电阻, 阻值  $5.1 \text{k}\Omega$ 。被测平台安装直径为  $\Phi 1\,000 \text{mm}$ , 设置平台角加速度为  $100^\circ/\text{s}^2$ , 角速率为  $100^\circ/\text{s}$ , 启动平台, 对加速度计输出信号采集并计算后, 得到数据见表 1。

表 1

序号	电压值 V	角速率 ( $^\circ/\text{s}$ )	角加速度 ( $^\circ/\text{s}^2$ )
1	0.0	0	0
2	$1.864\,48 \times 10^{-6}$	0.09 9	99
3	$7.556 \times 10^{-6}$	0.199 3	100.3
4	$1.712\,6 \times 10^{-5}$	0.300 05	100.75
5	$3.045\,21 \times 10^{-5}$	0.400 1	100.5
.....	.....	.....	.....
998	1.864 44	99.800 2	
999	1.899 54	99.900 5	100.3
1 000	1.905 1	100.003	99.8

2.3 数据分析  
由表 1 中采集的 1 000 个电压数据, 计算得到转台实际运行角速率和角加速度值。可以看出, 在输入指令角加速度  $100^\circ/\text{s}^2$ , 角速率  $100^\circ/\text{s}$  时, 转台实际运转指标均可达到指令要求, 满足对转台角速度及角加速度的使用需要。

3 结束语

本测试方法是针对测试系统无法采集位置反馈信号且平台本身不具有定频率幅值摇摆功能的角加速度测试。通过加速度计标定方法, 从加速度计感应信号、向心加速度、角速率以及角加速度的数学关系中另辟蹊径、逆向思维, 反推出通过加速度计来实现对平台角速度的准确测试。本方法在不需更改平台控制系统的前提下, 对平台的角加速度进行了测试, 满足了平台角加速度测试的需要。

参考文献

[1] GJB2504-1995.石英挠性加速度计通用规范.  
[2] 孙丰甲, 彭军.角加速度测量[J].计测技术. 2007, 27(2): 1~3.  
[3] 任云鹏, 胡天友, 刘鑫.一种高精度转轴角加速度的测量方法[J].测控技术. 2005, 208(17): 50~52.  
[4] 赵立业, 周百令.加速度计标定中低成本数据采集处理系统的设计[J].测量与设备. 2006(4): 23~26.

# 基于 PXI 总线的姿态角变换器高精密测试系统设计

陈 娣 李丹佳 朱廷伟 杨 明 甘 霖

(北京精密机电控制设备研究所,北京 100076)

**摘 要** 为了验证遥测系统姿态角变换器的功能可靠性,研制了一种基于 PXI 总线的高精密测试系统。姿态角变换器高精密测试系统以 PXI 的模块化设计为平台,各功能模块板卡即插即拔,增强了硬件上的可扩展性;整个测试台为一体式设计,内嵌显示器。软件设计中采用针对测试系统的开发软件 LabWindows/CVI,采用 C 语言进行编写,为了充分利用系统资源,采用多线程技术,通过软定时器来控制各个线程的运行和停止,并实时刷新显示数据。实际测试结果验证了设计的可行性。

**关键词** 遥测系统 姿态角度变换器 精密测量

## Design of a High-precision Test System of the Attitude Angle Converter Based on the PXI Bus

CHEN Di LI Dan-jia ZHU Ting-wei YANG Ming GAN Lin

(Beijing Research Institute of Precise Mechanical and Electronic Control Equipment, Beijing 100076)

**Abstract** In order to verify the function reliability of the attitude angle convertor of the telemetry system, a high-precision test system based on PXI bus is designed. It is designed as modular design platform based on PXI bus, including different function module plug-in printed circuit board to enhance the expansibility of the hardware construction. The high-precision test system is an integration system design imbedding the display device. The software design, based on the LabWindows/CVI which is the specific program development software of the test system, is coding by C language. In order to fully utilize system resource, the multithread programming technique of which the run and stop is controlled by the software timer to real time refreshes the display data. The feasibility of the test system is well proven by the real time test data.

**Key words** Telemetry system Attitude-angle convertor Precision measurement

## 1 引言

遥测技术是指对被测对象的某些参数进行远距离测量,并传送到接收点的一种测量技术。遥测系统在大型核心飞行试验中是不可缺少的重要组成部分,遥测系统用于获取飞行试验中被测系统的工作状态参数和环境数据,为确定被测系统的性能或进行故障分析提供依据<sup>[1]</sup>。姿态角变换器作为遥测系统的核心,它的主要功能是控制接收被测系统各种飞行参数。姿态角变换器的可靠性是影响遥测结果的核心环节,其精度关系到被测系统研制和实验过程的实验数据可信度,其性能关系到实验的成败。如何准确、客观、高效地评价姿态角变换器的性能,是姿态角变换器生产的重要环节。

课题所研制的姿态角变换器高精测试系统用于姿态角变换器的单机测试,可以广泛应用于被测系统研制、生产过程姿态角变换器的测试与控制。该测试系统属于自动测试系统(ATS)的范畴,它的使用,将改变姿态角变换器传统的手工测试方法,实现测试自动化,必将提高姿态角变换器的生产水平和质量,增进遥测系统的联试水平,降低生产和试验成本。

## 2 测试系统工作原理

姿态角变换器高精测试系统功能框图如图1所示,采用PXI控制器为整个测试系统的控制管理中心,通过LabWindowsCVI软件实现信号发生板卡、变换器、采集板卡之间的正常通信,通过显示器实时显示、判读变换器的相关信号,具有存盘功能。

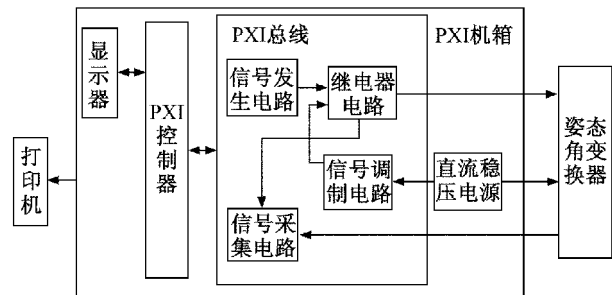


图1 姿态角变换器高精测试系统功能框图

测试系统的核心是为被测产品提供信号源和采集被测产品输出信号。

测试系统以PXI机箱为主体,PXI底板通过PXI总线扩展槽实现PXI控制器与各信号发生电路、采集电路之间的连接和通讯。用信号发生电路和采集电路实现直流信号、交流信号、交流基准信号的产生及被测产品输出信号的采集。

PXI控制器为整个测试系统的控制管理中心,通过显示器实现人机对话,系统具有友好的人机交互界面,由相应的软件编制使其按要求对板卡进行相应的控制和管理,同时对回采的信号进行处理和存盘。

姿态角变换器输出信号由测试系统采集电路采集;同时采集产品工作电流和电压信号。采集后的信号经软件处理后实时显示、存储、自动判读及其打印。

测试系统上电后,PXI控制器启动,各信号发生电路和采集电路上电。首先不给产品供电,选择相应的通道,进行测试系统信号自检;自检合格后给产品提供28V供电,配置测试通道参数进行相应测试,并采集相应数据。图2给出测试系统的信号关系框图。

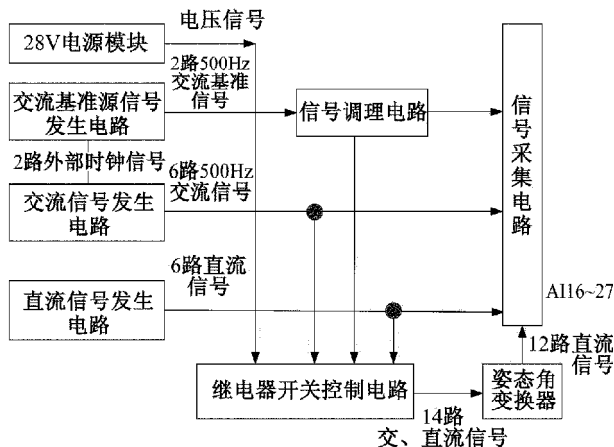


图2 信号关系框图

姿态角变换器高精测试系统PXI星型触发总线为PXI模块提供了一个独立的触发总线,可以为外围模块提供高精度的触发信号;PXI公共触发信号主要为PXI系统提供模块间的同步和通讯,常用于触发和不同频率的时钟传输。正是设计上选用该通信方式才保证了时钟同步。



## 3 各信号模块设计

### 3.1 信号发生电路设计

测试系统提供信号是用于模拟遥测系统给姿态角变换器发送的信号,分为三种:直流信号、交流信号和交流基准源信号。在设计时主要考虑以下几点:(1)信号的输出通道数;(2)输出信号的幅值、频率及精度;(3)输出信号的时序关系;(4)具有可编程控制性,能对某一通道或多个通道进行编程控制。此处通过 FPGA 实现信号的逻辑输出,通过高精 D/A 芯片及相应的接口电路实现不同信号输出,具体功能框图如图 3 所示。通过核心 FPGA 实现逻辑信号输出,经由不同的接口电路实现 6 路交流信号输出、6 路直流信号输出和 2 路基准源信号输出。

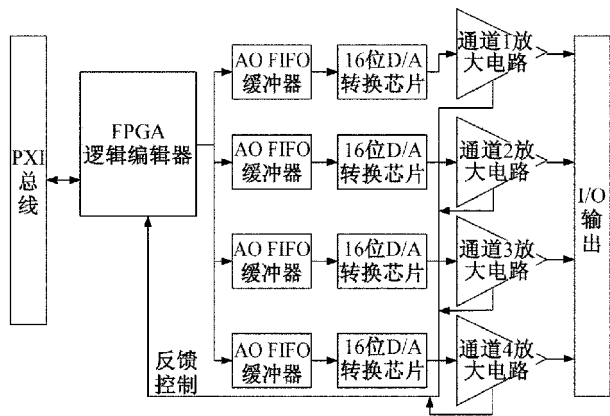


图 3 信号发生电路功能框图

### 3.2 信号采集电路设计

信号采集电路用来采集测试系统自身发生的信号和变换器返回的信号,设计达到指标:16 位 AD 精度、250KS/s 采样频率;32 路模拟量输入;8K 字节 FIFO AD 缓存;AD 量程:0~10V、±5V、±10V;量程控制增益:1~1000 倍;光电隔离型模拟量输入。

### 3.3 关键设计

#### 3.3.1 时钟同步设计

确保 6 路交流信号与 2 路基准信号的同步是设计的核心。设计中两块交流信号输出板通过外部时钟控制,输出被测产品所需的 6 路交流信号;由基准信号发生板输出的两路时钟信号作为交流信号发生板的时钟基准,同时经放大输出作为产品的交流基准信号,确保输出到产品的交流信号和交流基准信号之间的时序同步。

#### 3.3.2 测试系统通信方式设计

测试系统控制器与硬件电路的通信采用 PXI 总线的通信方式。PXI 总线包括本地总线、星型触发总线和公共触发总线。PXI 本地总线是菊花链总线,它连接每个外围插槽及其相邻槽,外围槽的右本地总线连接其相邻槽的左本地总线,其特点是在不占用 PCI 带宽的前提下为 PXI 系统提供了另一种高速通信方式;PXI 星型触发总线为 PXI 模块提供了一个独立的触发总线,可以为外围模块提供高精度的触发信号;PXI 公共触发信号主要为 PXI 系统提供模块间的同步和通讯,常用于触发和不同频率的时钟传输。正是设计上选用该通信方式才保证了上述时钟同步的实现。

#### 3.3.3 提高测试系统输出信号精度设计

交流输出信号通过 16 位 (Bit) D/A 转换,,正弦波幅值的精度可达  $\frac{1}{2^{16}} = 1.5 \times 10^{-5}$ ,直流输出信号通过 12 位 (Bit) D/A 转换,幅值精度为  $\frac{1}{2^{12}} = 2.4 \times 10^{-4}$ ,较以往测试台通过模拟接口电路输出信号精度得到一定程度提高。然后通过后续调试方案对输出精度进行修正,对 6 路交流信号和 6 路直流信号分别输出 0V,通过调节相应板卡上的零点调整电阻使零位输出满足要求,接下来输出 6V 信号,通过调节板卡上的满度调整电阻使其 6V 输出满足要求。两路 40V 的交流基准信号在幅值上可以通过板卡上相应的调节电阻进行调节,同时还要保证与交流信号之间的时钟同步。

#### 3.3.4 提高测试系统采集信号精度设计

信号采集模块的接口电路设计为 16 位 AD 采集,精度理论上可达  $\frac{1}{2^{16}} = 1.5 \times 10^{-5}$ ,然后通过后续调试方案对输出精度进行修正,通过外加高精度稳压电源进行校准。首先给每一个采集通道接入 0.110V 的直流电压信号,通过程序采集并显示数据,调节采集板卡的零位调节电阻使显示数据与电源电压相同,接着给采集通道接入 4.920V 信号,通过调节采集板卡的满度调节电阻,使采集的数据与电源电压相同,保证采集板卡的采集精度满足设计要求,在这种条件下采集产品的输出信号才是最真实的数据。

## 4 软件设计

姿态角变换器高精测试系统的软件系统运行于 Windows XP 操作系统,软件开发工具选用 Labwindows/CVI 软件<sup>[4]</sup>,使用 C 语言<sup>[3]</sup>进行程序编写。软件主要实现单机测试和系统测试两种测试模式,具体功能如图 4 所示。

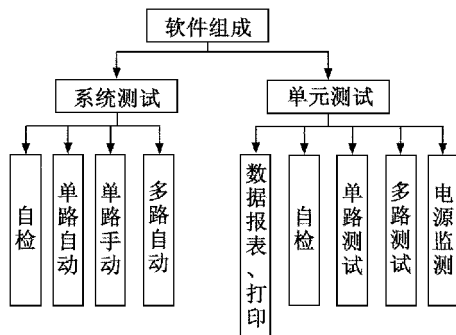


图 4 测试台软件功能构成图

### 4.1 单机测试

单机测试方式是测试台的主要工作方式,用于被测产品的调试、生产和验收。因此在保证测试要求外,还要有一个很好的人机交互界面,如图 5 所示。通过测试方式选择进行相应项目的测试,在表格中实时显示测试数据,并保存数据作为后续处理。

LabWindows/CVI 主要采用事件驱动和回调函数方式,利用便捷的用户界面编辑器,代码创建向导及函数库,实现可视化用户界面的建立、显示和控制。图中每一个控件可根据要求设置有无回调函数,相应的操作则在这部分回调函数中实现。如“开始”按钮是该测试系统的主要按钮,控制了除自检之外的所有操作。

```
int CVICALLBACK testBegin ( int panel, int control, int event, //测试开始按钮
```

```
void * callbackData, int eventData1, int eventData2)
```

```
{
.....
```

```
switch ( event)
```

```
{
```

```
case EVENT_COMMIT: //控件被触发
```

```
activeHandle = GetActivePanel ( ); //
```

获取当前操作面板句柄

```
if ( activeHandle == mHandle) //单机测试
```

```
{
.....
```

```
else if ( activeHandle == hHandle) //系统
```

测试

```
{
.....
```

```
}
```

```
}
```

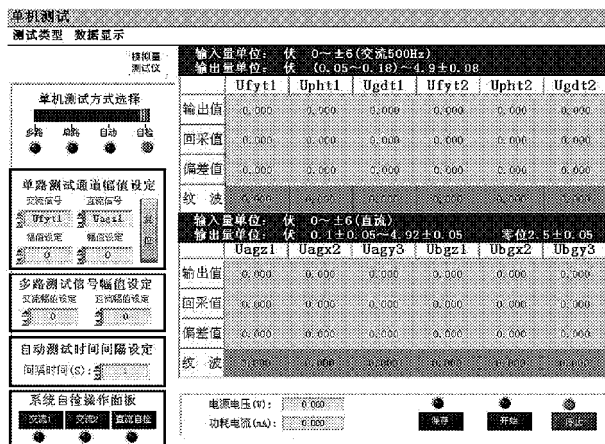


图 5 单机测试界面图

根据测试系统功能需求,为了充分利用系统资源,实现实时数据采集,系统软件按照模块化的程序设计方法,采用多线程技术。整个界面数据的实时显示通过软定时器实现刷新,主要线程包括采集线程、交流 1 自检、交流 2 自检、直流自检、多路交流 1、多路交流 2、自动测试、单路测试等。每个线程控制硬件按要求发出相应的信号,有采集线程采集产品的回采信号,通过显示函数实现各种测试模式的数据显示,同时通过软定时器实现数据刷新显示。

### 4.2 系统测试

系统测试只给产品提供信号和电源,不采集产品的返回信号,因此软件上较单机测试简单,同时具有继承性,系统测试界面如图 6 所示。

### 4.3 自检

信号自检是测试系统必备的一项功能,用来保证其输出信号的正确性。自检中要在输出界面上显示每一路输出交流信号的有效值,并通过与理论值比较给出变差。按要求正弦波点频为 200,采集板卡每通道采样频率 10000,取其中的 100 个点按离散傅立叶变换<sup>[2]</sup>能量普的计算公式求出交流信号的有效值。

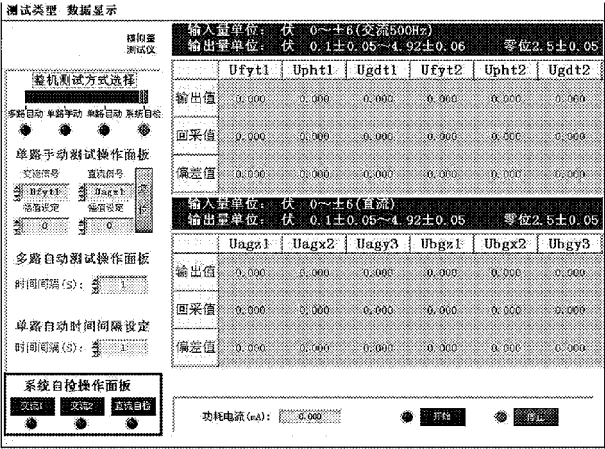


图 6 系统测试界面图

根据自相关函数<sup>[2]</sup>为

$$R(m)=\frac{\sum_{n=0}^{N-m-1}x(n)x(n+m)}{N}\tag{1}$$

式中， $R(m)$ ——自相关函数； $N$ ——采样总数； $x(n)$ ——第  $n$  个采样点的采样值； $m=0,1,2,\cdots,N-1$ 。

当  $m=0$  时，即是该信号的功率，软件代码如下：

```
for(i=0;i<100;i++)
for(j=0;j<3;j++)
{
    DataVal[j][i]=(((DataBuffer[j+i*3])-32768)*(20000.0/65536))/1000.0;
    VirtualVal[j]+=(DataVal[j][i]*DataVal[j][i]);
}
Value[j]=sprt(VirtualVal[j]/100);
```

除了上述算法外，软件上还应注意对硬件的操作，如采集通道的选择应与被测通道一一对应。

4.4 数据存储

测试系统在测试过程中会有大量数据需要实时存储，软件设计中采用二进制文件的方式进行数据存储和读写。用到的函数包括 fopen()、fclose()、fwrite() 和 fread() 等，软件编程中要读取或写入的数据都是针对缓冲区存取而不是磁盘，只有使用 fclose() 函数关闭文件时，缓冲区中的数据才会写入磁盘，使用 fopen() 函数打开文件会将文件数据复制到缓冲区，因此在保存数据时，软件中应注意对文件操作的完整性。

5 结束语

通过设计基于 PXI 总线的姿态角变换器高精度测试系统，实现姿态角变换器性能指标的自动测试，以及数据报表打印输出等功能。硬件设计中采用了先进的 PXI 总线结构，使整套系统通用性强、可靠性高，具有良好的开放性和可扩展性；软件设计中采用了软件工程的设计方法，增强了软件的可操作性和可扩展性，同时具有良好的人机交互界面，易于操作者使用。

参考文献

[1] 周振安,范良龙,王秀英等.数据采集系统的设计与实践.地震出版社,2005.

[2] 康华光,陈大钦.电子技术基础——模拟部(第四版).高等教育出版社,2003.

[3] 杨汉玮(改编).C语言开发入门与编程实践.电子工业出版社,2007.

[4] 王建新,杨世凤,隋美丽.LabWindows/CVI测试技术及工程应用.化学工业出版社,2006.

# 测量引线热电势对热电阻测温系统测温结果的影响分析

黄 赟 崔文德 赵化业

(北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

**摘 要** 热电阻测温系统广泛采用单向电流恒定激励,通过测量热电阻两端电势差获得热电阻阻值的方法进行温度测量。而此类测温系统受到测量引线热电势的影响,所测得热电阻的阻值往往与实际阻值存在一定的偏差,从而影响测温结果。对电路中热电势对热电阻测温结果产生影响的机理进行了分析,并通过实验验证了分析结果,提出了减小或消除热电势差对测温结果影响的建议。

**关键词** 温度、热电势、测量

## Analysis of Effect by Thermoelectric Potential in RTD Temperature Measurement System

HUANG Ze CUI Wen-de AHAO Hua-ye

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

**Abstract** The fixed constant excitation current direction is widely used in RTD temperature measurement system. Usually the temperature is measured by measuring the resistance of RTD which is gauged from potential difference. The system is always affected by the thermoelectric potential. The measured resistance of RTD is different from the actual data, which will affect the temperature measurement results. The mechanism of thermoelectric potential which impacts on the results of the temperature measurement in the circuit is analyzed and the analytical results are verified by experiment. The recommendation and guidance of reducing or eliminating the impact of the thermoelectric potential difference on the results of temperature measurement are proposed.

**Key words** Temperature Thermoelectric potential Measurement

## 1 引 言

在工业过程控制和实验室测温场合一般采用单向电流恒定激励热电阻的测温方法,用这种测温

系统测温时,测得的结果可能会与实际温度存在一定偏差,特别在高温测量和低温测量时表现尤为明显。同时可以发现,在其它条件不变的情况下,更换测量引线其温度偏差的大小也随之改变。<sup>[1~3]</sup> 本文



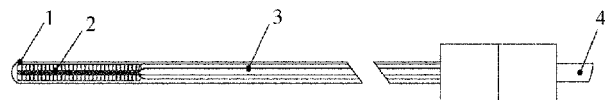
通过热电阻测温系统的测量电路接线图,分析了电路中影响测温结果的热电势差产生原因。通过建立热电阻测温系统的数学模型,分析了电路中热电势对热电阻测温结果产生影响的机理。通过热电阻测温系统的测温实验,验证了分析结果,提出了减小或消除热电阻测温系统中热电势差对测温结果影响的方法<sup>[4]</sup>。

## 2 热电势差对热电阻测温结果的影响

为了便于量化分析,以典型热电阻测量系统为研究对象,进行分析。

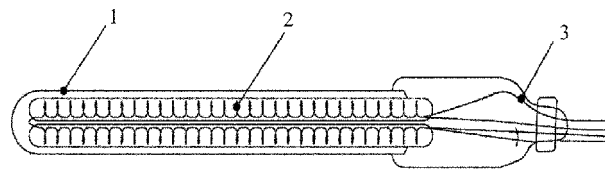
### 2.1 典型热电阻测温系统

典型的热电阻测温系统有标准电阻温度计测温系统和工业热电阻测温系统,标准电阻温度计以标准铂电阻温度计为常见,标准铂电阻温度计又分为长杆型和套管型两种,如图1、图2所示。



1-温度计石英外壳;2-穿在石英管中的螺旋状铂感温丝;  
3-焊接至感温铂丝的铂引出线;4-普通四芯电缆。

图1 长杆型标准套管铂电阻温度计结构示意图



1-温度计玻璃外壳;2-穿在玻璃管中的螺旋状铂感温丝;  
3-焊接至感温铂丝的铂引出线。

图2 标准套管铂电阻温度计结构示意图

热电阻的测量系统由热电阻、延长线和测量仪表构成,其中热电阻又由感温丝和引出线组成。长杆型和套管型两种形式的标准铂电阻温度计都是由底端的铂感温丝作为温度敏感部分,铂感温丝的两端分别通过两根铂引出线引出石英或玻璃封装管,铂引出线的另一端连接四根导线用于连接测量仪表。长杆型标准铂电阻温度计用于 $-200^{\circ}\text{C}$ 以上的高精度温度测量,套管型标准铂电阻温度计用于 $0^{\circ}\text{C}$ 以下温度的高精度测量,工业热电阻主要有工业铂电阻和工业铜电阻。长杆型标准铂电阻温度计配

有较长的测量引线可直接连接测量仪表,而套管型标准铂电阻温度计、工业铂电阻(元件)和工业铜电阻(元件)均需延长引出线后连接测量仪表。

### 2.2 测量电路模型及热电势影响分析

以四线制热电阻测温为例建立温度测量系统的电路模型,并对其进行分析。如图3所示,热电阻的感温丝A处在等温被测环境 $T$ 中,测量仪表处于室温环境 $T_2$ 中, $T_1$ 为 $T$ 到 $T_2$ 的过渡段等温区温度。图中B1~B4为焊接至感温丝的引出线,C1~C4为延长线。引出线一端与感温丝相连,另一端通过延长线连接至测量仪表。测量仪表测量端子与热电阻感温丝之间存在温差,温差主要分布于引出线或延长线上。引出线或延长线产生热电势的能力不一致,在两端存在温差的情况下,各导线产生热电势大小不一致,在测量端产生电势差,对测温结果产生影响。

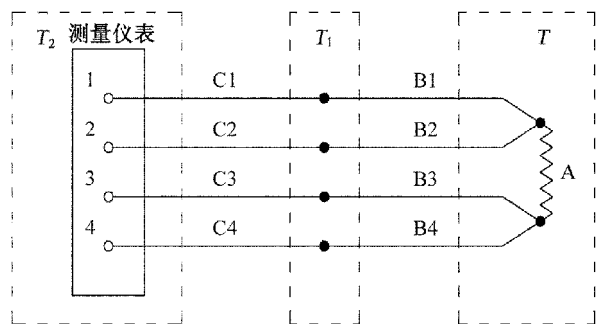


图3 四线制热电阻测温电路接线图

如图4所示,引出线和延长线的两端均可能存在由热电势引起的电势差,其中由引出线的热电势引起的端子2、端子3间电势差 $\Delta E_B$ 为

$$\Delta E_B = e_{B2} - e_{B3} \quad (1)$$

式中: $e_{B2}$ ——引出线B2两端的热电势差,mV;  
 $e_{B3}$ ——引出线B3两端的热电势差,mV。

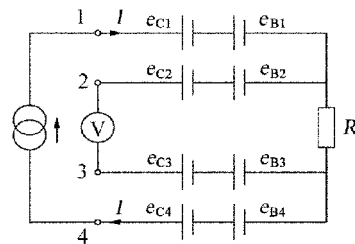


图4 四线制热电阻测温模型图

由延长线的热电势引起的端子2、端子3间电势差 $\Delta E_C$ 为

$$\Delta E_C = e_{C2} - e_{C3} \tag{2}$$
式中： $e_{C2}$ —— 延长线 C2 两端的热电势差，mV；  
 $e_{C3}$ —— 延长线 C3 两端的热电势差，mV。

则端子 2、端子 3 之间的热电势差  $\Delta E$  为

$$\Delta E = \Delta E_B + \Delta E_C \tag{3}$$

实际测得的电阻值  $R'$  为

$$R' = \frac{U_R + \Delta E}{I} \tag{4}$$

式中： $U_R$ —— 热电阻感温丝两端的电压，mV； $I$ —— 电阻测量电流，mA。

测量线的热电势差  $\Delta E$  引起的热电阻测量偏差为

$$\Delta R = \frac{\Delta E}{I} \tag{5}$$

热电阻测量偏差  $\Delta R$  引起的测温偏差为

$$\Delta t = \frac{\Delta R}{\alpha} \tag{6}$$

式中： $\alpha$ —— 热电阻的温度系数， $\Omega/^\circ\text{C}$ 。

将式(3)和式(5)代入式(6)，得

$$\Delta t = \frac{\Delta E_B + \Delta E_C}{I\alpha} \tag{7}$$

热电阻正向测温时，热电阻测量值为

$$R'_1 = \frac{U_R + \Delta E_1}{I} \tag{8}$$

式中： $E_1$ —— 热电阻正向测温时电压测量端的热电势差，mV。

热电阻反向测温(热电阻引线对调)时，热电阻测量值为

$$R'_2 = \frac{U_R + \Delta E_2}{I} \tag{9}$$

式中： $\Delta E_2$ —— 热电阻反向测温时电压测量端的热电势差，mV。

由于热电阻引线对调，测量引线引起的热电势差大小不变符号相反，即

$$\Delta E_1 = - \Delta E_2 \tag{10}$$

将式(8)和式(9)相加再除 2 得

$$\frac{R'_1 + R'_2}{2} = \frac{U_R}{I} \tag{11}$$

即

$$R = \frac{R'_1 + R'_2}{2} \tag{12}$$

由式(7)可知，热电势差对测温结果的影响量与热电势差的大小成正比，与测量电流和热电阻的

温度系数成反比。由式(12)可知，采用热电阻换向测量求平均值的方法可以消除热电势差对测温结果的影响。

### 3 测量引线间的热电势差

温度测量系统测量引线间热电势差的大小与测量引线两端的温差和测量引线产生热电势能力的一致性有关，当测量引线的测温端与测量端的温差不变时，可通过选择合适的测量引线减小测量端的热电势差。为了解和掌握各种型号测量引线间产生热电势差的大小，进行了如下实验。选取不同型号导线，分别组合成若干组测量线，每组测量线由两根导线组成。将每一组测量线的测温端短路后置于  $-196^\circ\text{C}$ 、 $0^\circ\text{C}$ 、 $100^\circ\text{C}$  和  $200^\circ\text{C}$  环境中，将测量线的测量端连接数字多用表电压测量端。实验结果见表 1、表 2、表 3。

表 1 同种型号同轴裁剪引线间的热电势差

温度 种类		$-196^\circ\text{C}$	$0^\circ\text{C}$	$100^\circ\text{C}$	$200^\circ\text{C}$
AA	$\Delta E(\text{mV})$	-0.000 13	-0.000 01	0.000 08	0.000 02
	$\Delta T_1(^\circ\text{C})$	0.000	0.000	0.000	0.000
	$\Delta T_2(^\circ\text{C})$	0.000	0.000	0.000	0.000
BB	$\Delta E(\text{mV})$	-0.000 05	0.000 07	-0.000 02	0.000 06
	$\Delta T_1(^\circ\text{C})$	0.000	0.000	0.000	0.000
	$\Delta T_2(^\circ\text{C})$	0.000	0.000	0.000	0.000
CC	$\Delta E(\text{mV})$	0.000 05	0.000 24	0.000 01	-0.000 04
	$\Delta T_1(^\circ\text{C})$	0.000	0.001	0.000	0.000
	$\Delta T_2(^\circ\text{C})$	0.000	0.000	0.000	0.000
DD	$\Delta E(\text{mV})$	-0.000 08	0.000 04	0.000 04	0.000 05
	$\Delta T_1(^\circ\text{C})$	0.000	0.000	0.000	0.000
	$\Delta T_2(^\circ\text{C})$	0.000	0.000	0.000	0.000
EE	$\Delta E(\text{mV})$	0.000 17	0.000 05	-0.000 12	-0.000 28
	$\Delta T_1(^\circ\text{C})$	0.000	0.000	0.000	-0.001
	$\Delta T_2(^\circ\text{C})$	0.000	0.000	0.000	0.000
FF	$\Delta E(\text{mV})$	0.000 24	-0.000 03	-0.000 6	-0.001 23
	$\Delta T_1(^\circ\text{C})$	0.001	0.000	-0.001	-0.003
	$\Delta T_2(^\circ\text{C})$	0.000	0.000	0.000	-0.001

实验结果表明,同型同线轴裁剪的测量引线组的热电势差相对最小,普通四芯电缆组成的测量引线组的热电势差相对最大,混合配对的测量引线的热电势也较大。

表中,A 代表 0.35mm 高温线,B 代表 0.2mm 裸铜线,C 代表 AF-1 镀银铜线,D 代表 0.2mm 镀银铜线,E 代表 AF-1 裸铜线,F 代表 0.35mm 裸铜线,G 代表普通四芯电缆。表中  $\Delta T_1$  为测量引线热电势差对 Pt100 型热电阻测温系统所带来的测温误差, $\Delta T_2$  为对 Pt25 型热电阻测温系统所带来的测温误差,标准铂电阻温度计和标准套管铂电阻温度计均为 Pt25 型。表中的 AA 代表两个 A 线组合成的测量线组,其余组合依次类推。

表 2 同种型号不同轴裁剪引线间的热电势差

温度 种类		-196℃	0℃	100℃	200℃
AA	$\Delta E(\text{mV})$	0.001 53	0.000 67	-0.000 27	-0.000 98
	$\Delta T_1(^{\circ}\text{C})$	0.004	0.002	-0.001	-0.003
	$\Delta T_2(^{\circ}\text{C})$	0.014	0.007	-0.003	-0.011
BB	$\Delta E(\text{mV})$	-0.032 90	-0.001 45	0.005 43	0.010 63
	$\Delta T_1(^{\circ}\text{C})$	-0.076	-0.004	0.014	0.029
	$\Delta T_2(^{\circ}\text{C})$	-0.305	-0.015	0.057	0.116
CC	$\Delta E(\text{mV})$	0.012 6	0.000 04	-0.002 41	-0.005 39
	$\Delta T_1(^{\circ}\text{C})$	0.029	0.000	-0.006	-0.015
	$\Delta T_2(^{\circ}\text{C})$	0.117	0.000	-0.025	-0.059
DD	$\Delta E(\text{mV})$	-0.017 73	-0.002 61	0.005 22	0.012 59
	$\Delta T_1(^{\circ}\text{C})$	-0.041	-0.007	0.014	0.034
	$\Delta T_2(^{\circ}\text{C})$	-0.165	-0.027	0.055	0.137
EE	$\Delta E(\text{mV})$	-0.001 21	-0.000 56	0.002 12	0.004 17
	$\Delta T_1(^{\circ}\text{C})$	-0.003	-0.001	0.006	0.011
	$\Delta T_2(^{\circ}\text{C})$	-0.011	-0.006	0.022	0.045
FF	$\Delta E(\text{mV})$	0.005 53	-0.000 44	-0.000 44	-0.001 21
	$\Delta T_1(^{\circ}\text{C})$	0.013	-0.001	-0.001	-0.003
	$\Delta T_2(^{\circ}\text{C})$	0.051	-0.005	-0.005	-0.013
GG	$\Delta E(\text{mV})$	0.150 30	0.001 29	-0.004 78	-0.032 72
	$\Delta T_1(^{\circ}\text{C})$	0.349	0.003	-0.013	-0.089
	$\Delta T_2(^{\circ}\text{C})$	1.395	0.013	-0.050	-0.356

其中 G 测试的是四芯线其中两芯之间的数据

表 3 不同种型号引线间的热电势差

温度 种类		-196℃	0℃	100℃	200℃
AF	$\Delta E(\text{mV})$	0.050 21	0.002 5	-0.006 35	-0.013 02
	$\Delta T_1(^{\circ}\text{C})$	0.116	0.006	-0.017	-0.035
	$\Delta T_2(^{\circ}\text{C})$	0.466	0.026	-0.067	-0.142
BD	$\Delta E(\text{mV})$	0.056 65	0.003 54	-0.008 16	-0.017 66
	$\Delta T_1(^{\circ}\text{C})$	0.131	0.009	-0.022	-0.048
	$\Delta T_2(^{\circ}\text{C})$	0.526	0.036	-0.086	-0.192
EC	$\Delta E(\text{mV})$	0.020 47	0.001 76	-0.003 95	-0.005 84
	$\Delta T_1(^{\circ}\text{C})$	0.047	0.005	-0.010	-0.016
	$\Delta T_2(^{\circ}\text{C})$	0.190	0.018	-0.042	-0.063

4 测温系统实测实验

用标准套管铂电阻温度计、长杆型标准铂电阻温度计和工业铂电阻温度计分别和数字多用表组成三个测温系统,并用这三个测温系统进行温度实测实验。

用低温标准套管铂电阻温度计测温系统在-196℃和 0℃进行测温实验,分别用普通四芯电缆和同轴裁剪的 0.35mm 高温线作为延长线,实验结果见表 4。

表中  $\Delta R_1$  为电压测量端的热电势差通过计算得到的热电阻测量偏差, $\Delta R_2$  为实际测得的热电阻测量偏差, $\Delta t_1$  为  $\Delta R_1$  通过计算得到的温度测量偏差, $\Delta t_2$  为实际测得的温度测量偏差。

表 4 标准套管铂电阻温度计 9312 测量结果

被测温度 项目	GG 线		同轴 AA 线	
	-195.522℃	0.009℃	-195.522℃	0.009℃
$\Delta E(\text{mV})$	0.151 46	0.001 38	-0.000 13	-0.000 01
$R_1'(\Omega)$	4.753 86	24.303 91	4.600 72	24.302 77
$R_2'(\Omega)$	4.450 14	24.301 52	4.600 96	24.302 84
$\Delta R_1(\Omega)$	0.151 46	0.001 38	-0.000 13	-0.000 01
$\Delta R_2(\Omega)$	0.151 86	0.001 20	-0.000 12	-0.000 04
$\Delta t_1(^{\circ}\text{C})$	1.442	0.014	-0.001	0.000
$\Delta t_2(^{\circ}\text{C})$	1.446	0.012	-0.001	0.000

结果表明,测量引线热电势对测温结果影响量  $\Delta t_1$  与实际测温偏差  $\Delta t_2$  基本一致。

分别用长杆型铂电阻温度计测温系统和工业铂电阻测温系统在 $-196^{\circ}\text{C}$ 、 $0^{\circ}\text{C}$ 、 $100^{\circ}\text{C}$ 和 $200^{\circ}\text{C}$ 进行测温实验。长杆型铂电阻温度计使用普通四芯电缆作为测量引线,工业铂电阻分别使用普通四芯电缆和同轴裁剪的 $0.35\text{mm}$ 高温线作为测量引线。测温系统实测结果见表5。表中长杆标准铂电阻温度计编号为92801(PT25),标准套管铂电阻温度计编号为9312(PT25),工业铂电阻温度计为Pt100型温度元件。

表5 测温系统测温结果与标准温度偏差表

标准温度 测温系统	$-195.522^{\circ}\text{C}$	$0.009^{\circ}\text{C}$	$100.004^{\circ}\text{C}$	$200.011^{\circ}\text{C}$
92801(GG线)	$0.000^{\circ}\text{C}$	$0.000^{\circ}\text{C}$	$-0.001^{\circ}\text{C}$	$-0.001^{\circ}\text{C}$
Pt100(GG线)	$0.351^{\circ}\text{C}$	$0.005^{\circ}\text{C}$	$-0.014^{\circ}\text{C}$	$-0.091^{\circ}\text{C}$
Pt100 (同轴AA线)	$0.002^{\circ}\text{C}$	$0.000^{\circ}\text{C}$	$-0.000^{\circ}\text{C}$	$-0.001^{\circ}\text{C}$
9312(GG线)	$1.446^{\circ}\text{C}$	$0.019^{\circ}\text{C}$	/	/
9312 (同轴AA线)	$-0.001^{\circ}\text{C}$	$0.000^{\circ}\text{C}$	/	/

实验结果表明长杆型标准铂电阻温度计测温系统在四个测量温度点温度测量偏差均很小,可忽略。经分析,其原因是由于标准铂电阻温度计92801为长杆型,温度梯度主要分布于热电势能力一致性好的铂引线上,而铂引线的纯度高,热电势一致性极好,铂引线产生的热电势差很小,普通四芯电缆基本处于室温下,室内温度偏差较小,尽管延长线的热电势一致性差,但延长线引起的热电势差还是很小,因此测量引线热电势对长杆型标准铂电阻温度计测温结果的影响很小。

由同轴 $0.35\text{mm}$ 高温线和热电阻组成的测温系统,在四个测量点温度测量偏差均很小,表明材质一致性好的测量引线对温度测量结果的影响很小,甚至可忽略。

由四芯同轴电缆线和热电阻组成的测温系统,在高低温测量点温度测量偏差均较大,表明材质一致性差的测量引线对温度测量结果的影响较大。工业铂电阻Pt100测温系统测量时,被测物体温度为 $-196^{\circ}\text{C}$ ,热电势差对测温结果的影响可达到 $0.35^{\circ}\text{C}$ ;被测物体温度为 $200^{\circ}\text{C}$ ,热电势对测温结果的影响

可达到 $0.1^{\circ}\text{C}$ 。标准套管铂电阻温度计测温系统测温时,当被测物体的温度为 $-196^{\circ}\text{C}$ ,热电势对测温结果的影响可达到 $1.50^{\circ}\text{C}$ ,应注意消除测量引线热电势对测量结果影响。

Pt100测温系统和9312测温系统使用同种延长线时,由于Pt100的温度灵敏度约为9312温度灵敏度的四倍,因此在使用同样的延长线时,热电势对Pt100测温系统的影响量约为对9312测温系统影响量的四分之一。

5 结束语

在实际测温时,长杆型标准铂电阻测温系统在测温不确定度要求不小于 $0.01^{\circ}\text{C}$ 时可不考虑热电势对其测温结果的影响。而对于套管型铂电阻和工业热电阻测温系统,应尽量选用热电势差较小的测量引线组进行测量,在测温不确定度要求小于 $3^{\circ}\text{C}$ 时,需采用热电阻换向测量法消除热电势差影响。在三线制测温系统中,合理的选择测量延长线同样也可减小热电势对测温结果的影响,提高测温准确度。

采用热电阻换向测量法进行温度测量,可以消除热电势差引起的温度测量偏差,但缺点是多次测量和计算,麻烦、费时、费力。一般在满足测量要求的情况下,可以采用单向温度测量法,省时、省力。由于热电势差是由测量引线材质的一致性和引线两端的温度梯度共同作用产生的,因此在选用测量引线时,建议使用同一型号、同一批次、甚至同一线轴上连续截取的纯质导线作为测量线。由于热电势差对测温结果的影响量与测量电流以及热电阻灵敏度成反比,所以在测温时,尽量选择大的测量电流和选用灵敏度大的热电阻,但应注意考虑大的测量电流引起的自热效应对测温结果的影响。

参考文献

[1] 王佐民,吴开宇.同种材料组成热电偶产生热电势的分析[J].哈尔滨理工大学学报,2004(10).  
[2] 李丽敏,牛宏凯,李昕.寄生电势对高温电阻检测影响的研究[J].物理测试,2011(29).  
[3] 吕光明.标准电阻测量时消除寄生电势影响方法的研究[J].机电技术,2013(4).  
[4] 国防科工委科技与质量司.热学计量[M].北京:原子能出版社,2002.



# 基于 3D 技术的燃气舵烧蚀率测量方法研究

孔繁杰<sup>1</sup> 王端志<sup>1</sup> 冯伟利<sup>2</sup>

(1.北京宇航系统工程研究所,北京 100076; 2.北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

**摘 要** 针对目前采用的燃气舵烧蚀率测量方法存在误差较大问题,提出了一种基于 3D 扫描技术的新型测量方法,可以有效提高燃气舵烧蚀率测量准确度,为后续武器型号精确设计奠定基础。

**关键词** 燃气舵 烧蚀性能 测量

## Measurement of Gas Vane Ablation Rate Based on the 3D Technology

KONG Fan-jie<sup>1</sup> WANG Duan-zhi<sup>1</sup> FENG Wei-li<sup>2</sup>

(1.Beijing Institute of Aerospace System of Engineering Research, Beijing 100076;  
2.Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076)

**Abstract** A new measurement method based on the 3D scanning technology is founded to measure gas vane ablation rate accurately, which has unacceptable deviations using the current method. The new method can improve the measurement accuracy of gas vane ablation rate. It provides the basis for precision design in the future models.

**Key words** Gas vane Ablation property Measurement

## 1 引 言

燃气舵是实现弹道式固体战术导弹推力矢量控制的一种重要部件,具有结构简单、体积小、质量小、成本低、可靠性高、驱动功率小、频率响应快以及能实现俯仰、偏航和滚动三个方向的控制等优点而被国内外广泛应用。美国的“潘兴”固体导弹、“捕鲸权”、“阿斯洛克”及我国的部分战术导弹均使用了燃气舵作为导弹的矢量控制装置<sup>[1]</sup>。

由于燃气舵在固体燃料发动机的燃气流中工

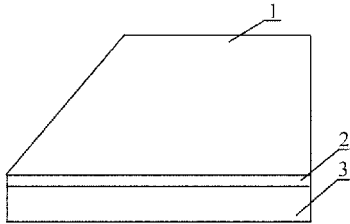
作,舵面会在燃气流的高温及冲刷作用下发生烧蚀,使舵面面积逐渐变小,并发生翘曲、变形,舵面的升力、阻力、链力矩等参数随之变化,影响导弹控制精度。燃气舵舵面的烧蚀率是控制系统重要技术指标之一,必须控制在一定的指标范围之内,而烧蚀率测量的准确与否,直接影响总体设计指标。

燃气舵结构烧蚀率指标是否合格,目前没有任何理论算法,是典型的试验验证设计环节。舵片烧蚀率测量的准确与否,直接影响燃气舵结构设计优劣。原烧蚀率测量结果已经介于合格与不合格判据的边缘,严重影响结构设计方案。因目前燃气舵烧

蚀率测量的人为误差较大,无法满足精确设计、精确测量需求,急需研究出一种新型烧蚀率测量方法,以满足结构精细化设计需求。

## 2 结构方案及设计要求

燃气舵工作环境为高温、高冲刷的燃气流中。本文中的燃气舵结构由舵片、防护板、连接结构等组成,结构示意如图 1。结构不同部位所处温度和冲刷程度不同,其中舵体完全处在燃气流中心,属于燃气舵结构的重要部件。



1—舵体;2—舵防护板;3—连接结构  
图 1 燃气舵结构示意图

燃气舵在发动机燃气流中沿弹体轴线按照既定程序进行摆动,随着舵体的烧蚀,舵体的投影面积会发生变化。燃气舵舵体的烧蚀需要小于一定设计值,以实现姿态可控。

具体设计指标及要求如下:

舵面烧蚀率

$$\rho = \Delta S / S \times 100\% \leq A \tag{1}$$

式中: $\rho$ ——舵面烧蚀率%; $S$ ——试验前舵面投影面积(理论值), $\text{mm}^2$ ; $\Delta S$ ——舵面烧蚀掉面积, $\text{mm}^2$ ; $A$ ——设计要求值,%。

## 3 传统测量方法及误差分析

### 3.1 传统测量方法

目前,燃气舵方案设计,尤其是舵面烧蚀率无法通过理论分析计算,一直采用根据经验值先确定一个初步的设计方案,然后通过搭载发动机地面试车试验后测量烧蚀率来最终判定燃气舵设计方案的正确性,属于典型的靠试验验证设计环节。若测量精度太差,将合格判定为不合格,则需要重新设计,再次寻求搭载试车的机会,这势必会影响武器系统的研制进度;反之,若烧蚀率原本不合格却因测量精度原因判定为合格,则会影响导弹控制系统参数,甚

至导致发射失败。

传统的舵面烧蚀率测量是采用坐标纸+铅笔描拓的方法。具体做法为:将燃气舵轮廓 1:1 打印在画好网格纸张上,制作成专用坐标纸。测量时,将坐标纸与舵片贴合,用铅笔沿烧蚀后舵面的轮廓拓描,数算和估计坐标纸格数,从而得到烧蚀后面积,估算烧蚀率。典型拓描图片如图 2 所示。

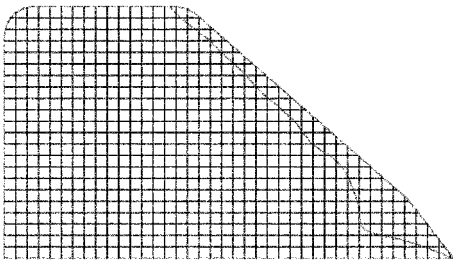


图 2 典型燃气舵烧蚀率拓描图片

### 3.2 误差分析

由于燃气舵舵体烧蚀后的外轮廓不规则,且舵体发生较大变形,更受人为因素的影响,主要误差因素如下:

#### 1) 加工误差

目前,烧蚀率测量中烧蚀前面积采用的是理论值,没有考虑加产品加工误差的影响,该简化会导致结果误差在 $\pm 0.6\%$ 左右。

#### 2) 拓描误差

在拓描过程中,笔在沿舵片不规则外轮廓拓描,描绘的轮廓会受画笔本身直径及笔尖的粗细的影响,导致画出的外轮廓线会比实际偏大,最终导致烧蚀率测量结果变小。如笔尖  $\Phi 0.2\text{mm}$ , 直径  $\Phi 5\text{mm}$  计,会引入误差 $-0.7\%$ 左右。

#### 3) 人为误差

在拓描过程中,笔在沿舵片不规则外轮廓拓描时的不垂直度,会引入测量误差,导致结果误差在 $\pm (3\% \sim 4\%)$ 左右,在所有误差中,所占比重最大。

以某一次烧蚀率测量结果为例,甲乙两人均采用上述方法分别对烧蚀后的四个舵体进行测量,得到的结果如表 1。

表 1 烧蚀率测量结果

测量者	I 号	II 号	III 号	IV 号
甲	11.5%	11%	11%	10%
乙	8%	8%	9%	8%

假设计指标值为 10%,则两个人会给出合格/合格两种截然不同的结果,直接影响结构设计方案,且没有标准的第三方仲裁。

综上所述,传统的测量方法存在的综合误差较大,已经无法满足产品精确设计需求。

4 新型测量方法及原理

新型测量方法基于 3D 扫描技术。基本原理为:利用双目视觉测量对被测物体进行全景扫描,其中 2 个 CCD 相机组成双目观测系统,相机间的距离确定相当于人眼的瞳孔距。利用双目敏感到的视差计算出该点到瞳孔的距离,通过对被测物体的多点扫描,建立该物体的三维形貌,然后利用专用测量软件计算相应的尺寸、面积和体积。该方法不仅可以测量面积损失率,还可以同时给出烧蚀后的不规则部件形貌和体积损失率。

新型测量方法流程如图 3 所示。

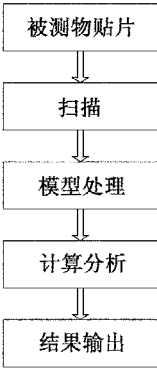


图 3 新型测量方法流程

计算所用理论模型采用公式(1)。

新型测量方法能够克服传统的测量方法中存在的较大测量误差问题,与之相比较,主要优点有:

(1)测量精度高。长度尺寸测量精度可达到

- $\pm 0.1\text{mm}$ ,本方案燃气舵舵面精度可以到达 $\pm 0.2\%$ 之内;
- (2)测量时间短。可在 5min 之内完成扫描,10min 完成测量,与传统的 1d 左右的测量时间相比,大大节省测量时间;
- (3)测量结果准确。在进行烧蚀率测量前,可以对舵片先行测量面积,给出每个舵片面积 S 实测值,并进行结果分析,测量结果更加准确。
- (4)可同步给出烧蚀后结构不规则形貌、尺寸及体积的变化情况;
- (5)能够对烧蚀后的不规则形貌进行扫描记录,并对获得叶片纹理及表面细节进行存储,便于留存备案,对后续设计方案及改进提供基础信息。

5 结束语

综上所述,本文得到如下结论:

- (1)传统的燃气舵烧蚀率测量方法误差大,已经无法满足未来导弹武器精确测量、精确设计、精确打击的发展需求;
- (2)新型测量方法基于先进的 3D 扫描、测量技术,误差可控制在 $\pm 0.2\%$ 之内;
- (3)相对传统测量而言,新型测量方案操作简单、测量精度高,并可以大大缩短测量时间,提高效率;
- (4)该方法可实现燃气舵及其他舵、翼类损失率测量,也可以推广到其他复杂、不规则结构形貌、尺寸、纹理及表面细节的记录和测量,测量结果便于记录和存留。

参考文献

[1] 刘志珩.固体火箭燃气舵气动设计研究[J].导弹与航天运载技术,1995,4.

# 一种采用线性光耦实现温度隔离测量的方法

武东健 姜 祝 吴永红 徐 超

(北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

**摘 要** 介绍了线性光耦应用于温度隔离测量的设计方法及其取得的实测效果,实现了温度测量过程中供电、输入信号和输出信号的相互隔离。

**关键词** 线性 光耦合 温度 测量

## A method of Temperature Separation Measurement with Linear Optocouplers

WU Dong-jian JIANG Zhu WU Yong-hong XU Chao

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

**Abstract** The method of temperature separation measurement with linear optocouplers is introduced, the measurement effect is very well. In the process of the temperature measurement the separation of the power supply, input signal and output signal is carried out.

**Key words** Linearity Optical coupling Temperature Measurement

## 1 引 言

在大的系统中往往存在一个测量分系统,用于测量和处理大量的监测参数。这些参数包含电学量和非电学量,测量分系统将其统一转换成电学信号,便于系统读取和监测。为避免测量分系统与系统互相干扰,往往要求其单独供电,测量电路和被检测参数隔离。在参数转换过程中需要各类型的执行器件,这里介绍的是一种采用线性光耦隔离技术实现温度测量的方法。

环境温度往往是系统需要监测的重要参数。因此,温度测量模块在测量系统中大量应用。为适

应工业使用环境,温度测量模块设计往往由温度传感器、隔离变换模块两部分组成。传感器放置于被测环境现场,隔离变换模块安装于后端,两部分通过电缆连接。针对温度测量模块转换速度和精度要求,线性光耦使用过程要考虑信号输入、输出一致性问题以及模拟量传输的非线性问题等。

## 2 设计原理

隔离设计选用线性光耦 LOC110,该线性光耦隔离电压为 1500VDC,转换精度达到 0.2%。温度隔离测量模块设计由传感器和隔离变换模块两部分组成。



温度传感器选用 Pt1000 铂电阻,在测量范围内可以近似认为其阻值与温度呈线性关系。隔离变换模块提供一个恒流源给传感器,通过测量传感器两端电压并将其转换成电流信号输出用于系统监测。传感器和隔离变换器之间采用三线制电缆连接<sup>[1]</sup>。

隔离模块设计主要由供电隔离电路、恒流源电路、差分放大电路、隔离传输电路、信号放大和转换输出电路组成,原理框图如图 1 所示。

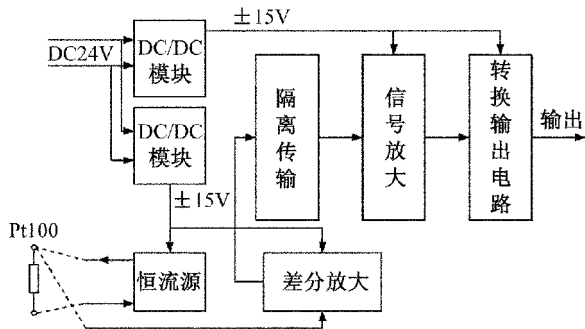


图 1 隔离变换模块原理框图

图中,Pt1000 铂电阻为外部被测传感器,采用三线制连接。模块内部恒流源电路产生 0.25mA 电流通过 Pt1000 铂电阻。测量范围为  $-60^{\circ}\text{C} \sim 100^{\circ}\text{C}$  时,通过模块内电位器调节出采样阻值,使其等于 Pt1000 铂电阻在  $-60^{\circ}\text{C}$  时的阻值,即  $763.3\Omega$ 。利用差分放大电路将采集到的 Pt1000 铂电阻上的电压信号与电位器两端产生的电压进行差分放大,在对应  $100^{\circ}\text{C}$  时产生的电压差放大到 10V,然后由 AD694 芯片转换成  $4\text{mA} \sim 20\text{mA}$  输出。

## 2.1 供电隔离电路设计

隔离变换模块设计采用 DC24V 外部供电。要实现信号隔离变换,首先考虑供电隔离,即信号输入电路部分供电和信号输出电路部分供电之间进行隔

离。由于模块内部所需供电主要用于给运放供电的  $\pm 15\text{V}$  电源,所以采用了两块 DC/DC 电源模块,一个模块输出  $\pm 15\text{V}$  给信号输入电路供电,另一个模块输出  $\pm 15\text{V}$  给信号输出电路供电,从而在电源中实现输入、输出及外部电源隔离。设计中,考虑 DC/DC 模块电源供电干扰问题,隔离模块应采取电感、电容滤波措施。

## 2.2 恒流源电路设计

模块内的恒流源电路如图 2 所示。恒流源电路由运放  $N_1$ 、基准源  $VE_1$ 、三极管  $VT_1$ 、二极管  $VD_1$ 、电容  $C_1$  和电阻  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 、 $R_4$  等组成。根据运放  $N_1$  的“虚短”原理设计,当  $VE_1$  选取 2.5V 稳压管, $R_1$  选取  $10\text{k}\Omega$  电阻时,决定了恒流源的输出电流为 0.25 mA。三极管  $VT_1$  用于增加恒流源驱动能力,电阻  $R_2$ 、 $R_4$  用于限流, $R_3$  和  $C_1$  用于稳定电路,二极管  $VD_1$  用于防倒灌。

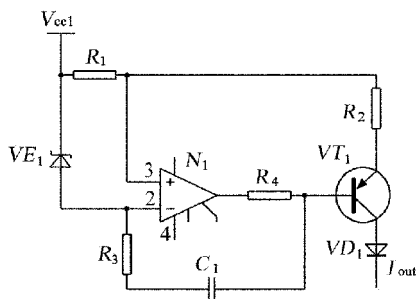


图 2 隔离变换模块恒流源电路简图

## 2.3 线性隔离电路设计

线性隔离电路采用线性光耦<sup>[2]</sup> LOC110 实现,LOC110 隔离信号的线性度指标为 0.02%,隔离电压大于 3000VDC。电路设计要求信号输入与输出不共地,采用线性光耦 LOC110 实现模拟信号隔离的原理如图 3 所示。

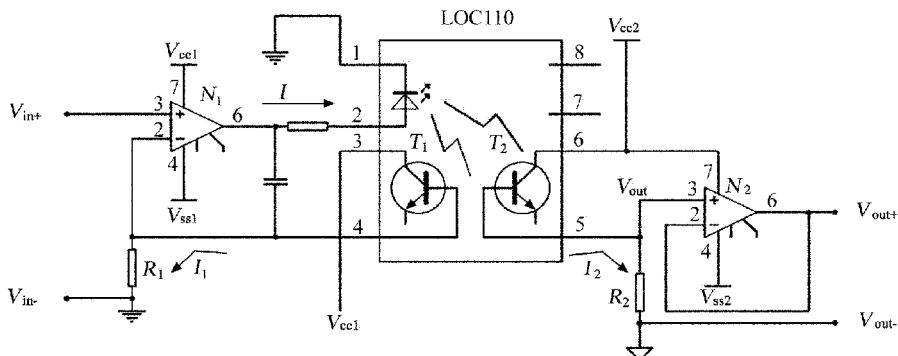


图 3 LOC110 实现线性隔离的原理简图

线性光耦 LOC110 内部有两个受发光二极管控制的三极管  $T_1$ 、 $T_2$ , 它们相互隔离, 输出电流为  $I_1$ 、 $I_2$ , 与通过发光二极管的电流  $I$  成固定的比例关系, 分别为  $K_1$ 、 $K_2$ 。由于  $T_1$  输出的电流  $I_1$  在电阻  $R_1$  上产生的电压值与输入电压值  $V_{in}$  相同, 因此三极管  $T_2$  输出电流在电阻  $R_2$  上产生的电压  $V_{out}$  与  $V_{in}$  成固定的比例关系, 如果  $R_1$  等于  $R_2$ ,  $K_1$  等于  $K_2$ , 则  $V_{out}$  等于  $V_{in}$ 。

2.4 差分放大及转换输出电路设计

差分放大电路在模块中应用的目的, 是将 Pt1000 铂电阻随温度变化而产生的电压变化的绝对值进行提取及放大, 从而转换成 0~10V 的电压信号, 然后通过 AD694 芯片转换成 4mA~20mA 输出。基本原理是: 模块中恒流源电路输出 1mA 电流, 流过 Pt1000 铂电阻和模块内通过电位器调节的一个 763.3Ω 电阻, 在两个电阻上产生两个电压, 两个电压之间的差值变化与铂电阻随温度变化产生的电阻变化成正比。在 -60℃ 时两个电压的差值为 0mV, 在 100℃ 时, 两个电压的差值为 621.8mV, 经过两级放大成 0~10V, 再由 AD694 芯片转换成 4mA~20mA 输出。

铂电阻的阻值变化量随温度升高而减小, 在小温度区间近似为线性变化, 但测量温度变化范围增大会使测量误差变大, 这里在放大电路中采用了正反馈补偿电路设计, 使被测温度值与输出电流值更为接近线性比例关系。

3 实验结果

温度隔离变换模块的电压转化电流电路部分可以进行零位和满度调节。通过调节 AD694 芯片外围零位和满度调节电位器, 通过标准电阻箱模拟铂电阻随温度变化的阻值, 在室温环境下得到的输出电流值和理论值之间的关系如表 1 所示。

表 1 隔离模块温度测量结果

电阻箱阻值 (Ω)	模拟温度 (℃)	理论值 (mA)	实测值 (mA)
763.3	-60	4.000	4.005
842.7	-40	6.043	6.052
921.6	-20	8.073	8.082
1 000	0	10.091	10.098
1 077.9	20	12.095	12.107
1 155.4	40	14.089	14.097
1 232.4	60	16.071	16.088
1 309.0	80	18.042	18.062
1 385.1	100	20.000	20.028

实测结果表明, 在 -60℃~100℃ 温度范围内, 利用线性光耦进行温度隔离测量的误差优于 0.3%。

4 结束语

经实验验证, 通过线性光耦实现温度隔离测量, 其方法可行, 性能指标能够满足多数使用条件要求。在利用铂电阻进行温度隔离测量的领域, 给出了一个行之有效的设计方案。

参考文献

[1] 李素英, 窦真兰, 曾严. 温度传感器三线制接法的测量误差分析[J]. 电工技术, 2011(7): 52~53.  
[2] 吴永红, 江鹏程, 武东健. 采用线性光电隔离放大技术实现模拟信号调理的过程[J]. 宇航计测技术, 2012(6): 38~42.

# 质心标准研究

王小三 闫磊 孙凤举

(北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

**摘要** 工程实践中通常采用标准件作为质心标准。理论研究发现,质心标准件存在较大的不确定性,采用质心标准件校准的质心测量设备量值准确度存疑。在实践中,通过研究创建了全新的质心标准,利用该质心标准对质心测量设备进行了校准,并对两种方法校准的结果进行了比较。应用实践表明,新的质心标准比质心标准件准确度高。

**关键词** 质心 测量 校准 标准样件

## Research on the Centroid Standard

WANG Xiao-san YAN Lei SUN Feng-ju

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

**Abstract** A rigid body, with regular figure, was usually used as the centroid standard in the application of centriod measurement and calibration. But recent researches on the centroid standard found that the value of a rigid body's centroid is often uncertain, which means expecting value of centroid is unequal to real value because of some reasons and might cause serious errors in the centroid measurement. So a new centroid standard without regular figure was developed to calibrate the special equipment. According to comparing results, it's clear that the new standard's centroid outgoes the regular figure's one.

**Key words** Centroid Measurement Calibration Standard specimen

## 1 引言

质心是一个与质量、质量分布及几何特征密切相关的参数,一般用相对参考系下的位置坐标来表征。它是飞行器飞行轨道及姿态调整控制的重要参数,是各类弹丸、火箭弹、导弹、核弹头、鱼雷等武器,中远程导弹、运载火箭、卫星、载人飞船等航天器及搭载设备所需的测量项目,其测量技术具有基础性、共性。

目前,质心测量设备一般采用多点称重法或力矩测差法,依据力平衡及力矩平衡原理计算待测物体质心,但由于质心标准的研究一直处于待发展阶段,测量设备的量值是否准确、可靠一直无法得到有

效证明。工程实践中,一般采用规则形状几何体的形心替代质心,作为质心标准件,对测量设备进行校准。为增强某型号质心测量结果的可靠性,在理论分析标准件法的不确定度不满足要求后,我们采用全新方法研建了质心标准,并利用该标准对质心测量设备进行了校准,校准结果与标准件法相比有较大差异。经实践检验,采用全新理论建立的质心标准校准的数据准确度高。

## 2 质心标准件质心不确定度分析

以图 1 所示圆盘状标准件为例进行分析。该

圆盘采用 1Cr18Ni9Ti 材质,按国标 10 级公差要求。由于质心标准件假定材质密度均匀,直接采用形心替代质心,因此,标准件质心的不确定度主要包含三部分内容:一是形心测量结果引入的不确定度;二是由于加工引起的质心对形心偏移引入的不确定度,三是由于材质密度不均匀引入的不确定度。

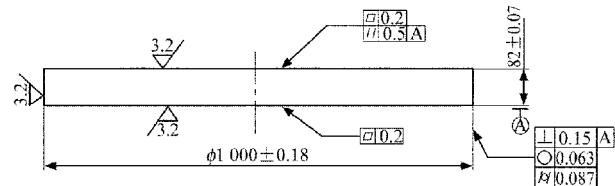


图 1 质心标准件图

## 2.1 形心测量结果引入的不确定度

在实际使用过程中,质心标准只使用一维空间值,即只使用其圆形坐标或圆柱体轴线。考虑采用高准确度三坐标机测量标准件轴线,因此测量结果的不确定度中,测量设备引入的不确定度可忽略,仅考虑被测对象。因轴线测量结果只与圆柱度有关,极限情况下,轴线测量结果的不确定度可采用圆柱度的公差极限进行计算,根据圆柱度的定义,取轴线的扩展不确定度以 97% 的概率位于  $\Phi(2 \times 0.087) = \Phi 0.174$  的圆柱内,轴线测量结果引入的标准不确定度  $u_1$  按公式(1)计算。

$$u_1 = \frac{L}{2 \times k} \quad (1)$$

式中:  $L$ ——圆柱度要求,除以 2 表示其半宽,mm;  $k$ ——覆盖因子,取 3。

根据公式(1),可计算得到  $u_1 = 0.029\text{mm}$ 。

## 2.2 加工引起的质心对理论形心偏移引入的不确定度

加工引起的质心对理论形心偏移,指的是材质密度均匀的条件下,由于加工时不可能得到理想形状而引起的质心对理论形心偏移。该部分内容比较复杂,为便于计算,对计算模型做如下极限假设:(1)圆柱度高度方向分为两个半圆柱部分,一部分的高度为 82.07mm,另一部分的高度为 81.93mm;(2)高度为 82.07mm 的半圆柱,其半径为 500.043 5 mm,高度为 81.93mm 的半圆柱,其半径为 499.956 5 mm;(3)忽略表面粗糙度、平面度、平行度、垂直度、圆度对结果的影响。

两个半圆柱的体积分别为  $64\,468.84\text{ cm}^3$  和  $6\,4336.48\text{ cm}^3$ ,由于假定材质密度均匀,因此,考虑由于加工引起的质心对理论形心偏移引入的不确定

度可按照模型体积进行估算。以半圆截面进行计算,如图 2 所示。过形心与直径平行的弦与半径夹角  $\theta$  按公式(2)计算。

$$\frac{\theta}{360} \times \pi \times r^2 - \frac{1}{2} r^2 \sin \theta = \frac{1}{4} \times \pi \times r^2 \quad (2)$$

式中:  $\theta$ ——过半圆形心、平行于半圆直径的直线与半圆的两交点与半圆圆心的夹角,  $(^\circ)$ ;  $r$ ——半圆半径,mm。

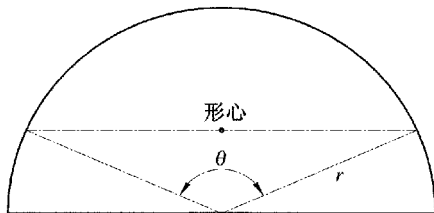


图 2 半圆形心位置关系图

解式(2),  $\theta = 132.346^\circ$ 。

半圆形心到圆心的距离按公式(3)计算。

$$L = r \times \sin(180 - \theta/2) \quad (3)$$

式中:  $L$ ——半圆形心到圆心的距离,mm。

则高度为 82.07mm、半径为 500.043 5 mm 的半圆柱和高度为 81.93mm、半径为 499.956 5 mm 的半圆柱,其形心到圆心的距离分别为 202.005 8mm 和 201.970 6mm。如图 3 所示,质心与形心位置关系根据公式(4)计算。

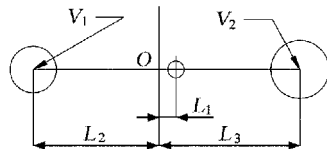


图 3 质心与形心位置关系示意图

$$V_1 \times (L_2 + L_1) = V_2 \times (L_3 - L_1) \quad (4)$$

式中:  $V_1$ ——小半圆柱体体积,  $\text{mm}^3$ ;  $V_2$ ——大半圆柱体体积,  $\text{mm}^3$ ;  $L_1$ ——质心与形心距离, mm;  $L_2$ ——小半圆柱截面圆形心到圆心距离, mm;  $L_3$ ——大半圆柱截面圆形心到圆心距离, mm。

代入已知数据,计算可得  $L_1 = 0.225\text{mm}$ 。

由于以上代入数据均假设了极端情况,因此正常情况可根据以上数据取均匀分布,则由于加工引入的标准不确定度  $u_2$  按公式(5)计算。

$$u_2 = \frac{L_1}{\sqrt{3} \times k} \quad (5)$$

取置信因子  $k = 3$ ,计算可得  $u_2 = 0.043\text{mm}$ 。



2.3 由于材质密度不均匀引入的不确定度

查表可得,1Cr18Ni9Ti 的密度范围为 7.71g/cm<sup>3</sup> 到 7.99g/cm<sup>3</sup>,密度平均值取 7.85 g/cm<sup>3</sup>。计算考虑极端情况,即标准圆柱体由密度为 7.71g/cm<sup>3</sup> 和 7.99g/cm<sup>3</sup> 的两种材料组成,因此形成质心和形心之间的偏离,如图 4 所示。对密度均匀的半圆体,其形心与质心重合,以圆截面进行计算,如图 2 所示,夹角  $\theta = 132.346^\circ$ 。

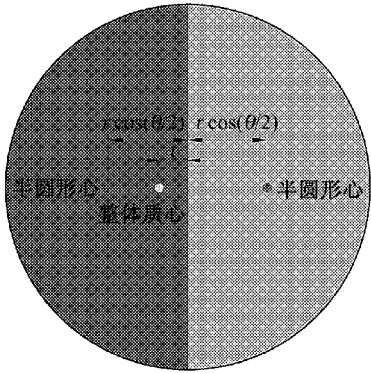


图 4 已知密度范围材料质心与形心最大距离示意图

质心标准样件的形心与质心的距离最大值按公式(6)计算。

$$7.71 \times (r \times \cos 66.173^\circ + t) = 7.99 \times (r \times \cos 66.173^\circ - t)$$
(6)

式中:  $r$  —— 质心标准样件半径, m;  $t$  —— 圆截面上质心与形心的最大距离, m。

解式(6), 可得  $t = 0.007\ 205r$ 。

根据计算,选用 1Cr18Ni9Ti, 极端情况下, 质心形心的最大偏移量为:  $t = 0.007\ 205r$ 。标准件半径为 500mm, 其质心与形心的极限距离达到 3.6mm。则由于材质密度不均匀引入的标准不确定度  $u_3$  按公式(7)计算。

$$u_3 = \frac{t}{\sqrt{3} \times k}$$
(7)

取置信因子  $k = 3$ , 计算可得  $u_3 = 0.693\text{mm}$ 。

2.4 质心标准件质心不确定度

质心标准件质心合成不确定  $u$  按公式(8)计算。

$$u = \sqrt{u_1^2 + u_2^2 + u_3^2}$$
(8)

代入数据, 计算可得  $u = 0.695\text{mm}$ 。

取包含因子  $k = 3$ , 质心标准件质心扩展不确定度  $U$  按公式(9)计算。

$$U = k \times u$$
(9)

代入数据, 计算可得  $U = 2.1\text{mm}$ 。

2.5 不确定度评定的实验验证

在某次高准确度质心计量过程中, 使用 1Cr18Ni9Ti 材质, 生产了  $\Phi 260\text{mm}$ , 高 1.2m 的标准圆柱体, 其底面平面度、轴线直线度、圆度、圆柱度的要求均为 0.005mm, 并经过高准确度三坐标测量仪测量达到设计要求。经实测, 该圆柱体的质心对其轴线的偏离为 0.6mm。理论上, 标准圆柱体的质心位于其轴线上, 根据 GJB2749A-2009 中关于测量标准不确定度验证方法, 如果测量值与理论值之差的模小于或等于扩展不确定度评定结果, 说明不确定度评定是合理的, 否则为不合理。实验证明不确定度评定是合理的。

3 质心标准及应用

3.1 质心标准

根据工程应用实际需求, 采用全新方法建立了质心标准, 其测量范围根据型号具体要求确定, 质心标准  $C_0 \sim C_8$  点在实验室实测坐标值如表 1 所示。

表 1 质心标准  $C_0 \sim C_8$  实验室实测坐标值

点位	坐标值 (mm)	点位	坐标值 (mm)	点位	坐标值 (mm)
$C_0$	(0.036, -0.534)	$C_3$	(-10.325, 27.640)	$C_6$	(-38.323, -32.714)
$C_1$	(14.926, 25.589)	$C_4$	/	$C_7$	(25.952, -15.410)
$C_2$	(24.930, 42.923)	$C_5$	(-23.017, -19.842)	$C_8$	(43.306, -25.399)
备注	经实测, 质心点位 $C_4$ 未达到要求, 实际使用中弃用; 各点的不确定度均小于 0.1mm ( $k = 2$ )。				

3.2 质心标准应用实例

实际科研工作中,某型号为准确测得其质心参数,建立了相应的专用测试设备,并利用质心标准件进行了校准。校准结束后,再应用本研究所得的质心标准对测试设备进行校准。

3.2.1 坐标系转换

将质心标准置于专用测试设备上,并通过外建测量系统,将质心标准的坐标系与测试设备坐标系下进行转换,质心标准的质心点在测试设备坐标系下的坐标值如表 2 所示。

3.2.2 校准原始记录

校准原始记录如表 3 所示。

表 2 质心标准 C<sub>0</sub>~C<sub>8</sub> 在测试设备坐标系下坐标值

质心 点位	质心坐标值 (mm)	质心 点位	质心坐标值 (mm)	质心 点位	质心坐标值 (mm)
C <sub>0</sub>	(0.032,0.032)	C <sub>3</sub>	(-10.412,28.174)	C <sub>6</sub>	(-38.224,-32.266)
C <sub>1</sub>	(14.845,26.201)	C <sub>4</sub>	/	C <sub>7</sub>	(25.998,-14.764)
C <sub>2</sub>	(24.796,43.566)	C <sub>5</sub>	(-22.957,-19.347)	C <sub>8</sub>	(43.382,-24.699)
备注	经实测,质心点位 C4 未达到要求,实际使用中弃用; 各点的不确定度均小于 0.1mm( <i>k</i> =2)。				

表 3 质心校准记录

设备型号		设备编号		环境温度	相对湿度
/		/		( 16~23 ) ℃	( 40~60 ) %
标准名称		测量范围		不确定度	证书编号
质心校准装置		φ100mm		96.4μm( <i>k</i> = 2 )	JC2c2013-06-0030
测量点	实验室质心坐标值 ( mm )	坐标系转换参数	测量设备坐标系下 质心标准坐标值 ( mm )	设备示值 ( mm )	示值平均值 ( mm )
C <sub>0</sub>	( 0.036,0.534 )	Lab 坐标值 <i>y</i> 向平移 -0.566mm, 顺时针旋转 0.1767°	( 0.032,1.100 )	( 3.5650,0.6167 )	( 3.609,0.601 )
				( 3.7655,0.5578 )	
				( 3.4961,0.6299 )	
C <sub>1</sub>	( 14.926,25.589 )		( 14.845,26.201 )	( 18.3768,26.1264 )	( 18.381,26.054 )
				( 18.4257,26.1395 )	
				( 18.3393,25.8967 )	
C <sub>2</sub>	( 24.930,42.923 )		( 24.796,43.566 )	( 28.2080,43.6571 )	( 28.149,43.663 )
				( 28.1474,43.7232 )	
				( 28.0905,43.6093 )	
C <sub>3</sub>	( -10.325,27.640 )		( -10.412,28.174 )	( -7.0431,28.0198 )	( -7.021,28.074 )
				( -7.0225,28.0914 )	
				( -6.9979,28.1106 )	
C <sub>4</sub>	/		/	/	/
				/	
				/	
C <sub>5</sub>	( -23.017,-19.842 )		( -22.957,-19.347 )	( -19.3712,-19.4360 )	( -19.495,-19.482 )
				( -19.5054,-19.5141 )	
				( -19.6096,-19.4949 )	

续表 3

$C_6$	$(-38.323, -32.714)$	Lab 坐标值 $y$ 向平移 $-0.566\text{mm}$ , 顺时针旋转 $0.1767^\circ$	$(-38.224, -32.266)$	$(-35.0032, -32.5510)$	$(-34.963, -32.408)$
				$(-34.9407, -32.3342)$	
				$(-34.9456, -32.3395)$	
$C_7$	$(25.952, -15.410)$		$(25.998, -14.764)$	$(29.6661, -15.2792)$	$(29.781, -15.149)$
				$(29.8681, -15.0766)$	
				$(29.8083, -15.0903)$	
$C_8$	$(43.306, -25.399)$		$(43.382, -24.699)$	$(47.2277, -24.7999)$	$(47.136, -24.987)$
				$(47.1349, -24.9236)$	
				$(47.0439, -25.2382)$	

3.2.3 校准结果分析

质心参考值及示值在同一坐标系下的分布如图 5 所示,单点  $x$  坐标误差及  $y$  坐标误差如图 6 所示。

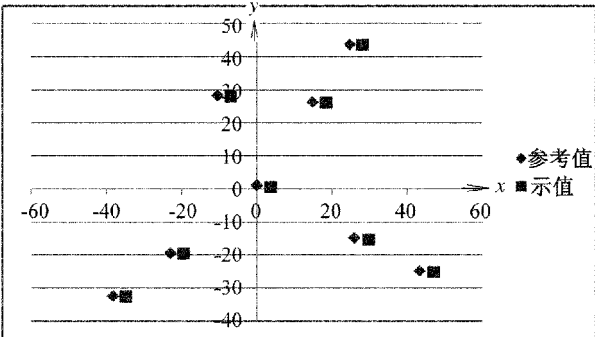


图 5 质心参考值及示值坐标对比图

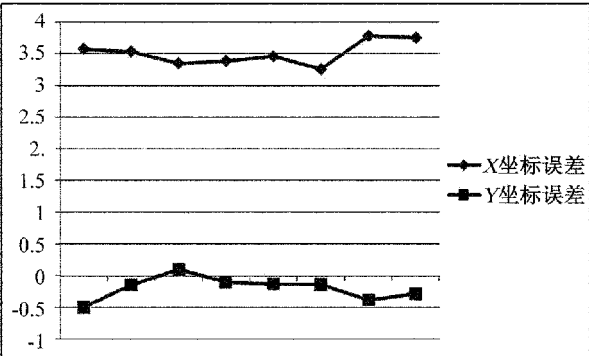


图 6 各点  $x,y$  坐标误差图

由图 5、图 6 可知,质心参考值和示值坐标存在对应关系,各点  $x,y$  坐标均存在误差,但该误差值在一定范围内分散,故可把误差平均值视为系统误差,对测量设备进行修正。质心示值经  $x$  向修正  $-3.51\text{mm}$ 、 $y$  向修正  $0.20\text{mm}$  后,在 95% 的置信区间内,测量结果扩展不确定度为  $x$  向  $0.18\text{mm}$ 、 $y$  向  $0.30\text{mm}$  ( $k=2$ )。

经专家组九次评审并确认该校准结果有效后,采用校准结果对质心测量设备的测量结果进行修正,最终得到测量结果与被测件的理论值高度契合,且被测件已经通过飞行控制试验,验证了经校准后的质心测量结果的可靠性。

4 结束语

根据标准件质心不确定度的构成,标准件质心扩展不确定度主要由密度不均匀引起,占整个不确定度的 90% 以上,因此,通过提高加工要求并不能有效改善标准件的质心不确定度。

采用标准件校准质心专用测试设备后,再使用全新建立的质心标准进行校准,两次校准之间修正值最大达到  $-3.51\text{mm}$ ,而本文分析的质心标准件的质心标准的扩展不确定度为  $2.1\text{mm}$ ,与工程实际不完全吻合。经分析,是由于测试设备测试平面倾斜角度,引起标准件倾斜,质心坐标发生相应改变引起的。经实测,测试平面角度倾斜为  $1.2^\circ$ ,可折算为质心坐标改变量为  $1.7\text{mm}$ ,可以解释修正值与标准件之间的不吻合。

采用全新方法建立的质心标准,可提供更高准确度的质心标准,且测试设备测试平面倾斜对质心标准的应用影响较小,可代表质心标准的发展方向。

参考文献

[1] 裴玉吉.质量计量基础.技术标准出版社,1982.  
[2] Expression of the Uncertainty of Measurement in Calibration, EA-4/02(1999).  
[3] GJB 2749A-2009 军事计量测量标准建立与保持通用要求.

# 一种整体式天然气压缩机气阀故障诊断技术研究

周正义<sup>1</sup> 顾亚雄<sup>1</sup> 杨忠强<sup>2</sup> 田 宝<sup>1</sup> 汤启栋<sup>1</sup>

(1.西南石油大学机电工程学院,成都 610500; 2.佛山市高明燃气有限公司,佛山 528000)

**摘 要** 整体式天然气压缩机在石油化工领域广泛应用,压缩机的正常工作对安全生产具有重要意义。为了有效诊断整体式压缩机气阀部件的故障,采用了 Daubechies 小波基函数对 ZTY470 型整体式天然气压缩机气阀振动信号的分解重构原理,详细介绍了以振动信号的能量为故障特征的故障诊断过程。对气阀阀片断裂和弹簧断裂的故障振动信号进行了小波包分析,并与正常工作时的信号进行了对比。实验表明该方法能准确的进行故障诊断和故障定位,证明了对整体式天然气压缩机气阀故障诊断的有效性。

**关键词** 气体压缩机 阀 振动 故障诊断

## A Research on the Technology for Valve Fault Diagnosis of the Integral Natural Gas Compressor

ZHOU Zheng-yi<sup>1</sup> GU Ya-xiong<sup>1</sup> YANG Zhong-qiang<sup>2</sup> TIAN Bao<sup>1</sup> TANG Qi-dong<sup>1</sup>

(1.School of mechanical engineering, Southwest Petroleum University, Chengdu 610500;

2.Foshan Gaoming Gas Co. Ltd, Foshan 528000)

**Abstract** The integral natural gas compressor is widely used in the petrochemical industry, the normal operation of the compressor has an important effect on safety production. In order to improve the integral compressor valve fault diagnosis problem, on the basis of decomposition and reconstruction principle of Daubechies wavelet function of ZTY470 type integral type natural gas compressor vibration signals, introduces the fault diagnosis process to the energy of vibration signal as fault feature. The fault vibration signal of gas valve and spring fracture is analyzed with wavelet packets, and compared with the signal during the normal operation. Experiments show that this method can accurately carry out fault diagnosis and fault location, proved the validity of integral type natural gas compressor valve fault diagnosis.

**Key words** GAS compressor Valve Vibration Fault diagnosis

## 1 引 言

随着中国对石油和天然气的需求量越来越大,在石油和天然气生产中往复式压缩机的使用更加广

泛。目前,西南油气田分公司往复式天然气压缩机总量已达 300 余台套,装机功率超过  $1 \times 105 \text{ kW}^{[1]}$ ;在西气东输一期工程中,输气管道沿线建设有 22 座压气站,共计 44 台压缩机组,功率达到  $3 \times$



104kW<sup>[2]</sup>。压缩机在这些工艺过程中的正常工作,为保障国民经济建设和人民生活起着极其重要的作用。

ZTY470 型整体式天然气压缩机<sup>[3]</sup>是一种典型的大型往复式压缩机。由于其结构复杂,零部件较多,长期在高温、高压、腐蚀性气体中承受交变冲击载荷,导致气阀部件中阀片和弹簧故障率较高<sup>[4]</sup>,使得气阀工作异常,严重时会导致压缩机停止工作。通过温度、压力、转速等工况参数的监测只能为查找对应故障部件提供有用信息,缺乏对故障定位的准确性和预测性<sup>[5]</sup>。

在气阀部件的振动信号各频率成分的能量中包含有该部件故障信息,某些频带能量的变化与一定的故障存在对应关系。基于这一点,采用了一种“能量—故障”的故障诊断方法。该方法不需要建立设备的结构模型,而直接采集设备各个部件的振动信号数据进行小波包分析,得到设备的故障信息。利用这一特征可以建立起振动信号各频带能量到整体式天然气压缩机各故障状态间的映射关系,通过分析各频率成分能量的变化来诊断设备故障。

## 2 信号小波包分析的原理

整体式天然气压缩机气阀故障诊断技术研究中,主要是通过对气阀振动信号进行小波包分解,重构各频带信号,计算各频带信号能量并构造能量特征向量,通过对比故障与正常工作的气阀能量特征向量判断故障。

### 2.1 振动信号的小波包分解

选取适当的小波函数是信号小波故障分析的基础,小波函数一经确定,在整个小波分析过程都不能作出改变。一般情况,小波函数根据是否具有紧支集, N 阶消失矩, 对称性和连续可微四个原则来选取。Daubechies 小波<sup>[6,7]</sup>是典型的具有紧支撑性和足够的消失矩阶数的正交小波,实验证明选取 6 阶的 Daubechies 小波作为气阀故障诊断小波基函数最为合适。同时,小波包分解层数的选取也尤为重要,如果小波包分解的层数过少,则不能有效地提取故障特征;如果分解层数过多,生成的特征向量的维数过大,则会影响诊断速度。根据整体式天然气压缩机故障特征,本文采用 3 层小波包分解构成 8 维特征向量,能够有效识别气阀的故障特征<sup>[8,9]</sup>。

振动信号的小波包分解使用 matlab 中小波工

具箱提供的函数

$$t = \text{wpdec}(S, 3', \text{db6}', 'shannon') \quad (1)$$

式中:  $S$ ——被分解信号;  $3$ ——分解层数;  $\text{db6}$ ——分解所采用的小波类型;  $\text{shannon}$ ——分解所选取的熵值,分别提取第 3 层从低频到高频 8 个子频带的信号特征。

### 2.2 重构小波包分解系数

重构小波包分解系数使用 matlab 小波工具箱提供的函数

$$S = \text{wprcoef}(t, N) \quad (2)$$

式中:  $t$ ——被重构的信号;  $N$ ——所重构的节点。

用  $S_{30}$  表示  $X_{30}$  的重构信号,  $S_{31}$  表示  $X_{31}$  的重构信号,其他以此类推。在此使用  $\text{wprcoef}$  函数重构系数时只对第 3 层的所有节点进行处理,这样就得到各个子频带的重构信号  $S_{30}, S_{31}, \dots, S_{37}$ 。重构后的信号  $S$  可以表示为

$$S = S_{30} + S_{31} + S_{32} + S_{33} + S_{34} + S_{35} + S_{36} + S_{37} \quad (3)$$

### 2.3 求各频带信号的总能量

小波包分解后各频带信号  $S_{3j}(j=0, 1, \dots, 7)$  对应的能量  $E_{3j}(j=0, 1, \dots, 7)$  可由如下公式求得

$$E_{3j} = \int |S_{3j}(t)|^2 dt = \sum_{k=1}^n |X_{jk}|^2 \quad (4)$$

式中:  $X_{jk}(j=0, 1, \dots, 7; k=1, 2, \dots, n)$ ——重构信号  $S_{3j}$  的离散点的幅值。由式(4)计算出信号  $S$  各频带能量值。

### 2.4 构造能量特征向量

当整体式天然气压缩机的气阀发生故障时,这些故障将对各频带信号的能量产生较大的影响。因此,以故障信号各频带信号能量为元素构造一个故障特征向量  $T$  如下

$$T = \{E_{30} + E_{31} + E_{32} + E_{33} + E_{34} + E_{35} + E_{36} + E_{37}\} \quad (5)$$

式中:  $E_{3j}(j=0, 1, \dots, 7)$ ——分别对应 8 个子频带的 8 个能量元素。

一般情况,能量特征向量中元素值都较大,不利于数据分析。因此,将特征向量  $T$  进行归一化处理,令

$$E = \left( \sum_{j=0}^7 |E_{3j}|^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (6)$$

则归一化后的特征向量为

$$T' = \left\{ \frac{E_{30}}{E}, \frac{E_{31}}{E}, \frac{E_{32}}{E}, \frac{E_{33}}{E}, \frac{E_{34}}{E}, \frac{E_{35}}{E}, \frac{E_{36}}{E}, \frac{E_{37}}{E} \right\} \quad (7)$$

由此,可以绘出信号  $S$  归一化后的特征向量和特征向量图。

3 诊断实例应用

下面是研究中使用振动信号采集和分析系统在天然气增压站现场采集的 ZTY470 型整体式天然气压缩机气阀正常工作的时域波形,如图 1 所示。

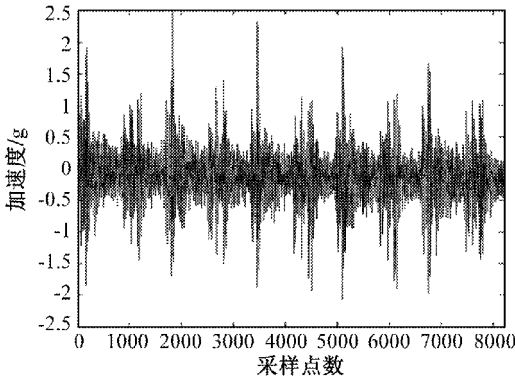


图 1 正常气阀振动时域信号图

从气阀振动时域波形可以看到气阀振动信号大致是周期信号,气阀开启-保持到气阀关闭-保持为一个工作周期过程。图中显示了 5 个周期的信号波形,在气阀的运动过程中,由于气阀开启时阀片与缓冲片、升程限制器的碰撞,关闭时阀片与阀座的碰撞导致时域波形幅值约为气阀保持开启和关闭时的 4~5 倍。

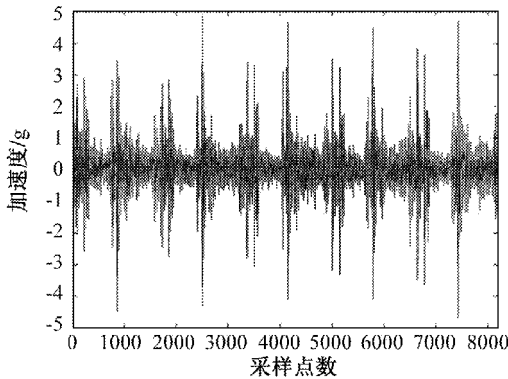


图 2 阀片断裂气阀振动时域信号图

图 2,图 3 分别是阀片断裂和弹簧断裂的振动时域信号。根据图形可以看出,气阀正常工作和存在故障时的时域波形没有明显区别,只有在振幅上存在一定差异,很难判断气阀是否存在故障以及故障类型,这就需要对信号进一步处理才能进行故障诊断。

根据信号小波包分析,得到气阀振动信号归一

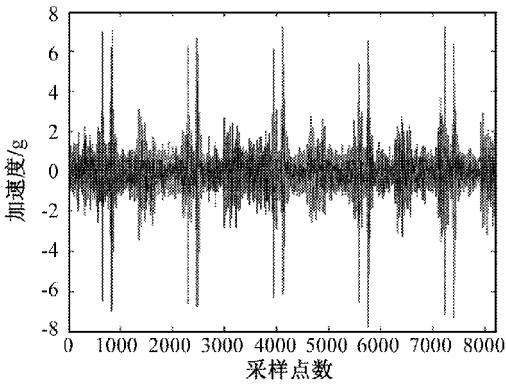


图 3 弹簧断裂气阀振动时域信号图

化后特征向量表 1,根据其数值绘制气阀振动信号的能量特征向量图如图 4、图 5、图 6 所示。其中,横坐标 1、2、…、8 表示气阀振动信号 3 层小波分解后从低频到高频的 8 个子频带  $S_{30}$ 、 $S_{31}$ 、…、 $S_{37}$ ;纵坐标表示 8 个子频带归一化后的特征向量数值。

表 1 气阀振动信号归一化后特征向量表

信号类型 信号频带	信号类型		
	正常信号	阀片断裂	弹簧断裂
$S_{30}$	0.058 9	0.060 2	0.056 5
$S_{31}$	0.256 9	0.408 7	0.133 7
$S_{32}$	0.277 5	0.478 2	0.165 2
$S_{33}$	0.159 4	0.304 6	0.145 3
$S_{34}$	0.275 8	0.306 3	0.404 5
$S_{35}$	0.586 6	0.633 8	0.889 5
$S_{36}$	0.566 7	0.618 6	0.870 8
$S_{37}$	0.275 9	0.326 7	0.448 2

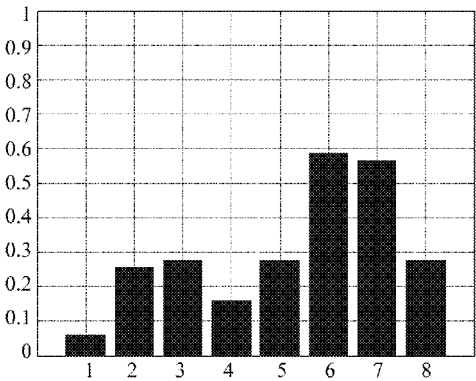


图 4 正常气阀振动信号的特征向量图

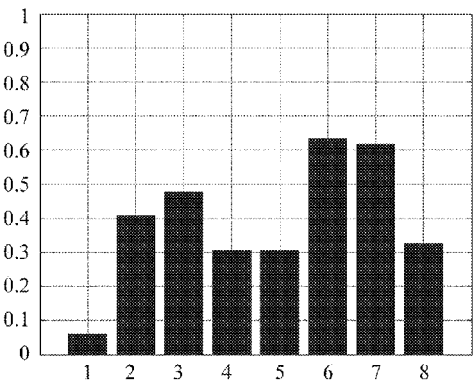


图 5 阀片断裂气阀振动信号的特征向量图

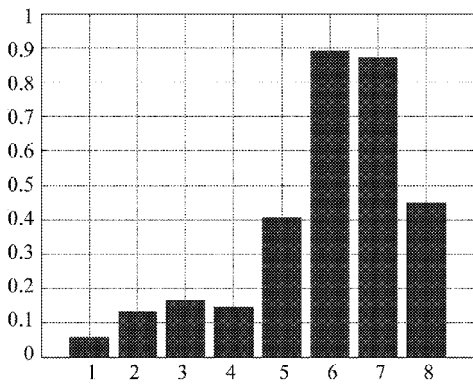


图 6 弹簧断裂气阀振动信号的特征向量图

4 诊断实例分析

根据气阀阀片断裂和弹簧断裂的归一化特征向量,分别与正常气阀工作时的特征向量图进行对比,信号各频带特征向量值变化率如表 2、表 3 所示。

表 2 阀片断裂各频带特征向量变化率

信号频带	正常信号	阀片断裂	能量变化率
$S_{30}$	0.058 9	0.060 2	+2.2%
$S_{31}$	0.256 9	0.408 7	+59.1%
$S_{32}$	0.277 5	0.478 2	+72.3%
$S_{33}$	0.159 4	0.304 6	+91.1%
$S_{34}$	0.275 8	0.306 3	+11.1%
$S_{35}$	0.586 6	0.633 8	+8.0%
$S_{36}$	0.566 7	0.618 6	+9.2%
$S_{37}$	0.275 9	0.326 7	+18.4%

表 3 弹簧断裂各频带特征向量变化率

信号频带	正常信号	弹簧断裂	能量变化率
$S_{30}$	0.058 9	0.056 5	-4.1%
$S_{31}$	0.256 9	0.133 7	-48.0%
$S_{32}$	0.277 5	0.165 2	-41.5%
$S_{33}$	0.159 4	0.145 3	-8.8%
$S_{34}$	0.275 8	0.404 5	+46.7%
$S_{35}$	0.586 6	0.889 5	+51.6%
$S_{36}$	0.566 7	0.870 8	+53.7%
$S_{37}$	0.275 9	0.448 2	+62.4%

从表 2、表 3 中可以看出特征向量图明显分为三部分:

第一部分:横坐标为 1 的部分,这部分纵轴值分别表示气阀振动信号 3 层小波包分解和重构后低频带信号  $S_{30}$  的能量相对值。这部分能量一般是由整体式天然气压缩机动力部件振动产生。三个特征向量图上的此部分值最小,且在气阀正常工作和发生故障时都没有明显变化,这是因为气阀出现故障不会影响到压缩机的动力部件的振动信号。

第二部分:横坐标为 2、3、4 时的部分,这部分纵轴值分别表示气阀振动信号 3 层小波包分解与重构后中低频带信号  $S_{31}$ 、 $S_{32}$ 、 $S_{33}$  的能量相对值。这部分能量是由气流通过气阀时的脉动冲击振动信号产生。通过对比图 4 与图 5,当气阀阀片断裂时,气阀漏气导致中低频振动加剧,能量特征向量值分别增加了 59.1%、72.3%、91.1%;由于阀片断裂失效,伴随弹簧出现颤振,使得高频振动加剧,相应能量特征向量值分别增加 11.1%、8.0%、9.2%、18.4%,故可以将 2、3、4 这三列作为阀片断裂故障的判断依据。

第三部分:横坐标为 5、6、7、8 时的部分,这部分纵轴值分别表示气阀振动信号 3 层小波包分解与重构后高频带信号  $S_{34}$ 、 $S_{35}$ 、 $S_{36}$ 、 $S_{37}$  的能量相对值。这部分能量是在气阀开启和关闭过程中,阀片对升程限制器和阀座的碰撞产生高频振动信号产生。通过对比图 4 与图 6,当气阀弹簧断裂时,弹

簧的缓冲作用减弱,气阀开启和关闭时阀片对升程限制器和阀座的碰撞加剧,对应的这一部分幅值变化最明显,分别增加了 46.7%、51.6%、53.7%、62.4%;由于弹簧失效,导致气阀开启和关闭的时间延长,气流脉动引起的振动减小,中低频信号能量特征向量值分别减小 48.0%、41.5%、8.8%,故可以将横坐标为 5、6、7、8 的四列作为弹簧是否出现故障的判断依据。

## 5 结束语

整体式天然气压缩机结构复杂,产生故障的原因很多。在长期的生产实践中,人们发现压缩机最常见的故障零部件有气阀、活塞、十字头等,其中气阀故障占总故障数的 60%,故将气阀故障的诊断作为研究的重点。在实际故障诊断中,通过对比分析正常状态下的特征向量图 4 和故障状态下的特征向量图 5 和图 6,根据其能量特征向量的变化率可以较清楚地看出气阀是正常状态或是存在故障,也能很好的区别阀片断裂和弹簧断裂。将这种方法应用于整体式天然气压缩机气阀的故障诊断中,能够准

确的判断出设备的故障,克服了其他方法存在的诊断不准确的问题。

### 参考文献

- [1] 马科笃,潘何,吴静等.对天然气压缩机全面故障管理的研究[J].设备管理与维修,2013,(2):10~14.
- [2] 郭刚.西气东输天然气压缩机组的维护管理探讨[J].燃气轮机技术,2007,20(3):57.
- [3] 唐静.往复式压缩机故障诊断方法综述[J].辽宁信息职业技术教育,2006:44~45.
- [4] 马科笃,潘何,吴静等.对天然气压缩机全面故障管理的研究[J].设备管理与维修,2013,(2):10~14.
- [5] 孙付伟,铁占续,程艳霞.压缩机气阀损坏机理及预防措施分析[J].仪器仪表,2006,13(5):155~157.
- [6] 周伟.MATLAB 小波分析高级技术[M].西安:西安电子科技大学出版社,2006:1~3.
- [7] 高成.Matlab 小波分析与应用[M].第2版.北京:国防工业出版社,2007:1~2.
- [8] 梁学章,何甲兴,网新民.小波分析[M].北京:国防工业出版社,2005:11~14.
- [9] 高成. Matlab 小波分析与应用[M].第2版.北京:国防工业出版社,2007:10~12.

(上接第 66 页)

## 6 结束语

本文基于 CAD 软件和机身电磁计算网格法,分析并估算了无人直升机的 RCS 特性,计算结果可用于无人直升机的 RCS 的计算、无人直升机的 RCS 增减以及模拟来袭直升类目标特性。

### 参考文献

- [1] 赵然.方兴未艾的旋翼无人机[J].航空知识,2011.11.
- [2] 朱迪.直升机旋翼回波特性建模[J].上海航天,2009.05.
- [3] 杜兰等.直升机雷达回波的分析与检测[J].西安电子科技大学学报,2003.05.
- [4] 吴晓勤等.带有形状参数的 Bezier 三角曲面片[J].计算机辅助设计与图形学学报,2006.11.



# 双脉冲瞬态散斑全场测量方法研究

温聚英<sup>1</sup> 张大治<sup>2</sup> 程琳<sup>1</sup> 施卫科<sup>3</sup>

(1.中国运载火箭技术研究院研究发展中心,北京 100076;

2.中航工业北京长城计量测试技术研究所,北京 100095;

3.中国人民解放军 96626 部队,浙江 322100)

**摘要** 散斑测量技术在瞬态振动过程测量中具有不可或缺的重要地位。提出双脉冲瞬态散斑全场测量技术,解决了双脉冲激光器与双曝光相机的时序同步的关键技术,设计了基于双脉冲激光器的瞬态散斑光路系统,搭建了双脉冲瞬态散斑全场测量系统,从而实现了(2~800) $\mu\text{s}$ 时间间隔内连续可调的瞬时振动形貌的测量。

**关键词** 脉冲 瞬态响应 测量 振动

## Investigation on Technology of Double-pulse Transient Speckle Vibration Measurement

WEN Ju-ying<sup>1</sup> ZHANG Da-zhi<sup>2</sup> CHEN Lin<sup>1</sup> SHI Wei-ke<sup>3</sup>

(1.China Academy of Launch Vehicle Technology Research and Develop Center, Beijing 100076;

2.Changcheng Institute of Metrology & Measurement, Beijing 100095; 3. 96626 Unit of PLA, Zhejiang 322100)

**Abstract** Aiming at the impact of digital speckle pattern interferometry on the transient vibration measurements, the technology on double digital speckle pattern interferometry was conducted. Uniform distribution of laser beam energy by space filter is achieved, and double-pulse laser and high-speed camera work synchronously by controlling time accurately. The transient speckle interference pattern is acquired with the proposed method. The research seeks to investigate and provides transient vibration measurements with double-pulse interval from 2 $\mu\text{s}$  to 800 $\mu\text{s}$ .

**Key words** Pulse Transient response Measurement Vibration

## 1 引言

数字散斑干涉测量是对全场位移和应变进行量化分析的光测方法,它的基本原理是通过比较试件变形前后表面散斑图的变化,来获得位移和应变

场等力学信息。该技术具有非接触、高分辨率、全场漫反射表面测量等优点,在复杂结构、微小结构、薄壁结构的动态特性分析和瞬态过程测量中有着不可或缺的应用价值,在武器型号的试验研究中发挥着重要作用<sup>[1]</sup>。

收稿日期:2014-08-13, 修回日期:2014-12-16

基金项目:国防科技工业技术基础科研项目(C20303144)

作者简介:温聚英(1983-),女,硕士,主要研究方向:地面试验测试技术。

对数字散斑干涉系统而言,传统上采用 He-Ne 激光器作为光源的双曝光散斑系统,采集两幅分离的散斑图的时间间隔至少为 20ms,因此只适用于测量物体变化相对较慢且外界干扰小的情况;而采用 LD 泵浦 Nd:YAG 激光器作为光源的双曝光散斑系统,可以检测到物体在时间间隔为几个到几百个微秒的运动状况,因此它适用于检测物体的瞬态位移。

国外在电子散斑全场测量方面的研究非常广泛,形成了多种实用化的产品,特别在瞬态数字散斑全场测量方面取得了进展。DANTEC 公司已经推出了商用化的产品,为了适应更复杂的情况,欧洲几个国家正在联合从事此方面的研究。国内在数字散斑测量方面的研究主要集中在无损检测和微位移振动模态分析,其中中国计量学院、长春理工大学、南京航空航天大学等研究机构开展了此方面的研究<sup>[2,3,4]</sup>。在瞬态测量方面,天津大学则在实验室搭建了试验系统,其双脉冲间隔为  $(650 \sim 800) \mu\text{s}$ ,在测量微小瞬时形貌方面还存在一定差距<sup>[5]</sup>。针对目前该领域国内空白的现状,开展瞬态数字散斑全场测量技术研究。

## 2 双脉冲瞬态散斑测量系统组成

### 2.1 双脉冲瞬态散斑干涉测量原理

采用 Michelson 离面位移电子散斑干涉测量光路,测量振动物体的瞬时位移场。激光器发出的激光束被扩束镜发散后经过准直透镜形成平行光,接着,

平行光束经过 5/5 分光镜分成两束平行光,分别打到待测量的被测物面和作为参考的参考物面,测量物面和参考物面上形成的两个激光散斑场再次经过 5/5 分光镜后通过成像透镜最终在 CCD 靶面上成像。引入脉冲同步控制电路,调节脉冲触发信号,使高速 CCD 可以记录下两个激光脉冲照明时被测物体表面的干涉散斑场,实现电子散斑干涉图的采集。将两个散斑场相减,获得 ESPI 散斑干涉条纹图。用位相分析的方法处理此干涉条纹图,提取其散斑条纹的位相信息,并进一步转化为瞬时位移场信息。

### 2.2 系统硬件组成

基于双脉冲激光器的瞬态数字散斑测量系统主要由双脉冲激光器、光学系统、高精度同步控制器、图像采集系统、瞬态散斑控制及数据处理系统五部分组成。激光器发出单纵模 532nm 波长的激光,通过瞬态散斑光路系统,测量光和参考光在成像透镜处干涉,图像采集系统获得带有振动特征的散斑图像。高精度四通道示波器实时监控激光器双脉冲能量比及时序匹配图。高精度同步控制器对双脉冲激光器和高速相机进行同步开启控制,通过精确的时序控制实现两者的同步工作,使高速相机能够分别抓拍到连续两个脉冲光照亮被测表面的两个瞬间。通过图像相减程序得到瞬态散斑条纹图,选用 Daubechies 小波基中 db10 作为小波基,采用正交小波变换滤波方法很好的抑制了瞬态散斑噪声,并采用条纹中心线法提取包含在散斑条纹中的位相信息,从而获得瞬态振动位移场,最终绘制瞬时振动形貌。测量系统框图如图 1 所示。

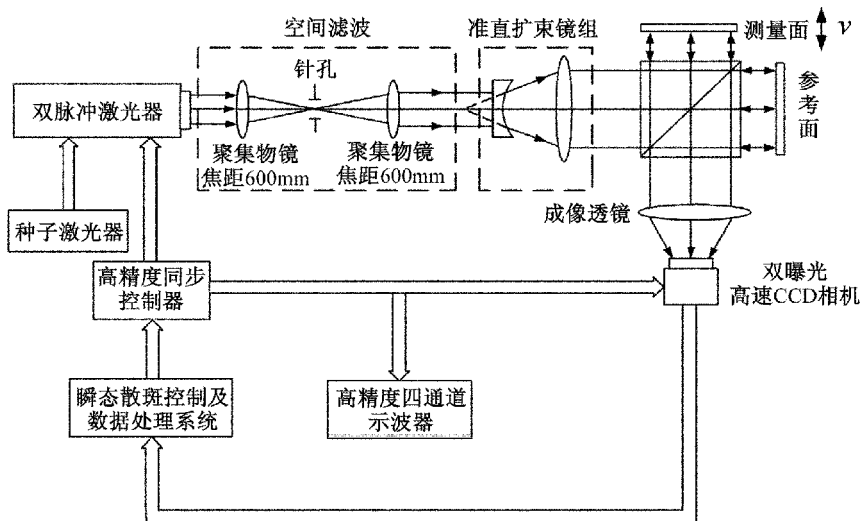


图 1 基于双脉冲激光器的瞬态散斑测量系统框图

### 2.3 光路系统搭建

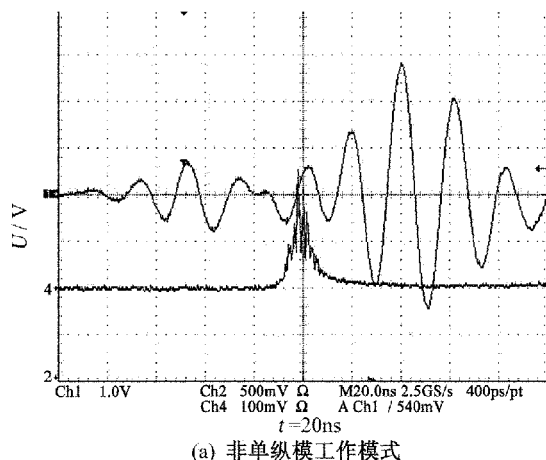
由于双脉冲激光器出射光束光强分布属于高斯分布,光斑外圈会出现光圈,导致光斑能量分布不均匀,影响干涉效果。为了改善出射光斑质量,采用空间滤波的方法进行处理,选取2片 $f=600\text{mm}$ 长焦凸透镜(防止因聚焦点束腰半径过小导致电离空气而击穿针孔)和 $0.5\text{mm}$ 针孔组成的空间滤波镜组,对光斑进行空间滤波,可有效消除光斑不均匀的现象,获得均匀的光强分布。为获得较大的测量面积,空间滤波后的光束经准直扩束透镜组进行扩束和准直,并由分光镜分为一路参考光和一路测量光,分别入射到参考表面和被测表面上,两散射光在分光镜处汇合发生干涉,并被高速相机接收。

### 2.4 双脉冲激光器的选择

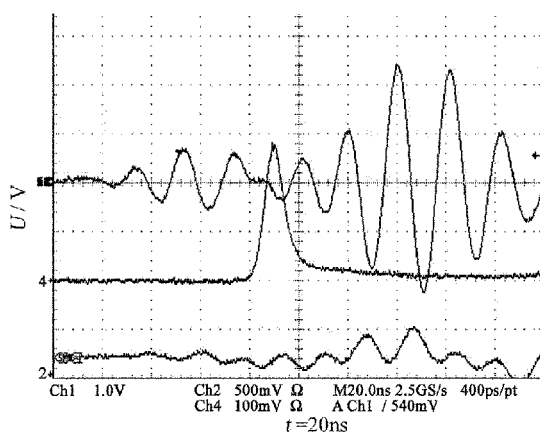
为了保证测量光与参考光的相干性,该系统选用单纵模激光器(Q-开关倍频注入种子式Nd:YAG

激光器)。该激光器为双脉冲激光器,产生波长为 $532\text{nm}$ ,重复频率高达 $10\text{Hz}$ ,每秒产生10对激光脉冲,每对激光脉冲间隔为 $2\mu\text{s}\sim 800\mu\text{s}$ 之间可调,每一个激光脉冲持续时间大约为 $7\text{ns}$ ,通过调节激光脉冲间隔来测量物体瞬态变化量。

激光器采用外置的单频光纤输出的DPSSL激光器作为种子,注入YAG振荡腔后可以得到 $0.0003\text{cm}^{-1}$ 的线宽,相干长度在基频 $1064\text{nm}$ 时可以达到 $1.8\text{m}$ 。激光器的单纵模及双脉冲工作模式对于瞬态散斑微小位移的测量是最基本的条件。图2是激光器单纵模模式的检测。图2a激光脉冲波形有很多毛刺,不光滑,这个条件判断它并非相干光模式。图2b激光脉冲波形很光滑,无毛刺,说明该工作状态下的激光器是单纵模模式,可以用于散斑干涉实验。



(a) 非单纵模工作模式



(b) 单纵模工作模式

图2 激光器单纵模模式判别图

## 3 双脉冲激光器和高速相机时序同步控制技术

双脉冲ESPI技术中的高速图像采集同步控制是实现双脉冲ESPI的关键之一,由于激光器的两个脉冲之间的间隔时间很短,单脉冲持续时间只有 $7\text{ns}$ ,因此需要精确的同步控制系统控制激光器和相机,使得两个脉冲分别落在相机双帧工作曝光时间内,从而分别获得两个脉冲照亮物体时的散斑图像。

为了解决双脉冲激光器和高速相机的时序同步控制关键技术,通过一个外部装置产生一个启动信号,经一个同步控制器分别触发激光器发光和数字相机采集。双脉冲激光器的闪光灯与外触发信号

同步开启,开启延迟时间不大于 $4\text{ns}$ ,可以忽略不计,光脉冲发出时刻并不是闪光灯开启时刻,而是Q开关的开启时刻。Q开关在闪光灯开启的持续时间内,连续开关两次,从而实现两个光脉冲的发出。假设Q开关的开启时刻与闪光灯的开启时刻之间的延迟时间为 $t_1$ ,双脉冲间隔为 $\Delta t$ ,闪光灯持续时间为 $t$ ,由于闪光灯持续时间内能量并不恒定,呈高斯分布,因此通过调节 $t_1$ 和 $\Delta t$ 的设置可实现两个激光脉冲的能量比,为获得信噪比好的散斑图像,尽量使得激光器双脉冲能量相当。

图3为双脉冲激光器和高速相机的同步时序控制关系图。高速相机的快门开启时间为 $(4\sim 5)\text{ns}$ ,两次曝光之间的时间间隔也在 $10\text{ns}$ 以下,均可忽略不计。由图3可见,要求精确设置相机第一帧



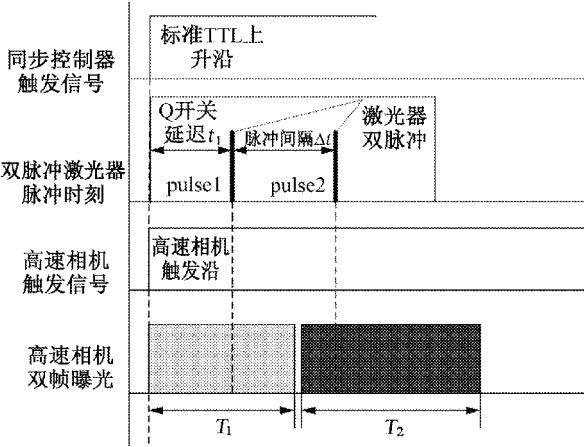


图3 双脉冲激光器与相机同步时序控制图

曝光时间  $T_1$ , 使得第一帧能够捕获到激光器的第一个脉冲, 而第二帧曝光时间  $T_2$  较长, 可达 ms 量级, 因此只要保证两次曝光间隔落在激光器两个脉冲间隔的时间范围内, 即可确保相机能够拍到连续两幅脉冲图像。即

$$t_1 < T_1 < t_1 + \Delta t \tag{1}$$

在调试过程中, 既要保证两个激光脉冲能量对比, 又要保证连续拍到两幅脉冲图像, 同时由于受到系

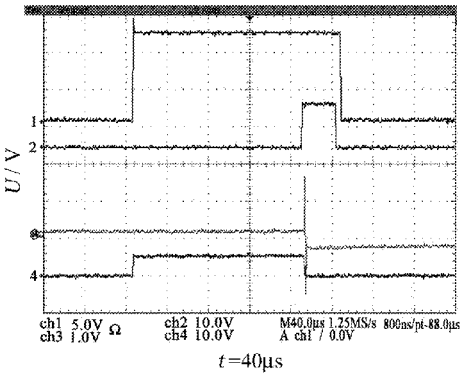
统工作性能的影响, 实际设置的参数往往与理论分析存在一定的偏差, 需要在实验中不断的尝试和摸索。

4 双脉冲瞬态散斑测量实验分析

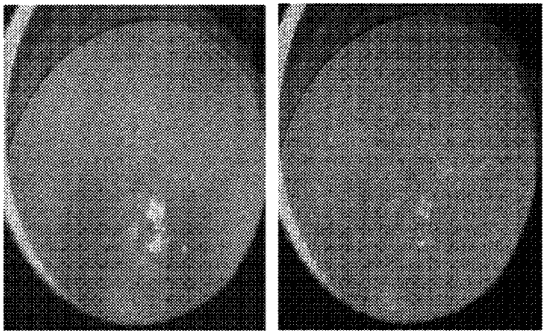
试验工作中采用研制的压电振动激励系统作为被测物体, 压电振动台激励系统工作频率可以从 250Hz 到 5kHz 连续可调。通过多通道高速示波器实时监控激光器及相机的时序控制, 采用快速响应的光电探测器探测激光脉冲。

4.1 双脉冲间隔为 2μs 时

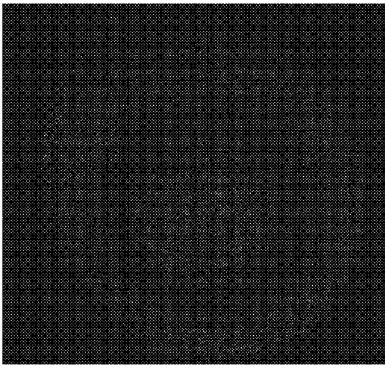
试验中激光器工作双脉冲间隔为 2μs 时, 闪光灯闪光时间持续为 200μs, 周期为 7Hz。相机工作频率设定为 7Hz, 与激光器工作频率一致。该激光器双脉冲间隔可测量振动变化频率高达 200kHz 的物体。要实时调节激光器参数使得双脉冲能量相当, 又不会将光学元件烧坏。相机第一帧曝光时间要跨越激光器的第一个脉冲, 要求第一帧时间符合  $162\mu s < T_1 < 164\mu s$  约束。示波器检测到的时序图如图 4a 所示。相减后的条纹图见图 4c 所示, 处理得到的振动形貌图如图 4d 所示。



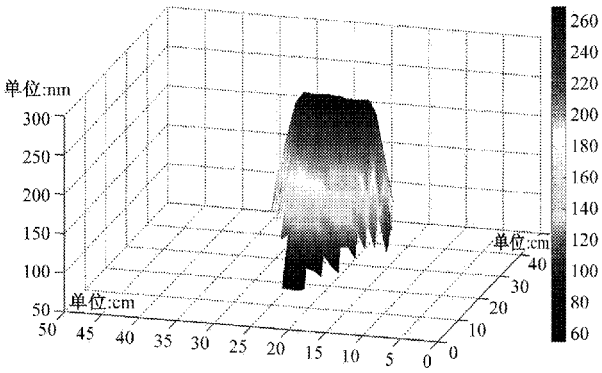
(a) 脉冲间隔为2μs时的时序图



(b) 连续两帧散斑图像



(c) 相减的条纹图



(d) 瞬时振动位移形貌图

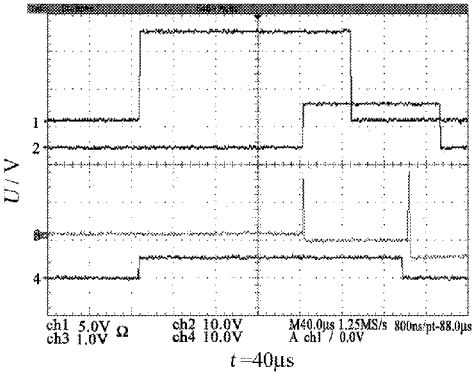
图4 双脉冲间隔为 2μs 的某次试验图片及处理结果图



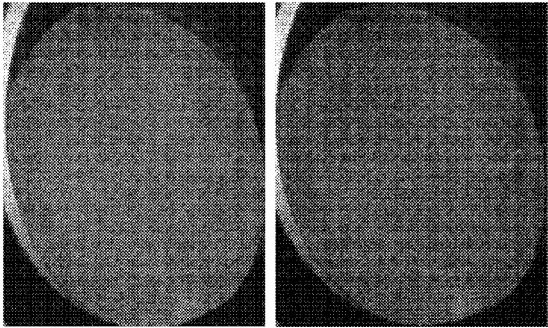
4.2 双脉冲间隔为 100μs 时

试验中激光器工作双脉冲间隔为 100μs 时,闪光灯灯闪时间持续为 200μs,周期为 7Hz,相机工作频率设定为 7Hz,与激光器工作频率一致。该激光器双脉冲间隔可测量振动变化频率高达 10kHz 的物体。通过调整激光器各个参数,使得激光器双脉冲能量相当。相机第一帧曝光时间要求跨越激光器的第一个脉冲,那么第一帧时间受  $155\mu s < T_1 < 255\mu s$  约束。示波器检测到的时序图如图 5a 所示。相机

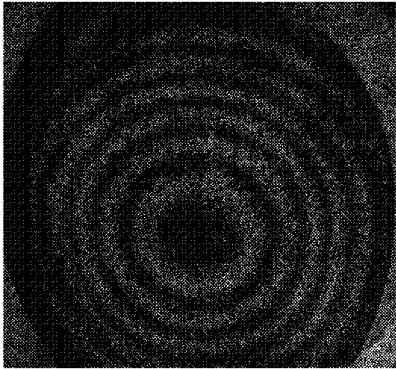
采集到脉冲间隔 100μs 的某连续两幅图片见图 5b 所示。相减后的条纹图见图 5c 所示,处理后得到的振动形貌图如图 5d 所示。当压电振动台频率为 1kHz,电压激励幅值为 105.5Vpp 时,在采集的连续两幅图片时间间隔内,最大可获得的振动位移为圆盘中心振动位移峰峰值的 1/5,实测此时的中心位移峰峰值为 5.05μm,因此在 100μs 瞬时散斑测量系统测量的振动位移最大在 1μm 左右。



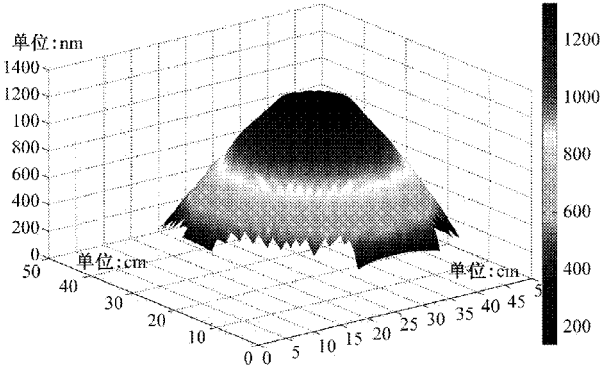
(a) 脉冲间隔为100μs时的时序图



(b) 连续两帧散斑图像



(c) 相减的条纹图



(d) 瞬时振动位移形貌图

图 5 双脉冲间隔为 100μs 的某次试验图片及处理结果图

4.3 双脉冲间隔为 800μs 时

试验中激光器工作双脉冲间隔为 800μs 时,激光器闪光灯每开启一次出射一个激光脉冲。相机工作频率与激光器工作频率一致。该激光器双脉冲间隔可测量振动变化频率高达 1kHz 的物体。相机第一帧曝光时间要求跨越激光器的第一个脉冲,则第一帧时间要求符合  $250\mu s < T_1 < 1050\mu s$  约束,示波器检测到的时序图如图 6a 所示。相机采集到的脉冲间隔 800μs 的某连续两幅图片见图 6b 所示。相减后的条纹图见图 6c 所示,处理得到的振动形貌图如图 6d 所示。压电振动台工作频率设置为 250Hz,理

想状态下可以获得圆盘中心振动位移峰峰值的 2/5,当激励电压为 80Vpp 时,实测此时的中心振幅峰峰值为 5.96μm,因此在间隔 800μs 瞬时散斑测量系统测量的振动位移最大在 2.4μm 左右。

该项目分别对双脉冲间隔为 2μs、100μs 和 800μs 三个试验点进行试验,在每个试验点,选择适合的振动频率,并采用瞬态散斑条纹图解调软件对相减条纹图进行滤波和相位提取,获得双脉冲间隔内的瞬时振动位移分布,并最终绘制三维振动形貌图。具体试验数据见表 1 所示。

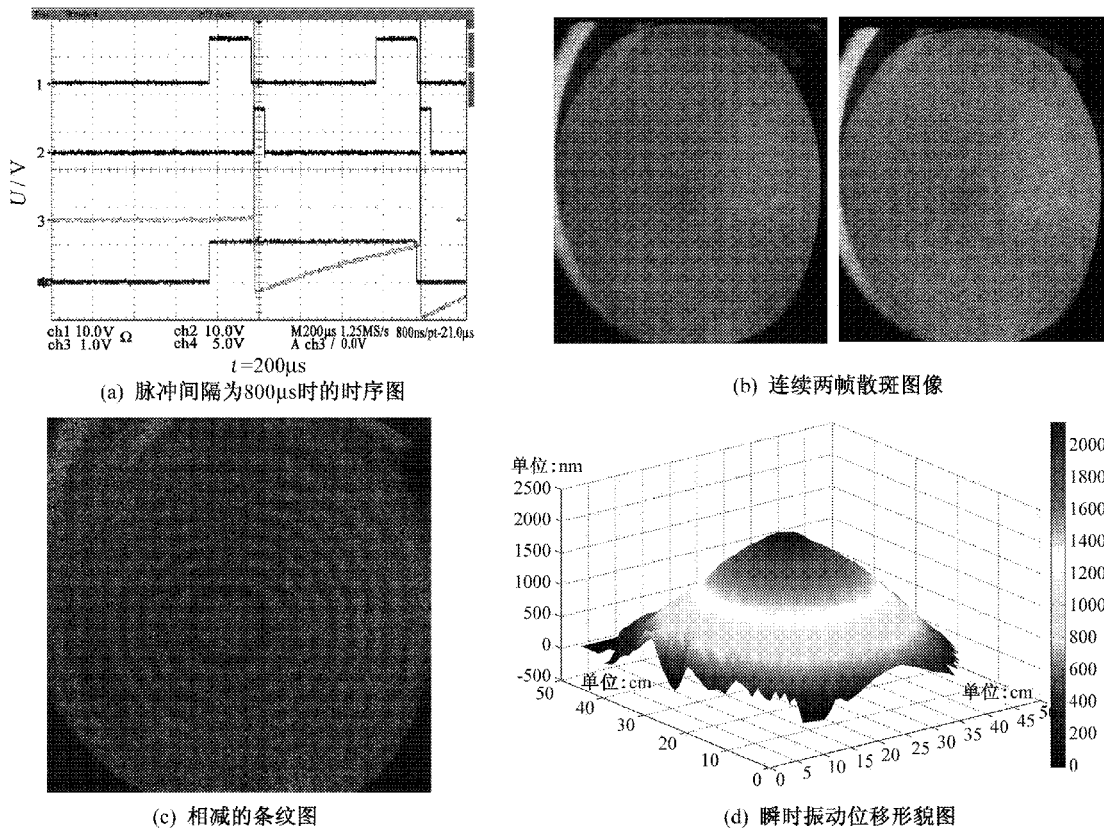


图 6 双脉冲间隔为 800μs 的某次试验图片及处理结果图

表 1 双脉冲瞬态散斑测量试验数

双脉冲 间隔时间 μs	振动台 振动频率 Hz	振动台 激励振幅 μm	双脉冲瞬态 散斑测量结果 nm
2	160	580	266
	160	580	547
	160	580	822
100	1000	5.05	417
	1000	5.05	833
	1000	5.05	1013
800	250	4.96	1067
	250	4.96	2132
	250	4.96	2342

5 结束语

5.1 采用双脉冲激光器和高速相机分别作为光源和光电接收器件,通过同步控制器实现了两者的精

确时序控制,从而实现了(2~800)μs 时间间隔瞬时振动形貌的测量。

5.2 针对双脉冲瞬态散斑测量光路信号信噪比差的问题,设计搭建了空间滤波器,降低了激光器能量呈高斯分布的影响。

5.3 针对双脉冲瞬态散斑信噪比相对较差的问题,在后续的工作中对图像滤波处理技术将做进一步深入研究。

参考文献

[1] WU Xiaoping. New optical head and system of ESPI. SPIE'93 Conference, San Diego, July 1993.

[2] 钟川等. 刚体面内位移激光散斑测量研究[J]. 中国计量学院学报, 2011, 22(1): 11~14.

[3] 张文静, 黄芳, 王文生. 基于激光散斑照相术的三维变形测试[J]. 激光与光电子学进展, 2011(11).

[4] 马军艳, 赵志敏, 郭林峰. 双光束激光散斑照相技术研究[J]. 应用激光, 2006, 26(1): 49~51.

[5] 彭翔, 朱绍明. 双脉冲数字散斑干涉系统的实验研究[J]. 中国激光, 2000, 23(9): 847~851.

# 基于 CPCI 的飞行器测控通信系统一体化 自动测试平台

李金龙<sup>1</sup> 刘建妥<sup>1</sup> 陈善志<sup>2</sup> 曾星星<sup>1</sup>

(1.中国运载火箭技术研究院研究发展中心,北京 100076;

2.北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

**摘要** 分析了飞行器测控通信系统测试需求,提出了实现一体化、自动化测试的设计目标,给出了基于 CPCI 总线的一体化测试方案,其软件功能满足不同测试流程的测试需求,测试过程及进度可配置。通过设备的集成化、一体化设计,减少了设备数量、降低研制费用,大大提高了测试效率。同时,测试平台的通用化设计,能够满足不同项目的测控通信系统测试需求,实现了地面测试设备的再继承和重复使用。最后展望了自动化测试在测控通信系统中的技术发展和应用前景。

**关键词** CPCI 通信 自动化 测试程序

## Integrated Automatic Testing Platform in Spacecraft TT&C Based on CPCI

LI Jin-long<sup>1</sup> LIU Jian-tuo<sup>1</sup> CHEN Shan-zhi<sup>2</sup> ZENG Xing-xing<sup>1</sup>

(1.China Academy of Launch Vehicle Technology R&D Center, Beijing 100076;

2.Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076)

**Abstract** The test demand of spacecraft TT&C has been analysed. An integrated automatic test objective has been proposed and the test solution based on CPCI has been designed. Test requirement in different flows can be satisfied. Measurement process and schedule of software can be configured. The number of devices and R&D cost have been reduced, and also the measurement efficiency has been improved greatly. Different project test demand, the inheritance and reusage demand can be satisfy by the generalization design. At last, the development and application of automatic testing in TT&C have been prospected.

**Key words** CPCI Communication Automation Checkout procedure

## 1 引言

测控通信系统用于完成大型飞行试验过程中飞行器上各系统或设备的工作状态参数、变量及环

境试验数据的获取,为飞行器(导弹、运载火箭)性能评估和故障分析提供依据,是大型飞行试验过程中不可缺少的重要系统之一。测控通信系统在完成飞行试验过程中,需要面对数以百计的设备、几千个



测量参数和不同的试验状态、试验条件,同时需要完成不同类型的数据采集(数字量、模拟量、开关量、总线数据等),接口复杂,测试难度增加;另外,由于飞行器所涵盖的各大分系统(常包含导航制导与控制、电源、动力、结构、防热等系统)间耦合复杂,为系统测试的统一和一体化测试带来较大难度,也影响了飞行器的研制进度和测试时间。传统测控通信系统的测试手段建立在对系统测试的定性水平,测试设备接口具有独立性,测试设备针对测试需求进行定制设计,设备不具有通用性和继承性。

为了解决上述问题,本文提出了基于 CPCI 的测控通信系统一体化自动测试平台方案,通过系统搭建和方案设计,实现测试过程的一体化,同时对自动化测试技术在测控通信中的应用进行了展望。

## 2 自动测试平台需求分析

按照飞行器测控通信系统集成一体化设计思路和型号研制的进度需求,在进行地面测试系统方案设计时需要重点考虑高可靠性、经济性、继承性、可重复使用等因素,实现测试过程的高效、自动化、一体化。具体需求如下。

### 2.1 高可靠性

选用成熟的通用测试板卡,在硬件上适当进行

冗余配置,满足高可靠性设计需求;标准化的测试接口,保证在出现模块功能失效或器件问题时,可实现快速更换,保证测试过程的高效进行。

### 2.2 自动测试

按照飞行器流程化的设计思路,对系统软件进行模块化设计,根据飞行状态形成不同测试模式,柔性化的配置选项以保证测试过程的自动化。同时,需设计自动中断测试流程的接口,保证在任何时刻可以随时终止测试流程。

### 2.3 继承性

与封闭式测试系统/设备的思路不同,本测试方案应能在不同测试需求条件下,灵活配置测试流程和测试接口、硬件资源,在测试项目发生重大改变时,只需通过简单配置测试程序,减少系统更新维护工作量和测试程序的工作量。

## 3 系统组成

测控通信系统地面测试设备组成如图 1 所示,系统包含自动化测试台以及与其相连接的中心程序器、采编器、地面检测站、发射机及解算计算机、服务器、交换机等设备,同时包含地面遥测数据处理软件、自动化测试台软件、遥测地面检测软件等。系统的主要工作流程有两个:

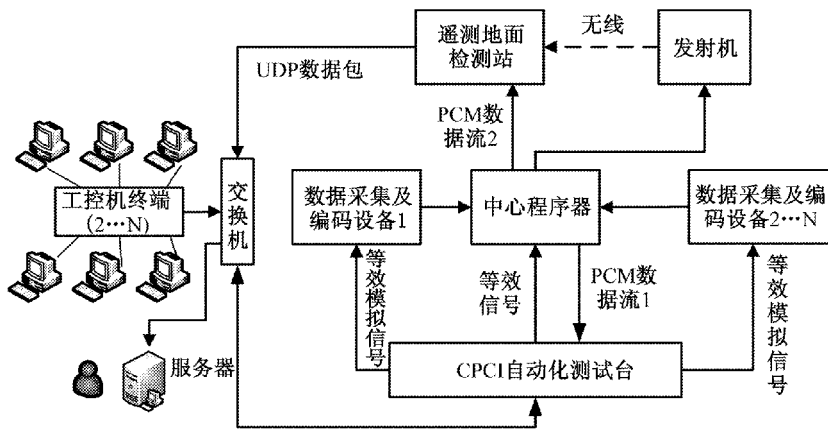


图 1 系统测试平台组成示意图

### 流程 1: 自动测试流程

在开启自动测试流程前,对自动化测试软件进行设置,配置所需要的信号源和数据格式,按照飞行器飞行时序设定测试流程工作时序,设置需要系统

采集的模拟分离信号和时间统一信号,并设置自动化判读准则;启动自动化测试流程,完成模拟信号、开关量信号和数字量生成,流程执行过程中进行自动化判读,形成判读日志文件,发生不满足判读条件



的情况进行自动报警。

流程 2:手动测试流程

手动测试流程能够对测试台的某一信号输出接口进行单独控制,设定测试时间和步骤,自由观测测量结果。

4 测试平台一体化设计

4.1 测试功能模块

测试平台采用了标准化的计算机 CPCI 总线,具有统一的电气特性、机械标准和良好的电磁兼容性。模块化设计思想主要结合总线测试对象的特点,采用功能模块进行设计,可通过增加功能模块来达到增加被测类型和通道数的目的;本系统中,有预留的插槽资源,用户可通过后期配置,完成不同的测试任务。

测试模块能够实现接口匹配、信号隔离、电平转换、阻抗变换等功能,能够完成开关量、数字量(RS422、RS485)、AD 采集、DA 输出、任意波形模拟输出及 PCM 解调。其中,为适应不同信号输入,设置独立的信号调理模块,将各类信号转换为可供采集的标准信号进行采集,同时能够等效外系统的非标准信号量,如内部电阻变化等。测试设备采用了凌华 cPCIS-2633/AC 机箱和凌华 CPCI-3615 控制器,含有 1 个系统槽和 13 个外设槽,支持 3U CompactPCI 模块,接口数量和信号规模可以按照需求配置,原理框图见图 2。

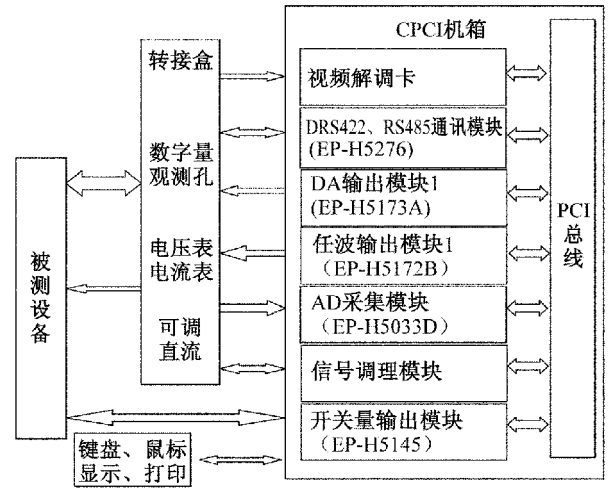


图 2 测控通信系统地面自动化测试平台组成原理框图

4.2 数据处理软件

为了满足测控通信系统数据处理需求,测试平台中的数据处理软件运行在服务器中。数据处理软件完成整个测控通信系统的数据处理和分发,按照分系统分工(测控通信、控制系统、电源等),把不同的数据结果分发至各分系统或数据用户终端。为了满足自动化测试需求,软件按照模块化的设计思路,形成了参数配置、数据处理、监控显示、帐户管理等模块,在模块功能上相对独立,能够进行参数配置,在不同数据规模条件下无需进行软件的重新编写,一次配置重复使用。数据处理模块用于实现对遥测数据文件进行数据处理和分析,包括解析出每个遥测参数的物理量值、打印起始电平值等,生成相关的数据处理结果和报告;数据管理模块用于对接收到的遥测数据进行管理和分配,实现数据裁剪、检测,同时能够对处理后的数据进行查询、搜索等;网络通信模块能够通过 UDP 或 TCP/IP 协议进行数据发送、接收;监控显示模块实现遥测参数物理量值的前端展示,包括人机交互界面、参数显示界面,显示方式包括:数字、曲线、信号灯、仪表盘和航迹等。软件各模块框图见图 3。

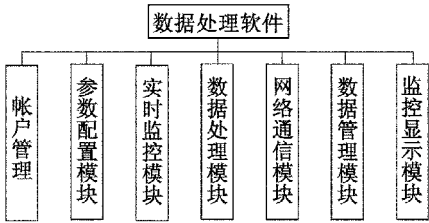


图 3 数据处理软件框图

4.3 自动化测试与控制

测控通信系统自动化测试与控制可以分为两部分,按照测试层次分为信号控制与输出、数据分析及处理两个部分。测试前,依据系统测试需求对平台上位机软件进行信号输出配置,由平台上位机软件启动自动化测试流程,模拟等效信号经过数据采集及编码设备及中心程序器等完成采集编码、组帧,经中心程序器输出 PCM 数据给发射机经无线发射,遥测地面检测站接收到无线信号后进行数据解调,形成 UDP 数据包,按照设定好的数据发送周期(300ms)发送至服务器,运行在服务器上的数据处理软件,按照处理及显示要求完成数据后处理。数据处理软件与自动化测试台软件间的信息交互为解析出的遥测参数物理量,自动化测试平台同时能够

对解析出的数据与模拟信号阈值进行比较判读,出现不满足设置范围的进行报警。同时数据可以直接经过有线传输,由遥测地面检测站进行数据处理形成分包数据。

## 5 软件架构分析

一体化自动测试台软件分别布置在自动化测试台上位机及数据处理服务器上,如图 4 所示。平台软件分别完成测试信号、测试流程、测试模式的控制以及测试数据的分发、处理、解算、显示等功能。软件功能独立,能够按照模块进行参数配置,满足测试过程中的测试需求,具有较好参数配置界面,易用性强。

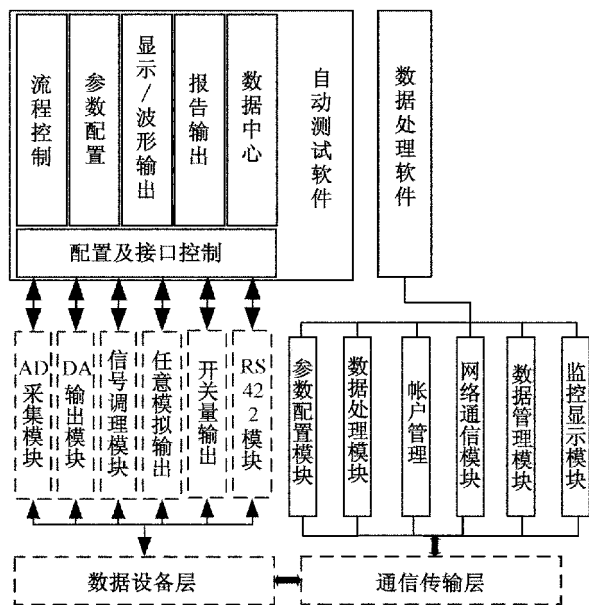


图 4 平台软件架构及信号走向示意图

软件能够将回测数据和事先预置的数据进行比对判断,并给出对比结果报告。可设置各个参数的标准值,如可手动设置模拟量参数的误差值、数字量参数值。并将模拟信号的采集误差形成报告,并对不符合精度要求的模拟信号单独形成报告;对数字量比较结果的源码与误码值形成报告。

## 6 技术发展及展望

自动化测试技术在军工领域及民用领域已经得到很好的应用。测试技术的一体化设计带来了设备的双重用,提供了高速的测试方案搭建方式,带来了可观的经济效益,对测控通信技术的发展具有推动作用。目前,在航天领域开展测试技术一体化、通用化设计技术跟踪,需要从以下几方面展开:

- 1) 搭建依据统一测试平台的硬件设计技术,满足地面测试需求;
- 2) 测试系统中应该考虑后续测控系统发展,主要应针对测量参数的测量精度要求和测试流程中时间基准的建立与延时测试;
- 3) 针对测试设备发展,形成模块化的软件设计思路,实现软件及硬件的可移植性、可重复使用性。

## 7 结束语

通过对测控通信系统自动化测试平台一体化的测试需求分析,给出了基于 CPCI 的一体化测试平台方案。本方案能够满足系统一体化、自动化、重复使用的测试需求。通过模块的集成化设计和接口、软件模块的设计,实现了飞行器型号测试试验的一体化,解决了以往型号研制过程中测试方案的唯一性和不可重复使用性,为测控通信系统的应用提供了新的方向。

### 参考文献

- [1] 李邦复等.遥测系统(上)[M].北京:中国宇航出版社,2005:1~12.
- [2] 崔玉江,陈娣,李丹佳,郭鹏,王臻.基于 PXI 总线的遥测数字量变换器测试台的研制[J].测控技术,2013,32(4):140~142.
- [3] 王瑞,张彦军,于晓光.基于 PXI 的遥测信号测试平台的设计[J].微型机及其应用,2010(3):11~13,16.
- [4] 袁涛涛,张斌珍,刘文怡.箭载遥测变换器测试台的设计与实现[J].电子技术应用,2008(2):87~90.
- [5] 徐恒宇.某引信自动化测试系统的研制[D].哈尔滨工业大学,2011.

# 蒸发波导诊断的 Babin 模型及其敏感性分析

余贵水 刘爱国 杨云生

(海军工程大学电子工程学院, 武汉 4300033)

**摘 要** Babin 模型是目前理论上很先进的一种蒸发波导诊断模型, 为提高该模型的使用效果, 对该模型进行了理论推导, 并仿真分析了模型对输入参数的敏感性。研究表明: 不稳定层结条件下, 模型对相对湿度最敏感, 而稳定和中性层结条件下, 模型对海表温度最敏感, 而大气压力的扰动对该模型诊断结果几乎没有什么影响。在利用海表面测量参数诊断蒸发波导时, 应选用精度较高的相对湿度和海表温度传感器。

**关键词** 蒸发 波导 Babin 模型 测量误差

## Babin Model of Evaporation Waveguide Diagnosis and Its Sensitivity Analysis

YU Gui-shui LIU Ai-guo YANG Yun-sheng

(Electronic department, Naval University of Engineering, Wuhan 430033)

**Abstract** Babin model is an advanced method of evaporation waveguide diagnosis, to improve the effect of this model, the formulas is deduced, and the sensitivity of its inputting parameters is analysed with the method of simulation, the research shows that the relative humidity is the most sensitive parameter in condition of unstable atmospheric layer, and surface temperature is the most sensitive parameter in condition of stable and neutral atmospheric layer, and the turbulence of air pressure is almost no effect on the calculation result. High precision sensors of relative humidity and surface temperature should be selected when evaporation waveguide is diagnosed from the parameters measured above the surface.

**Key words** Evaporation Waveguide Babin model Measurement error

## 1 引 言

蒸发波导是海面上经常出现的一种大气波导现象。受其影响, 对海微波雷达设备经常出现超视距探测现象。微波雷达设备能否超视距探测、超视距探测距离的大小等与蒸发波导强弱密切相关, 因此, 对海面上的蒸发波导进行实时诊断, 是评估对海

微波雷达超视距探测性能的前提条件之一。

蒸发波导由于发生的高度较低, 一般为 0 ~ 40m, 因此, 对其诊断很难采用通过直接测量大气折射率剖面的方法得到。目前对蒸发波导的诊断一般采用模型法, 即基于 Monin-Obukhov 近地层相似理论, 通过测量海面 and 离海面一定参考高度上的大气水文参数, 通过迭代计算, 来间接诊断海上蒸发波导

的发生情况。目前,诊断蒸发波导的主要模型有 Paulus-Jeske 模型<sup>[1]</sup>、法国水文气象局的 MGB 模型<sup>[2]</sup>、俄罗斯国立水文气象大学蒸发波导模型 (RSHMU)<sup>[3]</sup> 和马里兰大学的 Babin 模型<sup>[4,5]</sup> 等。PJ 模型提出的时间最早,应用也比较广泛。但由于受当时条件的限制,模型中使用了很多近似关系,这些近似关系是在陆地上测量得到的,将其应用于海上近地层大气,降低了模型诊断的准确度。MGB 模型对输入参数很敏感,而气象水文测量仪器普遍存在误差<sup>[6]</sup>,这影响了它的进一步应用。Babin 模型基于 LKB 关系,应用了最新的热带海洋全球大气耦合试验 (TOGA COARE) 的研究成果以及其他一些研究成果;使用了 Buck 提出的计算饱和水汽压的公式,并采用 Sverdrup 建议的盐度订正来精确计算饱和水汽压;使用 Godfrey 和 Beljaars 提出的方法,将 Monin-Obukhov 相似理论推广到甚低风速以下,因此,从理论上来说,是这几个模型中准确度最高的。为提高 Babin 模型的使用效果,本文首先对 Babin 模型进行推导,然后仿真分析该模型对输入参数的敏感性。

## 2 蒸发波导折射率剖面

雷达出现超视距探测,是由于电磁波的传播轨迹受大气折射率的影响而造成的。大气折射率是影响电磁波传播的主要因素,对 1~100GHz 电磁波而言,大气折射率  $N$  可由下式确定

$$N = \frac{a_1}{T^p} + \frac{a_2 e}{T^2} \quad (1)$$

式中: $p$ ——大气压力,Pa; $T$ ——温度,K; $e$ ——水汽压,Pa; $a_1$ 、 $a_2$ ——常数, $a_1 = 77.6 \times 10^{-2}$ , $a_2 = 3.73 \times 10^3$ 。

而水汽压  $e$  与比湿  $q$  之间存在下列关系

$$e = \frac{pq}{0.622(1 + 0.608q)} \quad (2)$$

将式(2)代入式(1),整理得

$$N = \frac{a_1}{T^p} + \frac{a_2}{T^2} \times \frac{pq}{0.622(1 + 0.608q)} \quad (3)$$

对式(3)两边对高度  $z$  求导数,有

$$\frac{\partial N}{\partial z} = b_1 + b_2 \frac{\partial T}{\partial z} + b_3 \frac{\partial q}{\partial z} \quad (4)$$

式中:

$$b_1 = \frac{\partial N}{\partial p} \cdot \frac{\partial p}{\partial z} = \left[ \frac{a_1}{T} + \frac{a_2}{T^2} \times \frac{q}{0.622(1 + 0.608q)} \right] (-\rho_a g) \quad (5)$$

$$b_2 = \frac{\partial N}{\partial T} = -\frac{a_1 p}{T^2} \left[ 1 + \frac{2a_2}{a_1 T} \times \frac{q}{0.622(1 + 0.608q)} \right] \quad (6)$$

$$b_3 = \frac{\partial N}{\partial q} \cdot \frac{\partial p}{\partial z} = \frac{a_2}{T^2} \times \frac{p}{0.622(1 + 0.608q)^2} \quad (7)$$

式中: $\rho_a$ ——大气密度; $g$ ——重力加速度。

由于在相似理论中,位温为相似变量,因此根据温度  $T$  与位温  $\theta$  的关系式

$$\theta = T \left( \frac{p}{p_{1000}} \right)^{\frac{-Ra}{Cpa}} \quad (8)$$

有

$$\frac{\partial T}{\partial z} = \left( \frac{p}{10^5} \right)^{\frac{Ra}{Cpa}} \frac{\partial \theta}{\partial z} - \frac{g}{Cpa(1 + 0.608q)} \quad (9)$$

式中: $p_{1000}$ ——参考气压,取为 1 000hPa; $Ra$ ——干空气的比气体常数; $Cpa$ ——干空气定压比热。

因此

$$\frac{\partial N}{\partial z} = c_1 + c_2 \frac{\partial \theta}{\partial z} + c_3 \frac{\partial q}{\partial z} \quad (10)$$

式中:

$$c_1 = b_1 - \frac{b_2 g}{Cpa(1 + 0.608q)} \quad (11)$$

$$c_2 = b_2 \left( \frac{p}{10^5} \right)^{\frac{Ra}{Cpa}} \quad (12)$$

$$c_3 = b_3 \quad (13)$$

而根据 Monin-Obukhov 相似理论,有

$$\frac{\partial \theta}{\partial z} = \frac{\theta_*}{k(z + z_{0\theta})} \Phi_{\theta} \left( \frac{z + z_{0\theta}}{L} \right) \quad (14)$$

$$\frac{\partial q}{\partial z} = \frac{q_*}{k(z + z_{0q})} \Phi_q \left( \frac{z + z_{0q}}{L} \right) \quad (15)$$

式中: von Karman 常数  $k = 0.4$ ;  $z_0$ ——风速波动度;  $z_{0\theta}$ ——温度波动度,湿度波动度与温度波动度相等;  $\Phi_{\theta}$ 、 $\Phi_q$ ——对应量的普适函数,取  $\Phi_q = \Phi_{\theta}$ ;  $L$ ——Monin-Obukhov 长度;  $u_*$ 、 $\theta_*$ 、 $q_*$ ——分别为风速特征尺度、位温特征尺度和比湿特征尺度。

根据相似理论的上述结果,若已知  $u_*$ 、 $\theta_*$ 、 $q_*$  以及  $L$ , 则大气折射率剖面垂直梯度利用式(10)可得到,而蒸发波导高度  $d$  为大气折射率剖面垂直梯度  $\frac{\partial N}{\partial z}$  取值为临界值  $b_0$ , 即  $-0.157 \text{m}^{-1}$  时所对应的高度,即

$$\left. \frac{\partial N}{\partial z} \right|_{z=d} = b_0 \quad (16)$$



3 蒸发波导诊断的 Babin 模型

Johns Hopkins 大学的 S. M. Babin 在 Maryland 大学做博士期间,利用全球热带海洋大气海气耦合响应试验(TOGA COARE)的研究成果,在其博士论文中提出了一种新的计算蒸发波导高度的模型,称为 Babin 模型<sup>[2]</sup>。

Babin 模型中,蒸发波导高度的求解与 MGB 模型类似,Babin 模型中同样利用大气折射率的表达式(1)来直接计算其垂直梯度,式中温度和水汽压的垂直梯度利用其与位温和比湿的关系,用位温和比湿来代替,以便利用 Monin-Obukhov 相似定理来求解,最后蒸发波导高度根据垂直梯度的零点来确定。不同的只是 Babin 模型采用 TOGA COARE 总体通量算法来迭代求解特征尺度  $u_*$ 、 $\theta_*$ 、 $q_*$  和 Monin-Obukhov 长度  $L$  以及普适函数  $\Phi_t$ 。Babin 模型中,湿度和位温的普适函数取相同的函数,均为  $\Phi_t$ 。

Babin 模型中,利用稳定度参数  $\zeta$  来判断大气层结的稳定性。稳定度参数

$$\zeta = \frac{z_1}{L} = \frac{kz_1g(\theta_* + 6.1 \times 10^{-4}T_6q_*)}{T_6u_*^2} \tag{17}$$

式中: $k$ ——Karman 常数; $g$ ——重力加速度; $T_6$ ——海面 6m 高处的气温,K。

Babin 模型中,计算海面饱和比湿时,考虑了海面盐度的影响,海面饱和比湿  $q_s$  的计算采用 Sverdrup 等人的建议,取为

$$q_s = 0.98q_{sat}(T_s) \tag{18}$$

$q_{sat}(T_s)$  为海表面温度为  $T_s$  时的饱和比湿,由下式确定

$$q_{sat}(T_s) = \frac{0.622e_{sat}(T_s)}{p - 0.378e_{sat}(T_s)} \tag{19}$$

式中: $e_{sat}(T_s)$ ——海面饱和水汽压,采用 Buck 根据最新实验研究给出的饱和水汽压方程计算

$$e_{sat}(T_s) = 6.112 \, 1(1.000 \, 7 + 3.46 \times 10^{-6}p) \exp \left[ \frac{17.502(T_s - 273.16)}{240.97 + (T_s - 273.16)} \right] \tag{20}$$

极端不稳定层结条件通常出现在静风或无风的天气条件下,此时 Monin-Obukhov 相似理论不再适用。为了将 Monin-Obukhov 相似理论推广到甚低风速条件下,使用 Godfrey 和 Beljaars 提出的方法,引入阵风速度  $w_g$ ,以保证海面平均矢量风为零时,风速特征尺度  $u_*$  不为零,引入阵风修正后的海面平均风速  $S$  为

$$S = \sqrt{u_6^2 + w_g^2} \tag{21}$$

式中: $u_6$ ——参考高度 6m 处的海面平均风速。  
模型中  $\theta_*$ 、 $q_*$ 、 $L$ 、 $\Phi_t$  利用通量算法 TOGA COARE 2.5b 来迭代确定,具体计算方法可参考文献[7,8]。  
迭代过程结束后,最终迭代计算得到的  $\theta_*$ 、 $q_*$ 、 $L$ 、 $\Phi_t$  用来计算蒸发波导高度。稳定和中性层结条件下,蒸发波导高度  $d$  为

$$d = - \frac{c_2\theta_* + c_3q_*}{k(c_1 - b_0) + \frac{5}{L}(c_2\theta_* + c_3q_*)} \tag{22}$$

不稳定层结条件下,蒸发波导高度  $d$  为

$$d = \frac{c_2\theta_* + c_3q_*}{k(b_0 - c_1)}\Phi_\theta\left(\frac{d}{L}\right) \tag{23}$$

不稳定层结条件下,最后需要迭代求解上式得到蒸发波导高度。

4 输入参数敏感性分析

Babin 模型的输入参数主要有海表温度、海面 6m 高处的大气压力、大气温度、相对湿度、风速等,而用来测量这些气象水文要素的测量仪器总是存在测量误差,受这些测量误差的影响,模型计算值与实际值之间存在偏差。下面用蒙特卡洛仿真的方法对模型的输入参数敏感性进行分析。

仿真时,模型的输入参数为仪器测量的真值加上测量误差,误差的分布取为正态分布,其均值为零,均方差为测量仪器给出的测量误差指标。表 1 为 Gill 公司的 MetPak II 型自动气象站的测量指标,能够代表自动气象站的测量精度水平。根据其指标,仿真时各仪器的测量精度取值为:气压±0.3hPa,气温±0.1℃,风速±0.3m/s,红外海表温度测量±0.5℃,相对湿度±2%。仿真计算时,固定其他水文气象参数不变,而对检验量,在真值附近进行10 000次的随机扰动,然后计算蒸发波导高度的均值和均方差。

表 1 MetPak II 型自动气象站的测量指标

名 称	测量范围	测量精度
红外海温传感器	-40℃ ~ +100℃	±0.5℃
气温测量仪	-35℃ ~ +70℃	±0.1℃
风速测量仪	0~60m/s	±2%@ 12m/s
风向测量仪	0~359°	±3°@ 12m/s
相对湿度测量仪	0~100%	±0.8%@ 23℃
大气压力	600~1 100hPa	±0.5hPa

表 2 为不稳定层结条件下的计算结果,此时各参数的取值为:海表温度为 24.8℃、6m 高处的气温为 23.4℃、风速为 3.66m/s、相对湿度为 57%、大气压力为 1 016.36hPa。从表中可以看出,不稳定层结条件下模型对相对湿度最敏感,其次为风速,而气压的扰动对模型诊断结果的影响几乎可以忽略。

表 2 不稳定层结条件下测量误差对诊断结果的影响

测量误差值	波导高度均值	波导高度方差
气压均方差 0.3hPa	13.59	0.00046
气温均方差 0.1℃	13.59	0.04
风速均方差 0.3m/s	13.59	0.17
海表温度均方差 0.5℃	13.60	0.11
相对湿度均方差 2%	13.58	0.57

表 3 为稳定层结条件下的计算结果,此时各参数的取值为:海表温度为 2.0℃、6m 高处的气温为 3.8℃、风速为 7.98m/s、相对湿度为 78.8%、大气压力为 1 022.07hPa。从表中可以看出,不稳定层结条件下模型对海表温度最敏感,其次为相对湿度,再次为风速,而气压的扰动对模型诊断结果的影响几乎可以忽略。

表 3 稳定层结条件下测量误差对诊断结果的影响

测量误差值	波导高度均值	波导高度方差
气压均方差 0.3hPa	8.09	0.000 12
气温均方差 0.1℃	8.10	0.32
风速均方差 0.3m/s	8.13	0.42
海表温度均方差 0.5℃	8.33	1.51
相对湿度均方差 2%	8.11	0.77

表 4 为中性层结条件下的计算结果,此时各参数的取值为:海表温度为 24.5℃、6m 高处的气温为 24.5℃、风速为 6.6 m/s、相对湿度为 79.5%、大气压力为 1 012.28hPa。从表中可以看出,不稳定层结条件下模型对海表温度最敏感,其次为相对湿度,再次为气温,而气压的扰动对模型诊断结果的影响几乎可以忽略。

表 4 中性层结条件下测量误差对诊断结果的影响

测量误差值	波导高度均值	波导高度方差
气压均方差 0.3hPa	12.52	0.0003
气温均方差 0.1℃	12.55	0.40
风速均方差 0.3m/s	12.51	0.19
海表温度均方差 0.5℃	13.64	3.73
相对湿度均方差 2%	12.50	0.71

5 结束语

由于应用了 TOGACOARE 以及其它的一些最新的研究成果,Babin 模型是目前诊断海上蒸发波导高度准确度比较高的一个模型。本文的研究表明,不同的层结条件下,模型对输入参数的敏感性也不相同。不稳定层结条件下,模型对相对湿度最敏感,而稳定和中性层结条件下,模型对海表温度最敏感。各种层结条件下大气压力的扰动对模型诊断结果几乎没有什么影响。在实际应用中,为了保证 Babin 模型诊断的准确性,在气象水文参数传感器的选择上,需要注意选用精度较高的相对湿度和海表温度传感器。

参考文献

[1] Paulus R A. Practical application of the IREPS evaporation duct model[R].Tech Rep 966,Naval Ocean System Center,1984,102.

[2] LUC Musson-genon, SYLVIE Gauthier, ERIC Bruth. A Simple Methold to Determine Evaporation Duct Height in the Sea Surface Boundary Layer[J]. Radio Science, 1992,27(5):635~644.

[3] IVANOV V K,SHALYAPIN V N,LEVADNYI Yu V. Determination of the Evaporation Duct Height from Standard Meteorological Data[J]. Atmospheric and Oceanic Physics,2007,43(1):36~44.

[4] STEVEN M Babin. A New Model of the Oceanic Evaporation Duct and its Comparison with Current Models[D].University of Maryland.1996.

[5] STEVEN M Babin,GEORGE S Young,JAMES A Carton. A New Model of the Oceanic Evaporation Duct[J]. Journal of Applied Meteorology,1997,36:193~204.

[6] 戴福山,谢志辉,王胜国等.蒸发波导探测系统传感器允许误差分析[J].装备环境工程,2013,10(2):83~88.

[7] FAIRALL C W,BRADLEY F,ROGERS D P,et al. Bulk Parameterization of Air-sea Fluxes for Tropical Ocean-Global Atmosphere Coupled-Ocean Atmosphere Response Experiment[J]. Journal of Geophysics Research, 1996, 101(C2):3747~3764.

[8] LIU W T,KATSAROS K B,BUSINGER J B. Bulk Parameterization of Air-sea Exchanges of Heat and Water Vapor Including the Molecular Constraints at the Interface[J]. Journal of the Atmospheric Science,1979,36(9):1722~1735.

# 机载雷达测控站性能分析

丛琳 孟凡成  
(中国人民解放军 91245 部队,辽宁 125001)

**摘 要** 陆基、海基测控设备在跟踪低空特别是超低空飞行目标时受视距影响大,作用距离有限,而机载测控站作为空中测量平台,不受视距影响,有很大发展空间。介绍了机载测控站的组成、功能和工作原理,分析了机载测控站相关参数关系和工作能力,提出了提高跟踪能力的方法措施;给出了系统跟踪距离计算公式,通过几种典型目标速度分析了系统的跟踪能力,并与陆基、海基测控设备的跟踪能力进行了比对。结果表明,机载测控站在跟踪低空目标时作用距离较远,在低弹道大射程目标飞行试验中具有较大的应用空间。

**关键词** 机载 测控站 航空测量 目标跟踪

## Analysis of Work Ability Airborne Radar Measuring and Control Station

CONG Lin MENG Fan-cheng  
(91245 Unit of PLA, liaoning 125001)

**Abstract** Ground-based and ocean-based measuring and control equipment to track low-altitude targets, especially hedgehop is affected by the stadia, working distance is limited, but airborne measuring and control station for air measuring platform isn't affected by the stadia, the article introduces the compose, function and working elements of the airborne measuring and control station, analyses relatable parameter connection and working ability of the airborne measuring and control station, puts forward the measures for improving the capability of tracking method, offers the system tracking distance calculation formula, analyses the tracking ability of the system by several typical target speed, and compares the tracking ability with ground-based and ocean-based measuring and control equipment. The result indicates, the working distance of the airborne measuring and control station is farther for tracking low-altitude targets, has the more application space in the low trajectory and far gunshot target flying test.

**Key words** Airborne Instrumentation and control station Aerial surveying Target tracking

### 1 引 言

测量与控制作为武器装备试验与鉴定的主要

手段,是武器装备试验与使用十分重要的环节,目前测控设备主要以陆基和海基测控为主,测控手段相对单一,测量范围十分有限。随着越来越多的武器

型号,尤其是大航区低空或超低空大射程武器型号投入试验与使用,对测控设备的测控能力提出了更高的要求,传统的以陆基、海基为平台的测控保障模式受视距影响,已无法满足试验需求。空基(有人机或无人机)测控作为一种全新的测量手段,不受地面地理条件和水纹条件的制约,测控覆盖区域更加广泛,可以弥补陆基、海基测控的不足,有效提高测控设备的测控能力,受到了国内外测控领域的高度重视,目前各大国已相继开展此方面的研究和应用。本文主要针对低空或超低空飞行目标提出了飞机测控设备的设计思路,并对设备的跟踪能力进行了详细的分析。

## 2 系统组成与功能

### 2.1 系统组成

机载测控站系统主要由机载站分系统、地面站分系统、测控目标辅助分系统组成。机载站分系统主要由天线部分、遥控设备、遥测设备、显示控制、通信信道(数据链)和载机自主定位(GPS 与惯导组合定位)与姿态测量设备部分组成。天线部分主要由相控阵天线波束控制部分组成。数据解调部分包括信道分系统、基带分系统和时统分系统。地面站分系统主要由时统通信中转、GPS 差分站等组成。测控目标辅助分系统主要由遥控遥测设备、雷达目标(提供雷达反射面积)、可见光、红外热源等组成。

### 2.2 系统基本功能

机载站分系统主要功能是提供定位、定向、定时(时统)的基准信息,对低、小、快及多目标具有较强自动捕获与跟踪能力,能够根据地面指令或自主改变所需飞行航迹能力。

测控目标辅助分系统提供捕获跟踪所需的雷达、红外、可见光等目标特性,接受来自测控站的按空信号或指令。

地面站分系统主要功能是通信中转、GPS 等信号分析处理、地面控制指令上传等。

## 3 机载站分系统工作原理

目标遥测信号的接收采用一维扫描相控阵天线,依据机载平台提供的位置航向数据,控制相控阵天线波束对设定区域进行扫描。捕获遥测信号后,

相控阵天线左、右旋遥测射频信号,经波束抖动控制形成单通道信号,经两路 LNA 放大后,通过射频分路组合,送给某频段下变频单元,将左、右旋信号经二次下变频至 $\times\times\text{MHz}$ ,送入数字基带进行接收解调处理,同时解调输出的角误差包络信号,送波控机控制相控阵天线跟踪目标。

在载机与被测控目标伴飞过程中,根据载机和测控目标的飞行参数(飞行速度、高度、姿态、航路捷径等)和轨迹(方位、安全飞行管道等)以及载机和测控目标的实时位置参数或地面控制指令,改变载机的飞行轨迹(飞行高度、方位、航路捷径),以达到全程覆盖测控目标,实现对目标测控之目的。

## 4 参数分析计算

相控阵天线参数、载机飞行参数(航速、行高和航路捷径,简称三航参数),是机载测控站系统能否实现测控功能的关键,在很大程度上影响着实施测控的成败,是机载站设计与分析的重要参数。

设载机航速为  $V_1$  (单位为  $\text{m/s}$ ),载机航高为  $h$  (单位为  $\text{km}$ ),航路捷径为  $p$  (单位为  $\text{km}$ ),被测控飞行物(导弹或无人机)航高为  $H$  (单位为  $\text{km}$ ),航速为  $V_2$  (单位为  $\text{m/s}$ ),如图 1 所示。

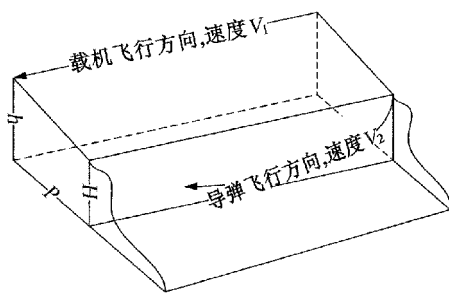


图 1 载机与目标运动典型势态示意图

为了跟踪测控飞行目标,机载相控阵天线必须安装在载机迎头正视左侧或右侧(或载机尾部的后视左侧或右侧),将方位天线阵置水平,并使俯仰天线阵与机身构成一定位置关系和方向。设俯仰相控阵天线阵面法线的下倾角为  $\beta$ ,相控阵天线俯仰作用角范围角度为  $\theta$ ,相控阵天线跟踪范围角度为  $2\alpha$ ,单位为  $(^\circ)$ ,如图 2 所示。

考虑到机载相控阵天线在方位上有一定的扫描范围(相控阵天线跟踪范围角度为  $2\alpha$ ),故机载站飞机,在捕获跟踪导弹或飞机或无人机等目标发射



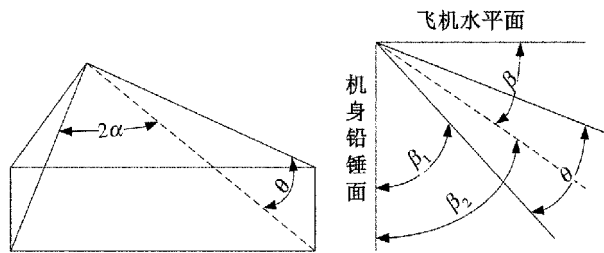


图2 相控阵天线方向参数示意图

段时,可在射向方向超前就位飞行,设超前量为  $OB = n$  (单位为 km)。

由图3可知,  $CA = BC \cdot \tan \alpha = p \cdot \tan \alpha$ 。因此,在目标发射起飞段,只要载机超前位置或超前量  $n$  设置合理,比如设置在 B 点,就可确保  $CO' < CA = p \cdot \tan \alpha$ ,即满足对目标测控覆盖要求。

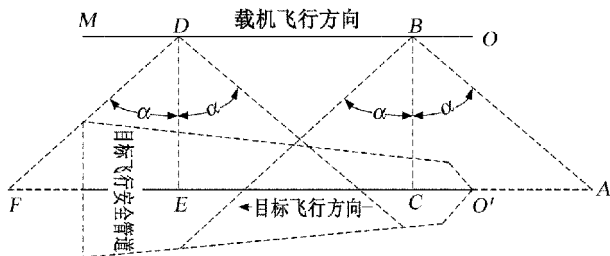


图3 测控目标及机载站飞行轨迹水平面投影示意图

考虑到载机一般比目标飞行速度慢,即  $V_1 < V_2$ ,因此在载机与目标伴飞过程中,载机与目标相比都要滞后一段距离,设滞后距离为  $d$  (单位为 km),则有

$$d = V_2 \cdot t - (V_1 \cdot t + n) = (V_2 - V_1) \cdot t - n \quad (1)$$

式中:  $t$ ——飞行时间;  $s$ ;  $n$ ——载机超前量。

在飞行末端,设载机滞后点在 D 点,那么,FD 连线需要覆盖目标飞行安全管道,同时要求

$$FE = DE \cdot \tan \alpha = p \cdot \tan \alpha < d \quad (2)$$

$$\text{即 } p \cdot \tan \alpha - (V_2 - V_1) \cdot t + n > 0 \quad (3)$$

在图4中,CD 为目标飞行物安全飞行管道的宽度(安全管道终端比起端略宽,这里取均值),  $\angle FAD = \beta$ ,  $\angle CAD = \theta$ ,  $\angle CAA' = \beta_1$ ,  $\angle C'AA' = \beta_2$ ,由直角  $\triangle AA'C$  可求得  $\beta_1$  值。

$$\begin{aligned} \beta_1 &= \tan^{-1} A'C'/A A' = \tan^{-1} A'C - CC'/A A' \\ &= \tan^{-1} (P - CD/2)h \end{aligned}$$

同理

$$\beta_2 = \tan^{-1} A'D'/A A' = \tan^{-1} A'C'/A A' = \tan^{-1} P/h$$

由此

$$E = 2(\beta_2 - \beta_1) = 2[\tan^{-1} P/h - \tan^{-1} (P - CD/2)h] \quad (4)$$

$$\beta = 90^\circ - \beta_1 - E = 90^\circ - 2\tan^{-1} P/h + \tan^{-1} (P - CD/2)h \quad (5)$$

在机载测控站实际测控中,俯仰相控阵天线阵面法线的下倾角为  $\beta$ 、相控阵天线俯仰作用角范围角度为  $\theta$  和相控阵天线跟踪范围角度为  $2\alpha$  是已知的,对于给定的被测目标的飞行安全管道是已知的,载机航速为  $V_1$  和被测控飞行物(导弹或无人机)航速为  $V_2$  也是已知的,由式(1)、式(3)和式(5)可知,为了达到机载测控站对被测目标进行测控需求,在满足测控距离基础上根据实时要求,只需要调整载机超前量( $n$ )、载机航高( $h$ )和载机航路捷径( $p$ )即可。

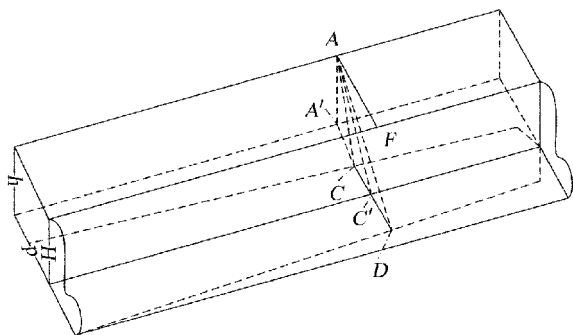


图4 载机测控覆盖被测目标飞行安全管道示意图

## 5 系统工作过程

### 5.1 工作过程

载机采用与目标航路侧面直线伴飞方式飞行,并跟据全系统时统要求,在被测控目标发射起飞瞬间( $t_0$ ),载机到达预定超前位置[具体位置根据(3)式进行设置],捕获目标信号后,机载测控站需要控制当前捕获目标的天线进行自跟踪,并根据目标与载机的相对位置关系的变化趋势进行判断,确定目标可能进入的下一个覆盖区域。然后根据控制指令(载机自主生成或地面站上传),改变载机的航高( $h$ )或载机航路捷径( $p$ ),实现对被测目标的全程测控覆盖。

### 5.2 应用实例

实例一:设载机  $V_1 = 140\text{m/s}$ ,目标  $V_2 = 0.8\text{M} = 272\text{m/s}$ ,载机航路捷径  $p = 48\text{km}$ ,载机超前量  $n = 50\text{km}$ ,目标射程  $L = 200\text{km}$ ,相控阵天线跟踪范围角度为  $2\alpha = 120^\circ$ 。在目标发射起飞瞬间(见图3),CA



# 无人直升机雷达目标特性研究

蒋志华

(中国人民解放军 92419 部队,辽宁 125106)

**摘 要** 雷达散射目标特性(RCS)是无人直升机的重要性能指标。以某型直升机几何参数为例,分析了无人直升机 RCS 的特点,基于 CAD 软件法和电磁计算网格法建立其几何模型并生成了机身旋翼电磁计算网格。在编制计算分析流程基础上,分析计算了无人直升机 RCS 性能指标,得出了无人直升机的 RCS 分析结果。

**关键词** 无人直升机 测量不确定度 雷达目标特性(RCS) CAD 软件 RCS 计算

## Research on Radar Target Characteristics of Unmanned Helicopter

JIANG Zhi-hua

(Unit 92419 of PLA, Liaoning 125106)

**Abstract** Radar scattering characteristics of target is an important performance index of unmanned helicopter. With a certain type of helicopter geometric parameters as an example, analyzes the characteristics of unmanned helicopter RCS, establishes the geometric model and computes the fuselage and rotor electromagnetic grid based on CAD software and rotor electromagnetic grid method. Through making calculation and analysis process, analyzes unmanned helicopter RCS performance index and obtains the RCS analysis results of unmanned helicopter.

**Key words** Unmanned helicopter Measurement uncertainty Radar target characteristics(RCS) CAD software RCS calculation

## 1 引 言

无人直升机有广阔的应用前景,它具有空中摄影、监视与侦察、主动攻击、中继通信、空中科学试验搭载平台、模拟旋翼类靶标等功能。而无人直升机在作为靶标使用时,必须能够逼真模拟来袭直升机目标的雷达散射目标特性(RCS)。由于直升机与固定翼飞机的结构、运动方式有显著的不同,其雷达目标特性(RCS)的估算方法也与固定翼类飞机不同,

因此,需要加强对无人直升机的目标特性的研究分析,探索目标特性估算方法与措施。

## 2 无人直升机 RCS 特点分析

### 2.1 无人直升机 RCS 特点<sup>[1]</sup>

无人直升机有旋翼,其电磁散射源与固定翼类飞机有很大区别。如图 1 所示,无人直升机的雷达散射回波,主要是由机身、旋翼和尾桨这三部分的回

波组成,其中机身和旋翼是最主要的散射体。对于直升机类复杂目标,各部件散射机理繁琐,且有些散射源对整体 RCS 的贡献可以忽略不计,因此主要考虑镜面反射和边缘绕射两种比较强的散射源。

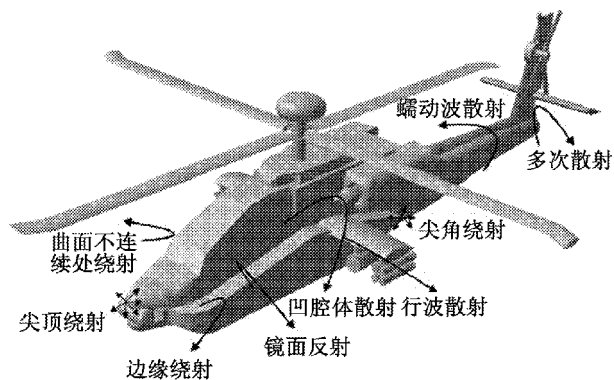


图1 某型武装直升机散射机理示意图

由于飞行时直升机的旋翼处于一定转速下旋转,其雷达散射截面在时域上呈现出动态周期性变化的特点,因此在计算和分析直升机机身和旋翼的雷达散射截面时通常采用不同的方法。对直升机机身,采用物理光学法和等效电磁流法分别进行面元散射场和边缘绕射场的计算,最后矢量叠加求解直升机总的散射场;对直升机旋翼,考虑电磁波的多普勒效应,采用准静态法对动态旋翼进行雷达散射截面(RCS)的时域和频域分析。

## 2.2 直升机几何模型的建立<sup>[2]</sup>

建立准确的几何模型是进行复杂目标(如武装直升机、战斗机、导弹等)电磁散射分析的前提条件,提高复杂目标各个组成部件的建模精度,减少细节参数的误差,可以更加精准有效的分析其隐身性能。

网格生成是电磁散射计算的重要组成部分,电磁散射计算要求把复杂目标表面离散为若干个平面面元和棱边逼近的网格,所以表面拟合的拓扑结构网格数据的真实度决定了计算雷达散射截面(RCS)的精准度。选某型直升机作为研究对象,几何模型通过 CAD 软件建立。由于机身外形比较复杂,主要采用曲面造型设计模块来完成。整个建模过程分为三步:即旋翼的建模、机身的建模和部附件的装配,即先用曲面造型设计完成各个部分的单独建模,再进行总体模型的成型装配。以某型无人机直升机为例建立(基本参数如表 1 所示)几何模型。

表 1 某型直升机的基本参数

机长(m)	15.26	机高(m)	3.76	机宽(m)	2.36
旋翼直径(m)	16.36	桨叶片数	4	桨叶弦长(m)	0.53
尾桨直径(m)	3.35	平尾展长(m)	4.38m	旋翼转速(rad/min)	258

通过 CAD 软件构建的前机身、平尾与垂直安定面和垂尾几何模型。具体方法是:首先根据各部件的几何参数,在空间设定各个特征截面的点坐标,分别用曲线进行连接,再通过扫略及填充绘制出部件的曲面。因为这三个部分都关于轴线对称,所以只需构造一半部件的图形,另一半通过镜面获得。构建的某型直升机全机几何模型图如图 2 所示。

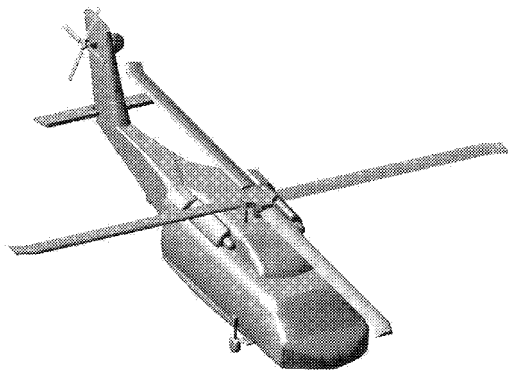


图2 某型直升机全机几何模型图

## 2.3 机身电磁计算网格的生成

电磁计算网格要求用一系列拓扑结构的面元和棱边来描述复杂目标。只要面元足够小,就能精确地描述各种复杂目标的外形。这样便可以将复杂的曲面积分转化为各平面积分的代数和,便于实现 RCS 计算方法和程序中对复杂积分方程的求解。生成直升机电磁网格的具体步骤为:

(1) 将一个复杂的目标剖分为若干个三角形或四边形面元逼近拟合的电磁计算模型,图 3 为某型直升机整体及其上表面凸台网格局部放大图,可以看出拟合的计算网格模型具有很高的准确度。

(2) 通过自编的转换程序把计算模型转换成符合 RCS 计算程序所需要的目标拓扑关系数据文件。为了满足基于“面元—边缘”的 RCS 计算程序的前置处理需要,这里采用 3 个数组列表来存储目标网格的信息,分别为:



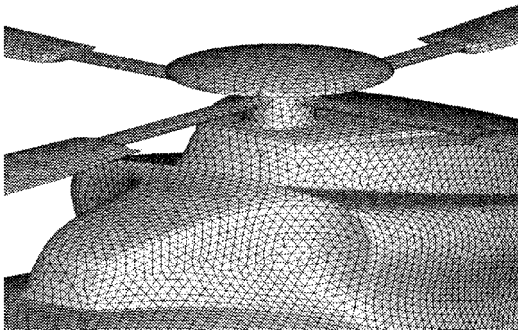


图 3 为某型直升机整体及其上表面凸台网格局部放大图

- (a) 顶点表:以顶点的编号为序存放各顶点  $x$ 、 $y$ 、 $z$  的空间坐标值;
  - (b) 面元表:以表面元编号为序存放各三角形或四边形面元的序号,并按逆时针方向排列;
  - (c) 边缘表:以边缘号为序存放各边缘的参数,包括各边缘起始和终止点的顶点号,各个边缘的左、右面元编号。
- (3) 通过计算程序从目标“面元—边缘”网格模型的拓扑结构数据文件中读取每一个面元和边缘的坐标及编号参数,进行 RCS 的分析计算。

2.4 旋翼电磁计算网格的生成

为了更加贴近真实桨叶桨尖外形,桨叶端部通

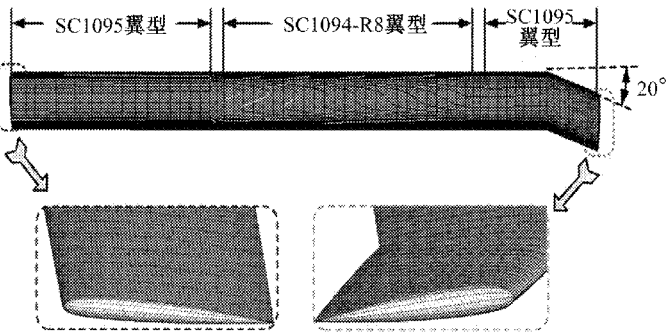
过依次间隔 30° 翻转 6 次生成弧形端面过渡网格,每片桨叶的四个顶角都分别由 6 个三角形网格构成,克服了细节误差,提高了建模精度。旋翼面元为展向插值和端面翻转方法生成的桨叶上下表面和两个端面三角形和四边形网格,边缘为桨叶的前缘棱边和后缘棱边,再通过转换程序提取电磁网格拓扑结构信息:顶点、面元和边缘数组。

某型直升机旋翼主要参数如表 2 所示,桨叶展弦比为 15.3,非线性负扭转,从桨叶展向 93% $R$  处开始有 20°后掠角,桨叶中间部分为 SC1094-R8 翼型,两端是 SC1095 翼型。

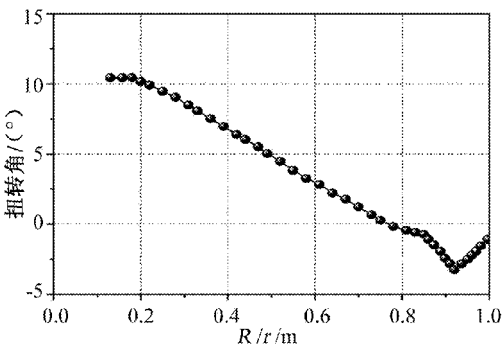
表 2 SH-60 直升机旋翼的主要参数

旋翼半径(m)	8.18	桨叶片数	4
旋翼转速(rad/min)	258	旋转周期(s)	0.05814
后掠角	20°	最大负扭转	13°
翼型(从根部到桨尖)	SC1095	SC1094-R8	SC1095

图 4 给出了某型直升机旋翼桨叶电磁计算网格。图 4(b)中  $R$  为桨叶旋转半径, $r$  为桨叶任意处至桨毂的距离,单位皆为 m。



(a) 桨叶翼型分布及端面放大器



(b) 桨叶扭转角分布

图 4 某型直升机旋翼桨叶电磁计算网格图

3 无人直升机 RCS 的计算方法<sup>[3]</sup>

RCS 计算是通过表面散射场和边缘绕射场的计算得到总的散射场强度,利用 RCS 计算公式得到。

3.1 表面散射场的计算

物理光学法是用散射体表面的感应电流取代散射体本身,通过对表面感应场的近似和积分来计算目标的远区散射场。物理光学法的出发点是

Stratton-Chu 积分方程。图 5 给出了散射体的示意图,根据 Stratton-Chu 积分公式,在物体表面外任一点 P 的散射场强为

$$E^s = \oint_s [j\omega\mu(n \times H^T)\psi + (n \times E^T) \times \nabla\psi + (n \cdot E^T)\nabla\psi] ds$$
$$H^s = \oint_s [-j\omega\varepsilon(n \times E^T)\psi + (n \times E^T) \times \nabla\psi + (n \cdot E^T)\nabla\psi] ds$$

(1)

式中: $E^T$ 、 $H^T$ ——分别表示总的电场和总的磁场,为矩阵矢量; $n$ ——物体表面的单位法矢量; $s$ ——散射

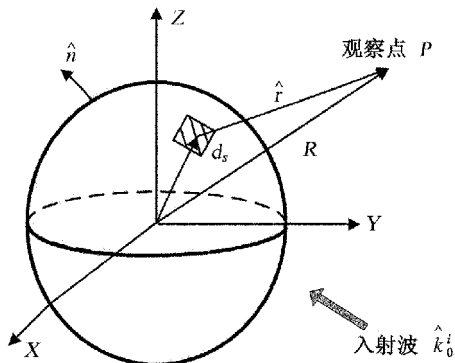


图5 散射体示意图

体表面(以面积为单位,为了计算方便, $s$ 可以分为多个微小的曲面片); $\psi$ ——自由空间格林函数。

为了简化积分运算,需把积分方程化为定积分方程,将目标表面离散为一定数量的多边形面元,计算各面元的散射,叠加得到整个目标表面的散射场。对于任意导体曲面,化简远场积分得到的散射电场强度为

$$E_p = \frac{-jk_0}{2\pi R_0} e^{jk_0 R_0} E_0 \sum_{i=1}^n \iint_{s_i} e^{-2jk_0 z} dx dy \quad (2)$$

令  $I_p = \iint_{s_i} e^{-2jk_0 z} dx dy$ ,  $s_i$ ——散射体表面第  $i$  个曲面片<sup>[4]</sup>,只要计算出  $I_p$  值,就能求出整个目标的表面散射场。将目标表面离散为若干个三角形面元,它们的参数为提取的目标“面元-边缘”网格数据中的顶点和面元数组,一般认为曲面片上任意一点到该替代平面的距离小于  $\lambda/16$  时就能满足计算精度的要求,这样就把  $I_p$  的面积分转化为线积分,得到  $E_p$  的解析表达式,即求出了各面元的散射电场。

### 3.2 边缘绕射场的计算

物理光学法主要缺陷是没有考虑边缘绕射场的影响,在远离镜面反射方向上,物理光学计算的场并不精确,而且随着散射方向偏离而变坏。因此,在复杂目标散射场计算中,必须考虑由边缘引起的绕射场,使理论计算具有更强的适应性。

等效电磁流法根据是,任何有限电磁流分布的远区绕射场通过一个辐射积分来求和时,将得到一个有限结果,所以该方法假设在边缘各点处存在线电流  $I_e$  和线磁流  $I_m$ ,并以远场辐射积分的形式对它们求和来表示绕射场,如下式

$$E_d = -jk\psi \int [ZI_e s \times (s \times t) + I_m(s \times t)] \exp(jkr \cdot s) dt \quad (3)$$

式中: $\psi_0$ ——自由空间的 Green 函数; $k$ ——入射波的波数; $t$ ——沿该边缘回路方向的单位矢量。各参数如图6所示。

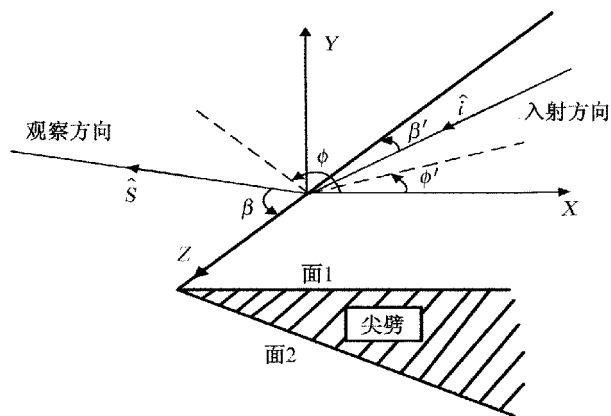


图6 边缘绕射的几何结构图

将表面场积分与直尖劈的解析解相联系,可求得不含物理光学项的等效电流: $I_e = E_{z_0}^i \frac{2jY}{k \sin^2 \beta'} D_e'$   $- H_{z_0}^i \frac{2j}{k \sin \beta'} D_{em}'$ ,  $I_m = H_{z_0}^i \frac{2jZ}{k \sin^2 \beta'} D_m'$ ,将等效线电流  $I_e$  和线磁流  $I_m$  代入上式,便可求出边缘绕射场强度

$$E_d = -jk\psi_0 \int_C [Z_0 I_e^{back} s \times (s \times t) + I_m^{back}(s \times t)] \exp(-2jkr \cdot s) dl \quad (4)$$

式中: $C$ ——边缘,但求解  $E_d$  的积分仍复杂困难,为了工程实用的计算,对边缘进行简化处理:将边缘划分为若干小段,每一小段都用直线来模拟,它们的参数是提取的目标“面元-边缘”网格数据中的顶点和边缘数组,分别对离散的每一直线段边缘进行计算,然后进行矢量叠加得到边缘绕射场。

在采用“面元边缘法”计算目标 RCS 前,必须判别所处理的面元和边缘是否被遮挡。当雷达波照射到目标时,表面分为两个部分:照射区和阴影区。处于阴影区或被遮挡的面元和边缘对后向散射场没有贡献,应用计算机图形学中消隐方法可以判断、处理遮挡问题。

## 4 旋翼 RCS 时频域谱特性分析法<sup>[1]</sup>

### 4.1 动态下旋翼 RCS 计算方法

目前,研究直升机旋翼、飞机螺旋桨等这类转动目标雷达散射特性的方法主要有:准静态法、相对

论法和 FDTD 法,其中准静态法可以与基于“面元边缘”的 RCS 计算方法相结合,物理概念清晰,实现简单准确。

准静态法的思想是:当雷达波入射频率远远大于旋翼的旋转频率时,对时间采用离散序列,在每一个很短的时间间隔内,直升机旋转的桨叶除了靠近旋转中心的部分外,其余都可以看作平动,但每一部分平动的速度大小和矢量方向各不相同,所以引起的多普勒频谱占据了一个有一定宽度的频带。前行桨叶迎着雷达入射方向,产生正的多普勒频带;后行桨叶背着雷达入射方向,产生负的多普勒频带。

根据相对性原理,旋翼 RCS 的时域谱可以等效于旋翼的旋转平面上不同方位角时的静态 RCS 值,但进行时频域变换时,不仅需要计算出 RCS 幅值,还要提取出 RCS 相位信息,所以先对时间进行离散得到采样点,再对采样点计算得到复数形式的散射信号场  $\sqrt{\sigma}$ ,通过快速傅立叶变换,得到旋翼 RCS 频谱图;最后采用短时离散傅立叶变换获得到旋翼 RCS 时频域灰度图谱信息。

4.2 旋翼时频特性分析方法

时频特性分析着眼于真实信号中各组成成分中时变谱特征,将一个一维时间信号用二维时间-频率密度函数的形式表示出来,揭示信号中包含多少频率分量和每个频率分量是怎样随时间变化的。采用短时傅立叶变换函数可以得到信号的时频谱,给定一个信号  $g_{t,\Omega} = g(\tau - t)e^{-j\Omega\tau}$ ,离散的短时傅立叶变换的公式为

$$STFT_x(t,\Omega) = \int x(\tau)g_{t,\Omega}(\tau) d\tau$$
$$= \int x(\tau)g(\tau - t)e^{-j\Omega\tau} d\tau \quad (5)$$

式中:  $g_{t,\Omega}(\tau) = g(\tau - t)e^{-j\Omega\tau}$  且  $\|g(t)\| = 1$ ,  $\|g_{t,\Omega}(\tau)\| = 1$ 。窗函数  $g(\tau)$  为对称函数,选用 Hamming 窗开展旋翼多普勒时频谱的短时傅立叶变换。短时傅立叶变换的方法是在时域范围内用函数  $g(\tau)$  去截  $x(\tau)$ ,然后对截取之后的信号做傅立叶变换,得到  $t$  时刻的频域信号,再计算下一个  $t$  时刻的频域信号,同样用窗函数去截取目标函数,最后获得信号  $STFT_x(t,\Omega)$ 。旋翼旋转引起的 RCS 最大多普勒频率为

$$F_{dmax} = 2f\omega R/C$$

式中: $R$ ——旋翼半径; $\omega$ ——旋转角频率; $C$ ——光速。

为了将时域信号通过离散傅立叶变换不失真的转换为频域信号,测试的时域信号采集需要满足 Nyquist 采样定理条件:  $T_s \leq 1/(2 \cdot F_{dmax})$ ,  $T_s$  为最低采样周期。

5 典型直升机目标雷达散射特性分析<sup>[3]</sup>

选择某型直升机进行仿真计算(表 1 给出了计算的基本输入参数,作为仿真计算的依据),图 7 给出了计算的基本流程。

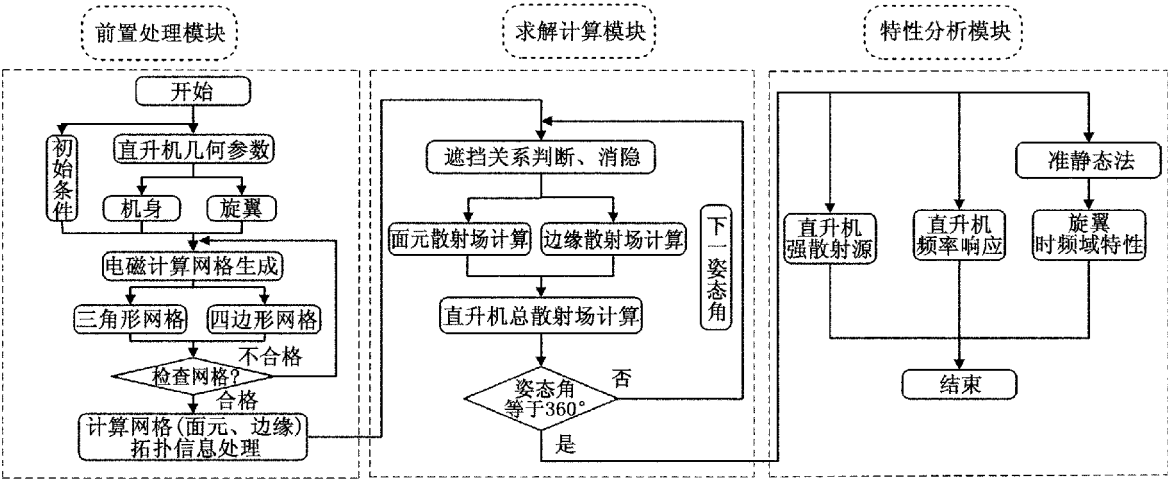


图 7 直升机雷达散射特性分析流程图

图 8、图 9 给出了雷达波频率为 X 波段 (9.5 GHz)、俯仰角为  $0^\circ$ 、极化方式分别为垂直极化 (图中 VV 表示垂直极化) 和水平极化 (图中 HH 表示水平极化) 时, 某型直升机机身和旋翼的 RCS 响应特性的分布曲线, 是仿真计算的结果。

从图示的结果分析, 可以看出:

(1) 某型直升机机身结构左、右侧布局基本是

对称的, 所以机身 RCS 左右半球也具有一定的对称性。机身的 RCS 值在机头、侧向和尾追方向出现明显的峰值, 一般在侧向达到最大值, 这是由于机身侧向大多布置有尾梁、平尾、垂直安定面和垂尾等部件, 这些部件由多板面几何外形构成, 产生强的镜面散射造成。

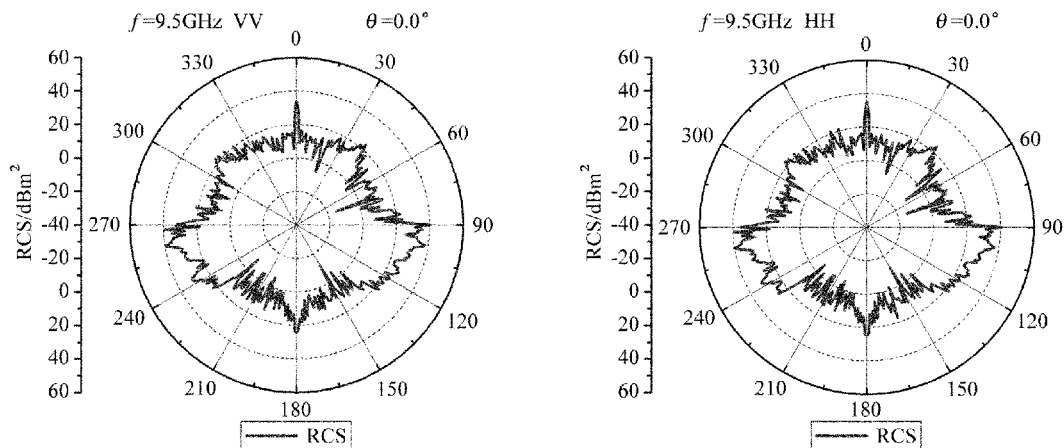


图 8 某型直升机机身 RCS 极化响应特性的分布曲线图

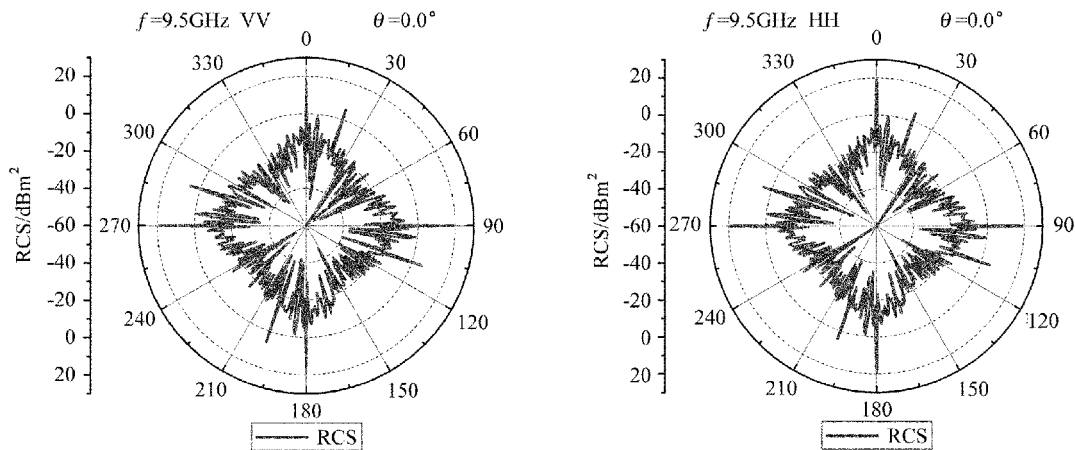


图 9 某型直升机旋翼 RCS 极化响应特性的分布曲线图

(2) 直升机旋翼在旋转过程中总存在一片桨叶的前缘、一片桨叶的后缘和另两片桨叶的端面垂直于雷达波入射方向, 产生较强的镜面和边缘散射。回波峰值大, 散射特征强。

(3) 在不同的极化方式下, 直升机机身在侧向方位附近散射最强且幅值比较接近, 只有个别方位角的变化剧烈, 但整体分布趋势一致; 旋翼 RCS 整体分布趋势一致且幅值比较接近, 因为任何

时刻总有一片桨叶前缘和一片桨叶后缘同时受到雷达照射, 两者合成的效果使得不同极化形式下的 RCS 分布曲线差距不明显, 所以极化影响较小, 变化不明显。

(4) 当电磁波从 S 波段增大到 Ku 波段时, 旋翼的 RCS 在方位角  $0^\circ$ 、 $90^\circ$ 、 $180^\circ$  和  $270^\circ$  附近的峰值虽越来越大, 但散射的波束范围越来越窄, 高频特性集中明显。

(下转第 42 页)



# 导航信号 IQ 正交性测试软件设计与实现

崔小准<sup>1</sup> 郑育红<sup>2</sup> 付林春<sup>1</sup> 聂欣<sup>1</sup> 李懿<sup>1</sup>

(1.中国空间技术研究院总体部,北京 100094;

2.中国空间技术研究院通信卫星事业部,北京 100094)

**摘要** 针对通用的商用仪器不能适用现代导航信号 IQ 正交性的测试要求,开发一种基于 Matlab GUI 环境的导航信号 IQ 正交性测试软件。该软件通过网络接口控制高速数字示波器,对导航信号源的秒脉冲信号和导航信号进行双通道高速数据采样,根据秒脉冲信号确定导航信号起始点,截取导航信号数据,采用本地数字波形对导航信号进行匹配滤波和伪随机码同步等数字信号处理,精密估计 I 和 Q 支路载波初始相位,从而得到 IQ 正交性测试结果。软件具有界面友好,操作简单,显示直观等特点。仿真测试结果表明,在典型载噪比情况下,测试软件所得到的测试结果随机误差小于  $0.5^\circ$ 。

**关键词** 导航 信号 载波信噪比 正交性 测试软件

## Design and Implementation of Test Software for IQ Orthogonality of Navigation Signal

CUI Xiao-zhun<sup>1</sup> ZHENG Yu-hong<sup>2</sup> FU Lin-chun<sup>1</sup> NIE Xin<sup>1</sup> LI Yi<sup>1</sup>

(1.Institute of Spacecraft System Engineering, China Academy of Space Technology, Beijing 100094;

2.Institute of Telecommunication Satellite, China Academy of Space Technology, Beijing 100094)

**Abstract** As the general commercial instruments cannot satisfy the testing requirements for IQ orthogonality testing of modern navigation signal, a testing software for IQ orthogonality has been developed based on Matlab GUI. The software controls high-speed digital oscilloscope via the network interface and samples the PPS (Pulse Per second) and navigation signals of navigation signals source respectively in dual-channel. The navigation signal data is extracted according to the starting point of the navigation signal determined by the PPS. After digital waveform-matching of navigation signal has been done with the local pseudo-random code modulation wave, the carrier initial phase of I and Q branch can be precisely estimated, then the test result of IQ orthogonality is obtained. The software has characteristics of friendly interface, easy operation, intuitive display. The simulation results show that random error of the test result is less than  $0.5^\circ$  in the case of typical carrier to noise ratio.

**Key words** Navigation Signal Carrier to noise ratio Orthogonality Test software

## 1 引言

全球导航卫星系统 (Global Navigation Satellite System, GNSS) 已经成为一种基础设施。为了提高导航信号频带的利用率, 导航信号往往采用正交调制, 同相支路 (I) 和正交支路 (Q) 分别生成两路导航信号, 在最新的 GPS 卫星导航系统 IIF 系列卫星中的 L5C 信号和伽利略卫星导航系统的 E6CS 信号<sup>[1,2]</sup>, 均采用 QPSK, 分别生成测距支路和数据传输支路导航信号, 其中测距支路仅发射测距伪随机码调制载波信号, 不传送数据; 而数据支路则传输数据伪随机码扩频处理的导航电文数据。这种新型的导航信号体制简化了导航接收机设计, 提高导航电文信息速率, 改善了抗干扰能力和多径条件下的定位精度<sup>[3,4]</sup>。导航信号 IQ 的载波正交性成为各大卫星导航系统导航信号的一个重要性能指标<sup>[5]</sup>。因此, 导航卫星在发射前的地面测试中, 必须对导航信号 IQ 正交性进行精密测试, 确保卫星在轨后信号特性能满足用户的需求。

对于传统 QPSK 调制信号的 IQ 正交性, 通常采用商用矢量信号分析仪器进行测试<sup>[6,7]</sup>, 但是现代导航信号为了综合考虑, 信号跟踪和数据传输性能的 IQ 支路的功率不平衡, 导致通用的商业设备往往不能得到正确结果。

为了解决这个问题, 根据信号估计技术中的匹配滤波器理论, 对数字化导航信号分别进行 I 路和 Q 路的载波相位进行估计, 从而得到 IQ 正交性的测试结果。采用 Matlab 软件开发和设计了一套 IQ 载波正交性测试软件, 通过该软件对测试设备的控制及设备采集数据的处理, 完成导航信号 IQ 正交性的精密测试。

## 2 测试方法的理论基础

在现代雷达应用中, 为了提高雷达信号的抗干扰能力, 提高雷达的距离分辨率, 有种方式是采用伪随机噪声序列产生的二相编码雷达波形, 这种雷达波形带来的好处是当匹配滤波器时域波形与雷达波形匹配时, 在匹配滤波器输出一个尖锐的峰值, 一旦失配, 则匹配滤波器输出峰值快速跌落<sup>[8]</sup>。

假设匹配滤波器的输入信号为

$$y_{in}(t) = s(t) + n(t) \quad (1)$$

式中:  $s(t)$  —— 信号;  $n(t)$  —— 噪声。

根据线性滤波器理论, 输出信号为

$$y_o(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y_{in}(\lambda) h(t - \lambda) d\lambda \quad (2)$$

式中:  $h(t)$  —— 滤波器冲激响应。

匹配滤波器的冲激响应函数  $h(t) = s(-t)$ , 因此, 滤波器输出信号可以表示为

$$y_o(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\lambda) s(t - \lambda) d\lambda + \Delta n \quad (3)$$

式中:  $\Delta n$  —— 一个噪声相关项, 当输入信号信噪比较大时, 该项忽略。匹配滤波器输出近似为输入信号的自相关函数。

导航信号均采用伪随机码序列调制, 具有良好的自相关特性和互相关特性, 因此, 采用基于匹配滤波器接收机模型实现载波相位估计。在本地产生一系列不同初始相位的载波调制信号, 与待测试载波调制信号进行相关积分, 在输出波形的最佳采用时刻提取幅度, 只有到本地载波调制信号的初始相位与输入待测试载波调制信号的初始相位一致, 两个波形完全匹配时, 最佳时刻的匹配滤波器输出信号幅度最高。由于 QPSK 导航信号存在正交的两路载波调制信号, 在估计其中一路信号的载波相位时, 另一路信号则被视为多址干扰。

## 3 测试系统的连接

导航信号 IQ 正交性测试系统的设备连接如图 1 所示。测试设备主要包括控制和处理计算机、网络设备以及高速数字示波器。控制和数据处理计算机通过网线和网络设备实现对高速示波器的控制。高速数字示波器的本振设置为外参考, 其外参考输入为导航信号发生器的基准频率参考 10MHz 信号, 保证高速示波器和导航信号发生器同源。控制和数据处理计算机控制示波器通道 1 进行采样触发, 通道 2 对导航信号进行采样。

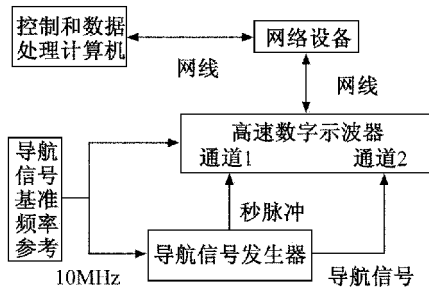


图 1 测试设备的连接框图

## 4 开发平台及软件功能

对软件的开发环境、软件的体系结构、软件功能和输入输出参数进行描述。

### 4.1 软件的开发环境和体系结构

导航信号 IQ 正交性测试软件的开发和运行完全基于 Windows 操作系统运行,虚拟内存至少需要 512MB,需要安装 Matlab2009 或以上版本,软件基于 Matlab2009 版本的 GUIDE 用户界面设计。

### 4.2 软件的主要功能

4.2.1 测试设备通信功能。用于网络设备 TCP/IP 接口的参数设置,建立高速数字示波器与控制处理计算机之间的网络连接。

4.2.2 仪器设置功能。通过网络,设置示波器的采样率、采集数据长度、通道数目、各通道序号示波器显示幅度范围、触发方式和触发电平。

4.2.3 秒脉冲触发点搜索功能。对载入的卫星秒信号采集数据处理,获取秒脉冲变化沿对应的时刻。

4.2.4 导航信号参数选择功能。根据导航信号体制,设置导航信号的中心频率,伪随机码码率,本地伪随机码的生成。

4.2.5 导航信号频谱显示和功率标定功能。对采用的导航信号进行频谱分析,显示导航信号的频谱,并进行导航信号的功率计算,得到示波器通道输入导航信号的功率电平。

4.2.6 载波相位粗估计功能。从  $0 \sim 2\pi$  的范围内用大的步进量,生成一系列的本地伪随机噪声序列调制的波形,与输入波形匹配滤波,确定最佳匹配的本地波形对应的载波初始相位。

4.2.7 伪随机码相位同步功能。根据载波相位粗估计结果及本地伪随机码,实现输入导航信号的相关捕获,从而确定导航信号的伪随机码相位,实现伪随机码相位同步。

4.2.8 载波相位精细估计功能。完成伪随机码同步后,以载波相位粗估计值为中心,在粗估计步进量为上下限的范围内,以小的步进量,生成一系列的本地伪随机噪声序列调制的波形,与输入波形匹配滤波,确定最佳匹配的本地波形对应的载波初始相位。

4.2.9 IQ 正交性计算功能。分别完成 I 支路和 Q 支路的载波相位精细估计后,得到 I 和 Q 支路的载波相位,计算得到 IQ 正交性结果。

4.2.10 测试结果显示保存功能。将测试过程中生

成的频谱曲线、匹配滤波输出曲线图用指定的文件名保存到指定目录。

### 4.3 输入参数

软件的输入参数主要是测试仪器连接 IP 参数设置,示波器参数设置、导航信号参数设置。

### 4.4 输出参数

输出参数包括:

(1)控制计算机与高速数字示波器的通信连接状态的界面显示;

(2)信号频谱特性的界面显示;

(3)载波相位粗估计中各不同载波相位匹配滤波器输出结果曲线;

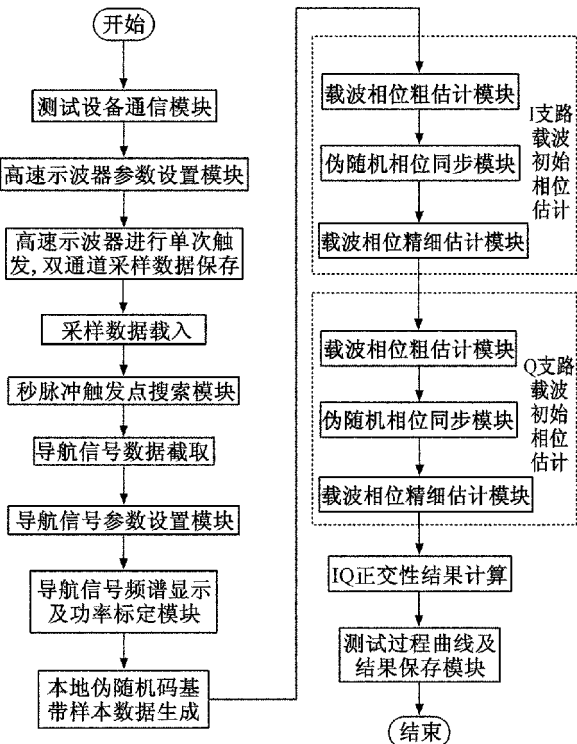
(4)导航信号伪随机相位估计的相关曲线;

(5)载波相位精细估计中各不同载波相位匹配滤波器输出结果曲线;

(6)测试结果的图形文件。

## 5 测试程序流程

在完成设备的连接、被测件和测试设备加电,被测件工作正常并预热到规定时间后,执行测试软件。导航信号 IQ 正交性测试软件的整体设计和工作流程如图 2 所示。其中图 2(a)是整个测试程序



(a)

相位估计模块的详细流程如图 2(b) 所示, 该模块适合载波相位粗估计和精细估计, 伪随机码的同步可以采用多速率码同步或部分相关同步技术<sup>[9,10]</sup>, 这里采用部分相关的码同步方法, 具体实现的详细流程如图 2(c) 所示。

## 6 仿真结果

以 GPS 卫星导航系统 IIF 系列中的 L5C 信号作为参考, 模拟生成一定长度的导航信号, 导航信号的仿真参数如下:

- (1) 中心频率: 1176.45 MHz;
- (2) 调制方式: QPSK;
- (3) 伪随机码速率: 10.23 MHz;
- (4) 伪随机码长度: 10230;
- (5) 伪随机码周期: 1 ms;
- (6) I 支路载波初始相位:  $3.2^\circ$ ;
- (7) Q 支路载波初始相位:  $95^\circ$ ;
- (8) 信号幅度: 1 mV。

高速数字示波器的设置参数:

- (1) 采样率 10 GHz;
- (2) 存储深度 8 M。

通过导航信号 IQ 正交性测试软件对模拟生成的导航信号进行处理。导航信号频谱显示和功率标定模块完成信号的频谱显示及功率测试, 其结果显示如图 3 所示。

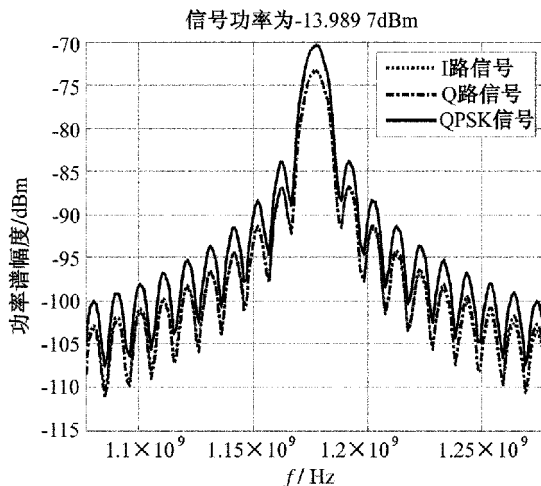
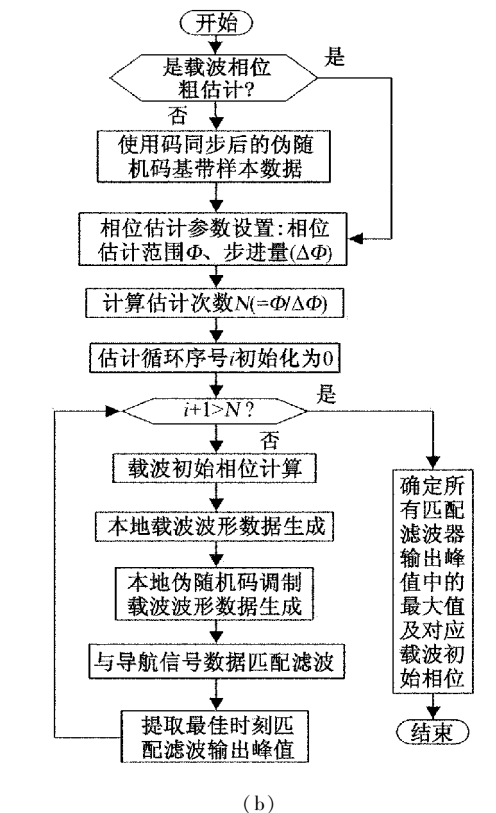
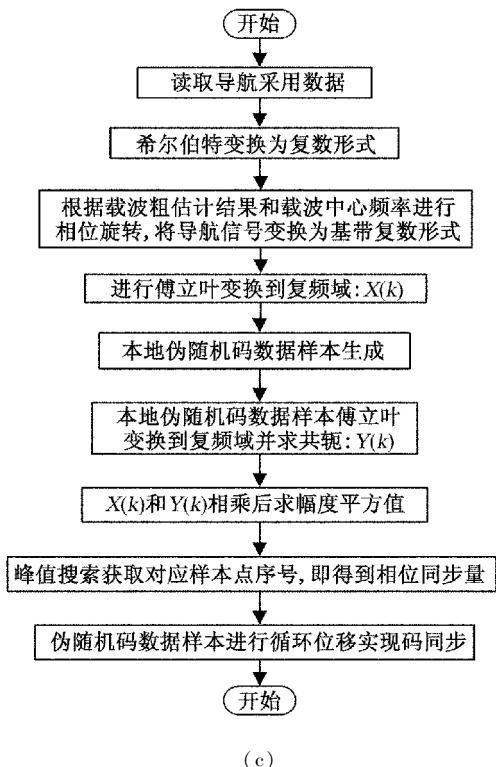


图 3 频谱功率图



(b)



(c)

图 2 IQ 正交性测试软件工作流程图

的流程图, 在测试流程中包含两个复杂算法的载波相位估计模块和导航信号伪随机码同步模块。载波

在模拟的 QPSK 信号中加载白噪声, 当载噪比为典型值 45 dBHz 情况下, 对 I 和 Q 支路进行载波



初始相位估计,并计算 IQ 正交性,其中连续仿真 20 次,所得的模拟测试结果如表 1 所示。I 支路和 Q 支路载波初始相位估计的平均误差约为  $0.045^{\circ}$  和  $-0.11^{\circ}$ ,IQ 正交性设定值为  $95-3.2=91.8^{\circ}$ ,仿真测试结果平均值为  $91.735^{\circ}$ ,平均测试误差为  $0.065^{\circ}$ 。IQ 正交性的测量不确定度为 $0.483\ 3^{\circ}$ 。

表 1 IQ 正交性模拟测试结果 (°)

序号	I 路载波初相	Q 路载波初相	IQ 正交性
1	2.8	95.3	92.5
2	3.66	95.1	91.44
3	2.7	94.8	92.1
4	3.46	95	91.54
5	3.5	94.9	91.4
6	3.56	94.5	90.94
7	2.78	94.7	91.92
8	3.08	94.6	91.52
9	2.94	94.6	91.66
10	3.5	94.7	91.2
11	3.12	94.9	91.78
12	3.6	94.5	90.9
13	2.88	95.4	92.52
14	2.96	95.4	92.44
15	2.84	94.9	92.06
16	2.82	94.9	92.08
17	3.56	94.8	91.24
18	3.26	95.4	92.14
19	3.24	94.8	91.56
20	2.84	94.6	91.76
均值	3.155	94.89	91.735

7 测试程序的实现界面

测试程序工作界面包括两个区域,第一个区域为执行和处理界面,另一个区域为测试曲线及结果显示界面。其中执行和处理界面如图 4 所示,测试曲线及结果显示界面如图 5 所示。

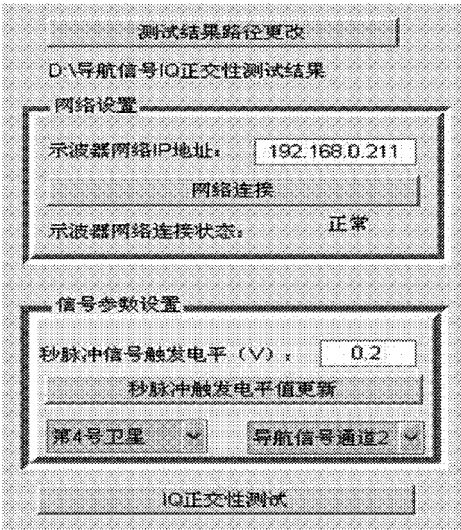


图 4 执行和处理界面图

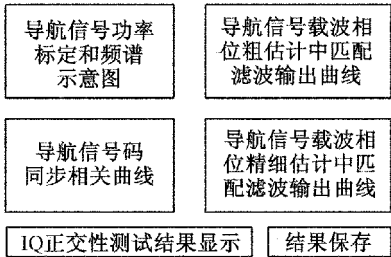


图 5 测试曲线及结果显示界面图

8 结束语

导航信号 IQ 正交性测试软件利用计算机通过网络设备控制高速数字示波器,对导航信号源秒脉冲信号和导航信号进行高速采样,软件对采样后的数据进行数字信号处理,实现导航信号 IQ 支路载波正交性的精密测试。软件设计和实现带来的好处如下:

- (1)对导航信号进行直接微波采样,避免了传统导航信号质量评估中首先下变频到中频后采样的方式所附加的非线性失真,测试结果准确度更高;
- (2)采用波形匹配的雷达信号相关接收技巧,降低了传统导航信号软件接收机相关捕获跟踪处理的复杂度以及对样本数据长度的需求;
- (3)提出算法依靠数字信号处理,实现简单。在典型的载噪比情况下,IQ 正交性测量的随机误差小于  $0.5^{\circ}$ ;
- (4)采用可视化软件的主界面设计,测试处理过程直观,测试过程和结果等相关数据保存方便,软件操作简单,界面友好,效率高。 (下转第 75)

# 某型无人机数据通信系统设计与实现

付 莉 赵 民

(中国人民解放军 92493 部队,辽宁 125001)

**摘 要** 为了实现无人机系统的飞行操纵和机载任务设备控制,设计了数据通信系统。介绍了系统基本工作原理和主要功能组成,并对数据通信系统的功能要求和技术指标进行了分析,按照基本功能单元,对系统软硬件进行了模块化、组合化设计。飞行试验表明该设计达到了系统技术指标要求,满足系统对数据通信系统的功能性要求。

**关键词** 无人机 数据通信 指挥控制系统

## Design and Realization of UAV Data Communication System

FU Li ZHAO Min

(92493 Unit of PLA, Liaoning 125001)

**Abstract** UAV data communication system is designed to control the UAV flight and the payloads. The basic working theory and main function structure of the system are introduced. Design principle based on basic function unit is presented to reach a modular and combinable system after detailed analysis of data communication system's function and features. Flight tests show that the design meets the system specification and fulfils the data communication system function and feature requirements.

**Key words** Unmanned aerial vehicles Data communication Command and control system

## 1 引 言

数据通信系统是无人机系统的重要组成部分。可以完成对无人机的遥控、遥测、跟踪定位和信息传输,实现对机载任务设备的远距离操纵<sup>[1]</sup>。

数据通信系统由地面站、机载数据终端设备和专用检测设备组成。通常,由无线电数据通信系统、发射车和无人机平台及任务载荷等共同完成系统任务。

## 2 系统原理

数据链系统采用上下行直接序列扩频干扰传输体制,即上行遥控指令加密直接序列扩频传输,下行数字任务信息与遥测信息复合共信道传输,地面设备直接接收下行宽带信号进行单脉冲跟踪测角,利用下行 GPS 数据信息帧进行测距。

## 3 系统要求

作为无人机系统的重要组成部分,数据通信系

统应具有以下功能：

- (1)地面站至无人机的上行遥控指令发送；
- (2)无人机至地面站的下行视频和遥测信息接收；
- (3)对无人机的跟踪定位；
- (4)对无人机的飞行控制、数据通信管理以及任务控制；
- (5)以数字、图形、地图等形式提供无人机飞行状态和任务设备工作状态信息,实现对全系统的过程监视；
- (6)对外信息交换。

4 系统设计

针对数据链系统的功能要求对系统进行了软、硬件设计,以实现该系统的各项功能。

4.1 硬件设计

无人机数据通信系统硬件主要由地面指挥控制系统、测控与信息传输一体化系统、对外信息交换

设备、供电设备和汽车底盘与方舱组成。

4.1.1 地面指挥控制系统

地面指挥控制系统主要由工控机、指挥电台、测控终端和链路控制箱等组成,以控制平台和软面板形式实现对无人机的飞行控制,以可视化图形、数字和地图形式显示无人机飞行状态、飞行轨迹和全系统工作状态,同时具有测控数据记录和回放功能,其系统组成如图 1 所示。

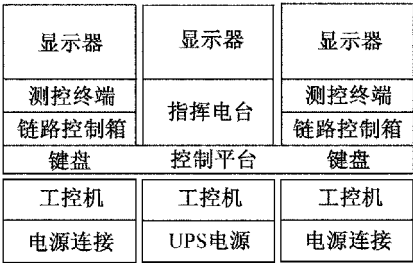


图 1 地面指挥控制系统组成图

4.1.2 测控与信息传输一体化系统

测控与信息传输一体化系统组成如图 2 所示。

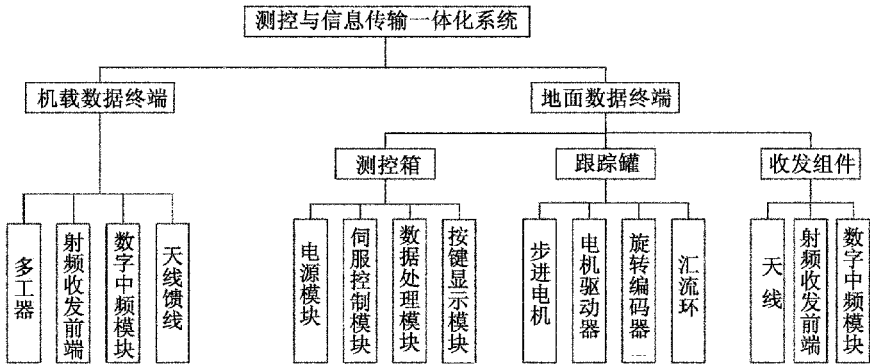


图 2 测控与信息传输一体化系统组成图

4.1.2.1 机载数据终端

如图 3 所示,机载数据终端主要由天线、机载双工器、上变频组件、下变频组件、本振、中频调制解调器(FM/QPSK)、分复接器及电源组成,各设备之间通过 LAN 接口连接。上变频组件主要完成下行

中频到射频的转换;下变频组件主要完成上行射频到中频的转换,转换过程中统一采用 PLL 控制电路,使内外信号同步。天线完成射频的辐射及接收,通信利用 QPSK 调制解调方式。机载数据终端天线为全向天线。

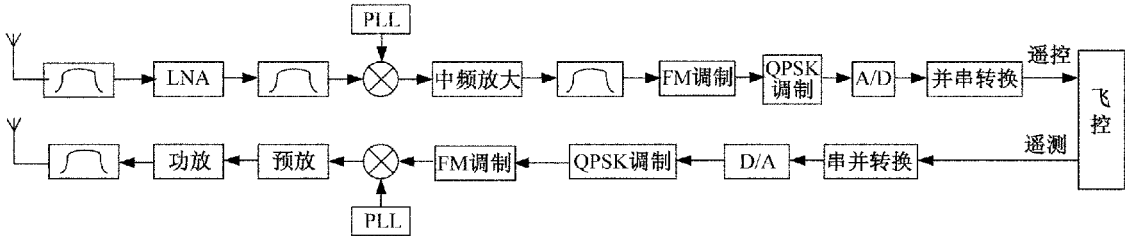


图 3 机载数据终端原理图

机载数据终端通过无线链路接收地面站发送的遥控信息,选择一路遥控数据输出给飞控计算机,完成对飞机平台及机载任务设备的遥控数据的传输;同时接收飞控计算机发送过来的平台与任务遥测信号,将信号调制、放大并发射给地面数据终端。

#### 4.1.2.2 地面数据终端

如图4所示,地面数据终端由测控箱、跟踪罐和收发组件组成。主要完成遥控数据的编码、组帧、调制解调(QPSK)、发射及遥测数据的接收及输出等功能,各设备之间通过LAN接口连接。配有某固定波段的上、下行全双工收发链路,采用直接序列扩频抗干扰传输体制。

地面数据终端天线采用固定波段定向喇叭天线和全向天线切换模式,定向天线主要用于完成远距离(100km)的信息传输;全向天线主要用于近场无人机的起降回收。

在无人机飞行过程中,收发组件将机载数据终端下传的遥测数据和测向测距数据,连同场强信号

一起,通过跟踪罐内的汇流环和外部连接电缆发给测控箱内的单片机;单片机对各数据和信号进行解析、计算,在液晶屏上显示地面GPS经纬度、无人机GPS经纬度、方位角、天线方位角、手动模式以及天线手动转动速度。按下场强按键后,地面GPS经纬度清除,其位置显示场强、图像开关状态和天线切换状态,其他不变。此时通过对“搜索”或“粗捕”按键的操作,向步进电机发送PWM信号和方向信号,联合控制电机转动,找到无人机所在方向,并将天线对准此方向。步进电机转动的同时,进行闭环控制,通过单片机读出旋转编码器的示数,计算电机转动的角度。当天电机实际转动的角度等于需要转动的角度时,停止转动,进而保证地面测控天线实时对准无人机,使无人机始终处在天线主波束的中心线附近,从而以最大的接收增益和发射增益可靠地传输遥控遥测数据和任务信息。当无人机机位置改变后,天线自动实现实时跟踪。

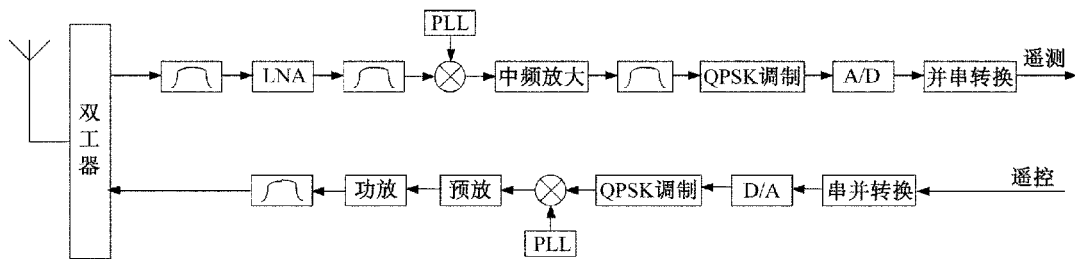


图4 地面数据终端原理图

## 4.2 软件设计

无人机数据通信系统软件主要由指控软件和遥测软件构成。

#### 4.2.1 遥测软件

遥测地面站软件主要负责接收下行遥测数据,解析存储并显示,包括数据处理及一些基本操作、显示和数据回放功能、地图的界面显示和操作等;数据处理包括数据解析和存储:串口数据到达,校验并解析;开始飞行时开始记录数据,停止飞行即停止数据存储,关闭数据文件。

数据显示包括飞行状态数据的实时显示和地图、轨迹的绘制、显示与更改(含缩放功能)等,用不同颜色代表信号、状态灯的不同状态,实时反馈飞控状态。数据回放即读取保存的数据文件,重现原始飞行过程。回放过程中可以操作快放、慢放、快进、

快退、播放、暂停基本操作。

同时软件也负责上行遥测数据的发送,将相关飞行遥控指令和飞行遥测指令信息上传至飞控计算机,便于其动态的处理飞行态势。软件还支持其他用户接口(网络或串口),用于同第三方软件进行数据的交互等。

#### 4.2.2 指挥控制软件

指挥控制软件主要负责接收单机遥测软件传输的飞行数据,并对这些飞行数据解析后进行存储并显示。

指挥控制软件可以同时规划三架无人机的飞行航线,并根据规划航线模拟无人机飞行和计算无人机的起飞间隔。在无人机编队飞行的过程中,指控软件根据经度、纬度、高度、空速计算三机同空飞行的遥测数据,以此指挥无人机完成编队飞行任务。



指挥控制软件可实现数据处理及一些基本操作、显示和数据回放功能、地图的界面显示和操作等;数据处理包括数据解析和存储;网口数据到达,校验并解析;开始飞行时创建数据文件并记录数据,停止飞行即停止数据存储,关闭数据文件。

数据显示包括三架无人机飞行状态数据的实时显示、地理信息显示以及轨迹的绘制、显示与更改(含缩放功能)等。数据回放即读取保存的数据文件,重现原始飞行过程。回放过程中可以操作快放、慢放、快进、快退、播放、暂停基本操作;地图操作包括放大、缩小、漫游、选择、还原和测距等。

## 5 结束语

无人机数据通信系统是无人机系统的指挥控制中心,实现复杂的系统功能。通过对系统功能指

标要求的分析,制定了系统设计原则,按照基本功能单元对系统软硬件进行模块化、组合化设计。设计完成的数据链系统满足无人机系统指标要求,与其它系统一起完成了无人机系统的飞行任务。本系统设计的原则方法对同类型系统的设计实现有一定的借鉴指导意义。

### 参考文献

- [1] 某型无人机技术说明书.南京航空航天大学,2013.
- [2] 石书济.飞行器测控系统[M].国防工业出版社,1999.
- [3] 查光明,熊贤祚.扩频通信[M].西安电子科技大学出版社,2004.
- [4] 沈允春.扩谱技术[M].国防工业出版社,1995.
- [5] 姜昌,范晓玲.航天通信跟踪系统导论[M].北京工业大学出版社,2003.

(上接第71页)

### 参考文献

- [1] Tu Thi-Thanh Nguyen, Ta, Tung Hai. A robust acquisition architecture for GPS safety-of-life L5 Signal[C]. International Conference on Signal Processing and Communication Systems, 16~18 Dec. 2013; 1~8.
- [2] Enge, P., Walter, T.; De Lorenzo et al. Compass-M1 Broadcast Codes in E2, E5b, and E6 Frequency Bands[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, Vol.3(4), 2009;599~612.
- [3] Wei Fang, Renbiao Wu, Wenyi Wang. et al. DME pulse interference suppression based on NLS for GPS[C]. Proceeding of 2012 IEEE 11th International Conference on Signal, Proceeding, Beijin China, 21 ~ 25 Oct. 2012; 174~178.
- [4] Rusu-Cassandra Alexandru, Marghescu Ion, Lohan Elena-Simona. Impact of narrowband interference on unambiguous acquisition approaches in Galileo[C]. 2011 International Conference on Localization and GNSS, 2011; 127 ~ 132.
- [5] 中国卫星导航系统管理办公室,空间信号接口控制文件-公开服务信号 BII (1.0 版), <http://www.beidou.gov.cn/attach/2013/12/26/2013122604a521b35b7f4a54b444cfbbc8abd74a8.pdf>, 2012; 5~6.
- [6] Humphreys D. A., Miall J. Traceable Measurement of Source and Receiver EVM Using a Real-Time Oscilloscope[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2013, 62(6): 1413~1416.
- [7] Humphreys D. A., Harper M. R., Salter M. Traceable calibration of Vector Signal Analyzers[C]. 75th ARFTG Microwave Measurements Conference (ARFTG), Anaheim, CA, 2010; 1~4.
- [8] Mark A. Richards, Fundamentals of Radar Signal Processing[M]. The McGraw-Hill Companies, Inc. 2005; 157~163.
- [9] 崔小淮,米红,李懿等.一种 GPS 卫星 CA 码信号发射通道绝对时延标定算法[J].上海交通大学学报, 46(11), 2012; 1844~1847.
- [10] 崔小淮,陈宇,董海青等.BOC 信号通道零值精密测试方法[J].重庆大学学报, 37(4), 2014; 66~71.

# 锡焊式同轴射频电缆延迟线的测试方案与实现

包幸生

(上海工程技术大学,上海 200437)

**摘 要** 锡焊式同轴射频电缆延迟线可直接锡焊在设备中,无同轴射频接插件,生产时难以高效准确地测量电气性能参数,尤其相位参数。根据延迟线电气性能指标,分析并设计基于矢量网络分析仪的测试系统,并对两种关键测试连接装置进行结构设计、电气性能设计、电延迟补偿、相位补偿和样品制作。经过生产验证,该测试方法可靠、高效。

**关键词** 延迟线 射频 分布参数 测量 补偿

## Measuring Solution & Realization of Soldering-type Coaxial Radio-frequency Cable Delay Line

BAO Xing-sheng

(Shanghai University of Engineering & Science, Shanghai 200437)

**Abstract** Soldering-type coaxial radio-frequency cable delay lines, without coaxial radio-frequency connectors, are directly soldered to the equipments. In the production of these delay lines, it is very difficult to measure all electronic parameters exactly, especially phase. According to the delay line's electronic features, the measuring system was analyzed on the basis of vector network analyzer, the measuring solution brought forth, and the design of two critical connecting devices is carried out, which includes structural design, electronic features design, delay compensation, phase compensation, and sample-making. With the verification of production practice, this measuring solution is reliable, efficient and economical.

**Key words** Delay line Radiofrequency Distributed parameter Measurement Compensation

## 1 引 言

延迟线是将电信号延迟一段时间的元件或器件,其主要功能是对电信号的传输延迟一段时间,以模拟特定的物理过程<sup>[1,2]</sup>。可分为电磁延迟线和超声延迟线两大类。同轴射频电缆延迟线属于电磁延

迟线,广泛应用于塔顶放大器、基站、中继站等通信设备,以及雷达和测试仪器中。为了增加抗震性,提高可靠性,缩小体积,降低成本,同轴射频电缆延迟线两端经常不装配同轴射频接插件,而是剥线后直接锡焊在设备中,即锡焊式同轴射频电缆延迟线。生产这类延迟线时,如何准确测试电气性能参数并保证产品质量是一个很棘手的问题。

## 2 锡焊式同轴射频电缆延迟线

锡焊式同轴射频电缆延迟线通常绕制成盘状,绕制开始,预留一段电缆不绕制,称之为延迟线首线;绕制结束,保留一段电缆不绕制,称之为延迟线尾线。

首线和尾线各自长度约 50mm,这样既便于它接入测量仪器中进行测试,又便于它锡焊至设备中;此外,首、尾线两端需剥线,电缆内导体剥线 2.5mm~3.5mm,电缆绝缘支撑剥线约 0.5mm,延迟线焊接至设备中时,电缆内导体与设备中对应点进行锡焊,电缆外导体也与设备中对应点进行锡焊,电缆内、外导体之间 0.5mm 绝缘支撑起到防止短路和满足一定绝缘耐压的作用。延迟线电气性能规格取决于实际使用要求。

## 3 锡焊式同轴射频电缆延迟线电气性能测试系统设计

某通信设备中锡焊式同轴射频电缆延迟线规格如下:F141 同轴电缆绕制,在 2 110MHz~2 170 MHz 微波频段内,常温条件下,回波损耗小于 -20dB,电延迟  $4.685 \pm 0.005$  ns,相位@ 4.685ns 为  $-50^\circ \pm 7.5^\circ$ 。这些分布式参数,反应微波在同轴射频传输线中传输情况,需采用基于矢量网络分析仪(VNA)的测试系统进行测量。测试系统中每个零部件电气性能都会影响延迟线各参数的测试结果。譬如测试聚四氟乙烯介质时,测试回路每增长 1mm,电延迟将增加 0.005ns,相位将增加  $3.66^\circ$ 。准确测量此类延迟线所有分布式参数,并能满足各参数精度要求,首先需设计测试系统,其次需具体设计各引入的新部件,最后进行验证确认。

回波损耗属于反射性参数,电延迟、相位@ 电延迟等属于传输性参数,依据微波传输特性和矢量网络分析仪的特点,需要对矢量网络分析仪进行双端口完全校准,校准设备系统为图 1 虚框内部所示<sup>[3]</sup>。

锡焊式延迟线由于没有同轴接插件,不能直接接入测试设备,无法测量各参数,必须设计高性能的连接装置 A 和连接装置 B。连接装置 A 一端配接 SMA Male 型射频连接器,另一端配接延迟线的首线;连接装置 B 一端配接 SMA Female 型射频连接器,另一端配接延迟线尾线,形成测试系统,如图 1 所示。

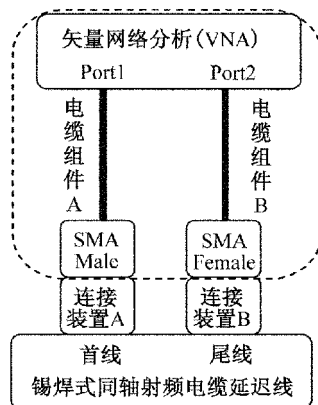


图 1 锡焊式同轴射频电缆延迟线测试系统图

## 4 连接装置 A 和连接装置 B 的设计

### 4.1 连接装置 A 设计

基于微波传输线理论和射频同轴连接器知识,设计连接装置 A,如图 3 所示。

I 处,满足测试级 SMA 界面技术规范<sup>[4]</sup>。由同轴微波传输线特性阻抗公式<sup>[5,6]</sup>为

$$Z_0 = \frac{\ln(b/a)}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = 60 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \ln \frac{b}{a} \quad (1)$$

式中:  $a$  ——内导体外径,mm;  $b$  ——外导体内孔直径,mm;  $\mu$  ——磁导率,H/m;  $\epsilon$  ——介电常数,F/m;  $\mu_r$  ——相对磁导率;  $\epsilon_r$  ——相对介电常数;  $Z_0$  ——特性阻抗, $\Omega$ 。

纯聚四氟乙烯介质(4FR),  $\mu_r \approx 1, \epsilon_r \approx 2.03$ ;  
空气介质,  $\mu_r \approx 1, \epsilon_r \approx 1$ 。

匹配延迟线同轴电缆的特性阻抗,  $Z_0$  取为  $50\Omega$ 。经设计计算,内导体为:铍青铜调质镀金,外径( $\Phi 1.28 \pm 0.01$ ) mm;外导体为:黄铜镀金,内孔直径( $\Phi 4.11 \pm 0.01$ ) mm。

II 处,配接 F141 同轴电缆,外导体为:黄铜镀金,内孔直径( $\Phi 3.72 \pm 0.01$ ) mm;内导体为:铍青铜调质镀金,经特性阻抗公式计算可得外径( $\Phi 1.61 \pm 0.01$ ) mm。此外,该处既是聚四氟乙烯介质与空气介质交界处,也是内、外导体直径发生变化处,不连续性必将引入不连续电容,产生反射,造成测试系统回路回波损耗恶化。可采取共面补偿法,在聚四氟乙烯端面设计环形凹槽,形成一小电感来补偿不连续电容,运用 HFSS 仿真软件对不连续处进行仿真,可得凹槽深( $0.2 \pm 0.05$ ) mm 时补偿效果最好;最后,运用 HFSS 软件对连接装置 A 整体进行仿真,仿真

结果如图 2。DC~6GHz 频率范围内,可得回波损耗小于-32dB,远小于延迟线回波损耗指标-20dB(最大值),满足产品测试要求。

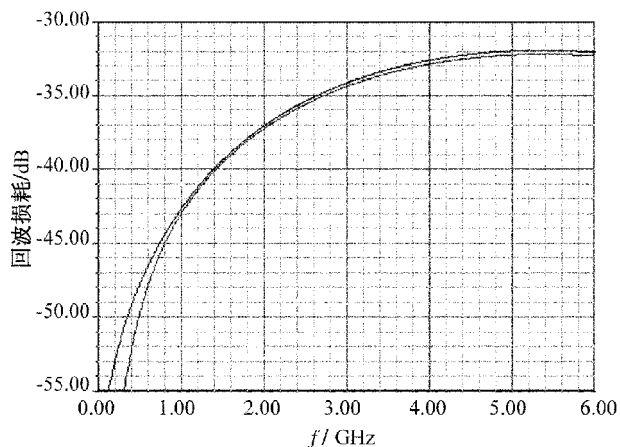


图 2 连接装置 A 整体 HFSS 仿真图

连接装置 A 结构中设计了快速连接和分离机构(图 3),机构中:零件①为涨口器,零件②为弹性外导体,零件③为弹性内导体。向左移动零件①时,零件①、②之间的斜面撑开具有弹性的零件②,此时可以快速插入延迟线首线,延迟线内导体插入零件③的弹性开口槽中,松开零件①,在零件②的弹性恢复力作用下,零件①向右移动,零件②复原后夹紧延迟线外导体,实现快速可靠连接;测试完成后,向左移动零件①,斜面撑开具有弹性的零件②,可以拔出延迟线,实现快速分离。与螺旋连接机构相比,该机构大大节约了延迟线与测试系统的连接、分离时间,提高生产效率。

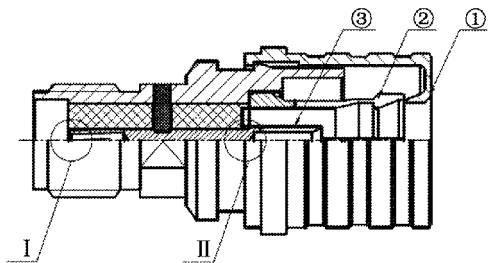


图 3 连接装置 A

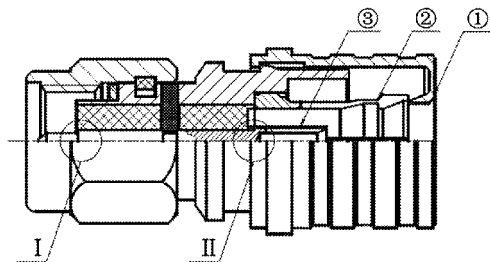


图 4 连接装置 B

## 4.2 连接装置 B 设计

同理,设计连接装置 B 如图 4,经 HFSS 整体仿真,DC~6GHz 频率范围内,可得回波损耗-32dB,远小于延迟线回波损耗指标-20dB(最大值),满足产品测试要求。

## 4.3 连接装置 A 和 B 引入的延迟值、相位值与补偿

测量锡焊式同轴射频电缆延迟线电延迟和相位时,需同时使用连接装置 A 和连接装置 B,它们引入的延迟可以合并计算并补偿,相位值也可合并计算并补偿,合并后等效为图 5 所示模型。

引入电延迟由三部分组成: $L_1$  空气介质, $L_2$  空气介质, $L_3$  聚四氟乙烯介质,根据微波传输速度、时间和距离的关系<sup>[7]</sup>,可得公式如下

$$\tau = \left( \frac{L_1 + L_2}{v_{\text{空气}}} + \frac{L_3}{v_{4FR}} \right) \times 10^6 \quad (2)$$

$$\text{又} \quad v = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \quad (3)$$

空气介质, $\mu_r \approx 1, \epsilon_r \approx 1$ ,可得  $v_{\text{空气}} \approx c$ ;

纯聚四氟乙烯介质(4FR), $\mu_r \approx 1, \epsilon_r \approx 2.03$ ,

可得  $v_{4FR} = c / \sqrt{2.03}$

综合可得引入电延迟

$$\tau = \left( \frac{L_1 + L_2}{c} + \frac{L_3 \sqrt{2.03}}{c} \right) \times 10^6 \quad (4)$$

式中: $\tau$ ——电延迟,ns; $L_1, L_2, L_3$ ——分别为图 5 中介质长度,mm; $v$ ——电磁波传播速度,m/s; $v_{\text{空气}}$ ——电磁波在空气中传播速度,m/s; $v_{4FR}$ ——电磁波在 4FR 中传播速度,m/s; $c$ ——电磁波在真空中传播速度,数值等于 299 792 458m/s; $L$ ——单位长度串联电感,H/m; $C$ ——单位长度并联电容,F/m。

引入相位值也由三部分组成: $L_1$  空气介质, $L_2$  空气介质, $L_3$  聚四氟乙烯介质。微波传输时,一个波长内存在 360°相位变化

$$\lambda_{\text{空气}} = v_{\text{空气}} / f_{\text{中心频率}} \quad (5)$$

$$\lambda_{4FR} = v_{4FR} / f_{\text{中心频率}} \quad (6)$$

$$\varphi = \frac{L_1 + L_2}{10^3 \lambda_{\text{空气}}} \times 360^\circ + \frac{L_3}{10^3 \lambda_{4FR}} \times 360^\circ \quad (7)$$

可得引入相位值

$$\varphi = \frac{L_1 + L_2 + \sqrt{2.03} L_3}{10^3 c} \times f_{\text{中心频率}} \times 360^\circ \quad (8)$$



式中:  $\lambda_{\text{空气}}$  ——电磁波在空气中传播的波长, m;  
 $\lambda_{4FR}$  ——电磁波在 4FR 中传播的波长, m;  
 $f_{\text{中心频率}}$  ——频率范围的中心处频率, Hz;  $\varphi$  ——相位值, ( $^{\circ}$ );  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  ——分别为图 5 中介质长度, mm。

经上述公式计算引入的延迟和相位值, 运用矢量网络分析仪的补偿功能进行补偿。

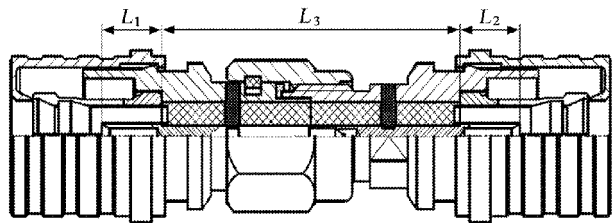


图5 连接装置A和连接装置B合并后等效模型图

## 5 测试系统的实验验证和生产验证

选取某根锡焊式同轴射频电缆延迟线, 在该测试系统中进行 30 次测量, 回波损耗、电延迟表现出良好可重复性; 测试仪器 VNA 相位精度为  $\pm 0.1^{\circ}/^{\circ}\text{C}$ <sup>[8]</sup>, 温度变化引起相位漂移, 相位@电延迟出现了一定变化, 30 次测量得到的相位@4.685ns 数据如下:

-49.9°, -49.5°, -49.2°, -50.2°, -50.4°, -49.7°,  
 -50.1°, -49.7°, -50.1°, -49.9°, -50.0°, -49.9°,  
 -50.3°, -49.8°, -49.7°, -50.5°, -49.8°, -49.9°,  
 -50.2°, -49.6°, -49.4°, -50.0°, -50.4°, -50.2°,  
 -49.7°, -49.7°, -49.9°, -49.8°, -49.3°, -50.7°。

经分析可得: 最大值 -49.2°, 最小值 -50.7°, 组内极差 1.5°, 算术平均值 -49.917°, 标准差 0.346°。最大值、最小值和算术平均值都接近标准值 -50°;

组内极差 1.5°, 约占相位精度 15° 的 10%, 六倍标准差 ( $6\sigma$ ) 为 2.076°, 约占相位精度 13.8%, 不确定度 0.064°。相位变化范围仍然能满足测试要求。综上所述, 经实验验证, 测试系统的可重复性指标能够满足测试要求。

经实验验证的测试系统, 在生产线上测试产品 4000PCS, 测试过程稳定可靠。

## 6 结束语

在企业生产实践中, 针对锡焊式同轴射频电缆延迟线, 设计了一套测试系统。经 HFSS 仿真, 实验验证, 生产验证, 不仅能够准确测量回波损耗等电气性能, 而且借助电延迟补偿和相位补偿, 可以准确测量电延迟和相位值。测试可靠高效。

### 参考文献

- [1] 李涛, 张华锋, 王浩伟. 一种混合结构固定延迟线的设计与实现[J]. 航空计测技术, 2011, 31(4): 13~15.
- [2] 张华锋, 李涛, 张晗. 微波延迟线量值溯源研究[J]. 航空计测技术, 2010, 30(6): 22~24.
- [3] User's Guide of Agilent Technologies 8753ET and 8753ES Network Analyzers[R]. USA: Agilent, 2012.4: 296~326.
- [4] MIL-STD-348A[S]. USA: Department of defense interface standard, 1988.4: 405-1, 405-2, 405-3.
- [5] POZAR D M. Microwave Engineering[M]. 2nd ed. New York: Wiley, 1997: 64~65.
- [6] 郑兆翁. 同轴式 TEM 模通用无源器件[M]. 北京: 人民邮电出版社, 1983.
- [7] 包幸生. 射频相位电缆组件的设计和制作[J]. 光纤与电缆及其应用技术, 2011, 227(4): 40~42.
- [8] Agilent ENA2 端口, 3 端口, 4 端口, RF 网络分析仪产品资料[R]. USA: Agilent, 2006: 11~12.

# 一种干扰信号产生单元的设计

陈剑涛 郭廷猛

(中国人民解放军 92419 部队,辽宁 125106)

**摘 要** 雷达干扰系统是复杂电磁环境下的重要作战装备。干扰信号产生单元能够针对雷达信号的差异,产生针对性的干扰信号。本文阐述了干扰信号产生单元的系统组成,主要组件—频综、变频组件和 DRFM 组件的设计,并提出了设计中的关键技术——直接式数字频率合成及瞄频噪声产生单元的解决途径。测试结果表明,该干扰信号产生单元能够满足系统的技术指标要求。

**关键词** 信号 发生器 频率合成器 变频器 DRFM 组件

## A Design of Unit for Engendering Obstruct Signal

CHEN Jian-tao GUO Ting-meng

(92419 Unit of PLA, Liaoning 125106)

**Abstract** Radar jamming system is an important combat equipment under complex electromagnetic environment. According to the difference of radar signal, jamming signal generation unit can generate the interference signal. The structure of jamming signal generation unit is expounded, and the design of frequency synthesis, variety frequency and DRFM synthesis has been realized. The key technology—the composite of direct digital frequency and aim frequency noise engendering unit have also been solved. The testing outcome shows that the jamming signal generation unit can satisfy the target demands of the system.

**Key words** Signal Generator Frequency synthesizer Frequency converter DRFM synthesis

## 1 引言

随着武器装备试验水平的提高和实战化难度的加大,防空导弹在对无人靶机的实战打靶过程中,已不再仅仅满足于防空导弹在常规条件下对靶机的命中率,在靶机上加装雷达干扰信号模拟系统,使防空导弹在复杂电磁环境下打靶,才能更好地提高部队训练水平。该系统加装在靶机上后,靶机便可模拟携带自卫式干扰系统的作战飞机,对于防空导弹

在干扰条件下的攻击性能,可以进行精确分析和评估。系统的主要功能有:接受防空导弹雷达系统的雷达波信号,对雷达波信号进行变频处理,并引导干扰信号的产生;在对雷达波信号进行处理的基础上,实现对雷达波信号的分选和干扰控制;产生所需要的电子干扰信号形式;实现干扰信号的功率放大及信号辐射。该系统组成如图 1 所示。

可以看出干扰信号产生单元是全系统的重要环节,其设计的好坏直接决定着整个系统的性能。因此,

加强对干扰信号产生单元的研究和设计很有必要。

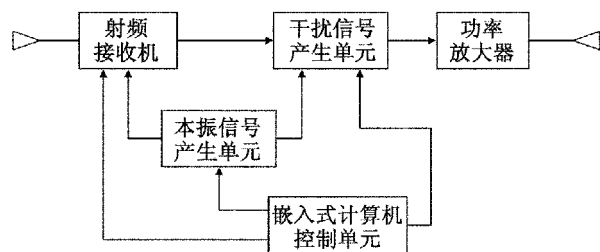


图1 雷达干扰信号模拟系统组成图

## 2 干扰信号产生单元的功能与设计要求

干扰信号产生单元主要模拟雷达有源干扰功能,在计算机的控制下,产生各种样式的干扰信号,包括宽带阻塞噪声、窄带瞄准噪声、多目标欺骗、距离/多普勒拖引、航迹欺骗等干扰信号。窄带瞄准和多目标欺骗干扰信号由 DRFM(数字射频存储器)产生实现;多普勒拖引由频综和变频组件中的 DDS(直接数字式频率合成器)实现;宽带压制噪声采用数字噪声模式产生噪声信号。

## 3 设计方案

### 3.1 工作原理

干扰信号产生单元主要是产生宽带压制以及窄带瞄准、多目标欺骗、距离/多普勒拖引等干扰样式的信号。其中,宽带压制信号由数字噪声产生器在频率引导控制下产生实现;窄带瞄准和多目标欺骗干扰信号由 DRFM 产生实现,它的过程是将接收到的雷达信号进行下变频,变换至中频后送给 DRFM 进行信号延迟和复制处理,并将处理后的信号进行上变频处理,变回雷达信号。

数字噪声信号产生单元实现宽带数字噪声信号的产生:在宽带噪声信号产生单元中预先存储有宽带噪声的数据,该数据由计算机根据所产生的信号样式的需要,通过一定的算法,计算得到的数字序列。在工作时,由控制逻辑将存储器中噪声数据序列读出,并输出到 DA 变换器,由 DA 变换器产生所需要的噪声信号。

DRFM 组件产生的雷达干扰信号以及数字噪声产生单元产生的宽带噪声信号通过各自的变频单元变频以后,分别通过幅度电平控制器控制信号的幅度,以使得两路信号具有一定的功率关系。通过幅度

控制以后,两路信号进行合成,得到基带干扰信号,送上变频单元,进行变频、功率控制以及开关调制。

干扰信号产生单元由以下组件组成:频综组件、上/下变频组件、数字宽带噪声产生组件和数字储频组件。该单元组成如图2所示。

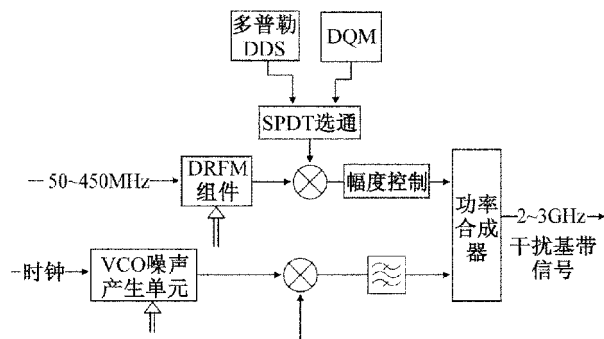


图2 目标和干扰信号产生单元组成图

### 3.2 组件功能分析

#### 3.2.1 频综和变频组件

频综和变频组件的主要功能是将接收到的雷达信号在频率引导控制下进行下变频、上变频处理,并将频综产生的多普勒频率和瞄准噪声信号通过混频的方式叠加到输出的雷达信号中,从而实现多普勒拖引及多普勒噪声干扰。它由频率综合器、下变频和上变频三个部分组成。组成框图如图3所示。

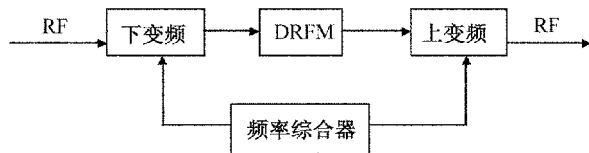


图3 频综和变频组件框图

在干扰分机中,频综是给 DRFM 上下变频提供本振信号。其本振信号是由 DRFM 的工作频率来决定的。由于宽带 DRFM 的工作频率较低,若带内混频严重影响输出信号的性能指标,这给频综的实现带来很大的困难。为保证输出信号的质量,需用多点本振进行混频,通过开关滤波器组的形式进行频段的选择,这就要快速产生与雷达信号频率相差不大且比较精确的本振信号。关键技术就是快速、低相位噪声、低杂散的捷变频频率综合器技术。

#### 3.2.2 DRFM 组件

DRFM 组件主要实现对接收到的雷达信号进行距离延迟,它能够储存雷达的射频信号,通过多次重放,产生多个具有不同距离的伪随机假目标,它类似

于雷达目标信号模拟,在时间参量上反映出目标特征信息,进行反映假目标远近的目标时延模拟;结合 DQM 模块产生一个瞄准式窄带干扰信号,将射频信号进行存储,再循环读取,形成准连续波信号,计算机根据噪声模型计算产生 I、Q 正交噪声数据,将其送给 DQM 产生基带窄带噪声信号,用混频器将其与 DRFM 产生的连续波信号混频,实现频谱的搬移,从而产生瞄准式窄带干扰。DRFM 组件原理如图 4 所示,DRFM 模块原理如图 5 所示。

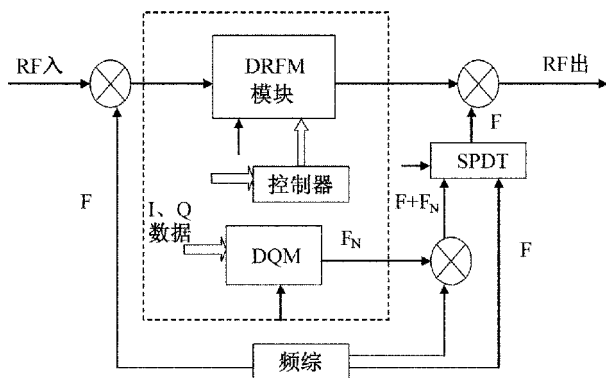


图 4 DRFM 组件原理框图

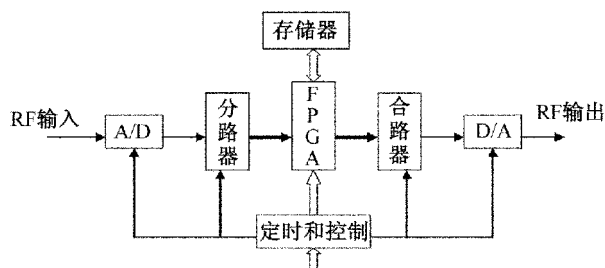


图 5 DRFM 模块原理框图

综合接收单元接收到雷达辐射信号后,送瞬时测频接收机进行测频,根据测得的频率数据,设置频综的输出频率(通常为混频器的本振频率),使接收通道的信号经过变频系统下变频后的中频信号能落入欺骗干扰组件的中频瞬时带宽之内。DRFM 组件根据外部控制,可分别产生多个不同的中频假目标信号或产生一个准连续波信号;DQM 根据计算机的 I、Q 正交噪声数据产生基带噪声信号;在产生宽带干扰时,通过 SPD 开关选通,在微波上变频时将基带噪声信号叠加到射频上。

DRFM 模块在组件中用来存储雷达辐射的射频信号,再进行多次重放或循环重放。DRFM 模块接收到中频基带信号,将其送到 A/D 变换器进行采样,通过分路器将量化数据分成多路送给 FPGA,

FPGA 根据外部的控制将数据送到存储器,经过一定的延时再将存储器的多路数据送到合路器,合路器将多路数据合成输出给 D/A 变换器,D/A 变换器将存储的数据恢复成模拟信号输出。

### 3.2.3 中频上变频单元

中频上变频单元主要由细步进频综、频率合成器、混频器、开关、放大器、程控衰减器和本振信号发生器组成。将 DRFM 和宽带数字噪声产生单元产生的信号上变频到中频基带。本系统中频率合成器是由 DDS 和上变频通道组成,即采用的是直接数字式频综与直接模拟式频综相结合的技术方案。先用 DDS 产生中频雷达模拟信号,然后进行上变混频完成频率扩展。

为实现宽工作频带、高稳定度、快变频的频率特性要求,采取了量级变频扩展的上变频通道组成方案。目的是为了尽量减少混频器引起的带内组合干扰对杂散指标的影响。

## 4 关键技术和解决途径

### 4.1 直接式数字频率合成(DDS)

多普勒信号的质量将直接影响到雷达的检测跟踪性能和干扰信号的干扰效果。而雷达的多普勒频率分辨率高,转换速度快,一般的频率综合器很难达到指标要求,采用 DDS 技术可满足以上要求。DDS 组成原理图如图 6 所示。

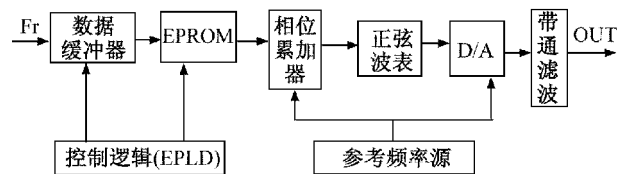


图 6 DDS 组成图

DDS 主要由专用集成 DDS 芯片和外围辅助电路(数据缓冲器、EPROM、控制逻辑、低通滤波器等)组成,存储器 EPROM 起数据格式转换作用,事先编程写入对应的数据表格;控制逻辑可采用高度可编程逻辑器件来实现。

输出信号频率:  $f_c = (f_c \times \Delta\phi) / 2^{32}$ , 用于精确模拟雷达目标回波的多普勒频率。

### 4.2 瞄频噪声产生单元

瞄频噪声信号产生单元的主要功能是实现窄带噪声信号的产生,产生具有一定带宽 (下转第 86 页)



# 基于小波分析的转子不平衡故障诊断 与控制技术研究

李春芳 黄建民

(中航工业上海航空测控技术研究所,上海 201601)

**摘 要** 在对发动机挠性转子不平衡机理分析的基础上,利用小波分解和重构方法对信号进行提取与识别,实现了对转子不平衡故障的准确诊断,利用振型平衡法对挠性转子进行平衡。实验表明,此方法能够有效解决转子不平衡故障,为飞机发动机等旋转机械转子不平衡的检测和控制提供了一种有效的解决方法。

**关键词** 转子 故障诊断 振荡 平衡法

## Research on Fault Diagnosis and Control Technology of Unbalanced Rotor Based on Wavelet Analysis

LI Chun-fang HUANG Jian-min

(Aviation Industry Corporation of China Shanghai Aero Measurement & Control  
Technology Research Institute, Shanghai 201601)

**Abstract** Based on the unbalance mechanism analysis of engine's flexible rotor, the signal could be extracted and identified by using wavelet decomposition and reconstruction method. And the fault diagnosis for the rotor unbalance is accurate, also the balance problem of the flexible rotor can be solved by using modal equilibrium method. Test results show that the rotor unbalance fault can be reduced effectively and the wavelet analysis is very effective for Fault diagnosis of unbalanced rotor.

**Key words** Rotor Fault diagnosis Oscillation Equilibrium method

## 1 引 言

随着发动机技术的飞速发展,高速旋转机械也随之大量涌现。转子作为旋转机械的核心部件,是最容易出现故障的部件之一。诸多因素会导致转子的中心惯性主轴偏离其旋转轴,产生转子不平衡。现场统计表明,引起振动过大的激振力中 95%是转

子的不平衡力,它是旋转机械主要的激振源,也是多种自激振动的触发因素<sup>[1]</sup>。

理论和实践都已充分证明,旋转机械不平衡状况的危害是极大的,有时后果不堪设想。在科学技术不断进步和工业飞速发展的今天,各类机械转子的转速越来越高,从而对转子的动平衡要求也越来越苛刻,动平衡技术已成为许多工业领域中一个非

常重要的内容。

## 2 挠性转子不平衡的故障机理

对于挠性转子,当转子系统工作在第一阶临界转速之下时,转子的柔性变形可忽略不计。但是,如果超过这一转速,已经平衡好的转子又将产生不平衡,特别是当转子工作在临界转速以上时,低速平衡方法就完全失去了作用。为了寻求更好的平衡方法,我们必须对挠性转子不平衡的故障机理进行研究。转子弯曲振动与转子及支承系统的固有性质有关,我们首先对转子不平衡力造成的转子挠曲进行研究。

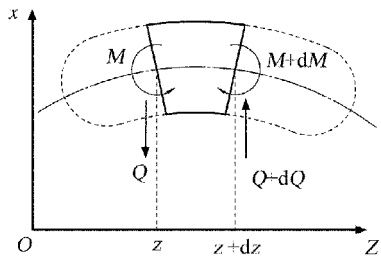


图1 挠性转子的弯曲振动图

图1为挠性转子不旋转时在 $Q$ 平面内产生自由振动时,任意时刻 $Q$ 转子切片振动状态的示意图。 $Q$ 为作用在切片上的剪力, $M$ 为作用在切片上的弯矩, $\mu$ 为 $l$ 位置处单位长度的转子质量,截面惯性矩为 $I$ ,纵向弹性模数为 $E$ 。由此得到转子、支承系统的弯曲振动方程

$$(EIx'')' + \mu \frac{\partial^2 x}{\partial t^2} = 0 \quad (1)$$

方程的解为

$$x(z, t) = \sum_{n=1}^{\infty} C_n \varphi_n(z) \cos(\omega_n t + \varphi_n) \quad (2)$$

其中 $C_n$ 及 $\varphi_n$ 可由初始条件确定<sup>[2]</sup>。

## 3 小波降噪

由于计算机只是对离散信号的处理,我们必须对连续信号进行离散化,对连续小波进行离散得到<sup>[3]</sup>

$$\Psi_{j,k}(t) = a_0^{-\frac{j}{2}} \Psi(a_0^{-j}t - kb_0) \quad (3)$$

离散化小波变换系数为

$$C_{j,k} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \Psi_{j,k}^*(t) dt \quad (4)$$

对信号进行重构的公式为

$$f(t) = C \sum_{-\infty}^{\infty} \sum_{-\infty}^{\infty} C_{j,k} \Psi_{j,k}(t) \quad (5)$$

小波变换由于能够同时在时域和频域中对信号进行分析,并且具有在高频段有较低的时间分辨力与较高的频率分辨力,在低频段有较高的时间分辨力与较低的频率分辨力的特性,所以小波变换能够有效地区分信号中的有效信号与噪声,从而实现信号的消噪。一个含有噪声的信号模型可以表示为

$$s(i) = f(i) + \sigma e(i) \quad i = 0, 1, \dots, n-1 \quad (6)$$

式中: $s(i)$ ——原始信号; $e(i)$ ——噪声的信号; $s(i)$ ——含噪声的信号。

在实际的信号中,有用的信号一般表现为低频信号或是一些表现为比较平稳的信号。运用小波包对一维信号进行消噪处理,可以很好的提高振动检测的准确性。

## 4 振型平衡法

平衡的目标是减少转子挠曲、减少机器振动以及减少轴承的动反力。这三个目标有时是一致的,有时是矛盾的,但是它们必须统一于平衡的最终目标——保证机器可靠地运行<sup>[4]</sup>。

平衡转子时,首先是对转子的不平衡量进行识别,识别出不平衡量的大小和方向,判断转子失衡的类型,然后做出相应的平衡策略。柔性转子的动平衡原理和方法有别于刚性转子,它必须考虑转子挠曲变形对转子平衡的影响。转子发生挠曲变形时,不同转速下,轴上各点的挠曲值和方向将发生变化,因此柔性转子平衡不能局限于在转子两个端面上调整平衡重量,而要在不同转速下根据转子挠曲变形的状态(即振型),在不同的轴向平面上采用不同的加重形式,这样才能使挠性转子一定的转速范围内获得平衡。

振型平衡法又称为模态平衡法,将不平衡量按各阶主振型进行分解,通过施加校正质量,使其产生的不平衡与转子原始的不平衡大小相等,方向相反,可逐阶消除各平衡分量。振型平衡法的平衡目标为在各转速主轴的挠曲为零<sup>[5]</sup>,即

$$c_j + \frac{1}{N_j} \sum_{k=1}^K P_k \varphi_j(s_k) = 0, \quad (j = 1, 2, \dots, N) \quad (7)$$

为了达到平衡的目标,将原始不平衡与校正质量相应的项分别写在等式的两端,得到

$$\begin{cases} \varphi_1(s_1)P_1+\varphi_1(s_2)P_2+\dots+\varphi_1(s_K)P_K=-c_1N_1 \\ \varphi_2(s_1)P_1+\varphi_2(s_2)P_2+\dots+\varphi_2(s_K)P_K=-c_2N_2 \\ \dots\dots\dots \\ \varphi_N(s_1)P_1+\varphi_N(s_2)P_2+\dots+\varphi_N(s_K)P_K=-c_NN_N \end{cases} \quad (8)$$

转子达到挠曲为零的完全平衡时,其动反力亦必等于零,得到

$$\begin{cases} s_1P_1+s_2P_2+\dots+s_KP_K=-\int_0^l su(s)ds \\ P_1+P_2+\dots+P_K=-\int_0^l u(s)ds \end{cases} \quad (9)$$

联立求得所需的校正的质量  $P_K$ , 根据  $P_K$  对转子进行校正。图 2 为不平衡转子的前三阶振型。

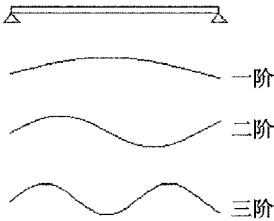


图 2 不平衡转子的前三阶振型图

5 实验验证

我们在发动机转子实验台进行模拟实验验证,图 3 为发动机转子故障模拟实验台。实验转子为挠性转子,我们首先利用 Riccati 传递矩阵求出挠性转子的各阶临界转速,再求出各阶临界转速相应的振型。接着利用小波包对信号进行消噪,步骤如下:

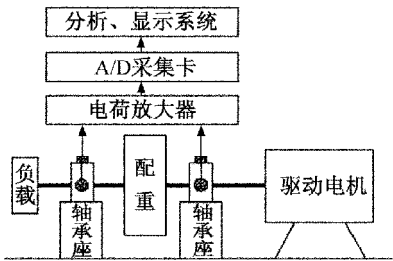


图 3 飞机发动机转子故障模拟实验台图

- (1) 选择一个小波函数并确定一个小波包分解的层数,然后对信号进行  $N$  层小波包分解;
- (2) 采用最优小波包基搜索算法寻找到信号的最优小波包基分解;
- (3) 选择一个适当的阈值算法,对最优小波包

基每个节点上的分解系数进行阈值量化;

(4) 利用阈值量化后的最优小波包基的分解系数逐层向上进行重构,重构得到的信号就是经过最优小波包基消噪处理后的信号。

再根据第四部分所讲的振型平衡法对系统进行动平衡。图 4,图 5 为平衡前的原始信号和对应的频谱图,图 6,图 7 为平衡后的原始信号和对应的频谱图,图 5、图 7 中纵坐标均为幅值。由实验结果可以看出,转子不平衡的一阶特征频率得到了很大的减小,二阶特征频率也有着微弱的变化,实验台明显的

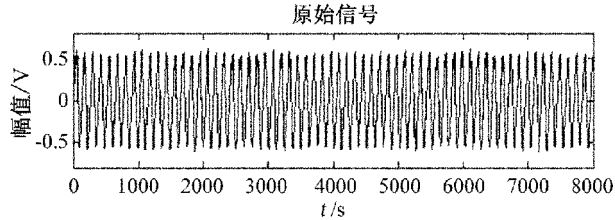


图 4 平衡前的原始信号图

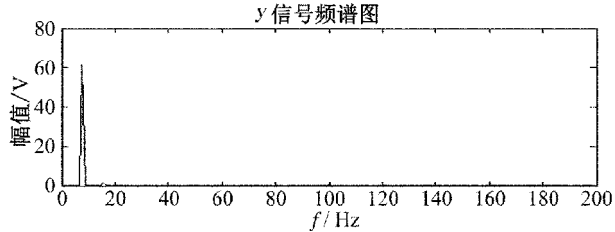


图 5 平衡前的频谱图

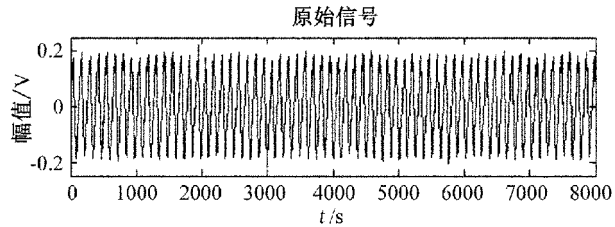


图 6 平衡后的原始信号图

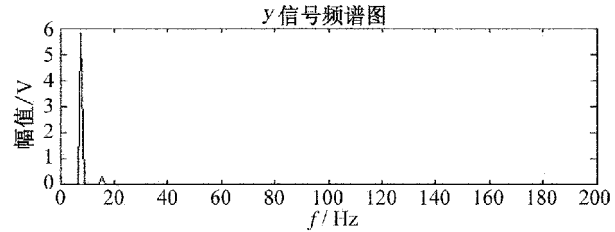


图 7 平衡后的频谱图

## 6 结束语

### 参考文献

本文以飞机发动机转子系统为研究对象,在对转子不平衡故障机理分析的基础上,提出了利用小波分析的方法对故障进行提取与识别,并用振型平衡法对转子进行动平衡,实验证明了所提方法的有效性。通过分析研究,可以得到以下结论:

(1) 利用小波分析法可以在处理发动机转子系统振动信号时将振动信号分解到不同频段,从而看到每一频段信号随时间的变化情况,以便识别具有不同频率特征的各种故障。

(2) 小波分析中小波包分解与重构能有效地消除噪声,达到对故障的快速提取和识别。

(3) 通过实验证明振型平衡法可大大降低转子不平衡的强度,是降低转子不平衡的一种有效方法。

- [1] 闻邦椿,武新华,丁千,韩清凯. 故障旋转机械非线性动力学理论与试验. 北京科学出版社,2004.
- [2] 三轮修三,下村玄. 旋转机械的平衡. 机械工业出版社,1992.
- [3] 飞思科技产品研发中心. 神经网络理论与 MATLAB7 实现. 电子工业出版社,2005.
- [4] 顾家柳,丁奎元,刘启洲等. 转子动力学. 国防工业出版社,1985.
- [5] Jun Du, Shaoping Wang, Haiyan Zhang. Layered clustering multi-fault diagnosis for hydraulic piston pump[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2012.
- [6] C.T. Yiakopoulos, K.C. Gryllias, I.A. Antoniadis. Rolling element bearing fault detection in industrial environments based on a K-means clustering approach[J]. Expert Systems With Applications, 2010.

(上接第 82 页)

的固定中心频率的信号。在本系统中拟采用数字噪声方法,产生一定带宽的伪随机数字噪声信号。该单元组成如图 7 所示。

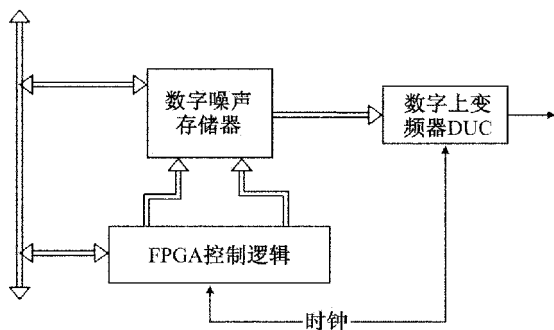


图 7 数字噪声产生单元图

数字噪声数据在试验之前由计算机下载到数字噪声存储器或者采用固化的数字噪声数据直接加载到双端口存储器中,在试验开始以后,通过逻辑电路的控制,从数字噪声存储器中顺序读出,并循环播放,直接传输到数字上变频和 DA 变换器,实现中频的模拟信号输出。

## 5 结束语

本文提出了某型雷达干扰信号模拟系统中的干扰信号单元设计,设计基于频综和变频组合和 DRFM 组件,实现了不同要求下干扰机信号的产生。测试结果证明,该干扰信号产生单元可以有效地运用于雷达干扰信号模拟系统。

### 参考文献

- [1] 杨涛,杨军祥,王纯委等. 航电核心处理机接线盒模块的设计与实现. 航空计算技术, 2014(2): 131~134.
- [2] 谢志刚,赵京坡,李江等. 一种低成本抗干扰速率计[J]. 宇航计测技术, 2014(2): 137~139.
- [3] 熊群力等. 综合电子战—信息化战争的杀手锏. 北京: 国防工业出版社, 2008: 67~92.
- [4] 王星等. 航空电子对抗原理. 北京: 国防工业出版社, 2008: 223~250.