宇航计测技术

YUHANG JICE JISHU

2014 年 4 月　　第 34 卷第 2 期　　总第 200 期

目　　次

高温环境下物体外形轮廓动态测量与评价方法探索 …… 梁雅军　孙增玉　高　越 等(1)
准平行光远距离动态重合度的自准直测量方法研究 …… 商秋芳　张俊杰　赵功伟 等(6)
一种内置复位弹簧式位移传感器的研制 …… 李沛剑　蒋晓彤　郑　浩(9)
大尺寸交会测量系统传感器布站优化分析 …… 周　虎　孙艳秋　姜学超(13)
网络 RTK 技术在跨海区域动态定位中的应用研究 …… 徐益群　汪结华(18)
卫星天线热真空变形测量 …… 黄桂平　马开锋　王蔡健 等(21)
速率转台 S 曲线加减速算法研究 …… 麦　吉　张新磊　刘均松(26)
液体火箭发动机试验推力自动校准加载系统的研制 …… 朱子环　贾　洁　耿卫国 等(30)
无人直升机陀螺减振的仿真与分析 …… 朱文来　葛　峰(34)
一种低成本抗干扰速率计的设计 …… 谢志刚　赵京坡　李　江 等(37)
电缆网阻值测试仪的设计与实现 …… 徐　超　武东健　姜　祝(43)
晶体管老化筛选设备计量参数的校准 …… 薛　燕　刘玉波　东　方 等(47)
基于 FPGA 的 MBOC 中频调制信号的实现 …… 闫温合　何在民　胡永辉 等(50)
一种稀疏布站条件下的区域电离层改正方法研究 …… 赵坤娟　华　宇　郭　伟 等(55)
一阶扩展差分方法在测站 GPS 时间误差修正中的应用…… 胡　超　赵永刚(61)
高动态环境下 GPS 信号捕获研究…… 陈　丹　柯熙政　何振泉(64)
隔离信号调理模块自动校准系统设计 …… 严洪燕　武　桦(70)
基于人工神经网络的红外探测效果评估 …… 王爱亮　王爱丽　郑玉航(75)
一种基于能量-灰度分布的图像清晰度评价方法 …… 李　淼 (78)
测量船静电防护改造相关问题的研究 …… 杨　洋　陈　薇　逯　颖 等(83)
声明 …… (82)
“北京航天计量测试技术研究所”简介 …… (封二)
“2014 年国防计量与测试学术交流会”征文通知 …… (封三)

“2014 年国防计量与测试学术交流会”

征文通知

为紧密跟踪国外先进计量理论与技术发展方向,深入研究计量新理论、新技术、新方法,加强计量与测试技术领域的交流与合作,展示军工计量与测试技术的研究成果,提升军工计量领域的创新能力,由国防科技工业第二计量测试研究中心、中国宇航学会计量与测试专业委员会、URSI 中国国家委员会电磁计量专业委员会、计量与校准技术国防科技重点实验室、《宇航计测技术》编辑部联合主办“2014 年国防计量与测试学术交流会”将于 2014 年 9 月中旬在北京召开。现将有关事项通知如下:

一、征文内容

1、国内外计量与测试技术发展综述;
2、国防计量专业技术展望;
3、计量科学理论与前沿技术研究;
4、计量标准研制;
5、量值传递及溯源方法研究;
6、适应特殊环境的计量技术研究;
7、型号试验系统计量保障技术研究;
8、信息化技术在计量测试中的应用;
9、测量不确定度分析与评估理论研究及应用;
10、计量综合管理研究及其他相关题材。

二、撰写要求

本次学术交流会将出版“2014 年国防计量与测试学术交流会”论文集(附光盘),优秀论文将在中国科技核心期刊《宇航计测技术》上发表,欢迎大家踊跃投稿。

1、论文不超过 6000 字,摘要不超过 200 字,关键词 3~5 个,论文题目、作者单位、摘要和关键词均须中英文对应;

2、参考文献只列出已经公开出版且在文中直接引用的主要文献,并按文中出现的先后顺序编号;

3、请作者认真填写“作者基本信息表”;

4、请作者将论文和保密审查意见原件及电子文档一并寄送至会务组;

5、投稿截止日期:2014 年 7 月 31 日。

三、联系人及联系方式

邮寄地址: 北京市 142 信箱 408 分箱　　邮编: 100039
E-mail: kyb@ casic203. com　　传真: 010-68385470
联 系 人: 杜晓爽, 邓墨涵, 冯英强　　电话: 010-68386651
手机号码:13910862915, 15801604834, 13810022146

四、有关会议信息、论文格式要求、作者基本信息表请浏览

网址:www. casic203. com。

五、会议具体时间和地点另行通知。

六、会议主办单位

国防科技工业第二计量测试研究中心　　中国宇航学会计量与测试专业委员会
URSI 中国国家委员会电磁计量专业委员会　　计量与校准技术国防科技重点实验室
《宇航计测技术》编辑部

八、会议承办单位

国防科技工业第二计量测试研究中心

JOURNAL OF ASTRONAUTIC METROLOGY AND MEASUREMENT

Apr., 2014 Vol.34 No.2 Total No.200

CONTENTS

Dynamic Measurement and Evaluation Method of Contour for Object in High Temperature Environment ····· LIANG Ya-jun SUN Zeng-yu GAO Yue et al (1)
Research on Auto-collimation Measurement of Remote Dynamic Coincidence Degree Based on Quasi-Parallel Light ····· SHANG Qiu-fang ZHANG Jun-jie ZHAO Gong-wei et al (6)
Research on LVDT Displacement Sensor with Built-in Return Spring ····· LI Pei-jian JIANG Xiao-tong ZHENG Hao (9)
Analysis of Optimization of Sensor Stations in Intersection System for Large Scale Measurement ····· ZHOU Hu SUN Yan-qiu JIANG Xue-chao (13)
Research on Net RTK Technology Application of Dynamic Positioning in Region Among Islands ····· XU Yi-qun WANG Jie-hua (18)
Distortion Measurement of Satellite Antenna in Thermal Vacuum ····· HUANG Gui-ping MA Kai-feng WANG Cai-jian et al (21)
Research on S-curve Acceleration and Deceleration Control Algorithm of Speed Turntable ····· MAI Ji ZHANG Xin-lei LIU Jun-song (26)
Development of Loading System on Thrust Auto-calibration of Liquid Rocket Engine Test ····· ZHU Zi-huan JIA Jie GENG Wei-guo et al (30)
Simulation and Analysis of Unmanned Helicopter Gyro Vibration ····· ZHU Wen-lai GE Feng (34)
Design of a Kind of Low-cost and Anti-interference Velocity meter ····· XIE Zhi-gang ZHAO Jing-po LI Jiang et al (37)
Design and Implementation of the Test Device for Cable Network ····· XU Chao WU Dong-jian JIANG Zhu (43)
Calibration of the Metering Parameter for Transistors Burn-in Screen Machine ····· XUE Yan LIU Yu-bo DONG Fang et al (47)
Implementation of MBOC IF Modulation Signal Base on FPGA ····· YAN Wen-he HE Zai-min HU Yong-hui et al (50)
Research on a Type of Region Ionosphere Correction Method of Sparse Distribution Station Conditions ····· ZHAO Kun-juan HUA Yu GUO Wei et al (55)
Application of the Extended First-Order Difference Method in GPS Time Error ····· HU Chao ZHAO Yong-gang (61)
Research on GPS Signal Acquisition Algorithm in High Dynamic environment ····· CHEN Dan KE Xi-zheng HE zhen-quan (64)
Design of the Automatic Calibration System for Isolated Analog Signal Conditioning Modules ····· YAN Hong-yan WU Hua (70)
Evaluation of Infrared Detector Equipment Index Based on BP Network ····· WANG Ai-liang WANG Ai-li ZHENG Yu-hang (75)
An Evaluation Algorithm for Image Sharpness Based on Energy-Grayscale Distribution ····· LI Miao (78)
Research on Related to Tracking Ship Electro-Static Discharge ····· YANG Yang CHEN Wei LU Ying et al (83)

2014 年 4 月
第 34 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr.,2014
Vol.34,No.2

文章编号:1000-7202(2014) 02-0001-05 中图分类号:TB922 文献标识码:A

高温环境下物体外形轮廓动态测量与评价方法探索

梁雅军 孙增玉 高 越 陈晓晖 王东伟
(北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

摘 要 针对高温环境下的物体外形轮廓测量,给出了一种基于立体视觉的动态测量与评定方法。包括实现轮廓度测量的光学特征构建方法、基于光谱原理的高温图像采集方法、理论轮廓数据建模及评价方法。通过试验将该方法的测量结果与三坐标测量机的测量结果进行了分析和比较。结果证明,该方法的轮廓度测量误差小于0.5mm,可以满足高温环境下物体外形轮廓检测的要求。

关键词 高温 轮廓 动态测量 评价

Dynamic Measurement and Evaluation Method of Contour for Object in High Temperature Environment

LIANG Ya-jun SUN Zeng-yu GAO Yue CHEN Xiao-hui WANG Dong-wei
(Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076)

Abstract In order to measure the contour of object in high temperature environment, a new measuring and evaluation method based on binocular stereo vision is presented. The constitute method of optical characters and the image acquiring in high temperature environment, as well as the modeling and evaluation method is introduced. The measuring data of this method was compared with CMM. The result indicated that, the measuring error of this method is less than 0.5 mm, which satisfies the requirements of contour measuring in high temperature environment.

Key words High temperature Contour Dynamic measurement Evaluation

1 引 言

三维物体表面轮廓测量是获取物体形态特征的一种重要手段,已广泛应用于工业、科研、国防等领域。但在高温环境下对物体表面轮廓的检测一直是生产中的关键技术难题,如锻造工件的在线检测、工件的耐高温试验中的变形量检测等,环境温度高而且温度随时间变化,使得三坐标测量机等传统的接触式测量设备不再适用。鉴于接触式测量方法的局限,光学非接触测量由于其高分辨力、无破坏、数据获取速度快等优点,在逆向工程、在线检测与质量保证等领域得到日益广泛的应用。

本文基于视觉测量原理提出了一种高温环境下的物体外形轮廓的动态测量方法,通过构建激光光学特征,以及采用基于光谱原理的高温图像采集方

收稿日期:2014-02-11
作者简介:梁雅军(1978-),男,硕士,高级工程师,主要研究方向:测试计量技术及仪器。

法,动态追踪模型表面光学特征点坐标变化计算出物体的实时外形轮廓。对平板结构和球头结构的实时外形轮廓进行了测量,并通过静态标定分析了测量系统的静态测量误差。

高温环境下的物体外形轮廓测量,其技术难点主要集中在两部分:

a. 在高温环境下,物体辐射强光,会对图象质量产生影响。高温构件辐射曲线有以下特点:所有波长辐射的能量随着温度的增加而增加,且光谱辐射峰值随着温度的增加向短波方移动,而 CCD 相机只对可见光区光线敏感,导致图像质量极差;

b. 获取外形轮廓点云数据之后,在评定时要符合被测实际要素对其理想要素的最大变动量为最小的原则,如何使被测轮廓最大限度的适应理论轮廓,由此来消除测量基准对轮廓度评价结果的影响,获得被测要素对理想要素的最佳拟合是轮廓度评价的难题。

2 基于图像的轮廓度测量系统

本文对高温物体轮廓的测量采用双目视觉测量技术基于视差原理实现,经过图像预处理和特征提取得到物体上特征点的二维图像坐标,在此基础上根据透视投影的几何原理以及两相机间的空间约束关系,通过两幅图像中特征点的匹配点对,得到特征点的空间三维坐标,最终由获取的三维点云数据进行轮廓拟合和评价。

2.1 基于光谱选择原理的高温图像采集方案

实现物体的轮廓测量首先需要获得物体在高度下较易识别的图像,如高温锻造最高温度可达 2 000℃左右,外在表现为颜色的变化,由暗红到白色。物体由于高温会辐射连续光谱,测试结果显示,辐射光谱不同波段的能量会随着时间而不断变化。采用一般的数字图像预处理技术无法获得满意的常温态的图像,可以在相机镜头前放置恰当的滤光结构,将干扰目标成像的光谱成分滤除,使测量目标在图像中的对比度得到改善,凸显测量目标的形貌信息。再利用后续软件上的图像处理进一步提高图像中测量目标的特征点。

首先需要在对高温下样件本身发光特点进行分析的基础上制定属于自己的图像采集策略。高温构件辐射曲线的特点:所有波长辐射的能量随着温度的增加而增加,且光谱辐射峰值大多集中在红外波段。高温气流下,模型图像质量受辐射光谱的影响,如表 1 所示。主要干扰光谱源包括:表面气体等辐射和吸收的干扰光谱、模型高温下辐射的红外光谱。因此,关键问题在于滤除模型辐射的强光和干扰谱线,以减少高温模型温度对图象质量的影响。

表 1 辐射光谱对图像质量的影响

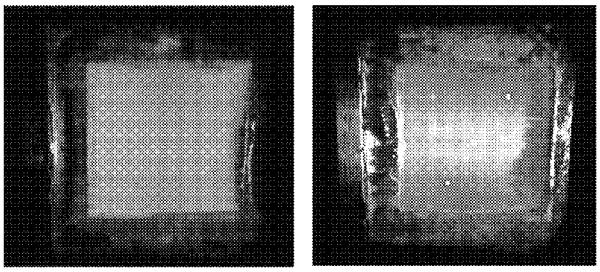
干扰光谱源	光谱类型	光谱特点	对图像质量的影响
辐射原子或离子	线状光谱	不连续的谱线	谱线波长范围很窄,例如原子蒸汽的吸收谱线波长范围为(5~10)nm,因此对成像质量影响较小。
辐射分子	带状光谱	数个光谱带与暗区相间组成	图像质量的主要影响因素,温度越高影响越大,需滤除部分强光
热辐射	带状光谱	多出现于红外光谱域	使用可见光蓝紫波段滤光片,可滤除热辐射红外光谱

在相机前增加 430nm 滤光镜组采集到的特征点图像效果如图 1(b)所示,可见与图 1(a)的原始图像相比特征点边缘锐利。

2.2 光学特征构建

在充分滤出有害光谱的基础上,需要使相机充分感光,增加 CCD 敏感区域光线的能量强度,这里我们采用外加辅助激光投射阵列的方法达到采集要求,使用 430nm 波段的激光投射器构建光学特征点,使得高温下采集到的图像只包含特征点信息,排除背景光线干扰。

本方案中采用激光投射阵列的形式,人为构建外形轮廓测量特征,配合相应波段的带通滤光,一方



(a)　　(b)

图 1　带通滤光前后图像效果比对

面提高了测量精度,另一方面降低了图像处理难度。试验中设计了由 100 支激光器组成的激光投射阵列采集到的特征点图像如图 2 所示,可见特征点与背景对比度大,易于图像提取和坐标解算,大量特征点的三维坐标即表征了烧蚀模型的外形轮廓。

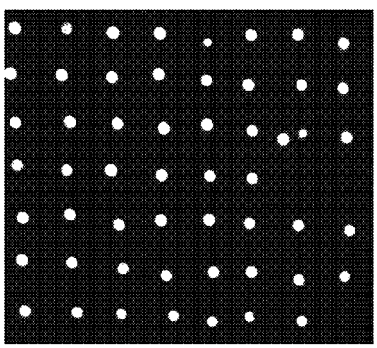


图 2　激光阵列外形结构及图像采集效果

3　轮廓建模及评价方法

在实际的轮廓度测量中常常会遇到被测物体不是标准的几何形状,规则曲线轮廓度评定已经有很多成熟的方法,而对复杂自由曲线轮廓的测量和评定非常困难。本文引入轮廓度误差的概念,移动、旋转测量点群使其与理论轮廓有很好的吻合,基于最小条件原则估计调整被测轮廓与理论轮廓的位姿偏差,构造目标函数来评价旋转后被测曲面与理论曲面的吻合程度,找到最佳的移动和旋转参数,进一步求得轮廓度误差值。

3.1　轮廓度定义

根据《GB/T1182-2008 产品几何技术规范(GPS)几何公差形状、方向、位置和跳动公差标注》的定义,把线、面轮廓度公差分为无基准和有基准两种情况,无基准的面轮廓度公差带为直径等于公差,球心位于被测要素理论正确形状上的一系列圆球的两包络面所限定的区域;相对于基准的面轮廓度公差带直径等于公差,球心位于由基准平面 A 确定的被测要素理论正确几何形状上的一系列圆球的两包络面所限定的区域,如图 3 所示。

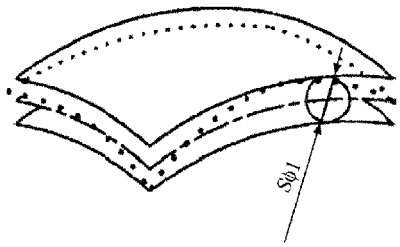


图 3　轮廓度的定义

不规则曲面外形轮廓的测量属于无基准的情况。国家标准规定,形位误差的基本评定原则是最小条件,即被测要素对其理想要素的最大变动量为最小。在评定时要符合被测实际要素对其理想要素的最大变动量为最小。如何获得被测要素对理想要素的最佳拟合是无基准轮廓度评价的重点。

3.2　被测物体的理论轮廓建模

理论轮廓模型是轮廓度测量和评定中的标准量,它的精度决定测量结果的准确性。目前,广泛使用计算机辅助(CAD)系统进行零件设计,零件的几何形状、几何尺寸、相互位置关系及公差要求等信息均以数据格式存储在文件中,数据可以存储成数据接口文件供其他系统使用,如 PROE 的 IGS 文件。本文直接读取 IGS 文件,提取组成轮廓的几何实体要素。

3.3　模型的预处理

从轮廓度定义知,用理论轮廓到被测轮廓点的距离来评价面轮廓度误差。在试验中,已知实际被测点(即测得的数据)和理论轮廓的标准方程,通过计算,就可以得到被测点到理论轮廓的法向距离。轮廓度误差的评价的核心是移动、旋转测量点群使其与理论轮廓有很好的吻合。

测量系统给出的离散点三维坐标一般是在测量坐标系下,因此必须进行坐标变换,将被测曲面的点云移动到与理论曲面极大吻合的地方。需要解决两个问题:一是平移矩阵,二是旋转矩阵。

现在假设某一测量点 P 在测量坐标下的三维坐标为(X_p, Y_p, Z_p),在理论模型坐标系下的坐标为(x_p, y_p, z_p),则(X_p, Y_p, Z_p)经过$(\Delta x、\Delta y、\Delta z)$的平移

后的坐标为

$$\begin{bmatrix} x_p \\ y_p \\ z_p \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_p \\ Y_p \\ Z_p \\ 1 \end{bmatrix} \times T = \begin{bmatrix} X_p \\ Y_p \\ Z_p \\ 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ \Delta x & \Delta y & \Delta z & 1 \end{bmatrix}$$

式中：T——平移矩阵，含有三个参数；(X_p, Y_p, Z_p) 经过$(\Delta\alpha、\Delta\beta、\Delta\gamma)$旋转后在 Z 方向旋转矩阵为

$$Q_z = \begin{bmatrix} \cos\Delta\gamma & -\sin\Delta\gamma & 0 & 0 \\ \sin\Delta\gamma & \cos\Delta\gamma & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

在 x 方向和 y 方向的旋转矩阵如下

$$Q_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\Delta\alpha & -\sin\Delta\alpha & 0 \\ 0 & \sin\Delta\alpha & \cos\Delta\alpha & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$Q_y = \begin{bmatrix} \cos\Delta\beta & 0 & \sin\Delta\beta & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\sin\Delta\beta & 0 & \cos\Delta\beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

所以本文的目的就是通过合适的手段来优化 $\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta\alpha, \Delta\beta, \Delta\gamma$ 六个参数，选择合适目标函数，达到最大的吻合程度。

3.4　轮廓度误差的评定

首先，根据测量点云与数学模型的位置关系，给定理论型面的初始平移值$(\Delta x, \Delta y, \Delta z)$和旋转角度$(\Delta\alpha, \Delta\beta, \Delta\gamma)$，默认初始值为零，如果测量数据点与理论型面偏差较大，也可手工给定初始值。然后，对理论型面进行平移和旋转，并逐个计算扫描数据点距移动后理论型面的最小距离 D_i 并剔除粗大误差点。其次，基于改进的 L_p-范数估计算法迭代求解理论型面对扫描数据点的轮廓度评定模型。最后，评价扫描数据并输出评价结果。

迭代求解轮廓偏差的过程，就是找出并消除位姿偏差对测量数据的影响，使得轮廓度误差为最小。基于 L_p-范数估计进行改进算法。L_p-范数定义如下

$$L_p = \sum_{s=1}^{S} |e_s(u)|^p$$

式中：S——被测轮廓点数；$e_s(u)$——被测轮廓点轮廓偏差；$u=(\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta\alpha, \Delta\beta, \Delta\gamma)$——位姿偏差；$1 \leqslant p \leqslant \infty$。

当 $p=2$ 时，$L_2 = \sum_{s=1}^{S} |e_s(u)|^2$，可得基于 L_2-范数的最小二乘评定模型：$\min\{\sum_{s=1}^{S} |e_s(u)|^2\}$ 即被测轮廓上所有点的偏差的平方和最小。

当 $p=\infty$ 时，$L_\infty = \max_{1\leqslant s\leqslant S} |e_s(u)|$，可得基于 L_∞-范数的轮廓度评定模型：$\min\{\max_{1\leqslant s\leqslant S} |e_s(u)|\}$，即被测轮廓上所有点的偏差的最大值最小。

根据轮廓度误差定义以及最小条件原则，本文采用基于 L_∞-范数的最小极偏差轮廓度评定模型

$$\min\{\max_{1\leqslant s\leqslant S} |e_s(u)| - \min_{1\leqslant s\leqslant S} |e_s(u)|\}$$

这个评价模型使被测轮廓点极大偏差与极小偏差之差最小，它满足最小区域原则。

优化求解得到位姿偏差$(\Delta x, \Delta y, \Delta z, \Delta\alpha, \Delta\beta, \Delta\gamma)$值后，对实测点进行坐标系变换，得到新的实测点坐标。

设已得到被测点 p_s 对应的理论点为 p_s'，则可得其轮廓偏差 $e_s = \lambda d_s$，d_s 为 p_s 与 p_s' 的距离，$\lambda = \pm 1$（当 p_s 位于理论轮廓回路外侧时 λ 取 +1，内侧时 λ 取 −1）。根据轮廓度误差定义，得轮廓度误差：$\Delta = d_{1s} - d_{2s}$，其中：最大上偏差 $d_{1s} = \max_{1\leqslant s\leqslant S}[d_s]$，最大下偏差 $d_{2s} = \min_{1\leqslant s\leqslant S}[d_s]$。

4　静态标定试验

采用本文的测量和评价方法，在实验室静态条件开展了标定试验，试验前由三坐标测量机对被量模型进行了轮廓测量并拟合出理论模型。利用激光投射阵列和视觉测量系统对模型进行了测量，获得了 68 个特征点的三维坐标，通过测量坐标系的姿态调整后与理论模型的贴合效果见图 4，测量点与理论点的偏差如表 2 所示，可见测量系统的轮廓度测量误差小于 0.5mm。

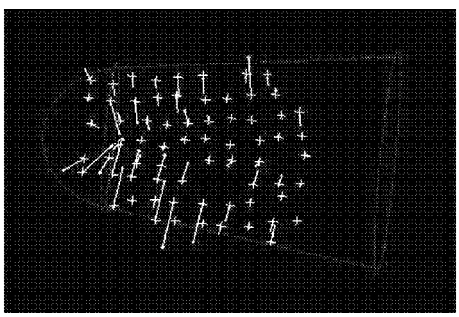


图 4　测量结果与标准模型的贴合效果

表 2　测量点与理论点的偏差　　mm

序号	ΔX	ΔY	ΔZ	Mag.	序号	ΔX	ΔY	ΔZ	Mag.
1	0.087 5	−0.013 1	0.023 5	−0.091 5	35	0.010 4	−0.026 1	0.180 5	−0.182 6
2	0.070 4	−0.010 5	0.017 8	−0.073 4	36	−0.000 3	−0.037 7	0.261 5	−0.264 2
3	−0.066 7	0.011 4	−0.042 3	0.079 8	37	0.005 5	0.010 2	−0.070 2	0.071 1
4	0.147 0	−0.021 9	0.038 3	−0.153 5	38	−0.023 3	−0.041 7	0.288 0	−0.292 0
5	−0.374 1	0.064 5	−0.244 1	0.451 3	39	−0.042 6	−0.053 7	0.369 7	−0.376 0
6	0.164 5	−0.024 7	0.047 8	−0.173 1	40	−0.050 6	−0.053 9	0.370 1	−0.377 4
7	0.157 2	−0.031 4	0.150 3	−0.219 7	41	−0.012 6	−0.008 5	0.057 3	−0.059 3
8	0.002 7	−0.000 5	0.002 0	−0.003 4	42	0.051 0	0.025 4	−0.168 5	0.177 9
9	0.075 9	−0.011 6	0.026 7	−0.081 3	43	0.136 0	0.058 9	−0.384 7	0.412 3
10	0.001 3	−0.000 2	0.001 0	−0.001 7	44	0.003 3	0.001 4	−0.009 4	0.010 0
11	0.044 2	−0.009 2	0.046 2	−0.064 6	45	0.176 2	0.065 0	−0.414 2	0.454 8
12	0.164 7	−0.028 6	0.110 1	−0.200 2	46	0.031 6	0.011 1	−0.069 8	0.077 4
13	0.091 1	−0.016 2	0.065 7	−0.113 5	47	0.038 4	0.013 9	−0.088 3	0.097 3
14	0.051 9	−0.011 7	0.062 3	−0.081 9	48	0.006 6	0.001 9	−0.011 4	0.013 3
15	−0.019 4	0.004 3	−0.022 8	0.030 2	49	0.001 4	0.000 4	−0.002 3	0.002 7
16	−0.001 4	0.000 4	−0.002 3	0.002 7	50	0.042 4	0.010 0	−0.055 0	0.070 2
17	−0.081 8	0.019 3	−0.106 0	0.135 3	51	−0.023 7	−0.005 3	0.028 2	−0.037 2
18	−0.043 1	0.012 3	−0.073 9	0.086 5	52	0.006 0	0.001 2	−0.006 0	0.008 6
19	−0.204 8	0.051 0	−0.288 5	0.357 4	53	−0.087 7	−0.018 1	0.089 3	−0.126 4
20	−0.008 6	0.002 7	−0.016 5	0.018 8	54	−0.229 2	−0.041 2	0.169 9	−0.288 2
21	0.134 5	−0.033 1	0.185 6	−0.231 6	55	0.100 5	−0.023 0	0.041 9	−0.111 3
22	−0.004 8	0.001 3	−0.007 3	0.008 9	56	−0.092 7	0.052 6	−0.022 2	0.108 8
23	0.058 6	−0.023 5	0.151 7	−0.164 3	57	0.340 4	−0.104 0	0.277 8	−0.451 5
24	0.055 4	−0.018 2	0.113 4	−0.127 5	58	0.026 1	−0.018 6	0.017 7	−0.036 6
25	−0.001 1	0.000 4	−0.002 6	0.002 9	59	−0.127 6	0.032 7	−0.187 1	0.228 8
26	−0.095 0	0.033 9	−0.214 7	0.237 2	60	0.061 8	−0.060 9	0.103 5	−0.135 1
27	−0.081 4	0.033 1	−0.214 8	0.232 1	61	−0.098 4	0.050 4	−0.334 9	0.352 7
28	−0.067 3	0.038 3	−0.256 5	0.268 0	62	−0.037 7	0.076 7	−0.406 1	0.415 0
29	−0.062 9	0.029 4	−0.193 6	0.205 6	63	−0.001 1	0.146 5	−0.261 4	0.299 6
30	−0.077 3	0.046 6	−0.313 9	0.326 6	64	−0.075 1	−0.071 7	0.491 1	−0.502 0
31	−0.028 2	0.019 3	−0.130 4	0.134 8	65	−0.082 3	−0.194 5	0.332 8	−0.394 1
32	−0.004 3	0.007 4	−0.051 2	0.051 9	66	−0.199 7	−0.042 7	0.218 5	−0.299 1
33	0.009 1	−0.028 4	0.196 7	−0.199 0	67	0.086 7	−0.012 9	0.021 5	−0.090 2
34	−0.007 2	0.013 8	−0.095 5	0.096 8	68	0.230 7	−0.043 1	0.189 4	−0.301 5

(下转第 20 页)

2014 年 4 月
第 34 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr.,2014
Vol.34,No.2

文章编号:1000-7202(2014) 02-0006-03 中图分类号:TB922 文献标识码:A

准平行光远距离动态重合度的自准直测量方法研究

商秋芳 张俊杰 赵功伟 王 蕾 王 强
(北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

摘 要 针对野外、远距离、动态的重合度测量要求,提出了一种准平行光自准直测量方法,即发光和接收由一台仪器完成,发出光束为准平行光,反光器件为角锥棱镜,PSD 或 CCD 将反回光转换成电信号,并最终以角度表达重合偏差。通过静态试验验证,证明此方法原理正确,方案可行,测量距离可达公里级,测量结果具有较高的准确度。该方法为实现角度的精确跟踪及专用跟踪仪的研制奠定了基础。

关键词 远距离动态重合度 准平行光 角锥棱镜 自动跟踪

Research on Auto-collimation Measurement of Remote Dynamic Coincidence Degree Based on Quasi-Parallel Light

SHANG Qiu-fang ZHANG Jun-jie ZHAO Gong-wei WANG Lei WANG Qiang
(Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076)

Abstract Aiming at the measurement requirements of wild, remote and dynamic coincidence degree, a sort of auto-collimation method based on quasi-parallel is proposed. Namely light-emitting and receiving are completed by a single instrument, the emanatory light is quasi-parallel light, glisten part is corner cube reflector, PSD or CCD converts the received light to electrical signals, and uses angles to express coincidence errors finally. Via static tests, it can be proved that the principle of the method is correct, the scheme is feasible, measure distances can reach up to km level, and the measurement results have a high accuracy. The method provides foundations for accurate tracking angles and development of special tracker.

Key words Remote dynamic coincidence degree Quasi-parallel light Corner cube Automatic tracking

1 引 言

野外、远距、动态的重合度测量是航天、船舶大型试验的特需和关键。例如:在舰艇的惯性导航精度试验中,需在海态工况下测出系统的动态准确度,以验证惯性导航准确度是否满足设计要求。试验时,首先利用差分 GPS 定向,测出两 GPS 天线中心点连线的大地方位角,然后用经纬仪进行光学对准,将该角度传递至后续环节。为此需在经纬仪上方,与其竖轴同心的位置安装一台 GPS 天线,作为“测量点”,远方安装另一台 GPS 天线,与该天线中心同心处安装一个灯标,作为“目标点”,测量时把灯标像和望远镜目镜分划板竖丝重合,这时经纬仪的指向就是两 GPS 天线中心点连线的大地方位角,转动

收稿日期:2013-07-29, 修回日期:2013-09-13
作者简介:商秋芳(1982-),女,硕士,工程师,主要研究方向:小角度测量与跟踪系统设计。

经纬仪就可把差分 GPS 定向得到的大地方位角传递至后续环节。但是这种方法只适用于静态测量，当远方的 GPS 天线安装在船舶上，并以一定速度航行时，或者经纬仪和远方 GPS 天线各安装在一艘船舶上，并都处于航行状态时，就属于动态测量的范畴。动态测量用一般静态测量的方法是很难实现的。

本文针对野外、远距、动态的重合度测量要求，提出了一种基于准平行光的自准直测量方法，该方法利用准平行光具有较小发散角，以及角锥棱镜能够保持出射光与入射光平行的特点，以准平行光敏感角锥棱镜的线位移，由 PSD 或 CCD 转化为电信号，并最终以角度表达重合偏差。测量时采用发光和接收由同一台仪器完成的自准直方式。由本方法制成的重合度测量装置，可与伺服跟踪和双向测角系统配合，实现动态条件下角度的自动跟踪和测量。

2　准平行光重合度测量原理

采用准平行光能敏感角锥棱镜的线位移，其原理见图 1。

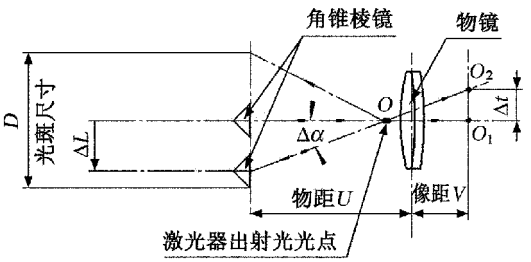


图 1　准平行光重合度测量原理图

将发出准平行光的半导体激光器安装于重合度测量装置望远镜物镜前方，以消除安装于望远镜内部时，结构件引起的“视场切割”现象。光源 O 发出的准平行光在物距 U 处，形成尺寸为 D 的光斑，光斑尺寸远大于角锥棱镜的通光口径。角锥棱镜在光斑范围内运动，反回光经装置物镜汇聚并成光点像于像距 V 处，其线位移 ΔL 使反回光束偏离主光轴，形成角度值 $\Delta\alpha$，像点则从 O_1 移动至 O_2，与主光轴具有 Δt 的位移量，该位移可目视观察到，也可由光电元件PSD或CCD转变成电信号，表达 Δt 的电信号就是驱动跟踪系统转角，进行自动跟踪的驱动信号。$\Delta\alpha$ 则为重合偏差，也称为“偏零量”或“脱靶量”。

$\Delta\alpha$ 与 Δt，ΔL，U 和 V 之间存在转换关系

$$\Delta\alpha = \frac{\Delta L}{U} \times \rho = \frac{\Delta t}{V} \times \rho \qquad (1)$$

式中：$\Delta\alpha$——“偏零量”或“脱靶量”，(″)；Δt——PSD 或 CCD 测出的像点的位移值，mm；ΔL——角锥棱镜线位移，mm；U——物距，mm；V——像距，mm；ρ = 206 265。

由于是小角度，实际测量中，不必测量角锥棱镜的位移量 ΔL 和物距 U，也不必测量像距 V，因为这些参数很难测准，而是按下式计算“偏零量”或“脱靶量”$\Delta\alpha$。

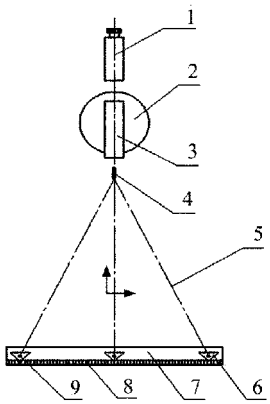
$$\Delta\alpha = K \times \Delta t \qquad (2)$$

式中：$\Delta\alpha$——“偏零量”或“脱靶量”，(″)；Δt——PSD 或 CCD 测出的像点的位移值，μm；K——转换系数，(″)/μm。

K 为测量位移值和被测角度值之间的转换系数，由“综合定标”的方法得到。定标时由标准的角度量直接定出某段距离范围内的 K 值，使用时则可按此 K 值和 PSD 或 CCD 测出的 Δt，计算得出“偏零量”$\Delta\alpha$。

3　综合定标法

综合定标需要的仪器设备有：TM5100A 电子经纬仪，重合度测量装置，调平底座、角锥棱镜，直尺，灯标和导轨。定标关系图如图 2 所示。定标时以 TM5100A 电子经纬仪作为角度标准。



1-TM5100A 电子经纬仪；2-调平底座；3-重合度测量装置；4-激光器出射光光点；5-光束；6-角锥棱镜；7-导轨；8-直尺；9-灯标。

图 2　“综合定标法”仪器位置关系图

定标步骤为：

1）将重合度测量装置下方安装调平底座，与 TM5100A 电子经纬仪一起放置于测量点，位置关系

为重合度测量装置在前,TM5100A 标准电子经纬仪在后,两者距离不大于 0.5m。两台仪器都调至水平,光轴调至基本重合;

2) 在远处目标点(100m~2 000m)放置角锥棱镜,角锥棱镜顶点的铅垂线上,固定一个发光二极管作为灯标。角锥棱镜通过工装安装于直线导轨上,导轨上装有指示位移量的直尺;

3) 重合度测量装置对准角锥棱镜,使反回光点与目镜分划板的十字线中心重合,此时 PSD 或 CCD 计算出的位置值为 t_0,即“零位”。TM5100A 标准电子经纬仪对准灯标,使灯标与其目镜分划板竖丝重合,此时经纬仪水平角读数值为 α_0;

4) 移动角锥棱镜,反回光束偏离主光轴,重合度测量装置中的 PSD 或 CCD 计算得出像点位置值 t_1,像点位移值 $\Delta t_0 = t_1 - t_0$;

5) 将 TM5100A 标准电子经纬仪与角锥棱镜上方的灯标再次对准,读出此时经纬仪水平角读数值为 α_1,角度差值 $\Delta\alpha_0 = \alpha_1 - \alpha_0$。$\Delta\alpha_0$ 即为角锥棱镜线位移引起的角度变化量的标准值。

6) 计算转换系数 K。

$$K = \frac{\Delta\alpha_0}{\Delta t_0} \tag{3}$$

式中:K——转换系数,(″)/μm;$\Delta\alpha_0$——定标时的标准角度差值,(″);Δt_0——定标时 PSD 或 CCD 测量的位移值,μm。

使用时,由重合度测量装置 PSD 或 CCD 测出像点的位移量 Δt 再根据公式(2),乘以转换系数 K,得到“偏零量”或“脱靶量”$\Delta\alpha$。

4 “偏零量”在动态重合度测量中的意义

在动态测量中,能测出“偏零量”或“脱靶量”是非常有意义的。因为从敏感到目标点的位移,到伺服系统跟踪到和目标点重合,总是有时间滞后,只当目标点的位移速度较低,而伺服系统的动态响应速度又很快时,才能保证时间滞后引起的动态误差在允许范围内,因此对伺服系统的设计要求是很高的,而且对“目标点”的移动速度需予以限制。但当能测量“偏零量”时,可以不要求跟踪到与目标点重合,只需要求跟踪到对目标点的偏离在“偏零量”的测量范围之内。这样,就可以比较彻底地消减时间滞后的影响,对伺服系统的设计要求可以大幅降低,且可提高允许的目标点位移速度。

5 静态试验

为验证准平行光自准直测量方法测量远距离动态重合度原理的正确性及能达到的静态准确度,进行了静态试验,试验装置用通光口径 Φ45mm,焦距 400mm 的重合度测量装置完成。物镜前加装了 50mW,发散角 0.5mrad 的红光半导体激光器,发出准平行光,用通光口径 Φ60mm 的整体式角锥棱镜作为反光器件。试验时,以测角标准偏差 0.5″的 TM5100A 电子经纬仪作为标准仪器,对准和角锥棱镜一起移动的发光二极管,作为标准角,以 PSD 测量值作为被测值,和标准角比较,得到偏零量的误差。

试验结果:在物距 58m 时,偏零量的标准偏差 $\sigma = 1.2''$,最大值为 3.1″,1 013m 时,偏零量的标准偏差 $\sigma = 1.9''$,最大值 3.4″。

6 结束语

通过静态试验证明,以准平行光敏感角锥棱镜线位移,PSD 或 CCD 进行光电转换,“综合定标法”计算转换系数,并最终由一台重合度测量装置输出“偏零量”的自准直测量方法,原理正确,方案可行,能测量公里级远距,并具有较高的准确度。PSD 或 CCD 输出的电信号,可作为自动跟踪系统的驱动信号,控制伺服跟踪系统工作。测量得出的“偏零量”或“脱靶量”,与双向测角系统的读数值之和,可作为总的测量值,向后续环节进行角度传递。同时,该方法也为角度的精确跟踪测量及专用跟踪仪的研制奠定了坚实的基础。

参考文献

[1] 杨雨川,罗晖.角锥棱镜后向衍射特性的 Zemax 分析[J].红外与激光工程, 2010,39(3):491~495.

[2] 周保玉, 陈培锋, 朱明珠, 曾为.基于 PSD 的微小角度动态测量研究[J]. 仪器仪表与检测技术 , 2005, 24(4):59~61.

[3] 卢莉萍, 李翰山..强噪声下微弱信号检测方法的研究[J]. 陕西科技大学学报, 2011, 29(3):66~70.

[4] 朱国立, 吴学冰.基于 PSD 的角度测量系统[J].电测与仪表, 2006, 43(481):29~32.

文章编号:1000-7202(2014) 02-0009-04 中图分类号:TP212.9 文献标识码:A

一种内置复位弹簧式位移传感器的研制

李沛剑[1] 蒋晓彤[2] 郑 浩[2]
(1.海军驻航天一院军事代表室,北京 100076;2.北京精密机电控制设备研究所,北京 100076)

摘 要 针对机械反馈伺服作动器测试零位输出不稳定,测得位移量与实际测量长度存在误差等问题,原有的传统 LVDT 式位移传感器不能满足高精度测试需求,采用内置复位弹簧设计的新型位移传感器消除了连接部位间隙,提高了测试可靠性。

关键词 内置 复位弹簧 位移传感器

Research on LVDT Displacement Sensor with Built-in Return Spring

LI Pei-jian[1] JIANG Xiao-tong[2] ZHENG Hao[2]
(1.Navy Equipment Department in CALT Military Representative Bureau,Beijing 100076;
2.Beijing Research Institute of Precise Mechanical and Control Equipment,Beijing 100076)

Abstract For mechanical feedback servo actuator to test the zero output is unstable, the errors are existed between the measured amount of displacement and the length of actual measurement. The original traditional LVDT displacement sensor can not meet the demanding for high-accuracy test. The joints gap is eliminated when using the new displacement sensor with built-in return spring and the test reliability is improved at the same time.

Key words Built-in Return spring Displacement sensor

1 引 言

某型火箭用机械反馈伺服作动器因其能最大限度的节约安装空间被广泛应用,外置的 LVDT 位移传感器通过测量内锥剪式反馈机构的开口大小,通过一定的比例关系折算得到作动器的实际位移量。因其测量行程小,连接部位的微小间隙就会带来较大的测量误差,因初次设计选用的弹簧材料对传感器性能影响,又出现了零位输出变化等现象,优化设计的内置复位弹簧位移传感器解决了上述问题。

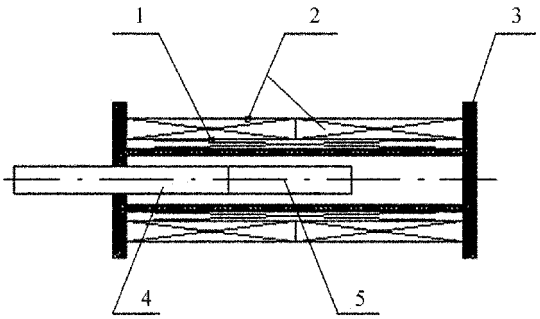
2 传感器的工作原理

差动变压器式位移传感器基于变压器原理,所不同之点:一般变压器是闭合磁路,而差动变压器是开磁路;一般变压器原、副边间的互感是常数(有确定的磁路尺寸)而差动变压器原、副边间的互感随衔铁移动而作相应变化。差动变压器的工作正是建立在互感变化的基础上。

差动变压器式位移传感器如图 1 所示,它是由一个初级线圈和两个次级线圈组成(次级线圈采用两个

收稿日期:2013-07-21, 修回日期:2013-08-29
作者简介:李沛剑(1979-),男,工程师,主要研究方向:伺服技术。

同盟端串接方式),初次级之间的耦合是能随衔铁或两个线圈之间的相对移动而改变的,即能把被测位移转换为传感器的互感变化。当具有适当频率的电压激励初级绕组时,次级的输出电压将会随互感的改变而改变,从而将被测位移转换为电压输出。

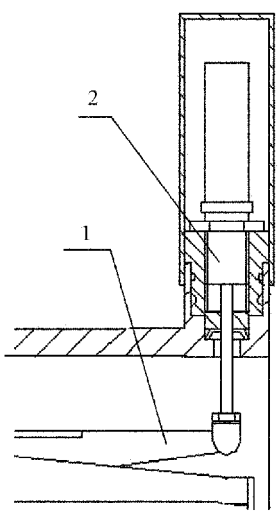


1-初级线圈;2-次级线圈;3-骨架;4-拉杆;5-磁芯。

图 1 差动变压器式位移传感器结构示意图

3 传感器的工作方式

伺服作动器位移量测量的产品为 LVDT 式位移传感器,位移传感器芯杆一端连接在剪式反馈组件上。在作动器缩回时,推动反馈顶杆和位移传感器铁芯向上运动;反之,当作动器伸出时,拉动反馈顶杆和位移传感器铁芯向下运动。即在活塞杆伸出和缩回的运动过程中,剪刀叉相应产生张开和闭合的动作。这样,剪刀叉上安装机械反馈顶杆的部位也相应产生了与活塞杆运动行程成比例的与轴向相垂直的位移量,该位移量与执行反馈机构其它环节构成伺服回路。



1-剪式反馈机构;2-位移传感器。

图 2 位移传感器工作方式示意

4 传感器主要特性

高可靠差动变压器式位移传感器系列主要特性如表 1。

表 1 传感器主要特性表

	线性度	零飘/mV	对称性	极性与相位差	动态特性
位移传感器	0.1%	5	0.1%	传感器初级线圈和次级线圈的交变信号在铁芯组件从零位伸出过程中近于同相,其相位差不大于 5°	传感器铁芯移动速度不小于 60cm/s,动态频率为 314(1/S)时,相位滞后不大于 3°,幅频为 0.01Hz。

5 设计采取的主要技术措施

由表 1 所列对传感器的主要特性可以看出,对其精度、耐温、动态特性、对称性要求是相当高的,况且传感器受到安装空间和外形尺寸的限制,即要求在伺服系统允许的安装空间内设计出满足上述要求的宽温、高可靠位移传感器。

考虑到传感器工作温度范围(-30℃ ~ +200℃),为此,选择线圈结构如图 1 所示。研制中,骨架材料曾选用过可加工陶瓷。但因其不好加工,后改为聚酰亚胺。选用此种材料一方面可提高耐温特性,另一方面可提高原边线圈激磁频率(8kHz ~ 10kHz),以提高传感器动态特性,减小涡流损耗。线圈选用聚酰亚胺漆包线绕制,浸漆选用聚酰亚胺浸渍漆,为减小磁损耗在骨架外设计了磁屏蔽罩。

为提高传感器耐温特性,设计了专用位移变送器,其供给位移传感器一个确定的频率作激磁信号,并将传感器送来的输出信号经过相位补偿送入同步解调、经有源滤波器滤波、直流放大后,送入数据采集系统。并将位移变送器部分和传感器分开,放入电子测量盒中。以提高产品耐温等级,变送器采用了国际上最先进的混合集成电路(微组装器件),将传统的分立元件组成的繁复、庞大的变换器集成为只有指甲盖大小的器件,使其体积缩小了近 10 倍,从而使整机体积大大减小,可靠性和性能得以提高。

为减小体积,提高产品精度和生产合格率,线圈缠绕方式采用补偿线圈的阶梯型绕制方法,保证在

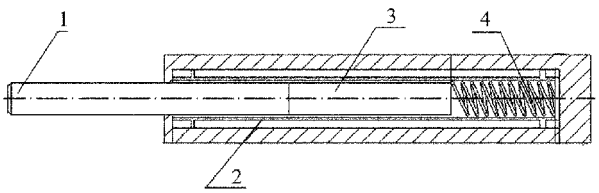
额定行程范围内磁场均匀。传统的补偿线圈数据一般是经过反复试验后确定的数据。通过磁路计算拟合,寻求最佳补偿线圈长度和宽度,以提高合格率、降低成本。为此,采用了用误差法反推补偿线圈的理论计算方法。经实践验证,基本和实践数据相吻合。误差反推法是采用逐步逼近的原理,逐步使计算公式中的边界条件更接近实际工作条件(边界条件通过实验取得数据)。

为提高传感器的可靠性,传感器引出线选用 30 线芯小截面安装线,使引线强度大大提高。为避免传感器引出线在装调过程中受扭转力而折断,设计了引出线锁紧机构,从而避免了引出线折断使传感器失效。

铁芯组件导杆和铁芯螺纹联接处用真空钎焊,以使其能在恶劣环境下(强振、强冲击)可靠地工作。

6　内置复位弹簧设计

位移传感器为线性差动变压器型,位移传感器结构示意如图 3 所示。铁芯组件拉杆一端连接在剪式反馈组件上,铁芯组件铁芯端与线圈骨架内孔中装有复位弹簧,此弹簧用于消除连接间隙。



1-拉杆;2-骨架线圈;3-铁芯;4-复位弹簧。

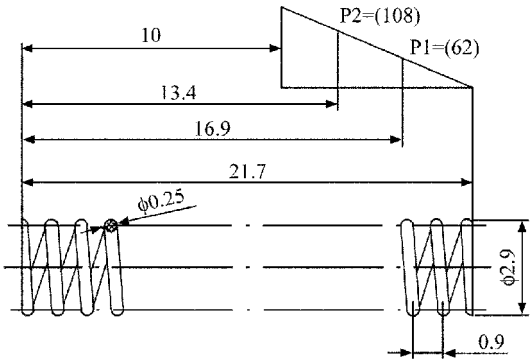
图 3　位移传感器结构

6.1　内置弹簧初步设计

初步设计的弹簧如图 4 所示,图纸中弹簧自由长度为 21.7mm,而要求工作行程长度为 $X_0=(10\sim20)$ mm。图纸设计的弹簧显然不能满足实际使用的要求,在伺服作动器零位时,在考虑公差情况下大部分弹簧为自由长度,没有产生压力;只有伺服作动器在缩回状态下,弹簧才具有少量压力,伺服作动器缩到头时弹簧的最大工作压力约为 0.3N。弹簧的材料为碳素弹簧钢丝,具有一定的导磁性,对位移传感器的输出电压具有一定的影响。

6.2　弹簧对传感器测量精度影响情况的试验分析

位移传感器输出电压随磁场变化,弹簧的材料为碳素弹簧钢丝,具有一定的导磁性,在位移传感器中影响磁场变化。



展开长度:≈237;旋向:右旋;有效圈数:24;总圈数:26;制造试验和验收按技术条件 QJ1787-89 Ⅱ类-2 级精度;热处理:回火;材料:碳素弹簧钢丝。

图 4　图纸弹簧设计要求

对位移传感器进行了无弹簧和有弹簧的测试,测试情况如下:抽取 5 支位移传感器,分别测试加复位弹簧和不加复位弹簧两种状态时的 A 组性能指标中线性度、对称性以及零位长度(可以两种状态的零位变化替代),通过试验,考察了有无弹簧对位移传感器产品零位和线性度的影响,见表 2、表 3。

表 2　弹簧对传感器零位长度影响　　mm

产品代号	不加弹簧时相对零位长度	加弹簧时相对零位长度	相差值
1	33	33.04	0.04
2	30.76	31.27	0.51
3	29.4	29.9	0.23
4	30.18	30.7	0.52
5	30.2	30.23	0.03

表 3　弹簧对传感器线性度影响

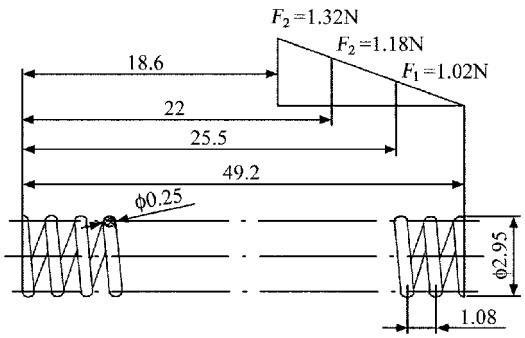
产品代号	不加弹簧时线性度	加弹簧时线性度	规范要求值
1	0.268%	0.815%	0.35%
2	0.291%	0.592%	
3	0.311%	0.73%	
4	0.282%	0.707%	
5	0.28%	0.627%	

通过以上对比试验可以看出,弹簧材料为碳素弹簧钢丝,具有一定的导磁性,对位移传感器的输出电压具有一定的影响,位移传感器对称性有弹簧情况差于无弹簧情况,位移传感器零位在无弹簧状态和有弹簧状态具有一定偏差。弹簧在一定情况下可影响位移传感器电压输出,因此造成传感器零位输出变化及测试精度差。

6.3 内置弹簧优化设计

6.3.1 弹簧计算要求

如图 5 所示,考虑到此弹簧主要作用为消除铁芯组件的连接间隙;设计时要求弹簧在最小工作压力情况下,能够在恒加速度过载力情况下消除连接间隙;为防止铁芯组件受力变形,弹簧在满足过载力情况下刚度尽量小,使弹簧的最大工作压力不大。弹簧的材料需要无磁性,则选取弹性合金。



展开长度:≈400;旋向:右旋;有效圈数:45;总圈数:47;
制造试验和验收按技术条件 QJ1787-89 Ⅱ类-2 级精度;
热处理:调质。

图 5 弹性合金 3J21 弹簧设计要求

6.3.2 新弹簧试验验证情况

新加工弹簧装入位移传感器进行了性能测试,沿用之前 5 支产品更换新弹簧后测试,并进行了性能摸底试验和 20 万次全行程寿命试验。性能测试中,弹簧对位移传感器电压输出无影响,零位输出长度与不加弹簧状态一致,试验数据见表 4。寿命试验后位移传感器骨架磨损现象不明显,弹簧工作性能正常。

表 4 新弹簧验证试验结果

产品代号	线性度		零位长度 mm		寿命试验后线性度
	不加弹簧	加新弹簧	不加弹簧	加新弹簧	
1	0.268%	0.270%	33	33	0.270%
2	0.291%	0.289%	30.76	30.76	0.292%
3	0.311%	0.309%	29.4	29.4	0.310%
4	0.282%	0.283%	30.18	30.18	0.280%
5	0.28%	0.278%	30.2	30.2	0.279%

7 结束语

优化设计的内置复位弹簧位移传感器,有效地消除了铁芯与剪式反馈机构连接间隙,提高了测试精度。因位移传感器与其相关的控制部件一起构成伺服系统的闭合回路,所以有效改善了伺服系统动静态精度。

参考文献

[1] 王绍纯. 自动监测技术[M]. 北京: 冶金出版社,1988.
[2] 袁希光. 传感器技术手册[M]. 国防工业出版社,1986.
[3] 李科杰. 传感器最新进展和技术动向. 传感器世界,1996(7):13.
[4] 唐敏,黄刚. 传感器技术的现状与未来[J]. 传感器世界,1996(7):12.
[5] 樊尚春. 传感器技术及应用. 北京航空航天大学出版社.
[6] QJ 1787-1989 圆柱螺旋弹簧技术条件.

文章编号:1000-7202(2014) 02-0013-05 中图分类号:TB92;TH712 文献标识码:A

大尺寸交会测量系统传感器布站优化分析

周 虎 孙艳秋 姜学超
(北京航天自动控制研究所,北京 100854)

摘 要 为提高目标定位精度,研究了多站交会大尺寸精密测量系统中传感器布站优化方法。首先,以电子经纬仪为例创建了多站交会测量系统基于传感器误差分离的优化布站数学模型;然后,分析了测量空间内的布站约束条件并对之进行了几何近似;最后,利用郭涛算法求解带有约束的非线性规划问题,得到布站空间内传感器最佳位置组合。仿真分析结果表明,该方法能够有效提高系统测量精度,可应用于多站交会测量现场布站过程。

关键词 大尺寸测量 布站优化 误差分离 空间约束 郭涛算法

Analysis of Optimization of Sensor Stations in Intersection System for Large Scale Measurement

ZHOU Hu SUN Yan-qiu JIANG Xue-chao
(Beijing Aerospace Automatic Control Institute, Beijing 100854)

Abstract In order to improve the positioning precision of the target, an optimal disposition method for multiple sensors intersection system for large scale precision measurement is researched. Taking electronic theodolites as an example, a mathematical optimal disposition model for multiple sensors based on error separation is presented firstly, then the spatial constraints of the sensor disposition are analyzed with geometric approximation algorithm, the question of non-linear programming with inequality constraint conditions is solved by Guo algorithm and the best disposition of the sensors in permitted space is attained at last. The result indicates that the precision of the measurement is improved evidently and it can be use to provide guidance for disposition of multiple sensors in industrial field.

Key words Large scale measurement Optimal disposition Error separation Spatial constraints Guo algorithm

1 引 言

大尺寸测量是当代机械制造装配行业,特别是先进制造领域内质量控制的核心技术。作为传统测量设备,以激光电子经纬仪、Indoor GPS 等作为传感器的工业测量系统已经成为实现大尺寸工件形貌测量的有效途径之一。如白车身柔性坐标测量系统现场标定、飞机机身与机翼安装定位等任务均可由多台 Indoor GPS 或者经纬仪测站等交会测量完

收稿日期:2013-09-10, 修回日期:2013-12-02
作者简介:周虎(1982-),男,工学博士,工程师,主要研究方向:测控技术与仪器、地面测发控系统设计。

成[1,2]。

多站交会大尺寸测量系统目标定位精度与测站空间几何位置分布密切相关,合理布站可以有效提高最终测量精度。但此类系统基于非线性测量模型,误差分布规律复杂,通常只能对位置固定的 Indoor GPS 测站或者两台电子经纬仪等最简系统进行站位分析[3,4],或者对个别测站分布优劣情况进行简单离线比较[5],缺乏一般性的组网分析手段。

为实现工业测量过程的低成本高效率化,本文从具体测量任务以及传感器自身精度指标出发,以高精度工业电子经纬仪为例,给出一种大尺寸精密测量中基于郭涛算法的多站交会系统布站优化通用方法。

2 经纬仪误差分离模型

设经纬仪 i 三轴交点 $M_i(i=1,2,\cdots,n)$ 以及空间待测点 P 在全局坐标系 $OXYZ$ 中的坐标分别为 (x_i,y_i,z_i)、(x,y,z),经纬仪水平角、垂直角测量不确定度分别为 $\sigma_{\lambda i},\sigma_{\theta i}$。

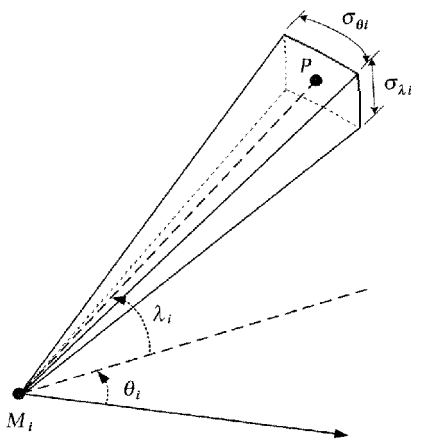


图 1 误差分离模型

定义经纬仪观测目标点时的理论斜距值及平距值分别为

$$R_i=\sqrt{(x_i-x)^2+(y_i-y)^2+(z_i-z)^2} \quad (1)$$

$$L_i=\sqrt{(x_i-x)^2+(y_i-y)^2} \quad (2)$$

并令所有经纬仪水平角初始方向与 OX 轴平行,定义逆时针为角度正方向,则理论水平、垂直观测角 θ_i,λ_i 满足

$$\theta_i=\begin{cases}\arctan\left(\dfrac{y_i-y}{x_i-x}\right) & x>x_i\\ \pi-\arctan\left(\dfrac{y_i-y}{x_i-x}\right) & x<x_i\\ \dfrac{\pi}{2} & x=x_i,y>y_i\\ -\dfrac{\pi}{2} & x=x_i,y<y_i\end{cases} \quad (3)$$

$$\lambda_i=\arctan\left(-\frac{z_i-z}{L_i}\right) \quad (4)$$

若对经纬仪 i 水平角、垂直角分别注入服从 $N(0,\sigma_{\theta i}^2)$、$N(0,\sigma_{\lambda i}^2)$ 分布的随机观测误差 $\Delta\theta_i,\Delta\lambda_i$,其中 $\sigma_{\theta i},\sigma_{\lambda i}$ 分别为经纬仪的水平角、垂直角测量不确定度。则点 P 对应的带误差坐标观测值为

$$\begin{cases}x^i=x_i+R_i\cos(\lambda_i+\Delta\lambda_i)\cos(\theta_i+\Delta\theta_i)\\ y^i=y_i+R_i\cos(\lambda_i+\Delta\lambda_i)\sin(\theta_i+\Delta\theta_i)\\ z^i=z_i+R_i\sin(\lambda_i+\Delta\lambda_i)\end{cases} \quad (5)$$

该观测坐标值对应的空间定位不确定度分布为以 M_i 为顶点、水平角与垂直角分别为 $\sigma_{\theta i},\sigma_{\lambda i}$ 的角锥与以 M_i 为球心、斜距 R_i 为半径的球面相交的区域,如图 1 所示。由于 $\sigma_{\theta i},\sigma_{\lambda i}$ 值较小,故以过点 P 的切平面近似相应的球面,设水平角、垂直角引入的目标定位误差分别为 PH,PV,并将 PV 分解为垂直分量 PK_1 以及与 PH 垂直的水平分量 PK_2,如图 2 所示。

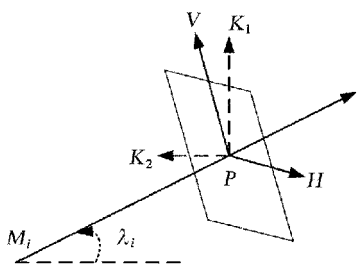


图 2 切平面近似模型

则点 P 在垂直方向的定位不确定度满足

$$\sigma_{Vi}=PK_1=R_i\cos\lambda_i\sigma_{\lambda i}=L_i\sigma_{\lambda i} \quad (6)$$

点 P 在水平方向的定位不确定度满足

$$\sigma_{Hi}=\sqrt{PH^2+PK_2^2}=\sqrt{(R_i\sigma_{\theta i})^2+(R_i\sin\lambda_i\sigma_{\lambda i})^2} \quad (7)$$

若 n 台经纬仪同时对点 P 进行了观测,则其合成不确定度满足

$$\sigma_P \approx \sqrt{\sigma_V^2 + \sigma_H^2} \tag{8}$$

其中垂直方向合成不确定度为

$$\sigma_V \approx \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{n} (L_i \sigma_{\lambda i})^2}}{n} \tag{9}$$

定义经纬仪 i,j 水平交会角为 φ_{ij}，由于两条水平误差线间存在相关性，故水平平均误差为

$$\sigma_H \approx \frac{\sqrt{H_1 + H_2 + H_3 + H_4 + H_5}}{n} \tag{10}$$

式中：

$$\begin{cases} H_1 = \sum_{i=1}^{n} (R_i \sigma_{\theta i})^2 \\ H_2 = \sum_{i=1}^{n} (R_i \sin\lambda_i \sigma_{\lambda i})^2 \\ H_3 = 2\sum_{1 \le i < j}^{n} R_i R_j \sigma_{\theta i} \sigma_{\theta j} \cos^2 \varphi_{ij} \\ H_4 = 2\sum_{1 \le i < j}^{n} R_i R_j \sin\lambda_i \sin\lambda_j \sigma_{\lambda i} \sigma_{\lambda j} \cos^2 \varphi_{ij} \\ H_5 = 2\sum_{1 \le i < j}^{n} R_i R_j \sin\lambda_j \sigma_{\theta i} \sigma_{\lambda j} \sin^2 \varphi_{ij} \end{cases} \tag{11}$$

当所有电子经纬仪水平角、垂直角有相同的测量不确定度 σ 时，由式(8)~式(11)可得

$$\sigma_p = \frac{\sqrt{2}\sigma}{n} \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^{n} R_i^2 + M} \tag{12}$$

式中：$M = \sum_{1 \le i < j}^{n} \cos^2 \varphi_{ij} R_i R_j + \sum_{1 \le i < j}^{n} \cos^2 \varphi_{ij} R_i R_j \sin\lambda_i \sin\lambda_j + \sum_{1 \le i < j}^{n} \sin^2 \varphi_{ij} R_i R_j \sin\lambda_j$ (13)

式(13)为多测站间数据的相关性引入的误差项。由于对测量误差按水平、垂直观测方向进行了分离求解，故式(6)、式(9)、式(12)、式(13)有着十分明显的几何意义。即经纬仪垂直方向目标定位精度只由测站到被测目标的平距决定；水平方向目标定位精度由测量斜距以及交会图形几何形状共同决定。经纬仪实际布站过程中必须综合考虑这两方面的因素。

特别地，当

$$\lambda_i = \lambda_j = 0 \tag{14}$$

即被测点与经纬仪三轴中心在同一水平面时，系统有最小目标定位误差。

3　电子经纬仪布站优化方法

3.1　布站空间约束

受多站交会测量场地、传感器性能、被测工件体积等条件限制，经纬仪只能在一定空间范围 S 内布设。设连通域 $U_i \in U(i=1,2,\cdots,m)$ 为禁止布站区域，且全部被测点位于 U 的某一子域 P 内。通常 l 台经纬仪近似布置于同一水平面，故将禁止布站区域投影至水平面并做平面椭圆或者 N 边形几何逼近，即可将 U_i 视为

$$g_i(x,y) = a_i x^2 + b_i xy + c_i y^2 + d_i y + e_i \tag{15}$$

或者 N 条线段

$$g_{ij}(x,y) = a_{ij} x + b_{ij} y + c_{ij}, (j = 1,2\cdots N) \tag{16}$$

包围的区域。则电子经纬仪布站优化可转化为带有约束条件的非线性最优化过程。若空间 P 内存在 k 个待测点，则该问题可最终表示为下述非线性规划模型

$$\begin{aligned} &\min(f(x_1,y_1,x_2,y_2,\cdots x_l,y_l)) = \min\left(\sqrt{\sum_{j=1}^{k} \sigma_j^2}\right) \\ &s.t.\ g_i(x_s,y_s) \ge 0; or\ g_{ij}(x_s,y_s) \ge 0 \\ &(i = 1,2,\cdots,m;\ j = 1,2,\cdots,N;s = 1,2,\cdots,l) \end{aligned} \tag{17}$$

式中：x_s, y_s——第 s 台经纬仪的水平坐标值。

3.2　郭涛算法

由于式(17)约束复杂，且各自变量间耦合严重，利用传统最优化算法易陷入局部极值，很难得到理想的结果。郭涛算法是郭涛于 1999 年提出的一种基于多父体重组和群体爬山法相结合的群体搜索算法。该算法搜索区域可覆盖多父体的凸组合空间，保证了随机搜索的遍历性，同时优良的杂交基因可以不断取代劣等基因，保证了算法的全局收敛性。用之求解带非线性约束的最优化问题，具有高效、精度高、计算简单的优点，可以用于多站交会系统布站优化分析过程[6]。

郭涛算法通常可分解为以下步骤[7]：

(1)初始化种群，采用浮点数编码随机生成 L 个个体组成的初始种群 P，并设置最大进化次数或

者期望的目标函数值。

(2)根据一定的个体比较规则,在种群中选择最优个体 X_{best} 和最差个体 X_{worst}。

(3)对种群 P 进行多父体杂交,得到子代个体 X_{son}。若 X_{son} 优于 X_{worst},则用 X_{son} 替换 X_{worst} 生成下一代群体,否则放弃本次操作。

(4) 对(2),(3)过程反复迭代,直至性能满足某一指标的群体出现,从而得到最优结果。

3.3 个体比较规则

个体比较规则是郭涛算法的核心。设无布站约束时个体为

$$X_a = [x_1^a, y_1^a, x_2^a, y_2^a, \cdots, x_l^a, y_l^a] \tag{18}$$

其中第 $s(s=1,2,\cdots,l)$ 台电子经纬仪到连通域边缘 $U_i(i=1,2,\cdots,m)$ 的最小距离为 h_{is}^a,如图 3 所示,定义约束距离

$$H_{is}^a = \begin{cases} h_{is}^a, (x_s^a, y_s^a) \in U_i \\ 0, (x_s^a, y_s^a) \notin U_i \end{cases} \tag{19}$$

并以 $better(X_1, X_2)$ 表示个体 X_1 优于个体 X_2 的情况,则个体比较规则可记为[8]

$$better(X_1, X_2) = \begin{cases} 1, \sum_{s=1}^{l}\sum_{i=1}^{m} H_{is}^1 \le \sum_{s=1}^{l}\sum_{i=1}^{m} H_{is}^2 \\ 0, \sum_{s=1}^{l}\sum_{i=1}^{m} H_{is}^1 > \sum_{s=1}^{l}\sum_{i=1}^{m} H_{is}^2 \\ 1, \sum_{s=1}^{l}\sum_{i=1}^{m} H_{is}^1 = \sum_{s=1}^{l}\sum_{i=1}^{m} H_{is}^2 \wedge f(X_1) \le f(X_2) \\ 0, \sum_{s=1}^{l}\sum_{i=1}^{m} H_{is}^1 = \sum_{s=1}^{l}\sum_{i=1}^{m} H_{is}^2 \wedge f(X_1) > f(X_2) \end{cases} \tag{20}$$

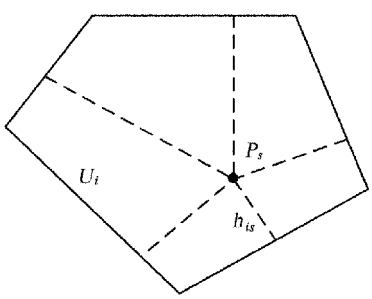


图 3 测站到连通域边缘最小距离

4 数据仿真

设以(0,0,0)、(10000,0,0),(10000,8000,0),(0,8000,0)为顶点的矩形为禁止布站区域 U,被测点分布于顶点坐标为(5000,3500,0),(2000,6500,0),(8000,6500,0)的三角形子区域 P 内。令 4 台电子经纬仪布置于 U 所在的水平面内,其水平角、垂直角测量不确定度均为 0.5″。在区域 P 内随机生成 20 个测量点,布站优化前的测站位置分布及各区域位置关系如图 4 所示。

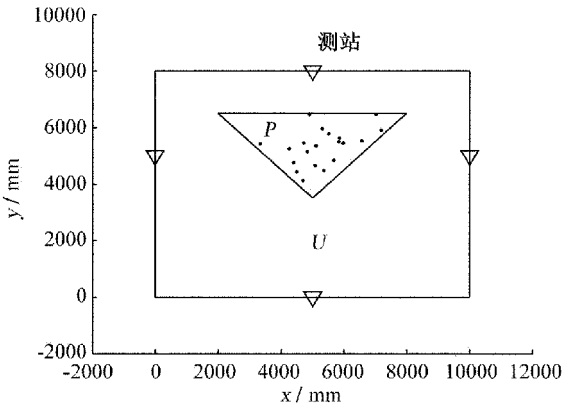


图 4 布站优化前经纬仪位置分布

采用郭涛算法进行 3 次数据仿真,每次取初始种群规模 $L=50$,当 $f(X_{best})-f(X_{worst})<0.01$mm 时停止进化。图 5 为各次布站优化后得到的经纬仪位置。由图可知,由于搜索过程的随机性,每次优化结果不完全相同。

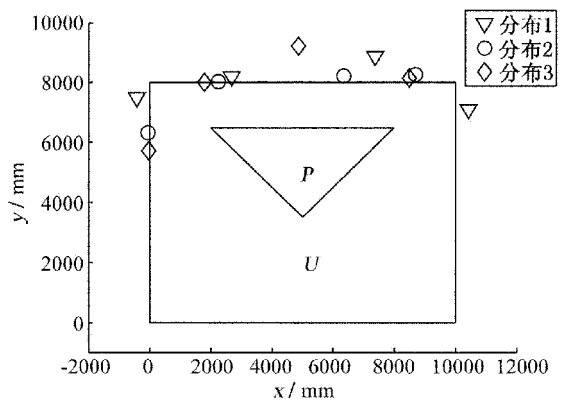


图 5 布站优化后经纬仪位置分布

3 次布站优化后,经纬仪交会单点测量误差与未优化时的对比值如图 6~图 8 所示。由图可见,采用优化后的布站方案可以得到更高的目标定位精度,且该方法可以提供同等精度条件下多种最优布站方案。

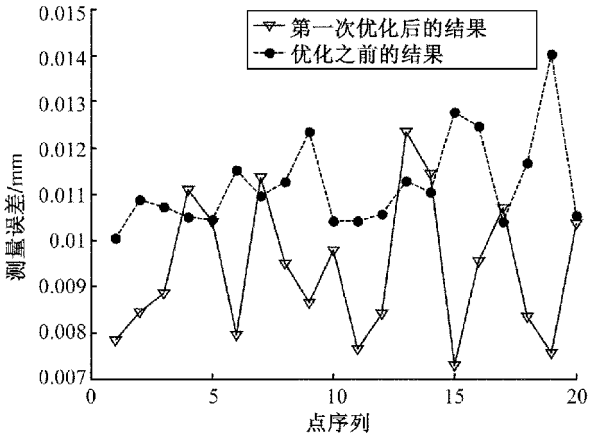


图 6　优化布站前后目标定位精度对比 1

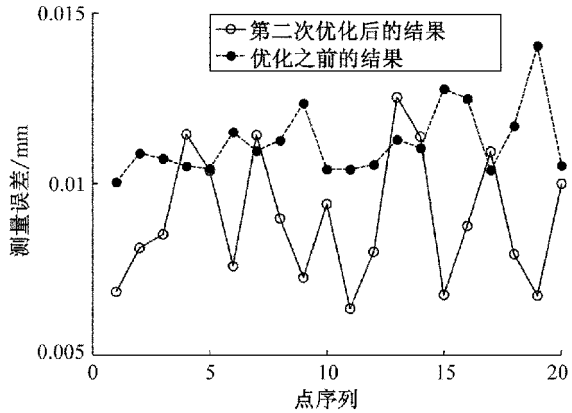


图 7　优化布站前后目标定位精度对比 2

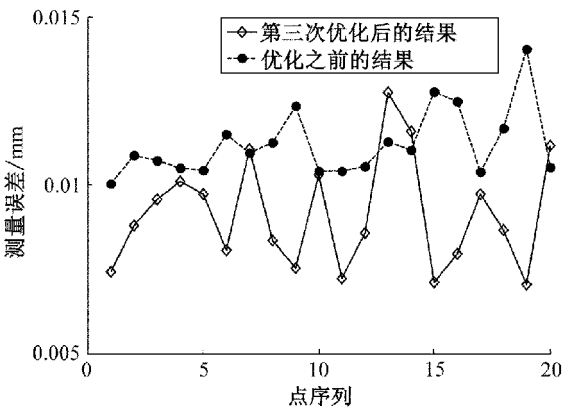


图 8　优化布站前后目标定位精度对比 3

5　结束语

测站几何位置分布直接影响空间交会测量系统目标定位精度。布站优化就是根据具体大尺寸测量任务以及传感器自身特性,在充分考虑布站空间约束的前提下寻找全局最佳测站位置组合的过程。多台电子经纬仪布站仿真结果表明,应用郭涛方法对多站交会系统布站分析,能够提供多种最优布站方案,可以有效改善系统性能,达到优化目的。该方法亦可应用于“Indoor GPS”等大尺寸交会测量系统,具有一定的现场操作性。

参考文献

[1]　任永杰,邾继贵,杨学友等.机器人柔性视觉检测系统现场标定技术[J].机器人,2009,31(1):82~87.

[2]　杜福州,陈哲涵,唐晓青.GPS 测量场精度分析及其应用研究[J].航空学报,2012,33(9):1737~1745.

[3]　张福民,曲兴华,叶声华.基于蒙特卡罗仿真方法的大尺寸测量不确定度分析[J].计算机集成制造系统,2009,15(1):184~187.

[4]　刘旨春,郭立红,关文翠.经纬仪交会精度的定量预测[J].光学精密工程,2008,16(10):1823~1830.

[5]　崔书华,胡绍林,李果.光电经纬仪布站分析及优化[J].光学与光电技术,2007,5(5):12~15.

[6]　贺毅朝,张翠军,王培崇等.微粒群算法与郭涛算法在数值优化中的比较[J].计算机工程与应用,2007,43(11):100~103.

[7]　詹炜,戴光明,景春霞等.利用改进的郭涛算法求解函数优化问题[J].微计算机信息,2005,21(11s):105~106.

[8]　梅羚,李元香,郑波尽等.一种新的求解多目标优化问题的遗传算法[J].计算机工程与应用,2005,41(30):40~42.

文章编号:1000-7202(2014) 02-0018-03 中图分类号:P228.4 文献标识码:A

网络 RTK 技术在跨海区域动态定位中的应用研究

徐益群 汪结华
(中国人民解放军 92493 部队,辽宁 125000)

摘 要 结合海上高精度定位保障工程实践,描述长基线网络差分定位技术应用的技术构成、应用模式,展示了海上高精度实时动态定位技术优势和应用前景,为海上高精度定位应用提供宝贵经验。

关键词 长基线 动态定位 网络差分技术

Research on Net RTK Technology Application of Dynamic Positioning in Region Among Islands

XU Yi-qun WANG Jie-hua
(92493 Unit of PLA,Liaoning 125000)

Abstract Based on engineering practice of high precision positioning guarantee at sea, the technology composing and application mode of long baseline net differential positioning technology application are described, the technical advantage and application future of high precision Real-time dynamic positioning technology at sea are exhibited, and the valuable experience in high precision positioning application at sea is provided.

Key words Long baseline Dynamic positioning Net differential technology

1 引 言

网络 RTK 是在一定区域内建立多个基准站,对该地区构成网状覆盖,并以这些基准站中的一个或多个为基准,计算和发播改正信息,对该地区内的卫星定位用户进行实时改正的定位方式,又称为多基准站 RTK[1]。这是近年来发展起来的一种可以消除绝大部分系统误差、扩大差分定位范围、提高定位精度和可靠性的高精度差分定位方式[5]。实时动态差分定位技术的瓶颈在于基准站与用户站之间的距离不能过长,与常规的单基准站 RTK 相比,该方法的主要优点为覆盖面广,定位精度高,可靠性高。随着科技进步和经济建设的飞速发展,海上科研活动越来越多,涉及海区范围越来越大,对亚米级甚至更高精度的海上实时动态定位需求越来越多。长基线网络差分定位技术利用多基准站网络差分定位模式,可以大大拓展基站间距离,提高海上作业保障范围,使得高精度实时动态定位技术在海上科研实践中发挥更大的作用。

收稿日期:2013-11-05, 修回日期:2013-12-16
作者简介:徐益群(1964-),男,高级工程师,主要研究方向:测绘与导航定位技术应用。

2　网络 RTK 技术原理和模型

网络 RTK 的核心技术是综合误差计算与消除。也就是说,基准站和流动站一般都采用双差观测计算差分改正信息和定位,在计算改正信息时,没必要将电离层延迟、对流层延迟等误差都进行区分,并单独计算出来,也不必将各基准站所得到的改正信息统统发给用户。而是由监控中心统一集中所有基准站观测数据,选择、计算和播发用户的综合误差改正信息。因为多种误差在主副站之间存在较强的线性相关性[2]。因此,可用综合误差 $\nabla\Delta m_{ij}^{pq}$ 表示双差观测方程中的所有系统误差的综合影响,即

$$\nabla\Delta m_{ij}^{pq} = \nabla\Delta Tr_{ij}^{pq} + \nabla\Delta I_{ij}^{pq} + \nabla\Delta M_{ij}^{pq} + \nabla\Delta O_{ij}^{pq} + \nabla\Delta\varepsilon_{ij}^{pq}$$

式中: Tr—— 对流层延迟;I—— 电离层影响;M—— 多径效应;O—— 轨道误差;ε—— 残余非模型化误差;e—— 观测噪声, 上标用于区分卫星,下标用于区分测站。

基准站双差观测方程可表示为

$$\lambda \cdot \nabla\Delta L_{ij}^{pq} = \nabla\Delta R_{ij}^{pq} + \lambda \cdot \nabla\Delta N_{ij}^{pq} + \nabla\Delta m_{ij}^{pq} + \nabla\Delta e_{ij}^{pq}$$

忽略观测噪声 $\nabla\Delta e_{ij}^{pq}$ 项,基准站的综合误差方程为

$$\nabla\Delta m_{ij}^{pq} = \lambda \cdot \nabla\Delta L_{ij}^{pq} - \nabla\Delta R_{ij}^{pq} - \lambda \cdot \nabla\Delta N_{ij}^{pq}$$

3　系统的技术构成

3.1　系统工作原理

根据海上作业区域分布,在沿岸布设多座连续运行基准站和播发站,构成跨海区域网络差分数据接收系统与信息播发系统。同时,建设数据分析与监测中心,利用陆上网络系统和跨海无线数据传输系统实现基准站、数据处理与监控中心站、播发站之间的实时数据传输。

3.2　系统组成

系统由基准站子系统、分析与监控中心、传输子系统、播发子系统构成,系统组成示意图如图 1。

各子系统均处于监控与分析中心的控制与管理下,各单元通过专用网络连接成整体,各基准站作为系统网络的子节点,监控与分析中心作为系统的中心节点,整个系统是以数据处理与监控为中心节点的星型网络。

各基准站设置为实时输出原始观测数据、广播星历、气象参数等数据,通过专用数据传输网络汇总到数据处理与监控中心。数据分析与监控中心将各基准站数据进行预处理后,在内部网络中分发给相关模块进行处理,形成所需要的数据信息,并通过传出和播发系统提供给用户。

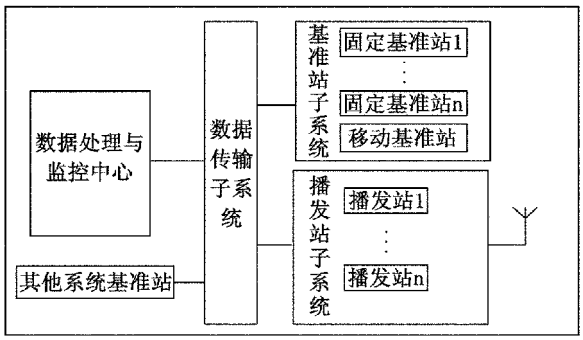


图 1　系统结构框图

3.3　工作模式

系统主要提供实时和事后定位两种服务。实时定位应用产生网络 RTK,常规 RTK,常规 DGPS 等三类综合误差改正信息,以 UHF 作为主要数据传输手段提供服务。事后定位应用产生两类数据:一是根据用户要求从数据库中检索出的 Rinex 2.0 格式的数据;二是事后精密计算模块产生的计算结果,以数据传输系统网络为主要的数据传输手段提供服务。

4　工程应用

针对工程应用要求,网络 RTK 保障范围覆盖多个基站包围的区域全部,该海域中心区域距沿岸陆地最近达 100km 以上,最远超过 200km,大于常规差分 RTK 及常规 DGPS 定位的基线长度限制范围。为检核海上动态定位精度,分别在船头(H)、船尾右(R)和船尾左(L)设三台用户设备,采用同一历元的定位结果两两组合构成基线,解算 HR,HL,RL 三条基线长度,与事先量测的长度比较,其长度差即反应两台用户单元位置误差的瞬时相关影响。边长观测值限差计算方法为:$m_s = \sqrt{2}m_p$,其中 m_p 为点位三维中误差, $m_p = \sqrt{m_0^2 + m_h^2}$,即点位中误差为水平方向中误差 m_0 和高程方向中误差 m_h 的平方和开方。对各航次单历元的距离差值进行统计,计算整个航次的距离中误差和精度限差。各航距离观测的均方根值统计见表 1,各航次距离观测精度汇总统计见表 2。

表 1 各航次单历元精度统计表

航次	统计量	网络 RTK	后处理网络 RTK
1	观测值总数	21 748	21 440
	距离/m	0.403	0.110
2	观测值总数	15 017	14 659
	距离/m	0.249	0.099
3	观测值总数	25 830	25 756
	距离/m	0.288	0.092 1
4	观测值总数	22 538	22 451
	距离/m	0.235	0.093
5	观测值总数	25 397	38 292
	距离/m	0.411	0.081

表 2 各航次次距离观测精度汇总统计

区间/m	HR 基线	HL 基线	RL 基线
<0.05	47.3%	55.0%	63.3%
0.05~0.10	24.9%	22.6%	12.5%
0.10~0.20	10.3%	7.8%	9.1%
0.20~0.50	9.9%	6.7%	8.9%
0.50~1.00	5.9%	5.0%	5.2%
>1.0	1.7%	2.9%	1.0%

单历元精度分析表明:网络 RTK 定位观测值精度符合超过 90%到 95%。92%的距离观测值精度低于 0.5m,约 85%低于 0.2m, 76%的距离观测值精度低于 0.1m,表明网络 RTK 的距离观测可靠,点位精度可达到平面 $0.1m+2\times10^{-6}\times D$,高程 $0.2m+2\times10^{-6}\times D$($D$ 为距离最近基准站的距离)的精度要求。

5 结束语

网络 RTK 技术是目前导航定位领域研究的热点之一,长基线网络差分定位系统采取了网络差分以及常规差分定位等技术综合服务模式,适应于各类不同用户作业需求。随着系统运行和实际应用的不断深入,还需要在技术细节和通用性等方面进一步完善,通过不断改进,拓展服务能力,更好地满足海上工程与科研活动需要。

参考文献

[1] 宁津生,陈俊勇,李德仁,刘经南,张祖勋等. 测绘学概论. 武汉大学出版社,2004.
[2] 叶世榕. GPS 非差相位精密单点定位.[博士论文].武汉大学,2002.
[3] 周忠谟,易杰军,周琪. GPS 卫星测量原理与应用. 北京:测绘出版社,1997.
[4] 李建,吕志平. 基于 CORS 平台的三维坐标在线转换系统. 测绘通报,2008(11).
[5] 周乐韬. 连续运行参考站网络实时动态定位理论、算法和系统实现. 成都:西南交通大学,2007.

(上接第 5 页)

5 结束语

本文设计的视觉测量系统目前已经成功实现了在高温试验环境中模型外形轮廓的动态测量,并且研究解决了多相机同步、相机控制场标定、自适应光强控制、激光投射阵列和三维模型重构等技术难题。经过试验验证,有效地测量了在高温环境下目标物体气动外形轮廓的变化情况,解决了长期以来困扰研发单位、计量部门的气动外形的测量与校准问题。

参考文献

[1] 张健新,段发阶,钟明,叶声华.用于三维尺寸检测的双目视觉传感器.计量学报.1999,20(2):96~99.
[2] 孙岩,张征宇,黄诗捷等.风洞试验中模型迎角视觉测量技术研究[J].航空学报,2013,34(1):1~7.
[3] 何晓峰. Matrox 卡与 Basler CCD 构成的图像采集系统编程.国外电子测量技术.2006,25 (10):4~6.
[4] 童亮,陆际联.基于 CCD 的三维形面测量系统研究.传感器技术.2003,22 (9):12~15.
[5] 国防科工委科技与质量司.几何量计量[M]. 北京:原子能出版社,2002.
[6] 贾倩倩,王伯雄,罗秀芝.光切法形貌测量中光条中心的亚像素提取[J].光学精密工程,2010,18(2):390~396.
[7] 李亚轲,梁晓庚,郭正玉.临近空间攻防对抗技术发展研究[J].四川兵工学报,2013,34(5):24~30.

文章编号:1000-7202(2014) 02-0021-05 中图分类号:P231 文献标识码:A

卫星天线热真空变形测量

黄桂平[1] 马开锋[1] 王蔡健[2] 钦桂勤[3]
(1.华北水利水电大学,郑州 450045;2.上海宇航系统工程研究所,上海 201108;
3.信息工程大学,郑州 450001)

摘 要 针对在真空环境中进行高低温测量的难点和特点,提出了采用数字近景摄影测量技术在热真空中对卫星天线面板的高低温变形进行测量。成功地利用 2 台经过保护的专业像机组成双相机摄影测量系统,完成了天线热真空变形测量,解决了传统的测量手段无法在真空中进行测量的难题,型面变形测量精度达到 0.1mm,满足了试验要求。

关键词 卫星天线 热真空变形测量 数字近景摄影测量 平面度 像机保护罐

Distortion Measurement of Satellite Antenna in Thermal Vacuum

HUANG Gui-ping[1] MA Kai-feng[1] WANG Cai-jian[2] QIN Gui-qin[3]
(1.North China University of Water Resources and Electric Power, Zhengzhou 450045;
2.Shanghai Institute of Aerospace System Engineering, Shanghai 201108;
3.PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450001)

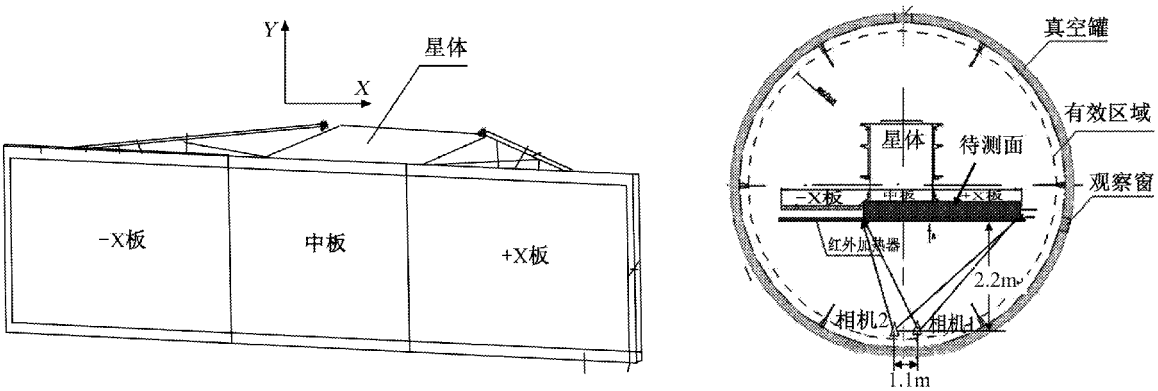
Abstract The techniques of digital close-range photogrammetry were successfully used in the high-low temperature deformation measurement of satellite antenna's reflector in thermal vacuum, and problems of traditional measuring methods that can not be conducted in the vacuum environment were overcame. Excitingly, the measuring precision of the new method with two 8-megapixel digital cameras contained in custom-made pressurized canisters could reach 0.1mm, and could satisfy the designing requirements of products.

Key words Satellite antenna Thermal-vacuum distortion measurement Digital close-range photogrammetric survey Flatness Camera canister

1 引 言

天线(图 1a)的平面度指标是产品研制过程的关键技术指标,直接影响天线收发信息的准确性与灵敏度[1]。根据产品研制技术流程,需在产品热真空试验过程中进行天线热变形测量,以验证产品的设计、制造工艺、装配是否满足天线平面度技术指标要求。

收稿日期:2013-07-06
基金项目:国家 863 计划(2008AA042410)
作者简介:黄桂平(1973-),男,博士,副教授,主要研究方向:大尺寸三维测量,精密工程测量和工业摄影测量等。



(a) 天线展开状态　　(b) 热真空模拟器

图 1　天线展开状态及热真空模拟器

由于该产品是在热真空模拟环境中进行测量(图 1(b)),因此对测量提出了一些特殊的要求:非接触测量;适用于真空、高低温下测量;有效测量空间小,测量设备距离产品最远仅有 3m;人无法进入真空环境中直接测量,要求人在模拟环境外控制测量设备在真空中进行测量。此外还有:测量精度要求不大于±0.1mm;天线上局部点热变形数据判读功能等。目前,国内尚未有能够直接满足测量要求的标准测量设备和测量方法,传统的测量方法和手段无法完成这样的测量,必须进行研究和开发。根据实际测量环境和要求以及国外的成功经验[2~5],提出利用数字近景摄影测量技术对该卫星天线在热真空高低温下的变形进行测量。

数字摄影测量技术是建立在专业像机摄影和计算机图像处理基础上的一门新兴测量技术,其研究的重点是物体的几何尺寸及物体在空间的位置、姿态等[6]。该技术具有非接触、劳动强度小、测量速度快、精度高、自动化程度高和对环境条件要求低等特点[7,8]。本文利用高精度数字摄影测量技术在热真空环境中对天线高低温变形进行了测量,精度不大于 0.1mm,满足测量要求;并对天线变形进行了分析,结果满足天线设计要求。

2　数字近景摄影测量基本原理

摄影测量原理如图 2 所示,通过两台以上高分辨力的像机对被测物拍摄(或一台像机移动多个位置拍摄),得到物体的 2 个以上二维影像,经图像处理及计算后得到精确的三维坐标。二维影像在像平面坐标系中是二维坐标值,但在摄影测量坐标系中可以利用摄影焦距参数将像点坐标转换成目标点的二个角度观测值,因而测量原理和经纬仪测量系统是一致的,均是三角形交会法[7]。由于各像机之间无法像经纬仪一样实现精确互瞄,通常采用光束法平差技术。它是通过不同位置的像机对多个目标同时测量产生了多余观测量,从而可以解算出像机间的位置和姿态关系、以及目标点的三维坐标。设物方点 P_i 由 j 个摄站(j 条光线)相交(图 2),则共有 j 个共线方程,如式(1),具体计算公式可参考文献[7]。

$$\left.\begin{aligned} x_{ij} - x_{0j} + \Delta x_{ij} &= -f_j \frac{a_{1j}(X_i - X_{Sj}) + b_{1j}(Y_i - Y_{Sj}) + c_{1j}(Z_i - Z_{Sj})}{a_{3j}(X_i - X_{Sj}) + b_{3j}(Y_i - Y_{Sj}) + c_{3j}(Z_i - Z_{Sj})} \\ y_{ij} - y_{0j} + \Delta y_{ij} &= -f_j \frac{a_{2j}(X_i - X_{Sj}) + b_{2j}(Y_i - Y_{Sj}) + c_{2j}(Z_i - Z_{Sj})}{a_{3j}(X_i - X_{Sj}) + b_{3j}(Y_i - Y_{Sj}) + c_{3j}(Z_i - Z_{Sj})} \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

3　测量方案

在国外,天线热真空变形测量大多是采用单像机测量的方法,单像机测量需要像机移动导轨。由于测量环境和条件的限制,本次卫星天线热真空高低温变形测量采用的是双像机的测量方式。由于在真空高低温环境中没有固定的控制点,而且像机的支架在试验过程中也不稳定,因此需要研究一种基于双像机的新的测量方法。本文提出了一种新的双像机测量方法:将在常温常压下单像机测量的目标

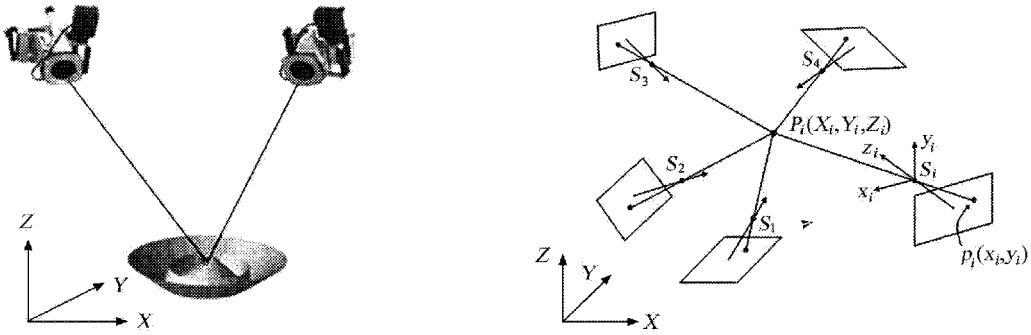


图 2　摄影测量基本原理图

点坐标作为驱动;利用驱动中编码标志作为控制点解算双像机摄站参数近似值;通过驱动和共线方程进行单像标志点匹配,并利用空间前方交会得到近似物方坐标;最后将双像机摄站参数近似值和物方坐标近似值作为初值一起进行整体光束法平差,从而求得热真空高低温中目标点的三维坐标。具体的测量流程如图 3 所示。在热真空中进行摄影测量,像机的保护以及摄影标志和基准尺的研制是难点。

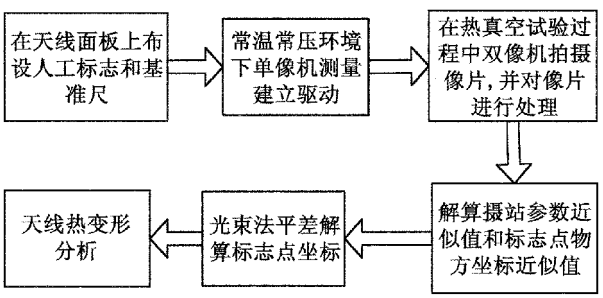


图 3　热变形测量方案

3.1　像机保护及布设

像机的正常工作温度为 0℃ ~ 35℃,气压为(86 ~ 106)kPa。在热真空环境中拍摄像片,最重要的就是对像机进行保护,因此我们采用了一种像机保护罐,如图 4 所示,可以保证像机在-200℃ ~ +100℃的高低温真空环境中正常工作。通过密封保护罐可以使罐内保持常压,通过温控和氮气冷却可以使罐内温度保持在 15℃ ~ 30℃之间;保护罐共内外两层,双层设计可以提供额外的热保护。

试验中 2 台像机采用的是美国 GSI 研制的专业量测像机 INCA3(图 4),该像机具有 800 万象素的高分辨力,CCD 尺寸为 35mm×23mm。由于-X 板和+X 板完全对称,可以通过测量+X 板的变形来推得-X 板的变形。为了能够测到中板和+X 板的整个范围,经反复调整,像机布设如图 1(b)所示。

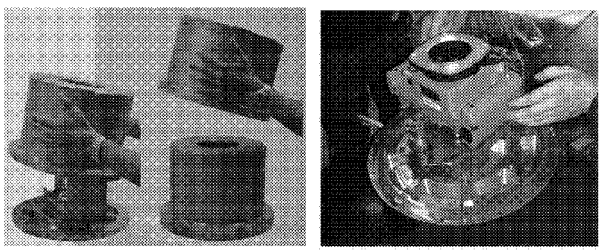
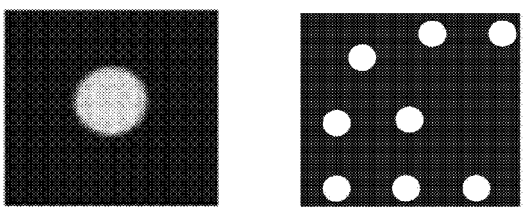


图 4　像机保护罐

3.2　人工标志点及基准尺布设

在数字摄影测量中,标志点分为两种:圆形人工反光标志(RRT)和编码标志,如图 5 所示。编码标志是一种自身带有数字编码信息的人工标志,编码具有唯一性;编码标志可以进行自动识别,实现单点人工标志的自动匹配;本文利用编码标志作为后方交会控制点,解算摄站参数。



(1) RRT标志　　(b) 编码标志

图 5　摄影标志

在真空高低温环境中,普通摄影标志点可能发生变形或脱落。为了能够在真空高低温环境下仍可以使用,专门研制了一种特殊基材的耐高低温摄影标志,可以在-150℃ ~ +150℃的温度下保持特性,如图 6。该耐高低温标志主要有三层结构:表面 RRT 标志、基材 Kapton(聚酰亚胺)薄膜和不干胶背胶。利用该方法,同样可以制作成耐高低温编码标志。

高精度摄影测量需要有高度稳定的基准长度,在常温常压下的钢瓦和碳纤维材料制作的基准尺在

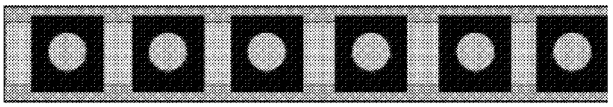


图 6 耐高低温标志

高低温下不能够保持稳定。经调研,Zerodur 微晶玻璃材料具有极低的热膨胀[9],其膨胀系数可以达到 2×10^{-7} K^{-1}。将耐高低温摄影标志粘贴在微晶玻璃两端即可制成基准尺,如图 7 所示。



图 7 微晶玻璃基准尺

为了减小加热笼的遮挡,能够最好的反映平面度的真实情况,采用直径为 3mm 的耐高低温标志,共粘贴圆形标志 400 个;另外,在天线面板的边框上粘贴了 26 个编码标志。同时,将微晶玻璃基准尺布设在天线支架上。

4 精度测试

由于摄影测量精度受测量网形(即像机位置)的影响,在真空罐中两台像机安装固定后,对其测量精度进行了测试。在常温常压下,进行了两方面的测试:(1)将双像机测量的结果与单像机测量的结果比较;(2)利用双像机系统重复测量 3 次,测试双像机测量重复性。

4.1 与单像机比较

首先利用单像机在不同位置对天线进行拍摄,共拍摄像片 120 张,计算结果。然后,将单像机测量的结果作为驱动,利用双像机测量天线面板上标志点的坐标。将单像机和双相机测量数据分别拟合平面进行比较,结果见表 1。再将这两组数据进行公共点转换,计算双像机和单像机测量的坐标差值均方根为 0.098mm。

表 1 平面度比较 mm

方式	拟合均方根	极大值	极小值	平面度
单像机	0.269	0.828	−0.597	1.425
双像机	0.259	0.927	−0.59	1.517
差值	0.073	0.099	0.007	0.092

4.2 测量重复性

再利用双像机系统测量 2 次天线面板上标志的坐标,将上面双像机的数据作为第一组,比较这 3 组双像机测量的天线面板平面度,结果见表 2。再将后两组分别与第一组进行公共点转换,计算双像机测量点位坐标的重复性,均方根分别为 0.054mm 和 0.059mm。

表 2 双像机测量平面度重复性 mm

周期	拟合均方根	极大值	极小值	平面度
双像机 1	0.259	0.927	−0.59	1.517
双像机 2	0.255	0.918	−0.573	1.491
双像机 3	0.265	0.930	−0.601	1.531
平均值	0.26	0.925	−0.588	1.513
标准偏差	0.005	0.006	0.014	0.02

从以上结果可以看出,在真空罐中双像机位置固定后,其测量的平面度和单像机比较差值为0.092 mm,测量的点位坐标与单像机结果进行公共点转换,差值的均方根为 0.098mm;双像机 3 次测量平面度的标准偏差为 0.02mm,测量点位坐标的差值均方根小于 0.06mm。因此得出,此时双像机测量的精度能够满足热真空变形测量 0.1mm 精度的要求。

5 实际测量及天线变形分析

5.1 试验过程

本次试验主要是测量天线面板在高低温下变形,整个试验真空罐热沉温度为−180℃。天线阵面温度通过红外加热笼来控制,首先产品温度达到低温工况,为−30℃;然后升温到高温工况,为 20℃,具体过程如图 8,每个工况测量 3 次。

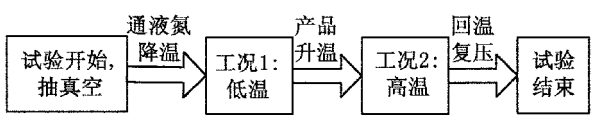


图 9 试验过程

5.2 测量结果

根据产品检测的要求,测量结果主要为两部分:一是在高低温下天线面板的平面度;二是试验过程中点位的变形。

5.2.1　平面度

将每个工况测量 3 次的标志点坐标分别进行平面拟合,可以得出,天线板(中板与+X 板)在真空温度场下的平面度最大值为 1.739mm。

5.2.2　点位变形

将每个工况测量的结果与常温常压下测量的结果分别进行比较,得到每个点的偏差值。比较高温和低温下的偏差值,可以得出,天线板(中板与+X 板)从高温工况到低温工况点坐标最大变形量为 0.474mm。

5.3　天线变形趋势分析

经过对热变形数据进行分析,当温度场从高温到低温拉偏变化时,可以得出变形趋势如图 9 所示:

(1)中板为两端高,中间低;

(2)+X 板为从靠近中板一端向最远端逐渐降低,最远端向星体一侧变形。

当温度场从高温到低温拉偏变化时,+X 板的支架因为温度降低产生收缩力,将+X 板的最外端向星体方向拉,导致+X 板最远端向星体一侧变形,并使中板靠近+X 板一端向外侧拱起。因此,从图 9 可以看出,测量结果与实际情况相符。

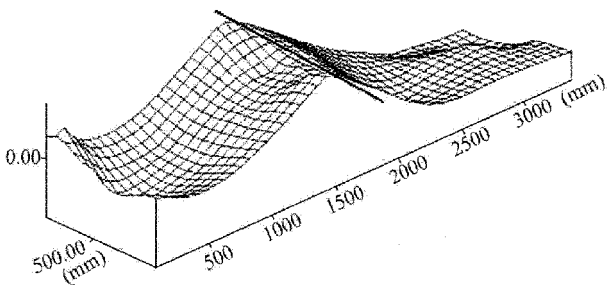


图 9　变化趋势

6　结束语

本文成功地利用数字摄影测量技术在真空中对卫星天线的高低温变形进行了测量。根据实际情况,提出了基于 2 台像机的摄影测量方法,论述了其测量原理,并测试了其精度,达到 0.1mm,满足测量要求。同时,采用像机保护罐对像机在测量过程中进行保护,并研制了耐高低温摄影测量标志和微晶玻璃基准尺,这也是试验成功的关键。最后测得,该天线在真空高低温中的最大平面度为 1.739mm,最大变形为 0.474mm,并分析了其变形的趋势,满足天线设计要求。

参考文献

[1] 李晓峰,汪波,胡渝.在轨运行热环境下的天线镜面热变形对空地激光通信链路的影响[J].宇航学报,2005(5):581~585.

[2] Chris G Meyer, Thomas W Jones, Charles B Lunsford, Richard S Pappa. In-Vacuum Photogrammetry of a 10-Meter Solar Sail[J]. American Institue of Aeronautics and Astronautics, 2005.

[3] Michael Wiktowy, Mark O'Grady, Gary Atkins, Raj Singhal. Photogrammetric Distortion Measurements of Antennas in a Thermal-Vacuum Environment[J]. Canadian Aeronautics and Space Journal, 2003(2):65~71.

[4] Ross, A D S.Ka-Band Transmit Reflectors thermal Distortion Test and Correlation[J]. 25th ESA Antenna Workshop on Satellite Antenna Technology, 2002.ESA Pubilications Division. Noordwijk.395~402.

[5] Stephane Roose, Yvan Stockman, Jean-Christophe Bolsee, Dominic Doyle, Gerd Ulbrich. Canister free videogrammetry system for thermal vacuum and space application[J]. Proceedings of SPIE. 2003(Vol.5190):242~252.

[6] 王保丰.计算机视觉工业测量系统的建立与标定[D].郑州:解放军信息工程大学硕士学位论文,2003.

[7] 黄桂平.数字近景工业摄影测量关键技术研究与应用[D].天津:天津大学博士论文,2005.

[8] 范生宏.工业数字摄影测量中人工标志的研究与应用[D].解放军信息工程大学硕士论文,2006.

[9] Kenneth Edmundson, Giuseppe Ganci and Chan-Hong Park. Underwater Photogrammetric Verification Of Nuclear Fuel Assemblies via Natural Feature Measurement. Journal of the CMSC, 2007,2(1).

文章编号:1000-7202(2014) 02-0026-04 中图分类号:P227.9 文献标识码:A

速率转台 S 曲线加减速算法研究

麦 吉 张新磊 刘均松
(北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

摘 要 速率转台常用的加减速算法有直线加减速和指数加减速两种方法。这两种加减速方法都存在加速度突变,容易对被测设备产生冲击。讨论了转台采用 S 形曲线加减速的方法,保证了电机性能的充分发挥并有效的减小了冲击,从而实现转台的平稳运行,同时给出了该方法的计算机控制算法。

关键词 速率转台 S 曲线 加减速算法

Research on S-curve Acceleration and Deceleration Control Algorithm of Speed Turntable

MAI Ji ZHANG Xin-lei LIU Jun-song
(Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076)

Abstract Two kinds of acceleration and deceleration methods commonly are used for speed turntable. One is the straight line acceleration and deceleration method, the other is the exponential acceleration and deceleration method. Both of the two methods have mutations of acceleration, and there will be an impact for the test equipment. S-shaped curve acceleration and deceleration method for speed turntable is discussed in this article, which will ensure full performance of motor and can effectively reduce the mutations of acceleration, thus rapid and smooth operation can be achieved. In addifion, a control algorithm for computer is designed.

Key words Speed turntable S-shaped curve Acceleration and deceleration algorithm

1 引 言

速率转台是惯性技术中常用的测试设备,随着惯性元件精度的提高,对转台的精度和性能的要求也越来越高。传统高速转台的加减速曲线多采用直线加减速和指数加减速两种。这两种加减速方法比较容易实现,但存在不足之处。首先不能和伺服电机性能很好的配合,因为伺服电机在达到高速区时,必然会产生输出力矩的下降,而直线加速方式在整个加减速过程中的角加速度保持不变,这就要求电机在任何转速下都要提供同样的加速力矩,因此在选用伺服电机时只能按照电机在最高转速下的输出力矩进行选型,使得电机的性能得不到充分的发挥。其次,对于直线加减速和指数加减速都存在由静止启动时起始加速度过大的问题,容易对转台加速过

收稿日期:2012-09-05, 修回日期:2012-11-26
作者简介:麦吉(1982-),男,工程师,硕士,主要研究方向:惯导测试设备研究。

程造成冲击,损坏被测产品和测试设备。因此,本文讨论了转台采用 S 形加减速方法,保证了电机性能的充分发挥并有效的减少了冲击。

转台系统主要包括控制器、驱动器、电机、测角元件、台体等几大部分组成。转台采用数字式控制方式,每个控制周期(1ms)都需要根据转台的角度反馈值和位置牵引量来进行位置闭环控制算法。速率运行时的位置牵引量是通过各个控制周期的速率给定量转化为位置牵引量来确定的。本文所讨论的转台控制模型见图 1 所示。

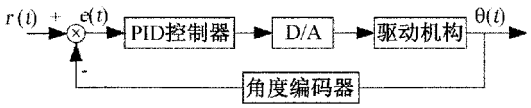


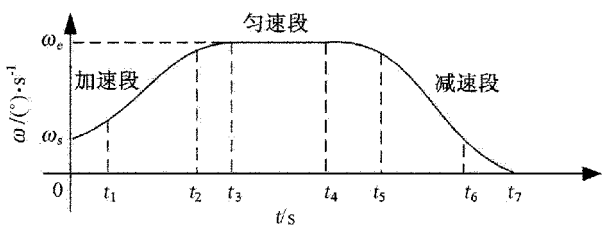
图 1　转台控制模型

2　S 形曲线加减速原理

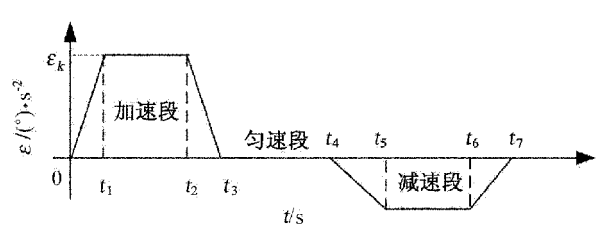
S 曲线加减速的称法由系统在加减速阶段的速度曲线形状呈 S 形而得来,转台 S 形速度曲线加减速原理如图 2 所示。图 2(a)是 S 形速度曲线图,图 2(b)是梯形加速度曲线图,图 2(c)是线性加加速度(加速度变化率)曲线图。加速度和速度的关系如式(1)所示,加加速度和加速度的关系如式(2)所示。

$$\varepsilon(t)=\frac{\mathrm{d}\omega(t)}{\mathrm{d}t} \tag{1}$$

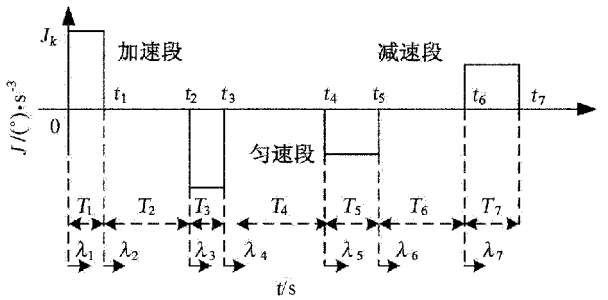
$$J(t)=\frac{\mathrm{d}\varepsilon(t)}{\mathrm{d}t} \tag{2}$$



(a)　S 形速度曲线



(b)　梯形加速度曲线



(c)　加加速度曲线

图 2　S 形速度曲线加减速原理图

图中:t:—— 时间坐标;t_k——($k=0,1,2,\cdots,7$) 各个阶段时间点;T_k——($k=0,1,2,\cdots,7$) 各阶段运行时间;λ_k——($k=0,1,2,\cdots,7$) 局部时间坐标,表示以各阶段起始点为零点的时间坐标。

从上图可以看出速率运行过程可以分为三段:加速段、匀速段、减速段,其中加速度和减速段的速率曲线均为 S 形曲线。加速段的 S 曲线包括:加加速段、匀加速段、减加速段;减速段的 S 曲线包括:加减速段、匀减速段、减减速段,设定起始点的速度为 ω_s,目标速度为 ω_e。在电机驱动能力允许的情况下,为了方便实现 S 曲线,有如下的假设条件

$$T_1=T_3 \tag{3}$$

$$T_5=T_7 \tag{4}$$

与 S 形曲线加减速相关的物理量有:起点速度 ω_s、目标速度 ω_e、角加速度 ε_k、角加加速度 J_k。通过这四个参数便可以确定 S 曲线运行过程,其中最大速度反映了系统的最大运行能力,最大加速度反映了系统的最大加减速能力,加加速度反映了系统的柔性,该参数与加速时间成反比,若取大,则运行时冲击大,极限情况下可以取无穷大,S 曲线加减速即退化为直线加减速。若取小,则系统的加减速过程时间长,可以根据系统的需要及性能进行选取。

由于速度、加速度、加加速度之间依次为微分的关系。为了实现 S 形曲线加速,还要研究所选取的几个参数之间的内在联系。对于加速段或者减速段,如果满足 $|\omega_s-\omega_e|>\varepsilon_k^2/J_k$,则可以根据设定的角加速度 ε_k,角加加速度 J_k,按照 S 形曲线加减速运行到设定的目标速度。否则,将无法在预定的时间到达设定的目标速度。为了解决这一矛盾,我们可以通过将梯形加速度曲线转化为三角形加速曲线的方法来实现,也就是通过加大角加加速度 J_k 或者减小角加速度 ε_k 来实现。以下将详细阐加速度曲线

分别为梯形曲线和三角形时的 S 曲线实现方法。

3 S 形曲线加减速控制算法

由于加速段和减速段只是角加速度 ε_k、角加加速度 J_k 的符号相反,其加减速实现方法相同,所以本文只讨论加速段的 S 曲线运行方法。首先讨论加速度曲线为梯型时其对应的 S 型速度曲线算法,也就是说所设定的各个参数之间满足 $|\omega_s-\omega_e|>\varepsilon_k^2/J_k$ 的数学关系。

根据假设条件(3)可以知道加速度曲线为等腰梯形,从图 2(b)可以看出加速过程包括三个阶段:从 0 时刻到 t_1 时刻为加加速段,加速按照斜率为 J_k 的直线方式变化,其对应的速度曲线为凹型抛物线;从 t_1 时刻到 t_2 时刻为匀加速段,加速度为恒定值 ε_k,也就是为匀加速运动方式;从 t_1 时刻到 t_3 时刻为减加速段,加速度按照斜率为 $-J_k$ 的直线方式变化,其对应的速度曲线为凸型抛物线。根据关系式(1)和(2),可以得出加速度按照梯形曲线变化时 S 曲线三个阶段的加速度和速度关系:

加加速段的加速度和速度曲线方程组

$$\varepsilon(t)=J_k\times\lambda_1$$

$$\omega(t)=\omega_s+\frac{1}{2}\times J_k\times\lambda_1^2 \qquad 0\le t<t_1$$

匀加速段的加速度和速度曲线方程组

$$\varepsilon(t)=\varepsilon_k$$

$$\omega(t)=\omega_s+\frac{1}{2}\times\frac{\varepsilon^2}{J_k}+\varepsilon_k\times\lambda_2 \qquad t_1\le t<t_2$$

减加速段的加速度和速度曲线方程组

$$\varepsilon(t)=\varepsilon_k-J_k\times\lambda_3$$

$$\omega(t)=\omega_s+\varepsilon_k T_2+\frac{1}{2}\times\frac{\varepsilon_k^2}{J_k}-\frac{1}{2}\times J_k\times\lambda_3^2+\varepsilon_k\times\lambda_3$$

式中:$t_2<t\le t_3$。

由于加速度曲线为等腰梯形,根据牛律第二运动学定律

$$T_1=|\varepsilon_k/J_k|,T_3=|(\omega_s-\omega_e)/J_k|$$

如果 $|\omega_s-\omega_e|\le\varepsilon_k^2/J_k$,为了按照 S 形曲线加速到所设定的 ω_e 值,必须将加速度曲线由梯形曲线转化为三角形曲线才能实现,可以按照两种方式来转化加速度曲线。一种方式为:不改变 J_k 大小,减小 ε_k 数值;另一种方式为:不改变 ε_k 大小,加大 J_k 数值。其所对应的加速度曲线分别见图 3 和图 4 所示(图中虚线为梯形加速度曲线),可以看出:其加速段只包括两个阶段:加加速段、减加速段;减速段也只包括两个阶段:加减速段、减减速段。有如下假设以下条件

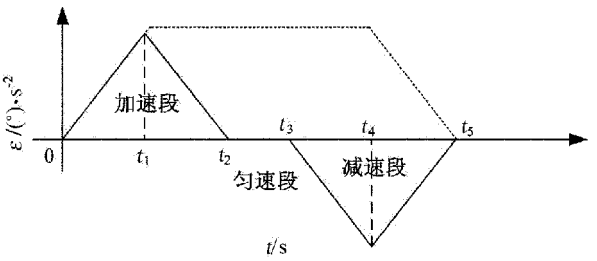


图 3 减小 ε_k 后的三角形加速度曲线

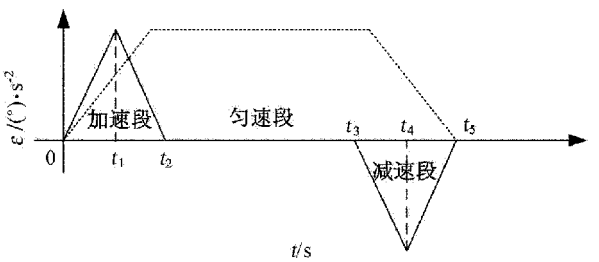


图 4 加大 J_k 后的三角形加速度曲线

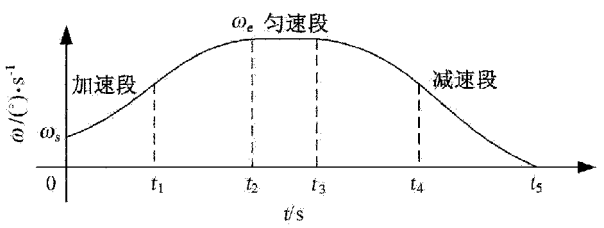


图 5 调整参数后的 S 曲线

$$t_2=2\times t_1 \qquad (5)$$

$$t_5-t_4=t_4-t_3 \qquad (6)$$

按照图 3 所示的加速度曲线,加速段 S 曲线各个阶段的加速度和速度关系方程组如下:

加加速段的加速度和速度曲线方程组

$$\varepsilon(t)=J_k\times t$$

$$\omega(t)=\omega_s+\frac{1}{2}\times J_k\times t^2$$

式中:$0<t\le t_1$。

减加速段的加速度和速度曲线方程组

$$\varepsilon(t)=\varepsilon_{k1}-J_k\times t$$

$$\omega(t)=\frac{1}{2}\times(\omega_e-\omega_s)+\varepsilon_{k1}\times t-\frac{1}{2}\times J_k\times t^2$$

式中：$t_1<t\leqslant t_2$。

根据条件(5)可知：加速度曲线为等腰三角形。并根据牛顿第二运动学定律可知

$$t_1=\sqrt{|(\omega_e-\omega_s)/J_k|}$$

$$\varepsilon_{k1}=\sqrt{|J_k(\omega_e-\omega_s)|}$$

可见，用计算出来的加加速度值 ε_{k1} 代替了设置的 ε_k。

按照图 4 所示的加速度曲线，加速段 S 曲线各个阶段的加速度和速度关系方程组如下：

第一阶段的加速度和速度曲线方程组

$$\varepsilon(t)=J_{k1}\times t$$

$$\omega(t)=\omega_s+\frac{1}{2}\times J_{k1}\times t^2$$

式中：$0<t\leqslant t_1$。

第二阶段的加速度和速度曲线方程组

$$\varepsilon(t)=\varepsilon_k-J_{k1}\times t$$

$$\omega(t)=\frac{1}{2}\times(\omega_e-\omega_s)+\varepsilon_k\times t-\frac{1}{2}\times J_{k1}\times t^2$$

式中：$t_1<t\leqslant t_2$。

由于加速度曲线为等腰三角形，根据牛顿第二运动学定律可知

$$t_1=|(\omega_e-\omega_s)/\varepsilon_k|$$

$$J_{k1}=\varepsilon_k^2/|\omega_e-\omega_s|$$

可见，用计算出来的加加速度值 J_{k1} 代替了所设置的 J_k。

对于减速段的 S 形曲线，其加减速段、匀减速段、减减速段的运动参数同加速段各个阶段的参数符号相反，实现方法完全相同。按照上面的加速度和速度给定算法，就可以得到 S 形速度曲线在各个控制周期所对应的速度数值。由于转台采用位置牵引控制方式，所以根据每个控制周期的速度给定值乘以控制周期的长度(1ms)，就可以得到转台在各个控制周期的位置牵引量大小。

4　S 形曲线的计算机实现

牵引量的给定算法在定时中断内实现，定时周期为 1ms。图 6 给出了转台加速段 S 形速度曲线运行时位置牵引量的计算机实现流程。

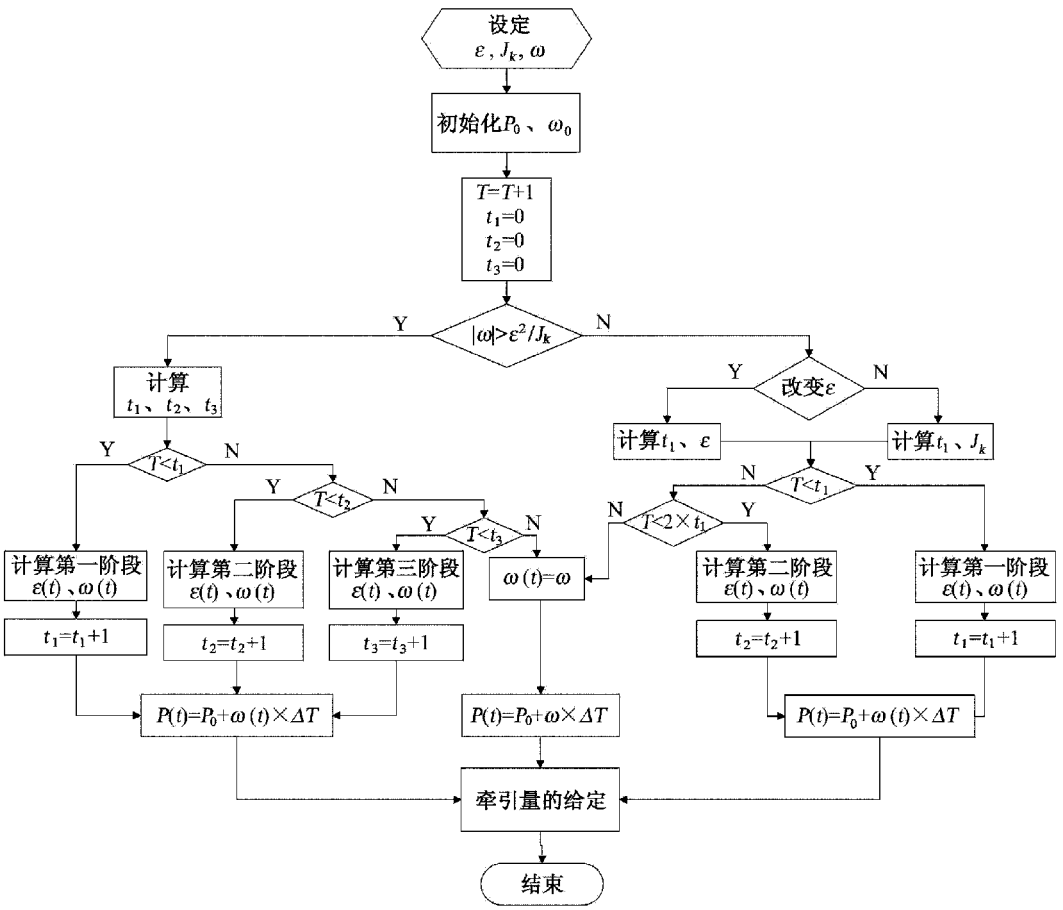


图 6　加速段 S 曲线的计算机实现流程

(下转第 77 页)

2014 年 4 月
第 34 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr.,2014
Vol.34,No.2

文章编号:1000-7202(2014) 02-0030-04 中图分类号:V434 文献标识码:A

液体火箭发动机试验推力自动校准加载系统的研制

朱子环 贾 洁 耿卫国 管 理 周 磊
(北京航天试验技术研究所, 北京 100074)

摘 要 液体火箭发动机推力是火箭发动机关键的性能参数,在发动机研制试验过程中推力测量是十分重要的。推力校准是推力测量中一项重要的环节,而校准加载系统又是力值传递的基础。介绍了推力校准加载系统的组成、工作原理,提出了推力校准自动加载系统研制的关键技术要点,并分析了攻克要点的技术途径。经试验验证,该加载系统可对 0t~100t 推力进行自动校准,校准加载稳定度为 0.001%,提高了推力校准的效率和准确度。

关键词 火箭发动机 推力 自动校准 加载系统

Development of Loading System on Thrust Auto-calibration of Liquid Rocket Engine Test

ZHU Zi-huan JIA Jie GENG Wei-guo GUAN Li ZHOU Lei
(Beijing Institute of Aerospace testing Technology, Beijing 100074)

Abstract Thrust is the key parameter in liquid rocket engine, so thrust measurement is very important during the research test.Thrust calibration is an important link of thrust measurement, loading system is the basis of force value transferring.The composing and the work principle are described, the key technologies of system development are proposed and the technical way of conquer points is analyzed.The system's loading capability is 0t~100t, the stability attains 0.001% by experiments, and the efficiency and accuracy of thrust calibration are improved.

Key words Rocket engine Thrust Auto-calibration Loading system

1 引 言

火箭发动机地面试验与真实的发射状态相比存在诸多差异,主要表现在发动机固定装置与测量传感器之间的约束,如动定架间弹性件,各类管路的约束等。为了消除状态的影响,推力的现场校准是一项重要的工作。通过推力校准加载装置产生模拟发动机工作的力值,计算出力值传递函数,并通过传递关系对约束影响进行修正,确保测量参数的准确和可靠。以往的推力校验系统,大都采用手动校验、人工记录的方式,存在力值稳定性差、效率低和有可能混入不可靠数据等缺点,而自动校准加

收稿日期:2013-10-28, 修回日期:2014-02-17
作者简介:朱子环(1977-),女,高工,主要研究方向:液体火箭发动机试验推力测量技术及仿真技术研究。

载系统的研制则可以提高校准的效率和系统的稳定性。

2　校准加载系统组成和工作原理

2.1　组成

主要由泵站、自动加载装置、控制部分及执行校准的推力架组成，见图 1。泵站主要有油箱、过滤器、溢流阀、单向阀、泵、交流电机、蓄能器、压力表等组成。自动加载装置由机座、柱塞泵、滚珠丝杠、减速器及伺服电机组成，见图 2。电气控制部分主要有脉冲自动跟踪系统、计算机、打印机、标准仪表、工作仪表等组成。推力架主要有动架、承力架、校准机构、油缸、标准传感器和工作传感器组成。

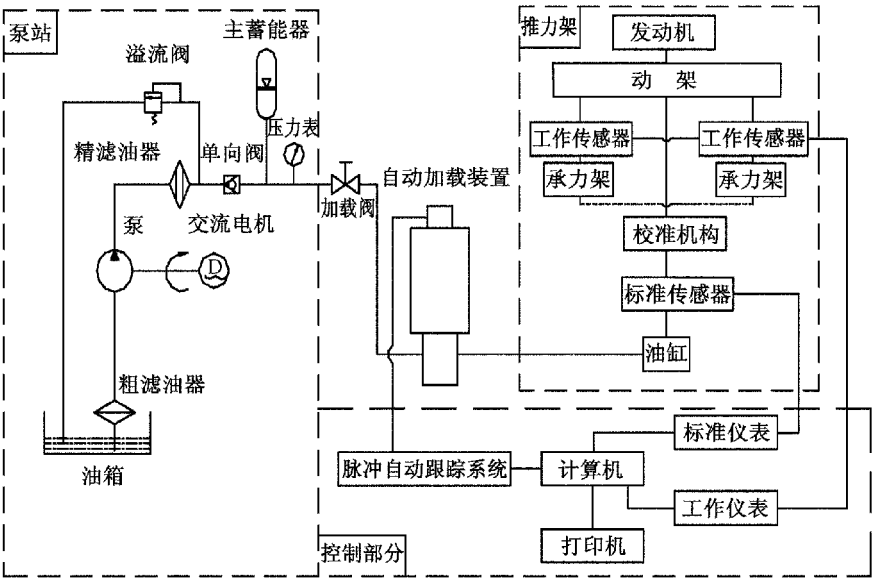
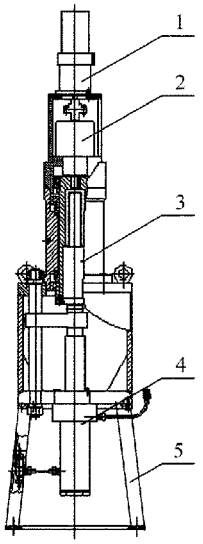


图 1　推力自动校准加载系统组成原理图



1-伺服电机;2-减速器;3-丝杠;
4-柱塞泵;5-支架。

图 2　自动加载装置结构图

2.2　工作原理

使用前先把标准传感器与配套仪表送至高一级的力机上检定，获得与各级力值相对应的输出标准数(标准数也可用上级计量单位已检定过的传感器在本力机上传递而获得)。校准时，推力架以及辅助系统的安装要求符合正式试验的状态，工作中复现标准传感器的各级标准数并测下工作传感器输出。自动加载装置第一次使用时，通过交流电机带动泵给柱塞泵内加满液压油，具体原理见图 1 中泵站部分，后续只有续加液压油时才需启动泵站部分，否则只需启动自动加载装置进行校准。

校准时，通过伺服电机正转，经过谐波减速机减速使螺母转动，从而带动丝杠向下直线运动，把柱塞泵内的液压油挤进推力架中的油缸对其进行增压。油缸活塞的移动对标准传感器进行拉伸/压缩，带动校准机构、发动机和动架运动，使工作传感器产生载荷，输出力值。反之，通过电机反转，柱塞泵给油缸泄压，油缸压力降低进行卸载。以上过程模拟发动机的推力状态，通过标准力与工作传感器的输出比较，获得系统综合力值传递系数。正式试车时，校准系统不工作，按校准得出的力值关系式计算出实际推力值，进一步保证测量的准确度。

整个测试过程由软件控制计算机完成：电机启动，自控增压泵给油缸增压，传感器受力，标准传感器和工作传感器的输出经由配套仪表输入计算机，计算机根据标准传感器输出，发出脉冲信号给脉冲自动跟踪系统，再由脉冲自动跟踪系统控制伺服电机工作。脉冲频率高，电机转速高，加载速度快；脉冲频率低，转速低，加载速度慢。随着标准传感器输出接近标准数，计算机逐步改变脉冲频率，加载速度逐渐变慢。最后，标准传感器输出达到标准数。当标准传感器的输出超过标准数时，计算机发出指令，电机反转，油缸压力降低，标准传感器的输出回到标准数。这样，使标准传感器的输出稳定于标准数，在同一力值稳定时间超过指定时间时，计算机采下工作传感器的输出，并发出指令进行下一级加载。卸

载过程与加载相反,同样逐级完成卸载。测试完成后,计算机对数据进行处理并由打印机打印出数据,计算出误差。具体的自动校准控制流程见图 3。

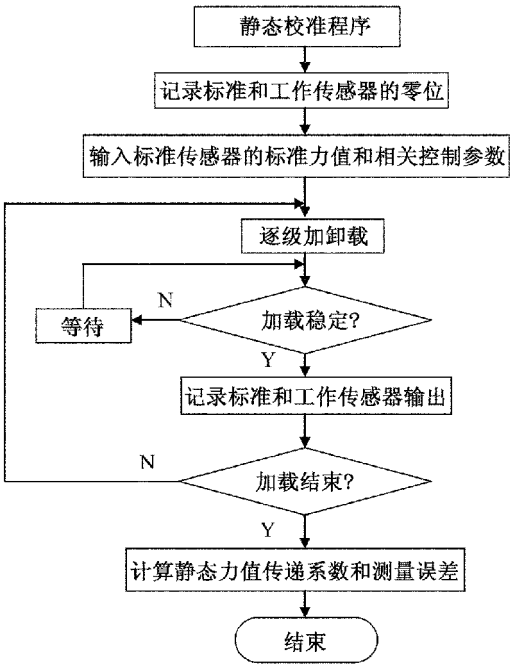


图 3 自动校准控制流程

3 关键技术

为保证自动校准加载系统的准确度,关键是应提高加载系统控制的稳定性,主要通过远端控制液压油的稳定供应来实现。决定稳定性的因素主要有液压压缩补偿、传力液压缸摩擦及输出力电机的控制。

3.1 液压加载稳定性技术

当液压加载停止后,载荷不能保持不变而不断下降,许多人把这种现象归结为液压系统的泄漏。经过研究得出结论:在系统密封较好的条件下,加载不稳定,不是泄漏造成的,而是液压介质的的热效应引起。具体来说,加载时,由于油缸的压力升高,介质的温度也要升高。加载开始时,介质温度等于环境温度 T_0。加载结束时,介质温度升至 T_1,$T_1>T_0$。加载结束后,介质向外界放热,其温度下降,体积收缩。而此时阀门关闭,系统的有效容积是不变的,因而这个容积内的介质体积也不应该改变。实质上,温度下降后,相当于引起了介质体积实际上的膨胀,伴随体积膨胀,其压力必定下降,这就造成了力值的下降。

这个现象是介质本身的特性决定的,是不可避免的。解决的办法是顺应它的特点,采用了比较好的体积补偿办法。手动加载的微调器和自动加载的柱赛泵,都是采用了体积补偿以达到加载的稳定,其稳定度均可达到 30s 或更长时间稳定在 0.001%~0.005%的范围内。

3.2 高准确度调节技术

为了实现 0.001%的稳定度,需要实现精度很高的细微调节。为了解决这个问题,采用了 2500 线的伺服电机,并用速比为 100 的谐波减速机,滚珠丝杠螺距为 12,自控泵柱赛泵与主油缸面积比为 14,控制最小讯号为 1Hz 的脉冲,1 个脉冲引起的主油缸柱赛泵移动量为 $12/(2\ 500\times100\times14)=3.4\times10^{-6}$ mm,即最小控制量使加载缸活塞移动 3.4nm。这么小的量引起的油缸压力变化极其微小,实现了细微调节。高的调节准确度要求高准确度部件来完成,因此选用了高准确度的谐波减速机和滚珠丝杠来实现传动,并对相关零组件也提出了高准确度配合和加工要求。实践证明,所采取的措施是有效和成功的,达到了加载稳定度达 0.001%的要求。

3.3 摩擦控制技术

主油缸和自控泵柱塞缸的活塞采用密封件密封,活塞与密封件之间存在摩擦,丝杠和丝母之间也存在摩擦。密封力加大、丝杠传递力加大都会使摩擦力加大。较大摩擦力会造成活塞和丝杠运动的不连续性,出现一种爬行现象。

由于需要高准确度的细微调节,最小调节量只有 3.4nm,爬行的发生对这种高精密调节是致命的。因此,解决爬行问题对系统是至关重要。

为了解决爬行问题,对活塞密封采用了国际上近年来出现的斯特封,它是一种组合密封,密封件与活塞运动摩擦面采用了低摩擦系数的 F4 材料;丝杠传动采用了滚珠丝杠,变滑动摩擦为滚动摩擦,从而避免了爬行产生。

3.4 综合控制技术

影响液压加载稳定性的因素还有很多:诸如环境因素、空气的强对流、阳光照射等都会影响介质与外界的热交换;校准机构变形的弹性恢复;传感器的蠕变等。为了克服以上问题,对加载和稳定的控制采用了模糊控制技术,不针对某一具体因素,而是控

制最终结果,主要解决力值变化控制。

控制算法主要采用 Bang-Bang 控制、模糊 PID 控制,还依据液压系统的一些特点,综合采用了其控制算法。例如把整个加(卸)载过程分为粗加卸载段和微调阶段:

在粗加(卸)载段,重点考虑被检对象的刚度和变形量,以及加载力值接近满量程标准值的程度,以便在尽量短的时间内尽可能接近要求的力值,以减少微调过程中的超调量并缩短微调时间,主要采用 Bang-Bang 控制。

在微调阶段,主要采用模糊 PID 控制,并综合采用粗加(卸)载段所用的技术。

4　校准加载设置及结果处理

该系统的额定推力为 530kN,考虑有超载的现象最大校验点的力值 600kN。系统标准传感器选用德国 RTN,非线性为 0.009%,滞后为 0.002%,重复性为 0.009%;工作传感器选用美国 Interface,线性为 0.017%,滞后为 0.019%,重复性为 0.04%。校准的过程采用逐级加(卸)载进行三次进程与回程取平均值的方式,具体参数设置见图 4 所示。标准数力值单位为 kN,进程数与回程数单位为 $mV/V\times10^5$。某次试验具体的自动校准结果处理见图 5。

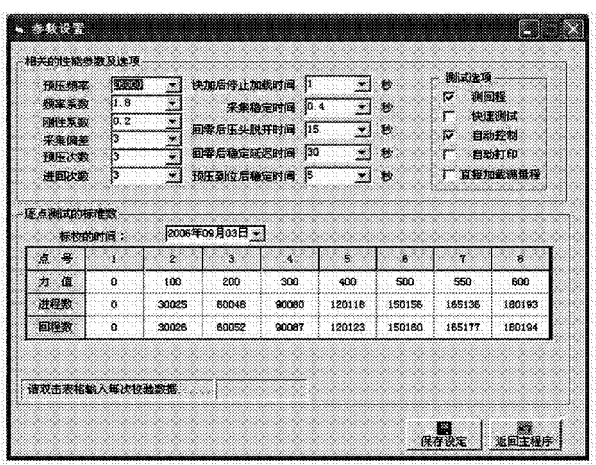


图 4　自动校准加载参数设置

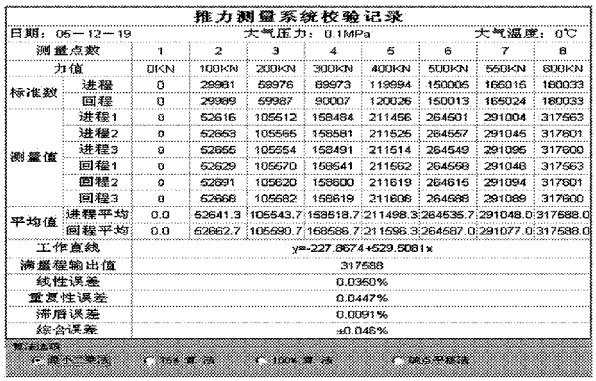


图 5　自动校准结果处理

5　结束语

通过此自动校准加载系统研制,实现了校准远距离的自动化控制,避免试验现场不确定性因素的影响。与手动校准系统相比,避免了人为因素对系统的影响,每级加载的时间大约 30s 左右,力值稳定度小于满量程的 0.001%左右,软件中加入了自适应模糊控制,进一步提高了校准的准确度和效率。

参考文献

[1] 张学成,荆凤林,任敏.火箭发动机推力测量的原位自动校准.宇航计测技术,1998.

[2] 杨生发,樊丁,李元业.发动机推力测量新型校准装置的研制.西北工大学报,1997.

[3] 谢显奇.液氢-液氧发动机的推力测量.导弹与航天运载技术,1997.

[4] 赵宝瑞,李晶.电火箭微小推力自动测量装置研究.导弹与航天运载技术,2000.

[5] 沈建伟,孙宝元,李文辉,胡旭晓.动态标定用梯形脉冲力发生装置的研制.仪表技术与传感器,2005.

[6] 董洪强,袁杰红.小推力液体火箭发动机动态推力测试台架设计.中国测试技术,2007.

[7] 刘伟亮,吴建军.机电一体化推力测量系统的研制及应用.火箭推进,2004.

[8] 李勇.模糊控制 · 神经控制和智能控制论.哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,1998.

[9] 刘鸿文.材料力学.北京:高等教育出版社,1992.

[10] 张学成,荆凤林,陶汉铭.压电陶瓷在发动机推力测量中的应用研究.推进技术,1998.

文章编号:1000-7202(2014) 02-0034-03 中图分类号:V241.5 文献标识码:A

无人直升机陀螺减振的仿真与分析

朱文来 葛 峰
(中国人民解放军 92419 部队,辽宁 125106)

摘 要 简述了陀螺减振结构与原理,通过采用有限元方法对无人直升机陀螺减振结构的减振效果进行了仿真研究,经分析陀螺减振结构的悬臂尺寸是影响减振性能的重要因素,为后续机械结构振动研究提供了一种有效的分析方法。

关键词 陀螺仪 结构振动 有限元法 模拟

Simulation and Analysis of Unmanned Helicopter Gyro Vibration

ZHU Wen-lai GE Feng
(92419 Unit of PLA,Liaoning 125106)

Abstract The structure and principle of the gyro vibration are described, by using the finite element method,the damping effect of unmanned helicopter gyro vibration is studied. By analyzing,the cantilever size of gyro damping structure is an important factor to affect the damping properties.That provides an effective analyzing method for subsequent mechanical structure vibration study.

Key words Gyroscope Structural vibration Finite element method Simulation

1 引 言

陀螺是无人直升机自驾飞行的关键设备,直接控制直升机的航向和姿态。陀螺共振翻倒, 输出假信号,飞机就不能进行自驾飞行,也不是真正意义的无人直升机。所以,陀螺减振已成为无人直升机飞行研究领域亟需攻关的课题。目前,国内外减振主要采用硅橡胶减振器、新型钢丝网型减振器及 IMU 减振系统[4]等进行减振。本文介绍了陀螺减振结构与原理,并采用有限元方法对无人直升机陀螺减振结构的减振效果进行了仿真研究,结果表明结构的悬臂尺寸对减振性能产生了重要影响,而支座的材料性质与减振性能几乎无关。

2 陀螺减振结构与原理

一个安装有陀螺的典型减振结构如图 1(a)所示。其中,无人直升机机用陀螺为一种圆柱壳振动陀螺,它具有精度高、成本低,抗冲击性好的特点[2]。陀螺通过螺纹固定在金属支座上,在金属支座下方为一较厚的橡胶弹垫。支座悬臂部分采用弹性金属材料,较薄,具有二次减振效果。

平台采用两级减振方式。根据振动理论,振动的传递率为[1]

$$T=\sqrt{\frac{1+(2\xi\lambda)^2}{(1-\lambda^2)^2+(2\xi\lambda)^2}} \quad (1)$$

收稿日期:2013-08-22, 修回日期:2014-02-18

作者简介:朱文来(1985-),男,助理工程师,主要研究方向:机械工程及其自动化。

式中：$\lambda=\frac{\omega}{\omega_n}$，$w$——陀螺自身的固有频率；$w_n$——减振结构的固有频率。

$$\omega_1=\sqrt{\frac{k_1}{m_1}}=\sqrt{\frac{E_1 d}{2\rho_1 L^2(t_1+t_2+d)}} \tag{2}$$

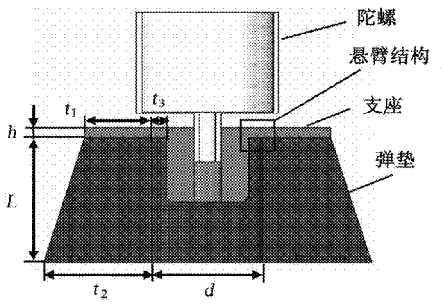
式中：E_1——橡胶的弹性模量；r_1——橡胶的密度。

$$\omega_2=\sqrt{\frac{k_2}{m_2}}=\sqrt{\frac{E_2 h^3}{12\rho_2 t_3(1-\mu^2)(d-t_3)}} \tag{3}$$

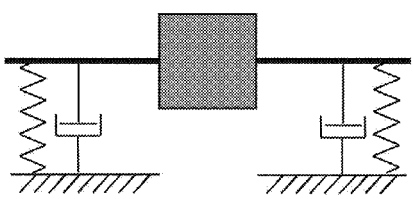
式中：E_2——支承座材料的弹性模量；r_2——支承座材料的密度。

$$T_{总}=T_1 \cdot T_2 \tag{4}$$

$T_{总}<1$ 时，平台将起到减振效果。



（a）　减振结构剖视图



（b）　减振原理示意图

图 1　陀螺的典型减振结构图

3　有限元仿真

3.1　有限元建模

本文利用有限元分析软件 Ansys 建立整体结构的有限元模型。该结构的模型，是根据实际的设计尺寸，在 Pro/E 软件中建立的三维实体模型，然后导入到 Ansys 中。采用 Solid45 单元对结构进行智能网格划分，并赋予各部分结构不同的材料属性，模型主要尺寸与材料属性如表 1，表 2 所示。为提高计算效率，可对螺纹等细小结构进行忽略处理，认为连接面不发生相对滑移，即把这些面粘接在一起。图 2 所示为网格划分完毕的结构，具有单元43 400个，节点66 251个。模型的边界条件设置为弹垫底部固定。

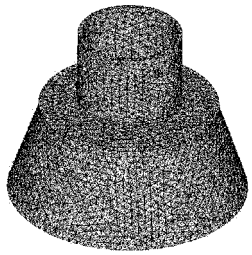


图 2　有限元网格图

表 1　模型结构尺寸　　mm

	陀螺直径	支座悬臂长	弹垫高	弹垫上底直径	弹垫下底直径
尺寸	10	2	15	20	25

表 2　材料属性

	密度/g · cm^{-3}	弹性模量/GPa	泊松比
陀螺	8	210	0.3
支座	7.8	150	0.3
弹垫	1	0.008	0.47

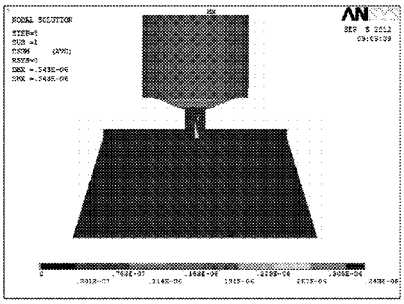
3.2　随机振动仿真

随机振动分析也称功率谱密度分析（PSD），它属于一种定性分析。其采用 Ansys 中谱分析的 PSD 分析功能，是以概率理论为基础，分析的输入输出都具有随机概率特性。它的原理是：首先，计算模型的每阶模态响应统计；然后，对它们进行综合，并假设随机振动过程为平稳随机过程。PSD 是一个结构在随机载荷激励的响应的统计值，它一般是一个 PSD 值和对应频率的曲线，PSD 可以是位移 PSD、速度 PSD、加速度 PSD 或力 PSD [3]。

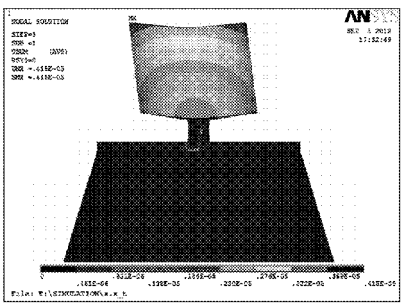
本文中分析的主要步骤为：（1）划分网格并进行模态分析；（2）进行谱分析；（3）进行模态合并；（4）读取解算结果。仿真中采用和真实的随机振动试验相一致的加速度谱，在（50～1 000）Hz 的 PSD 值为 0.04/Hz，（10～50）Hz 的上升斜率为+3dB/oct，（1 000～2 000）Hz 以－6dB/oct 的斜率下降。利用 Ansys 对模型垂直方向和水平方向的振动分别进行了分析，得到的 1-s 位移云图如图 3 所示。

4　影响因素分析

由本文第 2 节的理论分析易知，决定减振结构减振效果的是其整体刚度。因而材料的弹性模量、



(a) 垂直方向位移云图



(b) 水平方向位移云图

图 3 位移概率云图

结构尺寸变化等将对减振效果产生重要影响。在 Ansys 模型中改变这些参数,可以对陀螺振幅变化进行观察。陀螺的最大振幅越小,则说明减振结构的减振性能越好。

改变橡胶的弹性模量:当弹性模量由 100GPa 变化到 200GPa,水平方向的最大振幅由 3.9mm 变化为 5.3mm;垂直方向的最大振幅由 0.1mm 变化为 0.7mm。水平方向变化率为 10.3%,垂直方向变化率为 600%。

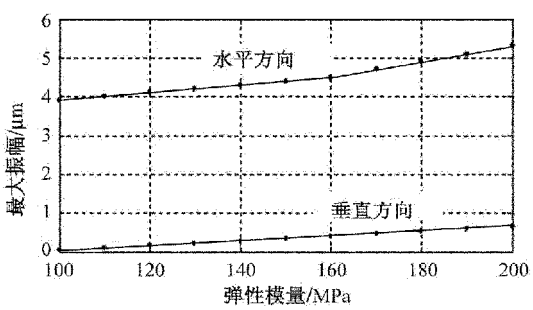


图 4 橡胶弹垫弹性模量与振动变形量关系

改变支座的弹性模量:在水平方向与垂直方向的振幅变化都比较小。考虑到各种金属材料本身的弹性模量差别并不是太大,因而支座的材料性质对减振性能几乎不造成影响。

改变支座的悬臂尺寸:当弹性模量由 1.5mm 变化到 2.5mm,水平方向的最大振幅由 1.9mm 变化为 2.65mm;垂直方向的最大振幅由 0.15mm 变化为 1.95mm。陀螺垂直方向的振幅十分大,说明结构的悬臂尺寸对减振性能产生了重要影响。

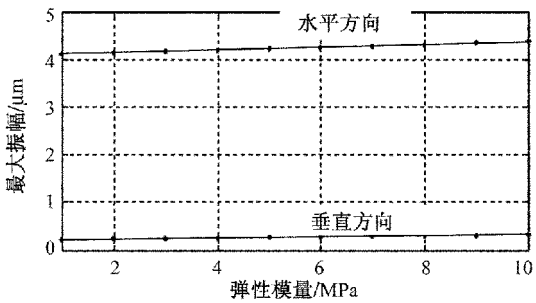


图 5 支座弹性模量与振动变形量关系

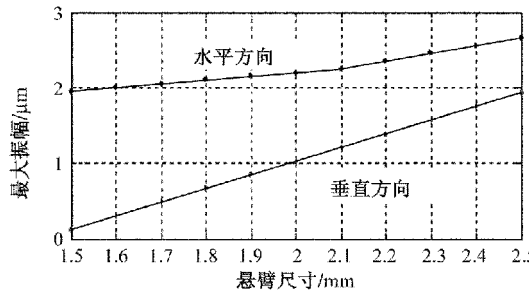


图 6 悬臂尺寸与振动变形量关系

5 结束语

本文利用有限元分析软件 Ansys 建立整体结构的有限元模型,对无人直升机陀螺减振结构随机振动进行了仿真与分析,得出陀螺减振结构的悬臂尺寸是影响减振性能的重要因素,为后续机械结构振动研究提供了一种有效的分析方法。

参考文献

[1] 马相林,张呈林,张志清.一种小型无人直升机姿态陀螺减振平台设计及试飞验证. 机械科学与技术.2008,10(27):1181~1186.

[2] Yulie Wu, Xiang Xi, Yi Tao, Xiaomei Wu, Xuezhong Wu. A Study of Temperature Characteristics of Vibration Modes Axes for Vibratory Cylinder Gyroscopes, Sensors, 11 (2011:7 666~7 677.

[3] 刘士华,赵德胜,谭天水,刘海东.ANSYS 在钢架结构随机振动分析中的应用. 机械.2004,31(4). 54~56.

[4] 庹洲慧,胡德文,李如华,魏建仓. 捷联惯导系统减振设计. 中国惯性技术学报. 2009,06(17).

文章编号:1000-7202(2014) 02-0037-06 中图分类号:TH824 文献标识码:A

一种低成本抗干扰速率计的设计

谢志刚[1] 赵京坡[2] 李 江[3] 余胜义[2]
(1.中国人民解放军驻航天科工集团公司第二研究院中心军事代表室,北京 100039;
2.北京航天发射技术研究所,北京 100076;3.兵器工业集团二零二所,咸阳 712099)

摘 要 为降低某车载导航系统速率计的外购成本,设计了一种低成本速率计。该速率计采用高精度光电编码器,基于差分思想设计了具有较高抗干扰能力的鉴相电路,并设计了相应的机械结构部件,从总体上降低了成本。该速率计通过了环境试验考核,匹配车载导航系统进行了跑车试验验证,试验数据表明该速率计满足某项目车载导航系统的要求。

关键词 车载导航系统 速度计 光电编码器 鉴相电路

Design of a Kind of Low-cost and Anti-interference Velocity meter

XIE Zhi-gang[1] ZHAO Jing-po[2] LI Jiang[3] YU Sheng-yi[2]
(1.PLA Central Military Agency Office in Second Academy of CASIC,Beijing 100039;
2.Beijing Institute of Space Launch Technology,Beijing 100076;
3.NO.202 Institute of China North Industry Group Corporation,Xianyang 712099)

Abstract In order to decrease the cost of velocity meter, which is a part of a vehicle navigation system, a new kind of low-cost velocity meter is designed. This velocity meter includes a high-precision photoelectrical coder, and a corresponding phase demodulation circuit, it also has the characteristic of anti-interference. This meter had been experienced by several field-tests accompanying with the navigation system. The results show that this new velocity meter can meet specific requirements of the navigation system.

Key words Vehicular nevigation system Velocimeter Photoelectric coded disk Phase discrimination circuit

1 引 言

车载导航系统主要完成车体在运动过程中快速、准确的定位定向任务。速率计是导航系统的重要组成部分,将车轮的转动方向和转速转换成电信号传递给导航系统,导航系统借助速率计进行航位推算,完成对车辆的实时位置结算。

车载导航系统采用的某速率计满足导航系统定

收稿日期:2013-07-02, 修回日期:2013-08-21
作者简介:谢志刚(1962-),男,工程硕士,高级工程师,主要研究方向:控制工程。

位相对距离误差小于 2‰的指标要求,但成本较高。为降低成本,需要在保证性能的前提下设计一款低成本的速率计。

2 设计方案

为测量车辆驱动轴转速,需要借助速率软轴实现。速率软轴一端连接车辆底盘驱动轴,另一端连接速率计。速率计一般包括两个部件:一是速率传感器,一般采用霍尔传感器或光电编码器来感应软轴转动,得到旋转方向和旋转脉冲信息;另外一个部件是鉴相电路,用于输出正向和负向脉冲。

为加快研制进度,速率传感器选择德国库伯勒公司的增量式光电编码器。某厂速率计旋转一周产生 120 个脉冲,而库伯勒编码器一周产生 1024 个脉冲,对软轴旋转一周的感应细分率增加了 7.5 倍。周脉冲数的提高,会降低因脉冲丢数引起的误差。此外,该编码器电气接口简单,采用单路 5VDC 供电,输出四相信号 A,$\overline{A}$,B,$\overline{B}$,有利于后端鉴相电路的设计。

该编码器最大输出脉冲频率可达 300kHz,按小型汽车轮胎直径 0.5m 计算,车速在 120km/h 时编码器输出脉冲频率为 43.4kHz,远低于编码器上限 300kHz。而且,在车速相同条件下,轮胎直径越大频率越低。因此,该编码器满足车辆高速行驶的需求。

编码器输出四相信号,不进行鉴相处理,无法判断编码器的旋转方向。因此,必须设计后端鉴相电路。鉴相电路的设计主要从抗干扰、可靠性、结构尺寸等方面考虑,下面着重介绍鉴相电路的原理及其抗干扰特性。

3 鉴相电路原理及其实现

3.1 鉴相电路原理及抗干扰特性分析

光电编码器内部设置两个光电管,光电管 A,B 在安装位置上相差 1/4 周节,这样对应的 A,B 相信号相差恰好为 90°。最简单的光电编码器鉴相电路可由 D 触发器和与门组成,如图 1 所示。图 2 为该种鉴相电路的工作波形。从波形可知,该电路可以实现光电编码器判向,并输出正向和反向脉冲。

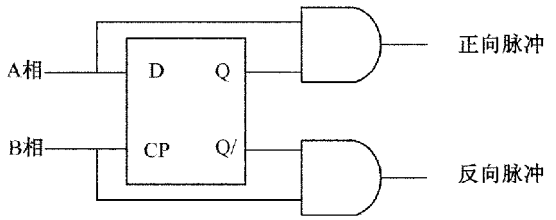


图 1 由 D 触发器和与门组成的鉴相电路

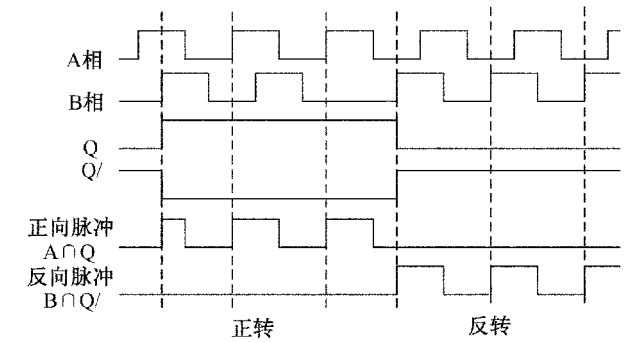


图 2 基于 D 触发器的鉴相电路工作波形

但若光电编码器受到电气干扰时,会在正向或反向输出脉冲序列中产生干扰脉冲。图 3 展示了干扰脉冲产生的原因。

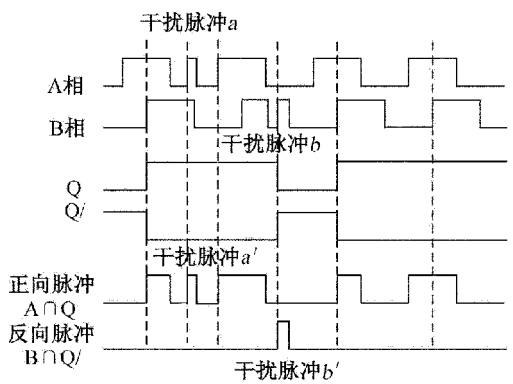


图 3 干扰脉冲产生的原因图示

为了防止干扰脉冲的影响,必须利用同一相信号(A 相或 B 相)的上升沿和下降沿组合产生正向和反向脉冲。该方法基于差分思想消除干扰[1]。

取 A 相信号的下降沿和 $\overline{A}$ 的下降沿分别与 B 相信号相与,分别产生正向和反向脉冲序列。若此时在 A 相信号上产生干扰脉冲,则这种干扰将分别体现在正向和反向脉冲序列中;若此时在 B 相信号上产生干扰脉冲,则干扰不会体现在正向或反向脉冲序列中。图 4 为干扰脉冲出现时,在正向和反向

脉冲序列中的体现示意图。

由图 4 可以看出，A 相的干扰脉冲 a 在正向脉冲序列中产生干扰脉冲 a' 的同时，在反向脉冲序列中也会产生干扰脉冲 a''；当 B 相的干扰脉冲 b 时，在正向和反向脉冲序列中都不会产生干扰脉冲。

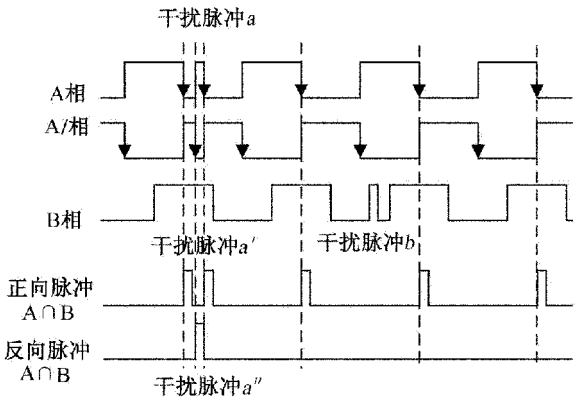


图 4　差分电路抗干扰图示

3.2　鉴相电路具体实现

某车载导航系统对速率计的电气指标为：输出脉冲上升沿和下降沿不超过 500ns，脉冲电压 5V，脉冲驱动电流 10mA。根据以上指标要求，具体实现电路选用边沿跳变触发器 74LS123 完成 A 相和 $\bar{A}$ 相的下降沿脉宽触发，触发的脉冲宽度可以通过调节外设电阻、电容来设置；与门电路选用 74LS08。经测试，输出脉冲上升沿和下降沿不超过 20ns，脉冲电压 5V，脉冲驱动电流 16mA。

原理如图 5 所示，为消除电源纹波，在芯片电源入口处设置去耦电容。

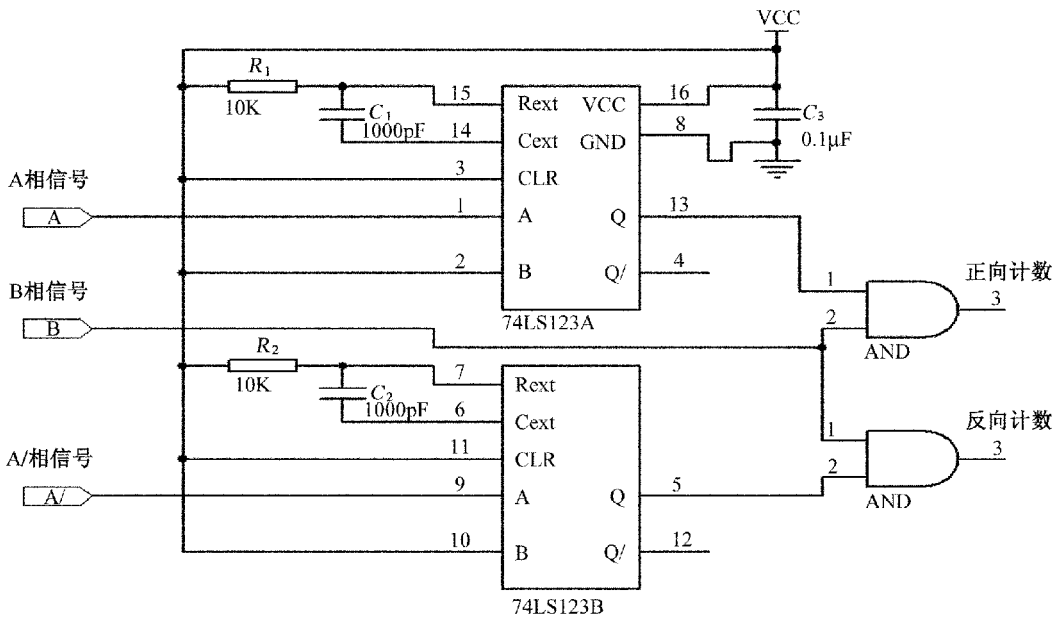


图 5　鉴相电路原理

4　低成本速率计成本核算和试验验证

4.1　成本核算

设计的低成本速率计和某速率计如图 6 所示。

为提高设计的低成本速率计的通用性，将对外机械和电气接口设计成与某速率计完全相同，在条件允许的情况下，可将某速率计直接替换成设计的低成本速率计，降低了换型带来的工作量和风险。某速率计采购价格每台 1.4 万元，低成本速率计成本可以控制在 5 000 元以内，具体对比见表 1。若批量生产，价格可以进一步降低。

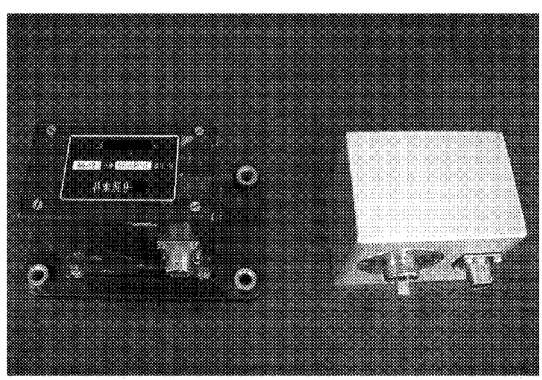


图 6　某速率计（左）；设计的低成本速率计（右）

表 1 成本对比表

某速率计	设计的低成本速率计		
采购成本：1.4 万元	库伯勒光电编码器	电路印制板、元器件	机械结构件生产
	4 000 元	500 元	500 元
	总计成本：5 000 元		

4.2 环境试验验证

为验证低成本速率计的工作性能，根据导航系统环境试验要求，完成了对低成本速率计的高低温工作、高低温循环、公路运输、应力筛选、随机振动、长时间工作等试验项目。各项试验测试数据见表 2。基准源一圈产生 120 个脉冲，低成本速率计一圈 1024 个脉冲，根据两者折算的圈数计算低成本速率计的相对误差。

表 2 低成本速率计环境试验验证

试验项目	等效车速 $km \cdot h^{-1}$	基准圈数	低成本计圈数	相对误差 ×0.1%	试验项目	等效车速 $km \cdot h^{-1}$	基准圈数	低成本计圈数	相对误差 ×0.1%
常温试验	4.9	25.283	25.291	−0.30	跑车运输试验，过程中测试	58.8	140.208	140.176	0.23
	9.8	48.842	48.845	−0.06		58.8	210.533	210.440	0.44
	19.6	103.792	103.783	0.08		58.8	310.958	310.878	0.26
	39.2	208.000	207.991	0.04		58.8	361.517	361.430	0.24
	78.3	414.542	414.532	0.02		58.8	412.283	412.771	0.5
	78.3	414.575	414.543	0.08		58.8	452.167	452.170	−0.00
低温−40℃工作	39.2	141.967	141.981	−0.11	应力筛选试验，试验后测试	58.8	110.492	110.475	0.15
	39.2	143.175	143.135	0.28		58.8	211.092	211.064	0.13
	44.1	232.683	232.674	0.04		58.8	352.050	351.972	0.22
	44.1	180.300	180.220	0.45		58.8	362.458	362.298	0.44
	58.8	260.867	260.868	−0.01		58.8	453.258	453.181	0.17
	58.8	406.183	406.140	0.11		58.8	503.95	503.939	0.02
高温+60℃工作	39.2	403.017	403.015	0.01	随机振动试验，过程中测试	39.2	212.883	212.865	0.09
	39.2	403.817	403.812	0.01		39.2	213.042	213.049	−0.03
	44.1	458.750	458.726	0.05		39.2	299.783	299.649	0.45
	44.1	467.067	467.063	0.01		78.3	362.042	361.964	0.21
	58.8	614.883	614.854	0.05		78.3	375.358	375.354	0.01
	58.8	613.533	613.525	0.01		78.3	469.483	469.271	0.45
5 次高低温循环后，低温−40℃测试	39.2	207.175	207.126	0.24	40h 长时间工作，过程中测试	58.8	407.767	407.680	0.21
	39.2	234.825	234.833	−0.03		58.8	509.883	509.873	0.02
	44.1	297.067	297.064	0.01		58.8	611.375	611.226	0.24
	44.1	370.025	370.085	−0.16		58.8	163.258	163.231	0.16
	58.8	362.242	362.235	0.02		58.8	173.425	173.417	0.05
	58.8	371.675	371.644	0.08		58.8	183.608	183.598	0.07
5 次高低温循环后，高温+60℃测试	39.2	269.192	269.191	0.00					
	39.2	481.275	481.266	0.02					
	44.1	180.542	180.518	−0.06					
	44.1	577.942	577.941	0.00					
	58.8	100.250	100.236	0.14					
	58.8	501.725	501.728	−0.01					
	相对误差最大值								0.5

表 2 数据表明,设计的低成本速率计在各种工况下,相对于基准脉冲的最大误差为±0.05%个脉冲,而某速率计下厂验收的误差指标为±0.1%个脉冲。因此,设计的低成本速率计的精度指标优于某速率计,可以替代其使用。

4.3　跑车试验验证

采用导航平台,分别配备某速率计和设计的低成本速率计,各进行跑车试验 3 次,行驶速度在 70km/h 左右,试验数据见表 3 和表 4。试验车从 A 点出发,到 C 点计算标定参数并装订经纬度,然后检验 D 点、C′点、D′点、A 点的跑车误差。

表 3　某速率计跑车试验数据

第 1 次导航平台跑车				误差		
标定点	经度/(°)	纬度/(°)	里程/m	东西向偏差/m	南北向偏差/m	相对距离×0.1%
A	116.409 845	39.803 176				
C	116.506 654	39.759 05	11 391.7	3.6	−11.9	1.04
D	116.525 166	39.753 829	13 019.8	2.6	−13.7	1.05
C′	116.506 636	39.759 05	15 360.8	2.0	−11.9	0.77
D′	116.525 172	39.753 831	16 981.3	3.1	−13.5	0.79
第 2 次导航平台跑车				误差		
标定点	经度/(°)	纬度/(°)	里程/m	东西向偏差/m	南北向偏差/m	相对距离×0.1%
A	116.409 845	39.803 176				
C	116.506 590	39.759 178	11 117.7	−1.9	2.3	0.21
D	116.525 097	39.753 989	12 730.3	−3.3	4.1	0.32
C′	116.506 586	39.759 189	15 115.1	−2.2	3.6	0.24
D′	116.525 086	39.753 996	16 747.6	−4.3	4.9	‖0.29
第 3 次导航平台跑车				误差		
标定点	经度/(°)	纬度/(°)	里程/m	东西向偏差/m	南北向偏差/m	相对距离×0.1%
A	116.409 845	39.803 176				
C	116.506 564	39.759 315	10 551.8	−4.1	17.6	1.67
D	116.525 091	39.754 150	12 166.7	−3.8	22.0	1.81
C′	116.506 576	39.759 317	14 537.0	−3.1	17.8	1.22
D′	116.525 084	39.754 151	16 148.0	−4.4	22.1	1.37

表 4　低成本速率计跑车试验数据

第 1 次导航平台跑车				误差		
标定点	经度/(°)	纬度/(°)	里程/m	东西向偏差/m	南北向偏差/m	相对距离×0.1%
A	116.409 845	39.803 176				
C	116.506 555	39.759 061	11 408.5	−4.9	−10.7	0.94
D	116.525 138	39.753 965	13 026.7	0.2	1.4	0.11
C′	116.506 611	39.759 162	15 350.1	−0.1	0.6	0.04
D′	116.525 135	39.753 973	16 976.7	−0.1	2.3	0.14
A	116.409 918	39.803 107	29 057.7	6.2	−7.7	0.26

续表 4

第 2 次导航平台跑车				误差		
标定点	经度/(°)	纬度/(°)	里程/m	东西向偏差/m	南北向偏差/m	相对距离×0.1%
A	116.409 845	39.803 176				
C	116.506 575	39.759 085	10 592.7	−3.2	−8.0	0.76
D	116.525 089	39.753 878	12 209.3	−4.0	−8.2	0.67
C′	116.506 576	39.759 086	14 587.8	−3.1	−7.9	0.54
D′	116.525 082	39.753 885	16 213.5	−4.6	−7.4	0.46
A	116.409 878	39.803 063	29 126.8	2.8	−12.6	0.43
第 3 次导航平台跑车				误差		
标定点	经度/(°)	纬度/(°)	里程/m	东西向偏差/m	南北向偏差/m	相对距离×0.1%
A	116.409 845	39.803 176				
C	116.506 573	39.759 316	10 638.8	−3.3	17.7	1.66
D	116.525 098	39.754 137	12 256.1	−3.2	20.6	1.68
C′	116.506 579	39.759 310	14 632.8	−2.8	17.0	1.16
D′	116.525 096	39.754 136	16 253.4	−3.4	20.5	1.26
A	116.409 820	39.803 154	29 169.8	−2.1	−2.4	0.08

试验数据表明,导航平台的最大定位相对距离误差配备某速率计为 0.181%,配备低成本速率计为 0.168%,均满足定位相对距离误差小于 0.2% 的指标要求。

5 结束语

本文所设计的速率计降低了成本,具有抗干扰能力强、原理简单、可靠性高的特点,通过了各项环境试验及跑车试验考核,其性能满足车载导航系统要求。

该速率计可以直接替代原型号速率计,并且可在具有软轴引出的其他型号车载导航系统中推广和应用,以低成本创造一定的经济效益。

参考文献

[1] 崔晓红,陈宏利.光电编码器抗干扰防振动电路的设计[J].交通与计算机,2005,1(23):110~112.

[2] 阎石.数字电子技术基础(第五版)[M].高等教育出版社,2006:230~236.

文章编号:1000-7202(2014) 02-0043-04 中图分类号:TP206 文献标识码:A

电缆网阻值测试仪的设计与实现

徐 超 武东健 姜 祝
(北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

摘 要 随着单片机技术的发展及其在测试领域的广泛应用,早期采用的人工作业对电缆网性能测定的方法已经不再适用。本文介绍了一种基于单片机技术的电缆网阻值测试仪。从电缆网阻值测试仪的功能与设计要求出发,阐述了总体设计方案,说明了该套设备的工作原理,描述了系统的硬件实施和软件设计,并对整套设备进行了实验验证。结果表明:设备满足了用户要求,提高了测试效率。

关键词 电缆网 电阻测量 设计

Design and Implementation of the Test Device for Cable Network

XU Chao WU Dong-jian JIANG Zhu
(Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076)

Abstract With the development of the MCU technology ,and the more and more important function, the method to check the cable network absolutely based on manpower is not appropriate. A design of the test device for cable network based on MCU is introduced. Based on the detection principle, a design scheme is introduced. And the design of hardware circuit and hardware driver and application software are introduced in detail. Experimental results show that: the device fulfills the specification of the customs and inprove the effection.

Key words Electric cable Resistance measurement Design

1 引 言

电缆网常用于电能的输送和信号的传递。随着自动化水平的提高,各相关领域使用的电缆网的规模逐渐增大,为了保证传输电源、大电流信号或保证重要信号的可靠性,往往又加入了电缆的冗余设计。在长期的试验和使用过程中,容易受烧蚀、腐蚀、潮湿和高低温等不良因素的影响,而且部分电缆为移动铺设,还易受挤压、拉伸、弯曲和扭矩等外力的作用,不可避免地会发生故障。有统计研究表明,上述领域中超过 20%的系统故障是由电缆的失效引起的。因此,电缆的性能已经成为影响系统可靠性的一个重要因素。

早期的电缆网测试主要是采用人工作业的方法对其性能进行检定。这种传统的手工测试方法速度慢、精度低、工作量大,极容易造成误差。而随着电缆网规模的增大,急需开发自动测试系统。尤其是对于人员流动频繁,技术人员较少的部门单位来说

收稿日期:2013-01-15, 修回日期:2013-09-23
作者简介:徐超(1984-),男,工程师,主要研究方向:检测技术与自动化测试。

更是一个急需解决的问题。

而随着计算机技术的发展,特别是随着单片机与嵌入式系统应用技术的飞速发展,凭借其性能高、功能全、体积小和环境适应性强等优点,在自动控制、检测领域的应用发挥着越来越重要的作用。

鉴于以上原因和背景,电缆网阻值测试仪的研究与设计很有必要。

2 电缆网阻值测试仪的功能与设计要求

电缆网阻值测试仪用于实验室、生产车间等对低频电缆网绝缘电阻的测试。能够判别任意两条电缆芯线之间短路、绝缘电阻满足要求和不满足要求三种情况,自动完成所有电缆芯线之间绝缘电阻的测量、显示,并可以与以前存储的测试数据进行比较。

设计要求如下:

1)性能稳定可靠,操作维修方便,环境适应性好;体积小,质量小;

2)绝缘阻值测试仪可测量 240 点的阻值;

3)对电缆网的所有测试步骤均由计算机来完成,测试结果可存盘,并可以与以前存储的测试数据进行比较;

4)能正确判断短路、绝缘电阻满足要求和不满足要求三种情况,绝缘电阻判别值可装订。绝缘电阻在小于等于 20MΩ 时,测试误差不超过 10%;

5)内部提供 100V 直流测量电压,其精度应根据阻值测量的精度要求选定;

6)对转接电缆,具备自动软件放电和手动短路放电功能;

7)测试仪应引出接地端子,便于各点对地测量。

3 总体设计方案

3.1 测试原理

测量两条电缆芯线之间绝缘电阻的基本原理如图 1 所示。

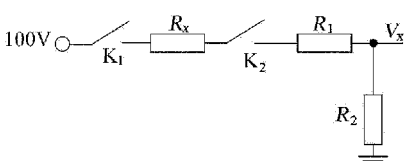


图 1 基本原理图

将一条芯线接 100V 测试电源,另一条芯线接电压测量电路,则两条芯线之间的绝缘电阻串联在测量电路中,经过分压、A/D 转换,可以测出分压电阻 R_2 上的电压,从而计算出串联其中的绝缘电阻。图中,Rx 是两条芯线之间的绝缘电阻,R_1 和 R_2 是已知分压电阻,100V 是测量电源,K_1,K_2 是切换继电器。V_x 测量采用 4 位半 A/D 芯片 7135,其最大测量范围±1.999 9V。当绝缘电阻为短路时,R_2 上的电压应为 1.96V,没有超出 A/D 芯片的测量范围。

绝缘电阻的计算方法为

$$R_x = (R_1 \times U_0 \div U_x) - R_1 - R_2 \qquad (1)$$

式中:R_x——绝缘电阻,MΩ;R_1——已知分压电阻 R_1 的阻值,MΩ;R_2——已知分压电阻 R_2 的阻值,MΩ;U_0——测量电源电压值,V;U_x——测得分压电阻 R_2 上的电压值,V。

为了能够测量任意两条芯线之间的绝缘电阻,每一条导线都连接两个继电器,其中一个继电器导通后将该芯线连接到 100V 测量电源,另一个继电器导通后将该芯线连接到测量电路的分压电阻 R_1。设计采用 MOSFET 继电器切换芯片,该型继电器的导通电阻为 25Ω,输出耐压为 350V,连续负载电流为 120mA,开路时最大漏流小于 1μA(350V 时)。

为便于选通每一条芯线,设计把 240 个继电器分成 15 行接到 100V 电源上,每行 16 个。同一行的 16 个继电器的驱动高端接在一起,选到该行就给该行所有继电器的驱动高端加上 5V 电源。同时把各行相同序号继电器的驱动低端接在一起,组成一列,共 16 列。选到该列则该列所有继电器的驱动低端接低电压。一次只选中一个行、一个列,则只有唯一一个在所选的行上,又在所选列上的继电器,它的驱动高端有电源,驱动低端接低电平,能够驱动该继电器导通,将该继电器所连接的芯线接到 100V 测量电源。同理,需要 31 位选通信号才能保证将 240 条被测电缆芯线中的任意一条连接到电压测量电路。

绝缘阻值测试仪主机中有 8 块相同的选通电路板,每块电路板能够将 32 条被测芯线与 100V 测试电源和电压测量电路的连接。32 条被测芯线分成 2 行,每行 16 列,因此一块选通电路板有 4 条行选线,32 条列选线。每块选通电路板的行选线独立,8 块选通电路板相同序号的列选线连在一起,整台设备总共需要 30 条行选线,32 条列选线,这些选通信号由绝缘阻值测试仪主机中的控制电路板产生。

控制电路板采用单片机进行控制,整个工作过程如下:

1)通过串口与便携式计算机通讯,接收将哪一条芯线接 100V、哪一条芯线接电压测量端的指令;

2)按照指令要求,通过串行输入、并行输出芯片输出 64 位选通信号;

3)选通信号驱动继电器将选中的两条芯线分别连接到 100V 测量电源与电压测量电路;

4)A/D 转换芯片 7135 测量分压电阻上的电压;

5)单片机读取 7135 的测量数据,通过串口把测量数据传给计算机,完成一次测量。

主机的工作流程如图 2 所示。

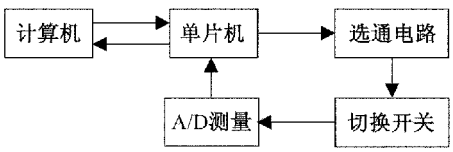


图 2　工作流程图

3.2　测试操作过程

通过操作控制软件的主计算机选定测试项,并根据选定的测试项选定电缆编号,根据提示选取电缆,连接单元与电缆网,计算机会自动检测电缆是否连接好并给出提示。当电缆确认连接好后,点击开始按钮,计算机会自动做相应测试并自动生成测试结果报表。

3.3　系统组成

1)控制测量单元。包括计算机、各种激励信号源和高精度电压测量模块。用于提供测量用的激励信号,并测量回路的电阻。

2)矩阵开关,主要是继电器阵列。用于与控制单元计算机通讯和被测电缆网线束切换。一个开关单元包括 8 个开关量板,每个开关板可完成 32 路电缆输入切换。

3)通讯系统。计算机与测试设备采用 RS232 串口通讯。

3.4　主机结构特征

主机机箱外形如手提箱,机箱侧面有提手,便于搬运。打开机箱盖,可以看到主机面板。面板下方中间有两个 120 线的电缆插座,分别标有 CH1~120 和 CH121~240,是转接电缆的连接插座;两个插座的左边是串口通讯插座,可直接连接 RS232 串口或通过 USB/232 转接电缆连接到 USB 口;两个插座的右边是一个组合电源插座,包括标准电源线插座、保险丝座、电源指示灯;组合电源插座上方时接地柱,与电源线的保护地相连。

3.5　测试软件

绝缘阻值测试仪的软件包括主机控制电路板单片机的工作程序和便携式计算机的测试软件。单片机的工作程序采用汇编语言编制,计算机测试软件采用 Visual Basic.NET 编制。

3.6　安装和调试

绝缘阻值测试仪是测试地面电缆网导线间绝缘电阻的单机设备,体积小,携带方便,可以在各个需要使用的场合工作,只需 220V 供电。

绝缘阻值测试仪有两个电位器可以调节,一个在底板上,是 100V 测量电源输出电压调节电位器;另一个在控制电路板上,是 A/D 转换芯片的基准电压调节电位器。这两个电位器的状态直接关系到绝缘电阻的测量结果,使用者不可自行调节。

4　系统的硬件设计概述

设计本系统的主要目的是实现 256 芯以内的单根线缆的导通性;线缆的导通电阻以及芯线间的绝缘电阻;并将检测结果根据不同的需要通过 RS232 传送到上位机。

根据实际的功能需求,将系统的整体设计分成四个模块,主要包括继电器控制模块、采集电路模块、通讯模块和控制电路。通讯模块用于实现检测仪与 PC 机之间的通讯,将对电缆的检测结果传送到电脑中,以便于对线缆的检测结果进行后续分析;继电器控制电路用来在测量电缆时实现被测点的选择与切换。

用直流比较法测量电线电缆的绝缘阻值电阻必须按照国家标准 GB765 的规定进行。其主要适用于以直流比较法测量电线电缆产品的绝缘电阻,其测量范围为 0.1MΩ~106MΩ。测量 0.1MΩ~104MΩ 时,测量误差不得超过±15%,测量 104MΩ~106MΩ 时,测量误差不得超过±30%。而绝缘电阻的测定,则必须使用(100~300)V 直流电压。

本系统的测试对象是主要用于通讯的多芯线缆,其通讯信号电压通常为不超 50V,因此本方案中选用了 100V 直流电压作为绝缘测量的电压源。

数据采集电路主要由两部分组成:基本测量电路和滤波电路。采集芯片采用 TI 公司生产的 A/D 转换器 ICL7135CN。由于电缆测试工作环境中不可避免地会存在各种噪声干扰,这些干扰不仅会影响测试信号,严重时甚至会淹没测试信号,使测量回路的灵敏度大为降低。该部分是整个设备的关键,对保证测量仪的测量精度起决定性作用。在设计信号采样电路时,必须考虑电路的抗干扰能力。在测试

的电压信号幅值比较低的情况下,一般在被采集前需要对信号进行隔离、放大、滤波等环节的处理。

继电器开关矩阵电路的主要作用是在测量时根据要求将不同的外部被测导线介入测量电路。由于系统的测试点有 240 个,要是测试点间能够实现两两切换,则需要 480 个继电器,将其分为主副开关矩阵。每个测试点分别连接到主副开关矩阵的一个继电器上。测试前,所有导线均不接入测试电路,测试开始时现将第一个或第 n 个测试点通过主开关矩阵接入,在通过副开关矩阵将第二个或者其他的测试点接入,即可进行导线间的绝缘电阻测量。

通讯模块采用最成熟的 RS232 电路。异步串行通信接口电路采用 MAX232,其是由 TI 公司推出的一款兼容 RS232 标准的芯片。该器件包含 2 驱动器、2 接收器和一个电压发生器电路提供所需电平。

5 软件设计

界面显示是系统的前台,用于与用户进行信息交流。这在很大程度上要有一定的可操作性和可靠性。对于用户而言,对系统的控制交互是通过软件完成的。因此,系统的界面要友好,操作要可靠。而对于系统而言,能通过软件编程实现的功能,都尽量依靠软件来实现,减少硬件电路的使用。硬件电路长期使用会致使性能下降,从而导致整个系统测试性能的下降,而软件则不会存在这种情况,且易于调试和修改。

根据本系统的功能要求,上位机界面软件主要分为以下几个部分:参数设置、功能自检、插头方式测试、数据存盘与比较、单点方式测试和放电。

需要对测量参数进行装订时,可进入参数设置程序进行设置。可设置的选项有串行端口号、绝缘电阻值和短路电阻值。而设置中显示的波特率、奇偶位、数据位和停止位等参数仅供参考,不可以进行修改。

功能自检可对 240 路通道的每一路单独进行选通检测,如果某一路通道不能正确联通测试电源或测量端时,这一通道将显示存在错误。如果通道检测全部正常,软件会自动计算出测试电源电压,此值将用在后续的阻抗值检测中。

插头方式检测主要是根据功能需求选择相应的电缆插头进行测试。在检测到短路或不满足阻抗要求的绝缘电阻值时,相关检测结果同步显示在文本区中,测量阻抗值大于阻抗设置门槛值的测试结果不显示。在测试过程中,程序主界面下方的“进度条”能够指示检测进展情况,点击“停止”键可停止当前的测试。测试结束时会弹出对话框,提示测试结束。

数据存盘与对比功能是测试完成后可以将测试结果保存成文本文件,同时可以对测试结果之间进行对比。受数据读取准确度的限制,在较高阻抗值的数据读取过程中会出现读取数值的变化。此时,会显示对比结果不同,但是只要阻值差异在指标要求范围内的,我们可以认为两个结果相同。

绝缘阻值测试仪除了能对被测电缆的所有芯线自动进行测试外,还可以对指定的两根或几根芯线之间的绝缘电阻进行测试。测试如果有“短路”或“不合格”项,结果将以文本形式显示。测试结束时会弹出对话框,提示测试结束。此方法可用于对有疑问导线的单独测量,也可用于对电阻测量结果的进一步验证。

电缆绝缘电阻测试完成后,点击“放电”键可对电缆芯线放电,使被测电缆各芯线等电位,也可取下转接电缆,用附件中的 120 线短路插座进行短路放电,两种方法都可以使电缆各芯线等电位。如果被测电缆有金属屏蔽套,应该采用短路插座放电,同时将任一电缆芯线与屏蔽套相连,使各芯线与屏蔽套及电缆插座等电位。

6 结束语

本文以电缆网的性能检测为研究对象,从功能需求角度对系统进行了分析。根据性能要求和检测原理,确定了软硬件的设计方案,最后对系统进行了调试,修正检测结果,并对实际的电缆网进行了现场检测,运行情况良好,其测量精度和测量速度都达到了预期的设计目的。当然,在本设计中也存在着一定的不完善,如通讯接口采用更加快速的 CAN 总线或者其他总线协议,使其能够和其他的检测系统仪器总线兼容,提高系统的升级性。这些都需要后续进一步的工作。

参考文献

[1] 张莉莉等.分布式飞机电缆通用测试系统设计.仪器仪表学报,2007(4).

[2] 宋光等.线缆测试仪在机箱测试中的应用.计量与质量专题学术交流会论文专辑,2007(27)增刊.

[3] 李宏伟等.新型便携式线缆快速测试技术的研究.机床与液压,2007(7).

文章编号:1000-7202(2014) 02-0047-03 中图分类号:TN710 文献标识码:A

晶体管老化筛选设备计量参数的校准

薛 燕 刘玉波 东 方 李贵森 李绍华
(黑龙江华安精益计量技术研究院有限公司,哈尔滨 150046)

摘 要 晶体管老化筛选设备是对大功率、小功率三极管(NPN、PNP 型)、二极管等电子元器件进行老化筛选的计量装置。通过对被筛选的晶体管施加电压、电流等影响量来对晶体管的可靠性进行检查。介绍了老化筛选装置输出的基极电压、集电极电压、集电极电流等参数的校准方法以及对同一个参数采用不同校准方法的比较研究。

关键词 晶体管 老化 筛选 设备 校准

Calibration of the Metering Parameter for Transistors Burn-in Screen Machine

XUE Yan LIU Yu-bo DONG Fang LI Gui-sen LI Shao-hua
(Heilongjiang Huaan Jingyi Metrology Technology Institute Co.,Ltd,Haerbin 150046)

Abstract The transistors burn-in screen machine is the colibration equipment in triode of super-power and low power(both NPN and PNP) ,diodes and so on. The influence quantities are putted such as voltage, current, on transistors and integrated circuit to check the reliability of transistor. The calibration methods of base voltage, collector voltage, collector current and the differences between the methods in one parameter are discussed.

Key words Transistor Aging Screening Equipment Calibration

1 引 言

晶体管电子元器件是电子设备的基础。由于电子设备具有通电时间长,使用范围宽,使用环境差异较大的特点,所以在使用前对电子元器件的检验和老化筛选显得尤为重要。晶体管老化筛选装置是对晶体管进行可靠性筛选的计量装置。其量值的准确性在对军工产品的使用寿命,航天器的可靠飞行等军工产品的质量保障方面作用重大。所以晶体管老化筛选设备量值的计量准确意义非凡。

2 元器件的失效

元器件的失效可以分成三个阶段,如图 1 所示。

2.1 早期失效期

新制造的电子器件,刚投入使用一段时间叫做

收稿日期:2013-03-28, 修回日期:2013-04-27
作者简介:薛燕(1981-),女,工程师,主要研究方向:电学计量。

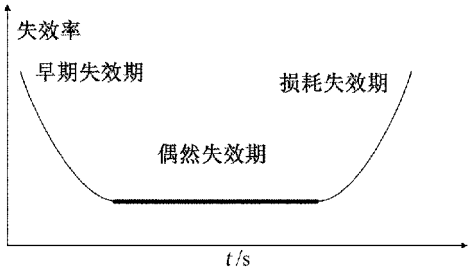


图 1 元器件失效阶段图

早期失效,早期失效的特点是失效率高,但随着工作时间的增加而迅速降低。这一段的失效原因:制造器件的原材料的缺陷;元器件的生产过程中工艺措施不当。

2.2 偶然失效期

电子元器件在早期失效后就进入偶然失效期,这一阶段的特点是是效率低而稳定,是元器件最好的工作阶段。因为这一段使用时间长,所以也叫使用寿命期。在此期间,失效原因主要是对器件的功能有影响的各种因素,如温度、电压、电流、机械应力等。

2.3 损耗失效期

元器件经过正常使用期后,由于老化、损耗、磨损和疲劳等原因,失效率随着工作时间的增加而上升,这一阶段叫做损耗失效期,又叫晚期失效期。损耗失效主要是由于材料化学和物理变化引起的,如管子内部引线键合点表面长期氧化使电阻增大导致热量过大而使键合点开路;又如表面化学反应,改变电子空穴的分布,产生反型层形成导电沟道,使反向电流增大,参数变坏而使器件失效等。对此,采取的措施是定期更换。

元器件的老化筛选是针对元器件的早期失效期,通过人为对晶体管施加高温、极限电压、极限电流等影响量来加速其早期失效,筛选掉失效的元器件,使整机出厂前元器件就进入正常使用阶段,保证整机的可靠工作,确保军工产品质量。

3 晶体管老化筛选设备的参数校准

晶体管老化筛选装置的老化原理如图 2 所示。

参考校准规范《JJF1179-2007 集成电路高温动态老化系统校准规范》可知,对筛选设备的校准包括对筛选设备电源单元输出电压、模拟信号幅度、数字信号脉冲宽度、模拟信号频率等参数的校准。本

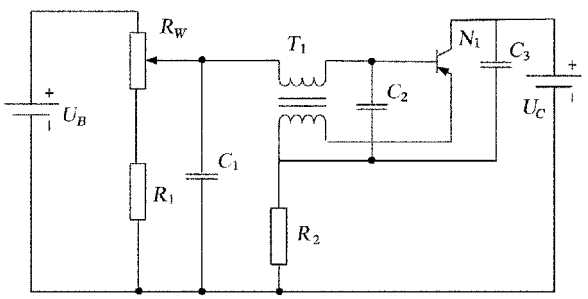


图 2 晶体管老化筛选原理图

文以 PWD 系列老化筛选设备为例,主要校准参数为老化电源单元的输出电压 V 和晶体管 CE 间电流 I_{ce},通过巡检系统在微机界面上显示出所加荷的电压和电流值,与实际测出的电压电流值相比较,确定老化筛选装置的测量误差。下面分别说明。

3.1 老化区电源单元的校准

对于老化电源的校准包括 V_B 电源和 V_C 电源及输出电流的校准。

其通用参数(以 PWD 系列老化筛选设备为例,供参考)为:

(1) V_B 电源:输入电压 AC 220V±22V;输出电压(0~25)V 连续可调;最大输出电流 40A;纹波电压不大于 30mV;负载调整率不大于±1%。

(2) V_C 电源:输入电压 AC 220V±22V;输出电压(0~40)V 连续可调;最大输出电流 50A;纹波电压不大于 50mV;负载调整率不大于±1%。

对电源以上参数的校准可以参照稳压电源检定规程 JJG(航天)6-1999。标准器可以选择 5 位半的数字万用表一台,负载电阻一台,示波器或毫伏表一台,调压器一台。按图 3 所示接线。

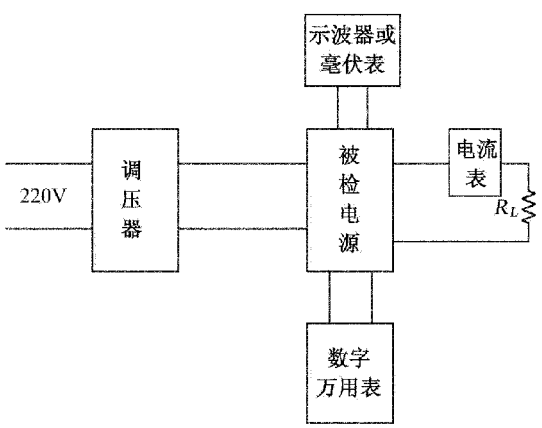


图 3 电源校准接线原理图

依据稳压电源规程要求分别测出输出电压和电流的示值误差、纹波电压和负载调整率。确定设备测量误差和不确定度是否在说明书规定的允许范围内。

3.2 I_{CE}电流的校准

由于电流是在带有电压和负载的闭合回路中产生。所以要想对电流参数进行校准须把标准器接入由三极管、负载、显示仪表构成的回路中。通常,老化筛选装置有 4~12 个筛选区域,每个区域上有几十个工位。所以对电流的校准相对繁琐。现介绍三种校准方法,读者可根据具体需要实际选择。

3.2.1 直接测量法

开启设备控制开关和老化电源电压,选择需校准的区域,选定输出功率,将滑线变阻器和直流电流表串接在要校准工位的 C,E 两端,缓慢调节 V_C电源电压至额定值(如 10V, 20V 等),调节滑线变阻器使电流表上升至晶体管 I_{CE}电流额定值(如 50mA, 2A 等)并用数字表检测 V_{CE}电压,与相应仪表巡检系统显示值相对照,判定误差是否在规定范围内。采用这种方法的校准特点是保持了实际的筛选状态,准确度较高,但这种方法对被筛选的晶体管是破坏性的,且需要逐个分别测量。实际操作过程繁琐,成本较高,耗费时间长。

3.2.2 欧姆定律法

直接测量法在具体的操作过程中需对晶体管的管脚进行处理以接入标准表。如果没有现成的线路板,实现起来非常困难。要想测出 I_{CE}电流还可以通过欧姆定律由间接测量法算得。

由欧姆定律

$$I=\frac{U}{R} \tag{1}$$

可得 I_{CE}电流计算公式换算公式。由式(1)可知,如果能够测出 V_{CE}电压和相应的采样电阻 R,通过计算也可得出 I_{CE}的实际值。

V_{CE}即发射极和集电极间电压。可找到集电极 C 和发射极 E 端,用数字万用表并联测出 V_{CE}。再找出取样电阻。

以 PWD 型晶体管老化筛选设备为例,由说明书知,取样电阻为 1.2Ω。经分析,取样电阻是由3.6 Ω 的电阻和 1.8Ω 的电阻并联而成,即

$$R=\frac{R_1R_2}{R_1+R_2} \tag{2}$$

由式(2)可以得出取样电阻的实际值。把得出的取样电阻实际值和测出的发射极和集电极间电压 V_{CE}代入式(1)可算出电流 I_{CE}的实际值。从而得出电流的示值误差。

欧姆定律法的特点是省去了焊接电路板或破坏三极管管脚的麻烦,通过间接法进行测量。但运算量稍大,计算稍显繁琐。

3.2.3 钳形电流表法

在老化筛选设备中,如果设备的内部线路比较明显,能够找出电流 I_{CE}流经的导线的话,可以用钳形电流表做标准,直接测出 I_{CE}电流。这种方法的优点是直接,简便,快捷。但由于钳形表通常测量的是 2A 以上的电流,所以这种方法只适用于大功率晶体管的电流测量上。且由于钳形电流表本身准确度的局限,校准的准确度偏低。

以上三种 I_{CE}电流的校准方法可视具体情况和试验的实际需要选择。

4 结束语

通过对晶体管通电施加电压、电流等电参数进行老化筛选是对晶体管筛选最有效的项目之一。除此之外,老化筛选还包括对晶体管的高温储存,温度冲击试验,机械冲击试验,高温、低温、常温下性能参数测试试验等。具体项目可根据不同型号晶体管的具体需要来选择。量值准确的筛选设备可以准确剔除早起失效的晶体管,对电子设备安全、可靠、稳定运行提供有力保障,从而确保军工产品及重点型号武器装备的科研生产质量。

参考文献

[1] 周正伐.可靠性工程基础.北京:中国宇航出版社,2009.
[2] 童诗白,华成英.模拟电子技术基础 第三版.北京:高等教育出版社,2000.
[3] JJF1179-2007 集成电电路高温动态老化系统校准规范.国家质量监督检验检疫总局,2007.
[4] JJG(航天)6-1999 直流稳压电源检定规程.中国航天工业总公司,1999.

2014 年 4 月
第 34 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr.,2014
Vol.34,No.2

文章编号:1000-7202(2014) 02-0050-05 中图分类号:TN761 文献标识码:A

基于 FPGA 的 MBOC 中频调制信号的实现

闫温合[1,2,3] 何在民[1,2] 胡永辉[1,2] 赵坤娟[1,2,3] 李瑾琳[4]

(1.中国科学院国家授时中心,西安 710600;
2.中国科学院精密导航定位与定时技术重点实验室,西安 710600;
3.中国科学院大学,北京 100039;4. 湖北省电力公司信息通信分公司,武汉 430077)

摘 要 MBOC 调制信号是 Galileo 和 GPS 系统的互操作导航信号调制方式。在研究 MBOC 调制信号产生机理的基础上,对 MBOC 调制信号的特性进行了分析,并在现场可编程门阵列(FPGA)平台上实现了 MBOC 调制信号,给出了仿真和测试结果。实验表明,该实现方式正确可行,对于新的导航信号结构的研究和新一代接收机的研制具有极其重要的意义。

关键词 混合二进制偏移载波调制 功率谱 可编程门阵列 中频调制

Implementation of MBOC IF Modulation Signal Base on FPGA

YAN Wen-he[1,2,3] HE Zai-min[1,2] HU Yong-hui[1,2] ZHAO Kun-juan[1,2,3] LI Jin-lin[4]

(1.National Time Service Center, Chinese Academy of Sciences, Xi′an 710600;
2.Key Laboratory for Precise Navigation, Positioning and Timing of Chinese Academy of Science, Xi′an 710600;
3.University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039;
4.Information and Communication Branch of Hubei Electric Power Company, Wuhan 430077)

Abstract MBOC modulation signal is adopted by Galileo and GPS system for interoperation. Based on studying the generating principle of MBOC(time division data modulation binary offset carrier) modulation signal, the characteristics of MBOC modulation signal are analyzed. The MBOC modulation based on Field-Programmable Gate Array (FPGA) is realized by Verilog. The result is provided by simulation and test, and it shows that the implementation scheme is feasible. It is of great significance for the research of the new structure of navigation signal and the development of new generation receiver.

Key words MBOC Modulation Power spectrum FPGA Intermediate frequency modulation

1 引 言

全球导航卫星系统(Global Navigation Satellite Systems, GNSS)作为一个国家重要的基础设施,其重要性越来越受到世界各国的重视。传统的 GNSS 信号均采用方形扩频符号(不归零码)的相移键控(PSK-R)调制方式[1],其调制后的信号能量主要集中在载频附近,而且传输效率低,抗干扰能力差。随

收稿日期:2013-10-08, 修回日期:2013-11-19
基金项目:中科院“西部之光”人才培养计划“西部博士资助项目”(Y307YR6601)
作者简介:闫温合(1988-),男,硕士研究生,主要研究方向:卫星导航定位与时间同步技术。

着卫星导航系统在民用和军用领域发挥着越来越重要的作用,各军事强国都竞相发展和完善各自的导航系统,使得导航频段越来越拥挤,为了不断满足系统的抗干扰、可扩展和可用性,实现频段共用同时实现频谱分离,MITRE 公司的 John W.Betz 于 2001 年发表文献提出二进制偏移载波(Binary Offset Carrier, BOC)调制[2],但为了进一步提高伪码跟踪准确度及导航系统间的互操作性和兼容性,GPS 和 Galileo 工作组在 BOC(1,1)的基础上提出混合二进制偏移载波调制方式(Multiplexed Binary Offset Carrier, MBOC),并确定采用 MBOC(6,1,1/11)作为双方最优化的调制方式,取代最初拟定的 BOC 调制方式。本文通对 MBOC 信号的原理、功率谱密度和自相关函数进行仿真,来分析和评估它们的性能,最后根据其性能使用 FPGA 设计实现了 MBOC 数字中频信号模拟器,并通过频谱分析仪观察和分析硬件设计的结果,验证分析其可行性。

2　MBOC 信号原理

BOC 信号是在原有 PSK-R 的基础上增加一个二进制副载波,它是由-1 和 1 两值的伪随机码和未经滤波的副载波方波相乘得到的,副载波是指正弦或余弦函数的符号波。经过副载波调制后,信号功率谱的主瓣发生了分裂,变成对称的两部分。并且,根据所选择的参数不同,两个分裂主瓣的距离也可以变化。一般的偏移载波调制信号的复数表达式为

$$s(t)=e^{-iq}\sum_k a_k m_{nT_s}(t-knT_s-t_0)C_{T_s}(t-t_0) \quad (1)$$

式中:a_k——经数据调制后的扩频码;C_{Ts}——周期为 $2T_s$ 副载波,其可为正弦相位(BOCsin),也可为余弦相位(BOCcos),默认是正弦相位;m_{nTs}——扩频符号;q,t_0——相对于某个参考的相位和时间偏移。

常用的 BOC 调制信号可表示为 BOC(α,β),其中,α 表示副载波频率 $f_s=\alpha\times1.023$MHz,β 表示扩频码的速率 $f_c=\beta\times1.023$MHz。

MBOC 信号只从频域上定义了数据和导频通道中所含的复合信号之间的功率比,而对信号时域波形的构成方式没做规定,其功率谱密度可表示为

$$G_{\mathrm{MBOC}(6,1,1/11)}(f)=\frac{10}{11}G_{\mathrm{BOC}(1,1)}(f)+\frac{1}{11}G_{\mathrm{BOC}(6,1)}(f) \quad (2)$$

MBOC(6,1,1/11)信号由 BOC(1,1)和 BOC(6,1)信号扩展而来,"1"表示基本信号,其副载波为正弦相位的 BOC(1,1),"6"表示复合信号,其副载波为正弦相位的 BOC(6,1),"1/11"是指数据和导频通道中所含的 BOC(6,1)信号的功率之和占信号总功率的 1/11。具体的实现方式可以通过 TMBOC(Time Multiplexed Binary Offset Carrier)和 CBOC(Composite Binary Offset Carrier)两种调制方式的不同组合获得:

(1) TMBOC 是 BOC(1,1)信号和 BOC(6,1)信号进行时分复用以实现规定的功率比,复用方式按图 1 的方式实现。以 TMBOC(6,1,4/33)为例,其中"1"和"6"表示的含义与 MBOC(6,1,1/11)中的"1"和"6"含义相同。4/33 指导频通道或数据通道中包含的 BOC(6,1)信号的功率为该通道功率 4/33。BOC(6,1)扩频符号位于每 33 个扩频符号中的第 1,5,7 和 30 的位置上。

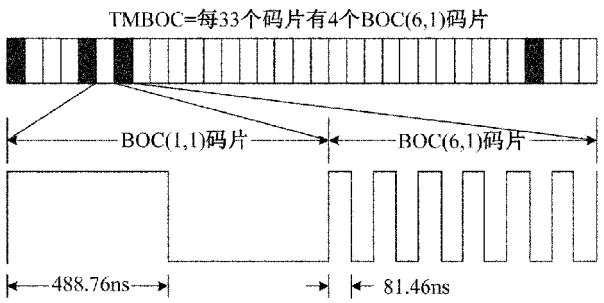


图 1　TMBOC 信号生成方式

(2) CBOC(Composite BOC),是由 BOC(1,1)和 BOC(6,1)按一定的功率比,以相同的码片速率进行叠加组合得到的,可表示为 CBOC=a * BOC(1,1)+b * BOC(6,1),其中,a 和 b 分别表示 BOC(1,1)和 BOC(6,1)各占总功率的百分比,$a+b=100\%$,这里 $a=1/11$,$b=10/11$,因此 CBOC 信号有四个电平值,其生成方式如图 2 所示。

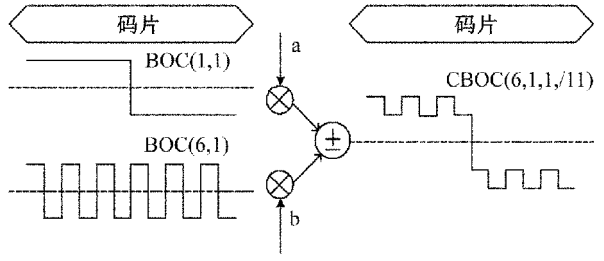


图 2　CBOC 信号生成方式

3　MBOC 信号的时频特性

MBOC 信号可从时域与频域来分析其性质,时

域主要从其自相关函数着手,而频域主要从功率谱密度的角度。由于副载波相位有正弦和余弦之分,导致 BOC 信号的功率谱密度存在差异,正弦相位 BOC 调制信号的归一化功率谱密度可表示为[3]

$$G_{\mathrm{BOC_{sin}}}(f)=\begin{cases}f_c\left[\dfrac{\tan\left(\dfrac{\pi f}{2f_s}\right)\sin\left(\dfrac{\pi f}{f_c}\right)}{\pi f}\right]^2, & n\text{ 为偶数}\\ f_c\left[\dfrac{\tan\left(\dfrac{\pi f}{2f_s}\right)\cos\left(\dfrac{\pi f}{f_c}\right)}{\pi f}\right]^2, & n\text{ 为奇数}\end{cases} \tag{3}$$

余弦相位 *BOC* 调制信号的归一化功率谱可表示为

$$G_{\mathrm{BOC_{cos}}}(f)=\begin{cases}f_c\left[\dfrac{2\sin\left(\dfrac{\pi f}{f_c}\right)\sin\left(\dfrac{\pi f}{4f_s}\right)}{\pi f}\right]^2, & n\text{ 为偶数}\\ f_c\left[\dfrac{\cos\left(\dfrac{\pi f}{f_c}\right)2\sin\left(\dfrac{\pi f}{4f_s}\right)}{\pi f\cos\left(\dfrac{\pi f}{2f_s}\right)}\right]^2, & n\text{ 为奇数}\end{cases} \tag{4}$$

上式中 $2f_s/f_c$ 为 BOC 信号的调制指数。MBOC(6,1,1/11)是通过对 BOC(1,1)和 BOC(6,1)在时域加权叠加得到扩频调制的副载波。由式(3)或式(4)可以得到相应 BOC 信号的功率谱密度,结合式

$$R_{BOC}(\tau)=\begin{cases}(-1)^{k+1}\left[\dfrac{1}{p}(-k^2+2kp+k-p)-(4p-2k+1)\,|\tau|\right], & |\tau|\leqslant 1\text{ 个码片}\\ 0, & |\tau|>1\text{ 个码片}\end{cases} \tag{6}$$

式中:$p=\alpha/\beta$;$k=\lceil 2p|\tau|\rceil$,$\lceil\ \rceil$为向上取整。

因此,MBOC(6,1,a/b)的自相关表达式可以表示为

$$R_{MBOC(6,1,\alpha/\beta)}(\tau)=\frac{\beta-\alpha}{\beta}R_{BOC(1,1)}(\tau)+\frac{\alpha}{\beta}R_{BOC(6,1)}(\tau)+\{s\}\cdot 2\sqrt{\frac{\beta-\alpha}{\beta}}\cdot\sqrt{\frac{\alpha}{\beta}}\cdot R_{BOC(1,1)/BOC(6,1)}(\tau) \tag{7}$$

$R_{\mathrm{BOC(1,1)/BOC(6,1)}}$是 BOC(1,1)和 BOC(6,1)的互相关函数,当信号为 CBOC(6,1,a/b,"+")时,{s}=1;当信号为 CBOC(6,1,a/b,"−")时,$\{s\}=-1$;当信号为 TMBOC(6,1,a/b)时,$\{s\}=0$;根据上式子仿真 MBOC 自相关函数如图 4 所示。

由图 4 可知,MBOC 和 BOC 的自相关函数一样都具有多峰结构,但 MBOC 自相关函数主瓣更窄,

(2)就可以求得 MBOC(6,1,1/11)信号的功率谱密度为

$$\begin{aligned}G_{MBOC(6,1,1/11)}(f)&=\frac{10}{11}G_{BOC(1,1)}(f)+\frac{1}{11}G_{BOC(6,1)}(f)\\&=\frac{10}{11}\cdot f_c\left[\frac{\sin\left(\dfrac{\pi f}{f_c}\right)\sin\left(\dfrac{\pi f}{2f_c}\right)}{\pi f\cos\left(\dfrac{\pi f}{2f_c}\right)}\right]^2\\&\quad+\frac{1}{11}\cdot f_c\left[\frac{\sin\left(\dfrac{\pi f}{f_c}\right)\sin\left(\dfrac{\pi f}{12f_c}\right)}{\pi f\cos\left(\dfrac{\pi f}{12f_c}\right)}\right]^2\\&=\frac{f_c}{11\pi^2 f^2}\sin^2\left(\frac{\pi f}{f_c}\right)\left[10\tan^2\left(\frac{\pi f}{2f_c}\right)+\tan^2\left(\frac{\pi f}{12f_c}\right)\right]\end{aligned} \tag{5}$$

选取预相关带宽 24MHz,仿真得到 BOC(1,1)信号和 MBOC(6,1,1/11)信号归一化的功率谱密度结果如图 3 所示。

由图 3 可知,MBOC(6,1,1/11)调制信号的功率谱密度仍然具有分裂谱特性,且由于 BOC(6,1)的作用,MBOC 信号在频率偏移为 6MHz 附近功率值有明显的增大,具有更丰富的高频分量,可以有效地提高码跟踪准确度。

由维纳-辛钦定理可知,信号的自相关函数和功率谱密度是一对傅立叶变换对,*BOC*(α,β) 归一化自相关函数的表达式为[4]

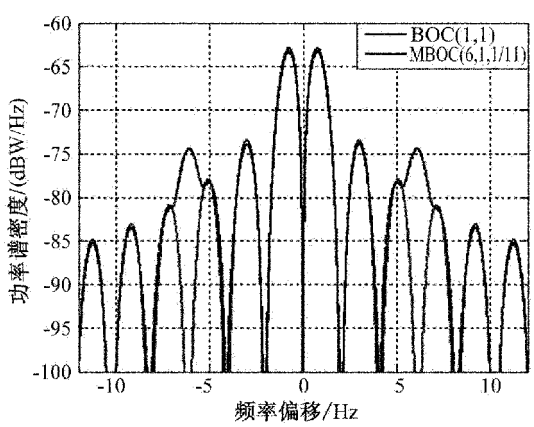


图 3 MBOC 功率谱密度

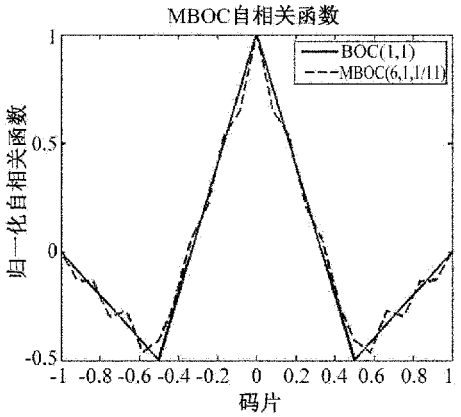


图 4　自相关函数

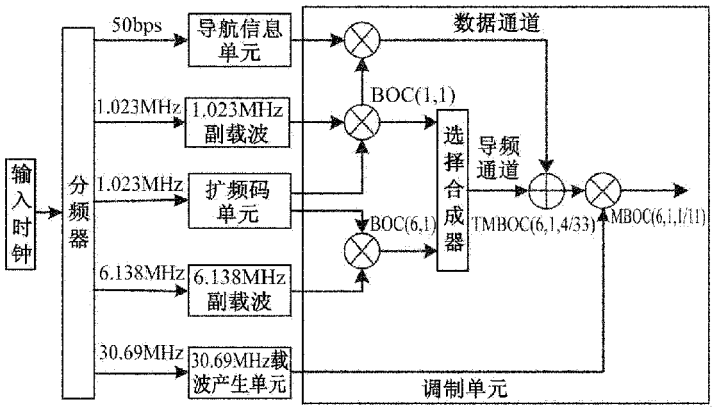


图 5　MBOC 调制原理框图

这样就提高了信号的准确捕获和跟踪,达到了更好的跟踪准确度,同时也增加了捕获与跟踪的难度。

4　MBOC 数字中频调制的 FPGA 实现

现场可编程逻辑器件(FPGA)是在专用集成电路(ASIC)的基础上发展起来的一种新型逻辑器件,其特点是用户可以完全通过软件进行配置和编程,完成某特定的功能,并且它可以反复擦写[5]。在本设计中选用的 FPGA 芯片是 Altera 公司开发的 Cyclone II 系列中的 EP2C70F896C6 器件,使用 Verilog 语言完成电路描述,在 QuartusII 11.1 软件平台上进行编译,仿真部分使用的 Model 公司的硬件仿真工具 Modelsim6.5b,信号测试使用的是 Agilent 公司的 FSW43 频谱分析仪进行分析。

MBOC 数字中频调制实现原理如图 5 所示,主要包括分频模块,载波产生模块、副载波产生模块、伪码产生模块和导航信息模块等内容。

外部时钟从 FPGA 的时钟脚输入,经数字时钟管理器产生高倍时钟,送到分频模块产生的四种不同频率的时钟信号,分别进行导航数据产生、伪码生成、副载波生成以及中频载波生成。数据通道中 1.032MHz 副载波和扩频码产生以后进行异或产生 BOC(1,1)信号,再与电文进行异或产生数据通道;导航通道中首先是伪码直接与 1.023MHz 副载波和 6.138MHz 副载波异或分别产生 BOC(1,1)和 BOC(6,1),接着将两路信号送入选择合成器形成 TMBOC(6,1,4/33),导航通道与数据通道按照比例合路后,最后再跟中频载波去进行 BPSK 调制后输出,这样输出的信号就是 MBOC(6,1,1/11)调制信号。设计过程要求确保中频载波、副载波、扩频码和导航信息之间严格同步,中间出现任何偏差都将产生乱码。

扩频码是伪随机二进制码,用来产生导数据通道和导频通道的扩频码,TMBOC 调制的扩频码主要使用 m 序列,由一个 10 级反馈移位器构成,生成码片长度为 1023。在伪码时钟 1.023MHz 上升沿来到时,输出导航扩频伪码。副载波是在主时钟分频后的时钟控制下产生周期恒定的方波,它们的时钟起始点都是对齐的。本模块正弦信号是通过 QuartusII 仿真软件中的 NCO IP 核产生,输入频率为 100MHz,输出正弦信号为 30.96MHz,数据位宽为 10Bits。

图 6 所示的是使用 Quartus Ⅱ 11.1 实现的部分 RTL 级结构,图 7 是通过 Modelsim 仿真结果,其中 i_CA_Code为产生的扩频码,i_BOC11_Code_Temp 和 i_BOC11_Code_Temp 是 BOC(1,1)和 BOC(6,1)码信号,o_MBOC_Code 是 MBOC(6,1,1/11)码,o_BOC_BPSK_Signal为最终的 MBOC(6,1,1/11)中频调制信号。

图 8 和图 9 是 BOC(1,1)和 MBOC(6,1,1/11)的频谱图,它是 FPGA 输出信号送入频谱分析仪中进行分析的结果,如图 8 所示,BOC 调制信号的频谱分裂成两部分,分列于主载波频率的左右。图 9 中在距离 MBOC 中心频率 6MHz 位置的处能量明显增加,出现了一个波峰,这与 MATLAB 仿真结果一致,它是 MBOC 在 BOC(1,1)频谱的基础上增加了 BOC(6,1)分量,由于信号功率远离了频带中心,因此可以产生更高的跟踪精度和抗多径的能力。

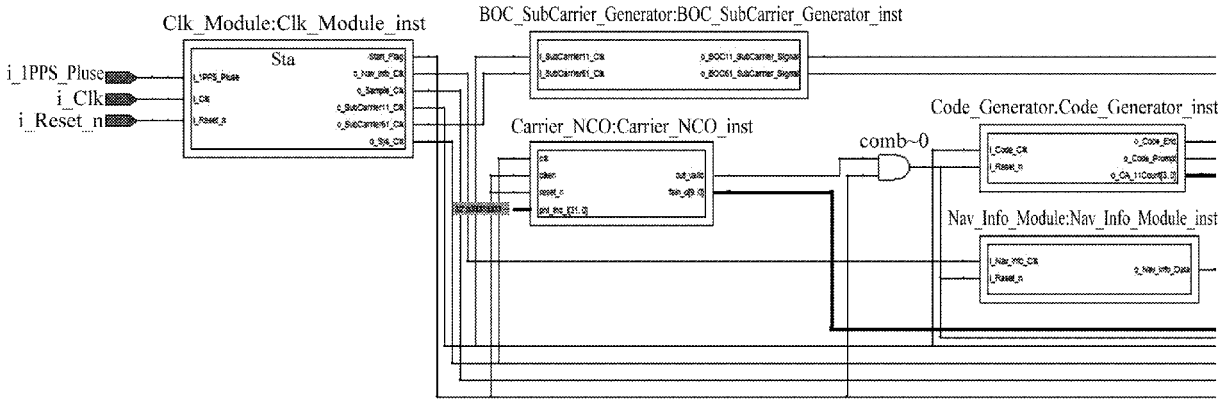


图 6 FPGA 实现的部分 RTL 级结构

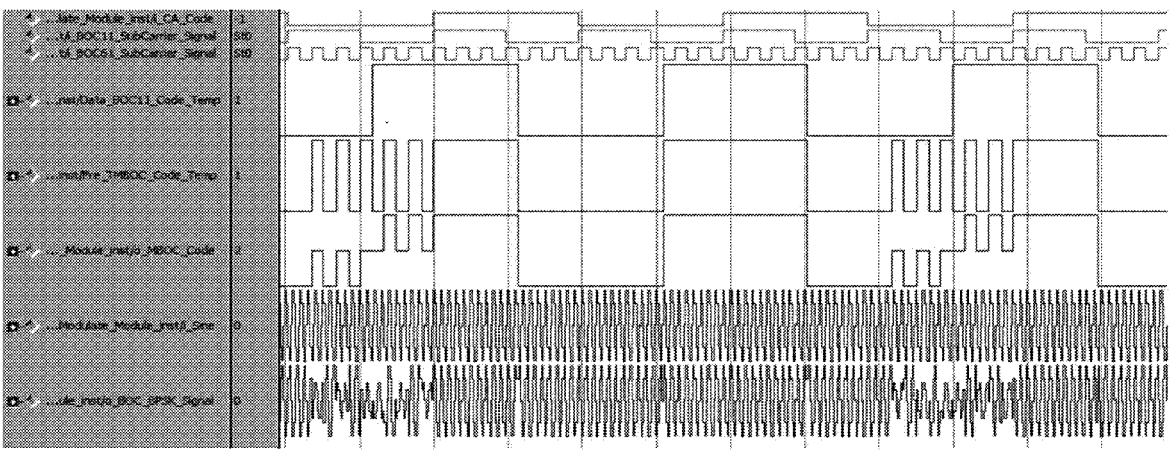


图 7 MBOC 仿真结果

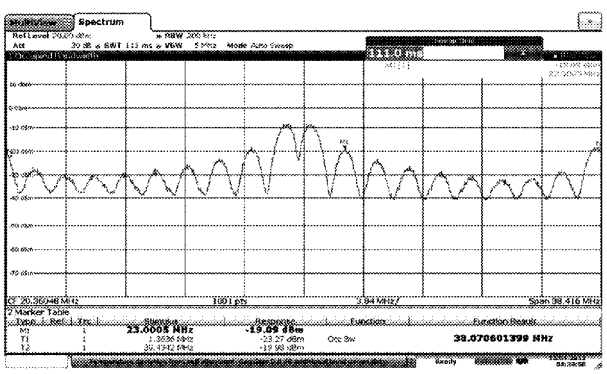


图 8 BOC(1,1)频谱分析图

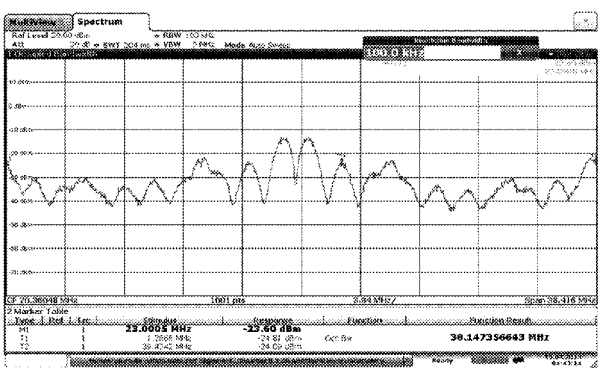


图 9 MBOC(6,1,1/11)频谱分析图

5 结束语

MBOC 调制是一种新的信号调制方式,与 BOC 调制相比,MBOC 调制方式的功率谱密度函数提供了更为丰富的高频分量,因此具有更高的伪码跟踪准确度和抗多径性能。文章首先描述了 MBOC 信号的调制方法,对其特性进行了分析,并在理论分析的基础上实现了基于 FPGA 硬件平台的 MBOC 调制,通过仿真和测试证明了此设计的可行性,为接收机新同步算法的研究提供测试用的信号。

(下转第 60 页)

文章编号:1000-7202(2014) 02-0055-06 中图分类号:TN967.1 文献标识码:A

一种稀疏布站条件下的区域电离层改正方法研究

赵坤娟[1,2,3] 华 宇[1,2] 郭 伟[1,2] 燕保荣[1,2] 闫温合[1,2,3]

(1.中国科学院国家授时中心,西安 710600;
2.中国科学院精密导航定位与定时技术重点实验室,西安 710600;
3.中国科学院大学,北京 100039)

摘 要 研究了 WAAS 卫星导航系统的格网电离层改正方法,分析了中国区域电离层分布特性,根据中国区域内稀疏布站的条件,MEO 卫星和 GEO 卫星运动特点,以及 C 波段 GEO 卫星电离层延迟特性,提出了利用距离幂指数权重内插进行电离层延迟改正的方法。使用 IGS 公布的电离层数据,分别利用格网电离层权重方法和距离幂指数权重内插法进行 Matlab 仿真计算。然后,将结果与 IGS 事后精密产品进行比较,证明在中国区域内稀疏布站条件下,距离幂指数权重内插法对于电离层延迟具有较理想的改正效果。

关键词 卫星导航 总电子含量 格网电离层 距离幂指数权重内插法

Research on a Type of Region Ionosphere Correction Method of Sparse Distribution Station Conditions

ZHAO Kun-juan[1,2,3] HUA Yu[1,2] GUO Wei[1,2] YAN Bao-rong[1,2] YAN Wen-he[1,2,3]

(1. National Time Sevice Center of Chinese Academy of Sciences, Xi′an 710600;
2. Key Laboratory for Precise Navigation, Positioning and Timing of Chinese Academy of Science, Xi′an 710600;
3.University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039)

Abstract The grid ionospheric correction method of WAAS satellite navigation system is studied, and the distribution characteristics of China′s regional ionospheric are analyzed. According to the China region sparse distribution station conditions, MEO and GEO satellites motion characteristics, as well as C-band GEO satellite ionospheric delay characteristics, the use of distance exponential weighting interpolation ionospheric delay correction method is proposed. IGS published ionospheric data, respectively, using the grid ionospheric weighting method and distance exponential weighting interpolation method for Matlab simulation, then contrast with IGS afterwards sophisticated products on the simulation results, the results proof that the distance exponential weighting interpolation method for ionospheric delay correction has effect with a more ideal in the Chinese region sparse distribution station conditions.

Key words Satellite navigation TEC Grid ionosphere Distance exponential weighting interpolation method

---

收稿日期:2013-09-22, **修回日期**:2013-10-11

基金项目:《西部之光联合学者——高精度数字电视卫星测定轨技术研究》资助项目

作者简介:赵坤娟(1986-),女,硕士研究生,主要研究方向:授时方法与导航技术。

1 引 言

全球卫星导航系统在迅速发展,中国自主的卫星导航系统也在积极建设,为了达到更高的精度,广域差分方法应运而生,该方法和技术能够进一步提高卫星导航系统用户的导航定位精度,WAAS(广域增强系统)就是 GPS 的广域差分系统[1]。广域差分技术把伪距观测量误差分离为卫星星历误差、卫星钟差和电离层延迟误差,其中有关传播路径中的电离层延迟影响较大,需要考虑修正。国内外对于电离层延迟的研究很多,现有的实时改正模型中,美国 WAAS 采用的格网电离层模型比较成熟,可以达到修正 80%误差的效果,但是其计算复杂,成本代价大,要求布站密集[2,3]。

结合我国卫星导航系统中广域差分技术的研究,对于采用 C 波段信号的 GEO 卫星而言,由于 C 波段的电离层延迟相对较小,约为 L 波段的 1/8。因此,可以考虑在稀疏布站条件下实现较好的电离层延迟改正。国内电离层延迟改正的研究中有很多方法值得借鉴,其中有袁运斌等提出的站际分区法[4],按基准站位置将整个服务区域分成若干子区,每个子区由一个或若干个基准站提供服务,然后每个基准站用经过仪器偏差改正的电离层延迟估计观测量,求出已选取的电离层模型。本文采用的方法根据 Matlab 仿真验证效果理想,首先从 IGS 数据中心选取合适的基准站电离层数据,在 Matlab 平台下,采用格网电离层模型和距离幂指数权重内插法对这些数据进行仿真计算,得到电离层延迟改正的结果后,分别和 IGS 的事后精密数据进行吻合度比对。

2 基本原理

在信号传播过程中,电离层延迟大小主要是通过电离层总电子含量 TEC(单位为 TECU,通常 1TECU 定义为 10^{16}电子/平方米)来反映[5,6]。对电离层延迟的前期数据处理本文将不做赘述,在此主要采用 IGS 事后精密数据,运用格网电离层模型方法多次计算位于 35 °N,105 °E处不同大小格网的电离层 VTEC 值,运用距离幂指数权重内插法,选取不同基准站对不同被测点处 TEC 进行多次验算并分析比较结果。

2.1 格网电离层模型原理

格网的划分首先是把整个电离层中的自由电子沿垂直方向压缩至一定高度的一个单层球面上,然后进行划分,其中 WAAS 系统和 IGS 对格网的划分是不同的。按照 WAAS 的规定,某一 GEO 地球同步卫星所发布的电离层延迟改正的最大覆盖区域是经度差为±90°的半个地球,实际覆盖区域可以是其中的一部分,其中电离层格网的划分为:在纬度 $0° \leqslant \varphi \leqslant 55°$的区域内,格网点的间隔统一规定为 5°×5°;在$55° \leqslant \varphi \leqslant 75°$的区域内,格网点的间隔统一规定为 10°×10°;在 $\varphi \geq 75°$的区域内,则仅取极点一个点(南北球划分相同)。IGS 的格网划分是按照纬度方向间隔2.5°,经度方向间隔 5°的方式,把整个电离层划分成若干规则的小网格。相比较而言,前者的格网划分随着纬度的不同而不同,后者的格网划分更精细更规整。

本文采用的是 IGS 的事后精密数据,格网的划分也是按照 IGS 的格网划分方式。要取得特定时刻穿刺点的电离层延迟,须通过以下步骤进行:首先对历元时刻的总电子含量进行四点网格空间内插(如图 1 所示);然后再按实际时间对历元之间进行内插,具体操作如下:

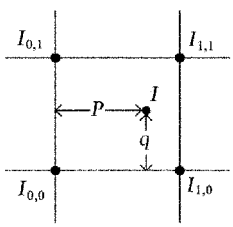


图 1 四点网格空间内插原理

首先,从 IONEX 文件中获得全球电离层总电子含量图,以穿刺点的经、纬度为引数,从其周围的网格点进行空间内插,计算公式为

$$I(\lambda,\varphi) = I_{0,0}\times w_0 + I_{1,0}\times w_1 + I_{1,1}\times w_2 + I_{0,1}\times w_3 \quad (1)$$

式中:$\begin{cases} w_0 = (1-p)(1-q) \\ w_1 = p(1-q) \\ w_2 = pq \\ w_3 = (1-p) \end{cases}$,$p = \dfrac{\lambda-\lambda_0}{\Delta\lambda}$,$q = \dfrac{\varphi-\varphi_0}{\Delta\varphi}$,$\lambda_0$——左下角网格点的经度;$\varphi_0$——左下角网格点的纬度;$\Delta\lambda$——电离层网格点的经度间隔;$\Delta\varphi$——电离层网格点的纬度间隔。

2.2 距离幂指数权重内插法原理

WAAS 导航系统覆盖范围有限,我国不在其重点覆盖范围之内,IGS 的精密数据虽然可靠,但其是

事后的,不满足导航系统的实时性要求。我国导航系统的发展相对较晚,建设的基准站少,可以获取到的双频电离层延迟数据有限,因此不能像 WAAS 系统的格网电离层模型那样对电离层延迟进行修正[7]。在我国广域差分系统的研究中,一方面,选取中国区域具有代表性的城市作为基准站,从 IGS 事后精密数据来获取相对应的电离层天顶方向总电子含量数据;另一方面,在已知用户位置的前提下,选取其附近的四个基准站电离层数据,然后运用距离幂指数权重内插法计算得到用户位置的电离层延迟,相关计算过程如下。

(1)通过导航电文获取基准站天顶方向的总电子含量 VTEC。

(2)计算穿刺点纬度和经度。

$$\begin{cases}\text{穿刺点纬度}:\varphi_{pp}=\arcsin(\sin\varphi_u\cos\psi_{pp}+\cos\varphi_u\sin\psi_{pp}\cos A)\\ \text{穿刺点经度}:\lambda_{pp}=\lambda_u+\arcsin\left(\dfrac{\sin\psi_{pp}\sin A}{\cos\varphi_{pp}}\right)\end{cases} \tag{2}$$

式中:A——方位角;ψ_{pp}——地心角;(φ_u,λ_u)——用户位置。

(3)穿刺点在地球投影位置的大地坐标转换为大地直角坐标

$$\begin{cases}x=(N+H)\cos B\cos L\\ y=(N+H)\cos B\sin L\\ z=[N(1-e^2)+H]\sin B\end{cases} \tag{3}$$

式中:$N=\dfrac{a}{W}=\dfrac{a}{\sqrt{1-e^2\sin^2 B}}$;$(B,L,H)$——穿刺点在地球投影的纬度、经度和高程;$(x,y,z)$——相应的大地直角坐标;$N$——地球面卯酉圈的曲率半径;$e$——地球的第一偏心率;$a$——地球的长半径。

(4)穿刺点在地球投影位置到各基准站的距离

$$d_i=\sqrt{(x_i-x_0)^2+(y_i-y_0)^2+(z_i-z_0)^2} \tag{4}$$

式中:(x_i,y_i,z_i)——基准站大地直角坐标;(x_0,y_0,z_0)——穿刺点在地球的投影位置的大地直角坐标。

穿刺点处的 VTEC 值

$$Z(x_0,y_0,z_0)=\begin{cases}\sum_{i=1}^{n}Z_i\times w_i & d_i\neq 0\\ Z_i & d_i=0\end{cases} \tag{5}$$

式中:Z_i——基准站(x_i,y_i,z_i)天顶方向的 VTEC 值;$w_i=\dfrac{\frac{1}{d_i^k}}{\sum_{i=1}^{n}\frac{1}{d_i^k}}$;$k$——权重系数。

3　仿真结果及分析

3.1　数据来源

自 1996 年起,IGS 的数据处理中心利用分布于全球的 110~130 个跟踪站的双频 GPS 接收机的码和相位观测资料解算全球电离层 TEC 分布图,并以每日 IONEX 文件给出。从当日 UTC 零时到 24 时,每 2h 给出一副全球电离层 TEC 图[8]。IGS 公布的是某时刻、某经纬度网格点上的电离层总电子含量,本文数据主要是下载于 IGS 公开在网络的电离层数据。

3.2　格网电离层模型仿真结果及分析

为了利用格网电离层模型方法对我国区域范围内的电离层延迟进行修正,首先结合 IGS 的事后精密数据得到该区域范围内对应格网点上的 VTEC 值,然后分别利用不同矩形顶点处的 VTEC 值,计算位于矩形中心点(35 °N,105 °E)处的电离层延迟 VTEC 值,最后把计算结果和 IGS 事后精密产品中 35 °N,105 °E处的 VTEC 值作对比。

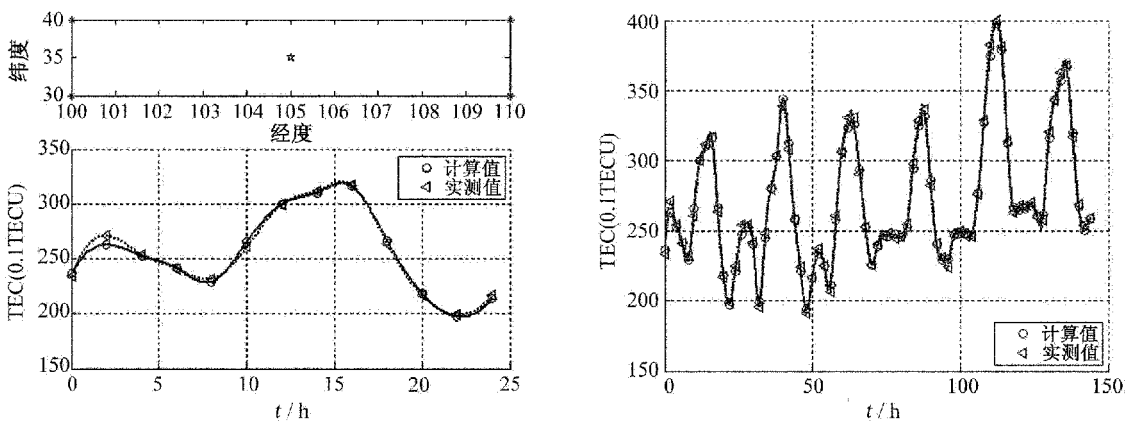


图 2　格网电离层模型试算结果 1

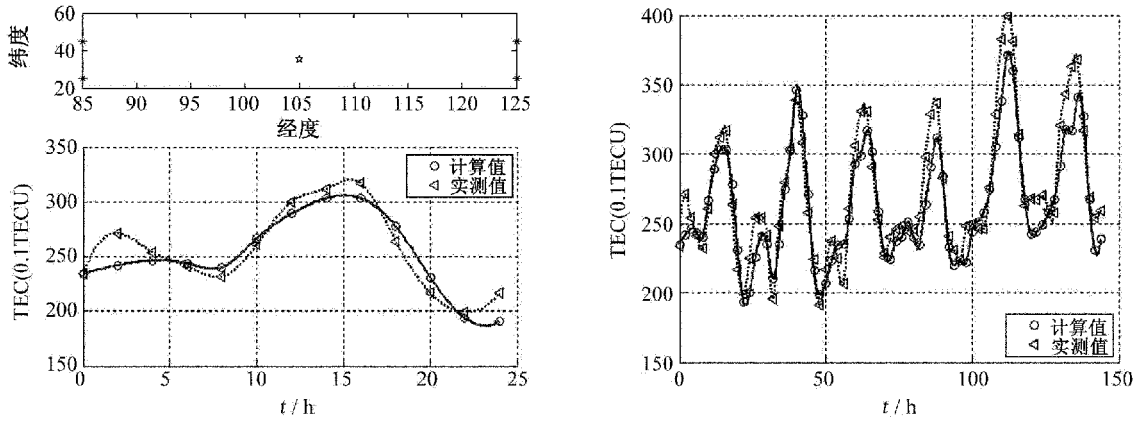


图 3　格网电离层模型试算结果 2

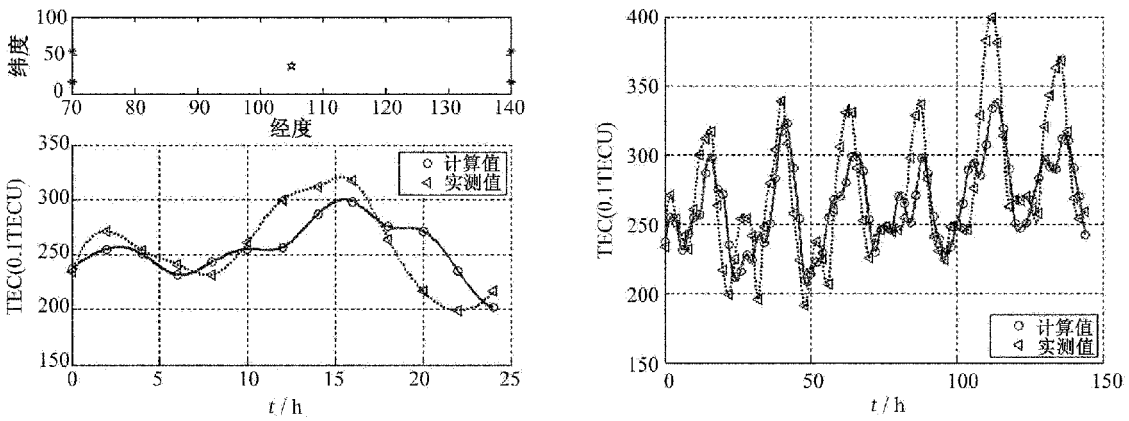


图 4　格网电离层模型试算结果 3

上图为纬度经度10°×10°,20°×40°和40°×70°三种不同的格网点矩形。图 2 为格网电离层模型试算结果 1,其左侧图的上部为位置示意图,标示了已知四个格网点(米字图形)和被测点(五角星图形)的位置,左侧图下部为利用格网电离层模型方法,计算的 2012 年 12 月 29 日(年积日第 364 天)的 VTEC 值与 IGS 事后精密产品中该点处 VTEC 值的对比结果,右侧图为连续六天的 VTEC 值对比结果。由图可见,图 2 选取的四个格网点最密集,其结果最理想,图 3 选取的四个格网点相对图 2 要稀疏些,其结果相对较差,图 4 选取格网点相对前两组最稀疏,其结果最差。因此可得,格网电离层模型在格网点分布密集的情况下可以达到很好的效果,一旦格网点分布达不到要求,效果就不理想。

3.3　距离幂指数权重内插法仿真结果及分析

基于广域差分的方法和技术,在中国区域内选取八个具有代表性的城市作为基准站,在相对高纬度的北方和相对低纬度的南方分别选取了三个被测点。图 5 为基准站和被测点位置的示意图,八个基准站分别为:喀什、乌鲁木齐、拉萨、昆明、西安、三亚、上海、长春,北方三个被测点为:N_1(37.5 °N,95

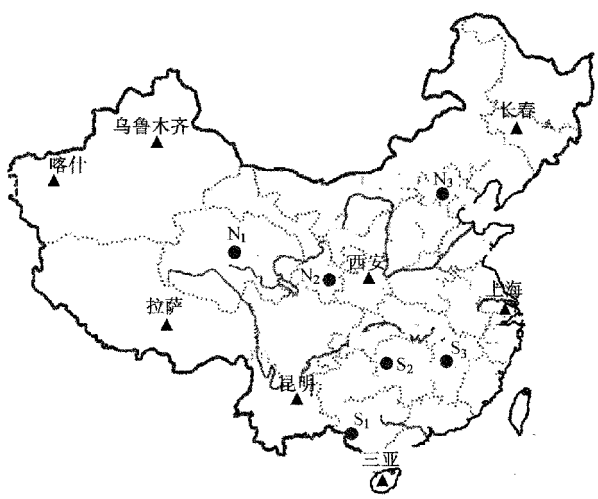


图 5　电离层延迟改正基准站与被测点位置示意图

°E)、N_2(35 °N,105 °E)、N_3(40 °N,115 °E),南方三个被测点为:S_1(22.5 °N,105 °E),S_2(27.5 °N,110 °E),S_3(27.5 °N,115 °E)。

根据 IGS 公开的事后精密电离层数据,选择和基准站所在位置距离最近的格网点处 TEC 值作为该基准站处的 TEC 值。图 6 中选取乌鲁木齐、拉萨、昆明、西安四个基准站计算 N_1 点天顶方向 VTEC 值,图 7 中选取拉萨、昆明、西安、上海四个基准站计算 N_2 点天顶方向 VTEC 值,图 8 中选取拉萨、三亚、上海、西安四个基准站计算 S_1 点天顶方向 VTEC 值。和前面类似,左侧图上面部分标示了选取基准站和被测点的位置示意图,其下面部分为取权重分别为 1/4,1/2,1,3 时所得的电离层延迟 VTEC 值与 IGS 事后精密产品 VTEC 值的对比,右侧图为连续六天的 VTEC 值对比结果。由图 5 可见,选取的基准站的跨度都比较大,基本跨越大半个中国区域,但是利用距离幂指数权重内插法所得到的结果却非常理想,能够满足电离层延迟的修正要求。

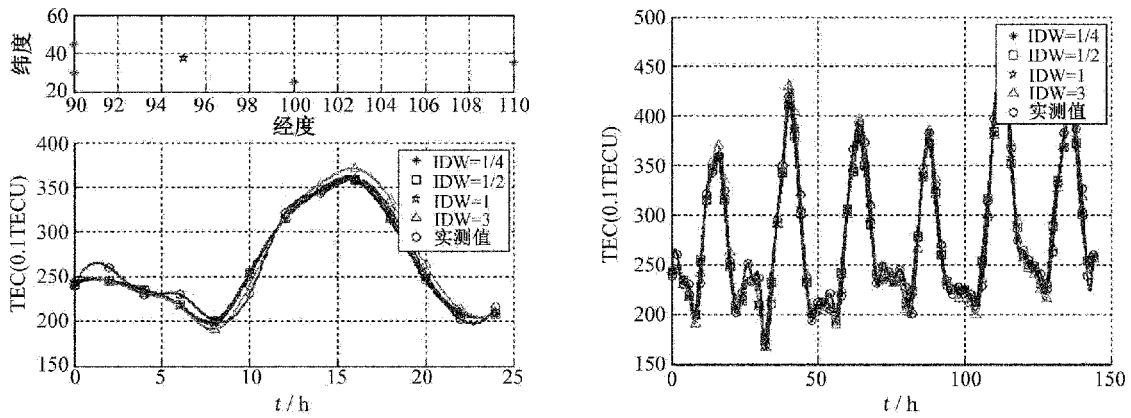


图 6　根据乌鲁木齐/拉萨/昆明/西安站的数据计算 N1 处电离层延迟

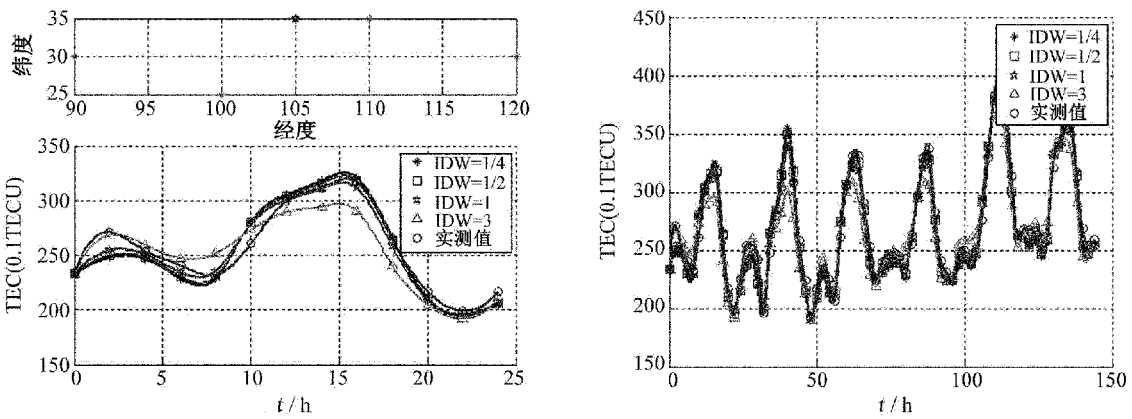


图 7　根据拉萨/昆明/西安/上海站的数据计算 N2 处电离层延迟

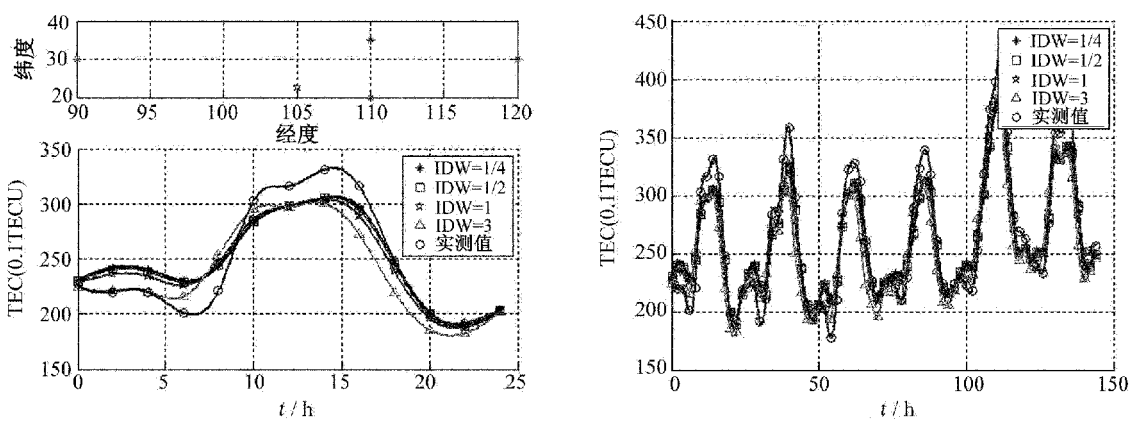


图 8　根据拉萨/三亚/上海/西安站的数据计算 S1 处电离层延迟

同样,利用上文中距离幂指数权重内插法,根据仿真验证的结果综合分析可以得到表 1。表 1 中第一组选取乌鲁木齐、拉萨、西安、长春站分别计算 N_1,N_2,N_3 点的天顶方向 VTEC 值,第二组选取西安、昆明、三亚、上海站分别计算 S_1,S_2,S_3 点的天顶方向 VTEC 值,将其分别和 IGS 事后精密数据作差,然后计算每个点天顶方向在连续六天不同权重系数下 VTEC 差值的标准差。从表中可以看到,在北方区域取权重为 $k=1$ 时效果较好,在南方区域取权重为 $k=3$ 时效果较好。

表 1 连续六天不同权重系数下 VTEC 差值的标准差

测点站 / 标准差 / 权 重	乌鲁木齐/拉萨/西安/长春			西安/昆明/三亚/上海		
	N_1	N_2	N_3	S_1	S_2	S_3
$k=\frac{1}{4}$	2.56	1.04	3.58	1.70	0.53	1.45
$k=\frac{1}{2}$	2.16	0.91	3.09	1.47	0.54	1.24
$k=1$	0.97	0.73	1.82	1.05	0.56	0.84
$k=3$	1.49	1.54	1.21	0.32	0.62	0.74

4 结束语

与格网电离层模型相比,距离幂指数权重内插法无须把电离层参考面划分成大量的网格单元,降低了计算复杂度和基准站的建设成本,而且仅利用中国区域内八个基准站天顶方向电离层延迟数据进行加权计算,降低了导航电文的负荷。该方法对电离层延迟误差的修正结果表明,对于我国相对高纬度的北方区域,其修正精度可以达到 90%左右;对于我国相对低纬度的南方区域,其修正精度可以达到 85%以上。该方法对广域电离层延迟误差的修正具有重要的参考价值。

参考文献

[1] 孙希延,纪元法.GPS 广域差分运算:星历和时钟算法[M].北京:中国科学技术出版社,2006,11.

[2] 刘经南,陈俊勇等.广域差分 GPS 原理和方法[M].北京:测绘出版社,1999,1.

[3] 党亚民,秘金钟,成英燕.全球卫星导航系统原理与应用[M].北京:测绘出版社,2007,9.

[4] 袁运斌.基于 GPS 的电离层监测及延迟改正理论与方法的研究[D].中国科学院测量与地球物理研究所博士学位论文,2002,6.

[5] 夏明清.电离层 TEC 预测方法研究[D].南京信息工程大学硕士学位论文,2012,5.

[6] 武文俊.电离层 TEC 预报模型的研究[D].中国科学院国家授时中心硕士学位论文,2008,6.

[7] 蔡成林.广域差分系统中星钟和星历改正新方法研究[D].中国科学院国家授时中心博士学位论文,2009,12.

(上接第 54 页)

参考文献

[1] 何在民.卫星导航信号码跟踪精度研究[D].北京:中国科学院研究生院博士学位论文,2012.5.

[2] John W. Betz Binary Offset Carrier Modulations for Radio navigation [J]. Navigation, Journal of Institute of Navigation. Winter 2001, 48(4): 227~246.

[3] REBEYROL E, MACABIAU C. BOC Power Spectrum Densities[C].Proceedings of the 2005 National Technical Meeting of the Institute of Navigation, F, January 2005.

[4] 王强.GNSS 信号体制的数字中频信号模拟器设计及试验验证[D].北京:北京航空航天大学硕士学位论文 2007.12.

[5] 吴继华,王诚.设计与验证 Verilog HDL[M].北京:人民邮电出版社,2006.8.

文章编号:1000-7202(2014) 02-0061-03 中图分类号:P228.4 文献标识码:A

一阶扩展差分方法在测站 GPS 时间误差修正中的应用

胡 超 赵永刚
(西安卫星测控中心喀什测控站,新疆喀什 844000)

摘 要 分析了全球定位系统(简称 GPS)时间测量原理、时间测定误差和差分误差消除模型,给出了在航天测控站两套 GPS 授时系统应用一阶差分方法,即站间单差定位方法,减小误差,提高时间准确度的思路方法,并提出了多站站间单差定位的一阶扩展差分模型。该模型可以用来获取测站多套 GPS 授时系统的精确时间和任意 2 个系统时钟同步误差比对。

关键词 全球定位系统 时间测量 差分定位

Application of the Extended First-Order Difference Method in GPS Time Error

HU Chao ZHAO Yong-gang
(Kashi TT&C station ,Xi′an Satellite Control Center, Xinjiang Province 844000)

Abstract By introducing and analyzing the principle about Global positioning system(GPS) time measured ,time error measured and time error eliminated by difference method, the idea which lessens time error and improves time precision is proposed by applying to two GPS receivers in TT&C station. Based on the above idea, the extended first-order difference model is put forward. By using this method, accurate GPS time for TT&C system can be calculated and the time difference of any two TT&C subsystems in station can be synchronized.

Key words GPS Time measurement Differential positioning

1 引 言

GPS 系统在航天测控中的应用主要集中在以下几个方面:靶场外测跟踪;航天器的轨道和位置测量;其他应用,包括精密测定测控站址、精密测时,使多个测控站时间同步[1]。航天测控系统各测控站站址是设备进站安装前由大地测量部门应用 GPS 导航手段精密测量的。多个测控站时间同步是由测控中心组织进行的。

目前,在航天测控站中普遍应用 GPS 或北斗导航卫星精密测定时间,为测站各套设备提供精确的时间基准。一般来说,每个测控站目前都有多套

收稿日期:2013-07-22, 修回日期:2013-10-29
作者简介:胡超(1989-),男,助理工程师,主要研究方向:测控通信技术。

GPS 授时系统,为站内多套测控设备提供时间服务。文章 2,3 节给出了利用 GPS 测定时间的原理,第 4 节分析了时间测定的误差来源和差分定位原理,5,6 节给出了应用一阶差分方法消除时间误差来源的方法在测站 GPS 系统中的应用设想以及一阶扩展差分方法的数学模型。

2 GPS 伪距测量导航定位原理

GPS 测量是通过地面接收设备接收卫星传送来的信息,计算同一时刻地面接收设备到多颗卫星之间的伪距,来确定地面点的三维坐标,原理如下图 1 所示。

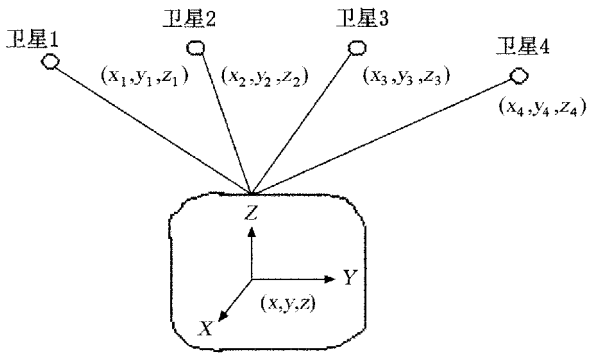


图 1 伪距测量定位示意图

以全球定位系统采用的原子钟系统为标准时间,设卫星 j 发播某信号事件的准确时刻为 t_{sj},而卫星时钟的钟面时为 t_{sj}';用户接收机接收信号的准确时刻为 t_r,而接收机时钟的钟面时为 t_r',于是卫星时钟和接收机时钟与 GPS 原子钟系统不同步而产生的钟差可以表示为[2]

$$\Delta t_j = t_{sj}' - t_{sj}$$

$$\Delta t_R = t_r' - t_r$$

于是,信号传播时间的实际观测量为

$$(t_r' - t_{sj}') = (t_r - t_{sj}) + \Delta t_R - \Delta t_j \quad (1)$$

根据式(1)以及图 1 中的几何关系,存在以下方程组

$$\left.\begin{aligned} c(t_r'-t_{s1}') &= [(x_1-x)^2+(y_1-y)^2+(z_1-z)^2]^{1/2}+c(\Delta t_R-\Delta t_1)\\ c(t_r'-t_{s2}') &= [(x_2-x)^2+(y_2-y)^2+(z_2-z)^2]^{1/2}+c(\Delta t_R-\Delta t_2)\\ c(t_r'-t_{s3}') &= [(x_3-x)^2+(y_3-y)^2+(z_3-z)^2]^{1/2}+c(\Delta t_R-\Delta t_3)\\ c(t_r'-t_{s4}') &= [(x_4-x)^2+(y_4-y)^2+(z_4-z)^2]^{1/2}+c(\Delta t_R-\Delta t_4) \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

式中:x、y、z——待测点坐标的空间直角坐标;c——光速;x_i,y_i,z_i(i=1、2、3、4) ——分别为卫星 1、卫星 2、卫星 3、卫星 4 在 t 时刻的空间直角坐标;Δt_j(j=1、2、3、4) ——分别为卫星 1、卫星 2、卫星 3、卫星 4 的卫星钟的钟差;以上 2 项及 t_{sj}'(j=1,2,3,4)可由卫星导航电文得到;接收机时钟的钟面时 t_r'由地面系统给出。

于是,方程组(2)中就包含四个未知数。因此,用户接收机同时对 4 颗卫星进行观测,即可解算出待测点的坐标 x,y,z 和接收机的钟差 Δt_R。

3 GPS 测定时间原理

利用 GPS 技术,可以高精度地测定时间,也可进行精密时间比对。在上节介绍的定位方程中,已解算出地面接收机时钟差 Δt_R。将接收机时钟钟面时加钟差值,便得 GPS 系统时间

$$t_r = t_r' - \Delta t_R \quad (3)$$

GPS 系统时与 UTC(协调世界时)除了有整秒差外,在秒以下同步精度优于 1μs。这样,得到的定时精度已可以满足航天测控用户得要求。采用 GPS 技术定时的主要优点是操作简便,且有很高精度,并可随时进行测定。若用户站址精确已知,需测定时间,则只需观测 1~2 颗卫星即可[3]。

精密时间比对也是经常需要的。在实际工作中,往往要求两个或多个系统或测站与中心时间同步,即通过站间时间比对,测定站间钟差。每站都同步观测同一颗卫星,测得各站时钟与 GPS 系统时的钟差 Δt_{Ri},则两站的钟差之差,也就是两站时钟同步误差,即:$\Delta t_R = \Delta t_{R2} - \Delta t_{R1}$。利用 GPS 卫星进行共视法时间比对,精度可达 ns 级。由于 GPS 卫星的轨道高度约为20 000km,其地面覆盖半径可达数千公里。因此,利用 GPS 卫星进行时间比对,可以保证相距数千公里的两站对同一个卫星同时观则,很方便的进行时间比对,这是其他方法所无法相比的[2]。

4 GPS 时间测量误差和三种差分定位比较

由式(2)可以看出, GPS 卫星、卫星信号传播过程和地面接收设备都会对 GPS 测量产生误差,即对

定位和地面钟差产生影响。所以,误差来源可分为:与 GPS 卫星有关的误差;与信号传播有关的误差;与接收设备有关的误差[4]。

差分定位是取两个基本观测值(如伪距)之差作为观测量进行定位。采用差分观测量可消除某些误差,提高定位和地面时钟精度。

用方程组(2)中 方程 2 减去方程 1,有

$$c(t_{s1}'-t_{s2}')=[(x_2-x)^2+(y_2-y)^2+(z_2-z)^2]^{1/2}-[(x_1-x)^2+(y_1-y)^2+(z_1-z)^2]^{1/2}+c(\Delta t_1-\Delta t_2) \tag{4}$$

则消去了变量 $\Delta t_R, t_r'$,即基本上消除了接收机时钟的偏差及不稳定性的影响,但没有消除卫星时钟的偏差及不稳定性的影响。定位和时间精度有某种程度提高。该方法为星间单差定位,即用单个测站,取 2 颗卫星的同时观测值之差值来定位。由于该方法消去了 Δt_R,则不能用来求解地面 GPS 时间。

将式(4)中的卫星和地面接收机参数互换,即用 2 个测站同步观测同一颗卫星,为站间单差定位

$$c(t_{r1}'-t_{r2}')=[(x_2-x)^2+(y_2-y)^2+(z_2-z)^2]^{1/2}-[(x_1-x)^2+(y_1-y)^2+(z_1-z)^2]^{1/2}+c(\Delta t_{R1}-\Delta t_{R2}) \tag{5}$$

式中:$x_i, y_i, z_i (i=1,2)$ ——分别为测站 1、测站 2 的空间直角坐标。

由方程可见,消去了变量 $\Delta t_j, t_{sj}'$,即基本上消除了与卫星有关的误差,但没有消除接收机时钟误差。由于方程没有消去 Δt_R,所以可以用来求解地面 GPS 时间。若公式中 x_i, y_i, z_i 有一组变量已知,即 2 个测站中有一个位置已精确知道,则减少了方程组的变量个数,可以获得很高的精度。

对站间单差定位方法增加一个观测卫星,即 2 个测站对 2 颗卫星的单差观测值取差,为二阶差分相对定位。将式(5)所在方程组的 2 个方程相减,得

$$\begin{aligned}&[(x_2-x_{s1})^2+(y_2-y_{s1})^2+(z_2-z_{s1})^2]^{1/2}-\\&[(x_1-x_{s1})^2+(y_1-y_{s1})^2+(z_1-z_{s1})^2]^{1/2}=\\&[(x_2-x_{s2})^2+(y_2-y_{s2})^2+(z_2-z_{s2})^2]^{1/2}-\\&[(x_1-x_{s2})^2+(y_1-y_{s2})^2+(z_1-z_{s2})^2]^{1/2}\end{aligned} \tag{6}$$

$$\left.\begin{aligned}c(t_{r1}'-t_{r2}')&=[(x_2-x)^2+(y_2-y)^2+(z_2-z)^2]^{1/2}-[(x_1-x)^2+(y_1-y)^2+(z_1-z)^2]^{1/2}+c(\Delta t_{R1}-\Delta t_{R2})\\c(t_{r1}'-t_{r3}')&=[(x_3-x)^2+(y_3-y)^2+(z_3-z)^2]^{1/2}-[(x_1-x)^2+(y_1-y)^2+(z_1-z)^2]^{1/2}+c(\Delta t_{R1}-\Delta t_{R3})\\c(t_{r3}'-t_{r2}')&=[(x_2-x)^2+(y_2-y)^2+(z_2-z)^2]^{1/2}-[(x_3-x)^2+(y_3-y)^2+(z_3-z)^2]^{1/2}+c(\Delta t_{R3}-\Delta t_{R2})\end{aligned}\right\} \tag{7}$$

式中:$x_i, y_i, z_i (i=1,2,3)$ ——分别为测站 1、测站 2、测站 3 的空间直角坐标。求解方程可以得到 GPS 系统时间和任意两个系统时钟同步误差。

式中:$x_{si}, y_{si}, z_{si} (i=1,2)$ ——分别为卫星 1、卫星 2 的空间直角坐标。

由方程可见,消去了变量 $\Delta t_j, t_{sj}', \Delta t_R, t_r'$ 即既消除了接收机时钟的偏差及不稳定性的影响,又消除了卫星的偏差及不稳定性的影响。二阶差分相对定位可以解算出测站得精确位置。同星间单差定位方法一样,方程消去了 Δt_R,不能用来求解地面 GPS 时间。

5　站间单差定位方法的应用及其扩展

目前,航天测控站各套 GPS 系统,都是单独和卫星构成测量系统,时间测定方法是按照方程组(2),解算出接收机坐标和接收机的钟差。再利用式(3),得到 GPS 系统时间。该方法包含了各种误差的影响。可以通过增加观测卫星数等方法,增加方程组(2)的个数,使方程个数多于变量个数,对得到的多个接收机钟差值求平均,消除随机误差,但第 4 节中提到的系统误差无法消除。

由第 4 节的 3 种差分定位方法的比较可以看出,若两套 GPS 系统同步观测同一颗卫星,应用站间单差定位方法可以得到精度较高的地面 GPS 时间。已知测站两套 GPS 系统的位置信息是精确测量过的,即式(5)中,$x_i, y_i, z_i (i=1,2)$ 的值是已知的,卫星位置由导航电文可以得到。方程只包括两个 GPS 接收机的钟差。可以求出两个 GPS 接收机的时钟差之差,得到两站时钟同步误差,实现应用 GPS 卫星进行 2 个系统时间比对。建立两个方程就可以分别解算出两个接收机的钟差,再利用式(3),便可得到 GPS 系统时间。由于该方法消除了卫星钟偏差、卫星星历误差的影响,可以得到精度很高的地面 GPS 时间。通过增加方程个数,也可以消除随机误差。

使用 3 套位置信息已知的 GPS 系统同步观测同一颗卫星,式(5)可扩展为

(下转第 69 页)

文章编号:1000-7202(2014) 02-0064-06 中图分类号:P228 文献标识码:A

高动态环境下 GPS 信号捕获研究

陈 丹 柯熙政 何振泉
(西安理工大学自动化与信息工程学院,西安 710048)

摘 要 高动态环境信号的捕获是 GPS 接收机的关键技术,接收机处于高速运动的状态使 GPS 信号产生相位延迟和多普勒频移,增加了信号的捕获难度。分析了滑动相关捕获和基于 FFT 捕获两种算法,给出了基于 FFT 捕获算法的 FPGA 实现架构,并采用 GPS 信号仿真器对该设计的可行性进行了捕获验证。结果表明:在导航星相对载体的速度为1 000m/s,加速度为 5*g* 的情况下,基于 FFT 捕获算法可以实现信号的可靠捕获。

关键词 全球定位系统 接收机 高速运动 载波捕获

Research on GPS Signal Acquisition Algorithm in High Dynamic environment

CHEN Dan KE Xi-zheng HE zhen-quan
(Xi′an University of Technology, Automation and Information Engineering,Xi′an 710048)

Abstract Signal capture in dynamic environment is the key technology of the Global Positioning System(GPS) receiver. The phase delay of GPS signal and doppler frequency shift are produced by the receiver within a state of high speed movement, and the signal capture difficulty is increased. Two algorithms including FFT capturing and sliding relative to capture are analyzed. The FPGA implementation architecture based on FFT capturing algorithm is given,and the GPS signal simulator is adopted to verify the feasibility of the design which can capture signal. The results show that capture based on FFT algorithm can realize reliable signal capture in the navigation astrology for carrier rate of 1000 m/s and acceleration of 5*g* cases.

Key words GPS Receiver High speed movement Carrier acquisition

1 引 言

GPS 系统采用的是扩频通信技术。在扩频接收机解扩解调前必须使接收机本地恢复的扩频码与载波及接收信号的同步[1]。只有在码相位与载波频率误差在一定范围内时,解调器才能正常工作。由于存在频率源的漂移、电波传输的时延、多普勒频移、多径效应等因素,导致码相位以及载波的同步具有一定的不确定性。因此,接收机必须首先对信号进行捕获,将码相位与载波频率估计误差降低到一

收稿日期:2013-08-05, 修回日期:2013-09-26
基金项目:国家自然科学基金资助项目(61377080);陕西省“13115”科技统筹计划资助(2011KTCQ01-31);西安市科技成果转换基金(CX12165);西安理工大学高层次人员科研基金(105-211202);西安市科技计划项目资助(CXY1341(s))
作者简介:陈丹(1975-),女,博士,讲师,主要研究方向:大气激光通信及信号与信息处理。

定范围内才能提供给跟踪环路,进行信号跟踪[2]。

由于采用滑动捕获使接收机无论从冷启动还是信号重新捕获都需要较长时间,在高动态及信号较弱的环境下尤为如此。对于高动态信号的捕获,目前主要采用分段相关捕获以及快速傅里叶变换的信号捕获方法[3]。1991 年 Van Nee 等人提出了基于 FFT 的伪码快速捕获算法[4],也就是频域循环相关的捕获方法。在 FFT 算法基础上,对 IFFT 以后的相关结果进行相关或者非相干累加可以获得更高信号增益,能实现更微弱信号的捕获[5~7];为进一步适应高动态的需要,在基于 FFT 的信号捕获方法的基本框架之上,A. Alaqeeli 与 J.Starzyk 等又提出了"Modified Code Averaging Correlator"[8] 的便于硬件实现的方法,文献[9]在此基础上提出了采样平均的信号预处理方法,在降低数据率的同时也造成信号质量的大幅下降和一定的 C/A 码相位误差,但影响跟踪的结果,保证了捕获的正确性;文献[10]提出一种基于小波变换和优化快速傅里叶变化的信号捕获方法,在基带信号预处理阶段,对采样后的中频信号进行小波变换,利用逼近信号完成码相位和多普勒频移的估计,降低基带处理信号的数据率,提高了运算效率。

本文研究在高动态环境对 GPS 信号接收的影响的分析,讨论 C/A 码捕获的原理和算法,并在开发平台上验证。

2　GPS 卫星信号的结构

GPS 卫星发射的信号包含有三种成分,即 50Hz 导航电文(D 码)、伪随机码(C/A 码或 P 码)和载波(L1,L2)波段[11]。这 3 种信号分量都是在同一基准频率f_0 = 10.23MHz 的控制下产生的。

如图 1 所示,GPS 卫星信号采用两级调制:第一级(扩频调制),用 D 码调制 C/A 码(P 码),形成组合码,从而将 D 码的带宽从 50Hz 扩展到 1.023MHz(10.23MHz),然后再用组合码调制 L 波段载波,实现第二级调制。载波信号 L1 上调制有 P 码、C/A 码和 D 码,而载波信号 L2 上只调制 P 码和 D 码。

2.1　C/A 码

C/A 码(Coarse/Acquisition)用于码分多址、捕获卫星信号和粗测距,C/A 码是具有一定抗干扰能力的明码。GPS 所用的 C/A 码是一种 Gold 组合码,产生原理如图 2 所示。

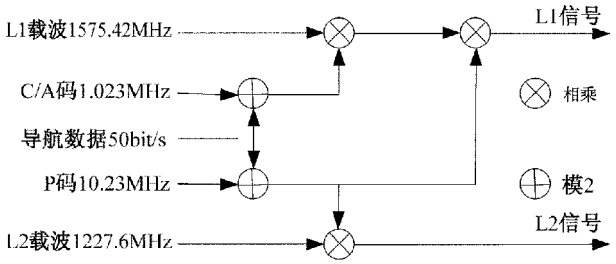


图 1　GPS 信号的产生

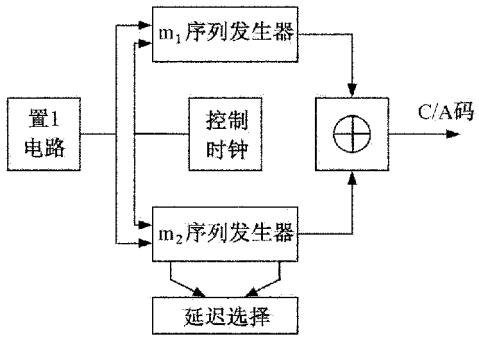


图 2　C/A 码产生框图

两个 m 序列产生器的特征多项式分别为

$$G_1(x) = 1+x^3+x^{10} \quad (1)$$

$$G_2(x) = 1+x^2+x^3+x^6+x^8+x^9+x^{10} \quad (2)$$

C/A 码的相关特性主要包括以下两个方面[12]:

(1)不同 C/A 码的互相关值约等于零,所有的 C/A 码都几乎同其他的 C/A 不相关。

(2)C/A 码的自相关值只在相关间隔为零时存在峰值,也就是说两个相同的 C/A 码序列只有完全对齐时才可以得到一个相关峰值。

2.2　GPS 导航电文

导航电文是卫星以二进制码的形式发送给用户的导航定位数据,又称为数据码,或 D 码。它是由 GPS 卫星地面监控系统计算、编写并注入卫星,经由卫星连续播发的数据。导航电文的内容主要有:卫星星历,卫星钟改正,电离层延迟改正,工作状态信息和 C/A 码转换到捕获 P 码的信息,全部卫星的概略星历[13]。

3　GPS 信号捕获算法

3.1　多普勒频移

多普勒效应是指当发射源与接收体之间存在相对运动时,接收体接收到发射源所发射的信号频率

与发射源发射信号的原频率存在差异。所接收到的信号的频率与原始发射时的频率之差即所谓的多普勒频移。

在 GPS 系统中,由于 GPS 接收机相对于导航不可避免的存在着相对运动,这就会使得接收到的信号的频率偏离信号发射时已知的频率。假设卫星发射信号的频率为 f_1,接收到的信号频率为 f_2,卫星与载体相对速度为 v,光速为 c, 则有如下公式

$$f_2=(c\pm v)/\lambda=f_1\pm v/\lambda=f_1\pm f_d \qquad (3)$$

式中:f_d——多普勒频移,其大小决定于信号波长 λ 以及相对速度 v。对于地面上的静止接收机,最大的多普勒频移大约为±5kHz。而对于运动接收机,考虑其速度,最大多普勒频移为±10kHz。

在 GPS 信号捕获过程中,由于多普勒频移,需要随时调整本地复现载波的频率达到接收信号的载波同步的目的,这样才能将接收到的 GPS 信号中的载波成分剥离。同理,还需要动态改变本地伪码的产生频率使其与接收信号中的伪码相位同步,这样才能将伪码也剥离。

3.2 捕获原理

GPS 天线收到的信号是多颗卫星信号的叠加,每个信号都有不同的伪随机序列和起始点以及载波多普勒频率。在搜索任意一颗卫星时,输入的信号与该卫星所对应的本地生成伪随机序列相关,根据伪随机序列自身的相关特性,该颗卫星的伪随机序列与其他卫星的伪随机序列互相关值几乎为零,当本地产生的伪随机序列与此颗卫星信号相关值有较高的峰值时,表示此伪随机序列即为此颗卫星信号中伪随机序列的复制码。根据峰值出现的位置可以确定该码初始相位的粗略位置。

载波捕获时不仅要求与本地码产生的 C/A 码相关,输入信号还必须与本地产生的载波信号进行相乘,以去掉载波。因此,可以说对某颗卫星的搜索,也就是对其载波频率与码相位的二维搜索。如图 3 所示。

3.3 滑动相关算法

滑动相关是目前 GPS 接收机常用的信号捕获方法,也是一种比较容易实现的捕获算法。它主要是通过不断的调整本地码的码相位和本地载波频率来实现信号的捕获[14],其捕获过程可描绘为图 4。

滑动相关先在一定的范围内任意选定某个载波频率,在这个载波频率下把输入信号和本地码序列进行相乘、累加,然后将累加的结果与捕获门限进行比较;如果这个累加值大于捕获门限则判断信号捕获,接收机转换到码跟踪环路和载波跟踪环路。反之,则变换码相位重复上述步骤。当把所有可能的码相位都搜索过后,没有累加值超过门限,就换一个载波频率重复上述步骤,直到信号被捕获,如果把所有可能的码相位与载波频率(在一定的多普勒频率范围内)全部搜索完毕仍然没有累加值大于门限值,则说明在这个周期捕获信号失败。

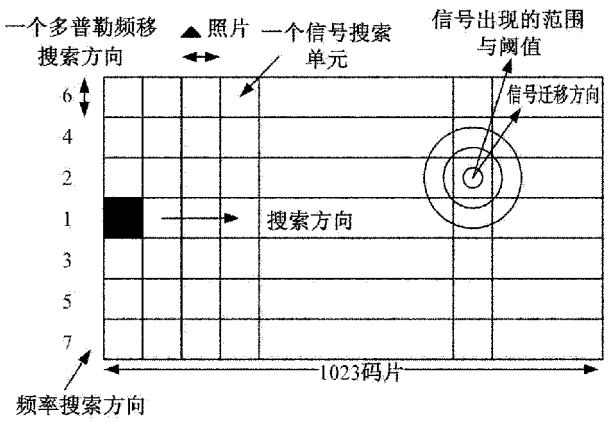


图 3 卫星信号的搜索

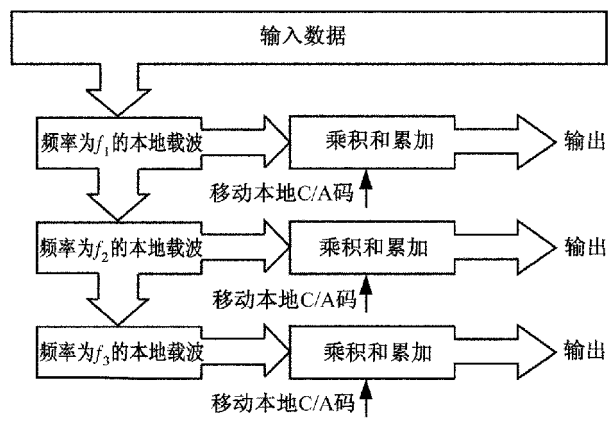


图 4 滑动相关捕获过程

3.4 基于 FFT 的快速捕获算法

基于 FFT 的快速捕获是在某一个多普勒频率搜索单元做所有码相位域搜索,对接收到的伪码序列和本地产生码序列做循环卷积[15]。如图 5 所示,根据离散傅立叶变换的圆周相关定理,如果将时域的循环卷积转换到频域上完成,则只需对接收伪码和本地伪码分别做 FFT 后,对其中的一组 FFT 列作共扼处理,再将二者相乘,通过 IFFT 变换即可得到两个序列在所有相位上的相关峰值。

具体过程为:先用本地生产的载波 $\cos(2\pi f_l t+$

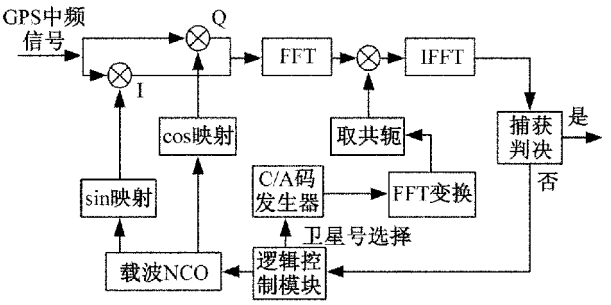


图 5　基于 FFT 捕获框图

φ') 和 $\sin(2\pi f_I t+\varphi')$ 分别与射频前端输入的中频信号相乘,滤除高次谐波得到解调信号,是一个以 I 路为实部,Q 路为虚部的复数形式的信号。接着对这个新信号做下变频处理,目的是下变频至 FFT 模块的工作频率,然后做 FFT 变换,其结果为 $X(k)$。同时,对本地生成的 C/A 码做 FFT 变换和共轭运算,其结果为 $C(k)$。将两结果相乘后做 IFFT,可得

$$Z(m)=IFFT\{X(k)C^*(k)\}=\sum_{n=0}^{N-1}C(n)x(n+m) \tag{4}$$

这样,便完成了一个频点上的所有码搜索。当捕获到的峰值高于所设置的门限值,则说明捕获成功,这个频率即为输入信号的载波频率,峰值对应的位置即为伪码相位,就可以将二者传递给跟踪环路。若是没有捕获到,就需要设置本地载波频率到下一个搜索值,并重复以上过程直到捕获结束。

3.5　两种信号捕获方法的比较

由于滑动相关捕获采用的方法是串行二维搜索,第一步就要求对 1023 个的码相位进行遍历搜索。一般情况下,要想保证接收机的定位相位精度,就要对半码片的整数倍码作相位滑动控制,从而才能够对所有码相位进行遍历搜索。若 n_1 表示码滑动的次数,T_c 表示伪码的周期,则码相位的遍历搜索所需的最长时间计算如下

$$T_1=n_1\times T_c=2\ 046\times 1\text{ms}=2.046\text{s} \tag{5}$$

当 C/A 码被顺利剥离后,由于信号中还存在频率的多普勒频移,还需要对信号进行串行频率搜索过程。在高动态环境下,运动载体存在范围在 0~±10kHz 的多普勒频移,这会使得频率搜索带宽展宽,从而使得频率搜索捕获加长。在载波频率的搜索过程中,通常以 500kHz 的频率为步长进行遍历搜索,则载波频率的最大搜索次数 n_2 为

$$n_2=2\times\frac{10\text{kHz}}{500\text{kHz}}+1=41 \tag{6}$$

则采用滑动相关捕获算法成功捕获到信号所需的最大时间 T 为

$$T=T_1\times n_2=2.046\times 41=83.886\text{s} \tag{7}$$

根据上式,由于在高动态环境中,用户设备和卫星之间相对的高速运动而产生的多普勒频移,使得对伪码的初始捕获难度增高,若是用滑动相关捕获法对卫星信号进行串行二维搜索,存在有耗时较大以及实时性低等缺陷,远远不能达到 GPS 接收机对信号的快捕标准,因此滑动相关捕获方法只适用于静止和中低动态 GPS 接收机中。

基于 FFT 的并行码相位搜索和线性搜索捕获法的搜索过程是一致的,都是在(0~±10)kHz 的频移范围内进行遍历搜索,而对于码相位则是采用时频域变换的方式取代线性串行搜索,从而可以一次性搜索到码相位。由式(3)和式(4),基于 FFT 的并行码相位搜索方法最大总耗时仅为 4lms,极大的缩短了捕获时间,加快了捕获速度,尤其适合于高动态环境下的应用。

4　信号捕获的 FPGA 实现流程

基于 FFT 捕获的 FPGA 实现整体处理流程如图 6 所示。本文使用的硬件开发平台是由 Altera FPGA-EP2C70F672 和 TI 的 DSP-TMS320C6713 所构成,其中系统时钟为 39MHz,中频信号为4.096MHz。关键算法的 FPGA 实现分为数据采集模块、FFT 模块和捕获检测等 3 个主要部分。

数据采集模块主要是将 1ms 的信号采用 SINC 内插重采样为 2048 个采样点,这样使得点数适合后续的 FFT 运算;FFT 模块则是先将码进行 FFT 运算后取共轭存入 RAM 核内,然后将数据采集模块处理后的信号进行 FFT 运算后存入 RAM 核中,最后将二者相乘,对相乘结果进行 IFFT 运算;捕获检测主要实现信号的多个 1ms 数据的累加,使峰值更加明显,然后将累加结果进行比较,判断出最大值,并根据捕获门限,判断此值是否为峰值,如果不是,则重新进行下一颗卫星信号的捕获。

4.1　捕获验证

本文所采用的 GPS 信号是由 spirent 公司的 GSS7700 仿真器所产生的,其生成模拟载体与测试的对比,如图 7 所示。

从图 7 中可以看出,捕获到的载体与仿真器所生成的模拟载体的运动轨迹非常接近,初次捕获到

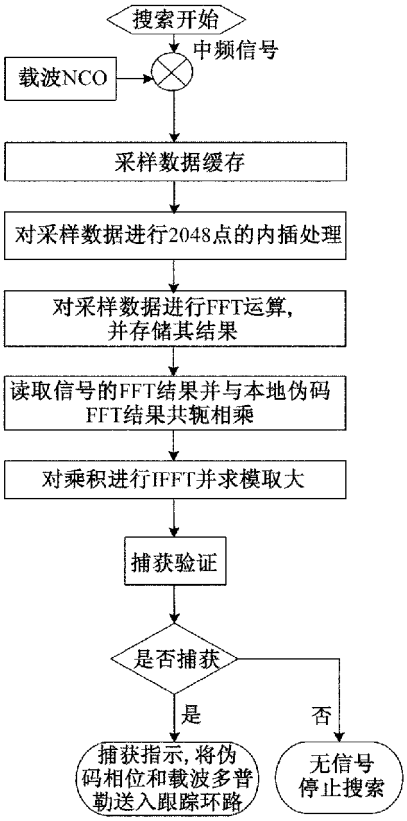


图 6　快捕算法实现的具体流程

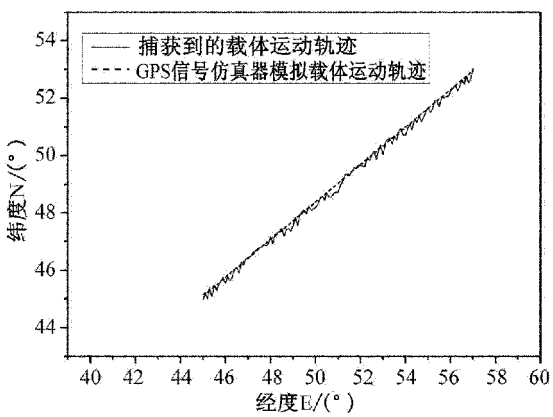


图 7　捕获到的载体与模拟载体运动轨迹比较

的载体经纬度与模拟载体的起始经纬度都在东经 45°、北纬 45°，最后捕获定位到载体的位置在东经 57.1°，北纬 52.5°也与模拟载体的最后位置相同。

从图 8 中可以看出，在前 20s，捕获到的载体速度与仿真器生成的模拟载体速度相差较大，这是由于捕获定位解算需要一定的时间。随后的时间内，捕获到的载体速度基本与仿真器生成的模拟载体保持的1 000m/s 速度相同，没有出现较大的偏差。

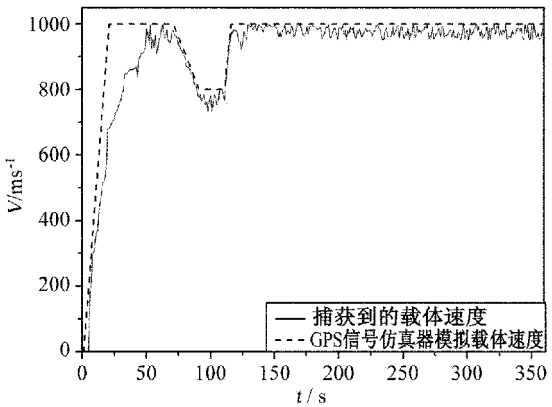


图 8　捕获到的载体与仿真器模拟载体速度比较

从图 9 可以看出，在前 20s 的加速过程中，捕获到的载体加速度低于 4g，而模拟载体加速度则一直保持在 5g，这也就造成了在前 20s 内，捕获到的载体的速度与模拟载体的速度相差较大。随后，捕获到的载体加速度基本与模拟载体加速度相同，未出现大的偏差。通过对捕获到的载体和仿真器生成的模拟载体在运动轨迹、速度和加速度三个方面的比较，我们可以看出，当载体保持1 000m/s 速度，最大加速度为 5g 运动时，可以可靠地捕获到信号。

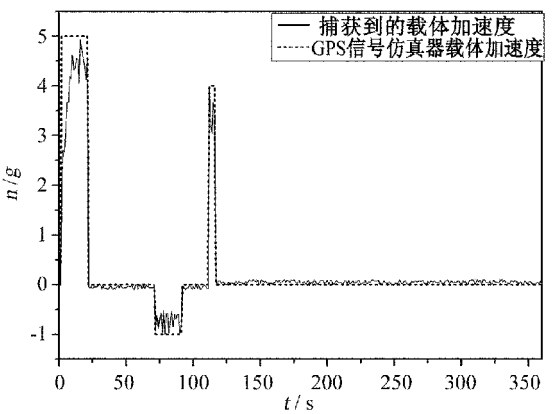


图 9　捕获到的载体与仿真器载体加速度比较

5　结束语

本文介绍了 GPS 的信号结构以及 C/A 码的产生，重点研究了 GPS 接收机中高动态环境信号的捕获算法。比较了滑动相关捕获和基于 FFT 捕获两种算法的优缺点，给出了基于 FFT 捕获算法的 FPGA 实现流程，并在 DSP 和 FPGA 架构的硬件平台上采用动态 GPS 信号模拟发生器所进行了信号捕获验证。实验结果表明，基于 FFT 捕获算法可以可

靠地实现高动态环境信号的捕获。

参考文献

[1] 刘基余. GPS 卫星导航定位原理与方法[M]. 北京:科学出版社, 2003.

[2] Unjeng Cheng, William J Hurd, Joseph I Statman. Spread-Spectrum Code Acquisition in the Presence of Doppler Shift and Data Modulation[J]. IEEE Transactions on Communications. February 1990, 38(2): 241~250.

[3] Borio D, O' Driscoll C, Lachapelle G. Composite GNSS signal acquisition over multiple code periods[J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2010, 46(1): 193~206.

[4] VAN NEE D J R, COENEN A J RM. New fast GPS code-acquisition technique using FFT[J]. Electronics Letters, 1991, 27(2): 158~160.

[5] Chao-jun Wei, Song-lin Sun, Xiao-jun Jing, Hai Huang. An enhanced spectrum method for GPS weak signal acquisition[C]. Geoscience and Remote Sensing (IITA-GRS), 2010 Second IITA International Conference, 2010, Vol 1: 502~505.

[6] 陈希, 张锐, 帅涛. 基于 FFT 的 GPS 快速并行捕获算法[J]. 宇航学报, 2011, 32(1): 162~166.

[7] 杨小红, 毛峡, 王鹏飞. 基于 FPGA 的高动态 GPS 信号 FFT 快捕设计与实现[J]. 电子测量技术, 2007, 30(6): 170~172.

[8] ALAQEELI A, STARZYK J, VAN GRASS F. Real-time Acquisition and Tracking for GPS Receivers[C]. Submitted to ISCAS2003, Bangkok, Thailand, May 2003: 500~503.

[9] 刘圣中, 宋茂忠, 胡国光. 一种基于 FFT 的 GPS 信号快捕算法[J]. 海军航空工程学院学报, 2008, 18(2): 153~156.

[10] 赵琳, 高帅和, 丁继成. 基于 FFT 的高动态 GPS 信号捕获方法优化[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(1): 151~156.

[11] 孙婉莹. 高动态 GPS 接收机 C/A 码的接收及其 FPGA 的实现研究[D]. 西安: 西安电子科技大学硕士学位论文, 2007.

[12] 徐济铭. 基余 FPGA-DSP 架构的单频软件 GPS 接收机的设计与实现[D]. 北京: 中国科学院研究生院硕士学位论文, 2008.

[13] 吴娜. GNSS 接收机捕获算法的研究及实现[D]. 北京: 北京邮电大学硕士学位论文, 2010.

[14] Kai B, Dennis Akos, etc. A Software-Defined GPS and Galileo Receiver: Single-Frequency Approach [M]. ION GPS 2006: 1 632~1 637.

[15] J A Starzyk, Z Zhu. Averaging Correlation for C/A Code Acquisition and Tracking in Frequency Domain[C]. Proceedings of the IEEE 2001 Midwest Symposium on Circuits and Systems. 2001, Vol 2: 905~908.

(上接第 63 页)

6　结束语

差分定位方法主要是来解算位置信息的,二阶差分相对定位在 GPS 精密定位中得到广泛应用,一阶差分定位方法在定位中应用并不多。但在航天测控站,主要应用 GPS 的时间信息,站间单差定位是在两个地面观测站观测同一颗卫星,属于一阶差分定位,因为观测的是同一颗卫星,消除了与卫星有关的误差,得到了地面 GPS 接收机的钟差信息。使用该方法,当两个测站中有一个测站坐标精确已知时,可获得精度较高的定位和时间信息。目前,测站每个 GPS 系统的位置信息都是专门精确测量过的,所以应用该方法可以取得精确的时间信息。

每个航天测控站有多套测控设备,GPS 授时系统也超过了两套,可以建立多个地面 GPS 系统同步观测同一个卫星的站间单差定位扩展模型,解算出每个系统的接收机钟差和任意两个系统时钟同步误差。

参考文献

[1] (美)卡普兰著. GPS 原理和应用[M]. 邱致和等译. 北京:电子工业出版社, 2002: 176 ~185.

[2] 周智敏等. 现代航天测控原理[M]. 长沙:国防科技大学出版社, 1998 :200~223.

[3] B W 帕金森等著. 导航星全球定位系统[M]. 赵正才等译. 北京:测绘出版社, 1983 :190~210.

[4] 许其凤等. GPS 卫星导航与精密定位[M]. 北京:解放军出版社, 1989: 104~130.

文章编号:1000-7202(2014) 02-0070-05 中图分类号:TB973 文献标识码:A

隔离信号调理模块自动校准系统设计

严洪燕 武 桦
(中国直升机设计研究所,景德镇 333001)

摘 要 针对隔离信号调理模块型号多、参量多、使用量大,采用手动计量校准耗时耗力、容易出错、工作效率低等问题,在 VEE Pro 软件开发平台上,设计开发出一套隔离信号调理模块自动校准系统。该系统包括仪器信息记录、校准及打印输出三个主模块,测试过程采用实时测试显示,自动进行数据处理并存档。使用结果表明:该系统操作简便,提高了工作效率及准确度,降低了人为出错几率,确保了测试数据准确可靠。

关键词 隔离信号调理模块 线性频率响应 直流线性度误差 自动校准 软件设计

Design of the Automatic Calibration System for Isolated Analog Signal Conditioning Modules

YAN Hong-yan WU Hua
(China Helicopter Research and Development Institute,Jingdezhen 333001)

Abstract According to the fact that the isolated analog signal conditioning modules has problems like type redundancy, multiplex parameters, heavy utilizing rate and manual evaluation is time-consuming, laborious, inefficient and fallible, based on the VEE Pro software-exploiting platform, the system of automatic calibration of isolated analog signal conditioning module is developed. The system contains three main moulds: instrumental information recording, calibrating and printing. The test data can be displayed in real time, and the data can be processed and archived automatically. The results show that the system is easy to operate. It improves working efficiency, reduces man-made errors and ensures the veracity of the test data.

Key words Isolated analog signal conditioning module Linearity frequency response DC linearity error Automatic calibration Software design

1 引 言

隔离信号调理模块是对电压、电流、应变、频率、温度等各种传感器信号进行全面的信号调理,采用隔离信号调理模块可以对被测传感器信号放大、滤波、源激励、干扰抑制、噪声抑制、冷端补偿、线性补偿、输入及输出保护、信号及电源隔离等。隔离信号调理模块可与传感器直接连接,能够保证测试数据和控制信号的准确性,并消除或减小工业环境中的噪声、瞬态电源波动、内部接地回路和其它事故对设

收稿日期:2013-05-27, 修回日期:2013-07-29
作者简介:严洪燕(1962-),女,高级工程师,主要研究方向:无线电及时间频率计量、专用测试设备计量校准及自动测试技术研究工作。

备造成的影响。隔离信号调理模块充分保护有价值的信号和数据,增强系统的安全性和可靠性,在维护工业自动化、数据采集和质量保证系统方面起着重要作用。因此,在型号研制试验中大量使用隔离信号调理模块,可以保证试验测试数据准确可靠。在试验前,除了对试验所用的数据采集系统进行校准外,还应对数据采集系统前端所使用的隔离信号调理模块进行校准。

隔离信号调理模块具有多种型号,可以直接接入电压、电流、频率、应变、热电偶(TC)、热电阻(RTD)等各种模拟信号。因此,应根据模块的不同型号、不同输入参量,选择相应的标准仪器进行校准。由于模块的使用量大,采用手动计量校准费时费力,为了提高工作效率,有必要开发一套隔离信号调理模块自动校准系统,实现其全自动校准。

下面介绍隔离信号调理模块自动校准系统的组成、校准原理、软件设计及应用。

2　系统组成

系统是由标准源(Fluke5520A 多功能校准源/3010 多功能校准源/Fluke525A 温度校准源/CBA-2310A 应变校准器)、标准表(Agilent 34970A 数据采集表/Agilent34401A 数字多用表)、转换开关(Keithley7001 程控转换开关)、供电电源(AgilentE3634A 直流电源)、被校隔离信号调理模块(模块+载板)、接口卡(Agilent 82357A 接口卡)及接口电缆、计算机及自动校准软件组成,如图 1 所示。

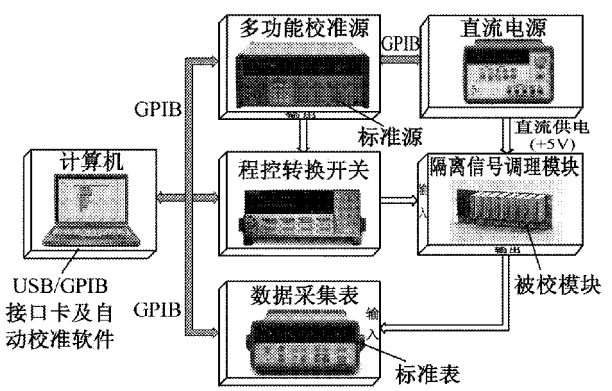


图 1　系统组成示意图一

3　系统校准原理

系统连接如图 1 所示,通过 USB/GPIB 接口卡和 GPIB 电缆将计算机与标准校准源、程控转换开关、标准数据采集表及直流电源连接起来,并将标准校准源的信号输出端通过程控转换开关与各被校模块的信号输入端连接,各被校模块的信号输出端与标准数据采集表的各信号输入端连接,直流电源的输出端与被校模块载板的供电电源端连接。

通过计算机及校准软件程控直流电源输出直流电压提供给被校模块直流供电电压,再通过程控标准校准源发送标准信号,同时程控多路转换开关进行信号各路自动切换及程控标准数据采集表测试对应各被校模块的输出值,自动进行数据处理及存档,并自动形成报告,从而实现多路全自动校准。

当然,在没有程控转换开关和数据采集表的情况下,可以采用另一种校准方法,如图 2 所示,直接将标准校准源的信号输出端与被校模块的信号输入端连接,被校模块的信号输出端与标准数字多用表的信号输入端连接,从而实现单路全自动校准。

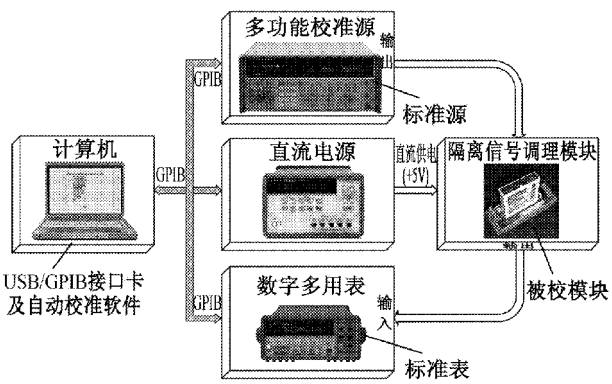


图 2　系统组成示意图二

4　系统软件设计

系统软件设计是实现隔离信号调理模块自动校准的重要环节之一。本系统软件设计开发平台采用功能强大、编程效率高、简单易学的图形化编程语言 VEE Pro。

4.1　软件结构设计

系统软件设计采用模块化的设计方式。软件总体结构设计是由仪器信息记录、校准及打印输出三个主模块构成。仪器信息记录主模块是由测试仪器信息登记模块、计量标准信息记录模块、校准结果信息记录模块、环境及人员信息记录模块四个子模块组成;打印输出主模块是由审核测试数据模块、打印预览数据模块、打印测试数据模块三个子模块组成;

校准主模块是由电压信号调理模块、电流信号调理模块、应变信号调理模块、频率信号调理模块、热电阻 RTD 信号调理模块、热电偶 TC 信号调理模块六个模块组成,其中电压信号调理模块[1,2]是由直流线性度误差校准模块、直流示值误差校准模块、直流放大倍数校准模块、线性频率响应校准模块、零点漂移校准模块五个子模块组成;电流信号调理模块[1]是由线性度误差校准模块、稳定度校准模块两个子模块组成;应变信号调理模块[2,3]是由非线性误差校准模块、频率响应误差校准模块、增益误差校准模块、零点漂移校准模块四个子模块组成;频率信号调理模块[1]是由线性度误差校准模块、稳定度校准模块两个子模块组成;热电阻 RTD 信号调理模块[1]是由线性度误差校准模块、示值误差校准模块、稳定度校准模块三个子模块组成;热电偶 TC 信号调理模块[1]也是由线性度误差校准模块、示值误差校准模块、稳定度校准模块三个子模块组成。注意上面有些子模块名称相同,但模块设计有所不相,程控标准源输出的参量是不相同的。系统软件结构组成示意图如图 3 所示。

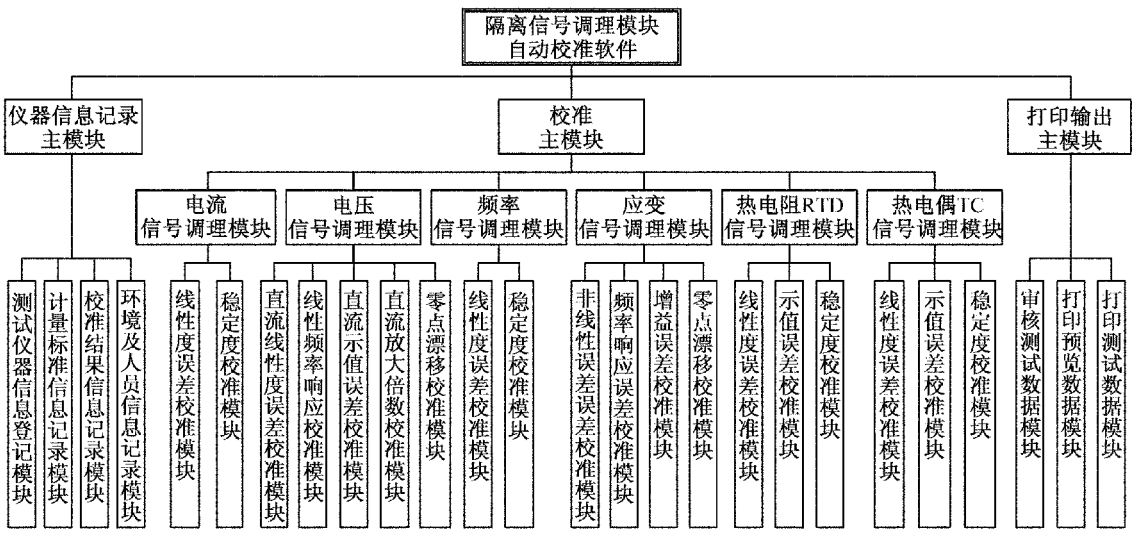


图 3 系统软件结构组成示意图

4.2 软件流程设计

软件设计是按照软件工作流程图的设计思路进行开发的。由于篇幅有限,只能绘出部分典型模块的设计流程图。现以常用的电压信号调理模块的线性频率响应校准项目为例,介绍隔离信号调理模块的部分软件设计流程图。如图 4 所示为隔离信号调理模块的线性频率响应校准模块软件设计流程示意图。

4.3 仪器信息记录及打印输出模块的设计

仪器信息记录模块主要实现对测试仪器信息登记、计量标准信息记录、校准结果信息记录、环境及测试人员信息记录。打印输出模块主要负责完成审核测试数据、打印预览数据和打印测试数据。这部分的设计是采用调用开发平台的库函数[4]来实现。

4.4 校准模块设计

校准模块设计是通过编写仪器驱动来控制标准源发送标准信号及控制标准表采集测试数据,实现对各模块的自动校准。

4.4.1 仪器驱动的编写

由于被校模块具有多种型号,根据不同型号,其输入信号参量不同,采用的标准仪器有所不同,例如:在校准电压信号调理模块时,采用多功能校准源;而校准应变信号调理模块时,采用应变校准器。因此,在编写程序时,应参照各厂家提供的用户手册[5~9],分别编写仪器驱动程序,实现其标准仪器与计算机的通信。在编写仪器控制指令代码时,一定要注意区分字母的大小写及准确把握时序控制,确保测试数据的同步与准确。

4.4.2 多路自动校准模块的设计

多路自动校准模块设计是按照将总模块分解成主模块,主模块分解成分模块,分模块分解成子模块的顺序逐级分解,分别编写各个子模块程序,再将编好的各个子模块→分模块→主模块→总模块有顺地连接起来,即可形成自动校准系统。按照此设计思路将校准主模块按输入信号参量不同,分解成电压、

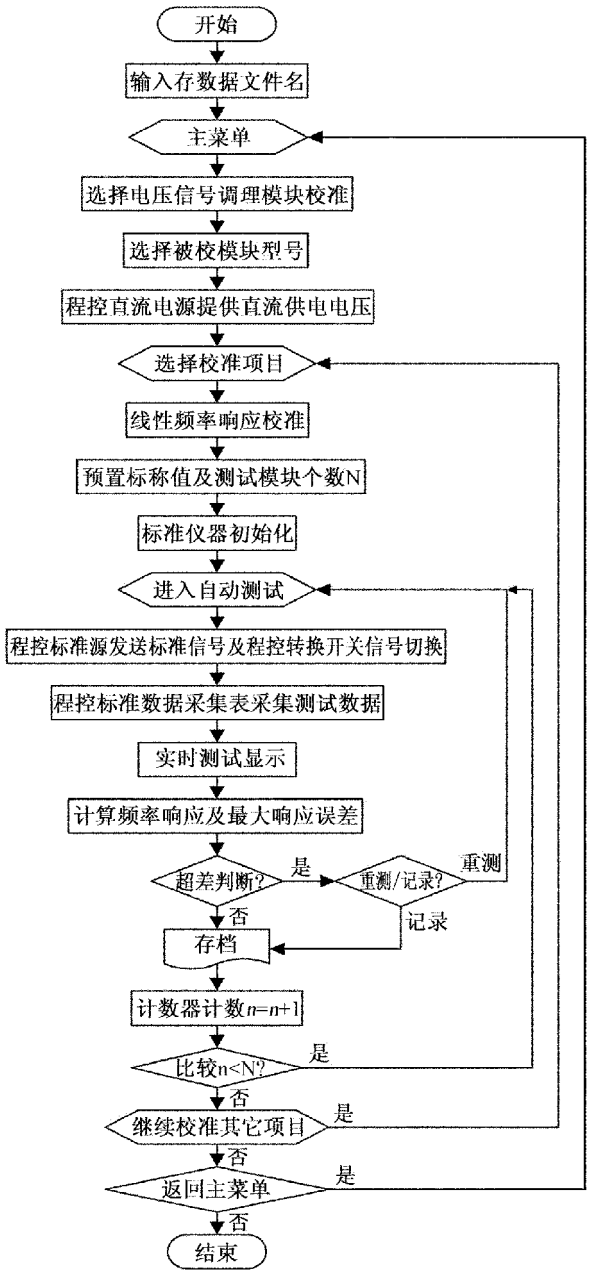


图 4　系统软件设计部分流程示意图

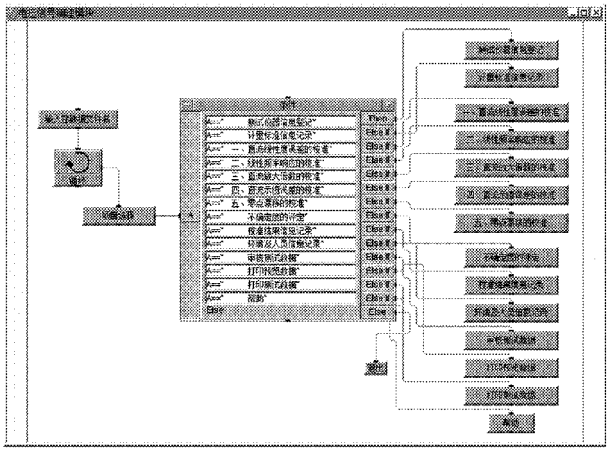


图 5　软件设计部分程序框图



图 6　软件设计部分弹出式菜单示意图

电流、频率、应变、温度信号调理模块,再根据被校模块型号和校准项目不同,以及采用的标准仪器和校准方式不同分别编写各子模块,然后将其正确连接即可。如图 5 和图 6 所示为电压信号调理模块部分设计程序框图和软件设计弹出式菜单示意图。

针对隔离信号调理模块校准不同型号时,其输入参量及标称值是不同的,在程序设计时应全面考虑,校准时,应尽量避免手动录入或更改参数,采用按照被校模块型号分别编写预置标称值模块,然后以变量方式,一旦确定被校模块的型号,则系统自动调用所选型号的预置标称值模块。这样,一是可以提高工作效率,二是可以避免人为录入错误或操作人员不同选择校准点有所不同等因素造成的影响。另外,在误差处理模块后还应考虑设有超差判断功能模块,以确保测试数据准确可靠。

此外,数据存档格式也是编程需要注意的细节,为了保证测试数据按计量标准格式存档,采用在预置标称值模块中设置保留数据有效位数及获得变量参数的方式实现,从而达到测试数据—处理数据—保存数据—打印报告自动完成的目的。如图 7 所示为 5B40-02 电压信号调理模块的线性频率响应校准模块结果显示及数据存档格式示意图。图中显示的数据是根据测量放大器校准规范[2]计算得出的。其它校准子模块的编写方法与上述类似。

4.5　单路自动校准模块的设计

在完成了多路自动校准模块的设计后,就很容

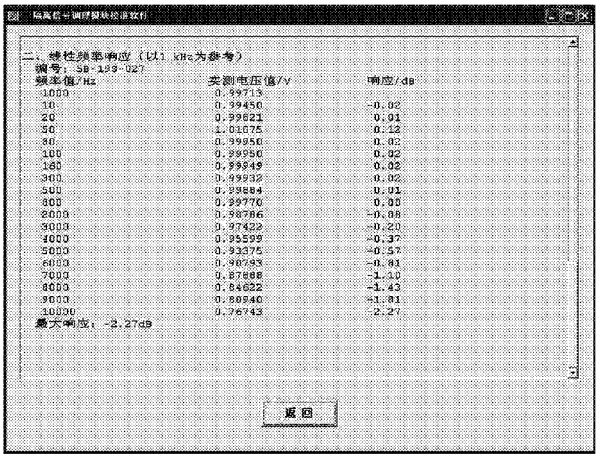


图 7 软件设计部分结果显示及数据存档格式示意图一

易编写单路自动校准模块的设计，只要将编写好的多路自动校准模块复制，并在此基础上稍作改动，删除程控转换开关仪器驱动模块，将标准数据采集表仪器驱动换成数字多用表仪器驱动，增加弹出式操作提示框等即可完成单路自动校准模块的设计。如图 8 所示为 5B40-02 电压信号调理模块的直流线性度误差校准模块结果显示及数据存档格式示意



图 8 软件设计部分结果显示及数据存档格式示意图二

图。图中显示的数据是根据数据采集系统校准规范[1]计算得出的。

5 结束语

系统软件采用弹出式菜单，操作简单方便，自动化程度高。系统已多年应用在我所隔离信号调理模块的自动校准中。该系统的开发，提高了工作效率，降低了人为出错几率，提高了测量准确度和可靠性，使计量校准工作更加科学规范。系统的开发对推动计量技术的进步，提升行业计量技术水平，具有积极的意义。

参考文献

[1] JJF1048-1995.数据采集系统校准规范 [S].北京：中国计量出版社，1995.

[2] JJF1157-2006.测量放大器校准规范 [S].北京：中国计量出版社，2006.

[3] JJG 623-2005.电阻应变仪检定规程 [S].北京：中国计量出版社，2005.

[4] Agilent Corporation.VEE Pro 9.0 Help [Z].USA：Agilent Corporation，2009.

[5] Fluke Corporation.5700A/5720A Series II Multi-Function Calibrator Operators Manual [Z]. USA：Fluke Corporation，2005.

[6] Fluke Corporation.5520A Multi-Product Calibrator Operators Manual [Z].USA：Fluke Corporation，2001.

[7] Agilent Corporation.34970A Data Acquistion /Switch Unit User's Guide [Z].USA：Agilent Corporation，2003.

[8] Keithley Corporation.Model 7001 Switch System Instruction Manual [Z].2001.USA：Keithley Corporation.

[9] TML Corporation.CBA-2310A Automatic Calibrator Operators Manual [Z].Japan：TML Corporation，2003.

2014 年 4 月
第 34 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr.,2014
Vol.34,No.2

文章编号:1000-7202(2014) 02-0075-03 中图分类号:TN219 文献标识码:A

基于人工神经网络的红外探测效果评估

王爱亮[1] 王爱丽[2] 郑玉航[1]
(1.第二炮兵工程大学,西安 710025;2.西安工程大学,西安 710048)

摘 要 红外探测设备是红外系统中的重要组成部分,对其性能评估具有实际意义。分析研究了影响红外探测效果的主要因素,选取环境温度、相对湿度、能见度、辐通量、目标高度和探测距离为评价指标。针对神经网络良好的非线性映射功能及高精度的特点,构建了 BP 网络评估模型,实验表明,该方法简单有效,评估精度较高,具有很强的实际应用价值。

关键词 红外探测器 神经网络 评估模型

Evaluation of Infrared Detector Equipment Index Based on BP Network

WANG Ai-liang[1] WANG Ai-li[2] ZHENG Yu-hang[1]
(1.The Second Artillery Engineering University, Xi'an 710025;2. Xi'an Polytechnic University, Xi'an 710048)

Abstract Infrared detector equipment is an important part of infrared system, and to evaluate its performance has a practical significance. The main impact factor is analyzed, and environment temperature, relative humidity, visibility, radiant flux, target height and detection range are selected for evaluation index. In view of the nonlinear mapping function of neural network is good and the characteristics of high precision,the BP network evaluation model is set up, the experiment expresses that the method is simple and effective, evaluation precision is high, and has more actual application value.

Key words Infrared detector Neural network Evaluation model

1 引 言

红外探测设备是红外系统中的重要组成部分,利用目标与背景之间的红外辐射差异所形成的热点或图像来获取目标和背景信息[1],其性能好坏直接影响着红外系统的整体效能,因此,有必要对其性能进行评估。大气温度、湿度、能见度及气溶胶对红外探测距离均有影响,所以,利用现场实验法对设备性能进行逐项检查评估难度较大。由于神经网络具有良好的非线性映射功能,以及良好的自组织、自学习能力[2],可以实现对被评估对象的准确评估。

2 红外探测影响因素

大气对红外波谱具有吸收和散射作用,经过长距离的大气传输后,目标与背景的辐射能量差(辐通密

收稿日期:2013-07-09, 修回日期:2013-09-18
作者简介:王爱亮(1981-),男,硕士,主要研究方向:武器系统健康管理。

度差$|L_t-L_b|$)将会变小[3],而且,气溶胶的消光系数越大,大气能见度越低,大气气溶胶对其衰减越严重[4]。另外,大气湿度[5],探测器的等效噪声通量密度 NEFD、信噪比 SNR 等均影响探测距离[6]。综上,选取红外探测的影响因素为环境温度、相对湿度、能见度、辐通量、目标高度,选取探测距离为评价指标。

3 神经网络评估模型

BP(Back Propagation)网络是神经网络中应用最广泛的一类,利用误差反馈原理,对权值和阈值进行调整,具有精度高、误差小、速度快[7]等优点,并且结构简单、工作状态稳定、易于硬件实现[8]。

具体算法描述如下:

(1)选择输入样本和输出样本。由上述分析,选择环境温度、相对湿度、能见度、辐通量、目标高度为输入向量,探测距离为输出向量;

(2)样本的归一化处理。对于神经网络而言,经过归一化处理后的数据对于神经网络更容易训练和学习,因为原始数据幅值大小不一,计量单位不一,有时相差比较悬殊,如果直接投入使用,测量值大的波动就垄断了神经网络的学习过程,使其不能反映小的测量值的变化[9]。将输入样本进行归一化处理,有利于对不同量纲、不同性质的输入信息进行同类比较。

(3)网络结构设计。单隐层的 BP 神经网络可以以任意精度逼近函数,而且在较简单的计算中,增加网络层数并不能提高计算精度,反而会增加计算量,导致网络训练时间不经济[10]。所以,通常情况下,选择三层 BP 神经网络。输入层节点数和输出层节点数由评价对象向量个数确定,隐层节点数通常用试凑法确定。

(4)利用训练样本对网络进行训练,并计算网络训练误差$\Delta=t_i-y_i$,若网络误差满足精度要求,则转至步骤(5),若不满足,则调整权系数 w 或网络隐层节点数。

(5)利用训练好的网络对测试样本进行测试,对评估对象进行评估。

4 实例分析

某型红外探测设备在外场试验环境中进行试验,取得测试数据。需要确定其在温度为 25℃,相对湿度为 90%,能见度为 15km 的条件下,对辐通量不小于 40W. sr^{-1},高度不小于 300m 的探测目标的探测距离是否满足指标值 $L\geq10$km。将测试数据作为网络训练样本,探测设备指标值作为测试样本,具体数据如表 1 所示。

表 1 试验数据

样本		温度 ℃	相对湿度 ×%	能见度 km	辐通量 W. sr^{-1}	高度 m	探测距离 km
训练样本	1	15	50	25	45	1 000	23
	2	15	90	15	44	1 100	13
	3	20	70	15	45	1 000	15
	4	20	50	20	44	1 100	20
	5	25	70	15	45	1 000	13
测试样本		25	90	15	40	300	10

由表可确定输入节点数为 5,输出接点数为 1,隐层节点数由 Kolmogorov 定理确定为 11。对数据利用下式进行归一化处理

$$x_i'=\frac{x_i-x_{\min}}{x_{\max}-x_{\min}} \tag{1}$$

式中:x_i'——归一化值;$x_{\min}$——样本最小值;$x_{\max}$——样本最大值;x_i——当前实际值。

构建 BP 网络模型如图 1 所示。

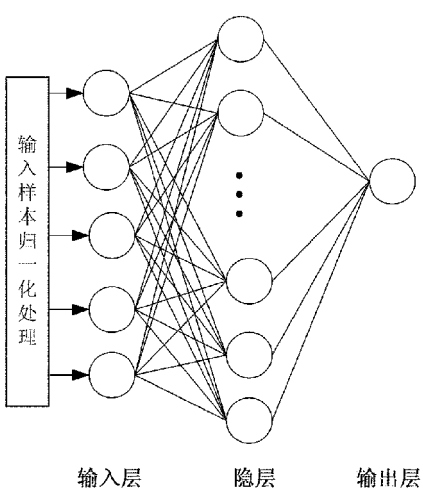


图 1 BP 网络模型

对网络进行训练,训练误差曲线如图 2 所示,均方根误差为 MSE=9.629 2e-005,可见,训练精度较

高。将测试样本输入训练好的 BP 网络,得输出 T= 0.043 3,进行反归一化计算,得探测距离 L = 10.562 9km。可见,该红外探测设备满足要求。

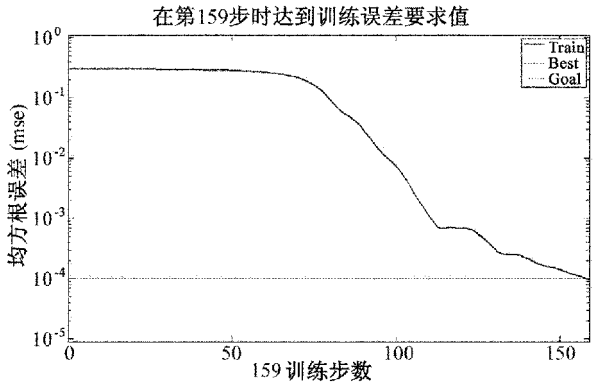


图 2　训练误差曲线

5　结束语

本文通过对影响红外探测影响因素分析,利用 BP 网络建立了评估模型,对红外探测设备性能进行了评估,实验表明,该方法简单有效,评估精度较高。但由于影响红外探测设备的性能的因素复杂,在后续的研究中,还需要对诸多因素进行综合考虑,以期取得更加可靠的评估效果。

参考文献

[1] 淦元柳,宋斌,王晓飞, 等.红外探测与应用分析[J].红外与激光工程, 2007, 36(S):62~66.

[2] 韩力群.人工神经网络理论、设计及应用[M]. 北京:化学工业出版社,2007.

[3] 孙蕊.红外探测在预警机上的作用分析[J].激光与红外, 2012, 42(3):292~295.

[4] 王玄玉.气溶胶对远红外激光辐射的衰减规律[J].中国粉体技术, 2010, 16(1):108~110.

[5] 陈兵,李澄俊.水雾的红外衰减性能实验与分析[J].光电工程.2008,35(3):48~52.

[6] 叶增军,王江安,阮玉等.红外警戒系统点目标检测距离理论分析[J].海军工程大学学报, 2000, (91):90~92.

[7] 刘迪,唐永红,王晶等.基于改进型 BP 神经网络的 PID 控制算法[J].兵工自动化,2010,29(3):28~30,32.

[8] 周政.BP 神经网络的发展现状综述[J].山西电子技术, 2008(2):90~92.

[9] 飞思科技产品研发中心.神经网络理论与 MATLAB7 实现[M].北京:电子工业出版社,2006.

[10] 苏彩虹,向娜,李理想.基于模糊 BP 神经网络的水质评价[J].佛山科学技术学院学报(自然科学版), 2011,29(5):15~19.

(上接第 29 页)

5　结束语

惯性器件的标定过程中,要求转台加减速过程快速而且平稳,尽量减少对被测元件的冲击。根据以上讨论的 S 曲线加减速算法,只要所设置的角速度、角加速度、角加加速度在电机的驱动能力范围之内,转台控制程序将自动判断加速度曲线采用梯形加速度曲线还是三角形加速度曲线,其所对应的速度曲线均为 S 形曲线。实践表明:采用 S 形曲线加减速方式,转台能够快速、平稳地达到所设置的角速度,速度在变化过程中十分平滑,是一种适合高速转台的柔性加减速算法,而且对于转台控制系统,还能够有效的控制其减速过程所产生反向电动势的大小,从而达到对驱动电源的有效保护。

参考文献

[1] 郭新贵,李从心.S 曲线加减速算法研究[J].机床与液压,2002(5):60~62.

[2] 张得礼,周来水.数控运动加工的平滑处理[J].航空学报,2006,27(1):125~130.

[3] 李晓辉,胡建华等.CNC 系统中几种升降速控制曲线的研究与比较[J].南京航空航天大学学报, 1999, 31(6):706~711.

[4] 曾双庆,秦嘉川.转台伺服系统低速性能分析[J].中国惯性技术学报,2001,9(2):64~69.

2014 年 4 月
第 34 卷 第 2 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Apr.,2014
Vol.34,No.2

文章编号:1000-7202(2014) 02-0078-05 中图分类号:TP751 文献标识码:A

一种基于能量-灰度分布的图像清晰度评价方法

李 淼
(海军驻葫芦岛 431 厂军事代表室,辽宁 125004)

摘 要 在分析了传统的清晰度评价函数后,提出了一种适用于评价光学滤波后成像质量好坏的图像清晰度评价算法。给出了该算法的原理和过程,该算法较之前的清晰度评价算法相比,更多的考虑了应用背景中光强对图像质量的影响。与其他几种清晰度评价函数的实验对比结果表明,该方法有效的克服了梯度平方函数的缺点,不仅适用于自动聚焦领域,对普通的图像清晰度评价也十分有效。

关键词 评价 图像 清晰度 能量-灰度分布 光强 自动聚焦

An Evaluation Algorithm for Image Sharpness Based on Energy-Grayscale Distribution

LI Miao
(Delegate Office of No. 431 Factory of Navy in Huludao, Liaoning 125004)

Abstract An image sharpness evaluation algorithm is proposed to evaluate the quality of image which has been optical filtered. The theory and process of this algorithm are analyzed, which attaches importance more on the influence of light intensity on the quality of image than other previous algorithms. Compared with other image sharpness evaluation algorithms, the experimental results show that this method overcomes the disadvantages of gradient square function, and would be effective in the evaluation not only in the automatic focusing field but the general images.

Key words Evaluation Image Sharpness Energy-Grayscale distribution Light intensity Auto-focusing

1 引 言

应用立体视觉技术对高温物体进行三维形貌测量时,物体本身辐射的光谱能量会对图像的采集造成致命的影响。实际应用时,常常通过调节光圈大小,改变曝光时间,或者增加滤光片的方式去除强光的影响。对于温度变化较快的物体,物体本身辐射的光谱能量会随着温度的变化而变化,这就需要实时改变系统的采集参数。在一些特殊的测试领域中,由于无法人为干扰,系统需要根据采集图像质量的好坏快速地进行最优参数自动选择。在没有标准参考图像的情况下能够正确评价图像质量的好坏是整个系统运行的前提。清晰度评价算法广泛应用于

收稿日期:2013-09-11, 修回日期:2013-10-11
作者简介:李淼(1976-),男,硕士,工程师,主要研究方向:电气控制自动化。

自动聚焦领域,通过采集几幅不同焦平面的图像,利用清晰度评价函数找出最清晰的一幅图像,即为最佳聚焦位置。现在,发展较成熟、效果较好的清晰度评价算法主要可以分为三类:空域评价算法、频域评价算法和统计评价算法[1]。第一种算法主要是利用各种算子提取图像的边缘信息,越是清晰的图像,边缘越大,也更尖锐[2~4];第二种算法首先利用某种方法将图像变换到频域,并认为包含高频信息越多的图像,视觉上越清晰;第三种算法是计算图像的熵,熵的值越大,图像越清晰。频域算法准确度较高但是运算量非常大,不适用实时的控制系统;统计学算法准确度较低,一般很少使用;空域评价算法运算快,准确度相对较高,综合评价效果较好的函数是梯度向量平方函数[5],但是该方法对于能量变化较大的图像,误差较大。本文就是针对梯度向量平方函数的不足,提出了一种基于能量灰度分布的图像清晰度评价方法。该方法不仅保留了梯度向量平方函数的优点,还可扩展应用到不同照明条件下的图像清晰度评价领域。

2　几种常用的图像清晰度评价函数

时域里,我们用$f(i)$代表清晰度评价值,频域里用$f(u)$代表清晰度评价值,熵函数中直接用F代表计算值。

2.1　灰度梯度函数

应用灰度梯度函数的前提是清晰的图像包含更尖锐的边缘信息,梯度函数的作用就是提取图像的边缘信息,梯度值越大图像的边缘越尖锐,视觉上认为越清晰。常用的有 Brenner 函数、梯度平方函数、Variance 函数[6]。

Brenner 函数形式最为简单,仅需计算相差几个单位的两个像素之间的灰度差后平方相加即可

$$f(I)=\sum_x\sum_y[I(x+z,y)-I(x,y)]^2 \tag{1}$$

梯度平方函数首先计算一点的梯度值,即上下、左右两个像素的灰度差平方和最后再将所有像素点的梯度值相加

$$f(I)=\sum_x\sum_y\{[I(x+1,y)-I(x,y)]^2+[I(x,y+1)-I(x,y)]^2\} \tag{2}$$

Variance 函数需要计算的是每个像素与图像灰度平均值的差的平方

$$f(I)=\sum_x\sum_y[I(x,y)-u]^2 \tag{3}$$

2.2　频谱函数

清晰的图像包含更多的细节信息,这正是频谱函数的应用前提。图像经过傅里叶变换后,高频分量对应图像的细节信息,也就是含有高频分量越多,对应的图像越清晰。常用的频谱函数有高频分量函数、阈值积分函数等。近年来,随着小波函数的发展,基于自相关函数的小波评价也常用在清晰度评价领域中[7]。

2.3　熵函数

模糊图像的灰度多样性少于清晰图像的灰度多样性,这一特征表现为二者的信息熵是不同的。因此,可以利用图像的熵函数的大小来评价图像的清晰度[8]

$$F=-\sum_k P_k\log_2 P_k \tag{4}$$

3　基于能量-灰度分布的评价方法

几种评价函数中,梯度平方函数在运算时间最小、灵敏度适中、准确性较好,是实时控制系统比较理想的选择。但是梯度平方函数对于能量变化较为剧烈的物体,准确性急剧下降。观察图 1 中的 11 幅图,从第 1 幅到第 12 幅图光强由强变弱。前 4 幅图中,电炉丝可以看清,但是电炉本体的沙石结构完全看不清;中间 4 幅图视觉效果较好;最后 3 幅图光线过暗,部分电炉丝结构变模糊。

图 1 中的 11 幅图用传统梯度平方函数的计算结果如图 2 所示,完全不符合我们实际的视觉特性。可见,对于光强变化较为剧烈的情况,传统的梯度平方函数效果较差。

针对上述不足,本文提出了一种基于能量-灰度分布的评价算法,其过程如图 3 所示。

第一步,将图像进行能量归一化,削弱能量对边缘提取的影响。将每个像素点除以该幅图像的能量总和得到一个新的像素灰度矩阵,假设有 n 幅图像用矩阵 $\boldsymbol{F}_i$ 表示

$$\boldsymbol{F}_i=\begin{bmatrix} f_i(0,0) & f_i(0,1) & \cdots & f_i(0,y-1)\\ f_i(1,0) & f_i(1,1) & \cdots & f_i(1,y-1)\\ \vdots & \vdots & & \vdots\\ f_i(x-1,0) & f_i(x-1,1) & \cdots & f_i(x-1,y-1)\end{bmatrix} \tag{5}$$

能量和为

$$E_i=\sum_x\sum_y f_i(x,y \tag{6}$$

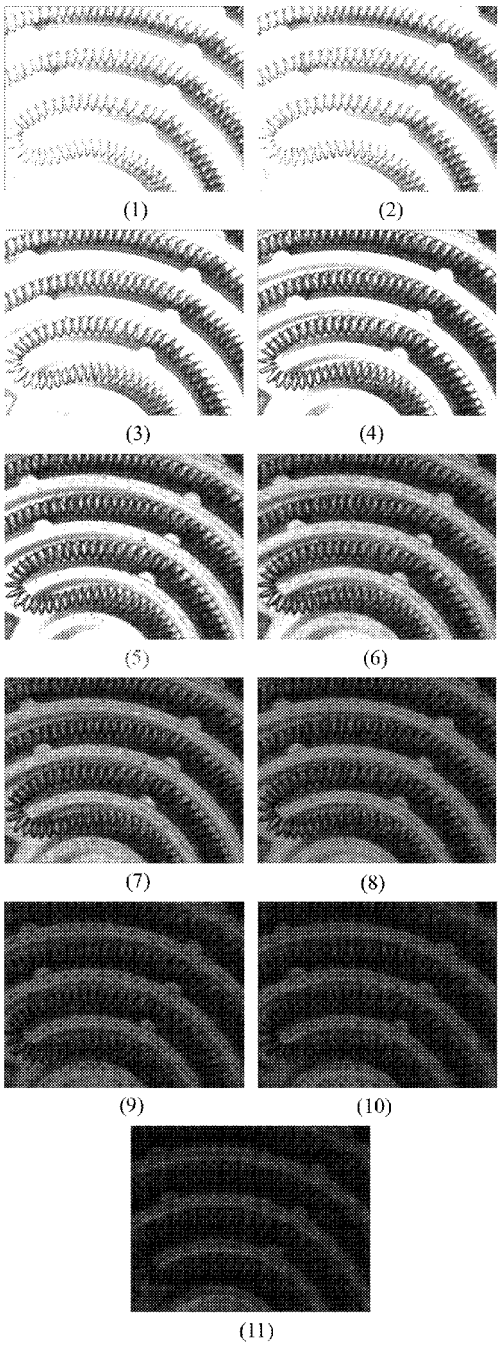


图 1　几幅光强不同的电炉图像

归一化矩阵可以表示成

$$\boldsymbol{P}_i=\frac{1}{E_i}F_i=\frac{1}{E_i}\begin{bmatrix} f_i(0,0) & f_i(0,1) & \cdots & f_i(0,y-1) \\ f_i(1,0) & f_i(1,1) & \cdots & f_i(1,y-1) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ f_i(x-1,0) & f_i(x-1,1) & \cdots & f_i(x-1,y-1) \end{bmatrix} \tag{7}$$

第二步,考虑图像亮度对视觉评判的影响,将每幅图像的亮度与标准图像相比(对于1 024×1 280大小的图像假定能量和 E 为 1.31×10^8 为标准图像)得到一个能量系数。

$$\alpha_i=\frac{E_i}{E}(i=1,2,\cdots,n) \tag{8}$$

第三步,将归一化的矩阵做梯度平方运算,结果乘以相应的能量系数(这里要将 α_i 值做分段处理),得到清晰度指标

$$S_i=\alpha_i\sum_x\sum_y\{[p_i(x+1,y)-p_i(x,y)]^2+[p_i(x,y+1)-p_i(x,y)]^2\} \tag{9}$$

第四步,计算原图像的灰度偏差 D_i,u_i——灰度平均值。

$$D_i=Sqr\{\sum_x\sum_y[f_i(x,y)-u_i]^2/xy\} \tag{10}$$

第五步,将第三步与第四步的计算结果按不同的权重相加作为最后的清晰度评价结果。

$$C_i=\tau\ S_i+\varphi D_i \tag{11}$$

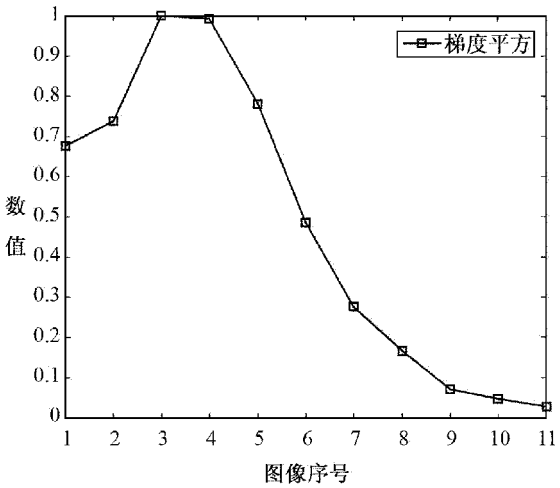


图 2　单纯梯度平方函数的评价结果

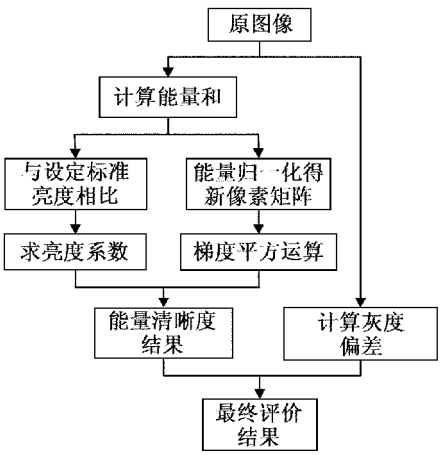


图 3　能量-灰度分布的清晰度评价算法流程

4　实验结果及分析

一个有效的清晰度评价函数的指标有主要有单峰性、无偏性、灵敏度、运算时间等[9]。在评判不同光学滤波后的图像质量时,评价结果是否符合我们的视觉特性是我们最关注的问题。

4.1　不同情况下的评价结果

为了验证本算法的有效性,我们分别用本文的能量灰度法、梯度向量平方方法、小波变换法、熵函数和 Brenner 函数 5 种算法对图 1 中 6 幅光强不同的图像做了清晰度评价,结果如图 4 所示。可以看出,Brenner 函数、小波函数、和梯度向量平方函数的评价结果与实际的视觉特性相差较大,熵函数的评价结果与实际视觉效果有所接近但不相符,而本文提出的能量-灰度算法对于这种光强变化较为剧烈的图像效果很好。

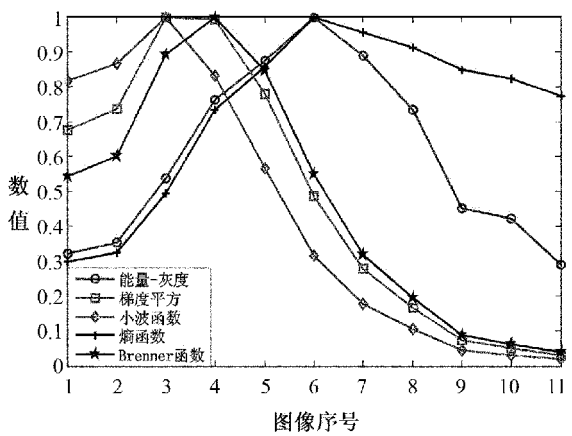


图 4　几种不同算法的评价结果

同样,本文还对光强变化平缓,聚焦程度不同的几幅图像做了评价,图 5 是 9 幅待测试的图像,图 6 是几种评价方法的测试结果。

从图 5 中可以看出,清晰度最好的是第五幅图像,然后依次是第 4 幅、第 6 幅、第 3 幅、第 7 幅。从图 6 的评价结果来看,本文所提出的能量-灰度算法的效果在五种算法中效果最为理想,梯度平方函数、小波函数和 Brenner 函数评价值基本相同,均在第 1 幅图和第 2 幅之间有微小误差(可能由于采集这两幅图像时外界自然光照明发生微小变化所致)。熵函数在几种评价算法中误差最大,是唯一没有正确找到峰值点的算法。

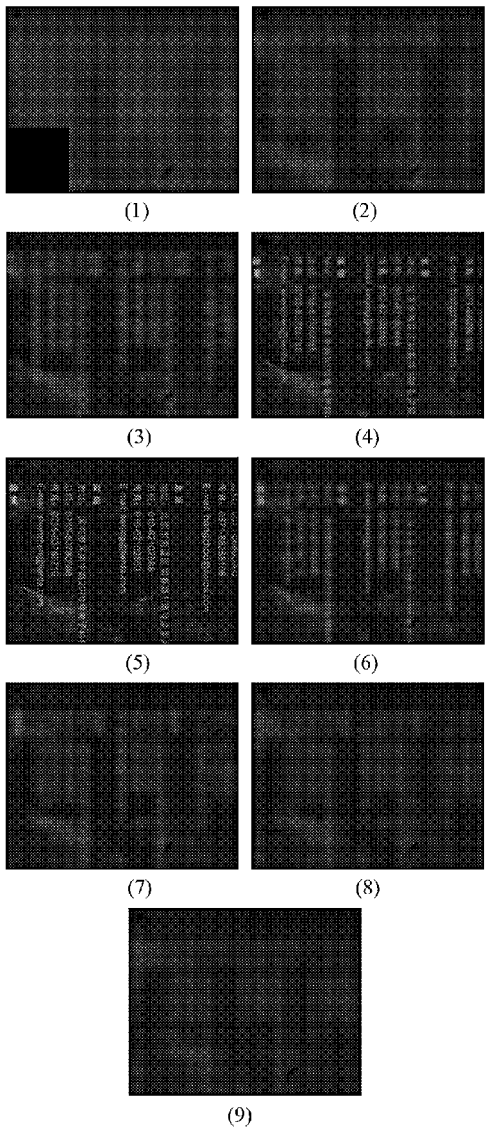


图 5　不同聚焦位置的 9 幅图像

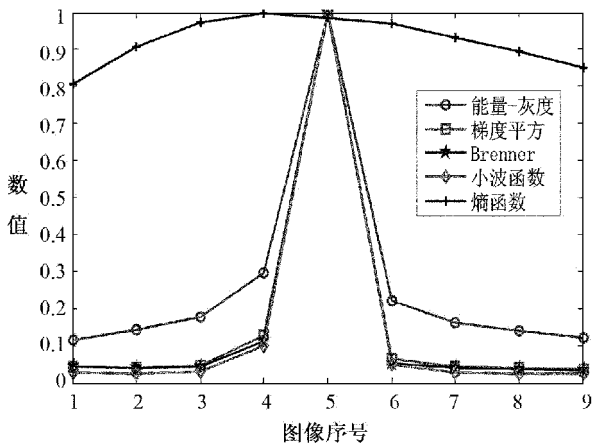


图 6　几种算法对图 5 中 9 幅图的评价结果

4.2 不同参数选择对评价性能的影响

能量-灰度算法中两个参数的设定对评价结果的影响如图 7 所示。一般情况下,第二步中标准亮度设定的越大,对光线亮的图像评价值越高;第五步中当τ的值固定为 1 时,φ 的值设定在 0.3~0.6 之间比较理想。

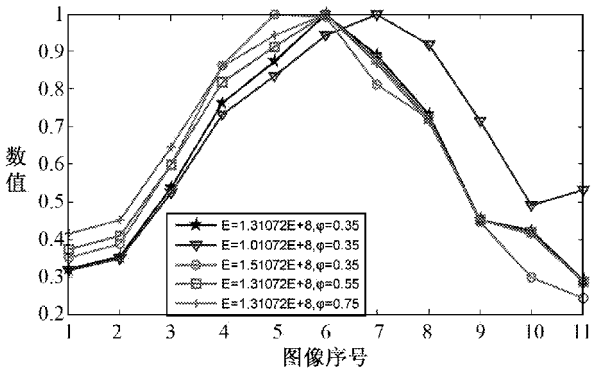


图 7 不同参数对评价性能的影响

5 结束语

本文从图像的能量-灰度分布出发,提出了一种新的图像清晰度评价方法。该方法与传统的清晰度评价函数相比在能量变化较为剧烈的场合更加准确可靠,并在实验中得到了验证。该方法的缺点是响应时间与传统的灰度梯度函数相比有所增加,需要继续改善。

参考文献

[1] 李奇,冯华君等. 数字图像清晰度评价函数研究[J]. 光子学报,2002, 31(6): 736~738.

[2] 陈浩. 图像质量评价及复原系统研究. 上海交通大学硕士学位论文,2010: 9~19.

[3] WANG ZH, BOVIK A C, SHEIKH H R, et al. Image quality assessment: from error visibility to structural similarity [J]. IEEE Transaction on Image Processing. 2004, 13(4): 600~612.

[4] Manish Marwaria, Weisi Lin. Objective Image Quality Assessment Based on Support Vector Regression [J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2010, 21(3): 515~519.

[5] 祝世平, 房建成等. 一种新的能量谱-熵图像聚焦评价函数[J] 北京航空航天大学学报,1999, 25(6): 720~723.

[6] Rafael C. Gonzalez, Richard E. Woods. 数字图像处理[M]. 北京:电子工业出版社, 2011.

[7] S. Battiato, A. Bosco. Automatic Image Enhancement by Content Dependent Exposure Correction [J]. EURASIP Journal on Applied Signal Processing. 2004, 12: 1 849~1 860.

[8] SHEIKH H R. Image quality assessment using natural scene statistics [D]. Austin: the University of Texas, 2004.

[9] NO-reference quality metric for measuring image blur [D]. IEEE International Conference on Image Processing, 2003: 467~472.

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

文章编号:1000-7202(2014) 02-0083-04 中图分类号:TB973 文献标识码:A

测量船静电防护改造相关问题的研究

杨 洋 陈 薇 逯 颖 刘佳佳
(中国卫星海上测控部,江阴 214431)

摘 要 通过对静电产生途径的分析,针对测量船存在的静电隐患,根据抑制静电积累、构建静电释放通道、规范人员操作行为的静电防护原则,对测量船静电防护改造方法进行研究,提出了在人员、设备、接地系统以及环境等方面有效的防静电措施。

关键词 测量船 静电防护 静电敏感度

Research on Related to Tracking Ship Electro-Static Discharge

YANG Yang CHEN Wei LU Ying LIU Jia-jia
(China Satellite Maritime Telemetry and Telecontrol Department, Jiangyin 214431)

Abstract The electrostatic generation way is analyzed, aiming at the electrostatic hazards existed in the tracking ship. The modification of the tracking ship electrostatic protection is researched according to electrostatic protection principle of suppress the accumulation of static electricity, building electrostatic discharge channels, and standardizing operation behavior. The effective electrostatic prevention measures are proposed in the aspects such as personnel, equipment, earthing system and environment.

Key words Surveying ship Electro-Static Discharge(ESD) Electrostatic sensitivity

1 引 言

静电放电是一个高电位、强电场、瞬时大电流的过程,会产生强烈的电磁辐射而形成电磁脉冲(EMP)。当发生静电放电现象时,设备或电子元器件都可能遭受电磁能量的侵害,造成电子设备寿命减短、失灵,电子元器件特别是精密元器件损伤或破坏等严重后果,从而影响实验结果或数据的准确性。此外,由静电引发的船舶火灾事件也时有发生。远望号测量船作为担负科学试验任务的大型远洋船舶,搭载了大量的特装设备、高精密仪器仪表及各类电子元器件,静电敏感度高,对静电环境有着严格的要求。为保障船舶安全,并使各类特装设备、仪器仪表及元器件能够正常工作、保证处于良好的工作状态,必须加强测量船的静电防护工作。

2 静电产生的途径

静电产生的来源很多,其产生途径主要可归纳为由摩擦带电和感应带电两种现象造成。

2.1 摩擦带电

当两种不同介电常数的材料相互摩擦时,由于摩擦运动,其中的一种材料把电荷传给了另一种材料,由此在这两种材料中产生了静电。摩擦产生的

收稿日期:2013-08-19, 修回日期:2013-09-11
作者简介:杨洋(1983-),男,工程师,硕士研究生,主要研究方向:无线电计量。

电荷大小与空气相对湿度、摩擦材料的介电常数,两种材料的相对运动速度及两者的压力等有关[1]。

2.2 感应带电

感应带电就是带电荷物体的电场在其相邻的物体上造成电荷分离,靠近带电物体会出现与该电荷极性相反的感应电荷。只要物体带有电荷,就会在其周围产生静电场,就会使周围的物体感应带电。导体带电电压超过它们之间的空气或其他绝缘介质的击穿电压时,就会产生静电放电,激发出电弧火花,并伴随噼啪的爆裂声,直到两个导体接触短路或者电流低到不能维持电弧火花为止[1]。

3 测量船存在的静电隐患

通过对测量船静电防护现状的调研发现,测量船在人员静电防护意识、机房环境布置、温湿度控制、静电防护区划分、电子元器件运输存储、静电防护装备的使用方面都略显不足。静电放电现象时有发生,对仪器设备的正常工作、电子元器件的安全存储、船舶安全存在着一定的隐患。

3.1 测量船存在的静电源

测量船大部分工作区域没有铺设防静电地板,地板均为木质漆面材料,在地板上加铺了一层晴纶地毯或聚乙烯塑料地板革。根据人体静电电位测试结果,在一定湿度环境下,人体在聚乙烯类塑料地面行走,人体静电电压最高可达12 000V;走过晴纶地毯所测得的静电电压最高可达35 000V。测量船机房办公桌大多为木质材料,有的附有聚乙烯塑料贴面;工作椅虽为金属支架,但底部垫有塑料缓冲垫与地面物理隔离,椅面为晴纶布料或人造革材质;办公文件和技术说明书的封面也多为聚乙烯材质;这些材料都是典型的静电产生源[1],极易产生静电危害,必须采取措施做好防护工作。

测量船的温湿度环境是由中央空调和除湿机进行控制,由于采取开环控制系统,中央空调和除湿机的持续工作经常会造成机房或其他工作区域的相对湿度低于 30%,极易产生静电危害。根据《GJB3007-97 防静电工作区技术要求》规定:静电防护区内应装设有温度、湿度调节装置,以维持其室温在(15~35)℃、相对湿度在 45%~75%范围内。

3.2 静电放电对试验工作开展可能产生的危害

测量船装备有大量的特装设备,其工作性能的好坏直接关系着测量船能否正常开展试验工作。在特装设备内部含有大量的模拟电路、集成芯片、数据采集卡及高速运算处理单元等静电高敏感度器件,根据《GJB1649-93 电子产品防静电放电控制大纲》中的规定,这些设备的静电敏感度可划分为 1 级。如果这些设备裸露在毫无静电防护的环境下,一旦静电产生危害,将对试验工作的正常开展产生致命性的影响。

在特装机房内部还配备有大量的高性能电子仪器仪表,如矢量信号分析仪、频谱分析仪、矢量网络分析仪、矢量电压表等,主要用于完成特装设备的指标测试、试验数据分析、设备故障检修等工作,有着十分重要的作用。这些仪器均为高灵敏度电子设备,含有大量的静电敏感元器件,静电敏感度高、也可划分为 1 级,如果不对其进行必要的静电防护措施,静电放电势必会造成仪器的工作性能下降甚至损坏,从而影响试验工作的开展。

测量船经常长时间在海上单独执行科研试验任务,为防止特装设备出现故障问题或元器件耗材短缺影响试验工作的开展,船上存放有大量的特装设备备品件及各类电子元器件耗材。船舶航行造成的振动和摇晃会使备品件因为摩擦产生静电,静电放电产生的静电场和静电流会使得传统分立元器件功能失效,或造成让人难以发现的“软击穿”留下功能隐患。强大的静电流一旦释放在电路板上即会通过元器件间的连接导线破坏单个甚至大片的电子元器件,使电路板损坏或者无法正常工作。测量船工作人员定期要对备品件进行指标测试工作,在操作过程中如果不注意静电防护的相关要求,也可能对备品件产生静电危害。

3.3 静电放电对船舶安全可能产生的危害

静电对船舶安全产生的危害重点是可能造成燃烧爆炸等灾害性事故。研究表明在电介质带电的情况下,其电能势差可达到很高的程度[2]。测量船在进行油料加注作业过程中,油料经过具有绝缘部分的导管时,导管的绝缘部分与地面之间所产生的电势差会对油料可产生(1 100~5 000)V 的静电电压,可能引起火灾甚至爆炸的危险。此外,船舶上的 CO_2抑爆系统在 CO_2施放时,也容易产生静电积累和放电,存在静电火花引爆的危险。

4 测量船静电防护方案的设计与实施

为预防和减少静电放电对测量船试验工作及船

舶安全造成的影响,根据抑制静电积累、构建静电释放通道、规范人员操作行为,防止静电放电危害的静电防护原则,以《GJB3007-97 防静电工作区技术要求》为指导依据,对测量船进行静电防护方案的设计与实施。

4.1　健全静电防护管理制度

静电防护的首要点就是要让所有可能进入静电敏感区或可能接触静电敏感器件的人员都充分认识到静电的存在及其危害,并且接受防静电知识培训,规范人员操作行为以减少静电放电产生的危害。

制定测量船静电防护守则,规定所有实验室、机房岗位人员和相关人员上岗前必须接受静电防护理论和防护规范知识的学习,每年接受不少于 2h 的静电防护知识再培训。岗位责任人员应具备较为专业的静电防护知识、熟练使用静电防护装备,并能够监督和指导其余工作人员进行基本的静电防护操作。库房管理人员和故障检修人员在仪器、电子元器件的存储、转运和维修过程中应严格按照规定穿着、佩戴静电防护装具,进行防静电标准化作业。实验室、机房的所有静电荷释放通道必须定期进行检查、维护,并做好情况记录。

4.2　搭建静电防护区

在测量船特装机房、实验室划分出一定的区域搭建静电防护区,根据防护区标准的构建要求,配备了防静电工作台/地垫、防静电手腕、离子风机和非接触式静电测试仪等静电防护、测试装备。

防静电手腕可将操作员身上的静电导入到地线中,是防止静电放电的第一有效办法[3]。使用时,将腕带系在手腕上、并保持与皮肤的充分接触,另一端与地线接口或仪器外壳连接,即可防止电荷在操作员身体上的积累,发生静电放电危害。由于腕带上有附带有 1MΩ 的阻抗,当操作员发生意外触电事故时,只要操作员身体的其他部位没有接触地线,腕带阻抗能及时起到限流保护的作用,以防止触电事故危害操作员人身安全。为工作人员配发了大褂式防静电工作服,以避免工作人员由于穿着高绝缘性面料服装产生静电而带来的危害。

为实验操作台铺设了防静电工作台面及脚垫,并通过高阻连接器(1MΩ 阻抗)有效接地。防静电工作台面及脚垫能及时吸收、释放周围环境产生的静电,保证在工作台上摆放的仪器、电子设备免受静电袭扰。

部分静电防护区还配备了离子风机,通过离子中和平衡,防止静电发电的发生。配备的非接触式静电测试仪,可为岗位人员以非接触的测试方式排查、定位可疑静电源,评估离子发生器效能提供必要的帮助。配备静电防护箱,用于存放备板备件等易受 ESD 损坏设备。

4.3　防静电接地

为保护对象建立专用的静电释放通道,避免静电积聚、使带电物体的静电荷得以顺利释放。接地是释放静电最为方便有效的方式,针对保护对象不同的特性,接地方法分为直接接地和高阻接地两种。

4.3.1　直接接地方式

直接接地方式能够快速释放金属性导体表面的静电荷,防止静电放电现象的发生。在静电防护改造中应将设备机柜、仪器外壳等金属性结构体与船体接地铜排连接,并保证接地良好,接地电阻小于 4Ω。放电通道尽可能远离带电的电子系统,防止瞬时电流冲击对系统造成损害。

4.3.2　高阻接地方式

高阻接地方式在提供静电泄漏途径的同时,能够控制电流的释放速度,防止泄放电流过大引起放电打火。改造中,在非金属性质的机房关键部位及其他易产生电荷积累的部位都建立了静电高阻释放通道,防静电工作台/地垫均通过 1MΩ、20W 电阻与直接接地点连接(见图 1),存放静电敏感器件的台架和周转箱及运送器件的仪器车车轮,均使用阻值近似 1MΩ 电阻的导电塑料或导电橡胶制作。

4.4　液体加注静电防护

对测量船液体加注工程进行静电防护。研究表明液体电阻越高或者是电导率越小,产生的静电就越强烈。当液体电导率小于 10^{-7}s/m 时,可以观测到很强烈的静电现象[2]。在液体加注过程中,应用金属将所有的金属泵、导管和其他设备相互连接并且连接到船舶外壳上,当平行导管之间的距离小于 100mm 时,每隔 20m 应相互连接。当管路与其他管路交叉间距小于 100mm 时,应相连接地。为测量船配备船岸软管对接静电安全保护装置[2](见图 2),当测量船使用具有绝缘介质的输油管道进行油料加注作业时,应将输油管道通过静电安全保护装置与船体表面连接,以释放管道上积累的静电荷,防止静电放电火花对船舶安全产生危害。

4.5　备品件的安全存储与取用

存放于仓库中的电子元器件和设备备品件使用防静电屏蔽材料包装,并用防静电海绵保护,以防止静电放电以及船舶航行晃动对其产生的危害。转运

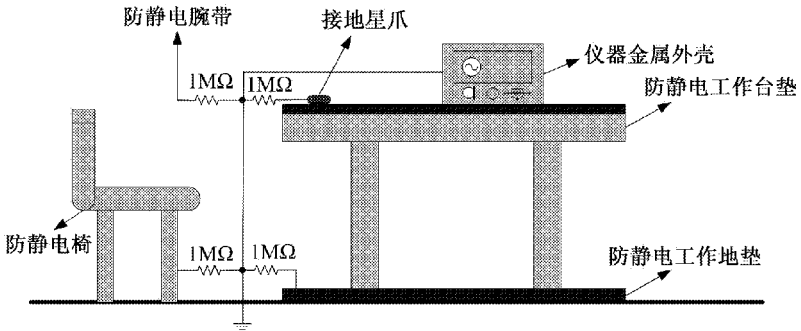
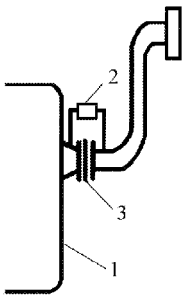


图1 高阻接地示意图



1-精滤器;2-跨接电阻;3-电绝缘垫圈。

图2 船岸软管对接静电安全保护装置

过程使用防静电储运车或周转箱(其表面电阻应在 $10^6\Omega$ 左右)进行,以屏蔽电荷侵入产品和减少产品在包装箱中移动而产生静电荷。工作人员在取放敏感器件时,使用防静电指套,预防人体对器件可能产生的静电危害[4]。

5 静电防护方案实施效果评估

为评估静电防护方案的实施效果,对接受改造的机房部分防静电参数进行了测试,包括防静电接地系统接地电阻的测试,聚乙烯套的值班日志分别在机房不同面料物体表面摩擦所产生的静电电压测试等。

采用数字微欧计 ZY9987 对防静电台垫的接地连接插孔到船体或机柜金属体的接地电阻值进行测试,测试结果如表 1 所示。

表 1 接地电阻测试 Ω

序号	标准值	实测值	结论
1	<4	<0.8	合格
2	<4	<0.8	合格
3	<4	<0.8	合格
4	<4	<0.8	合格
5	<4	<0.8	合格

采用 FMX-003 型非接触式静电测试仪对聚乙烯套的值班日志本分别在防静电台垫、普通工作台、人造革面料木质座椅等表面进行摩擦后产生的静电电压进行测试,测试结果如表 2 所示。

通过对防静电参数的测量发现,实施静电防护方案的机房接地电阻均小于标准值,能满足防静电标准要求。在铺设防静电台垫和防静电地板的表面摩擦所产生的静电电压比在其他非防静电材料表面

表 2 静电电压测试

序号	测试条件	实测值
1	在铺设防静电台垫表面上摩擦	30V~150V
2	在普通木质胶合板工作台表面上摩擦	0.09kV~2.7kV
3	在人造革面木质座椅表面上摩擦	1.0kV~5.9kV
4	在金属漆面工作台表面上摩擦	0.2kV~2.5kV
5	穿普通拖鞋在人造地板革上活动	1.0kV~1.8kV
6	穿普通拖鞋在防静电地板上活动	0.3kV~0.7kV
相对湿度:55%		温度:23℃

上摩擦所产生的静电电压小一个量级,防护改造能够有效防止 ESD 现象发生,对防护区域范围内的电子设备能够起到必要的保护作用。

6 结束语

测量船通过静电防护工程改造,增强了静电防护能力,为顺利开展试验工作提供了安全的平台。相信在今后的工作中,只要全体工作人员充分提高静电防护意识,严格遵守静电防护的相关规定,正确合理使用静电防护装备,一定能够将静电带来的危害减小到最低限度,安全顺利地开展试验工作。

参考文献

[1] 刘尚合,武占成.静电放电及危害防护[M].北京:邮电大学出版社,2004.

[2] 王晓强,邱金水.船舶静电防护[J].航海工程,2007,36(1):38~40.

[3] 电路飞翔,静电的放电保护[J].电子制作,专题综述,2008(9):6~7.

[4] 田智会.电装车间的静电危害及静电防护[J].电子工艺技术,2007,28(2):97~99.