编 辑 委 员 会

高级顾问

张履谦　黄培康

主　任

冯克明

副主任

杨于杰　杨春涛

编　委

(以姓氏笔划排序)

王　晨　王元钦　叶　东
孙凤明　孙海燕　邢　勇
江　峰　陈大为　陈坤峰
杨照金　苏东林　肖志河
李宗扬　沙定国　张林昌
何　昭　赵　伟　徐建良
谢　东　董胜波　彭雪明
潘立虎

主　编

孙海燕

编　辑

杜晓爽

宇航计测技术

2012 年 6 月　　第 32 卷第 3 期　　Vol. 32　No. 3　Jun. ,2012

目　　次

一种适合现场保障的新型雷达噪声系数测试仪 …… 齐英伟　李继忠(1)
大功率脉冲条件下 DUT 匹配特性测量 …… 孙新莉　陈　钢 等(5)
机载无线电导航仿真系统设计与实现 …… 司聿宣　李伟明 等(8)
高稳晶振在空间辐照条件下的频率特性变化 …… 阎栋梁　韩　红 等(13)
长波授时附加二次相位因子 ASF 误差分析 …… 李瑞敏　苏建峰 等(17)
数字锁相环的设计 …… 王鹏宇　吕善伟(21)
基于 LabWindows/CVI 的 IGS 实时数据自动下载软件开发
…… 朱　琳　张慧君 等(25)
基于约瑟夫森效应的交流电压标准研究 …… 朱　珠　康　焱 等(31)
小电流测量单元校准技术研究 …… 徐迎春　莫　玮 等(35)
大口径积分球辐射定标光源辐射性能研究 …… 叶　钊　任建伟 等(39)
真空下星敏感器地面校准设备观察窗形变及光路分析
…… 张俊秀　刘均松 等(45)
一种基于双通道微弱正弦信号幅值检测的新方法 …… 郑胜峰(52)
基于. NET 互联接口下虚拟面板仪器程序驱动开发…… 王洪晖　刘碧野 等(56)
基于虚拟仪器的真空度现场测试系统 …… 贾军伟　张书锋 等(61)
某起动机转速切断装置自动测控系统设计 …… 徐　民(65)
基于 VxWorks 的数据采集与重演软件的图形界面的设计与实现 … 杨　蔚(69)
自动测试管理系统研究 …… 李　涛　王　斌 等(75)
中国宇航学会计量与测试专业委员会 2012 年工作会 …… (封二)
《宇航计测技术》撰稿须知 …… (74)
“2012 年国防计量与测试学术交流会”征文通知 …… (封三)

JOURNAL OF ASTRONAUTIC METROLOGY AND MEASUREMENT

Vol. 32 No. 3 Jun. 2012 Total No. 189

CONTENTS

A New Style of Radar Noise Figure-measuring Instrument to Fit Scene Support … QI Ying-wei LI Ji-zhong (1)
DUT Matching Characteristic Measurement Under High Power Pulse Condition
…… SUN Xin-li CHEN Gang et al (5)
Design and Realization of Airborne Radio Navigation Simulation System … SI Yu-xuan LI Wei-ming et al (8)
The Frequency Characteristic of High Stability Crystal Under Space Radiation Environment
…… YAN Dong-liang HAN Hong et al (13)
Analysis the Error of the ASF in Long-wave Time Service …… LI Rui-min SU Jian-feng et al (17)
The Design of Digital Phase-Locked Loop …… WANG Peng-yu LV Shan-wei (21)
Develop of IGS Real-time Data to be Automatic Download Software Based on LabWindows/CVI
…… ZHU Lin ZHANG Hui-jun et al (25)
Research on AC Voltage Standard Based on Josephson Effect …… ZHU Zhu KANG Yan et al (31)
Research on Calibration of Low Current Measurement Unit …… XU Ying-chun MO Wei et al (35)
The Radiation Testing Research of Radiometric Calibration Source of the Large Aperture Integrating Sphere
…… YE Zhao REN Jian-wei et al (39)
Analysis of the Distortion and Light Path of Viewport Windows Used for Ground Regulator of Star Senor in Vacuum Environment …… ZHANG Jun-xiu LIU Jun-song et al (45)
A New Amplitude Measurement Method for Signual Signal Based on Double Channel … ZHENG Sheng-feng (52)
Development of Virtual Panel Instrument Driver based on the . NET Interface
…… WANG Hong-hui LIU Bi-ye et al (56)
Vacuum Tested System of Locale based on Virtual Instrument Technology
…… JIA Jun-wei ZHANG Shu-feng et al (61)
Automatic Measurement Control System Design for A Starter Rotational Speed Shutoff Device …… XU Min (65)
The Development of the GUI of a Data Acquisition and Reacting Software Based on VxWorks
…… YANG Wei (69)
Research on Auto Test Management System …… LI Tao WANG Bin et al (75)

中国宇航学会计量与测试专业委员会2012年工作会在温州召开

2012年4月24日中国宇航学会计量与测试专业委员会工作会在温州召开,专委会26名委员及代表参加了会议。

会议通报了中国宇航学会“关于中国宇航学会计量与测试专业委员会主任委员人选的批复”(宇字函[2012]5号文)。由冯克明研究员担任中国宇航学会计量与测试专业委员会主任委员职务。

冯克明主任主持了会议。他首先向各位委员及委员单位长久以来给予专委会工作的大力支持表示感谢,希望通过此次工作会总结上一年工作的成绩与不足,并希望各位委员为今后更好的开展学会工作积极建言献策。

受冯克明主任委托,专委会委员杨春涛在会上作了“中国宇航学会计量与测试专业委员会2011年度工作报告”,报告充分肯定了专委会在组织建设、学术交流、信息传播等方面所做的大量工作,并对2012年的专委会的工作提出了要求。会议向与会委员、代表传达了2011年中国宇航学会下发的文件。与会委员和代表们围绕“2012年度工作报告”,重点就筹划组织2012年国防军工计量测试学术交流会有关工作进行了热烈讨论。

委员们希望通过中国宇航学会计量与测试专委会这个优秀平台,为积极促进才培养,为着力增进沟通,举办更多高水平、高质量的学术交流活动;同时鼓励更多计量测试领域的技术和管理人员加入专委会,不断扩大专委会的影响力和凝聚力。



“2012 年国防计量与测试学术交流会”
征 文 通 知

为加强计量与测试领域的合作,促进计量与测试领域的交流,充分展示计量与测试领域的科研成果,由国家国防科工局科技与质量司指导,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》编辑部联合举办的“2012 年国防计量与测试学术交流会”将于 2012 年 10 月在江西召开。现将有关事项通知如下:

一、征文内容

1、国内外计量测试技术发展综述;
2、计量测试技术预先研究;
3、计量标准研制;
4、量值传递及溯源方法研究;
5、型号计量保障技术研究;
6、信息化技术在计量测试中的应用;
7、测量不确定度分析与评估理论研究及应用;
8、计量综合管理。

二、征文要求

本次学术交流会将出版“2012 年国防计量与测试学术交流会”论文集(附光盘),并挑选优秀文章在《宇航计测技术》期刊上发表,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、论文格式要求见附件;

4、论文要求未公开发表,并请作者注明详细地址及联系方式,论文所属专题,第一作者要写明性别,出生年,职称,学历和本人所从事的研究领域;

5、请将论文电子版发送至会务组邮箱,并提供纸制文档一份,A4 纸打印;

6、论文须经非密化处理,文责自负。请将保密审查意见表随原文一并寄送至组委会;

7、投稿截止日期:2012 年 8 月 30 日。

三、论文提交

邮寄地址:北京市 142 信箱 408 分箱　　邮　编:100854
联 系 人:杜晓爽 邓墨涵　　电　话:010-68386651
E-mail:NDMM2012@casic203.com　　传　真:010-68385470

四、有关会议信息请浏览

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

七、会议承办单位

国防科技工业第二计量测试研究中心

2012 年 6 月
第 32 卷 第 3 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Jun. ,2012
Vol. 32, No. 3

文章编号:1000-7202(2012) 03-0001-04 中图分类号:TN957.54 文献标识码:A

一种适合现场保障的新型雷达噪声系数测试仪

齐英伟 李继忠
(北京遥感设备研究所,北京 100039)

摘 要 雷达接收机的噪声系数直接影响到雷达的作用距离,是衡量雷达接收机工作性能的重要指标,本文针对雷达现场保障设备的需求,采用大动态对数放大器 AD8310,设计了一款专用雷达噪声系数测试仪,能够适应雷达接收机增益大动态变化的特点及外场温度大幅度变化的环境,已经试用于某对空警戒雷达保障系统,并取得了较理想的效果。

关键词 雷达接收机 ⁺噪声系数测试仪

A New Style of Radar Noise Figure-measuring Instrument to Fit Scene Support

QI Ying-wei LI Ji-zhong
(Beijing Institute of Remote Sensing Equipment, Beijing 100039)

Abstract The noise figure of radar receiver can affect the radar range directly, and it is an important technical parameter to scale radar receiver's working capability. In view of the demands of the scene support equipment, a large dynamic logarithmic amplifier AD8310 is selected, and a delicated radar noise figure-measuring instrument is designed, Which can adapt to the large dynamic of radar receiver and the change of temperature in fields , and have been tried out on a radar support system of antiaircraft security successfully.

Key words Radar receiver ⁺Noise coefficient-measuring instrument

1 引 言

雷达接收机的噪声系数直接影响到雷达的作用距离,是衡量雷达接收机工作性能的重要指标,需要定期计量。为保障雷达处于良好的作战状态,希望能够有在现场检测的手段。目前噪声系数的测试主要采用通用仪器噪声系数测试仪,这种设备的价格十分昂贵、体积又很大,不能适应外场条件下为雷达装备提供技术保障,而且通用的噪声系数测试仪频带宽、功能全,作为雷达保障设备又过于浪费。

针对具体的雷达接收机研制专用的雷达噪声系数测试仪对于装备的保障是十分必要的。这种测试仪应该有以下特点:适应雷达接收机增益大动态变化的特点;适应雷达在外场温度大幅度变化的环境;能够操作简便、自动测试、体积小、重量轻、价格便宜。本文介绍的雷达噪声系数测试仪价格不到通用噪声系数测试仪的十分之一,对于不同的雷达只要稍作改变就可适用。

2 雷达噪声系数测试仪的实现

2.1 噪声系数测试原理

测试一个二端口网络的噪声系数时,在输入端分别接入噪声温度不同的噪声源,并测出其输出的功率[1]。设在检测带宽内被测二端口网络为线性,它的功率增益为 G_a,噪声温度为 T_e。噪声发生器处于热状态时,输出等效噪声温度为 T_h,冷态时为 T_c,其输出噪声功率分别为 P_c,P_h,平衡方程为

$$P_c = K(T_c + T_e)G_aB \tag{1}$$

$$P_h = K(T_h + T_e)G_aB \tag{2}$$

噪声源开关二种状态输出噪声功率之比为 Y 系数

$$Y = \frac{P_h}{P_c} = \frac{T_h + T_e}{T_c + T_e} \tag{3}$$

被测二端口网络的噪声温度 T_e为

$$T_e = \frac{T_h - YT_c}{Y - 1} \tag{4}$$

根据噪声系数的定义,噪声系数 F 为

$$F = \frac{T_e}{T_0} + 1 = \frac{T_h - YT_c}{(Y-1)T_0} + 1 \tag{5}$$

若 F 用 dB 表示,超噪比用 ENR 表示时

$$F_{\mathrm{dB}} = ENR - 10\lg(Y-1) + \Delta \tag{6}$$

其中

$$ENR = 10\lg\left(\frac{T_h}{T_0} - 1\right)$$

$$\Delta = 10\lg\left[1 - \frac{Y(T_c - T_0)}{T_h - T_0}\right]$$

当 $T_c = T_0$时,$\Delta = 0$,则

$$F_{\mathrm{dB}} = ENR - 10\lg(Y-1) \tag{7}$$

当测试时室温偏离 290K 时,Δ 为修正值[2],可根据实际测量的温度进行修正。在雷达现场工作条件下,环境温度变化很大,这个修正往往不可忽略。

2.2 测试系统整体方案

测试系统主要由噪声源、雷达噪声系数测试仪和校准接收机组成,其整体方案框图如图 1 所示。利用噪声二极管或噪声模块产生宽带、超噪比一定、功率谱密度均匀分布的白噪声作为噪声源,噪声源提供“冷”和“热”两种状态的噪声。噪声经过被测雷达接收机的高放、混频、中放后,输出中频信号到噪声系数测试仪上,经过放大和检波,A/D 采样以及信号处理可以测试和计算出噪声系数,再依据现场温度对测试结果进行修正,最后由显示终端显示测试结果。

校准接收机作为测试系统校准设备,用于判断系统是否处于正常工作状态。

由于雷达在目标不同距离时的回波信号大小不同,雷达接收机的增益不同,其输出中频信号动态范围较大。对我们测试的雷达,动态范围可以达到 65dB,因此噪声系数测试仪要求适应大动态中频信号的功率的放大和检波;而 AD8310 具有大动态对数放大和检波的性能,可以实现这个功能,其检出的电压通过 A/D 采样后由信号处理电路计算得到雷达接收机的噪声系数 F。

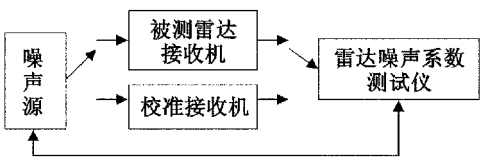


图 1 雷达接收机噪声系数测试系统整体方案框图

2.3 噪声源设计

NOISE/COM 的噪声二极管或噪声模块能产生频率范围 10Hz ~ 110GHz、超噪比(15 ~ 35) dB 的高斯白噪声。在我们的雷达接收机噪声系数测试系统中,研制专用噪声源时可根据不同雷达接收机噪声系数的需求选取合适频段和超噪比的噪声二极管或噪声模块。研制的噪声源结构框图如图 2 所示,由噪声模块产生经超噪比调整电路和阻抗匹配电路后输出,其超噪比 15dB、阻抗 50Ω。图中超噪比调整电路和阻抗匹配电路可根据被测雷达接收机的实际技术指标改变。噪声源内置的温湿度传感器可以实时测量现场的温湿度,经 A/D 采样后提供给信号处理单元用于噪声系数测试的修正。

频率为 16Hz 的方波信号分别提供给电源控制 +28V 电压输出及 A/D 采样电路作为时钟同步信号。电源周期性的加电,使噪声源输出开关两种状态的噪声。开状态噪声源输出噪声温度为 T_h,关状态噪声源输出噪声温度为 T_c。噪声源输出噪声经雷达接收机后输出的噪声功率 P_h和 P_c。

2.4 雷达噪声系数测试仪设计

雷达噪声系数测试仪由测试辐射计、方波产生电路、电源、A/D 采样电路、信号处理单元及智能显

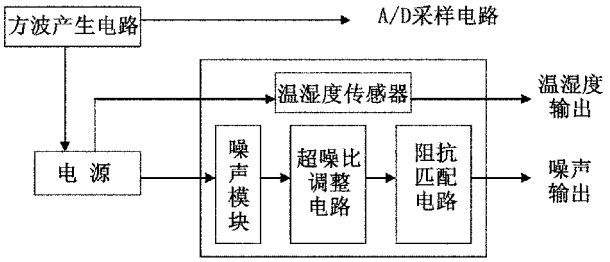


图 2　噪声源框图

示终端组成,其结构框图如图 3 所示。由于雷达在目标不同距离时的回波信号大小不同,雷达接收机的增益不同,这个中频信号动态范围较大,我们所要测试的雷达,动态范围可以达到 65dB,因此噪声系数测试仪要适应大动态中频信号的功率的放大和检波。一般的检波器的动态范围在 10dB 以内,需要多级放大器来调理信号,而且在噪声源开关状态测试接收机必须在同一个增益,不能是一般的自动增益控制,这个电路的设计和制作比较复杂。

而 AD8310 可以实现大动态对数放大和检波,利用 AD8310 的对数压缩可以将对数的噪声功率 P_h,P_c与输出电压 V_h,V_c成线性关系。

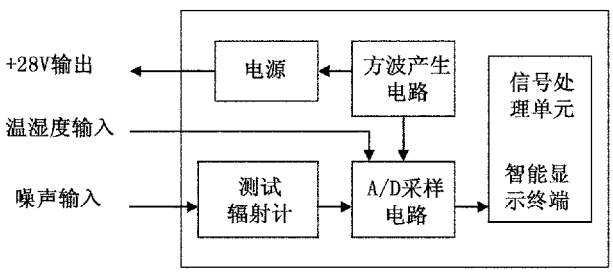


图 3　雷达噪声系数测试仪整体方案框图

通过 A/D 采样后由信号处理电路计算得到雷达接收机的噪声系数 F,

测试仪需要 3 个采样通道,分别采集方波信号的高低电平 V_h及 V_c现场温度和湿度。3 个通道输入范围均为 0V 至 5V,分辨力 2mV,其中方波频率为 16Hz。使用 AD974 作为 A/D 采样电路,它是一款 4 通道、200ksps、16 位模数转换器(ADC),满足测试仪使用要求。

信号处理单元将采到的 V_h及 V_c按公式(8)计算得到 Y 系数值,其中 k 为校准辐射计输入对数功率与输出电压间的斜率。信号处理单元同时根据被测接收机的工作频段读取对应 *ENR* 的值,计算得到雷达接收机的噪声系数 F,然后根据现场温度对测试结果进行修正,最后信号处理单元通过串口将数据传输到智能显示终端上显示测试结果。电源提供各电路模块工作需要的电压

$$Y = \frac{P_h}{P_c} = 10^{\frac{V_h - V_c}{10 \cdot k}} \tag{8}$$

3　AD8310 在雷达接收机噪声测试仪中的应用

3.1　AD8310 原理

AD8310 是一款高速、宽带、大动态范围的对数检波器,其工作频率为 DC ~ 440MHz,-78dBm ~ +15dBm 的线性度为±0.4dB,对数斜率为 24mV/dB。其内部结构框图如图 4 所示。

AD8310 的输入输出有如图 5 所示的关系,由图中可知在大于 80dB 动态范围内其输入功率与输出电压呈对数的关系[3]。

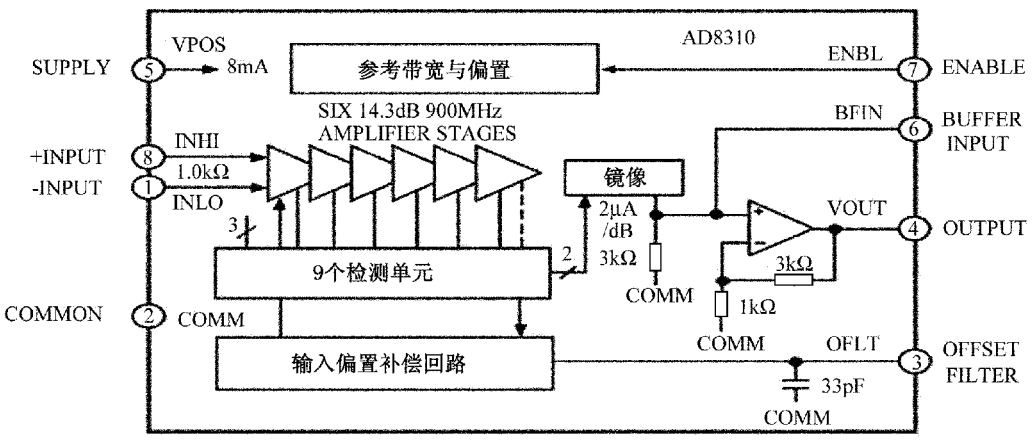


图 4　AD8310 内部结构框图

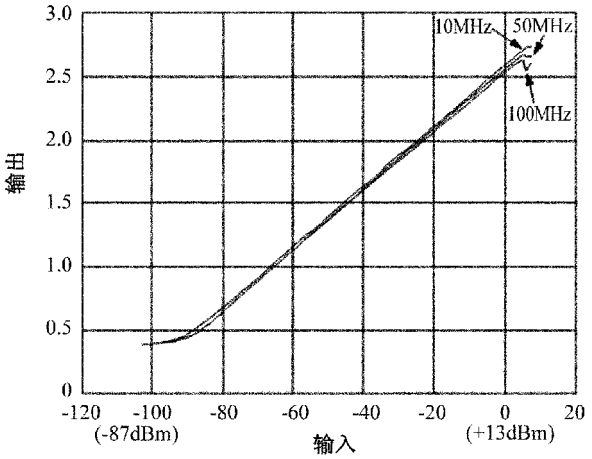


图 5　……曲线图

由公式(3)可以得到

$$Y_{\mathrm{dB}} = 10\lg\frac{P_h}{P_c} = 10\lg P_h - 10\lg P_c = \frac{V_h - V_c}{k} \quad (9)$$

利用其输入输出对数特性,使输出电压 V_h,V_c 之差就正比于 Y 系数。

3.2　AD8310 的电路连接

图 6 为 AD8310 在测试辐射计中的电路连接图,VPOS 为电源端,加+5V 电压。AD8310 的高增益和高带宽是它对噪声信号很敏感,在 VPOS 的引脚端加退耦电容。将 C1 接地,信号通过 C_2 耦合输入,为避免启动时的瞬态过程,C_1 与 C_2 的大小相等。AD8310 的输入阻抗约 1kΩ,与 51Ω 电阻并联形成 50Ω 的匹配输入。

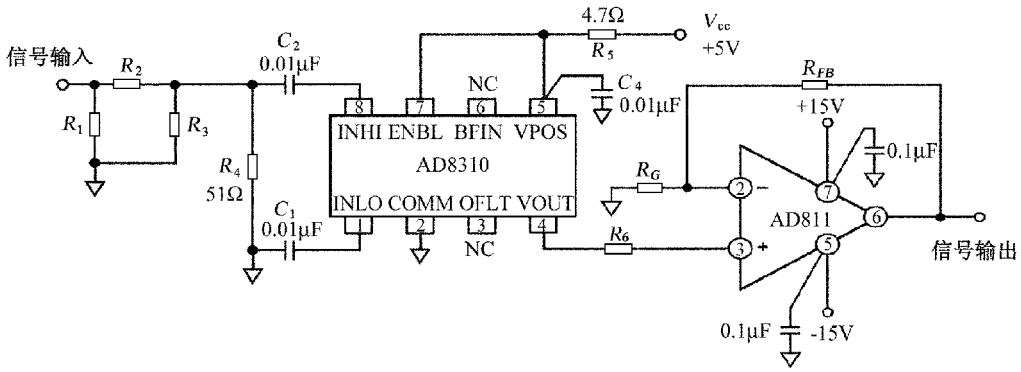


图 6　AD8310 在测试辐射计电路中的连接电路图

对数放大器 AD8310 的后级放大器可以改变输入输出关系的斜率,其前级衰减器可以调整对数输入的起始点,在校准辐射计中 AD8310 输出经后级运算放大器 AD811 将斜率调整为约 40mV/dBm,输入由前级 π 型衰减器调整为−65dBm 至+5dBm,对应的输出约为(1.1～3.9)V。

3.3　测试结果

先对测试仪测试辐射计输入输出进行了测试,将测试数据绘成曲线如图 7 所示,从测试结果可以看到,测试辐射计的对数输入功率与输出电压具有良好的线性关系。对于不同的雷达接收机,测试辐射计凭借其大动态范围和宽带性能实现其噪声系数的测试。

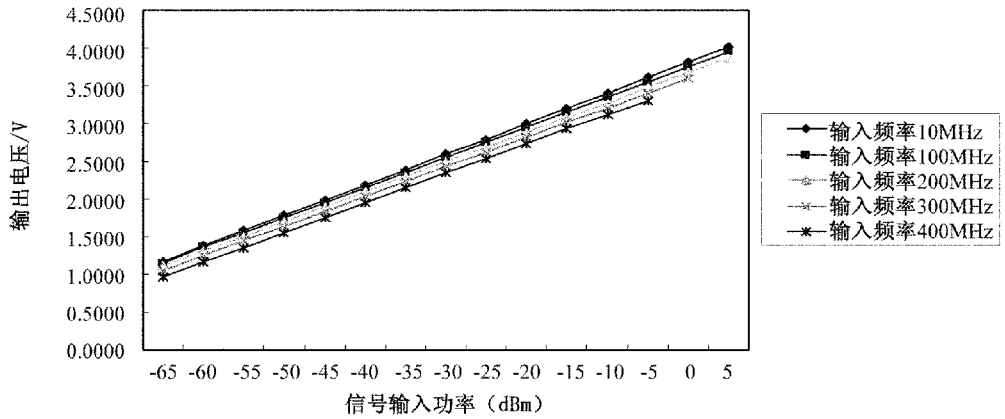


图 7　测试辐射计输入输出曲线图

(下转第 51 页)

2012 年 6 月
第 32 卷 第 3 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Jun. ,2012
Vol. 32, No. 3

文章编号:1000-7202(2012) 03-0005-03 中图分类号:TN958 文献标识码:A

大功率脉冲条件下 DUT 匹配特性测量

孙新莉 陈 钢 白 昊

(中国电子科技集团公司第二十研究所,西安 710068)

摘 要 介绍了反射计测量原理,提出了一种构造非对称性双定向耦合器、实现大功率脉冲条件下 DUT 匹配特性测量的解决方案,指出了此方法的优点,并分析与评定了反射系数测量结果的不确定度。

关键词 非对称性 双定向耦合器 反射

DUT Matching Characteristic Measurement Under High Power Pulse Condition

SUN Xin-li CHEN Gang BAI Hao

(China Electronics Technology Group Corporation 20th Research Institute, Xi'an 710068)

Abstract This paper introduces the measurement principle of reflectometer, presents a solution to solve the DUT matching characteristic measurement under high power pulse condition by designing an asymmetric double directional coupler, points out the advantages of this method, and analyzes the uncertainty of measurement results of the reflection coefficient.

Key words Asymmetry Double directional coupler Reflection

1 引 言

反射计法是采用双定向耦合器接入被测件前方,分别从耦合口取出入射波功率和反射波功率的一定部分,通过比较它们的大小,从而确定被测件的反射系数的一种方法,是较早提出用于反射参量测量的一种方法[1]。目前,大多采用网络分析仪来完成匹配特性的测试,但对于工作在一些特殊信号(如大功率脉冲信号)条件下 DUT 反射参量的测量,网络分析仪的信号格式相对简单,不能提供 DUT 真实的复杂格式高功率信号,也就不能确定 DUT 在真实工作条件下的反射参量,而反射计法可用于多种信号场合。本文通过对大功率脉冲信号条件下反射计测量原理的分析,提出了一种构造非对称性双定向耦合器、实现大功率脉冲条件下 DUT 匹配特性测量的解决方案,并分析了反射系数测量值的不确定度。

2 测量方案

反射计法测量原理如图 1 所示。

图 1 中信号源用于提供 DUT 所需大功率脉冲信号,双定向耦合器在脉冲状态下应有良好响应,且能够承受相应的大功率。在此采用脉冲功率计作为

幅度指示器对信号进行采样。

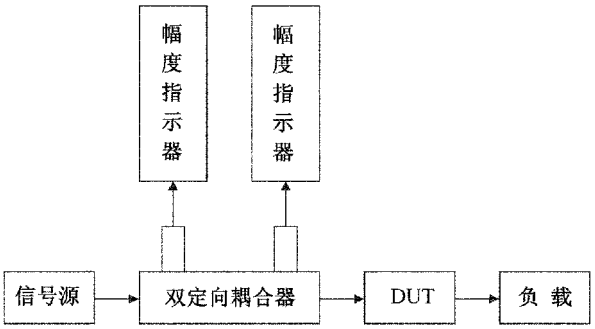


图 1　反射计法测量原理图

所用双定向耦合器要求方向性要尽量高,方向性低会给采样信号(特别是反射信号)测量结果带来误差。还要求有合适的耦合度,耦合度弱会给小反射信号的测量带来困难,大功率条件下耦合度强入射采样信号可能会超出功率探头的功率承受范围,损坏功率探头。因此,考虑构造非对称性双定向耦合器,实现入射与反射信号的准确测量,扩展反射系数测量的动态范围。以 100W 信号为例,小功率计测量范围一般为 100μW ~ 100mW,安全考虑下,构造双定向耦合器,入射臂耦合度为 40dB,反射臂耦合度为 30dB,计算可知反射系数测量范围为 0.031 6 ~ 1(驻波 1.05 ~ ∞),可以满足工程测量的需求。用此种方法对大功率精密失配负载进行测量,试验数据见表 1。计算反射系数并与标准值进行比较,结果数据见表 2。

表 1　试验数据

项　目 \ 标称值	驻波比 1.10	驻波比 1.50	驻波比 2.00
入射采样功率/mW	11.07	11.07	11.07
反射采样功率/mW	0.24	5.42	13.21

所用双定向耦合器耦合度校准数据为:
入射臂耦合度 39.76dB;
反射臂耦合度 29.57dB。

表 2　结果数据

项　目 \ 标称值	驻波比 1.10	驻波比 1.50	驻波比 2.00
入射功率/W	104.7	104.7	104.7
反射功率/W	0.217	4.909	11.96
反射系数计算值	0.0456	0.2165	0.3380
标准值	0.043	0.216	0.342
误差/%	6.0	0.2	−1.2

3　不确定度分析

3.1　数学模型

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{P_2}{P_1}} \tag{1}$$

式中:Γ—— 放大器输入、输出反射系数;P_1—— 入射信号电平;P_2—— 反射信号电平。

3.2　方差和灵敏系数[2]

$$u_c^2(Y) = \sum (\partial f/\partial X_i)^2 u^2(X_i) \tag{2}$$

由公式(2) 得到

$$\left(\frac{u(\Gamma)}{\Gamma}\right)^2 = \left(\frac{\frac{1}{2}u(P_1)}{P_1}\right)^2 + \left(\frac{\frac{1}{2}u(P_2)}{p_2}\right)^2 \tag{3}$$

为方便叙述,用相对不确定度 $u_c^2(\Gamma)$,$u^2(P_1)$,$u^2(P_2)$,分别表示 $\left(\frac{u(\Gamma)}{\Gamma}\right)^2$,$\left(\frac{u(P_1)}{P_1}\right)^2$,$\left(\frac{u(P_2)}{P_2}\right)^2$,则,公式(3) 变为

$$u_c^2(\Gamma) = \frac{1}{4}u^2(P_1) + \frac{1}{4}u^2(P_2) \tag{4}$$

3.3　各分量不确定度分析

3.3.1　由入射功率测量引入的不确定度

用定向耦合器法进行功率测量的不确定度因素包括:

1) 功率指示器引入的不确定度分量;

查功率计技术说明书,指示器引入的测量误差一般为 0.5%。

$$u_{B1} = \frac{0.5\%}{\sqrt{3}} = 0.3\%$$

功率探头校准因子引入的不确定度分量；

校准因子由上级量传的不确定度一般为 2% ~ 3%，$k = 2$。

$$u_{B2} = 1\% \sim 1.5\%$$

3）定向耦合器耦合度引入的不确定度分量；

$$u_{B3} = 1.5\% \sim 2.5\%$$

4）失配误差引入的不确定度分量；

$$u_{B4} = 1\% \sim 2\%$$

5）定向耦合器方向性不完善引入的不确定度分量；

因入射信号为大功率信号，定向耦合器方向性不完善引起的反射功率馈入入射信号采样口的功率更小，可忽略不计。

6）重复性引入的不确定度分量。

$$u_A = 0.2\%$$

以上各分量的平方和即为入射功率的测量不确定度 $u^2(P_1)$。

$$u(P_1) = 2.1\% \sim 3.6\%$$

3.3.2　由反射功率测量引入的不确定度

反射功率测量引入的不确定度因素同入射功率，只是定向耦合器方向性不完善引起的入射功率馈入反射信号采样口，会给反射功率测量带来误差，从而引入的不确定度分量应根据实际情况考虑。以 30dB 方向性为例，对反射信号功率测量值的影响根据反射信号的大小不同一般为 0.1% ~3%。

各分量的平方和即为反射功率的测量不确定度 $u^2(P_2)$。

$$u(P_2) = 2.1\% \sim 4.7\%$$

3.3.3　合成标准不确定度

$$u_c = \sqrt{\frac{1}{4}u^2(P_1) + \frac{1}{4}u^2(P_2)} \qquad (5)$$

$$u_c = 1.5\% \sim 3.0\%$$

3.4　扩展不确定度

扩展不确定度 $U = 2u_c$，$k = 2$

$$U = 3\% \sim 6\%, k = 2$$

4　结束语

构造非对称性双定向耦合器，利用脉冲功率计对入射与反射信号进行采样，不仅分别读出了入射与反射信号的绝对功率，还解决了大功率条件下 DUT 的匹配特性测量问题。此方法可以为特殊信号工作条件下自行搭建测试系统，完成绝对功率与匹配特性同时测量提供借鉴。

参考文献

[1]　汤世贤. 微波测量[M]. 国防工业出版社, 1981.

[2]　王志田. 无线电电子学计量[M]. 原子能出版社, 2002.

2012 年 6 月
第 32 卷 第 3 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Jun. ,2012
Vol. 32, No. 3

文章编号:1000-7202(2012) 03-0008-05 中图分类号:TN96 文献标识码:B

机载无线电导航仿真系统设计与实现

司聿宣[1] 李伟明[2] 张 毅[2]

(1. 烟台职业学院,山东烟台 264001;2. 海军航空工程学院,山东烟台 264001)

摘 要 无线电导航系统作为飞机的重要导航设备,其仿真的逼真度将对飞行员的训练效果构成直接影响。在对无线电通信导航系统总体仿真框架设计的基础上,详细论述了系统软硬件组成及设计,给出了各种导航设备的实现方法,并重点在对导航系统测向误差产生的原因进行分析的基础上,设计了相应的仿真模型,将多种环境影响因素考虑到仿真模型中,提高了无线电导航系统的仿真精度。目前,系统已应用于某型飞机飞行训练模拟器中取得了较好的效果。

关键词 无线电导航 仿真 测向误差 模型

Design and Realization of Airborne Radio Navigation Simulation System

SI Yu-xuan[1] LI Wei-ming[2] ZHANG Yi[2]

(1. Yantai Vocational College, Yantai 264001;

2. Graduate Student's Brigade, Naval Aeronautical and Astronautical University. Yantai 264001)

Abstract The radio navigation system is primary facility of aircraft and fidelity of simulation affects the training effect directly. Firstly, total simulation framework is established, constitution and design of software and hardware system is discussed in detail. Secondly, simulation methods of various navigation devices are put forward. Lastly, simulation model of direction finder error is designed based on the analysis of direction finder error arisen reason and multi-factors of environment are considered. Simulation precision of radio navigation is improved. At present, the system is used in flight simulation and works well.

Key words Radio navigation Simulation Direction finder error Model

1 引 言

综合运用飞行控制、综合航空电子、图形图像、信息处理、火力控制及视景等方法和技术构建的现代飞行仿真系统,从视觉、听觉、触觉和运动感上为飞行员提供了逼真的作战训练环境,为飞行员快速熟悉掌握装备的操作使用,提高空勤人员在复杂对抗环境下的作战能力具有重要的作用。无线电导航系统(包括无线电罗盘、无线电高度表、塔康、微波着陆等设备)作为飞机上装载的重要导航设备,其利用电磁波在均匀介质中沿直线匀速传播的特性以确定载机相对于导航台的距离、方位等几何参数,从而确定载机与导航台的相对位置关系。先后经历了无线电测向时期,地面基准无线电导航系统时期、陆基基准无线电导航系统的成熟阶段、卫星导航阶段

等四个发展时期。

对于飞行训练中的仪表飞行、夜间飞行等训练课目,飞行员主要利用导航设备的指示进行起飞着落训练,因此,对无线电导航系统模拟的逼真度将对训练飞行员的训练效果产生非常大的影响。

然而,在现代飞行仿真中,对无线电导航系统的仿真往往采用飞行软件包提供的实时飞机位置数据和导航台位置数据进行几何空间关系的计算[1,2],忽略了环境产生的误差的影响,造成了仿真逼真度的下降。

本文在对无线电通信导航系统总体仿真框架及软硬件实现方法进行论述的基础上,重点对导航系统误差产生的原因进行分析,设计了考虑多种环境影响因素条件下的测向误差仿真模型,有效提高了无线电导航系统的仿真精度,使导航结果更加贴近于实装设备,并将系统应用于某型飞机任务系统中,取得了较好的效果。

2　系统总体结构

无线电导航系统采用分布式的仿真架构,各分系统间采用 RTI 进行网络数据的交互[3,4],总体结构如图 1 所示。

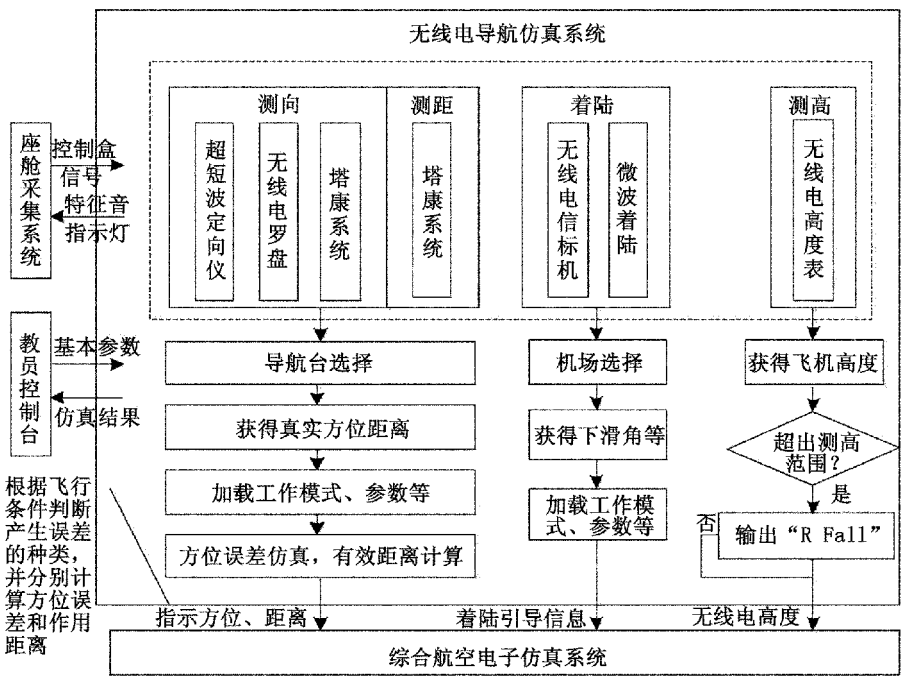


图 1　无线电导航系统总体框架图

由图 1 可以看出,无线电通信导航系统主要包括硬件和软件两个部分组成,其中硬件作为座舱采集系统的子部分存在,实现对各种无线电导航设备的外观的模拟,同时基于单片机对硬件控制盒的各种开关及旋钮状态进行处理及采集,将处理后开关旋钮状态发送给软件系统,软件系统实现对无线电罗盘、塔康、微波着落及信标接收机等设备功能和操作逻辑的全部模拟,并将计算得到的指示方位、距离、着落引导信息和无线电高度等信息发送给综合航空电子分系统进行终端显示。教员控制台实现对各种导航台和飞机初始状态的设置。

3　系统设计与实现

3.1　硬件设计与实现

无线电导航系统硬件实现对设备控制盒的模拟,硬件系统由微处理器、接口电路、采集电路、输入输出电路等部分组成,其控制盒上的开关、旋钮、按钮和指示灯,由模拟对象本身的微处理器进行处理,并由输入输出电路对相关的指示灯进行控制,所有开关、旋钮和按钮及指示灯的状态均发送到座舱采集系统,进行统一的处理。系统硬件结构如图 2 所示。

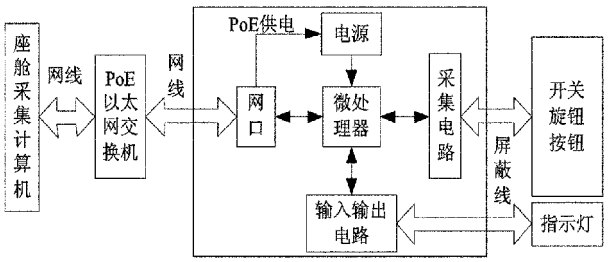


图 2 系统硬件结构图

3.2 软件设计与实现

机载无线电导航仿真系统总体软件结构如图 3 所示。

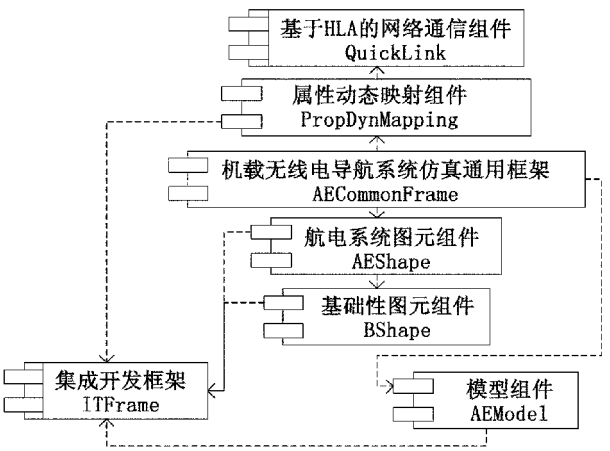


图 3 软件系统总体结构图

机载无线电导航仿真系统软件采用组件化的设计思想,根据系统在基础性服务、人机界面、模型和网络通信等不同层次划分服务性组件,主要包括以下组件:

1)集成开发框架 ITFrame:是系统底层基础性支撑平台,作为仿真系统设计的基础性类库,解决系统集成中的各种问题,主要功能包括[5]:(A)支持对象中注册变量的自动初始化,(B)支持对象的动态生成,(C)对象类型识别,(D)对象序列化,(E)实现对本地和远程对象的管理,包括动态创建、查询和删除等;

2)基于 HLA 的网络通信组件 QuickLink:基于面向对象的思想,对 RTI[6,7] 进行封装,在隐藏网络各个对象通信及事件交互细节的基础上,实现外系统与机载无线电通信导航仿真系统间的数据交联,主要功能包括:(A)进程间信息的可靠传输,(B)进程间事件的可靠交互,(C)以面向对象的思想,采用反射技术确保网络数据的自动映射,保持变量的自动同步更新,(D)支持对象中注册变量的自动初始化;

3)基础性图元组件 BShape:实现对文字、点、线、面及图像等多种基本图元的绘制操作和行为控制,是航电系统图元组件设计的基础,使航电系统图元组件的绘制和行为操作与具体的绘制引擎隔离,增强组件的可移植性,基础性图元组件基于桥接模式设计[8],同时支持 OpenGL、GDI 和 GDI+三种绘图引擎;

4))航电系统图元组件 AEShape:基于基础性图元组件,通过调用基础性图元组件提供的各种图元服务,实现航电系统中各种复杂图元的绘制操作;

5)属性动态映射组件 PropDynMapping:基于网络通信组件的支持,实现网络数据到本地属性的自动映射;

6)模型组件 AEModel:面向于系统的具体任务需求,开发各种仿真数学模型,植入到机载通信导航系统仿真通用框架中;

7)机载无线电导航系统仿真通用框架 AECommonFrame:以代码框架的形式提供给开发人员,开发人员将模型组件集成入代码框架内的指定接口。

4 设备模拟方法

仿真中,对各种无线电导航设备的模拟方法如下:

1)微波着陆设备:是精密的飞机进场着陆引导系统,工作在微波波段,扫描速度快,使用时距机场较近,因此精度较高,误差在仿真中可以忽略,直接基于作用距离和几何空间的位置关系得到的方位角、下滑角、方位偏差和下滑偏差,并将输出结果输送给综合航空电子仿真系统;

2)无线电信标机:是在飞机飞越信标天线上方时,发出特征音,因此仿真中根据其天线有效信号锥角和飞机高度得出飞机是否飞临信标天线上方;

3)无线电高度表:利用无线电波直线性、反射性和等速性进行测高,精度较高,仿真中根据视景系统提供的地形高度和飞行仿真系统提供的大气高度

计算无线电高度,判断是否超出了无线电高度表的测高范围;

4)塔康设备:是 L 波段极坐标导航系统,距离的测量直接利用载机和导航台间几何空间关系进行计算。

5)测向设备:包括塔康、无线电罗盘和超短波定向仪,其由于受到环境的影响,不可避免的存在测向误差,为了提高仿真的逼真度,需要在仿真中根据环境实际情况加入误差模型,使模拟器的使用与实装使用效果更加接近。

5　测向误差仿真

无线电测向误差根据误差来源可分为系统误差和偶然误差。系统误差是指由于无线电测向原理本身和设备造成的误差,通常是不能克服的,只能通过飞行员心算来矫正。例如测量设备灵敏度不够、测量设备惰性引起的误差,设备电源不稳定或是指针不灵敏和摆动惯性而引起的指示误差等。偶然误差是由于电波传播过程中受环境影响造成的误差,例如,大气噪声干扰、各种无线电波干扰、环境温湿度变化、昼夜变化、地形影响等,这些误差是可以通过机动飞行和选择飞行时间等措施来减小或完全消除的[2]。

5.1　系统误差仿真

系统误差是由于无线电测向原理本身和设备造成的误差,误差大小在一定范围内,通过以 Gauss 分布为基础的随机数发生器产生系统误差。

根据统计分析规律,随机误差的大小可近似看成一个服从 Gauss 分布的随机变量[9]。Gauss 分布的概率密度表示为

$$p(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}}e^{-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}} \tag{1}$$

由 Gauss 分布的特性知,服从 Gauss 分布的测量误差落在 $[a-3\sigma,a+3\sigma]$ 区间内部的概率为 99.73%,因此将 3σ 作为系统的最大误差。在对无线电测向的系统误差和静电误差的仿真中,从飞行系统获得飞机坐标,与地面塔台坐标换算成地面塔台方位的真实值作为 a,以最大误差的三分之一作为 σ,用 Gauss 随机数函数随机产生方位指示的仿真值。

5.2　随机产生的偶然误差

静电误差,由于大气或云层放电和飞机机翼上的尖端放电会辐射电磁波,对测向精度产生影响,对中波和长波的影响较为明显。静电效应产生的方位误差在 20° ~ 40°范围内,是与天气条件、机身参数相关的随机误差。

夜间效应,对中长波的影响很严重,是电离层变化造成的天波影响。无声锥误差,由于垂直天线上空信号很弱,因此形成一个倒锥形的测向盲区,飞机在该区域只能测距不能测向,机载设备方位指向不稳定,当飞机飞越导航台时,指示也不能立即改变 180°。该锥形在距地面 h 高度的切面为以地面塔台天线正上方点为原点,r 为半径的圆形区域。

$$r=h\cot\theta \tag{2}$$

为地面塔台天线的最大工作仰角。因此飞机在 h 高度飞行,距导航台距离 d 小于 r 时,不能定向,方位指示大幅摆动。

5.3　象限误差模型

象限误差是由飞机机体的二次辐射造成的,不但与飞机机体和两翼参数有关,还与机体和导航台角度动态相关,大概成正弦规律变化[10]。电磁波沿纵向分量的二次波比值为 μ,横向分量二次波比值为 K,这两个参数与飞机机身构造有关,对于同一架飞机,这两个参数是常量。由于现代飞机翼展一般比机身长,因此 μ 比 K 大。在地面台相对方位角 0°,90°,180°,270°时,二次辐射误差为零。象限误差表达式为

$$\theta_q=\theta_0-\arctan\left(\frac{K}{\mu}\tan(\theta_0)\right) \tag{3}$$

式中:θ_0——电波来向相对飞机纵轴的方位角。

5.4　仿真流程

无线电导航系统测向误差仿真的流程图如图 4 所示,仿真时首先根据载机和导航台间的几何位置关系计算,得到方位真实值,然后对各种误差的产生条件逐一进行判断,然后根据飞行参数和环境参数,对误差进行计算,并叠加到导航台方位真实值上,最后得出无线电测向设备的指示方位。

5.5　仿真结果

通过设计一条典型的飞行航线,对各种误差进行了仿真实验得出了误差曲线。图 5(a)中为静电

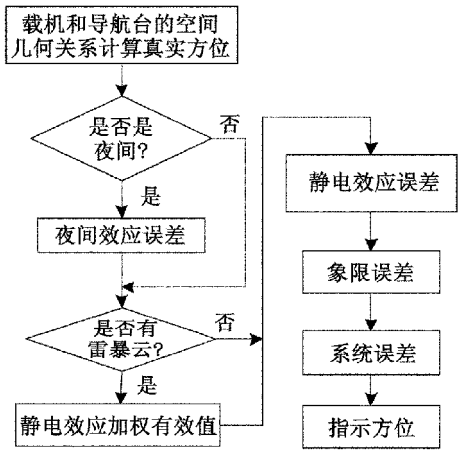


图 4　无线电导航系统测向误差仿真流程图

误差,其主要表现了静电误差的分布规律,图(b)为夜间效应误差,图(c)为象限误差。

6　结束语

本文对机载无线电导航仿真系统的设计与实现进行了研究,并对仿真系统中测向误差的类型及产生的原因进行了分析,给出了针对不同类型误差的仿真方法,能较为逼真地模拟出导航设备方位指示。经系统应用证明了该仿真的有效性,并在实际工程项目中得到较好的应用。

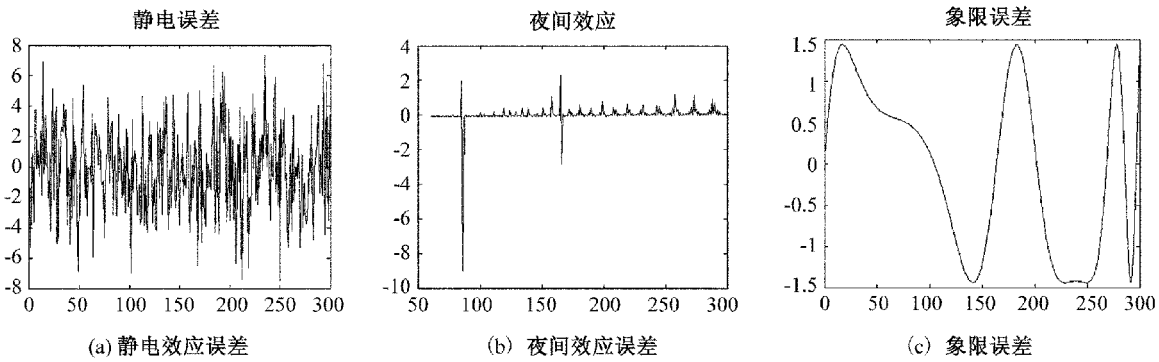


图 5　无线电测向误差仿真图

参考文献

[1] 徐长玉. 无线电导航原理与设备[M]. 大连: 大连海事大学出版社, 1995: 12 ~ 14.

[2] 王世锦, 王湛. 机载雷达与通信导航设备[M]. 北京: 科学出版社, 2010: 98, 117 ~ 122.

[3] 王艳平, 张越. Windows 网络与通信程序设计[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2006.

[4] Yang X Y, Gong G H. Real-time digital sound spectrum and RT time estimation [C] //IEEE Chinese Control and Decision Conference. 2008: 1 481 ~ 1 485.

[5] 侯俊杰. 深入浅出 MFC[M]. 武汉: 华中科技大学, 1998: 339 ~ 407.

[6] 李润锋, 刘丽. 多层次网络结构在仿真中的应用研究[J]. 系统仿真学报. 2006,18(2): 323 ~ 326.

[7] 周伯河, 刘玉庆, 王宝智. 两层式 RTI 设计与实现[J]. 计算机仿真. 2007,24(4): 23 ~ 25.

[8] Erich Gamma, Richard Helm, Ralph Johnson et al. 设计模式[M]. 李英军等译. 北京: 机械工业出版社, 2000,23 ~ 44, 100 ~ 107.

[9] 徐长玉. 无线电导航原理与设备[M]. 大连: 大连海事大学出版社, 1995,12 ~ 14, 52 ~ 54.

[10] DONG Cheng-xi, WU De-wei, QI Jun-yi et al. Analysis of Influence on Intercepting Effectiveness of Fighter by the Radio Navigation System[J]. Journal of Air Force Engineering University. 2006,8(6): 36 ~ 38.

2012 年 6 月
第 32 卷 第 3 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Jun. ,2012
Vol. 32, No. 3

文章编号:1000-7202(2012) 03-0013-04 中图分类号:TM935 文献标识码:A

高稳晶振在空间辐照条件下的频率特性变化

阎栋梁 韩 红 杨 曦
(北京无线电计量测试研究所,北京 100039)

摘 要 在空间恶劣环境下要求星载高稳晶振正常有效地工作,需要对其在空间辐照环境下的频率特性变化进行研究,利用地面辐照设备模拟空间辐照环境,通过不断增加辐照剂量,研究晶振相位噪声、短期频率稳定度、谐杂波以及输出功率等特性。

关键词 空间辐照环境 相位噪声 频率稳定度

The Frequency Characteristic of High Stability Crystal Under Space Radiation Environment

YAN Dong-liang HAN Hong YANG Xi
(Beijing Institute of Radio Metrology and Measurements, Beijing 100039)

Abstract In order to insure the high stability crystal on satellite to work normally, the change of frequency character needs to be researched under space radiation environment, using ground radiation device to simulate space radiation environment, and phase noise, short term frequency stability, harmonics, spurious and output power also need to be researched.

Key words Space radiation environment Phase noise Frequency stability

1 引 言

各种空间环境对航天器都有不同程度的影响,带电粒子和太阳电磁射线等空间辐照环境对航天器材料有不可忽视的作用。在空间恶劣环境下要求电子设备正常有效地工作,发挥其作用,其必须具备一定的抗辐照水平[1]。星载高稳晶振是各种电子设备的时基,其在卫星、空间站等辐照环境下的抗辐射能力如果与实际严重不符,会给卫星、空间站等电子系统的可靠性带来极大隐患。

空间辐照环境包括带电粒子和太阳电磁射线等,带电粒子环境包括等离子体环境和电离辐射环境。等离子体是由电子、质子和其他离子组成的低能带电粒子环境。电离辐射环境是高能带电粒子辐射环境,它包括太阳宇宙线,银河宇宙线,地球辐射带。太阳电磁辐射是指在电磁波谱段范围内的太阳输出,它包括从 γ 射线无线电波的广阔的波长范围[2,3]。

对于星载高稳晶振,频率特性是其关键指标,包括相位噪声、频率稳定度、谐杂波以及输出功率等,在空间辐照环境下,其各项指标是否会出现恶化,其抗辐射能力如何,都需要地面辐照模拟设备对其进行测试,从而保证晶振在空间环境下可以

正常的工作。

2 辐照实验

实验样品是一台高稳晶振,输出频率是10.23 MHz,其频率稳定度、相位噪声、输出功率及谐杂波等指标见下文实验数据中的辐照前的量值,辐照源采用^{60}Coγ 源,辐照分为四次进行,每次辐照时间为12 小时,辐照剂量为 2.5Mrad,实验室辐照试验根据美军标的要求,符合典型辐照剂量率范围(50 ~ 300)rad/s,在每次辐照完成后的三小时以内,必须完成相关频率特性指标的测试,晶振在室温条件下的退火时间必须尽量缩短。相位噪声测量系统采用的是 HP3048A,频率稳定度测量系统采用 HP5390A,参考源选用 E8257D,频谱仪采用 E8562E。

3 实验结果

高稳晶振经过模拟辐照环境后,其输出功率、谐杂波的实验结果见表 1。

表 1 模拟辐照环境后的输出功率、谐杂波的实验结果 载波频率 $f_0 = 10.23$MHz

项目	输出功率 (dBm)	二次谐波 (dBc)	八次谐波 (dBc)	杂波 (dBc)
辐照前	8.5	-51.0	-72.8	-86.8 (偏离载频 1.4MHz)
辐照一次后	8.0	-49.2	-76.0	-81.2 (偏离载频 1.4MHz)
辐照二次后	7.5	-49.5	-86.5	-88.3 (偏离载频 1.4MHz)
辐照三次后	7.3	-49.7	-85.3	-85.8 (偏离载频 1.4MHz)
辐照四次后	7.2	-48.7	-82.8	-84.0 (偏离载频 483kHz)

从表 1 的数据可以看出,输出功率随着辐照剂量的增大,在一定的退火时间内,输出功率逐次递减,在辐照两次以后,输出功率的变化基本可忽略。以上现象一方面说明辐射剂量累积会造成输出功率的损伤,另一方面说明辐射剂量累积到一定量的情况下,辐照造成的损伤变化不大。

谐波的指标中,二次谐波在累积辐照后的变化没有八次谐波的变化明显,随着第一次和第二次辐照剂量的累积,在一定的退火时间内,八次谐波逐次递减,对于八次谐波的抑制程度明显增强。在辐照两次以后,随着辐照剂量的累积,八次谐波逐次增大,对于八次谐波的抑制程度明显减小。这种现象一方面说明辐射剂量累积会造成某次谐波特性的敏感,或有所改善,或有所恶化,另一方面说明辐射剂量累积到一定量的情况下,某次谐波特性的敏感程度会有所减弱。

杂波的指标中,偏离载频 1.4MHz 处的杂散在一次辐照后,其被抑制程度会出现明显的减弱。二次辐照以后杂波的被抑制程度变化不明显。这种现象说明,辐照剂量在达到一定量的时候可以减弱杂波抑制,在其他的辐照剂量后,杂波的被抑制程度或不明显,或有所改善。

高稳晶振经过模拟辐照环境后,其相位噪声的实验结果见表 2。

表 2　模拟辐照环境后的单边带相位噪声£（f）（单位:dBc/Hz）　　载波频率 $f_0 = 10.23$MHz

项　目	傅立叶频率					
	1Hz	10Hz	100Hz	1kHz	10kHz	100kHz
辐照前	−103	−129	−141	−149	−150	−146
辐照一次后	−102	−129	−141	−148	−150	−147
辐照二次后	−101	−124	−138	−147	−149	−146
辐照三次后	−102	−124	−138	−148	−149	−145
辐照四次后	−101	−124	−138	−147	−149	−145

从表 2 数据分析可得,在两次辐照以后,偏离载频 1Hz ~ 100kHz 处的相位噪声有所恶化,尤其是偏离载频(10 ~ 100) Hz 处的相位噪声变化更加显著,10Hz 处恶化 5dB,100Hz 处恶化 3dB。

图 1 至图 5 分别为辐照前、辐照后一次、辐照后二次、辐照后三次和辐照后四次时的晶振相位噪声测量曲线图,从中可见电源的主要谐波分量的杂散在二次辐照后得到明显的抑制。

在两次辐照以后,随着辐照剂量的进一步累积,相位噪声的变化程度依然维持两次辐照后的水平。这种现象说明辐照剂量与相位噪声特性之间存在一个临界态,当辐照剂量达这个临界态时,相位噪声特性会出现明显的恶化。当辐照剂量超过这个临界态时,相位噪声特性的恶化程度会维持不变。

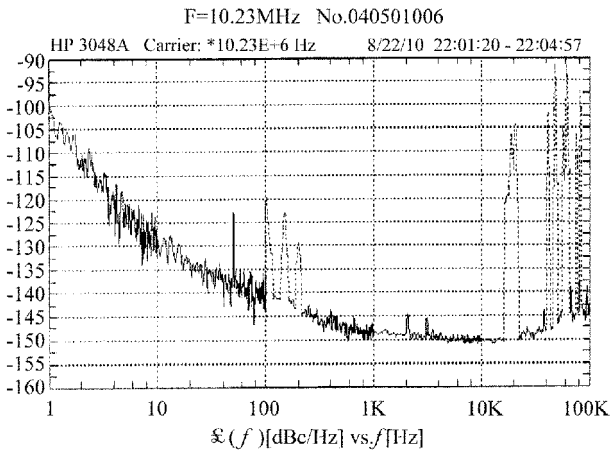


图 1　辐照前晶振相位噪声测量曲线图

高稳晶振经过模拟辐照环境后的短期频率稳定度的实验结果见表 3。

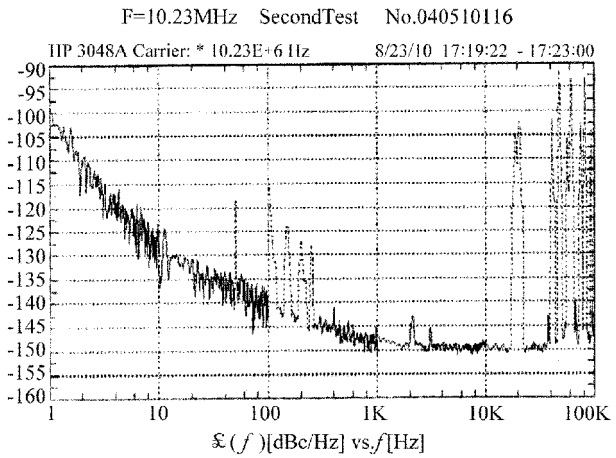


图 2　辐照一次后晶振相位噪声测量曲线图

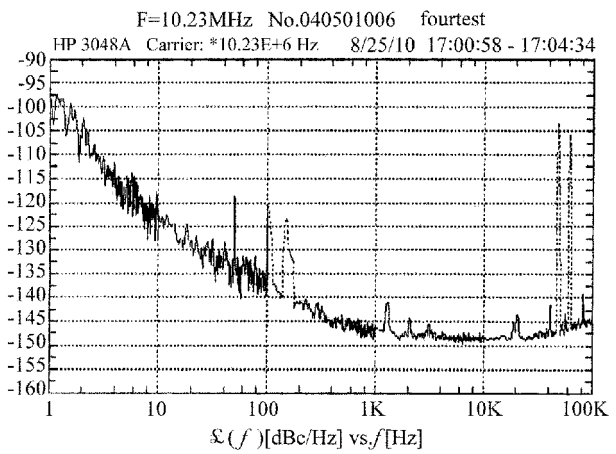


图 3　辐照二次后晶振相位噪声测量曲线图

从表 3 数据分析可得,高稳晶振的短期频率稳定度指标在辐照环境实验后没有变化。这种现象从侧面说明相位噪声与频率稳定度之间的关联的一致性还有待研究。

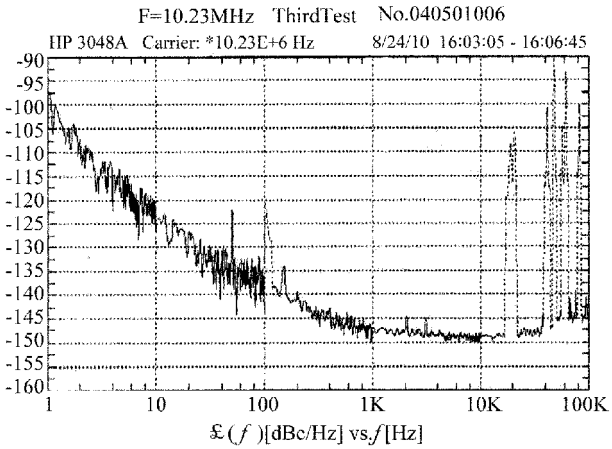


图 4 辐照三次后晶振相位噪声测量曲线图

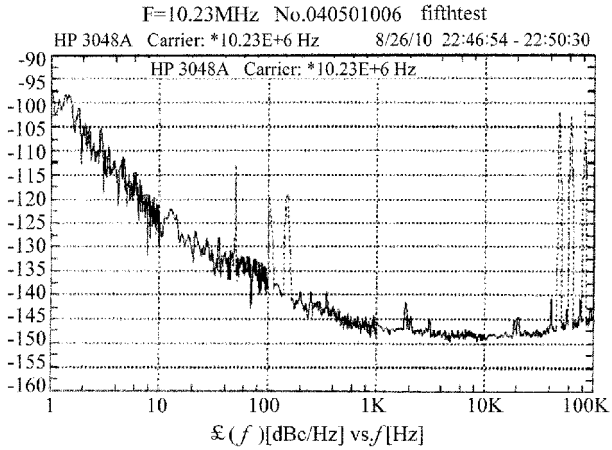


图 5 辐照四次后晶振相位噪声测量曲线图

表 3 短期频率稳定度$\sigma_y(\tau)$ 载波频率$f_0=10.23$MHz

项 目	采样时间			
	1ms	10ms	100ms	1s
辐照前	2.3×10^{-10}	2.6×10^{-11}	3.0×10^{-12}	1.3×10^{-12}
辐照一次后	2.6×10^{-10}	3.4×10^{-11}	2.8×10^{-12}	2.0×10^{-12}
辐照二次后	1.0×10^{-10}	2.3×10^{-11}	2.6×10^{-12}	2.0×10^{-12}
辐照三次后	1.7×10^{-10}	2.4×10^{-11}	3.0×10^{-12}	1.8×10^{-12}
辐照四次后	1.9×10^{-10}	2.8×10^{-11}	3.0×10^{-12}	1.9×10^{-12}

4 结束语

通过以上的辐照实验,初步得到了大剂量辐照环境下的高稳晶振的频率特性变化,其中变化最为明显的是晶振的相位噪声特性,这个指标是高稳晶振的关键指标,直接关系到其它电子设备的正常运行。但是此次实验,在小剂量辐照环境下,高稳晶振频率特性损伤情况的研究还有待继续。

参考文献

[1] 陆妩. 运算放大器不同剂量率的辐射损伤效应[J]. 半导体学报, 2005,26(7).

[2] 张现亮, 朱敏波, 李琴. 空间辐照机理与防护技术研究[J]. 空间电子技术, 2007,3.

[3] 王同权, 沈永平, 王尚武等. 空间辐射环境中的辐射效应[J]. 国防科技大学学报, 1999, 21(4).

2012 年 6 月
第 32 卷 第 3 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Jun. ,2012
Vol. 32, No. 3
文章编号:1000-7202(2012) 03-0017-04 中图分类号:P127.1 文献标识码:A

长波授时附加二次相位因子 ASF 误差分析

李瑞敏[1,2] 苏建峰[2] 王 娜[1,2]
(1. 中国科学院研究生院,北京 100080;2. 中国科学院国家授时中心,西安 710600)

摘 要 为提高长波授时精度,分析了影响 ASF 误差的因素。主要针对米林顿法计算 ASF 中的地图测距误差、大地等效电导率误差和大地等效电导率区域分割误差,设计实验、采集数据、分析实验结果,并提出减小 ASF 误差的新方案。

关键词 长波授时 附加二次相位因子 大地电导率 +过渡区

Analysis the Error of the ASF in Long-wave Time Service

LI Rui-min[1,2] SU Jian-feng[2] WANG Na[1,2]
(1. Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080;
2. National Time Service Center, Chinese Academy of Sciences, Xi'an 710600)

Abstract To improve the long-wave timing accuracy, the factors were analyzed that affected the errors of ASF. In the progress of calculated the ASF by Millington algorithm, experiments were designed to point at the errors of the map location, the ground conductivity and the region segmentation, then, collected data and analyzed the results. Finally, the new methods to reduce the errors of ASF put forward.

Key words Long-wave time service Additional second-phase factors (ASF) Ground conductivity +Transition region

1 引 言

长波授时时延由基本时延 PF、二次相位因子 SF 和附加二次相位因子 ASF 组成,PF 和 SF 可以通过精确的计算得出,但是精确的 ASF 却很难计算。实验研究表明,ASF 不仅与收发两点的大圆距离有关,还与传播路径上大地电导率、相对介电常数和地形地貌等因素有关[1]。由于 ASF 引起的误差是影响长波授时精度的主要因素,因此,分析造成 ASF 误差的因素对于修正长波授时 ASF 很关键。

2 影响 ASF 的误差分析

在 ASF 理论计算中,先根据实际地质地貌特征在纸质地图划分出不同大地等效电导率 σ 的区域,然后连接发射点 S 和接收点 R 的传播路径,不同的电导率区域把该传播路径分割为若干段,如图 1 所示,测量出各分段的长度,用米林顿公式[2]计算得到 ASF 理论值。

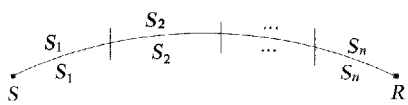


图 1 ASF 理论计算分段示意图

ASF 是长波地波传播通过陆地相对海水的时延变化,即实际陆地接收点的二次相位因子扣除假设该路径全为海水的情况下产生的二次相位因子。米林顿法是采用互换收发两点位置求均值的办法来减

小计算二次相位因子的误差。

接收点的二次相位因子为

$$t_0 = \frac{1}{2}(t' + t'') \tag{1}$$

上式中,正方向得到的时延

$$t' = t_1(\sigma_1, s_1) + \sum_{i=2}^{n} t_i\left(\sigma_i, \sum_{j=1}^{i} s_j - \sum_{j-1}^{i-1} s_j\right) \tag{2}$$

反方向得到的时延

$$t'' = t_n(\sigma_n, s_n) + \sum_{i-1}^{n-1} t_{n-i}\left(\sigma_{n-i}, \sum_{j=0}^{i} s_{n-j} - \sum_{j=0}^{i-1} s_{n-j}\right) \tag{3}$$

针对 ASF 理论计算过程,从地图测距误差、大地等效电导率误差和大地等效电导率区域分割误差三个方面开展实验,对 ASF 理论计算误差进行实验对比分析。

2.1 地图测距误差实验和分析

利用米林顿法计算 ASF 理论值时,需要对长波传播路径分段,并测量各分段的距离。由于实际测量的困难,一般采用纸质地图测距。而地图和实际存在一定大小的比例,导致地图测距较粗略,不能精确定位。因此,设计实验考虑地图测距误差对 ASF 误差的影响。

实验一:从长波授时台到河南 A1 点的 ASF 对比计算。地图比例尺是 1:2 500 000,传播路径分 3 段,各分段初始距离依次为:25. 1mm,120. 2mm,134. 1mm;对应各分段电导率为:0. 02S/m,0. 000 4 S/m,0. 02S/m。第一分段 S1 距离不变,第二分段 S2 距离不变,第三分段 S3 以 1mm 的步长减小和增大。对比计算结果见表 1。

表 1 地图测距误差的对比计算

	S1(mm)	S2(mm)	S3(mm)	ASF 理论计算值 t_1(μs)	ASF 实际测量值 t_0(μs)	$\lvert t_0 - t_1 \rvert$(μs)
初始参数	25.1	120.2	134.1	3.0999	2.911	0.1889
对比参数 1	25.1	120.2	133.1	3.1154	2.911	0.2044
对比参数 2	25.1	120.2	132.1	3.1322	2.911	0.2212
对比参数 3	25.1	120.2	135.1	3.0856	2.911	0.1746
对比参数 4	25.1	120.2	136.1	3.0723	2.911	0.1613

分析对比数据得出:随着 S3 的变化,ASF 呈正相关趋势。在相差 2mm 的情况下,ASF 理论计算值和实测值偏差达到0. 221 2μs,造成此误差的主要原因在于地图测距误差。由于理论计算中使用比例尺是 1:2 500 000 的地图,图上 1mm 代表实际中2.5 km,地图上的一点不能精确定位到实际中的一点,同时,测距读数也存在主观误差的可能性,因此,在 ASF 理论计算中必须考虑地图测距误差。

2.2 大地等效电导率误差实验和分析

ASF 与大地等效电导率 σ 有关,σ 由地表下介质的成分、地表上的植被、地形起伏、地貌特征决定,也受湿度、温度的影响。而一般在 ASF 理论计算中,只考虑决定 σ 值变化的主要因素,不考虑当前时间段传播路径上的温度、湿度、植被和降水等因素的实时变化情况。针对这个问题,设计实验主要考虑这些因素的实时变化情况对 ASF 误差的影响。

实验二:选择不同的气候条件,在河南 A2 点两次实际测量从长波授时台到该点的 ASF 值见表 2。

表 2 A2 点大雪前后的实测 ASF 对比数据

地点	时间点	ASF 理论计算值 t_1(μs)	ASF 实际测量值 t_0(μs)	$\lvert t_0 - t_1 \rvert$(μs)
A2	大雪前	3.050	3.460	0.410
A2	大雪后	3.050	2.975	0.082

分析对比数据得出:降雪前 A2 点的 ASF 理论计算值和实际测量值相差 0.410μs,降雪后二者相差 0.082μs,而降雪前后的实际测量值相差达0.485 μs。数据表明:温度、湿度和降水等因素的实时变化情况是引起 ASF 误差的重要因素,因此,有必要在一般的 ASF 理论计算中考虑这些因素的影响。

2.3　大地等效电导率区域分割误差的影响分析

ASF 理论计算需要大地等效电导率 σ 值分布图,依据该图才能对 *BPL* 发射点到接收点的路径分段,因此,大地等效电导率分布图的关键所在是分割不同的大地等效电导率区域。不同的地质地貌对应不同的 σ 值,表 3 是在测量初期划分的几种典型地质地貌的 σ 取值范围[3]。

表 3　典型地质地貌的 σ 值范围

地面类型	σ 标称值(S/m)	σ 变化范围(S/m)
平均海水	5	7 ~ 3
良导电地	3×10^{-2}	5.5×10^{-2} ~ 1.7×10^{-2}
潮湿地面	1×10^{-2}	1.7×10^{-2} ~ 5.5×10^{-3}
平均陆地	3×10^{-3}	5.5×10^{-3} ~ 1.7×10^{-3}
较干燥地	1×10^{-3}	1.7×10^{-3} ~ 5.5×10^{-4}
干燥地面	3×10^{-4}	5.5×10^{-4} ~ 1.7×10^{-4}
甚干燥地	1×10^{-4}	1.7×10^{-4} ~ 5.5×10^{-5}

表 3 描述的地质地貌类型比较模糊,对应的 σ 值不确定。而在 ASF 理论计算中,要求不同地质地貌类型对应确定的 σ 值。由于这几种典型的类型不能精确分辨所有的地质地貌,为了准确计算 ASF 值,从表 3 中的典型地质地貌 σ 细化扩展出更多有差异性的地质地貌 σ ,如表 4,并依据此表绘制出大地等效电导率分布图。

在绘制大地等效电导率分布图时,着重考虑各种典型地质地貌区域,却忽略了相邻区域间的过渡区[4],那么过渡区的 σ 值和分割点就存在不确定性,如图 2 所示。AB 长波传播路径经过区域 1 和 2 的过渡区,该过渡区域分段的 σ 值较难确定;CD 传播路径经过区域 1 和 2,过渡区内的分割点位置也很难确定。针对大地等效电导率区域分割问题,设计实验分析过渡区 σ 值和分割点的不确定性对 ASF 误差的影响。

表 4　大地等效电导率分布图采用的 σ 值

序号	大地等效电导率 σ(S/m)	序号	大地等效电导率 σ(S/m)	序号	大地等效电导率 σ(S/m)
1	7	11	4.0×10^{-3}	21	8.0×10^{-4}
2	5	12	3.0×10^{-3}	22	7.0×10^{-4}
3	3	13	2.5×10^{-3}	23	6.0×10^{-4}
4	5.0×10^{-2}	14	2.0×10^{-3}	24	5.0×10^{-4}
5	3.0×10^{-2}	15	1.8×10^{-3}	25	4.0×10^{-4}
6	2.0×10^{-2}	16	1.6×10^{-3}	26	3.0×10^{-4}
7	1.0×10^{-2}	17	1.4×10^{-3}	27	2.0×10^{-4}
8	8.0×10^{-3}	18	1.2×10^{-3}	28	1.0×10^{-4}
9	6.0×10^{-3}	19	1.0×10^{-3}	——	——
10	5.0×10^{-3}	20	9.0×10^{-4}	——	——

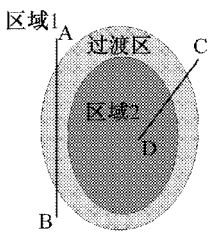


图 2　过渡区示意图

实验三:从长波授时台到河北 B1 点的 ASF 对比计算。地图比例尺是 1:2 500 000,传播路径分为 3 段;各分段距离依次为:114.5mm,162.5mm,189.1 mm;对应各分段电导率为:0.02S/m,0.000 4S/m,0.008S/m。由于传播路径的第一分段经过过渡区域,难以判断其属于哪个区域。因此,第一分段电导率可能为:0.008S/m。对比计算见表 5。

分析对比数据得出:划分传播路径归属对比参数 1 所在区域,ASF 理论计算值与实际测量值相差达到 0.615 6μs。而划分传播路径归属对比参数 2 所在区域,ASF 理论计算值与实际测量值相差仅 0.267 2μs。由于长波传播路径位于相邻区域的过渡区内,即传播路径在边界上,容易错误的划分该分段的所属区域,增加了理论计算 ASF 的不稳定性,带来新的 ASF 误差。

表 5 过渡区域 ASF 对比计算

	σ_1 (S/m)	σ_2 (S/m)	σ_3 (S/m)	ASF 理论计算值 t_1 (μs)	ASF 实际测量值 t_0 (μs)	$\lvert t_0 - t_1 \rvert$ (μs)
对比参数 1	0.02	0.000 4	0.008	2.540 4	3.156us	0.615 6
对比参数 2	0.008	0.000 4	0.008	2.888 8	3.156us	0.267 2

实验四:以长波授时台到湖北 C1 点的 ASF 对比计算。地图比例尺是 1:2 500 000,传播路径分为 2 段;各分段初始距离依次为:18.3mm、198.9mm;对应各分段电导率为:0.02S/m、0.000 4S/m;第一分段 S1 以 1mm 的步长增大。对比计算结果见表 6。

表 6 过渡区域 ASF 对比计算

	S1(mm)	S2(mm)	ASF 理论计算值 t_1 (μs)	ASF 实际测量值 t_0 (μs)	$\lvert t_0 - t_1 \rvert$ (μs)
初始参数	18.3	198.9	5.037 1	5.235	0.197 9
对比参数 1	19.3	198.9	5.011 9	5.235	0.223 1
对比参数 2	20.3	198.9	4.987 7	5.235	0.247 3

分析实验数据得出:随着过渡区内分割点的变化,第一分段 S1 增大,ASF 理论计算值减小,其对应与 ASF 实际测量值之差呈现增大趋势。实验表明:相邻区域间过渡区的分割是影响 ASF 误差的主要因素。

3 结束语

为提高 ASF 计算精度,减小 ASF 理论计算误差,提出以下改进方案:

修正地图测距误差可以从地图精度和测距精度两方面完善。1)采用高精度卫星地图进一步提高地图精度,减小地图精度误差。2)采用自动测距系统提高测距精度,消除主观因素测距误差。

大地等效电导率误差在于 ASF 理论计算中没有考虑当前影响大地电导率因素的权值变化,不具备实时性,容易忽略一些影响大地电导率的因素。同时,随着城市化的发展,城区范围不断扩大,城市区域电导率已发生变化,但往往被忽略。因此,可以根据地质地貌、温度、湿度、降水、城区范围、植被覆盖及季节性变化等实时因素建立大地等效电导率综合计算系统,以减小大地等效电导率误差。

大地等效电导率区域分割误差的原因是过渡区鉴定误差和分割误差,1)可以采用合理的过渡区分割方案,解决过渡区的分割不稳定性问题。2)根据实际环境的地质地貌,通过实测数据推演更精确、更具差异性的大地等效电导率,以尽可能覆盖所有类型的地质地貌,包括过渡区的特征。

参考文献

[1] 苏建峰, 吴海涛, 边玉敬. BPL 长波附加二次相位因子采集与建模[J]. 宇航计测技术. 2006, 26(3): 1 ~ 3.

[2] 梁仲寰. 低频时号传播时延预测的简便方法[J]. 陕西天文台台刊. 1992, 15(1): 81 ~ 84.

[3] 陈秀明, 李文魁, 陈永冰等. 北斗-罗兰 C 组合导航的 ASF 修正计算与研究[J]. 宇航计测技术. 2009, 29(3): 26 ~ 30.

[4] 闫成新. 基于区域的图象分割技术研究[D]. 华中科技大学, 2004.

2012 年 6 月
第 32 卷 第 3 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Jun. ,2012
Vol. 32, No. 3

文章编号:1000-7202(2012) 03-0021-04 中图分类号:TN911.72 文献标识码:A

数字锁相环的设计

王鹏宇[1] 吕善伟[2]

(1. 中国电子科技集团公司第二十七研究所,郑州 450047;
2. 北京航空航天大学 205 教研室,北京 100191)

摘 要 在高动态相干解调系统中,三阶三型环路结构得到了广泛应用。然而高阶环路各参数对环路动态性与稳定性的影响复杂,不利于工程设计。本文在现有理论基础上,导出了三阶三型环路的数字实现结构,并给出了环路参数简便的工程设计方法。

关键词 锁相环 高阶锁相环 DPLL

The Design of Digital Phase-Locked Loop

WANG Peng-yu[1] LV Shan-wei[2]

(BeiHang University staff room 205, Beijing 100091)

Abstract Based on the existing theories, the paper deeply analyzed the high-order phase-locked loop control progress and its digitization, and presents a simple way to design the high-order digital phase-locked loop.

Key words Phase-locked loop Three order PLL DPLL Transfer function

1 引 言

锁相环是抑制载波通信系统中提取相干载波的核心部分,同时也是直序扩频中载波同步与码同步的关键技术,因此数字锁相环稳定性分析、参数选择与数字化实现便成为实现载波数字通信系统一个重要环节。已有很多文献对于锁相环的数字化进行了讨论[1~5],但这些文献对环路参数选择的推导过于繁杂,并且多数仅限于二阶环路。

本文从自动控制的角度出发,仔细分析了环路的控制过程及其数字化,对高阶数字锁相环,推导出简单实用的数字化环路实现方法,给出了简单的参数选择公式。

2 三阶模拟锁相环

图 1 给出了一个典型的三阶三型锁相环原理图,$\theta_i(s)$ 为输入相位,$\theta_o(s)$ 为环路 VCO 输出相位,系统相位传递函数为

$$H_3(s) = \frac{k_1 s^2 + k_2 s + k_3}{s^3 + k_1 s^2 + k_2 s + k_3} \tag{1}$$

根据闭环主导极点理论[6],一个三阶传递函数具有如下形式

$$H_{3b}(s) = \frac{Z(s)}{(s+b)(s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2)} \tag{2}$$

系统三个极点,为 $s_1 = -b, s_{2,3} = -\zeta w_n \pm j w_n \sqrt{1-\zeta^2}$

$=-\sigma \pm jw_d$，w_n 为系统自然角频率。由于一般二阶环路阻尼 $\zeta=0.707$，故此处考虑 $\zeta<1$ 情况。当 $b>5\zeta w_n>0$ 时，此三阶系统的动态性能可以由极点 $s_{2,3}$ 确定的二阶系统近似。

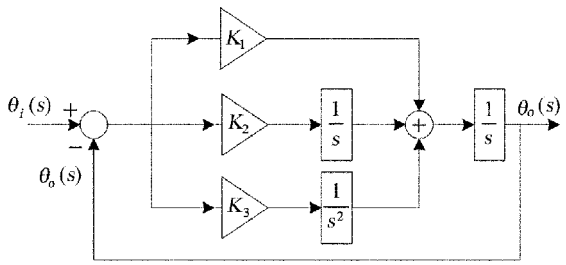


图 1　典型的三阶三型锁相环原理图

由式(1) 和式(2) 可得

$$H_{3b}(s)=\frac{Z(s)}{(s+b)(s^2+2\zeta w_n s+w_n^2)}$$

$$=\frac{(2\zeta w_n+b)s^2+(w_n^2+2\zeta w_n b)s+w_n^2 b}{s^3+(2\zeta w_n+b)s^2+(w_n^2+2\zeta w_n b)s+w_n^2 b} \tag{3}$$

所以三阶三型锁相环参数为

$$\begin{aligned} k_1&=2\zeta w_n+b \\ k_2&=w_n^2+2\zeta w_n b \\ k_3&=w_n^2 b \end{aligned} \tag{4}$$

令

$$b=k\zeta w_n \text{ 且 } k>5 \tag{5}$$

得

$$\begin{aligned} k_1&=(k+2)\zeta w_n \\ k_2&=(1+2k\zeta^2)w_n^2 \\ k_3&=k\zeta w_n^3 \end{aligned} \tag{6}$$

而式(3) 可以写成

$$H_{3b}(s)=\frac{(2+k)\zeta w_n s^2+(1+2k\zeta^2)w_n^2 s+k\zeta w_n^3}{(s+b)(s^2+2\zeta w_n s+w_n^2)} \tag{7}$$

根据控制系统中的谢绪凯稳定判据[7]，对于式(1) 的特征方程

$$s^3+k_1 s^2+k_2 s+k_3=0 \tag{8}$$

其根全部具有负实部的充分条件为

$$0.465k_1k_2>k_3 \tag{9}$$

将式(6) 代入式(9) 得

$$\zeta^2>\frac{1}{2k}\left(\frac{k}{0.465(k+2)}-1\right) \tag{10}$$

而式(7) 全部根具有负实部的必要条件为

$$k_1k_2>k_3 \tag{11}$$

将式(6) 代入式(11) 得

$$\zeta^2>\frac{1}{2k}\left[\frac{k}{(k+2)}-1\right] \tag{12}$$

因为已经假设 $k>0$，所以 $\frac{k}{(k+2)}<1$，所以式(12) 恒成立。因此，式(10) 可以看做是 $k>0$ 时系统稳定的充要条件。根据式(10) 确定不同 k 值下 ζ 的取值下限，如图 2 所示。可以看出欲使环路稳定，则须满足

$$\zeta>0.25 \tag{13}$$

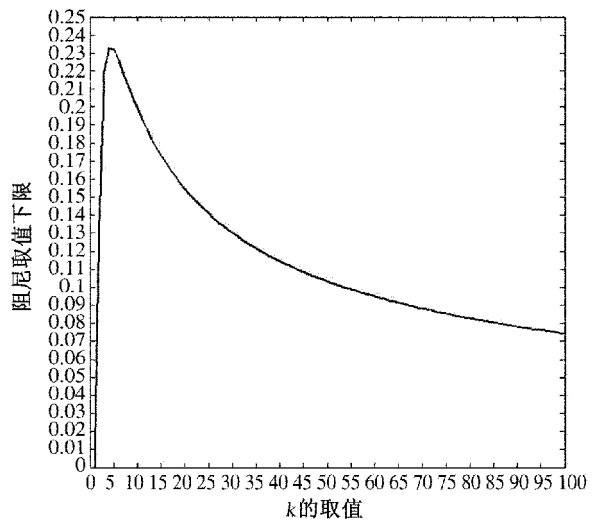


图 2　随 k 值不同 ζ 的取值下限

锁相环设计中，噪声带宽是很重要的，三阶三型锁相环噪声带宽为[8]

$$B_L=\frac{k_1}{4}\left(\frac{1+\frac{k_2}{k_1^2}+\frac{k_3}{k_2^2}}{1-\frac{k_3}{k_2^2}}\right) \tag{14}$$

显然式(14) 过于复杂，可以用简单的二次曲面来拟合，如 $k=6$ 时，可以用下式来近似

$$B_L\approx(2.037\zeta+0.1036)w_n \tag{15}$$

3　锁相环数字化

数字锁相环可以由一个模拟锁相环通过同步采样来获得[9]，三阶三型锁相环数字化实现可以由图 3 来表示。

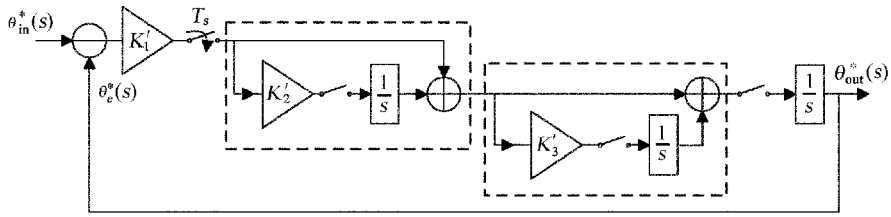


图 3　同步采样后的三阶三型模拟锁相环

与图 1 所示环路参数对比有

$$k'_1 = k_1 = (k+2)\zeta w_n$$
$$k'_1 k'_2 = k_2 = (1+2k\zeta^2)w_n^2 \qquad (17)$$
$$k'_1 k'_2 k'_3 = k_3 = k\zeta w_n^3$$

这样离散化后的模拟锁相环就可以表示成图 4。

其中，T_s 为环路更新间隔，* 表示采样拉氏变换。开关一般用零阶保持器来替代，它的传递函数为

$$G_h(s) = \frac{1-e^{-Ts}}{s} \qquad (16)$$

对图 3 进行 z 变换，其中主要是对积分器的变换，有

$$Z\left[\frac{1-e^{-Ts}}{s}\cdot\frac{1}{s}\right] = (1-z^{-1})Z\left[\frac{1}{s^2}\right] = \frac{Tz^{-1}}{(1-z^{-1})} \qquad (18)$$

则 z 变换后图 4 所示离散化锁相环的数字化形式如图 5 所示。

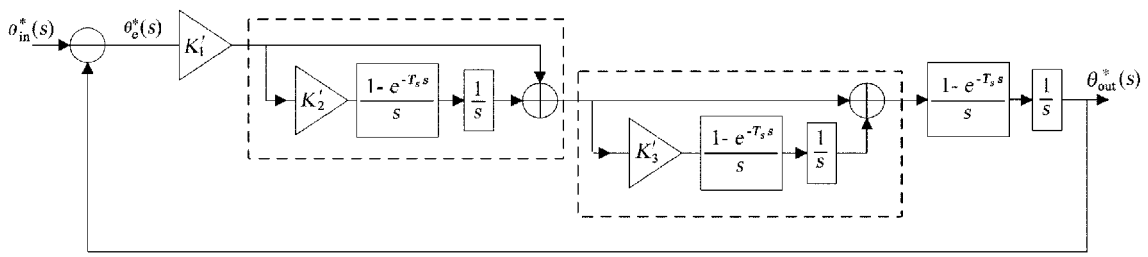


图 4　三阶三型模拟锁相环的离散化图

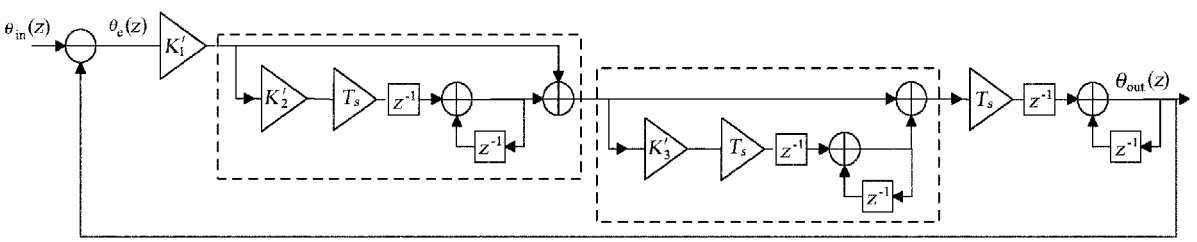


图 5　三阶三型模拟锁相环的数字化图

从上面讨论可知,三阶三型模拟锁相环在 $\zeta > 0.25$ 时是绝对稳定的,但当数字化后稳定是有条件的。文献[8]给出了两个条件,即当

$$k'_2 T_s \geq \frac{4}{4 - 3k'_3 T_s} \tag{19}$$

成立时,对于所有 $k'_1 T_s > 0$ 的三阶三型数字锁相环都是不稳定的,和

$$\frac{k'_2 T_s}{(4 - k'_2 T_s)(1 - k'_2 T_s/2)^2} < k'_1 T_s < \frac{8}{(2 - k'_2 T_s/2)^2} \tag{20}$$

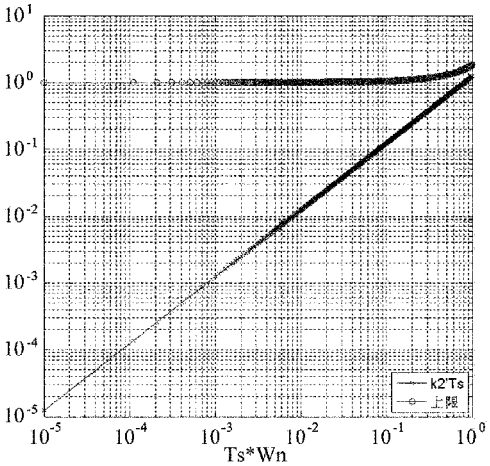
成立时,并在不考虑附加延时情况下,三阶三型数字锁相环是稳定的。将 $\zeta = 0.707$ 与 $k = 6$ 带入式(19)与式(20)得出 $w_n T_s$ 取值与环路稳定之间的关系曲线如图 6 所示,可见

$$1/T_s > 10 w_n \tag{21}$$

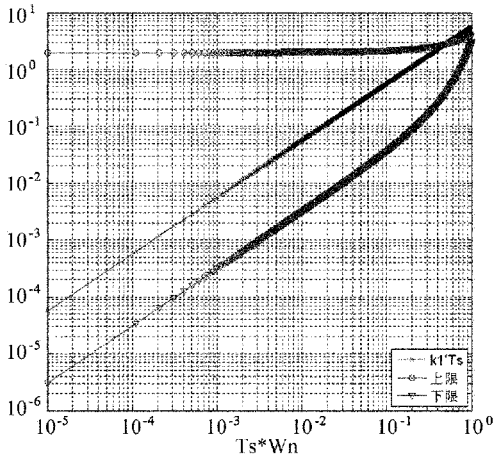
系统是稳定的。对于其他 $\zeta > 0.25$ 和 $k > 5$ 可以得到类似结果。

4 仿 真

在载波恢复锁相环中,三阶锁相环等效噪声带宽 B_L 由式(15)近似。图 7 给出了三阶三型数字锁相环跟踪频率变化的曲线。可以看出三阶三型数字锁相环能够无误差地跟踪频率变化。

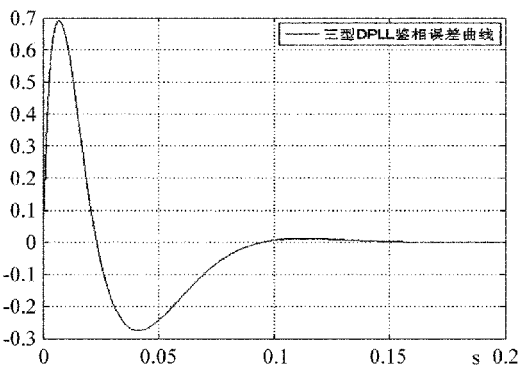


(a) $w_n T_s$ 取值对不稳定性的影响

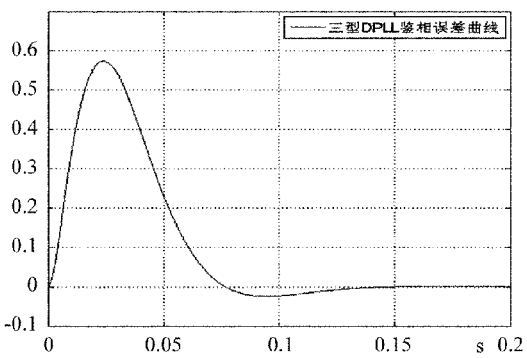


(b) $w_n T_s$ 取值对稳定性的影响

图 6 $w_n T_s$ 取值与环路稳定之间的关系图



(a) $T_s = 1e^{-5}, \zeta = 0.707, K = 6, B_L = 100\text{Hz}$, 频率阶跃 $\Delta w = 300\text{rad/s}$ 的三型 DPLL 鉴相误差曲线



(b) $T_s = 1e^{-5}, \zeta = 0.707, K = 6$ 与 $B_L = 100\text{Hz}$, 频率斜升 $R = 17860\text{rad/s}$ 的三型 DPLL 鉴相误差曲线

图 7 三阶三型数字锁相环跟踪频率变化的鉴相误差曲线图

5 结束语

综上所述,设计三阶三型环的步骤为:

a. 确定 k 值。为了使得环路动态性能由二阶系统近似,式(2-6)中取 k>5。

(下转第 44 页)

2012 年 6 月
第 32 卷 第 3 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Jun. ,2012
Vol. 32, No. 3

文章编号:1000-7202(2012) 03-0025-06 中图分类号:TP311.52 文献标识码:A

基于 LabWindows/CVI 的 IGS 实时数据自动下载软件开发

朱 琳[1,2,3] 张慧君[1,2] 李孝辉[1,2]

(1. 中国科学院国家授时中心,陕西临潼 710600; 2. 中科院精密导航定位与定时技术重点实验室,陕西临潼 710600;3. 中国科学院研究生院,北京 100039)

摘 要 随着全球导航卫星系统(GNSS)的日益发展,国际 GNSS 服务组织(IGS)所产生的各项数据以及产品日趋精确,应用也非常广泛。本文基于 Labwindows/CVI 开发平台,设计了从 IGS 的 FTP 服务器下载实时数据或产品的自动运行软件。该软件目前运行稳定、可靠,可以为 IGS 数据或产品的使用者提供自动化服务。

关键词 LabWindows/CVI IGS 数据 自动下载 FTP

Develop of IGS Real-time Data to be Automatic Download Software Based on LabWindows/CVI

ZHU Lin[1,2,3] ZHANG Hui-jun[1,2] LI Xiao-hui[1,2]

(1. National Time Service Center, the Chinese Academy of Sciences, Lintong, Shaanxi 710600;
2. Key Laboratory of Precision Navigation Positioning and Timing, Chinese Academy of Sciences, Lintong, Shaanxi 710060; 3. Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039)

Abstract With the Global Navigation Satellite System (GNSS) development, various data and products that the international GNSS service organization (IGS) generated are more precise and widely used. A software is designed to download data and products from FTP server of IGS. It is stable and reliable. Meanwhile, it provides automatic services for IGS data and products.

Key words LabWindows/CVI IGS data Automatic download FTP

1 引 言

1992 年 5 月,在国际民航组织未来空中导航系统会议上,GNSS 被定义为:它是一个全球性的位置和时间测定系统,包括一种或几种卫星星座、机载接收机和系统完好性监视[1]。在当前 GNSS 发展过程中,美国 GPS 现代化、俄罗斯 GLONASS 现代化、欧洲 GALILEO 计划和中国 COMPASS 计划都起到关键作用[2].

为了支持科学研究、各学科的应用和教育,在 GNSS 数据处理技术不断发展的基础上, IGS 分析中心提供 GNSS 的各种产品,其种类持续增加, 精

基金项目:国家自然科学基金重点项目(11033004);中科院"西部之光"人才培养项目(2010)GNSS 时间偏差监测与预报方法研究。

度不断提高，提供数据的滞后时间也在逐步缩短[3]。

IGS 提供的精密星历有多种格式，通常用户采用 SP3 格式，包括 5min、15min 不同时间间隔的卫星的坐标和钟差，其坐标参考为 ITRF 参考框架。IGS 分析中心以不同的时间延迟发布其精密卫星星历和钟差产品，包括 3 类：在 3h 后提供的超快速星历，在 17h 后提供的快速星历和在 2 周后提供精度最高的最终星历。前 2 种快速星历中都有预报星历，可用于实时定位等实时数据处理。快速星历的精度可达 5cm，最终星历的精度更达到 4cm 以内，而预报星历精度也可达 10cm。

对于研究有关卫星导航、时间尺度、轨道定位和地理测绘等方面的用户来说，IGS 数据及产品就相当于标准和基础，不仅能够方便用户的使用，更能够提高用户研究的准确度和精确度[4]。随着科技的发展和自动化的广泛应用，用户对 IGS 数据的使用也越来越频繁，每次进行简单的数据拷贝已经远远不能满足各种应用的需要。因此，对 IGS 数据实行实时的自动下载就能够解决和优化很多应用上的问题。本文以下载 GPS 快速精密星历文件为例介绍本软件。

2 软件设计

2.1 总体思想

本软件的目的是设计一个结合文件传输协议，应用文件将客户端与服务器紧密地联系起来，同时具有实时性、独立性和可移植性的应用程序。由于 LabWindows/CVI 在网络编程方面相对比较薄弱，库函数相对比较少，因此为了方便各类用户的使用，此程序就应运而生。

编写程序之前，首先应该对程序所要完成任务的原理、功能、操作方法有详细的了解，然后对程序的结构进行设计。与程序相关的知识大致分为 3 部分：有关 LabWindows/CVI 软件的应用，有关 FTP 原理与实现，和有关 IGS 数据的了解。为了能够合理地设计程序的整体框架，先对以上三部分内容做详细的介绍。其次，由于程序的功能是实现从 IGS 服务器上查询、下载指定文件的自动化，所以做了细节上的优化。例如，待下载文件具有固定格式的文件名和固定的存放路径，便于用户查找和下载；在网络函数连接出现问题时需要重新登录服务器；IGS 是在 UTC 时间尺度下每天的 17 时（即西安大约时间 0 点到 1 点之间）后产生前一天的数据，为了减少网络占用率，则在每天 0 时后开始准备下载数据。

2.2 文件传递过程

程序要实现有关文件的下载功能，首先需要清楚信息在实际系统中是如何传递的，系统各个功能模块之间是如何相互连接的。

本程序要实现的是在客户端与服务器之间的信息传递，从而达到下载文件的目的，如图 1 所示。

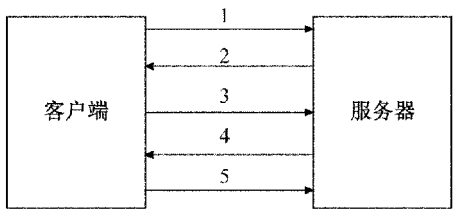


图 1 信息传递的五步骤图

第一步：客户端向服务器发出连接请求。

第二步：服务器在接受请求后向客户端返回信息，告知所开启的临时端口号以便客户端能够顺利的登录。

第三步：客户端发送指令，在服务器上寻找指定文件。

第四步：服务器复制文件至客户端。

第五步：客户端发送退出服务器的指令。

2.3 IGS 的 FTP 服务器介绍

2.3.1 FTP 介绍

FTP 的主要功能包括两个方面：文件的下载和上载。本程序应用的是 FTP 的文件下载功能。

FTP 服务采用典型的客户/服务器工作模式。而客户/服务器工作模式又分为两种，一种方式叫做 Standard（也就是 PORT 方式，主动方式），一种是 Passive（也就是 PASV，被动方式）。Standard 模式 FTP 的客户端发送 PORT 命令到 FTP 服务器。Passive 模式 FTP 的客户端发送 PASV 命令到 FTP 服务器。Passive 模式在建立控制通道时，FTP 服务器收到 PASV 命令后，随机打开一个高端端口（端口号大于 1024）并且通知客户端在这个端口上传送数据的请求，客户端连接 FTP 服务器此端口，然后 FTP 服务器将通过这个端口进行数据的传送。根据 2.2 节介绍文件传递过程，本程序采用被动方式，并设置其为默认方式，从而为整体的自动化奠定基础。

FTP 服务分为三种类型：第一类是 Real 账户，

这类用户是指在 FTP 服务器上拥有账号;第二类是 Guest 用户,这类用户只能够访问其主目录下的文件;第三类账户是 Anonymous(匿名)用户,这类用户是指在 FTP 服务器中没有指定账户,但是其仍然可以进行匿名访问某些公开的资源。通常用户登录 IGS 服务器都采用的是匿名账户,所以只允许下载文件而不能上载文件。本程序使用的是匿名的登录方式。

2.3.2　有关 IGS 的 FTP 服务器

IGS 的数据和产品存放在各数据中心和分析中心的服务器上,但各分析中心的数据又存在微小的差别。

IGS 的全球数据中心有三个,美国 NASA 戈达德空间飞行中心地壳动力学数据信息系统(CDDIS)、法国国家地理研究所(SIO)和美国斯克里普斯海洋地理研究所(IGN),区域数据中心有五个,分别是德国测绘局(BKG)、澳大利亚测量与国土信息组(AUSLIG)、加拿大自然资源部的大地资源分局(NRCAN)、地学实验室(GODC)和喷气推进实验室(JPL)。而 IGS 的数据分析中心有七个:瑞士伯尔尼大学的欧洲定轨中心(CDOE)、加拿大自然资源部的大地资源分局(NRCan)、德国地学中心(GFZ)、欧洲空间工作中心(ESA)、美国国家大地测量局(NGS)、喷气动力实验室(JPL)和斯克普斯海洋研究所(SIO)。用户可以从以上数据中心和分析中心的服务器上下载所需要的数据。但由于目前只有部分分析中心和数据中心的服务器可以登录,所以这里选择 CDDIS 的服务器进行数据的查询和下载,其服务器地址为ftp://cddisa.gsfc.nasa.gov。

2.3.3　IGS 数据文件名规则

IGS 的 FTP 服务器上存放着各类数据和产品,其文件的名称和格式都具有一定的规则方便查询和调用。GPS 数据具有 3 种不同类型的精密星历文件,并且有各自的符号标记。例如,用“igu”表示超快速星历文件,用“igr”表示快速星历文件,用“igs”表示最终星历文件。GPS 的精密星历文件具有固定的格式:SP1,SP3 和 SP3C。目前普遍应用的是 SP3 格式,即以“.sp3”为文件名后缀。例如,以下载“igr16650.sp3.Z”文件为例。其中,“igr”表示此文件的类型,即为快速精密星历文件,“1665”表示文件内容所处的 GPS 周数,“0”表示文件内容所处的 GPS 周内的天数,“.sp3”表示文件的格式,“.Z”表示文件是以压缩的格式存放在 FTP 服务器上。

2.3.4　IGS 数据文件存放规则

由于 IGS 的数据均存放在各 FTP 服务器上,其种类繁多,并以“.Z”的压缩格式存在,所以每种数据和产品都具有固定的存储路径。例如,本文以在 CDDIS 服务器上查询和下载 GPS 快速精密星历文件为例,存放路径为“pub/gps/products/”,以 GPS 周为单位。其他文件类似。具体存放规则如图 2 所示。

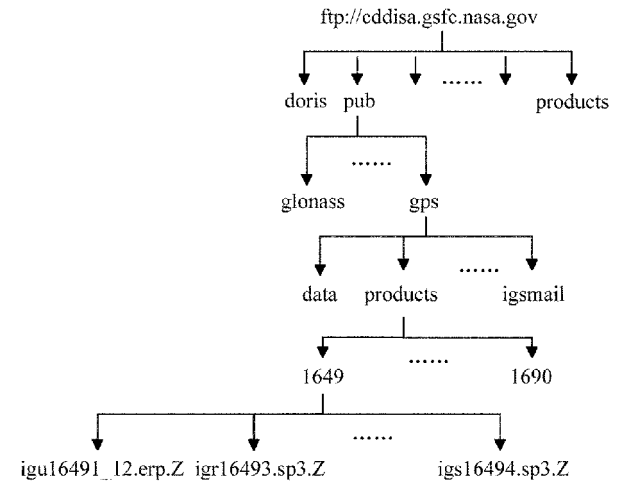


图 2　IGS 数据在服务器上的存放规则图

2.4　软件设计

2.4.1　登录服务器

为方便用户的进一步使用,登录服务器时通过读取用户名和密码判断是否是合法用户。对于合法用户,打开服务器的一个临时端口等待连接,用于和用户客户端通信。连接建立起来之后,用户的请求命令以及返回数据的传输都通过这个临时端口来实现。例如登录 IGS 的服务器,地址可写为“ftp://cddisa.gsfc.nasa.gov”,而用户名为“anonymous”。

2.4.2　查询待下载的文件

由于 IGS 具有 7 个分析中心,,各分析中心的服务器地址不同,并且各服务器上存放着众多类型、内容的数据文件,所以首先应根据 2.3.1 中提到的 FTP 基本内容进行设置,然后根据 2.3.2 中提到的处在不同分析中心的 FTP 服务器地址进行登录,再根据 2.3.3 和 2.3.4 中提到的文件保存的路径和文件名的情况进行具体文件的查找。

2.4.3　实现实时自动下载数据

由于 IGS 的快速星历是延迟 17 个小时后产生的,所以为了节省网络资源,每天从 UTC 时间尺度下的 17 点开始以 10 分钟为间隔判断是否有新的数

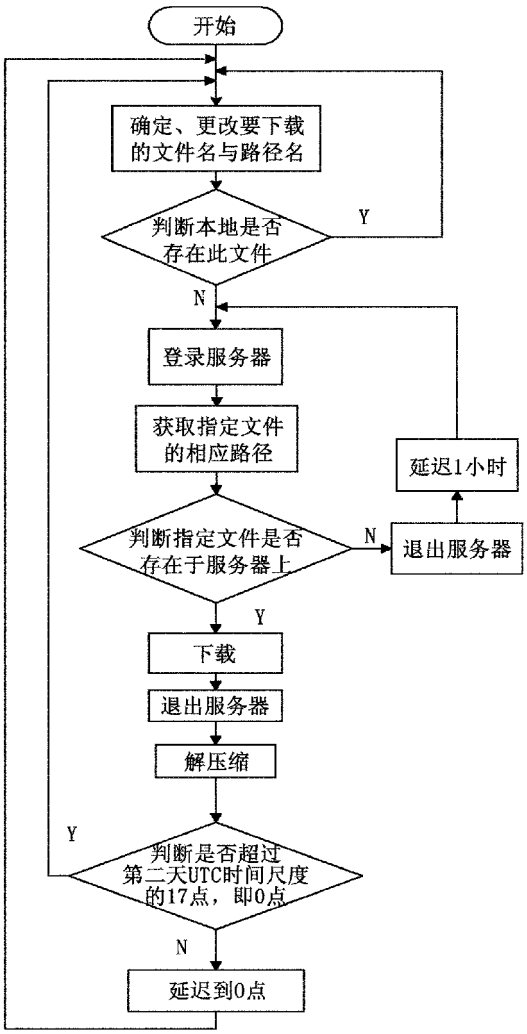


图 3　系统流程图

据产生。若当数据产生时未超过第二天的 17 点,则在下载完数据后退出服务器,直至下一次 17 点时重新登录服务器;若当数据产生时已经超过了第二天的 17 点,则在下载完此数据后直接判断下一个新的数据是否产生。

在实现网络下载数据的时候会受网络健康状况的影响。当网络出现问题时,连接网络的函数会报错,并且终止网络的连接。此时会输出出现问题的时间和出现问题的网络函数名,并会自动重新连接、登录服务器,直到网络恢复健康。

2.4.4　下载完成的 IGS 数据存放

由于下载的文件均是以“.Z”的压缩形式存在,为方便用户使用,将已下载的文件解压缩,并以 GPS 周和周内天数为文件名存放到指定的文件夹中,方便之后对文件数据的调用。

3　软件实现

3.1　LabWindows/CVI 软件开发平台

LabWindows/CVI 是由 National Instruments 公司(美国国家仪器公司,简称 NI 公司)推出的交互式 C 语言开发平台。LabWindows/CVI 提供了丰富的函数库,如 Internet Library、User Interface Library 及 DDE Support Library 等,可以利用其提供的库函数来实现程序设计、编辑、编译、链接和标准 C 语言程序调试。同时,LabWindows/CVI 为 GUI 面板的设计,准备了许多专业控件,以适应测控系统软件开发的需求。

目前开发软件的平台很多,VC、VB 等软件都可用来开发面向对象的可视化软件,但专业性不强,而采用基于虚拟仪器的 LabWindows/CVI 专业化测试软件作为开发平台方便快捷、界面美观,并且 LabWindows/CVI 是以 C 语言为中心的编程方式有着其优势。同时,它的类库的功能又可以开放地进行扩充,使系统的功能得到进一步增强。基于这种平台开发的仪器驱动程序具有很好的移植性,层次清晰,简明易用,能够很好的实现功能。

3.2　软件界面设计

对界面的设计最基本的要求就是简洁直观,结构紧凑,易操作。本文设计的是以多面板实现多功能的界面(如图 4)。

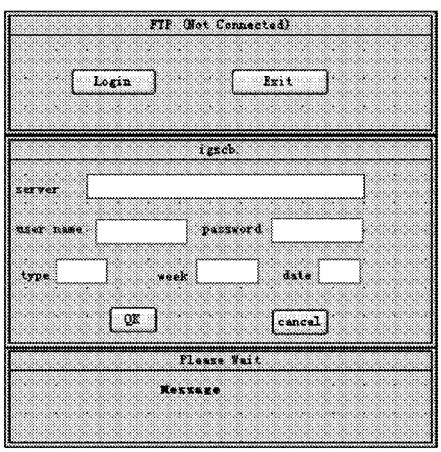


图 4　软件运行面板图

第一块面板(FTP(Not Connected)面板)用于连接网络,两个控件分别实现的是连接和断开服务器的功能。当点击 Login 控件后此面板隐藏,弹出第二块面板。

第二块面板(igscb. 面板)用于登录服务器。此时在名为 server 的 string 控件内输入 IP 地址或是统一资源定位地址(URL),用以找到目标服务器;在名为 user name 的 string 控件中输入登录名,如前面所述,在此处使用匿名的访问方式登录 IGS 服务器;在名为 password 的控件中输入密码。在 type、week、和 date 中输入要下载第一个文件的类型、文件所处的 GPS 周数和周内天数。正常情况下,程序会从输入的文件名开始,队之后的文件实行自动下载。当所有信息都输入完成后,点击 OK 控件则开始登陆 IGS 服务器,然后出现第三块面板;如果点击 cancel 控件则返回到第一块面板。

第三块面板(Please Wait 面板)用来显示各种信息从而提示程序所处的现状。例如在连接网络、登录服务器时会显示“Connecting to Site”;当连接不到服务器时会显示“An Error Occurred”,“Can´t Connect To Server”;当程序中出现错误时“An Error Occurred”等等。

3.3　关键函数的调用

函数的调用在程序中比比皆是,尤其以 Utility Library 和 User Interface Library 的函数最为常用。为了实现网络互联与文件传递的功能,则直接由面板上的控件进行控制。需要注意的是,在本程序中调用了许多 Internet library 的函数,这些函数的用法与之前的库函数有些不同。例如:

InetFTPLoginEx( ):用于登陆服务器。在对服务器进行任何操作之前都应当先登录到服务器上,应用此函数能够控制登录的最长时间;

InetFTPSetPassiveMode( ):设定工作模式。由于本程序使用的是被动方式与服务器连接,则应用此函数将登陆设定为被动模式;

InetFTPRetrieveFile( ):复制文件。在找到所需要的文件之后应用此函数可以将指定的文件复制到本地指定的地址中;

InetFTPClose( ):退出服务器。

以上为几个重要函数,当然还有些其他的函数例如用于设置路径、更改路径、上载文件等等可以调用。

除此之外,程序中还有对于系统函数 system( ) 的调用。

由于 IGS 快速产品都是. Z 的压缩格式,将文件从服务器复制到本地之后无法直接从中件中读取并应所需的数据用,所以解压缩就变得尤为关键。但 LabWindows/CVI 并不提供直接调用外部软件的功能,而直接编写一段解压缩程序也不太实际。在研究了 LabWindows/CVI、C 语言、WinRAR 软件以及 windows 的相关知识后,选择调用 system( ) 函数并结合 WinRAR 软件中的部分功能从而解决了自动解压缩的问题。

3.4　控件设定

通常情况下,一般的控件在安排界面时就已经设置了。但由于本程序需要登录服务器,就需要有用户名、密码等的输入,所以用于设置密码控件的函数就必不可少,而每个函数的具体用法和意义都需要具体掌握[5]。例如:

PasswordCtrl_ConvertFromString ( ):用于转换 string 空间形式为 password 型;

PasswordCtrl_SetAttribute( ):设置 password 控件的属性值;

PasswordCtrl_GetAttribute( ):获取 password 控件的属性值。

对于存在登录服务器的程序都需要 password 控件,而以上的几个函数也都必不可少。

3.5　软件运行界面显示

在运行本软件之前需要在计算机中安装 NI 公司开发的 LabWindows/CVI 软件,随后打开本软件即可运行。

在运行软件后,首先弹出的是网络连接界面,用于开通网络接口。如图 5 所示。

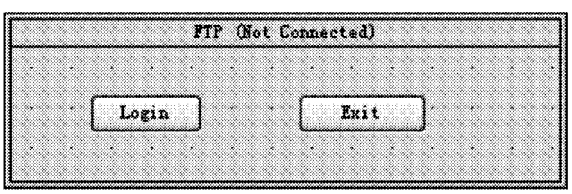


图 5　网络连接界面图

此时点击“Login”控件即可进行下一步操作,点击“Exit”控件则退出本次运行。

下一步弹出的是登录服务器界面,如图 6 所示。

此时需要填写服务器地址、用户名、密码和所需文件的时间信息。例如图 7 所示。

当信息填好后,点击“OK”选项,则弹出等待连接的面板(如图 8 所示),点击“cancel”控件则返回上一步。

若在程序运行过程中,无法连接到服务器,则会弹出等待连接面板,显示出现错误的原因,即“无法

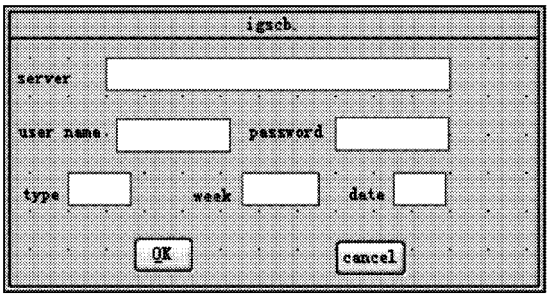


图 6 登录服务器界面图

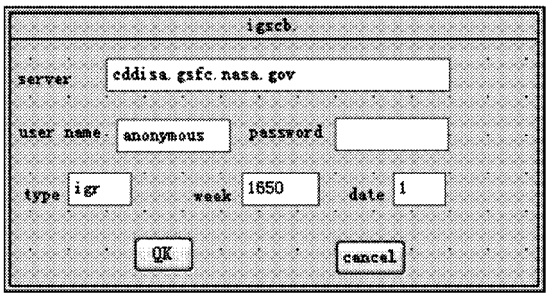


图 7 填写完成的登录服务器界面图



图 8 显示“等待连接”信息的界面图

连接到服务器”(如图 9 所示)。此时只需等待程序自动重新连接网络。

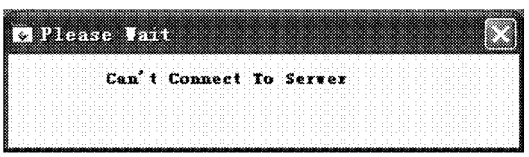


图 9 显示“无法连接服务器”信息的界面图

当在下载文件的时候出现网络问题,会弹出显示出现问题的时间和出现问题的网络函数的名称,方便用户查找问题。如图 10 所示。

4 结束语

本文首先介绍了软件产生大的背景,随着 GNSS



图 10 显示网络出错信息的界面图

的发展,IGS 产生的数据与产品也越来越为众多行业重视和应用。本软件是基于 LabWindows/CVI 软件开发平台,通过 TCP/IP 中的文件传输协议自动下载所需要的 IGS 数据和产品。本软件可作为修正由广播星历计算出的钟差和轨道误差、时间精密测量、精密单点定位等自动化程序的基础应用部分,为进一步提高各种高精度测量的准确度奠定基础的。本软件的流程条理清晰,界面制作简洁,并且具有良好的稳定性和可移植性,为各类使用 IGS 数据和产品的用户提供全面的自动化服务。

参考文献

[1] J. RAY, D. DONG, Z. Altamimi. 2004, IGS Reference Frames: Status and Future Improvements[C], M Position paper at IGS 2004 Workshop in Berne, Switzer2 land, March, 2004.

[2] 胡晓,高伟,李本玉. GNSS 导航定位技术的研究综述与分析[J]. 全球定位系统, 2009,34(3): 59 ~ 62.

[3] 张国安,王秀君,徐菊生. 国际 GPS 服务机构(IGS)的现状与最新进展[J],防灾减灾工程学报. 2003,23(6):111 ~ 114.

[4] The International GNSS Service: In the Service of Geo science and the Geospatial Industry International Global Navigation Satellite Systems Society IGNSS Symposium 2007 The University of New South Wales, Sydney, Australia 4 ~ 6 December,2007 Chris Rizos.

[5] 《LabWindows/CVI 测试技术及工程应用》[M]:王建新等,化学工业出版社,2006,10:89 ~ 95.

2012 年 6 月
第 32 卷 第 3 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Jun. ,2012
Vol. 32, No. 3

文章编号:1000-7202(2012) 03-0031-04 中图分类号:TM933.21 文献标识码:A

基于约瑟夫森效应的交流电压标准研究

朱 珠 康 焱 王 路 胡毅飞
(北京无线电计量测试研究所,北京 100039)

摘 要 叙述了基于约瑟夫森效应的交流电压标准的原理、实现方法以及主要不确定度来源,并对波形合成法和脉冲调制法两种实现方法所得到的交流电压标准性能进行比较。波形合成法适用于建立低频计量标准,脉冲调制法适用于高频计量标准。

关键词 约瑟夫森效应 交流电压标准 波形合成 脉冲驱动

Research on AC Voltage Standard Based on Josephson Effect

ZHU Zhu KANG Yan WANG Lu HU Yi-fei
(Beijing Institute of Radio Metrology and Measurement, Beijing 100039)

Abstract This paper describes the principle, realization methods of AC voltage standard based on Josephson effect and sources of uncertainty. The performance of AC voltage standard using the methods of synthesis waveforms and pulse-driven is compared. The AC voltage standard using the methods of synthesis waveforms is applicable to establish low-frequency metrology standard and using the methods of pulse-driven is applicable to establish high-frequency metrology standard.

Key words Josephson effect AC Voltage standard Synthesis waveforms Pulse-driven

1 引 言

处于超导状态下的约瑟夫森结在微波辐照下,结的两端产生直流电压 V_n,约瑟夫森结电压 V_n 与微波频率 f 的关系为

$$V_n = Nf/K_J \quad (1)$$

式中,K_J——约瑟夫森常数。

自 1990 年 1 月 1 日起,国际上统一采用约瑟夫森常数 $K_{J-90} = 483\ 597.9\text{GHz/V}$ 来复现各国的电压单位;N 为约瑟夫森结的电压台阶数。

我国于 1993 年和 1999 年先后建立了 1V 和 10V 约瑟夫森量子电压基准[1]。

随着科学技术的日益发展,约瑟夫森结阵的研究得到长足发展,加工工艺也越来越成熟,其响应速度快,台阶电压宽,性能稳定可靠,为量子交流电压标准的研究奠定了基础。国际上开始研究用约瑟夫森效应直接复现交流电压,建立量子交流电压标准,现已取得了很大进展。目前,我国正在开展约森夫森交流电压标准的研究。

2 约瑟夫森交流电压标准的实现方法

目前,国际上在约瑟夫森交流电压标准的实现上有两种不同的方法:波形合成法和脉冲调制法[2~10]。

2.1 波形合成法

利用波形合成法来实现约瑟夫森交流电压标准所使用的超导结为二进制约瑟夫森结阵,即各段结阵的单结数量按二进制的排列为 $1(2^0)$,$1(2^0)$,$2(2^1)$,$4(2^2)$,$8(2^3)$,…,$2^{N-1}(2^{N-1})$,阵列中共有 2^N 个单结,结构图如图 1 所示。

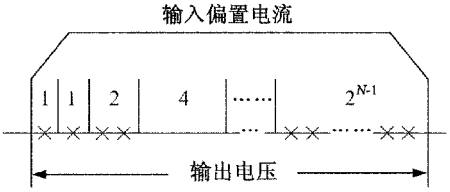


图 1 二进制约瑟夫森结阵结构图

通过控制偏置电流源可以使输入结阵中各段结的偏置电流为 $-I_S$,0 或者 $+I_S$,即可得到从 $-2^N f/K_J \sim 2^N f/K_J$ 的直流电压值,其步进值为 f/K_J。

按一定程序使用偏置电流源对约瑟夫森结阵进行快速扫描就可以合成在时间上连续、幅值上离散的交流电压波形,32 个采样点合成 60Hz 及 265 个采样点合成 400Hz 正弦波形图分别如图 2 和图 3 所示。

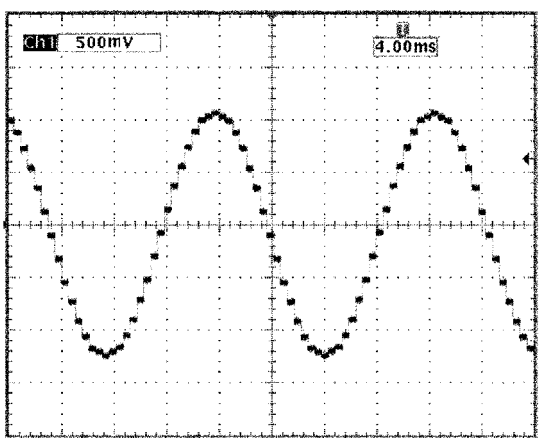


图 2 32 个采样点合成 60Hz 正弦波形图

由于合成的正弦波是一个离散的波形,每一部分为一段约瑟夫森直流电压。合成正弦波的有效值可以按式(2)来确定

$$V = \left[\frac{\sum_{i=1}^{N} | Vi |^2 \Delta t}{T}\right]^{1/2} \qquad (2)$$

式中:V—— 输出交流电压的有效值,单位为 V;

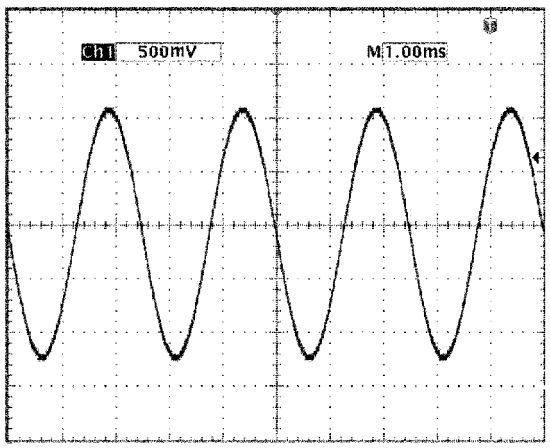


图 3 256 个采样点合成 400Hz 正弦波形图

V_i—— 输出的量子电压值,单位为 V;Δt—— 输出量子电压的时间间隔,单位为 s;T—— 交流电压的周期,单位为 s;N ——一个周期内输出的量子电压台阶个数。

其中,输出的量子电压值为

$$V_i = (A_0 2^0 + A_1 2^1 + A_2 2^2 + \cdots + A_{N-1} 2^{N-1}) f/K_J \qquad (3)$$

式中:$A_0, A_1, A_2, \cdots, A_{N-1}$——约瑟夫森结选择信号,通过对其分别设定-1,0 或+1 来选取不同数量的结输出量子电压,得到所需的电压量值[2]。

2.2 脉冲调制法

脉冲驱动型约瑟夫森 D/A 转换器由沿宽带传输线的 N 个约瑟夫森结阵组成,如图 4 所示。

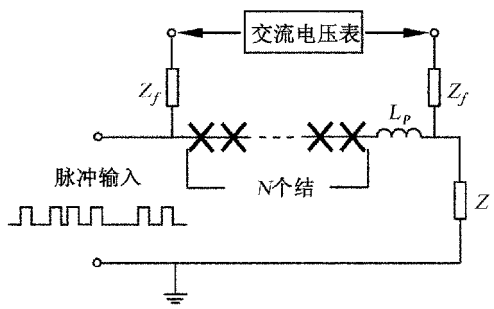


图 4 约瑟夫森脉冲调制器结构图

当脉冲信号沿着该传输线传播,就会产生与脉冲信号通过的结数成正比的时域面积积分 n/K_J 的电压脉冲。因此,当频率为 f 的脉冲串沿传输线传播时,在阵列两端产生均值为 nf/K_J 的电压。通过一个数字信号发生器来控制输入脉冲串就可以得到

复杂的输出波形。已知数字编码、时钟频率以及结阵中结的数量就可以足够精确计算输出波形。既然仅有一个结阵,开关带来的不确定度可以消除,任意时刻出现的脉冲增量可以通过计算得到[3]。

当结阵两端的驱动信号频率为 f 时,结阵所产生量子电压均值可以通过下式计算

$$V = \frac{nNf}{K_J} \tag{4}$$

式中:V ——输出量子交流电压的均值,单位为 V;n ——量子电压台阶数,取-1,0 或+1;N——约瑟夫森结阵中的单结数量。

综上所述,波形合成法是通过改变约瑟夫森结的数量来实现波形的合成,输出的信号为离散的合成波形,适用于建立低频电压标准,而脉冲调制法是通过改变驱动脉冲序列来得到所需的波形,输出的信号为平滑的模拟信号波形,适用于建立高频电压标准。

3　交流电压标准的测量不确定度来源

交流电压标准的不确定度来源随着其实现方法的不同也不尽相同。

3.1　波形合成法的测量不确定度来源

合成正弦波的有效值是通过在一个周期内对其进行分段积分来计算,所以其主要测量不确定度来源有以下 4 个方面。

1)电压台阶的不准确

电压台阶在稳定后准确度和直流约瑟夫森电压标准一致,引入的测量不确定度在 10^{-9} 量级,在评价交流电压不确定度时可以忽略不计。

2)上升时间

电压台阶的上升时间是由于偏置电流源内部电路、转换开关的延迟以及约瑟夫森结阵电容导致离散电压台阶变换时不连续所产生的,它是波形合成法产生交流电压标准时的测量不确定度主要来源。

3)周期内抽样点数

周期内抽样点数直接决定了合成波形的离散程度,周期内抽样点数越多,越近似接近正弦波形,所引入的不确定度越小。采用德国 PTB 生产的 SINIS 结阵时,微波辐照频率为 70GHz,最小电压台阶的值约为 150μV,因此周期内抽样点数一般不超过 $4 \times V/150\mu V$,其中 V 为输出电压的幅值。另外,周期内抽样点数的选择还要取决于合成波形的频率以及结阵交流响应的固有特性等。

4)合成波形的频率

合成波形的频率决定了各个离散的直流电压台阶的持续时间。合成波形的频率越高,电压台阶的持续时间就越短,电压台阶的上升段在该台阶上所占的比重就越大,引入的测量不确定度也就越大。这也是采用波形合成法来实现约瑟夫森交流电压标准时,只能在低频下保持较小测量不确定度的原因。

3.2　脉冲调制法的测量不确定度来源

采用脉冲调制法产生约瑟夫森交流电压标准的主要测量不确定度来源以下 4 个方面。

1)约瑟夫森结的量子电压不准确

约瑟夫森结所产生的量子电压的不准确带来的测量不确定度,它所引入的不确定度在 10^{-9} 量级[3]。

2)约瑟夫森结的自感

在约瑟夫森结芯片存在的固有电感,在微波脉冲激励时对输出电压引入一定的测量不确定度。

3)输入/输出阻抗匹配

在高频应用时,输入/输出阻抗匹配是脉冲调制法采用的微波驱动信号通过连接引线耦合到输出电压所引入的重要不确定度分量。

4)电压谐波分量

电压谐波分量是由所有的非基波频率的信号所产生的不确定度分量。

3.3　测量中引入的不确定度

除了两种实现方法所特有的不确定度来源外,所输出的约瑟夫森电压标准在测量时还会同时引入其他不确定度分量。

1)传输线的分布参数

在交流电压的传输中,传输线的分布参数会对电压的传输带来一定的影响。

2)连接线上的直流热电势

连接线以及各连接处的直流热电势一般在 nV 量级,也对交流电压的准确测量带来一定的影响。

在研制过程中,可以通过多种技术手段有效减小以上不确定度分量给交流电压标准所带来的影响。

4 两种方法的性能比较

国内外计量机构对波形合成法及脉冲调制法产生约瑟夫森交流电压标准均进行了长期的研究,目前采用两种方法产生交流电压标准所达到的技术性能见表 1。

表 1 交流电压标准特性对照表

	波形合成法	脉冲调制法
约瑟夫森结类型	二进制结	脉冲可编程结
输出电压(max)	10V	几百毫伏
输出信号	离散信号	连续信号
输出频率(max)	2kHz	30MHz[3]
测量不确定度	1×10^{-6}(200Hz)[2]	$>5\times10^{-4}$(1MHz)[3]

5 结束语

基于约瑟夫森效应的量子交流电压标准可以由波形合成和脉冲调制两种方法来实现。通过对两种方法的实现原理、主要不确定度来源以及主要性能指标进行比较,得到的结论是,波形合成法适用于建立低频计量标准,脉冲调制法适用于高频计量标准。

约瑟夫森直流电压标准的建立,使电学计量领域的直流电压溯源到物理常数,约瑟夫森交流电压标准的研究将为交流电压标准溯源到物理常数奠定坚实基础。

参考文献

[1] 高原. 量子电压基准[J]. 物理通报, 2002.

[2] Ralf Behr. Synthesis of Precision Waveforms Using a SINIS Josephson Junction Array [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2005, 54 (2).

[3] Samuel P. Benz. Pulse-Driven Josephson Digital/Analog Converter [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 1998, 8 (2).

[4] Clark A. Hamilton. AC Josephson Voltage Standard: Progress Report [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1997, 46 (2).

[5] Charles J. Burroughs, AC Josephson Voltage Standard Error Measurements and Analysis [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2003, 52 (2).

[6] C. A. Hamilton. Josephson D/A Converter with Fundamental Accuracy [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1995, 44 (2).

[7] S. P. Benz, P. D. Dresselhaus, C. J. Burroughs et al. Precision measurements using a 300 mV Josephson arbitrary waveform synthesizer [J]. IEEE Trans. Appl. Supercond., 2007.

[8] J. M. Williams, D. Henderson, P. Patel et al. Achieving sub-100-ns switching of programmable Josephson arrays [J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 2007, 56 (2): 651 ~ 654.

[9] L. Palafox, G. Ramm, R. Behr et al. Primary ac power standard based on programmable Josephson junction arrays [J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 2007, 56 (2): 534 ~ 537.

[10] C. J. Burroughs, P. D. Dresselhaus, et al. Design of the NIST 10V programmable Josephson voltage standard system [C]. Conf. Digest CPEM2010, 2010.

2012 年 6 月
第 32 卷 第 3 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Jun. ,2012
Vol. 32, No. 3

文章编号:1000-7202(2012) 03-0035-04 中图分类号:TM933.12 文献标识码:A

小电流测量单元校准技术研究

徐迎春[1] 莫 玮[1] 刘 冲[2] 于利红[2]
(1. 广西桂林电子科技大学,桂林 540014;2. 中国电子技术标准化研究院,北京 100007)

摘 要 在电子、航空航天领域及型号工程中小电流测试设备(如静电计、皮安表、源/测量单元、半导体精密分析仪等),发挥着极其重要的作用,其电流测量分辨力达到 fA 级,接近其物理极限值。对这些高灵敏度、高分辨力的精密小电流测量仪器进行参数校准是一项新的计量难题。本文使用 Fluke 公司 5440B 型直流电压源和自行研制的高值电阻器,构成测试平台,可以对 Keithley 公司 6517B 型静电计(20pA ~ 2μA 电流量程)进行自动校准。软件采用 Visual C++ 6.0 利用校准算法对测量结果进行分析,解决了小电流测量单元校准的计量难题。

关键词 +小电流测量单元 参数校准 校准算法

Research on Calibration of Low Current Measurement Unit

XU Ying-chun[1] MO Wei[1] LIU Chong[2] YU Li-hong[2]
(1. Guilin University of Electronic Technology, Guilin 540014;
2. China Electronics Standardization Institute, Beijing 100007)

Abstract Low-current test instruments (such as the electrometer, Pico ammeters, source/measure units, semiconductor precision analyzers, etc.) play an extremely important role in the electronic and aerospace field and model engineering. The current measurement resolution level of fA grade touched its physical limit. It is a new metrology challenge that the precision low current measurement instruments of high sensitivity and strong resolution are calibrated. Fluke Instrument's 5440B and self-developed NIM-TΩ was used to constitute test platform in this article to calibrate Keithley Instrument's 6517B (current range: 20pA ~ 2μA). Visual C + + 6.0 was used to develop calibrating software through analysis of measurement results. The metrology difficult problem of low current measurement unit calibration was solved.

Key words +Low Current measurement unit Parameters calibration Calibration algorithm

1 引 言

电流是国际量值体系中的一个重要参量,其与人类科学技术的发展密不可分,同时也是电子测量技术和仪器的基本研究对象。当电流信号的量值小到一定程度,比如皮安时,对它的准确测量就变得非常的复杂、困难。然而在航空航天测控、半导体集成电路测试、新型纳米材料研究以及生命科学发展所需的分析测试等领域,又要求必须对这种微弱的信号进行精确捕捉和测量。正是这种需要,使得高灵

敏度、高分辨力的精密小电流测量仪器(如 Keithley 公司 6517B 型静电计)应运而生并被大量使用。

国内计量技术机构一直致力于此类设备的校准研究,但目前国内还未能很好地解决 pA 量级直流小电流的校准问题。因为测量过程中面临诸多问题:首先,在测量中特别容易受到环境条件、连接电缆、测试夹具、静电干扰和屏蔽技术、噪声以及其他不确定因素的影响;其次,仪器制造商如 Keithley 公司不再生产和提供必要的校准用的附件,如电阻校准器 Keithley5156,国内现有精密设备生产技术、工艺加工技术水平等方面的限制,使得现有校准方法和校准装置的技术指标不能完全满足目前先进的小电流测量仪器的校准需求。因此对小电流测量仪器的指标进行计量是对目前计量行业提出的一项挑战。为了解决这一难题自行研制了高值电阻器。选取补偿法,采用间接检定方法,使用 Fluke 公司 5440B 型直流电压源和自行研制的高值电阻器对 Keithley 公司 6517B 型静电计(20pA ~ 2μA 电流量程)进行校准。

2 小电流测量单元校准装置的组成

小电流测量单元校准装置主要使用 TΩ 级高值电阻器和 Fluke 公司的 5440B 型直流电压源对 Keithley 公司静电计 6517B(20pA ~ 2μA 电流量程)进行校准。校准装置组成如图 1 所示。

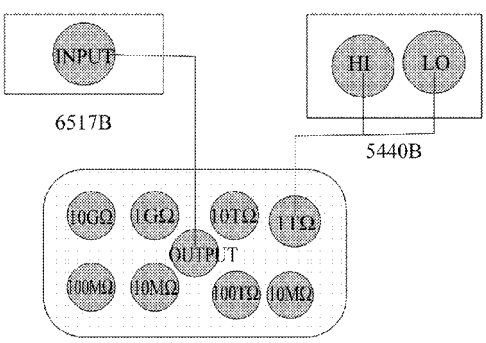


图 1 小电流测量单元校准装置组成框图

校准装置选用的设备有:

1)标准直流电压源

Fluke 5440B 直流标准电压源的年技术指标为 $0.5\times10^{-6}+4.5\mu V$,直流电压输出稳定性(30d)为 $1\times10^{-6}+4.5\mu V$,技术指标满足校准需求。

2)高值电阻器

自行研制的高值电阻器的技术指标见表 1。为了保证精度,在电阻制作和选取上,充分考虑时间常数的影响,选取时间常数小的电阻。另外还考虑了电阻的结构(如小电流干扰、屏蔽以及三同轴连接等)。

表 1 高值电阻器技术指标

电阻值(Ω)	温度系数(10^{-6}/℃)	电压变差(10^{-6})	工作电压(V)	不确定度 $k=2$
10M	±100	±100	≤1 000	0.005%
100M	±100	±100	≤1 000	0.005%
1G	±200	±200	≤1 000	0.01%
10G	±300	±300	≤1 000	0.05%
100G	±500	±500	≤1 000	0.1%
1T	±500	±5 000	≤1 000	0.2%
10T	±6 000	±5 000	≤200	0.5%
100T	±10 000	±5 000	≤200	1.0%

3 小电流测量单元校准软件的编写

标准直流电压源 5440B 输出电压幅度为 -20 V ~ 20V,经过高值电阻器后产生的小电流范围 -20pA ~ 2μA。对 pA 级的小电流参数进行校准,小电流参数量值已接近物理极限,这时小电流表的读数存在一定范围抖动。因此尽量降低小电流表自身带来的误差,是保证校准结果准确可靠的重要条件。

校准过程中,可采用以下措施降低测量误差:1)通过软件延时使静电计 6517B 读数相对稳定后读取显示读数,每隔 5s 读取一次,重复操作 10 次求平均值;2)通过软件控制使直流电压标准源 5440B 输出为零时,对静电计 6517B 进行清零。(3)仪器接地和屏蔽措施、选用三同轴屏蔽电缆及保障校准的环境条件都可以降低所引入的误差。

通过 Visual C++ 6.0 编写静电计 6517B 自动校

准程序,软件控制静电计 6517B 工作于 20pA ~ 2μA 电流量程的小电流表模式。每个量程选取七个点,逐个量程进行校准。每个点重复校准 10 次,求其平均值。若落在误差限内,得到的结论就是合格,否则为不合格。由于校准过程所用的时间很长,每校准完一个点,在校准软件界面中的 List Control 中显示该点的校准情况,如果发现不合格,可以立即结束本次校准工作。同时能够自动生成原始记录和校准证书。为了达到随时结束校准工作的目的,软件中用到了多线程。把校准过程程序放在线程的入口函数中。

软件实现小电流测量单元校准流程如图 2 所示。小电流测量单元部分校准软件界面如图 3 所示。

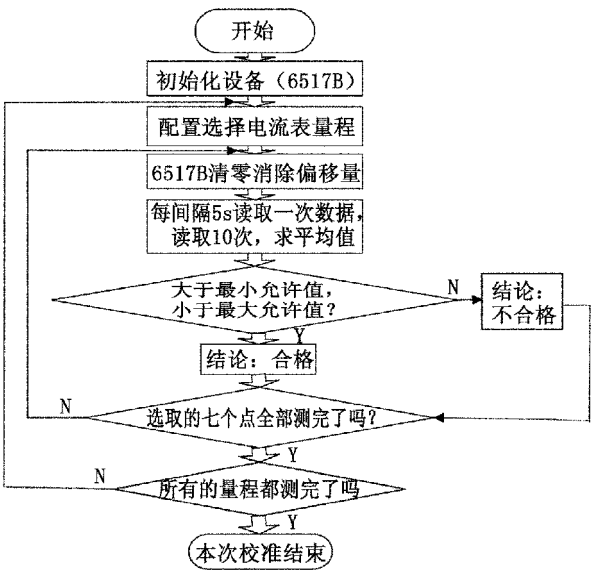


图 2　小电流测量单元校准软件流程图

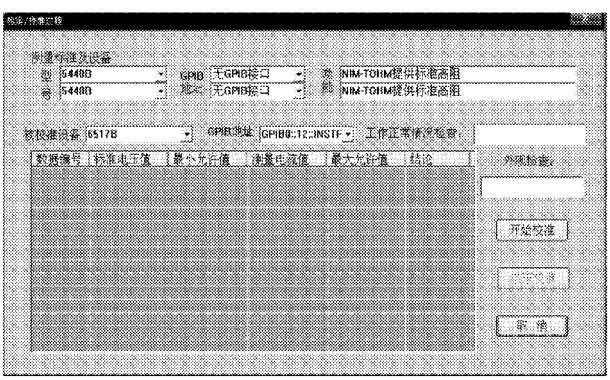


图 3　小电流测量单元校准软件界面图

4　测量不确定度评定

采用间接方法进行测量,设被校小电流测量单元的电流设置值为 I_X,V_N 为标准电压表的输出电压,R 为高值电阻器的电阻,则

$$I_x = \frac{V_N}{R} \tag{1}$$

方差和灵敏系数的计算,根据公式(2),得到

$$u_c{}^2 = \sum_{i=1}^{N} \left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2 u^2(x_i) \tag{2}$$

根据公式(1)和公式(2),计算各分量对总体量值的不确定度贡献量。当测量小电流 1pA 时,高值电阻器电阻 R 为 1TΩ,标准电压源的输出电压为 1V,根据公式(2)计算,得到公式(3)、公式(4)中的灵敏系数

$$c(V) = \frac{\partial I}{\partial V} = \frac{1}{R} = 1T\Omega^{-1} \tag{3}$$

$$c(R) = \frac{\partial I}{\partial R} = -\frac{V}{R^2} = -1V/T\Omega^2 \tag{4}$$

所以根据公式(2)计算得到

$$u_c{}^2 = c^2(V)u^2(V) + c^2(R)u^2(R) = (1T\Omega^{-2})u^2(V) + (1V \cdot T\Omega^{-2})^2 u^2(R) \tag{5}$$

在对静电计 6517B 小电流量程 20pA ~ 2μA 的校准中,以 1pA 直流小电流的校准最为困难,所以以 1pA 测试点为例对不确定度来源进行粗略分析。

不确定度来源分析如下。

1)直流标准电压源 5440B 电压不准引入的不确定度分量 u_{B1}

按 B 类进行评定。标准电压源 5440B 的内阻很小,带负载能力较大,设备在 1V 时的技术指标 ±(3.5×10⁻⁶×1V+5μV),按均匀分布,$k=\sqrt{3}$,u_{B1} = 0.000 49%。

2)电阻不准引入的不确定度分量 u_{B2}

按 B 类进行评定。1TΩ 电阻产生 1pA 电流,高值电阻器送上级计量机构校准,其不确定度为 0.1%。

3)电阻温度效应引入的不确定度分量 u_{B3}

按 B 类进行评定。1TΩ 电阻的温度系数为±5×10⁻⁴/℃,若温度在±1℃内变化,按均匀分布,k =

$\sqrt{3}$,则 $u_{B3}=0.029\%$ 。

4)电阻的电压效应引入的不确定度分量 u_{B4}

按 B 类进行评定。1TΩ 电阻的电压系数为 $\pm5\times10^{-3}$,按均匀分布,$k=\sqrt{3}$,则 $u_{B4}=0.29\%$ 。

5)连接电缆、零点漂移等因素引入的不确定度分量 u_{B5}

按 A 类进行评定。零点漂移可以通过经常地对被校设备进行清零完成,连接电缆选用三同轴、低噪声低热电势电缆,但仍会引入不确定度分量,根据试验和估计,这部分影响应小于 3fA,相对于 1pA 而言,$u_{B5}=0.3\%$ 。

6)测量重复性引入 u_A

按 A 类进行评定,测量 10 次,所得数据见表 2,根据贝塞尔公式计算得到

$$s(xi)=\sqrt{\frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n}(xi-\bar{x})^2}=0.2545\%$$

当测量结果取观测列的任一次 x_i 时所对应的 A 类不确定度为 $u_A=s(x_i)=0.25\%$ 。

表 2 标准电流 1pA 重复 10 次的测量值

1	2	3	4	5
0.994 9	0.993 1	0.993 0	0.991 4	0.997 8
6	7	8	9	10
0.992 8	0.992 1	0.997 2	0.991 3	0.990 0

由于以上各不确定度分量独立不相关,因此合成不确定度

$$u_c=\sqrt{\sum_{i=1}^{5}(u_{Bi})^2+(u_A)^2}\approx0.50\%$$

取 $k=2$,则扩展不确定

$$U=u_c\times k=1.0\%$$

因此将直流小电流校准装置 1pA 的测量结果的扩展不确定度定为 1%($k=2$)。对于其他电流测试点的测量结果的不确定度分析同上。

5 结束语

校准装置使用 Fluke 公司生产的 5440B 型高精度直流电压源和自行研制的高值电阻器,软件采用 VC++编写程序完成了对 Keithley 公司 6517B 型静电计(20pA ~ 2μA)电流量程的自动校准,同时实现了在线自动生成原始记录和校准证书。满足了小电流测量单元自动校准的需求,解决了对这些高灵敏度、高分辨力的精密小电流测量仪器进行参数校准的计量难题。

参考文献

[1] 马恒儒等. 计量技术基础[M]. 原子能出版社, 2002.
[2] 魏朗, 陈涛. Visual C++程序设计攻略教程完全实例——从入门到提高[M]. 西安电子科技大学出版社, 2004.
[3] 孙鑫, 余安萍. Visual C++深入详解[M]. 北京: 电子工业出版社, 2010.
[4] CNAS-CL07:2011《测量不确定度评定与表示》.

2012 年 6 月
第 32 卷 第 3 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Jun. ,2012
Vol. 32, No. 3

文章编号:1000-7202(2012) 03-0039-06 中图分类号:TN29 文献标识码:A

大口径积分球辐射定标光源辐射性能研究

叶 钊[1,2] 任建伟[1] 李葆勇[1] 李宪圣[1] 刘泽洵[1,2] 万 志[1]
(1. 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所,长春 130033;
2. 中国科学院研究生院,北京 100039)

摘 要 目前,我国空间光学遥感器正向着大型化、高精度的方向发展,辐射定标装置也随之发展进步。本文系统地介绍了大口径空间相机用积分球辐射定标装置辐射性能的测试方法。研制出一套积分球辐射性能测试装置,用于测试大口径积分球的均匀性、余弦特性和稳定性,并给出了积分球辐射定标光源的输出不确定度。文中检测的积分球辐射定标光源内径为 3 000mm,出光面直径为 1 000mm,得到该积分球辐射定标光源的均匀性为 0.11%,在±20°范围内余弦特性最大偏移为 1.1%,整个系统的输出不确定度为 5.94%。

关键词 积分球 均匀性 稳定性 余弦特性 不确定度

The Radiation Testing Research of Radiometric Calibration Source of the Large Aperture Integrating Sphere

YE Zhao[1,2] REN Jian-wei[1] LI Bao-yong[1] LI Xian-sheng[1] LIU Ze-xun[1,2] WAN Zhi[1]
(1. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics,
Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033;
2. Graduate School of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039)

Abstract At present, the space optical remote sensor of china is heading for a large-scale, high-precision development. With that, radiometric calibration device also develops. Systematically, this paper describes the test method that is used to detect the radiance of the large aperture integrating sphere. A testing system is manufactured to test the radiation characteristics of the large aperture integrating sphere, including not only the uniformity, the stability, the cosine characteristics, but also the output uncertainty of the integrating sphere light radiation source calibration system. The diameter of the integrating sphere is 3 000mm, the Opening diameter of the integrating sphere is 1 000mm. Obtained results indicate that the uniformity is 0.11%, the maximum offset of the cosine characteristics is 1.1% at ±20°, and the output uncertainty of this system is 5.94%.

Key words Integrating sphere Uniformity Stability Cosine Uncertainty

1 引 言

积分球辐射定标光源[1]具有非常优秀的辐亮度输出面均匀性、余弦特性和稳定性,被广泛应用于光学传感器定标,是卫星遥感光学传感器发射前实验室辐射定标以及星上定标的主要装置。积分球辐

基金项目:国家 863 高技术研究发展计划基金资助项目(No. 863-2-5-1-13B)

射定标光源的稳定性、精确度对于辐射定标系统至关重要,直接影响到被标定光学传感器的成像质量和精度。因此,针对积分球辐射定标光源的检测就成为辐射定标实验开始前的重要一步。评价积分球辐射定标光源的技术指标主要有系统稳定性、开口出光面均匀性、余弦特性以及系统不确定度[2]。

目前,我国空间光学遥感器正向着大型化、高精度的方向发展,辐射定标装置也随之发展进步。本文中检测的积分球辐射定标光源辐射定标光源内径为 3 000mm,内壁喷涂硫酸钡漫反射材料,出光面直径为 1 000mm,内置 48 只灯座沿积分球开口成环形均匀分布,每只灯座 2 只溴钨灯,共 96 只灯。实际测试中,使用自行研制的测量装置,取得了令人满意的结果。

2 辐射定标光源光谱辐射特性分析

2.1 系统稳定性

硅光电二极管陷阱探测器是我们自行研制的一种光谱响应传递标准,其稳定性优于 0.05%。系统稳定性利用硅光电二极管陷阱探测器进行测试。Si 探测器的响应波段约为(350 ~ 1100) nm,目前,积分球辐射定标光源常用于可见光波段的实验室辐射定标,可见光波段范围小于 Si 探测器的响应波段,因此 Si 探测器能够满足积分球辐射定标光源系统稳定性的检测任务。在实验测试时,应先确定测试时间,采样频率,并确保探测器入瞳处在积分球内部得到足够的照射。这样我们就可以通过分析探测器的测量值了解积分球辐射定标光源在这一阶段辐射量的变化情况。

2.2 开口出光面均匀性

开口出光面均匀性[3~4]是指积分球开口出光面的光谱辐射照度均匀程度,即开口出光面内不同位置的辐亮度的相对偏差程度,通常以非均匀性表示,即多个测量点的测量值间的相对标准偏差。目前,国内外大多采用直接测量的方法进行测试[5~6],即将探测器探头直接贴近开口出光面,采用矩形阵列相隔一定距离选取点进行测量,扫描由机械控制,后对采样值进行计算,得出结论。由于我们测试的积分球内径达到 3 000mm,出光面开口直径达到1 000 mm。现有检测方法[7~8]的精确程度、重复性都不能满足实用的要求。因此我们自行研发了一套检测设备用于解决精度与重复性问题,其结构图如图 1 所示。

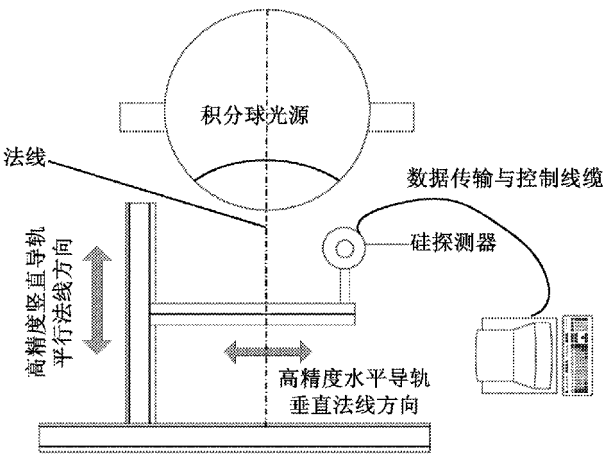


图 1 均匀性检测设备结构图

设计并制作了行程 1000mm 的高精度二维导轨,将自行研发的硅陷阱探测器固定在导轨上。使用 VC++编写了 PC 机控制软件,能够用软件控制步进电机,进行逐行扫描,其扫描步长、速度和步数是可控制的。能够实时显示探测器数值,并加以保存。实际测试时,探测器探头直接贴近开口出光面,探测器入瞳视场与出光面重合且充满视场,统计数据时剔除接近积分球开口边缘的测量点,并以各测量点处的测量平均值的标准偏差表征开口出光面均匀性。

2.3 开口出光面余弦(朗伯)特性

针对 3 000mm 积分球开口的余弦特性[9],我们自行设计并研制了余弦特性测试仪。该测试设备有一条 500mm 的滑轨,可以在垂直积分球开口的平面内 0° ~ 180°旋转,探测器固定在滑轨上并且可以在导轨上前后滑动,整个系统由计算机控制。

实验时,将 Si 探测器固定在自行研制的朗伯特性测试仪上,如图 2 所示,调节探测器使其视场中心与积分球开口发光面中心重合,通过计算机发送指令控制测试仪旋转,并记录测试仪的偏转角和相应角度所对应的辐亮度值,积分球开口法线位置定为 0°,以各角度测量值相对 0°的测量值偏移来表征积分球辐射定标源的余弦特性。

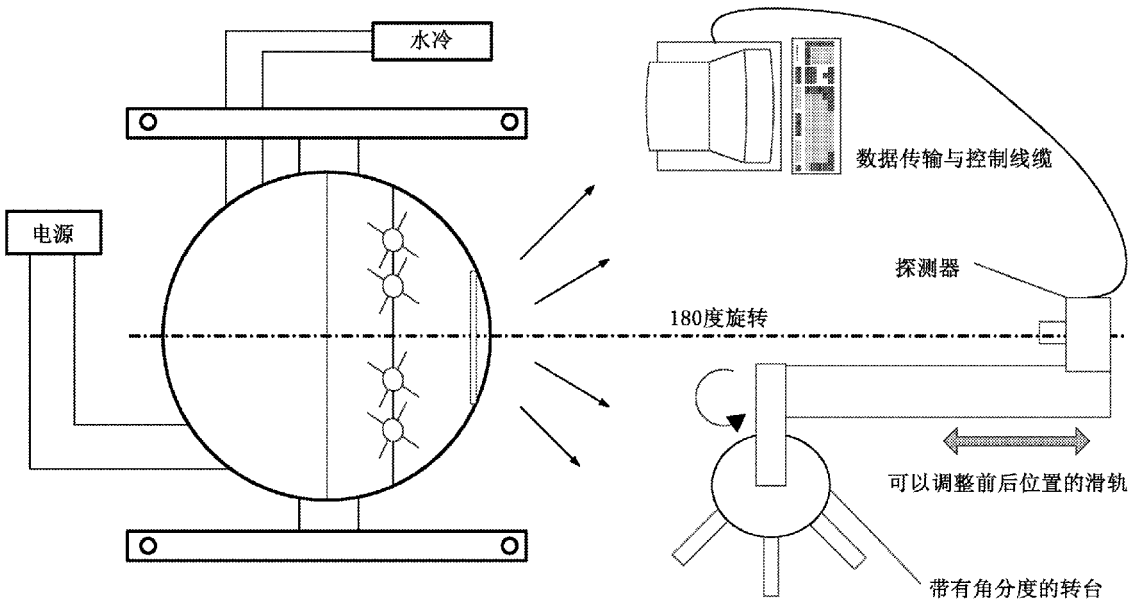


图 2　余弦特性测试仪结构图

3　检测结果及分析

3.1　系统稳定性

打开积分球的全部 96 只灯,设定采样间隔 1min,待系统稳定,开始测量。连续测量 3h,测试结果如图 3 所示,最大偏差(测量值与测量平均值的偏差)小于 0.04%,均方差在 0.03% 左右。

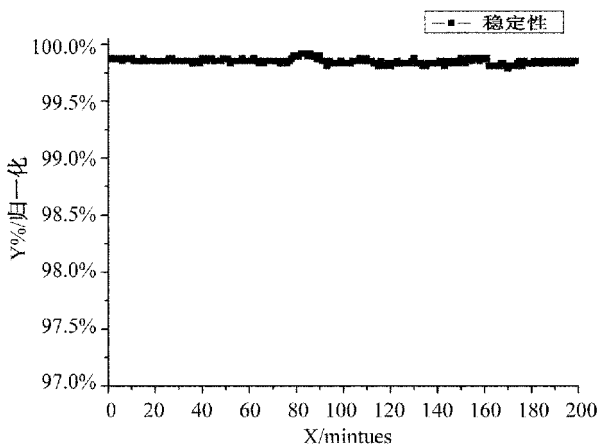


图 3　系统稳定性测试曲线图

3.2　开口出光面均匀性

分别对称的打开积分球的 80 只灯和 40 只。依据 3 000mm 积分球开口出光面位置,以开口出光面中心为基准点(0, 0),确定 1 000mm×1 000mm 的正方形扫描区域,如图 4 所示。扫描步进设为 50mm,则扫描总点数 20×20 共 400 个点。

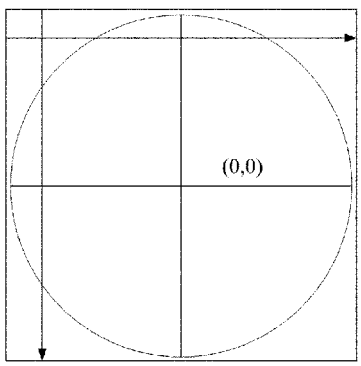


图 4　扫描区设置示意图

使用自行研发的面均匀性测试装置,输入起始位置、步进步长,运行。实验中保证积分球开口发光面落在扫描区内,实验数据以中间扫描区内的均值为基准进行归一化处理。

打开 80 只灯时扫描区中心位置部分数据归一化处理后的结果见表 1。

打开积分球光源 96 只灯和 48 只灯时的积分球开口出光面均匀性测试曲线图分别如图 5、图 6 所示。可以发现随着辐亮度增加,积分球开口出光面均匀性变好但变化幅度不大;打开 96 只灯时,积分球各测量点数据的均方差在 0.11%,随着探测器接近积分球开口中心,面均匀性逐渐变好,越远离中心,均匀性越差;打开 48 只灯时,积分球开口出光面的边缘,均匀性明显变差。

表 1 中间扫描区数据

0.995 09	0.996 36	0.997 35	0.997 68	0.997 52	0.997 13	0.996 69	0.995 7	0.993 99
0.995 81	0.997 08	0.997 79	0.998 18	0.997 74	0.997 9	0.997 9	0.996 8	0.995 09
0.998 13	0.998 73	0.998 95	0.999 17	0.999 39	0.998 79	0.998 35	0.997 24	0.996 2
0.996 75	0.998 51	0.999 28	0.999 5	0.999 94	0.998 84	0.998 4	0.997 68	0.996 75
0.997 02	0.998 68	0.999 01	0.999 61	0.999 28	0.999 34	0.998 79	0.998 29	0.997 13
0.997 57	0.998 07	0.998 79	0.999 39	0.999 89	0.998 9	0.998 73	0.997 46	0.996 31
0.997 08	0.998 4	0.999 5	1	0.999 72	0.999 5	0.998 51	0.998 13	0.996 86
0.997 08	0.997 79	0.998 79	0.999 56	0.999 67	0.999 06	0.998 57	0.997 3	0.995 59
0.995 98	0.997 41	0.998 18	0.998 68	0.998 46	0.998 02	0.997 08	0.995 86	0.993 82

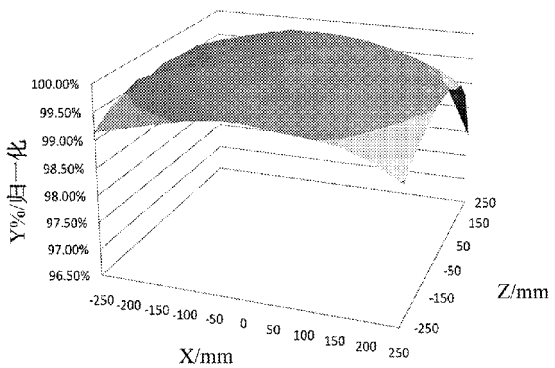


图 5 96 只灯时积分球开口出光面均匀性测试曲线图

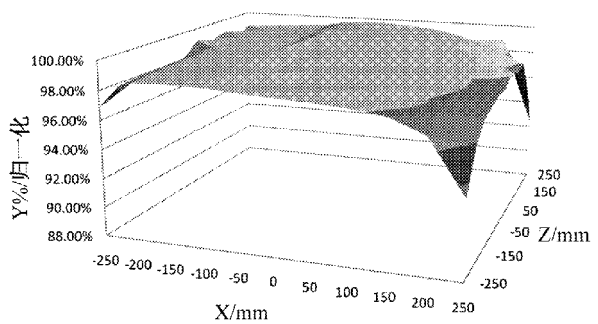


图 6 48 只灯时积分球开口出光面均匀性测试曲线图

3.3 开口出光面朗伯特性

设定扫描范围-20° ~20°,扫描步进 2°,分别测试积分球开口出光面在只开一侧的 20 只灯,只开一侧 48 的只灯,对称开俩侧的 48 只对称灯和打开全部 96 只灯情况下的余弦特性。测试结果见表 2,余弦特性测试折线图如图 7 所示,可以看出随着辐亮度增加,积分球开口出光面处各角度的输出趋于一致;积分球开口出光面处余弦特性随积分球内光源分布而变化,积分球内光源分布越均匀,积分球开口出光面余弦特性越好。

表 2 不同开灯情况下的余弦特性对比

不同开灯情况	标准偏差	最大偏移
只开积分球口一侧的 20 只灯	3.69%	12%
只开积分球口一侧的 48 只灯	1.25%	3.7%
对称开积分球口两侧的 48 只灯	0.6%	2.3%
打开积分球全部 96 只灯	0.36%	1.1%

3.4 不确定度分析

为了实现辐射定标,一般首先需要建立一个共同的光辐射最高标准,之后通过不同准确度等级的传递标准构成传递链,直至最终用户探测器。不同的光学遥感器其辐射定标设备也不同。目前,我国遥感器的实验室定标通常都采用图 8 所示的基于“积分球-星载传感器”的定标方式。其传递链可描述为“标准照度灯-标准漫反射白板-光谱辐射计-末级积分球-星载遥感器”[10~11]。

假设标准照度灯在一定距离照射到标准白板[12~14]的辐照度为 $E_s(\lambda)$,白板的反射比为 $\rho_s(\lambda)$,标准白板的辐亮度为 $L_s(\lambda)$,光谱辐射计对标准漫反射白板和被测积分球辐射定标光源的测量数据分别是 DN_1 和 DN_2,被测积分球口对传递积分球口的立体角为 θ,被测积分球开口出光面半径是 R,则有如下等式

$$L_s(\lambda) = \frac{E_s(\lambda)\rho_s(\lambda)}{\pi} \tag{1}$$

$$DN_1 = k(\lambda)L_s(\lambda) \tag{2}$$

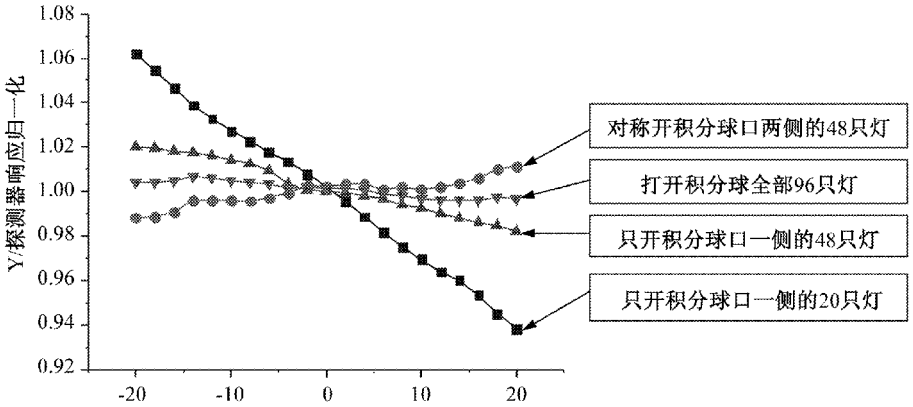


图 7　余弦特性测试折线图

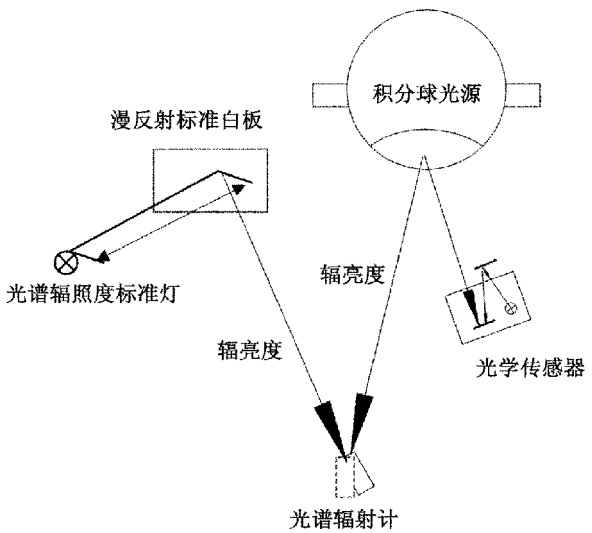


图 8　我国遥感器普遍采用的实验室定标方法示意图

$$DN_2 = k(\lambda)L_{os}\lambda) \tag{3}$$

积分球开口面光源光谱辐亮度

$$L_{os}(\lambda) = \frac{DN_2}{DN_1} \cdot \frac{E_s(\lambda)\rho_s(\lambda)}{\pi} \tag{4}$$

由公式(4) 可以看出图 8 所示定标方法的最大不确定度来源是环节“标准照度灯 – 末级积分球”。由于引入了辐照度 – 辐亮度的物理量转换,几何尺寸的近似,以及光谱辐射计的误差等因素,对传递过程产生的不确定度做如下估计。

1) 双向反射比测量不确定度σ_B:1%;

2) 光谱反射比测量值的不确定度σ_r:1.5%;

3) 白板的非均匀性σ_U:2%;

4) 光谱辐射计的不确定度σ_S:2%。

合成的传递不确定度[15~17] σ_R为

$$\sigma_R = \sqrt{\sigma_B{}^2 + \sigma_r{}^2 + \sigma_U{}^2 + \sigma_S{}^2}$$
$$= \sqrt{0.01^2 + 0.015^2 + 0.02^2 + 0.02^2} \approx 3.35\% \tag{5}$$

对测量过程中产生的不确定度做如下估计

1) 积分球开口出光面均匀性(96 只灯时) 均方差σ_N:0.11%;

2)3 小时内积分球稳定度均方差σ_W:0.03%;

3) 积分球的余弦特性均方差(96 只灯时) σ_L:0.36%。

实验测量过程中周围环境的温度变化也对定标产生影响,现假定其不变。综合考虑测量误差σ_M约为

$$\sigma_M = \sqrt{\sigma_N^2 + \sigma_W^2 + \sigma_L^2}$$
$$= \sqrt{0.36^2 + 0.03^2 + 0.11^2} = 0.37\% \tag{6}$$

考虑到光谱辐照度标准光源的不确定度(4.7%),最终辐射定标系统的不确定度σ_X为

$$\sigma_X = \sqrt{0.37^2 + 3.6^2 + 4.7^2} = 5.94\% \tag{7}$$

4　结束语

本文简要介绍了 3 000mm 积分球辐射定标光源的检测方法,并利用相关实验设备对积分球辐射定标光源进行检测,实验证明,大口径积分球辐射定标光源的检测方法是完全可行的,整个系统的不确定度在 5% 左右,经检测后的大口径积分球辐射定标光源可以进行高精度的实验室辐射定标任务。通过实验还发现了如下问题。

1)积分球开口出光面边缘的面均匀性检测结

果不理想,有待进一步改善积分球辐射源的加工工艺;

2)由末级积分球自身的均匀性和稳定性所引入的不确定度不到 1%。所以为了提高积分球辐射源定标系统的最终精度,最重要的是降低传递链的不确定度;

3)积分球辐射源的系统不确定度仍受传递标准的限制,研究并发现新型定标方法和高精度标准探测器是目前遥感辐射定标应用发展的前沿。

参考文献

[1] 金伟其, 胡威捷. 辐射度、光度与色度及其测量[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 年: 163 - 167, 181 ~ 186.

[2] 章骏平, 吴浩宇, 周威, 等. 大孔径积分球辐射源光谱辐射特性测试方法研究[J]. 量子电子学报, 2001, 18(5): 424 ~428.

[3] 李平, 熊利民, 王煜. 积分球辐射场均匀性的数值分析[J]. 现代计量测试, 2000, 6: 13 ~17.

[4] 张贵彦, 王成, 袁宏韬. 积分球出射辐照度的 Monte Carlo 模拟[J]. 光电工程, 2006, 33(11): 75 ~78.

[5] 王淑荣, 邢进, 李福田. 利用积分球光源定标空间紫外遥感光谱辐射计[J]. 光学精密工程, 2006, 14(2): 185 ~190.

[6] 邢进, 王淑荣, 李福田. 空间紫外遥感光谱辐射计光谱辐亮度定标三种方法的比较[J]. 中国激光, 2006, 33(4): 509 ~515.

[7] 张鑫, 林家明, 等. 大视场 CCD 成像系统像面均匀性测试技术研究[J]. 光学技术, 2005, 31(6): 846 ~ 853.

[8] 徐晓峰, 王冀, 张黎明等. 航天积分球面均匀性检测的研究[J]. 量子电子学报, 2005, 22(5): 817 ~820.

[9] 韩昌元. 航天相机成像质量评价[J]. 光电工程, 2002,12,29 :19 ~24.

[10] 万志, 任建伟, 李宪圣等. 基于辐射传输模型的 TDI -CCD 遥感相机信噪比分析[J]. 红外与激光工程, 2008, 37(3): 497 ~500.

[11] 周胜利. 积分球在实验室内用于空间遥感器的辐射定标[J], 航空返回与遥感, 1998, 3,19(1):29 ~34.

[12] 李幼平, 禹秉熙, 王玉鹏, 等. 成像光谱仪辐射定标影响量的测量链与不确定度[J]. 光学精密工程, 2006,14(5):823 ~828.

[13] 胡永强, 张宇峰. 空间相机相对辐射定标精度分析[J], 航天返回与遥感, 2007, 28(4): 54 -57.

[14] 吴国栋, 张晓辉, 韩昌元等. 空间 CCD 相机辐射标定方法的应用研究[J]. 测试技术学报, 2004, 18(4): 325 ~329.

[15] 任建伟, 刘则洵, 万志等. 离轴三反宽市场空间相机的辐射定标[J]. 光学精密工程, 2010, 18(7): 1 491 ~1 497.

[16] 李照周, 郑小兵, 唐伶俐等. 光学有效载荷高精度绝对辐射定标技术研究[J]. 遥感学报, 2007, 11(4): 581 ~588.

[17] 任建伟, 万志, 李宪圣等. 空间光学遥感器的辐射传递特性与校正方法[J]. 光学精密工程, 2007, 15(8): 1 186 ~1 190.

(上接第 24 页)

b. 确定 ζ 值。为了使模拟环路稳定,要求 $\zeta > 0.25$。

c. 确定 w_n 值。根据环路噪声带宽 B_L 要求,由式(2 - 15) 近似得到 w_n。

d. 将 k,ζ,w_n 带入式(3 - 2) 得到 k'_1,k'_2,k'_3。

e. 数字化环路采用图 3-3 形式,并且环路更新周期 T_s 满足 $1/T_s > 10w_n$。

f. 根据环路性能调整 ζ 或 w_n ,重复步骤 d,e。

参考文献

[1] Elliott D. Kaplan 等. Understanding GPS : principles and applications[M]. Boston : Artech House, 1996.

[2] 张欣著. 扩频通信数字基带信号处理算法及其 VLSI 实现[M]. 北京:科学出版社,2004.

[3] 单长虹等. 基于 FPGA 的高阶全数字锁相环的设计与实现[J]. 电路与系统学报,2005,3:76 ~79.

[4] 王宇舟. 三阶锁相环环路滤波器参数设计[J]. 电讯技术,2008,9:15 ~18.

[5] 郝学坤等. 三阶锁相环跟踪卫星多普勒频偏的仿真研究. 系统仿真学报[J]. 2004,4:625 ~627.

[6] 吴麒,王诗宓 著. 自动控制原理(下)[M]. 北京:清华大学出版社,2006:111 ~113.

[7] 王建辉, 顾树生主编. 自动控制原理[M] 北京:清华大学出版社,2007:114 ~115.

[8] Floyd M. Gardner 著,姚剑清译. 锁相环技术/(美)[M]. 北京:人民邮电出版社,2007:108,60.

2012 年 6 月
第 32 卷 第 3 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Jun. ,2012
Vol. 32, No. 3
文章编号:1000-7202(2012) 03-0045-07 中图分类号:TB771 文献标识码:A

真空下星敏感器地面校准设备观察窗形变及光路分析

张俊秀 刘均松 江 雯 刘 鹏 曹玉梅
(北京航天计量测试技术研究所,北京 100076)

摘 要 观察窗设计是星敏感器地面校准设备高低温真空罐设计中的一项关键技术。观察窗设计的好坏将直接影响地面校准设备的校准精度。由于观察窗受到内外压差时会发生挤压变形,光线通过变形窗时发生偏移,同时观察窗内外介质密度的不同也会引起光线的偏差,最终星敏感器所接受的光线不是原本的入射光线,导致光线校准出现偏差。针对上述问题本文通过应用 ANSYS 和 MATLAB 给出一种有效的计算方法,该方法既可以计算出观察窗的形变量,同时在形变的基础上计算出光线传输的改变量,为后续的地面校准提供补偿参数。

关键词 +星敏感器 +观察窗 +刚体变形 光路分析 拟合

Analysis of the Distortion and Light Path of Viewport Windows Used for Ground Regulator of Star Senor in Vacuum Environment

ZHANG Jun-xiu LIU Jun-song JIANG Wen LIU Peng CAO Yu-mei
(Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076)

Abstract The design of viewport windows is a key link of designing ground regulator of star senor. It has an effect on adjusted precision of ground regulator of star senor. The viewport window is distorted when it is extruded. The distortion and medium can warp light path, so the star senor that cannot receive the original light will have bad adjusted precision. The dissertation is about a way to solve the problem using the ANSYS and MATLAB. The method can simulate the distortion of viewport and calculate the actual light path, so the method can provide the parameters for compensation of ground regulator of star senor.

Key words +Star senor +Viewport +Distortion of rigid body Light path analysis Fitting

1 引 言

星敏感器是以恒星为参照系,以星空为工作对象的高精度空间姿态测量装置,通过探测天球上不同位置的恒星并进行计算,为卫星、洲际战略导弹、宇航飞船等航空航天飞行器提供准确的空间方位和基准,并且与惯性陀螺一样都有自主导航能力,具有重要的应用价值。

星敏感器安装在转台内框工作台面上,工作台和星敏感器都安置在真空高低温装置内。星敏感器

在真空和高低温环境下,接受到星模拟器发出的光线,将图像和数据传输到数据处理计算机上。模拟星光的传输路径为:星模拟器→平面玻璃→星敏感器。光线经过平面玻璃后会发生折射,当玻璃在真空环境和高低温环境下,会发生微小的变形量,该变形量会影响光线的传输路径。观察窗在内外压差的作用下将会产生挤压变形,如果观察窗设计太薄则会造成中心处内应力和形变过大进而产生脆裂或蠕变效应,设计太厚则会阻挡视野角、成本过高和加工工艺难等问题。国内在这方面的研究尚处于起步阶段。

本文首先对影响光路偏差的各因素进行分析,利用有限元的方法,通过 ANSYS 及 MATLAB 软件得到玻璃变形量与各影响因素之间的关系。然后在变形分析的基础上利用数值求解的方法计算出光线传输的偏差,用于后续光路的补偿,该方法可以为相关工程设计提供依据和参考。

2 观察窗的形变分析

外型采用圆柱体,材料选取石英玻璃,石英玻璃具有优异的光学性能而且耐高温,热膨胀系数极小,化学热稳定性好,气泡、条纹、均匀性、双折射又可与一般光学玻璃媲美,所以它是在各种恶劣场合下工作具有高稳定度光学系统的必不可少的光学材料。该材料性能指标如表 1。综合分析可知影响光路的因素主要有玻璃直径、厚度及内外压差,结合星模拟器光源直径的大小及星敏感器感光口径的大小,观察窗通光口径尺寸分别为 Φ160mm、Φ180mm、Φ200mm 和 Φ220mm。厚度尺寸分别为 20mm,25mm,30mm,35mm 和 40mm 外形见图 1。外界标准大气压为 1.013×10^5 Pa,真空罐内的气压分别为 10^{-3} Pa,50Pa,500Pa。安装定位示意图如图 2。

表 1 观察窗的材料特性试验测试结果

编号	特性	平均值	最小值
1	折射率	1.49	1.49
2	剪切强度(MPa)	79	55
3	比重	1.19	
4	泊松比	0.38	
5	拉伸强度(MPa)	77	62
6	弹性模量(MPa)	3 540	2 758

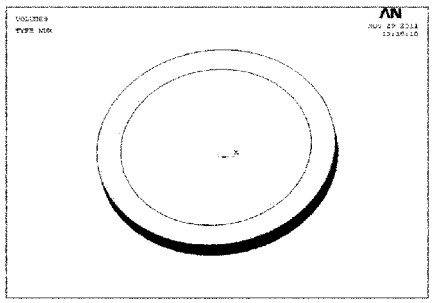


图 1 圆形观察窗外观图

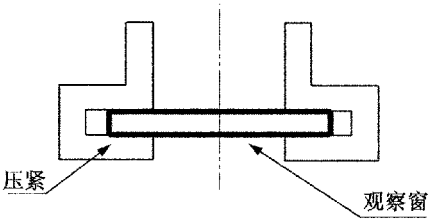


图 2 圆形观察窗安装定位图

2.1 有限元法分析

观察窗相对于固定法兰在大气压力的作用下产生挤压变形,可以将观察窗以刚性体对待,采用有限元法来解决观察窗的变形问题。将观察窗分割成为小六面体,其受力如图 3。其 $\sigma_x,\sigma_y,\sigma_z$ 表示正应力,$\tau_{xy},\tau_{yz},\tau_{zx}$ 为剪应力。

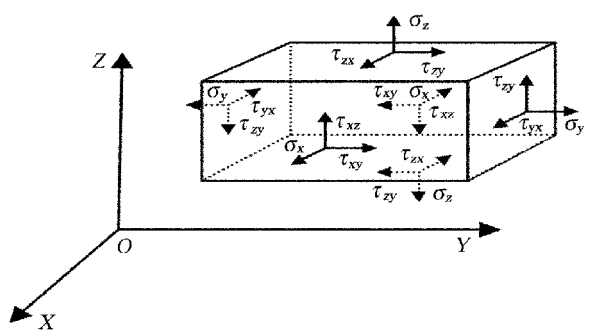


图 3 应力分量图

有限元法主要用到了弹性力学基本方程和与之等效的变分原理,主要考虑三个方程和两个边界条件。分别为力平衡方程、几何方程、物理方程、力边界条件、几何边界条件。将法兰与观察窗接触面作为几何边界条件。观察窗通光面施加均匀载荷,其值大小为上下表面压强差,将此作为力边界条件。其方程和表达式分别为

按图 1 所示,任一点平衡方程的矩阵形式

$$A\sigma + \bar{f} = 0 \tag{1}$$

式中:A—— 微分算子;$\bar{f}$—— 体积力向量;σ —— 应力向量

$$\bar{f} = [\bar{f}_x \quad \bar{f}_y \quad \bar{f}_z]^{\mathrm{T}} \tag{2}$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial x} & 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial y} & 0 & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & \frac{\partial}{\partial y} & 0 & \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial z} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial z} & 0 & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial x} \end{bmatrix} \quad \sigma = \begin{bmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \sigma_z \\ \tau_{xy} \\ \tau_{yz} \\ \tau_{zx} \end{bmatrix} \tag{3}$$

式中:$\bar{f}_x$, $\bar{f}_y$, $\bar{f}_z$——X,Y,Z 方向的分量。根据材料力学的性质且有$\tau_{xy} = \tau_{yx}$, $\tau_{yz} = \tau_{zy}$, $\tau_{zx} = \tau_{xz}$ 。

由方程和约束条件可以求得有限单元的位移变形量,最后通过插值及位移的叠加最终求得总体的变形量。

2.2　ANSYS 分析

ANSYS 软件是目前国际上最著名的大型通用有限元分析软件,经过 30 多年的发展,已形成融结构、热、流体、电磁声学及多物理场耦合为一体的大型通用有限元分析软件,广泛应用于航空航天、石油、化工、汽车、造船、铁道、电子、机械制造、地矿能源、一般工业及科学研究等各个领域,极强的分析功能覆盖了几乎所有工程问题。

ANSYS 使用基本遵循建模、加载单元类型、材料参数及常数。然后有限元网格划分,加载求解,最后在后处理模块中查看结果。

单元类型选择普通 8 节点六面体实体单元 SOLID45。每个节点有 3 个分别沿着 x,y,z 方向的平移的自由度。此单元具有塑性、蠕变、膨胀、应力刚化等功能,所以满足使用要求。该单元的弹性模量和泊松比参考表 1 的平均值。网格划分中划分为 6 面体单元,使得分析结果更加准确,如图 4。在观察窗的通光面上加载内外压力差与法兰的接触面上加载全固定约束,如图 5。通过求解器对有限元模型求解, 取直径 Φ160mm 厚度为 20mm 的观察窗为例求解后的应力应变图如图 6、图 7。

通过分析可知由压差引起的节点最大变形量变化较小,取压差为 1.013×10^5Pa 为例,拟合厚度与节

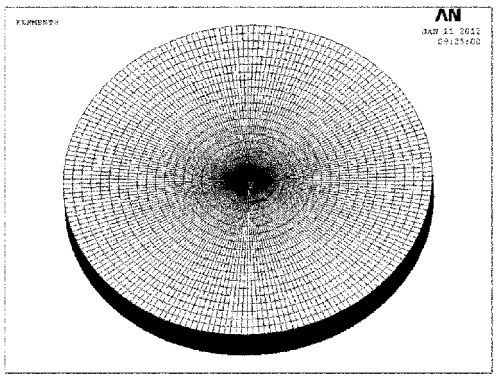


图 4　有限元模型图

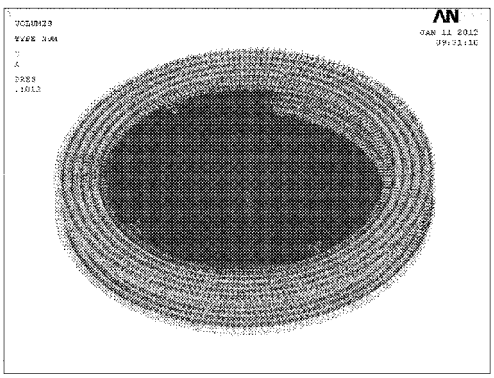


图 5　加载受力图

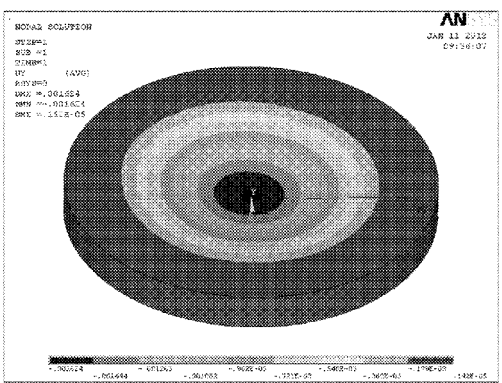


图 6　节点位移示意图

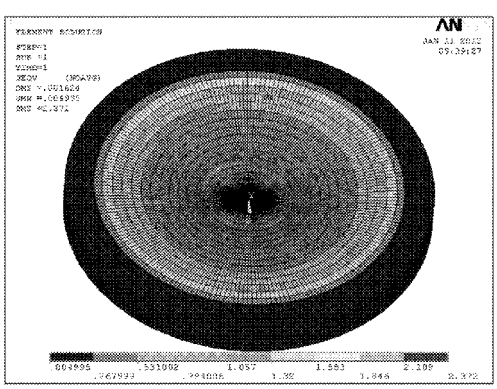


图 7　节点应力示意图

点最大形变量的关系。将原先厚度 20 到 40mm 拟合到 10 到 50mm。提供更多厚度选择的参考依据。横纵坐标分别为厚度和最大变形量,如拟合图 8。

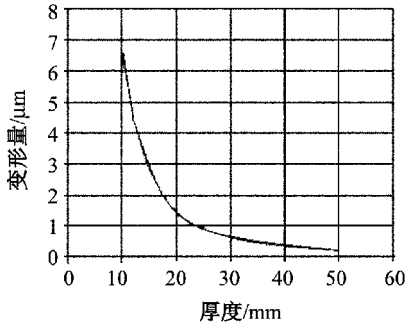


图 8 Φ160 圆形观察窗拟合结果图

同理对其它尺寸的观察窗受力分析及拟合曲线见表 2、表 3,图 9 到图 11。

表 2 压差为 0.1013MPa,圆形窗厚度、位移变形量的关系

厚度 mm \ 直径 最大变形量单位 μm	160	180	200	220
20	1.549	2.372	3.508	5.003
25	0.897	1.346	1.961	2.765
30	0.593	0.872	1.25	1.74
35	0.43	0.62	0.873	1.2
40	0.334	0.472	0.654	0.886

表 3 压差为 0.1008MPa,圆形窗厚度、位移变形量的关系

厚度 mm \ 直径 最大变形量单位 μm	160	180	200	220
20	1.541	2.36	3.491	4.981
25	0.892	1.34	1.951	2.751
30	0.59	0.868	1.244	1.731
35	0.42	0.617	0.869	1.194
40	0.333	0.469	0.65	0.881

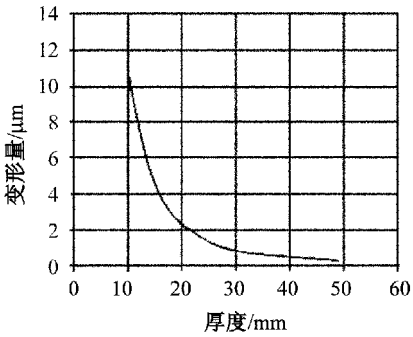


图 9 Φ180 圆形观察窗拟合结果图

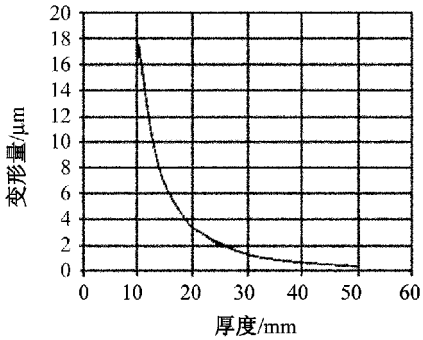


图 10 Φ200 圆形观察窗拟合结果图

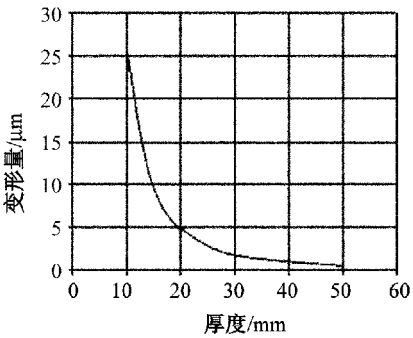


图 11 Φ220 圆形观察窗拟合结果图

3 观察窗光路分析

在求得变形量之后提取圆盘上下表面任意直径数据点作为采样点并将其拟合得到方程(x,y 分别表示图 13 坐标系下的横纵坐标)

$$y = f(x) \tag{4}$$

由用户给定的入射点 x_0、y_0 及入射线角度 α 可以求出入射线方程

$$y - y_0 = \tan\alpha(x - x_0) \tag{5}$$

然后求出 $f(x)$ 在 x_0 处的斜率方程

$$y - y_0 = \left.\frac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}x}\right|_{x=x_0} (x - x_0) \tag{6}$$

进而可以得到该点处的法线方程

$$y - y_0 = -\frac{1}{\left.\dfrac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}x}\right|_{x=x_0}} (x - x_0) \tag{7}$$

入射角度即为入射线与法线的夹角,然后由折射定律

$$\frac{\sin\left(\arctan\left(-\dfrac{1}{\dfrac{\mathrm{d}y}{\mathrm{d}x}}\right) - \alpha\right)}{\sin(\beta)} = n \tag{8}$$

可以反求得折射角 β,在法线斜率已知的情况下可以求出折射线方程。同样在玻璃窗下表面发生二次折射,最终求得出射线方程,出射线方程与玻璃未变形情况下出射线方程的差值既为光线传输偏差。

3.1　真空观察窗光路 MATLAB 分析

经过分析后可知变形是对称的,选取任意直径并将其等分采样 21 个点,在 ANSYS 抽取采样点变形量。将变形量拟合数据构成拟合方程。考虑到利用多项式拟合中一般选取的阶次不会大于 6,因此选取 5 阶拟合。

建立坐标系,坐标系的建立是以未变形为基础,以断面的左上角为坐标原点。入射角与原始未变形上表面的夹角及入射点由用户自己提供,玻璃的折射率和空气的折射率由用户输入。这样保证在不同环境条件下原始数据的准确性,如图 12、图 13 所示。MATLAB 在数值求解方面有求解的优势,结果又足够精确可靠,并且能将结果绘制成图形,形象直观。

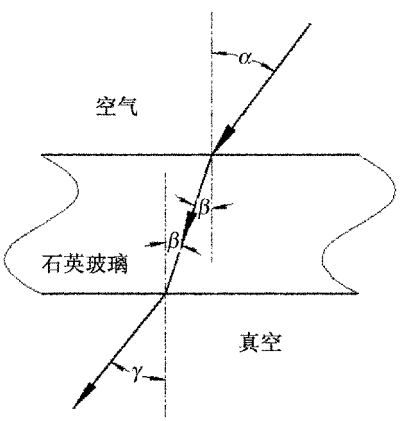


图 12　光路示意图(理想情况玻璃未变形)

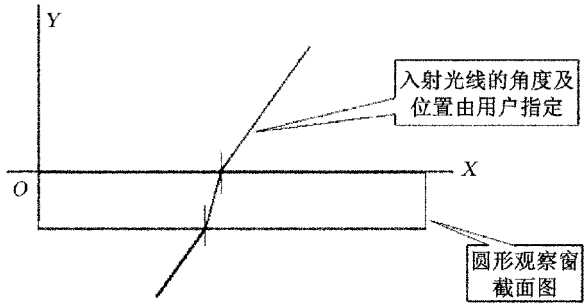


图 13　坐标示意图

以直径 Φ200mm,壁厚 35mm,内外压差为 0.1013MPa 为例。为了涵盖光路的各种可能性,同时找出实际出射光线与观察窗未变形时计算的出射光线的误差与入射角及入射点的关系,因此需要在各个位置进行采样。考虑到转台在使用过程中转动的角度范围,因此将入射光线与 X 轴的夹角定为 60°到 120°,典型情况的光路图如图 14 ~ 图 16。(--代表+,角度单位为°)各种入射点位置及入射角度下,光路结果如表 4,表 5(摘录部分数据)。

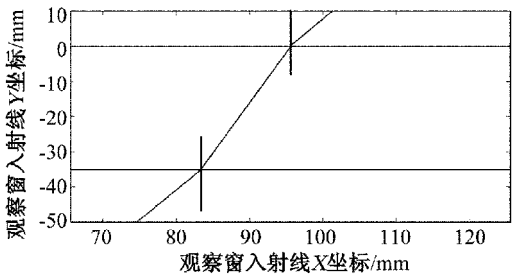


图 14　(入射夹角为 60°,入射点为 95.6)光路图

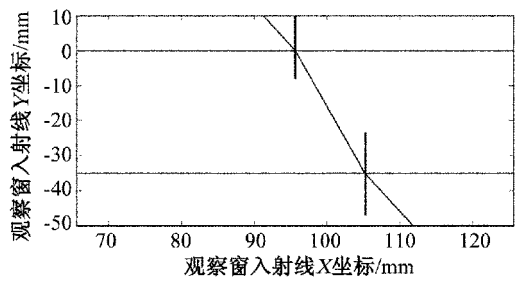


图 15　(入射夹角 113.6°,入射点 95.6)光路图

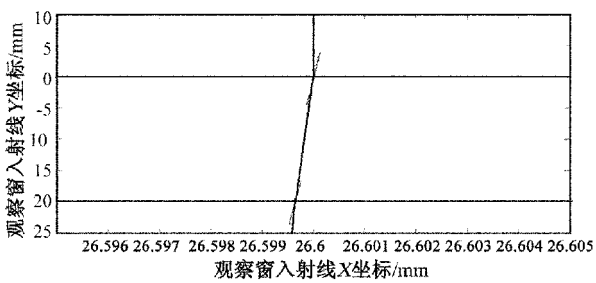


图 16　(入射夹角 90°, 入射点 95.6)光路图

注:当入射光线为 90°时为了能在图 16 中清楚的表现入射与出射关系,将 X 轴的坐标放大了3 500 倍。实际情况几乎看不出入射、出射及法线的角度偏移。

表 4 入射点位置给定的情况下不同角度变化的情况下理想与实际出射角角度差 (单位:°)

入射点	入射线角度	入射角	实际出射角	理想出射角	理想与实际值差
	60	30	30.009 833	30.009 924 4	9.14×10^{-5}
	84.7	5.3	5.301 581 79	5.301 594 55	1.276×10^{-5}
95.6	90	0	−0.000 228 66	0	0.000 228 66
	113.6	23.6	23.607 431 5	23.607 509 8	7.83×10^{-5}
	120	30	30.009 814 2	30.009 924 4	0.000 110 2
	60	30	30.009 812 4	30.009 924 4	0.000 112
	78.4	11.6	11.603 492 7	11.603 528 4	3.57×10^{-5}
112.3	90	0	−0.000 075 112	0	0.000 075 112
	97.3	7.3	7.302 179 03	7.302 201 93	2.29×10^{-5}
	120	30	30.009 806 5	30.009 924 4	0.000 117 9

表 5 角度给定的情况下不同入射点下理想与实际出射角角度差 (单位:°)

	入射点	出射角	理想出射角	理想与实际角度差
	56.3	15.004 610 7	15.004 605 8	4.9×10^{-6}
	86.9	15.004 573 1	15.004 605 8	3.27×10^{-6}
入射线角度 75°	100	15.004 563 7	15.004 605 8	4.21×10^{-5}
	123.5	15.004 556 7	15.004 605 8	4.91×10^{-5}
	196.3	15.004 608 5	−15.004 605 8	2.7×10^{-6}
	56.3	15.004 592	15.004 605 8	1.38×10^{-5}
	86.9	15.004 564 9	15.004 605 8	4.09×10^{-5}
入射线角度 105°	100	15.004 559	15.004 605 8	4.68×10^{-5}
	123.5	15.004 557 5	15.004 605 8	4.83×10^{-5}
	196.3	15.004 633	−15.004 605 8	2.72×10^{-5}

由于观察窗变形量模拟计算时网格划分无法做到完全对称,同时后续计算位数的取舍差异及曲线方程拟合也无法做到完全对称,并且在入射角度为 0°的情况下其计算过程中斜率值出现数值过大导致出现坏点等问题,在光路分析中舍去该种情况。表 4,表 5 三维拟合曲线如图 17,坐标系为笛卡尔右手系,XYZ 轴分别为入射点位置、入射线角度和偏差值。

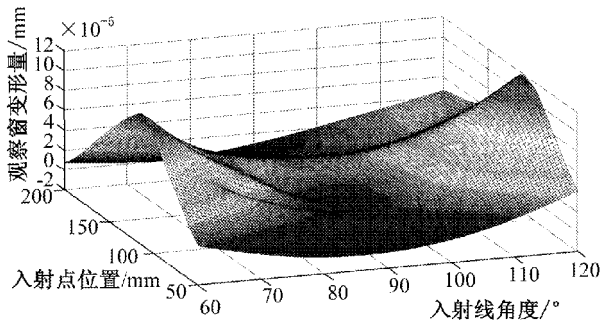


图 17 数据点 3D 模拟图

4　观察窗计算结果分析

由 ANSYS 及 MATLAB 分析结果可以看出：

节点位移最大变形量会随着观察窗视野直径的减小，厚度的增大，压差的减小而减小。其具体变形量数值请参考表 2，表 3 及拟合图 8 ~ 图 11。节点最大位移随压差的变化不如随壁厚变化明显，数量级相差 10^2。

入射点一定的情况下，实际出射角与理想出射角的偏差随着入射角的减小而减小，也就是当入射线角度越接近 90° 偏差越小。入射角在 30° 范围的情况下，实际出射角与理想出射角的偏差随着入射点离中心距离的减小而增加。结合数据可以看出如要减小实际出射角与理想出射角的偏差可行的办法是将光线尽量垂直于镜面或使入射点远离中心点位置。

5　结束语

本文通过对受压观察窗进行变形模拟和光路分析计算，对变形规律和光路偏差规律进行了探讨得出以下结论：

（1）石英玻璃观察窗受压变形量最大值为 5.006 μm。最小值为 0.333 μm。具体数值可以查阅表 2，表 3 及拟合图 8 ~ 图 11，其中用户可以根据自身的要求来选取。

（2）光路的参数可以查阅表 4，表 5，其整体三维规律如图 17。减小偏差可行的办法是将光线尽量垂直于镜面同时使入射点远离中心点位置。

（3）本文所提出的方法适用范围不仅仅局限于星敏感器真空罐观察窗的变形及光路分析，在深海潜水器观察窗、飞机玻璃门窗的受力分析及相关光路分析都可利用该方法来计算相应的数据。

参考文献

[1] 刘垒，张路. 星敏感器技术研究现状及发展趋势[J]. 红外与激光工程，2007.9(36)：529 ~ 531.

[2] 刘道气，胡勇，王芳. 深海载人潜水器观察窗的蠕变特性[A]. 2009 年船舶结构力学学术会议暨中国船舶学术界进入 ISSC30 周年纪念会论文集.

[3] 愈铭华，王仁化，王自力，李良碧. 深海载人潜水器有开孔耐压球壳极限强度 [J]. 中国造船，2005，46(4)：92 ~ 95.

[4] 王勖成. 有限单元法[M]. 北京：清华大学出版社，2003.

(上接第 4 页)

分别使用雷达接收机噪声系数测试系统和噪声源 N4002A、噪声系数测试仪 Agilent N8975A 别对某雷达接收机进行了噪声系数测试，其测试结果如表 1 所示，测试误差在 0.3dB 之内，设计要求误差不大于 0.5dB，由测试数据可知雷达接收机噪声测试系统技术指标及功能均满足设计要求。

表 1　某雷达接收机噪声系数测试数据

测试频率	测试系统测试结果 dB	N8975A 及 N4002A 测试结果 dB	误差 dB
F1	2.25	2.32	−0.07
F2	2.25	2.30	−0.05
F3	2.26	2.41	−0.15
F4	2.27	2.38	−0.11
F5	2.29	2.51	−0.22
F6	2.35	2.36	−0.01
F7	2.38	2.61	−0.23
F8	2.44	2.49	−0.05
F9	2.48	2.72	−0.24
F10	2.54	2.42	0.12

4　结束语

为雷达噪声系数测试仪适应雷达保障设备需求而研制的能够适应雷达接收机增益大动态变化的特点及外场温度大幅度变化的环境，同时操作简便、体积小、重量轻、价格便宜，还具有灵活的扩展能力。AD8310 的应用实现了 70dB 以上动态范围的对数检波，使雷达噪声系数测试仪体积更小、重量更轻、更适合现场的测试。本测试仪已经试用于某对空警戒雷达保障系统，并取得了较理想的效果。

参考文献

[1] 郭挺祥，张　伦. 噪声测量技[M]. 北京：人民邮电出版社，1984，2.

[2] 蔡新泉，关志仁. 高频、微波噪声的计量测试[M]. 中国计量出版社，1988，5.

[3] Analog Devices. Datasheet of Logarithmic Amplifier AD8310.

2012 年 6 月
第 32 卷 第 3 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Jun. ,2012
Vol. 32, No. 3

文章编号:1000-7202(2012) 03-0052-04 中图分类号:TM935 文献标识码:A

一种基于双通道微弱正弦信号幅值检测的新方法

郑胜峰
(浙江工贸技术学院 电子系,浙江温州 325000)

摘 要 针对传统的基于自相关法的弱正弦信号幅值测量中存在准确度不高的问题,本文提出了一种新的基于双通道的正弦信号幅值检测新方法。根据正弦信号和噪声的统计性质,采用双通道对原始信号进行同步采样,提取原始正弦信号的幅值信息,分析了各个因素对算法的影响,实验结果表明本文的算法较传统的自相关法准确度有大幅提高,具有一定的工程实用价值。

关键词 微弱信号 幅度检测 多重相关法

A New Amplitude Measurement Method for Signual Signal Based on Double Channel

ZHENG Sheng-feng
(Zhejiang Industry and Trade Vocational College, Department of Electronical engineering, Wenzhou 325000)

Abstract The accuracy of traditional method for amplitude detection based on auto-correlation is not high, and a new method for amplitude of weak sinusoidal signal in powerful noise based on dual-channel is introduced in this paper. According to the statistical properties of sinusoidal signal and noise Using synchronous sampling to get the amplitude information of original signal, and each factor which affects the result of the Algorithm is analyzed. The simulations proves its feasibility and effectiveness to detect the weak sinusoidal signal and having much higher resolution than auto-correlation method. So it has some practical value.

Key words Weak signal Amplitude detection Multi-layer cross correlation

1 引 言

弱信号检测目前广泛应用于雷达、声纳、通讯以及故障检测等领域,对正弦信号的幅值检测始终是研究的热点。近年来人们研究了大量的微弱信号幅值检测算法。例如基于互相关及最大似然估计算法[1],文献[2]提出了基于数字相敏解调算法的幅度检测方法,文献[3]提出了基于多重相关法的微弱正弦信号幅值检测技术,但是这些方法在低信噪比下准确度有限。为了降低噪声对正弦信号幅度的检测的影响,大量的基于降噪原理的幅度检测方法被提出。例如累加平均降噪技术,这种方法对低频和中频信号的检测比较有效[4],后来发展了小波降噪技术及基于小波熵的降噪技术及其改进算法,但

是这些技术算法复杂,运算量都非常大[5,6]。

本文提出一种新的基于双通道的正弦信号幅值检测新方法,就是利用双通道 AD 采集器同时对正弦信号进行采样,对采集的弱正弦信号进行互相关运算,并对互相关函数做多重自相关运算,利用自相关函数的解析表达式得到原始弱正弦信号的幅度信息,算法简单,物理意义明确,准确度比传统的自相关法提高 2-3 个数量级,具有一定的工程实用价值。

2　自相关幅值检测原理

传统的基于自相关器的幅度检测原理如图 1 所示。

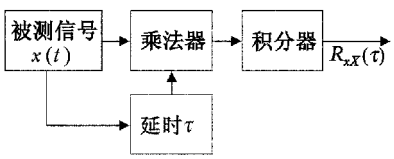


图 1　幅度的自相关检测法框图

设被测正弦信号为

$$x(t) = A\cos(\omega t + \varphi_1) + N_x(t) \tag{1}$$

式中:A——信号的幅度;ω——信号的频率值;$\omega t + \varphi_1$——信号的相位;$N_x(t)$——叠加信号上的噪声信号,工程上一般认为这个噪声是高斯白噪声和量化噪声的叠加。

对信号进行自相关运算得到下式

$$\begin{aligned} R_{xx}(\tau) &= \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T x(t)x(t) \\ &= \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T [A\cos(\omega t + \varphi_1) + N_x(t)] \\ &\quad \times [A\cos(\omega(t+\tau) + \varphi_2) + N_x(t+\tau)]\mathrm{d}t \end{aligned} \tag{2}$$

因为信号和噪声不相关,噪声之间互不相关,上面式子可以化简为

$$R_{xx}(\tau) = \frac{A^2}{2}\cos(\omega\tau) \tag{3}$$

$$R_{xx}(0) = \frac{A^2}{2} \tag{4}$$

信号经过自相关运算后幅度的值可以通过上式求得,但是由于高斯白噪声的白话程度不理想,从而导致公式(3) 不是严格成立的,所以公式(4) 求解幅度的误差非常大。

3　基于双通道的多重自相关幅值检测原理

基于双通道的正弦信号幅值检测原理如图 2 所示,就是利用双通道对被测正弦信号进行同步采样,再利用采集的信号进行多重自相关运算,通过解析运算得到正弦信号的幅值信息。

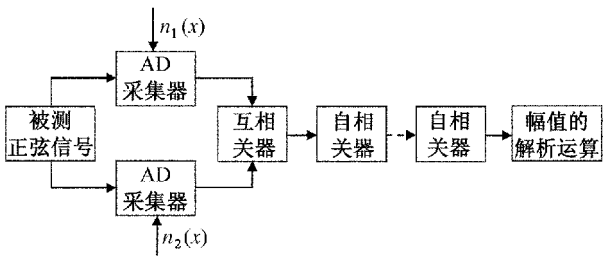


图 2　基于多重相关法的弱正弦信号幅度测量原理框图

假设原始的正弦信号为

$$X(t) = A\cos(\omega t + \varphi)$$

利用两个不同的 AD 采集器同时对同一个信号源进行同步采样,这样两个 AD 采集器的输出信号分别为

$$x(t) = A\cos(\omega t + \varphi) + n_1(t)$$

$$y(t) = A\cos(\omega t + \varphi) + n_2(t)$$

$n_1(t)$ 和 $n_2(t)$ 为叠加到原始信号上的噪声。工程上一般认为这个噪声是高斯白噪声和量化噪声的叠加。对两路信号进行相关运算得到下式

$$\begin{aligned} R_{xy}(\tau) &= \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T x(t)y(t+\tau) \\ &= \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T [A\cos(\omega t + \varphi) + n_1(t)] \\ &\quad \times [A\cos(\omega(t+\tau) + \varphi) + n_2(t+\tau)]\mathrm{d}t \end{aligned}$$

因为信号和噪声不相关,噪声之间互不相关,上面式子可以化简为

$$R_{xy}(\tau) = \frac{A^2}{2}\cos(\omega\tau) + n'(\tau) \tag{5}$$

信号经过互相关运算后相位信息丢失,但是幅度信息可以保留下来,并且 $n'(\tau)$ 要远远小于 $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$,这样可以提高信噪比。

将τ用 t 代替，公式(5) 可以改写成 $R_1(t) = \frac{A^2}{2}\cos(\omega t) + n'(t)$ 继续做自相关运算得到

$$R_{R_1(t)}(\tau) = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T R_1(t)R_1(t+\tau)$$
$$= \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T\left[\frac{A^2}{2}\cos(\omega t) + n'(t)\right]$$
$$\times\left[\frac{A^2}{2}\cos(\omega(t+\tau)) + n'(t+\tau)\right]\mathrm{d}t$$

同理可以得到

$$R_{R_1(t)}(\tau) = \frac{A^4}{8}\cos(\omega\tau) + n''(\tau) \qquad (6)$$

继续做多重自相关运算，设 m 为自相关器的重数可以得到

$$R^m(\tau) = \frac{A^{2^m}}{2^{2^m-1}}\cos(\omega\tau) + n^m(\tau) \qquad (7)$$

其中 $R^m(\tau)$ 表示进过 m 次相关后的自相关函数。$n^m(\tau)$ 已经非常小，可以忽略不计。

令 $\tau = 0$，得到 $R^m(0) = \frac{A^{2^m}}{2^{2^m-1}}$，所以幅度可以通过如下解析表达式得到

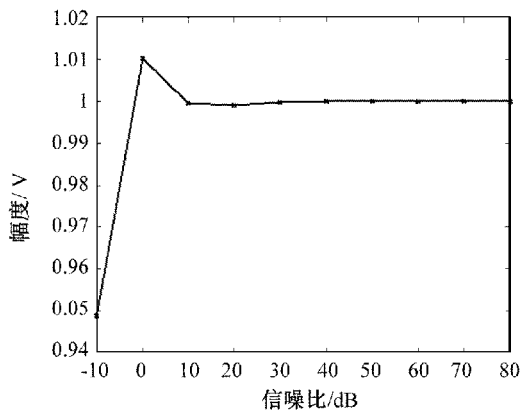
$$A = \sqrt[2^m]{2^{2^m-1}R^m(0)} \qquad (8)$$

4 仿真实验验证及分析

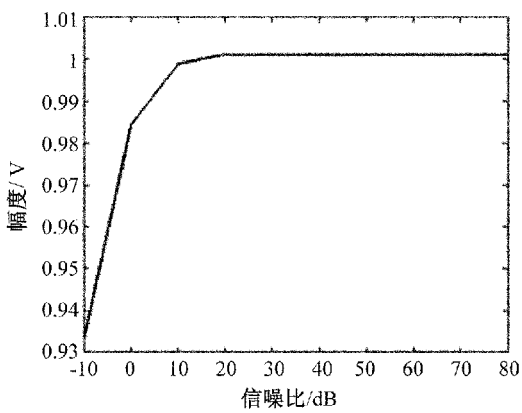
为了分析各个因素对本文算法的影响，在不同 AD 量化位数，采样点数，信噪比情况下做仿真实验，并对本文算法和传统的自相关法作对比试验，被测信号频率为 50Hz。设输入信号

$$X(t) = \cos(2\pi f_0 t + \pi/4)$$

仿真结果如图 3 至图 6 所示。

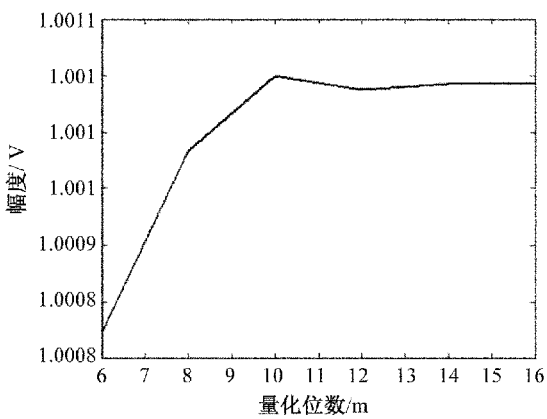


(a) 采样点10000点

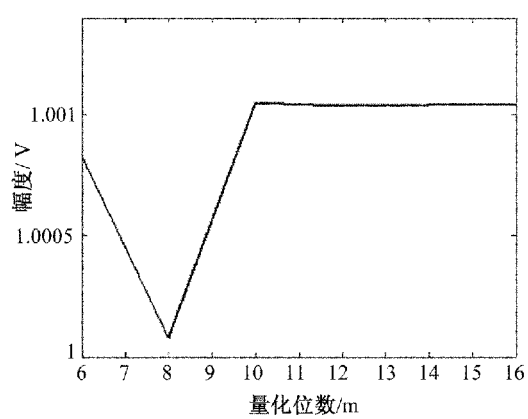


(b) 采样点5000点

图 3 不同采样点下信噪比和幅值测量准确度关系图



(a) 采样点5000点下



(b) 采样点10000点下

图 4 不同采样点下信噪比和幅值测量精度关系图

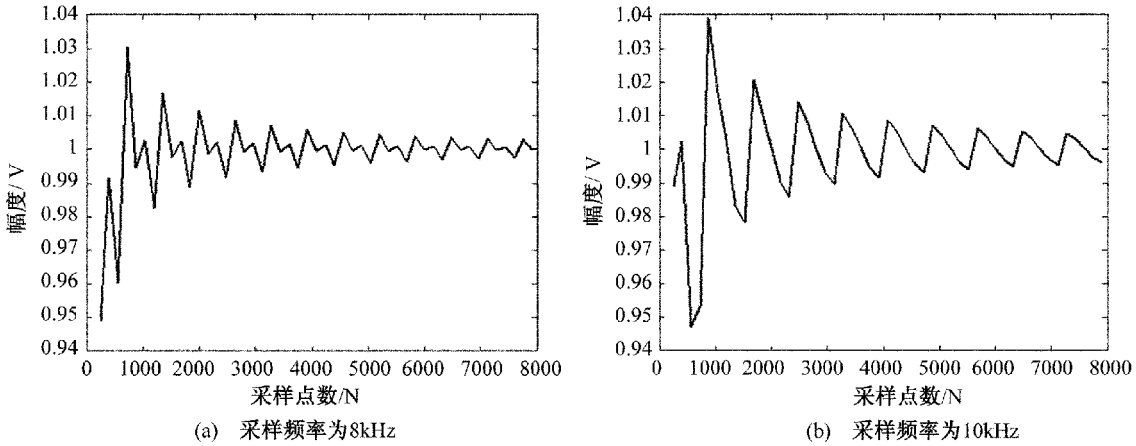


图 5　不同采样频率下采样点数和幅值测量准确度关系图

图 3 是在不同采样点下的关于信噪比和测量精度的关系,可以看出本文算法和信噪比有关,信噪比越大则精度越高。在采样点数提高的情况下,在低信噪比,甚至负信噪比下本文算法的估计准确度误差不超过 0.05V。在信噪比大于 10dB 下,估计误差不超过 0.001V。

图 4 为不同采样点数下量化器位数和测量准确度的关系,可见本文算法对量化器的位数要求不高,8 位量化器即可满足一般的实际要求。

从图 3,图 4,图 5 仿真结果可以看出本文算法和采样点数有关,采样点数越大准确度越高。但是要求也不是很高,高于 128 点即可达到较高的测量准确度。

为了和传统的自相关检测器做一对比,分别在信噪比为 0dB 的情况下对不同的幅值测量进行对比,本文测量算法采用一级互相关器和三重自相关法,各相关器输出信号如图 6 所示,幅度测量结果如表 1 所示。

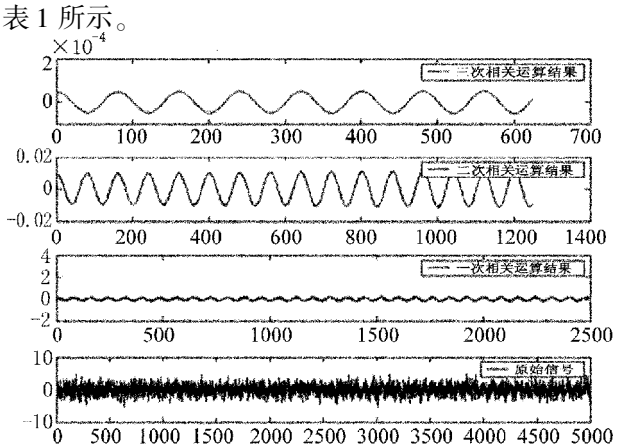


图 6　0dB 下各相关器输出信号波形图

表 1　信噪比 0dB 下一次相关和三次相关的幅度测量结果

幅值/V	一次自相关	一次自相关误差/V	三次自相关	三次自相关误差/V
1	1.672 0	0.672 0	0.968 8	0.031 2
2	2.515 9	0.515 9	2.028 3	0.028 3
3	3.295 2	0.295 2	2.994 8	0.005 2
4	4.276 7	0.276 7	3.999 2	0.000 8
5	5.132 2	0.132 2	5.001 8	0.001 8

通过分析上面的表格可以知道,在低信噪比的情况下,本文算法要大大优于传统的一次自相关检测算法,对不同的幅值进行测量,传统的算法误差在百毫伏量级,而本文算法误差在十毫伏甚至毫伏量级,准确度可以提高 2-3 个数量级,具有明显的优势。

5　结束语

本文研究了一种基于双通道多重相关的微弱正弦信号幅值检测方法,针对传统的基于自相关法的正弦信号幅值测量中存在准确度不高的问题,本文提出了一种基于双通道的正弦信号幅值检测新方法,利用正弦信号和噪声的性质,对双通道采集的弱正弦进行互相关运算,并对互相关函数做多重自相关运算,利用自相关函数的解析表达式得到原始弱正弦信号的幅度信息,算法简单,物理意义明确,准确度比传统的自相关法有提高,具有一定的工程实用价值。

(下转第 78 页)

2012 年 6 月
第 32 卷 第 3 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Jun. ,2012
Vol. 32, No. 3

文章编号:1000-7202(2012) 03-0056-05 中图分类号:TP311.52 文献标识码:A

基于.NET 互联接口下虚拟面板仪器程序驱动开发

王洪晖 刘碧野 杨 华
(北京东方计量测试研究所,北京 100086)

摘 要 介绍了虚拟面板仪器的特点,以及.NET 互联接口在 LabVIEW 平台下的调用方式。以无线通信测试仪 N4010A 的 WLAN 模块为例,基于该仪器虚拟面板的操作和设置,通过 .NET 组件进行仪器程序驱动的开发,实现仪器的自动化程序控制。

关键词 .NET 虚拟面板仪器 驱动

Development of Virtual Panel Instrument Driver Based on the .NET Interface

WANG Hong-hui LIU Bi-ye YANG Hua
(Beijing Orient Institute for Measurement & Test ,Beijing 100086)

Abstract Introduce the characteristics of virtual panel instrument and invoking of the .NET interface on the LabVIEW platform. Take the WLAN module of N4010A for example, based on operation and parameter setting of the instrument virtual panel, by developing .instrument driver with .NET component, realize the automatic control of the instrument.

Key words .NET Virtual panel instrument Driver

1 引 言

随着近年来科技的发展,在现代大型工厂、企业、研究机构等许多领域,高集成度的虚拟面板仪器在生产和测试方面的使用正在逐渐增多。而新型的.NET 技术与虚拟面板仪器相结合,也是未来硬件仪器发展趋势之一。同时,利用虚拟面板仪器的软面板对仪器各项参数进行逐一设置的传统模式,已不能适应该类新型仪器的日常应用。所以开发一种能够合理、准确、高效地对基于.NET 互联接口下虚拟面板仪器进行控制的程序驱动,需求也更加迫切。

2 虚拟面板仪器技术特点

一台传统的独立仪器,往往具有一个操作前面板,用户可以通过操作面板上的旋钮、开关、按键等来控制仪器,或可以通过面板上的显示屏幕作为图形化输出(如示波器)。所有仪器的功能,均需要通过仪器面板的操作来实现,这个操作面板是人与机器的交互面板,是传统意义上的人机交互界面。虚拟面板仪器的出现,对于传统的操作面板带来了一个革命性的冲击,该种仪器的最大特点就是抛弃了传统的操作面板,仪器的操作与显示需借助计算机

强大的计算与显示能力来实现。

从实质上说,虚拟仪器软面板是一个仪器级的使用应用程序,它为虚拟面板仪器提供了一个代替前面板的控制接口。该控制接口不是在仪器前面板上,而是在计算机显示器上,利用软面板可用交互方法控制虚拟面板仪器。软面板与仪器驱动程序一样,是一个独立的软件模块,它作为一个独立运行的可执行文件运行。在系统集成中,软面板用于检验仪器的通讯,并测试仪器的各类操作。当系统集成完成后,软面板可通过面板上的控制器来执行仪器功能。软面板通常采用图形用户接口技术显示等效的旋钮、按键及控制器。

虚拟面板仪器技术作为计算机技术与仪器技术相结合的创新技术,应用前景十分广泛。从总体上而言,虚拟面板仪器是仪器使用的一个创新概念,适应了现代工业工作系统网络化、智能化的发展趋势。采用该项技术可以根据实际工艺流程和控制要求,将分布在企业不同位置的各种仪器仪表和控制装置连接为一个网络系统,通过计算机实施集中控制和管理,可以改变采用传统单元仪器分散工作时成本高、维护困难、资源配置重复等缺点,提高工业自动化改造的经济效益,降低管理成本。

3　. NET 技术的特点

. NET 框架如图 1 所示,主要由两部分组成:公共语言运行库和. NET 框架类库。公共语言运行库为开发、部署和运行应用程序提供引擎;类库则涵盖了系统函数、数据访问、组件模型、事务处理以及其它服务。

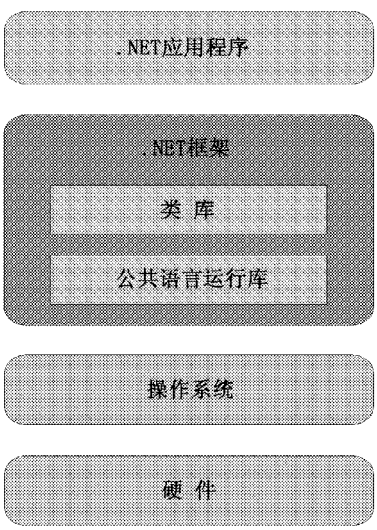


图 1　. NET 框架的位置及其组成图

公共语言运行库是. NET 框架的基础,它提供核心服务(如内存管理、线程管理和远程处理),而且还强制实施严格的类型安全检查以及可确保安全性和可靠性的其他措施。公共语言运行库负责应用程序的执行,它提供了许多服务,这些服务有助于简化代码开发和应用程序部署,同时又提高了应用程序的可靠性。

类库是. NET 框架的另一个重要组成部分,. NET 框架类库是生成. NET 应用程序、组件和控件的基础。. NET 框架类库包括类、接口和值类型,它们可加速和优化开发过程并提供对系统功能的访问。

4　在 LabVIEW 平台调用. NET

LabVIEW 7. 0 及后续版本能够访问大部分微软与其他软件开发商提供的. NET 基础构件。用户可以像. NET 客户端那样访问. NET 服务端相关的对象、属性、方法和事件。但 LabVIEW 不能作为. NET 服务器,因为其他应用程序无法通过. NET 直接与 LabVIEW 通信。如果需要 LabVIEW 中实现服务器功能,可以通过 LabVIEW 的 ActiveX server 实现。

LabVIEW 通过其. NET 工具箱来访问. NET 组件。. NET 工具箱可以在 LabVIEW 7. 0 及以上版本的通讯子面板上找到。它包含以下几个功能:Constructor Node,用来创建. NET 对象实例;Property Node,可以对. NET 对象属性进行读、写操作;Invoke Node,用来调用. NET 对象方法;Close reference function,关闭. NET 对象实例;More Generic Class function,适配. NET 参考为更通用的类;More Specific Class function,适配. NET 参考为更特殊的类。

在 LabVIEW 平台下使用. NET 组件,首先使用 Constructor Node 创建. NET 类实例,该类由用户在设置 Constructor Node 时由. NET 类浏览器来选择。Constructor Node 输出. NET Reference,它和 Property Node 以及 Invoke Node 相连,执行相应实例的方法调用以及属性的读写。访问结束由 Close reference function 来结束. NET 组件的调用。

5　基于. NET 互联接口下的程序驱动开发

以下是对. NET 互联接口下的程序驱动开发的具体举例说明,因为自动测试程序驱动的开发是以

虚拟面板的操作步骤为基础的,所以我们首先要对虚拟面板仪器的操作方法进行简要的介绍。

以 WLAN 模式下的 N4010A 为例,因为仪器本身的显示屏幕及操作面板较为简单,只能进行自校准或者修改 GPIB 地址这类简单设置,无法通过仪器自带的按键进行测试操作,所以只能通过与仪器配套的"虚拟面板"控制软件对仪器的各项参数分别进行设置和校准。通过 GPIB 地址的选择来与仪器建立通信连接,在成功识别到仪器之前,所有虚拟面板的功能都是无法使用的。仪器通信连接成功之后的虚拟面板如图 2 所示,首先在"仪器控制"界面就可以进行自检、快速校准和全校准等操作了。

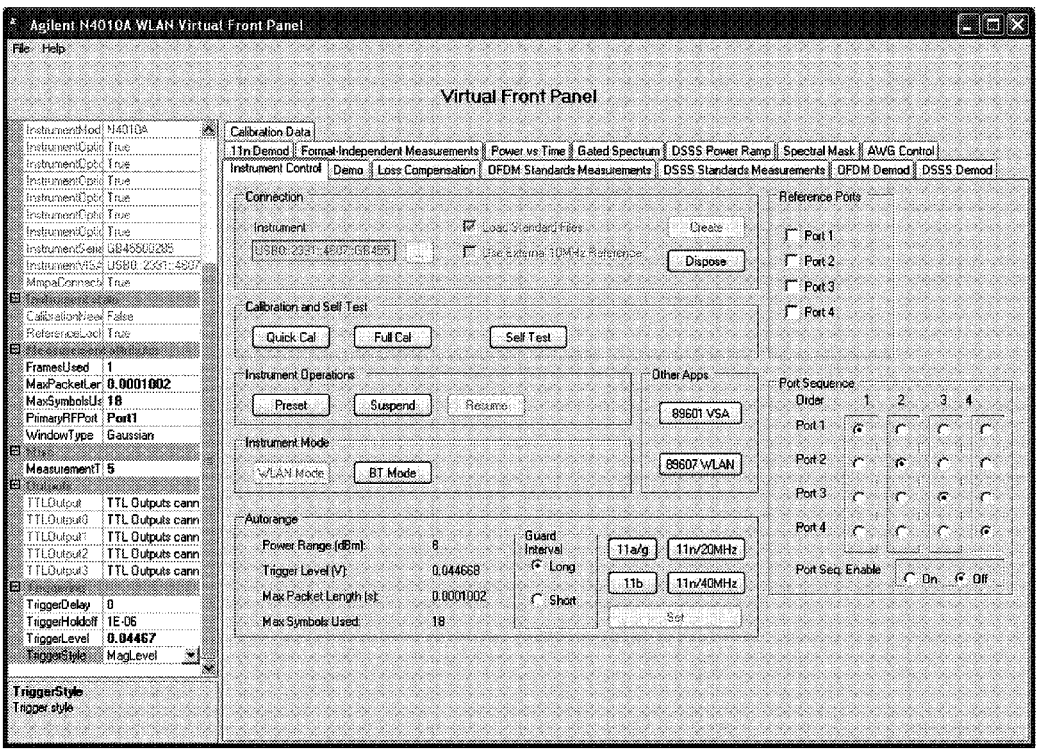


图 2 虚拟面板通信连接成功界面图

在虚拟面板中,射频发生器部分的操作界面比较简单,只需要在 AWG Control 菜单中设置好要测试的波形、电平值和频率偏移量(射频发生器设置界面如图 3 所示),然后在左侧的窗口中设置载波频率,通过这些就可以对该仪器射频发生器部分完成基本设置了。

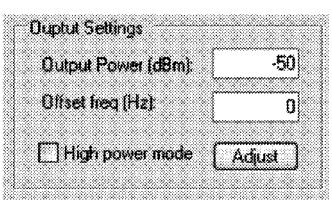


图 3 射频发生器设置界面图

接收机部分的测试则是在 Format-Independent Measurements 菜单中,首先要设置好接收机对应外接信号的载波频率值,然后设定最大电平值,为了测试数据的准确,通常设定为外接信号的输出电平值,比如外接信号输出 10dBm,N4010A 接收机部分的最大电平就设定为 10dBm。需要注意的是:在左侧的窗口设置中,触发模式(Trigger Style)应该选择 Free Run 模式,这样在测试菜单中点击 Init 就可以通过平均 10 次的方法读取接收机的平均功率值和频率偏移值,接收机测试界面如图 4 所示。

对于需要靠虚拟面板来进行操作和设置的仪器来说,既然已经实现了与计算机的通信连接,那么开发自动化测试程序的驱动就成为理所当然的提高测试和使用效率的方法。基于 LabVIEW 平台下的自动化测试程序,大多数都是用 NI 公司封装好的仪器驱动去编写的,但是对于很多新型号的仪器或许没有编写打包好的驱动程序,例如蓝牙(Bluetooth)模式下的 N4010A,我们就是根据仪器编程手册上提供的 VISA 命令作为仪器驱动来进行程序控制,从

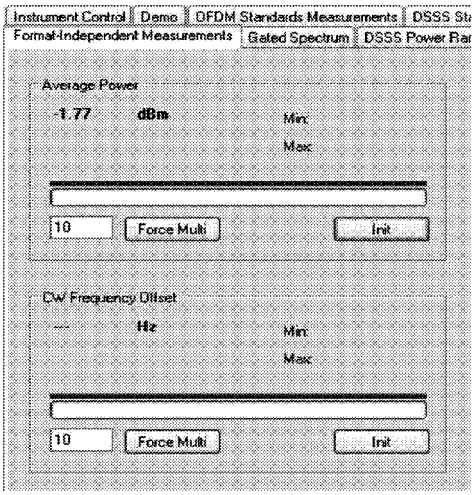


图 4　接收机测试界面图

而实现自动化测试的。而 N4010A 的 WLAN 模式作为一种最新型的仪器模块,厂家自带的安装光盘中使用了 LabVIEW 与微软合作的. NET 基础构件作为该仪器的程序驱动,所以我们就使用. NET 互联接口的编程模式开发仪器的自动化测试程序驱动。

上文中已经简要介绍了在 LabVIEW 平台下调用. NET 组件的方法,下面就让我们结合实际应用来对. NET 组件的使用方法来进行更详细的介绍。. NET 工具箱如图 5 所示。

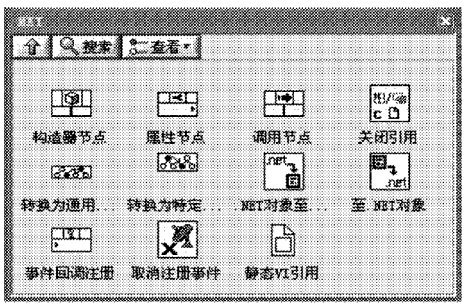
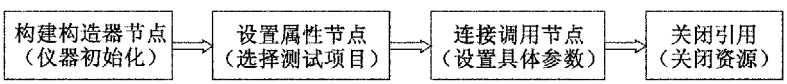


图 5　NET 工具箱图

编程思路:



第一步是创建构造器节点,也就是上文中提到的. NET 对象实例(Constructor Node),类似于仪器的初始化驱动,确认仪器与工控机的通信正常。在安装了. NET Framework 后,就可以在. NET 浏览器中选择相对应的仪器,例如 N4010A 的 WLAN 模式测试中的构造器节点就是在图 6 中这样选择并创建出来的。

与构造器节点相连接的是属性节点,也就是上文中提到的 Property Node,以及调用节点(Invoke Node),在结束时用关闭引用(Close reference function)关闭. NET 对象实例。具体应用在 WLAN 模式下的 N4010A 编程平台中,各类节点如图 7 所示,在选择了对应的构造器节点之后,第一个属性节点实现了仪器载波频率设定为 2412MHz 的操作,即虚拟面板中左侧窗口中的设定。第二个属性节点选择了 AWG 测试项目,即虚拟面板中射频发生器的设置菜单(AWG Control),接下来的是调用节点,实现了在 AWG 菜单中设定 CwTone 模式,并且把输出电平设定为-10dBm,频率偏移量为 0,这些都可以在前面介绍的虚拟面板的 AWG Control 菜单中找到对应的操作。再加上最后的"关闭引用",几个简单的. NET 组件连接与选择就实现了 N4010A 的 WLAN 模式下

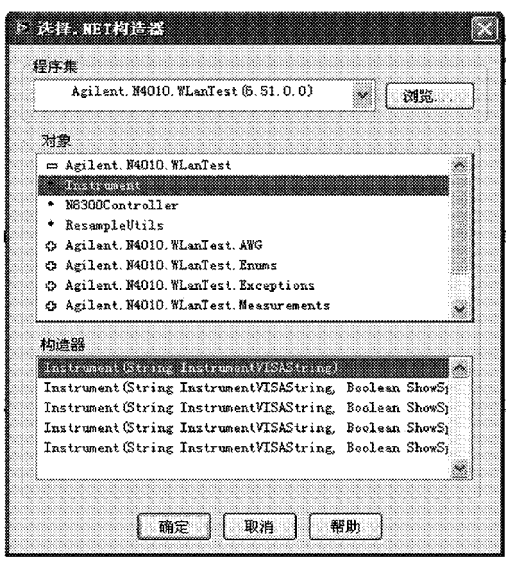


图 6　创建构造器节点图

的射频发生器频率和电平参数的程序自动化设置。

应用. NET 组件对 N4010A 的 WLAN 模式下的接收机频率参数进行测试的驱动连接图如图 8 所示,第一个属性节点把载波频率设置为 2403MHz,最大输入电平为 0dBm,触发模式为 Free Run 模式,这些都与前面的虚拟面板设置的参数相同,第二个

属性节点选择测试“载波频率偏移”,可以看到它后面连接的调用节点的属性类型随之变成了“载波频率偏移测试”,包括最后用于读出测试数据的属性节点类型也都与前面的类型设置自动保持一致,这样就实现了前面虚拟面板操作中对于接收机频率参数测试的内容。

对 N4010A 的 WLAN 模式下的接收机平均功率参数进行测试的驱动连接图如图 9 所示。

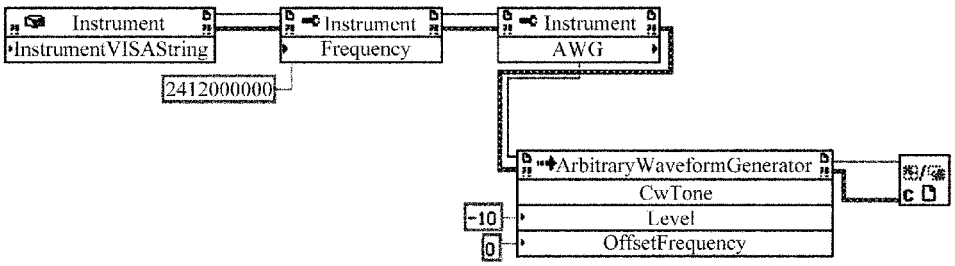


图 7 基于. NET 组件驱动开发实际应用举例——射频发生器部分图

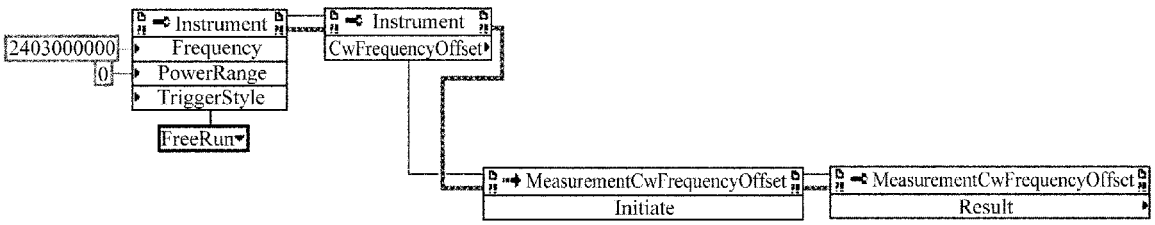


图 8 基于. NET 组件驱动开发实际应用举例——接收机频率测试部分图

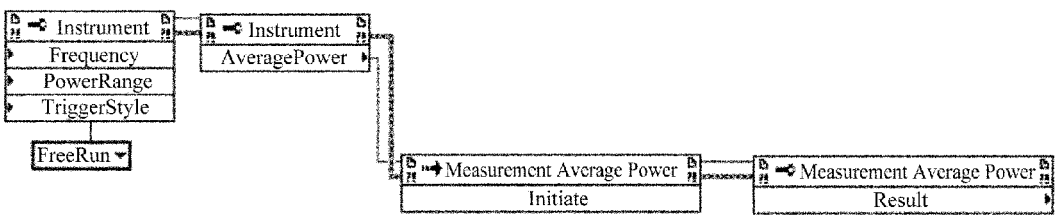


图 9 基于. NET 组件驱动开发实际应用举例——接收机平均功率测试部分图

由此可以很直观地看出,第一个属性节点和图 8 中的第一个属性节点一致,但是第二个属性节点选择了测试“平均功率”的类型,它后面的调用节点和属性节点的属性类型就都通过属性输出的连接自动与前面的属性节点类型保持一致。通过这种简单明了的连线方式,既实现了该仪器的自动化程序控制,大大提高了工作效率,同时又简化了编程步骤,方便了程序员在编程过程中的操作,使编程思路更加清晰,选择更加多样化。

6 结束语

本文以无线通信测试仪 N4010A 的 WLAN 模式为例,介绍了虚拟面板仪器的实际应用方法和具体操作过程,并且通过开发相应的程序驱动,解决了. NET组件在 LabVIEW 平台中运行的应用问题,提高了基于. NET 互联接口仪器的使用效率。经程序测试表明,该驱动可以有效、稳定地进行与其相对应的. NET 互联接口仪器设置,极好的配合整套自动控制程序运行,满足了与硬件良好兼容的要求,同时也为该类仪器的日常使用及测试提供了便利。

参考文献

[1] 杨乐平, 李海涛等编. 虚拟仪器技术概论[M]. 电子工业出报社, 2003.

[2] 刘友华,王贤平,吴伟. NET 环境下数据库应用系统开发技术[M]. 科学出版社, 2004.

[3] 杨毅,周绍磊,杨秀霞等编. 虚拟仪器技术分析与应用[M]. 机械工业出版社, 2004.

2012 年 6 月
第 32 卷 第 3 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Jun. ,2012
Vol. 32, No. 3

文章编号:1000-7202(2012) 03-0061-04 中图分类号:TB77 文献标识码:A

基于虚拟仪器的真空度现场测试系统

贾军伟 张书锋 王 欢 田虎林
(北京东方计量测试研究所,北京 100086)

摘 要 真空度现场测试系统测量范围为(1×10^{5} ~ 2×10^{-9})Pa。文章介绍了该系统的硬件构成和工作原理。该系统硬件部分主要包括电容薄膜真空计、标准电离真空计、分离规和法兰转换套件。基于美国 NI 公司的 Labview 软件开发平台,结合日常型号服务的热真空试验设备和其它真空设备的测试需求,开发了真空度现场测试软件。软件以模块化思想为基础,可根据不同的测试要求选择相应的测试标准,进而实现数据自动处理,报告自动生成。

关键词 真空系统 Labview 电容薄膜真空计 标准电离真空计 分离规 法兰

Vacuum Tested System of Locale Based on Virtual Instrument Technology

JIA Jun-wei ZHANG Shu-feng WANG Huan TIAN Hu-lin
(Beijing Orient Institute for Measurement & Test (BOIMT), Beijing 100086)

Abstract Vacuum tested system of locale testing ranges from 10^{5}Pa to 2×10^{-9}Pa. In this article, the hardware composing and working principle is introduced. The system is made up of capacitance diaphragm gauges, reference gauges, extractor gauges and flange fittings. Based on the Labview software, to meet the demand of ordinary type service, an vacuum tested system of locale program is developed. This software can be applied to the testing of kinds of vacuum equipment, provides modular structures which may automatically deal with the date of tested machines, and the original record and certificates can go into mass production automatically.

Key words Vacuum system Labview Capacitance diaphragm gauges Reference gauges Extractor gauge Flange

1 引 言

真空技术是 20 世纪初发展起来的一门新的技术学科,随着科技的进步,真空技术作为一门实用的基础科技应用范围日益广泛。目前,真空技术已广泛应用于航天、航空、高能物理、可控热核聚变、表面物理、半导体与微电子等尖端科学研究领域,此外还广泛应用于工业和服务业。从日常生活用的灯泡的制造,到空间环境模拟实验,所有真空工程中的应用设备,都是通过真空系统实现的。

不同的真空应用设备,所用的真空系统是不一样的,但其基本组成是类似的。一套真空系统主要由真空室、真空获得设备、真空测量设备和其它元件构成。真空度是真空系统最重要的物理参数之一,也是衡量真空系统性能的重要物理参数,同时真空度的准确测量是影响工艺和真空实验的重要参数。

对于新研制的真空设备为了了解其真空特性是否满足使用要求,通常要对其进行测试验收以确保设备的性能指标。对于使用中的真空设备,为了检验其特性,需要对其进行周期测试。由于真空设备体积庞大,搬到计量室进行特性测试显然很不现实,因此需要对其进行现场测试。由于真空系统的复杂多样性,真空度准确测量对工艺和试验的重要影响,要求真空度现场测量系统必须精度高,覆盖的量程宽。结合日常型号服务工作,尤其是空间热真空环境试验系统的真空度测试需求,我们构建了真空度现场测试系统,并基于美国 NI 公司的 Labview 软件开发平台,开发了真空度现场测试软件。可根据不同的测试要求选择相应的测试标准,进而实现数据自动处理,报告自动生成,大大提高工作效率。

2 硬件部分及工作原理

真空度测量中,除极少数直接测量外,绝大多数是间接测量。就是先在被测气体中引起一定的物理现象,然后再测量这一过程中与压力有关的物理量,进而设法确定压力值。物理量与压力的关系,都是在某一压力范围内才最显著,超出这个范围,关系变得弱了。因此,任何方法都有其一定的测量范围,这个范围就是真空计的"量程"。所以针对不同的测量范围必须选择不同的测量标准,才能保证整个测量过程的准确性,这是真空测量的特点,综合考虑精度、稳定性、复现性、可靠性和寿命等因素。我们确定了不同真空度段的测量标准,具体见表 1。由于真空规和真空设备接口法兰的多样性,为了方便连接设计了各种法兰转接口。

表 1 现场真空度测试系统不同真空段的测量标准

真空度范围(Pa)	测量标准名称	厂家	型号
$10^5 \sim 10^1$	电容薄膜真空计	美国 MKS	690HA-0001
$10^1 \sim 10^{-2}$	电容薄膜真空计	美国 MKS	690HA-0100
$10^{-2} \sim 10^{-5}$	标准电离真空计	北京北仪创新	BDJ-I
$10^{-5} \sim 10^{-9}$	分离规	德国 Lebold	IE414

2.1 电容薄膜真空计

在粗真空、低真空测量中,薄膜规的精度和稳定性最好。美国 MKS 生产的 690A 系列电容薄膜规为美国军用标准,也是国内真空计量标准,真空度的测量可达到读数精度的 0.05%,是目前准确度等级最高的真空度测量仪器。由于不同型号的薄膜规器测量范围也不一样,为了扩展量程,需要组合使用,其测量范围为($10^5 \sim 10^{-2}$)Pa。

根据弹性薄膜在压差作用下产生应变而引起电容变化的原理制成的真空计称为电容式薄膜真空计,它由电容式薄膜规管(又称为电容式压力传感器)和测量仪器两部分组成。金属弹性膜片将薄膜真空规管隔离成两个室,分别为接被测真空系统的测量室和接高真空系统(真空度<10^{-3}Pa)的参考压力室。在这两个室的连通管道上设置一个高真空阀门。测量时,先将阀门打开,用高真空抽气系统将规管内膜片两侧的空间抽至参考压力。同时调节测量电桥电路,使之平衡,即指示仪表指零。然后,关闭阀门,测量室接通被测真空系统。当被测压力大于参考压力时,由于规管中的压力差,膜片发生应变引起电容改变,破坏了测量电桥电路的平衡,指示仪表上亦有相应的指示。调节直流补偿电源电压对电容充电,使其静电力与压差相等,此时,电桥电路重新达到平衡,指示仪表又重新指零。根据补偿电压的大小,就能得出被测压力。

2.2 电离真空计

标准电离真空计和分离规均为电离真空计,由灯丝加热提供电子源。电力真空计其型式繁多,各具不同特点和适用不同的压力测量范围。普通电离真空计的允许误差为 50%,标准电离真空计精度为 5%,测量范围($10^{-1} \sim 10^{-5}$)Pa,在真空计量中用作二等标准。分离规精度为 15%,测量范围($10^{-2} \sim 10^{-9}$)Pa,作为超高真空测量具有较好的精度和稳定性。

电子在电场中飞行时从电场获得能量,若与气体分子碰撞,将使气体分子以一定几率发生电离,产生正离子和次级电子。其电离几率与电子能量有关。电子在飞行路途中产生的正离子数,正比于气体密度 n,在一定温度下正比于气体的压力 P。因此,可根据离子电流的大小指示真空度。通过公式(1)可以得到真空度示值。

$$I_+ = K \cdot P \cdot Ie \qquad (1)$$

式中:I_+——真空计离子流示值;K——真空规管的灵敏度系数;P——真空规管所处的压力值;Ie——真空计的发射电流。

2.3 法兰转换套件

法兰转换件主要包括 CF35 转 KF16,CF35 转 KF25,CF35 转 KF40,CF35 转 CF,CF35 转螺口标准

玻璃规管法兰,KF40 转 KF25,KF40 转 KF16,KF25 转 KF16 及各种常用的非标转接件。

3　检定程序

Labview 是一种程序开发环境,由美国国家仪器(NI)公司研制开发的,类似于 C 和 BASIC 开发环境,但是 Labview 与其他计算机语言的显著区别是:其他计算机语言都是采用基于文本的语言产生代码,而 Labview 使用的是图形化编辑语言 G 编写程序,产生的程序是框图的形式。如图 1 所示为基于 Labview 软件一个简单报表生成程序框图。

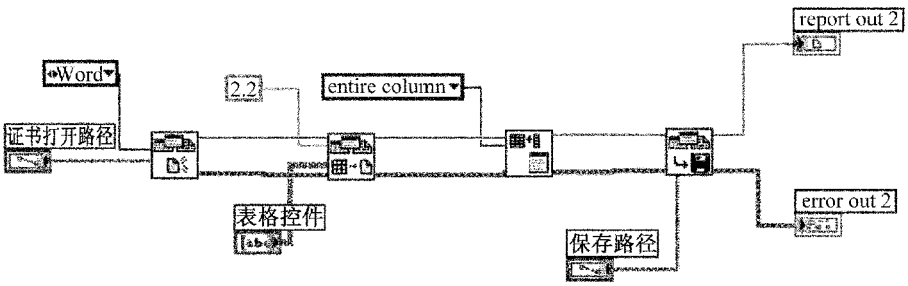


图 1　报表生成程序框图

NI 公司为用户提供了基于 Labview 的各类仪器驱动程序,如 2000 等都有相应的基于 Labview 的驱动程序。应用这些驱动程序大大提高了程序编制的速度和效率。但需要注意的是有些驱动程序模块与实际应用有一定差距,需要使用者对其修改或者利用 VISA 自行编制。本文以 Labview8.2 作为软件开发平台,利用 VISA 自行编制仪器驱动,开发了真空度现场测试软件。

3.1　程序设计

程序主要由被检仪表信息输入模块、测量模式选择模块、图表实时显示模块和报告生成模块四大部分构成。结合“LabVIEW Report Generation Toolkit for Microsoft Office”及 word 中书签和域的使用,可实现数据的自动处理、原始记录和证书的自动生成。其程序设计流程图如图 2 所示。

如图 3 为标准电离计数据采集模块程序,首先通过“VISA 串口配置”模块配置仪器的串口信息,包括波特率、数据位、停止位等,然后通过“VISA 写入”模块给仪器发送命令,通过“VISA 设置 I/O 缓冲区大小”模块进行缓冲区大小设置,延时模块延时后,通过“VISA 读取”模块读取仪器返回的十六进制数据,最后通过一系列的数据转换最终转换成通用的“I32”数据形式,进而通过数学函数计算可求的真空度数值。

如图 4 为主程序前面板,在主程序前面板可进行标准器基本信息的输入,被测量设备基本信息的输入,采数间隔时间的设置。设置完毕运行程序时,

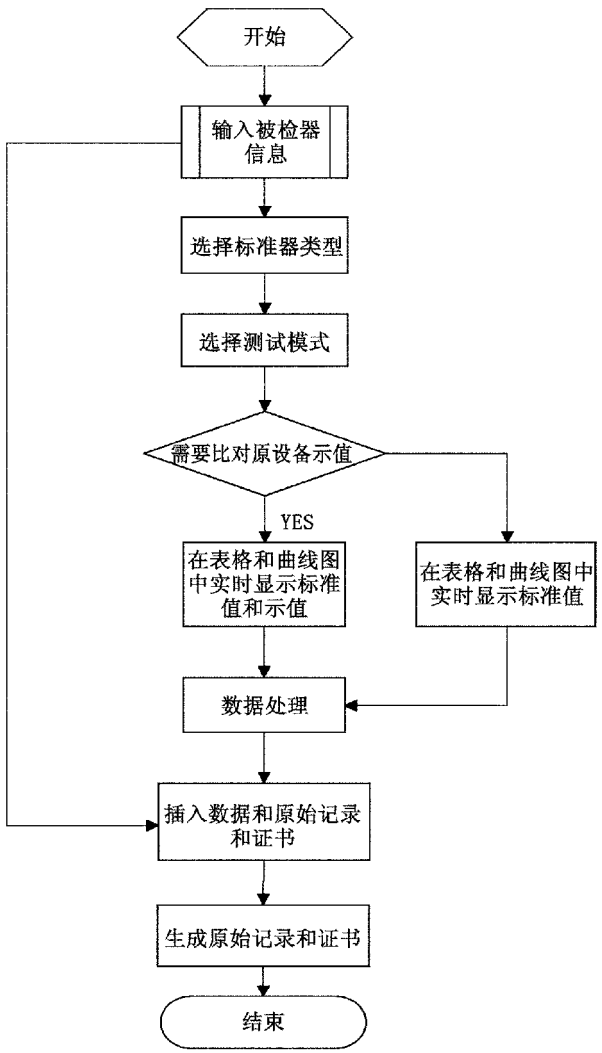


图 2　真空计电参数检定程序流程图

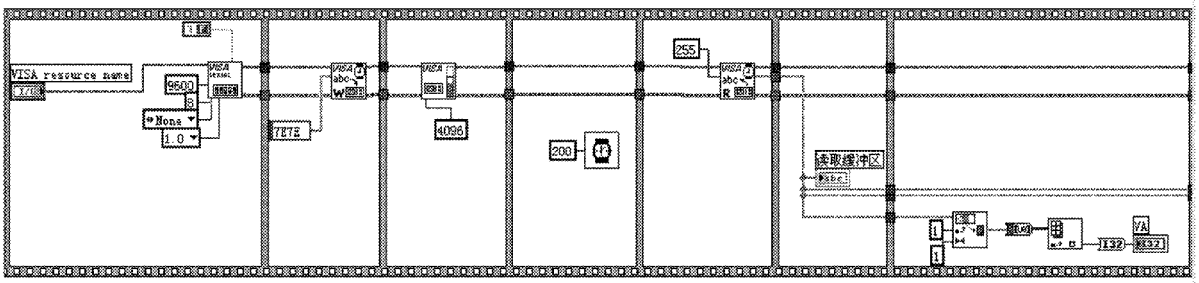


图 3 标准电离计数据采集模块程序图

可以通过表格和曲线图同时实时显示真空度随时间的变化。测试完毕后,自动进行数据处理,生成原始记录和证书,实现现场测试,现场出结果。最后可以直接将证书上传至计量系统,进行统一管理。

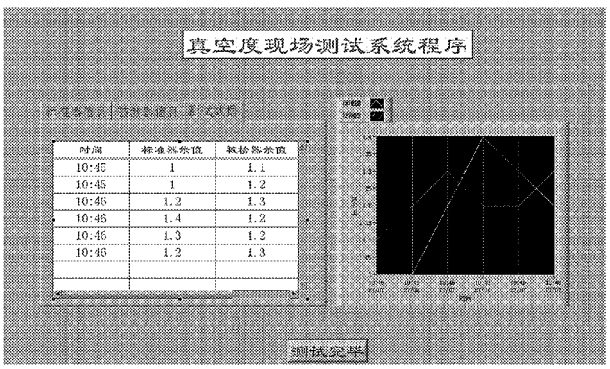


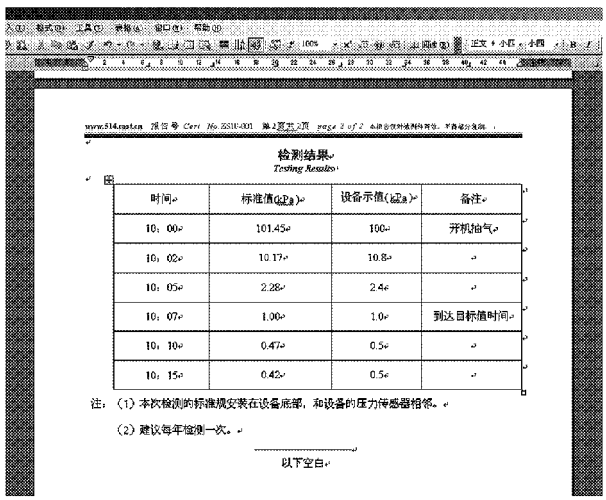
图 4 真空度现场测试系统程序前面板图

3.2 程序效果分析

实际工作中通常测试时间要持续数小时,人工测试耗时又无趣。通过应用程序进行测试,设定好采数间隔时间,便可按时自动记录数据,采用自动检定系统无疑会大大降低计量人员的劳动强度,节约时间,提高效率。程序自动生成的证书数据实例如图 5 所示。

4 结束语

通过合理配置调试,真空度现场测试系统其测量范围为$(1\times10^{5}\,\mathrm{Pa}\sim2\times10^{-9})\,\mathrm{Pa}$,连接方式多样,几乎可以日常工作中的真空设备测试需求。自动化程序可以按时采集数据,自动处理,生产报告和原始记录,提高劳动效率。自动化程序应用前景十分广阔,



检测结果
Testing Results

时间	标准值(kPa)	设备示值(kPa)	备注
10：00	101.45	100	开机抽气
10：02	10.17	10.8	〃
10：05	2.28	2.4	〃
10：07	1.00	1.0	到达目标值时间
10：10	0.47	0.5	〃
10：15	0.42	0.5	〃

注：(1) 本次检测的标准规安装在设备底部，和设备的压力传感器相邻。
(2) 建议每年检测一次。
以下空白

图 5 真空度现场测试系统测试数据

目前我们还有很多工作有待开展、完善,充分利用已有的信息和资源为我们所用,以提高准确性和效率。有理由相信,自动化技术在未来计量工作中将会发挥越来越重要的作用。

参考文献

[1] 达道安等. 真空设计手册[M]. 国防工业出版社, 2004.
[2] 胡仁喜, 王恒海, 齐东明等. Labview 8.2.1 虚拟仪器实例指导教程[M]. 机械工业出版社, 2008.
[3] 洪宝林. 力学计量[M]. 原子能出版社, 2002, 6.
[4] Report Generation Toolkit for Microsoft Office User Manual.
[5] MKS Type 690A Absolute MKS Type 698A Differential High Accuracy Pressure Transducers.
[6] Ionivac Sensors IE414/IE514.

2012 年 6 月
第 32 卷 第 3 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Jun. ,2012
Vol. 32, No. 3

文章编号:1000-7202(2012) 03-0065-04 中图分类号:TP273 文献标识码:A

某起动机转速切断装置自动测控系统设计

徐 民
(南京机电液压工程研究中心计测中心,南京 211102)

摘 要 采用高速单片机 C8051F020 和 VNH3SP30 单封装全桥电机驱动芯片控制电机上升速度并进行转速等数据采集,设计出某飞机起动机部件-转速切断装置组件地面测控系统。实际使用证明该系统能确保转速上升斜率的一致性,捕捉到的切断转速值可靠,并且工作稳定、性价比高、人机界面友好。

关键词 +直流电机控制 程序设计

Automatic Measurement Control System Design for A Starter Rotational Speed Shutoff Device

XU Min
(Calibration and Measurement Centre of Nanjing Engineering Institute of Aircraft Systems, Nanjing 211102)

Abstract Adopted high speed single chip C8051F020 and VNH3SP30 packaging bridge motor driven chip control electric machine velocity abreast row rotational speed data acquisition, ground measurement control system for the aircraft starter rotational speed shutoff device is developed. Practical operation shows that the system is capable of ensuring proof speed rise slope of consistency, catching cutoff RPM level reliably, stable work and friendly man-machine interface.

Key words +DC motor control Program design

1 引 言

当某型起动机带动飞机主发动机转动,到达规定工作转速后,起动机内部的转速切断装置组件在离心力的作用下,相关器件动作,触发一开关,切断控制电磁阀电源,与主发动机脱开,完成起动,此时的转速称之为切断转速。该组件作为起动机的重要组成部分,在单独模拟循环试验中,要确保每次上升速度一致的状态下,才能较为准确的调整好切断转速参数。

本文采用 C8051F020 单片机芯片进行转速和切断信号的采集处理,输出 PWM 信号到 VNH3SP30 单封装全桥电机驱动芯片,控制直流电机按一定的上升斜率,带动转速切断装置组件从零转速到切断转速,运用 KEIL C 编程,研制了起动机转速切断装置自动测控系统。

2 系统工作原理和结构

转速切断装置组件通过齿轮啮合,装在试验台架的直流电动机的输出轴上,轴上带有 60 个齿的测速码盘,与此垂直面上按装有一只转速传感器。组件的内部电子开关串联在一继电器之间。对电机的控制采用 PWM 工作方式,即通过改变输出脉冲的

宽度来改变供给电机电枢上的平均电压,就可控制电机的转速。进入自动测控状态时,由 MCU-F020 输出信号控制电机以规定的上升斜率从零转速开始升速到切断转速,在升速过程中,MCU 一边连续采集来自转速传感器的信号,进行转换、滤波等处理,在 LCD 屏上显示动态转速值和转速时间曲线,一边同时不断捕捉转速切断装置组件到达离心点时,断开继电器所产生的低电平信号,捕捉到切断信号后,将实时采集到的当前转速值打入内存,作为此次切断转速值按序号排列在 LCD 屏上进行静态显示,然后 MCU-F020 快速控制电机回零转速,完成一个测试循环周期。在开始时,可根据人机界面,输入产品编号,选择自动循环次数、是否打印等参数。控制系统框图如图 1 所示。

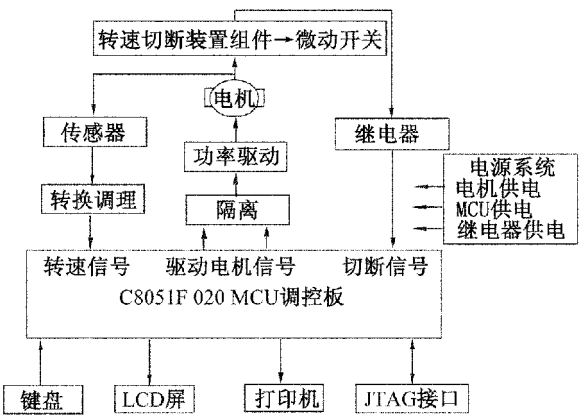


图 1 控制系统结构图

3 系统硬件

C8051F020 器件是完全集成的混合信号系统级 MCU 芯片(SOC),它在单片内集成了构成一个单片机数据采集或控制系统所需要的几乎所有模拟和数字外设及其它功能部件。这些外设或功能部件包括:模拟多路选择器、ADC、可编程增益放大器、DAC、电压比较器、电压基准、温度传感器、定时器、内部振荡器、RAM、FLASH 存储器、看门狗、同时其"流水线"结构方式处理指令,运行效率高,大部分只要 1 个或 2 个系统时钟。这极大的简化了硬件设计,可以很方便地在其外围扩展电路和器件就能组成整个测控系统。

转速切断信号电路中,低速时 K0 闭合,继电器通电,指示灯亮,升速到某高速点后,在离心力的作用下,顶杆触动微动开关 K0,高灵敏继电器断开,J1 触点 1b 接地,经光电耦合电路后去 F020 的 P3.0 口,如图 2 所示。

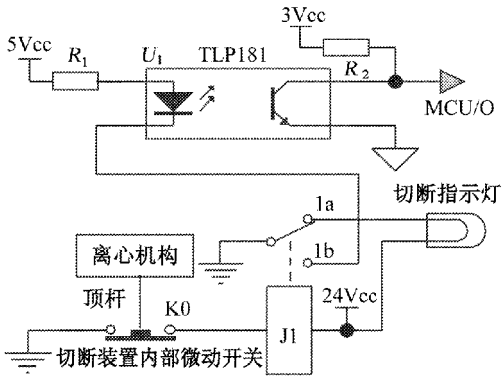


图 2 转速切断信号电路图

转速磁头信号经整理,光电隔离后,配置给 F020 的 T4 定时计数器的 T4EX。

显示采用的是 320240CV2.0 型 5.7 寸液晶显示模块,可显示点阵为 320×240 蓝膜高亮、LED 背光、带 RA8835 的控制芯片,具有文本和图形两种显示方式,用 13 条指令来控制显示特性和方式。液晶屏接口较简单,电路图如图 3 所示。ADO ~ AD7、nWR、nRD、nLCD_CS、A8 等分别连到 F020 的数据/地址总线、读、写口及 I/O 口,VR1 调节 LCD 对比度。

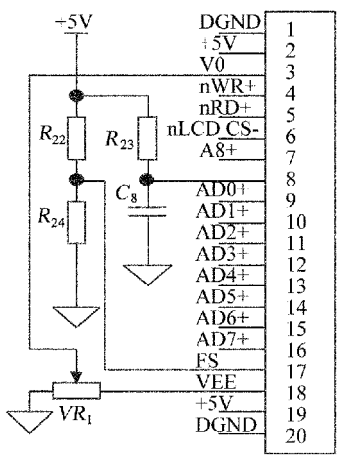


图 3 LCD 液晶显示器接口设计图

电机的驱动采用的是 ST 公司生产的单封装全桥电机驱动芯片 VNH3SP30,它由一个双单片上桥臂驱动器和两个下桥臂开关组成,芯片峰值输出电流 30A,输出电压可达 40V,并且内部集成有全面的保护电路,过流、过压、过热、短路等。与之相配的外部电路较简单,简化了设计。

F020 的输出两路信号,控制刹车信号和 PWM 信号。通过高速光耦 6N137 隔离后输入到 VNH3SP30 的 INA、PWM 输入端,这里只需一个转向,故 INB 接零,电路中 OUTA,OUTB 为驱动输出脚,接电机电枢。控制 INA、PWM 变化即可控制电机转动和刹车。电路图如图 4 所示。

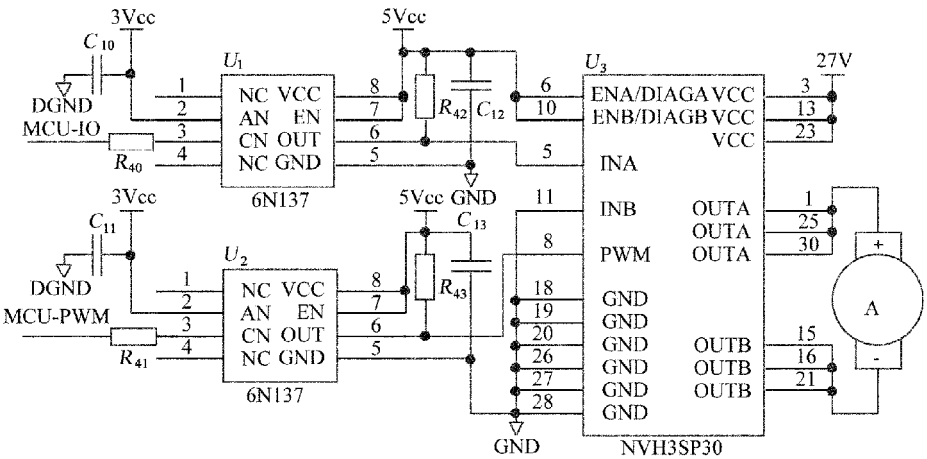


图 4　电机驱动电路图

电源采用纹波较小、EMI 较好的模块式一体化的多组电源,分别对电机激磁、控制部分及 MCU 供电,分开共地。采用嵌入式微型打印机打印汉字和数据。

4　软件部分

软件采用 C51 进行编程。C51 是一种专门用于 51 系列单片机编程的 C 语言。继承了标准 C 语言的绝大部分的特性,但同时又在 51 系列的特定的硬件结构上有所扩展。具有与 C 语言一样,在功能上、结构性、可读性、可维护性上的优点,并且生成的目标代码效率非常高。借助集成开发环境(IDE) keil μVision3-C51 在 PC 机上先初步进行各源程序模块的创建、编辑、连接后,通过设断点等来完成模拟调试、仿真,并根据 keil μVision3 界面上的各种信息找出程序出错,并进行修改。最后将已实施完成好的整个应用系统硬件按设计要求与外部有关信号和设备连接好后,将生成的 HEX 目标程序下载到芯片的 flash 存储器中直接在片对其进行非侵入式、不占用片内资源、全速在线的实时调试、修改,直至达到设计要求。

4.1　软件设计

4.1.1　对电机的控制

定频脉宽可调 PWM 信号的产生通过 F020 专用可编程计数器阵列 PCA 输出。电机转速只时按一定的斜率上升,控制精度要求不高。考虑到 PWM 频率对电机电流脉动的影响,这里采用 8 位 PWM 信号方式可得到较高的频率,使电枢电流较为平缓,电机运行稳定。输出频率可由以下公式得到

$$F_{pwm}=\frac{F_{pca}}{2^n} \tag{1}$$

式中:F_{pwm}——PWM 输出波形的频率;F_{pca}——PCA 时基的频率(在寄存器 PCA0MD 六个输入源中选),n——脉宽调制方式的位数,8 或 16。

PCA 的捕捉/比较寄存器 PCA0CPLn 和 PCA0CPHn 中存放 PWM 占空比高电平时间值。PCA 计数器的的 PCA0L 值与该模块的 PCA0CPLn 的常数值进行比较,当两者相等时,在 CEXn 引脚上输出“1”,当 PCA0L 溢出时,在引脚 CEXn 上输出 0,并且自动将保存在 PCA0CPHn 中的常数值送入 PCA0CPLn,运行中改变 PCA0CPHn 的值即可调整 PWM 输出信号的占空比。8 位 PWM 方式的占空比由下式给出

$$\text{占空比}=\frac{256-\text{PCA0CPHn}}{256} \tag{2}$$

最大占空比为 100%(PCAOCPHn=0),最小占空比为 0.39%(PCAOCPHn=OxFF)。可以通过清“0”ECOMn 位产生 0% 的占空比。

系统时钟为 22.1184MHz,设置 PCA0MD 为 4 分频作为 F_{pca} 时基,在 T2 定时器中断程序中改变 PCA0CPHn 的值,控制占空比的递增从而设置好电

机的上升斜率参数。

4.1.2 对转速的测量

本设计输入的最高频率不大于 7kHz，利用 C805F020 单片机 T4 捕捉方式来完成对其测量，可在整个量程中达到等精度测量。待测信号转速可由下式计算

$$n = \frac{60 \times \text{exf4num}}{\text{P} \times \text{sysclknum} \times \text{Ts4}} \qquad (3)$$

式中：exf4num——待测信号周期计数值；sysclknum——exf4num 个计数值下的 T4 周期单元计数值；P——电机转 1 圈的脉冲数；Ts4——T4 计时周期单元。

程序通过查询转速脉冲信号的由低电平到高电平，捕捉发生时得到 exf4num 计数值。并对 T4 定时器的溢出时计数。此方法频率高时测量速度快，频率低时速度慢。在低速时只是跟踪显示转速变化趋势，因为切断转速值都在某高速时发生，程序中所设的测量速度大于变化时的速度，可即时检测到切断瞬间的转速值，将其放入内存并打印。

4.2 应用程序

为了便于设计和维护，采用自顶向下逐步细化的结构化模块设计方法，将具有独立功能的子程序都设为子程序模块，相关的功能均由相应的功能子程序实现。主要程序流程如图 5 和图 6 所示。

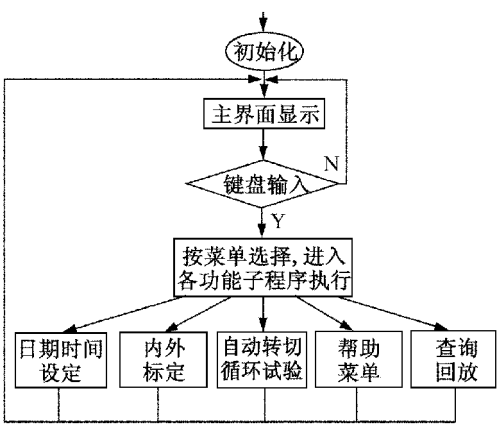


图 5 转速切断测控程序主流程图

5 结束语

该系统设计相对简洁。人机界面友好，操作容易，性价比较高。已成功应用到南京机电液压工程研究中心二动力系统部部件试验的测控中。实际现场应用表明整个系统工作稳定，抗干扰能力强，测试可靠。提高了测试精度，提高了生产效率。

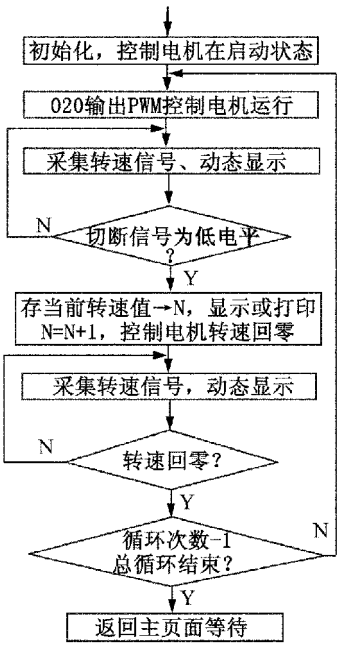


图 6 转速切断试验采集程序框图

参考文献

[1] 张迎新，雷文，姚静波. C8051F 系列 SOC 单片机原理及应用[M]. 北京：国防工业出版社，2005.

[2] 钟富昭. 8051 单片机典型模块设计应用[M]. 北京：人民邮电出版社，2007，03.

[3] 徐爱钧，彭秀华. keil cx51 v7.0 单片机高级语言编程 μVision2 应用实践(第二版)[M]. 北京：电子工业出版社，2008，05.

[4] RA8835 Dot Matrix LCD Controller Specification，RAIO Corporation，2005.

[5] 谭建成. 新编电机控制专用集成电路与应用[M]. 北京：机械工业出版社，2006，03.

[6] Microchip Technology Inc. dsPIC30F2010 Data Sheet [M]. 2004.

[7] St 公司. VNH3SP30 Date Sheet [Z]. 意大利：http://www.st.com，2004：1～26.

[8] 侯清锋，罗海波，王洪福. 基于 VNH3SP30 大电流直流电机驱动器的设计[J]. 微计算机信息，2007：10-1：92～94.

[9] 郑伟，王心怡，刘宝军等. 一种快速精确测频方法及应用[J]. 测控技术，2010，(01)：25～27.

[10] 杨真，余水宝. 高精度单片机软件测频法[J]. 福建电脑，2010，02.

2012 年 6 月
第 32 卷 第 3 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Jun. ,2012
Vol. 32, No. 3

文章编号:1000-7202(2012) 03-0069-06 中图分类号:TP311.51 文献标识码:A

基于 VxWorks 的数据采集与重演软件的图形界面的设计与实现

杨 蔚

(北京机械设备研究所,北京 100854)

摘 要 通过介绍嵌入式实时操作系统 VxWorks 的图形组件 WindML 以及应用其开发图形用户界面(GUI)的框架流程,重点阐述了某数据采集设备中采集与重演软件人机界面的需求和使用 WindML 对其进行设计与实现的过程。

关键词 VxWorks WindML 应用 图形用户界面

The Development of the GUI of a Data Acquisition and Reacting Software Based on VxWorks

YANG Wei

(Beijing Institute of Mechanical Equipment, Beijing 100854)

Abstract Through introducing the WindML, the graphical component of embedded real-time operation system VxWorks, and the framework of applying it to develop Graphical User Interface (GUI), the paper emphatically expatiates the requirements of the man-machine interface of acquisition and reacting software in a data acquisition device and the process of design and realization of it using WindML.

Key words VxWorks WindML Application GUI

1 引 言

嵌入式设备以及运行于其上的嵌入式实时操作系统(RTOS)被广泛用于消费电子、航空航天、数字图像处理等各个领域。嵌入式设备具有体积小、功耗低、集成度高、系统成本低等独特优势。某型控制采集组合是一个嵌入式设备,采用嵌入式实时操作系统 VxWorks 作为其操作系统。VxWorks 是一种高可靠、微内核、可裁剪的实时嵌入式操作系统,它以其高效的实时任务调度中断管理等优点,成为航天、医疗、通信等领域首选的操作系统[1]。为了尽量减少嵌入到实际系统中运行内核的大小,一般的嵌入式系统不提供图形界面。但为了提高系统的易用性,VxWorks 提供了一个图形开发组件 WindML,利用它可以更快、更简单地开发资源消耗更少的图形界面[2]。数据采集与重演软件是这型控制采集设备中的一个重要软件,需要大量与用户的交互操作,故需要一个人性化的图形用户界面(GUI)来高效地实现其完整功能。本文详细阐述了用 VxWorks 的图形开发组件 WindML 进行交互式图形用户界面开

发的相关技术和流程并阐述了在开发采集与重演软件的图形界面的具体实践过程中的具体问题及其实际的解决方案。

3 实时操作系统 VxWorks 及其图形组件 WindML 概述

2.1 实时操作系统 VxWorks 简介

VxWorks 操作系统是 20 世纪 80 年代由美国 Wind River 公司专门为实时嵌入式系统设计开发的一种 32 位操作系统。良好的持续发展能力、高性能的内核以及以 Tornado 为代表的友好的用户开发环境,使其在嵌入式实时操作系统(RTOS)领域逐渐占据一席之地[3]。VxWorks 具备很多其他操作系统没有或达不到的以下 6 个特点:

1)实时性强;

2)支持多任务;

3)体积小,具有可伸缩、可剪裁和高可靠性;

4)支持网络通信、串口通信;

5)汇编+标准 C 的编程模式,支持 C++,兼容 POSIX 标准;

6)内核和定制任务可以分开编译、动态下载,支持用户自定义启动任务。

2.2 WindML 的概述和使用

2.2.1 WindML 概述

WindML(Wind Media Library)是由 WindRiver 公司提供的一种媒体组件库,是 VxWorks 库的一部分,以支持基于嵌入式系统的多媒体应用程序,为各种操作系统提供基本的图形、视频和音频技术,并可以开发基于这些操作系统的设备驱动[4]。其提供一套与硬件无关的逻辑 API 给应用层调用,而其底层提供不同硬件架构的驱动,使程序具有很好的移植性和可扩展性。其中包含的组件直接控制显示硬件,主要提供显示模式设置、标准输入输出控制、基本图元的绘制、简单窗口管理等模块,其接口是一套 C 语言函数库,是 VxWorks 的图形用户界面(GUI)的基础。

2.2.2 WindML 的使用

在第一次使用 WindML 前必须要配置 WindML。WindML 的配置有两种方法:一是通过 Tornado 下的 WindML 配置工具,二是通过命令行方式。一般都是使用前者。如果使用的是 WindML 配置工具,可以直接使用配置工具中的编译选项将配置好的 WindML 编译、链接生成目标文件即可。如果没有配置工具,则要使用 WindML 自带的 Makefile 文件进行编译和链接来生成目标文件[4]。编译和链接好 WindML 后,就可以使用 Tornado 工程管理工具把 WindML 加载进 VxWorks 映像里,加载时可以根据自身的需要进行相应的选择。一般对于图形界面的开发,只需将 2D graphics 和 complete 2D library 添加进 VxWorks 即可。这样就可以在应用程序中使用 WindML 提供的 API 函数来开发图形显示程序了。

3 采集与重演软件简介及其对图形用户界面的需求

3.1 采集与重演软件简介

采集与重演软件运行在控制采集组合的采集计算机中,主要完成控制总线报文信息的捕获、验证、记录,过程数据重演,对总线上所挂接设备中数据的网络下载,以及本地数据下载等功能。其采集功能主要包括采集以太网上所有符合系统通讯协议的信息并能快速保存至电子盘中,重演功能主要包括按时间顺序显示系统各设备在以太网上传输的报文或执行的动作、将以太网上采集数据的重演结果以中文形式显示在人机界面上,数据下载功能主要包括通过以太网将设备存储的数据下载到本地或外部存储介质、通过本地 USB 接口将保存在本地的网络数据和设备数据导出。

3.2 软件对图形用户界面的主要需求

采集与重演软件的图形用户界面与用户的交互的途径是包括采集页面、重演页面、网络下载页面及本地下载页面在内的数个页面窗口。整个界面软件的功能包括与后台软件的数据通信功能和显示功能。这里主要讨论对显示功能需求,并以操作和显示的方便性和人性化为重点。

3.2.1 各页面的公共需求

各个页面都需要能显示后台软件传来的当前系统时间,将后台软件在实现各自功能时产生的报警信息和故障信息在一定的位置处显示出来。

3.2.2 各自页面的主要需求

数据采集页面主要显示后台软件所进行的数据采集的状态是进行中还是停止,为了显示的人性化,

要求在数据采集进行的过程中实现进度条的滚动。

重演界面需要将后台软件以一定格式传输给界面软件的各设备在以太网上传输的报文或者执行的动作以表格形式直观地显示给用户,表格横坐标为时间,纵坐标为各不同设备。此外,在界面输入方面需要用户可以点击按钮控制重演的开始和结束、选择需要进行重演的设备,以及输入相应的重演起始时间和结束时间。还有一页的显示内容是有限的,后台的数据条数往往超过单页显示条数的限制,所以需要能进行上下左右的翻屏显示。

网络下载和本地下载页面的操作和显示比较类似,都需要将后台软件数据下载的状态显示给用户,辅以与采集界面类似的进度条,还有需要用户控制下载的开始和结束、输入下载的起始时间和结束时间。所不同的仅是本地下载在选择设备时多了一个“网络数据”的选择按钮,用以将已经下载的网络数据下载至本地。

3.2.3　整体上的其它重要需求

根据软件总体要求,首先在数据采集、数据重演以及数据下载正在进行的过程中,点击执行其它功能的按钮是被禁止的,必须等当前过程结束才能进行其他功能的操作,所以需要一个小的提示信息页面显示操作提示信息。第二,在进入本地下载和网络下载界面时都需要一个小页面输入用户名和密码进行确认,此页面在操作习惯上须类似 Windows 的相应输入框。

4　人机交互图形用户界面的开

4.1　WindML 图形用户界面的框架

使用任何工具进行图形用户界面的开发几乎都有一个框架可以遵循,使我们能够尽量减少编程的错误和编程工作的重复性,从而提高编程的效率。利用 WindML 开发图形界面也不例外。一般情况下,使用 WindML 进行图形开发设计有着如下的总体框架:

1)对程序进行初始化。

2)进行包括显示、字体、指针、事件处理、声音、框架等的设备驱动装载。

3)初始化包括主窗口设置、时间路由创建等其它信息。

4)创建图形环境变量,初始化颜色并分配预定义的 RGB 值,创建指针、画背景等。

5)利用一个无限循环构成时间处理主机制。这一步是程序关键所在,所有的交互(鼠标、键盘、视图等)过程都由其产生或完成;循环体只有在接收到特定的命令时才会跳出,执行下面的内容。

6)完成对所有资源的释放并退出。少释放了任何资源都将导致内存泄漏,最终导致不可预料的严重后果[10]。

以上步骤是总体设计框架,较为抽象笼统,在具体编程时应根据实际要求灵活运用。

4.2　重演软件人机交互界面的整体开发

用 WindML 绘制界面由于缺少类似 VB、VC 等高级软件中能直接利用的现成控件,所以所有界面元素的实现都需要将基本图形如直线、矩形、文字等以坐标为核心进行有机组合以实现所需的显示效果。所以在进行了 WindML 程序框架中所必须的一些初始化工作之后,在正式开始页面主体编程之前,必须对所画的页面有一个整体规划,将各个界面元素如按钮、时间输入框等的坐标进行预先设计和排列,之后再在调试中根据需求变化及实际效果进行调整。在开发的过程中采取先开发主功能页面窗口即数据采集、重演和两个数据下载窗口,然后再开发辅助功能窗口即提示信息窗口和用户名密码验证窗口。

整个程序用一个独立的主循环接收后台软件的数据,根据接收数据的约定预设标志位的不同分别用对应窗口进行显示,而用户的操作和输入的数据由各相应窗口自身的程序发送给后台软件进行处理。程序的流程为通过一个置于重演软件执行入口处的起始函数首先发起一个创建窗口的任务,在其中对字体、驱动、颜色初始化完毕之后,创建各个页面窗口并对这些窗口的见面元素如按钮、边框等进行初始化,紧接着发起一个数据接收任务,此任务执行的就是上面接收数据的主循环函数,此时整个界面程序开始工作,在不断接收后台数据的同时不断刷新显示,并将用户在界面上的操作包括点击选择和输入的数据发送给后台程序处理。软件的各页面窗口之间关系以及任务与窗口之间关系如图 1 所示。

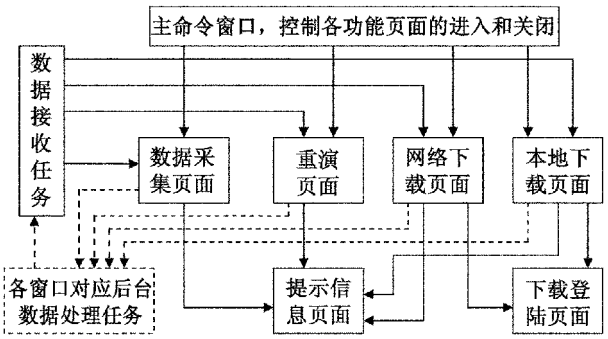


图 1　窗口间及窗口与任务间关系框图

5　界面设计中的几项关键技术及显示技巧

5.1　列表显示功能

数据重演窗口的最重要功能就是以表格形式将各设备在以太网上传输的报文或者执行的动作列出来显示给用户，并还能进行左右上下的翻屏显示的操作，这也可以说是整个界面程序的一个主要难点之一。在头文件中将所接收的报文消息定义在一个结构体数组 NetReport[ ]内，每一个数组元素对应一条报文消息，给每个元素定义的主要属性有：时戳 timestamp、设备号 devIndex、报文内容字符串数组 rpt[ ]、显示行号 line、显示列号 cols。表格线条的坐标（首位两点的坐标）在头文件中以二维数组 tablecols[ ][4]和 tableline[ ][4]的方式定义好（如表格第三条列线的坐标为 tablecols[2][0]，第二条行线坐标 tableline[1][0]），报文显示的位置均以表格坐标为参考点。页面显示时首先绘制好表格线条并根据按钮的选择将设备名显示在表头横栏中，设备名也是一个结构体数组，也有设备号 devIndex 和列号 cols 属性，每选择一个设备，所选设备的 cols 加 1。接着将当前接收到的报文的设备号与已经选中的设备的设备号进行循环比较，符合某个设备后将列号赋为对应设备名的列号从而确定报文显示的列位置，同时将一个屏幕中所有 21 条报文按其时戳顺序行号循环加 1 从而确定各自的行位置，最后按照行列位置以对应的表格坐标为参考在对应的设备名底下对应时间的位置上。



图 2　界面列表显示示意图

实现翻屏的重点在于左右翻屏。表格除时间戳外只有四列,而设备有 16 个,最多能占到四页。需定义一个变量 offset,以右翻屏为例,每按一次右翻屏按钮 offset 加一,说明右翻了一页。屏幕有四列则表格列坐标等间隔有 4 个,此时以第六个设备为例应显示在第二列的位置,则其所有报文的纵坐标为 table[1+offset][0]。若未翻屏则 offset 为 0,第二列正好对应第二个设备。左翻屏方法类似,需将 offset 减 1。界面列表显示的示意如图 2 所示。

5.2　实现滚动条动画显示的功能

在数据采集和两个数据下载界面,当正在进行数据采集或者数据下载时,屏幕上应该有相应的提示,而比较人性化的提示当然是类似 Windows 中的进度滚动条。用 WindML 中实现这样的进度滚动条时第一个问题是间隔一定时间重画当前屏幕。定时采用看门狗来实现,并通过在看门狗所执行函数体中再次加入看门狗启动函数 wdStart( ) 来实现每隔一秒循环启动看门狗。看门狗的函数体通过消息队列向数据接收主循环发送窗口刷新消息,主循环根据所接收数据的标志位判断当前需要刷新的是数据采集还是数据下载窗口,然后调用 winRectInvalidate( ) 函数重画窗口。将整个滚动条框宽为 400 像素,分为 10 段每段 40 像素,滚动条宽 40 像素从左至右在框内移动,移动 10 段后返回第一段的位置,周而复始。变量 dispX,dispY 为滚动条起始坐标即第一段起始坐标,另外使用一个 count 变量进行计数。窗口每次刷新重画时,dispX 加 40 即一个滚动条宽度,count 加 1,当 count 加到 11 时,dispX 重新赋值为起始值,count 重新赋为 1。这样,就实现了进度条从左至右的循环滚动。

5.3　在屏幕上修改输入数据并实时显示的技

WindML 中没有高级软件中类似输入框的控件,要实现用户数据输入并实时显示在屏幕上需要从底层图形绘制着手用一定技巧来实现。以数据下载窗口的时间输入为例,其格式为年/月/日,其中年为 4 位,月和日都为两位,初始显示 2000/01/01。

基本的显示方法为以键盘事件提取输入键值,在窗口刷新时在原字符位置画一个全黑矩形抹掉原字符后画上新字符。

而根据软件的具体要求,要能对日期进行逐位修改,这在实现了基本输入显示的基础上还需要一些细节方法的扩展。定义一个日期结构体,其中有两个重要元素:日期字符串 dateTime[ ] 以及当前操作的日期字符串的位数 pos。初始输入默认从字符串第一位开始,dateTime[ ] 初值“2000/01/01”,pos 初值为 0,每输入一个字符,将此字符赋给 dateTime[pos] 然后 pos 加 1,那么下一次输入的字符将自动赋给字符串的下一位。另外还应实现按键盘左右键时,字符串的修改位置能跟着左右移动,且在字符串下方画出一道横线也随之移动以向用户指示用户修改的是字符串哪一位。以右键为例,在右键按下的事件的响应函数中使 pos 加 1(当遇到“/”时 pos 再次加 1 跳过),然后在对应字符的下方画出一条长为一个字符宽度,宽为数个像素的矩形标识当前所修改的数据位,矩形的横坐标每次随右键按下增加一个字符的宽度,同时将前一个矩形条用画一个相同大小全黑矩形条的方法抹掉,这样每按一次右键,矩形条就会向右移到下一个字符下方,恰好这个字符处于可修改状态。当 pos 值到了字符串末位时通过条件判断让其归零,这样修改位置就可循环移动。

5.4　实现人性化显示的用户名及密码输入功能的技巧

实现用户名及密码输入窗口以上面所述的数据输入显示及修改为基础,但是本着与用户交互尽量人性化的目标,要实现类似高级软件的效果则还需要一些添加一些细节。主要是除使用左右键定位所需修改的已输入字符外,还需要能在已输入字符串中的任何两位之间插入若干字符或者从任意两位之间开始删除若干字符,也就是说所输入字符串长度不像日期字符串那样固定,而是动态的。

以在用户名输入框中删除字符为例,用户名字符串数组为 loginname[ ],pos 定义为操作的字符位。字符串在判断鼠标点击在用户名输入框坐标范围之内后,将 pos 定位于已输入字符串数组的末尾,同时在屏幕上所显示的已输入字符串末字符右端绘制一个竖型矩形条,此时用修改上面日期的方法可实现在左键时竖型矩形条以一个字符宽度为单位向左移动,同时 pos 值相应的同步改变,确保竖型矩形条一直位于 loginname[pos] 对应的字符右端,此时按删除键,在其按键事件响应函数中将 pos 减一,并使用 strncpy 函数将以 loginname[pos+1] 开始的被删除位以后的字符串拼接在此时的 loginname[pos] 字符串之后形成一个新的 loginname 字符串,然后重画在输入框中。这样就成功地删除了原字符串中间的某一位,并且恰好 pos 位于被删除这一位的前面一位,竖型矩形条也位于被删除这一位的前面一位的右端,可以继续进行删除或者其他操作。

6 结束语

在后 PC 时代,嵌入式技术将深入到各行各业以及生活和工作的方方面面中去,而嵌入式人机界面的应用前景也将更为广阔[5]。本文所设计的基于 VxWorks 的采集与重演软件人机交互图形用户界面是某型号发射装置的重要组成部分,具有较好的软件可维护性、代码可重用性、功能扩展性,以一些实用化的技巧尽量做到了人性化即操作直观、方便、简洁,经过与后台程序的联调,较好地支持了整个系统功能的实现。

参考文献

[1] 皇甫祯, 陈怀民, 段晓军, 吴成富. VsWorks 嵌入式图形界面设计[J]. 测控技术, 2007, 27(4): 77 ~ 79.

[2] 赵漫菲, 王光辉. 基于 VxWorks 的 WindML 图形界面程序的框架分析[J]. 计算机工程与设计, 2006, (6): 522 ~ 540.

[3] 袁渊, 曾文火. 基于嵌入式操作系统 VxWorks 的图形界面开发[J]. 华东船舶工业学院学报(自然科学版), 2002, 4(17-2): 40 ~ 44.

[4] 余彬, 靳力, 曾翔. WindML 显示技术的优势和实现[J]. 舰船电子工程, 2005, (4): 72 ~ 74.

[5] 徐芳, 程少华, 何亦征等. 基于 VxWorks 的无线接收器的人机界面设计与实现[J]. 微型电脑应用, 2005, 21(7): 39 ~ 61.

[6] 王珊珊, 秦开宇, 谈秀娟. VxWork 下交互式用户界面开发[J]. 现代电子技术, 2007, (4): 58 ~ 60.

[7] 曲宏松, 张叶, 曹立华等. VxWorks 下多页图形界面的设计[J]. 微计算机信息(嵌入式与 SOC), 2006, 22(10 ~ 2): 192 ~ 194.

[8] 郭琳, 付梦印, 肖烜. 基于 VxWorks 的导航系统人及交互界面的开发[J]. 微计算机信息(嵌入式与 SOC), 2006, 22(12 ~ 2): 50 ~ 52.

[9] 梁勇,孟桥. 嵌入式操作系统 VxWorks 中的多媒体组件 WindML2.0[J]. 现代计算机,2002,(10):88 ~ 91.

《宇航计测技术》撰 稿 须 知

一、征稿范围

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

二、撰稿要求

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

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

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

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

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

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

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

8. 获国家或省、部级基金资助项目的论文,本刊将优先刊登。

欢 迎 赐 稿

《宇航计测技术》编辑部

2012 年 6 月
第 32 卷 第 3 期
宇航计测技术
Journal of Astronautic Metrology and Measurement
Jun. ,2012
Vol. 32, No. 3

文章编号:1000-7202(2012) 03-0075-04 中图分类号:TP206 文献标识码:A

自动测试管理系统研究

李 涛 王 斌 张 强

(91550 部队,大连 116023)

摘 要 针对电子测试管理系统开发的需要,总结了电子测试仪器的 IO 接口驱动方法,给出了采用面向对象技术对仪器控制模型进行封装和操作的一般方法,总结了测试系统中软件同步控制的几种方法,给出了专用测试管理系统软件的通用结构,提出了采用数据库 BLOB 字段对频谱数据等无结构大型数据进行存储管理的方法。

关键词 测试管理 软件 数据库

Research on Auto Test Management System

LI Tao WANG Bin ZHANG Qiang

(No. 91550 of PLA, DaLian 116023)

Abstract For the purpose of auto test management system development, electronic measurement instrument IO interface is analyzed, and a general object-oriented encapsulation method for virtual instrument software function model is proposed . Then, instrument synchronization control solutions are described, and an auto test management system structure is presented. Lastly, based on BLOB, a method to store and retrieve unstructured data such as frequency spectrum data is proposed.

Key words Test management Software Data base

1 引 言

随着电子测量仪器性能的不断改进,测量功能不断增强,仪器的测量准确度、测试灵敏度不断提高。把测试仪器连接到 PC 机上并构成自动测试系统,能自动设置仪器状态和测试条件,快速重复复杂的测量,将被测设备的激励/响应测试结果传输到 PC 机中,以方便地在 PC 机上进行数据的保存、分析、交换和打印,能有效发挥仪器的作用。尽管有的仪器厂商也提供同仪器配套的独立的软件或组件,用以在 PC 机上操控仪器,但这些软件通用性较强,不能与用户应用紧密结合,所以有时需要自行开发自动测试系统软件。

测试系统中的软件开发平台主要包括两类[1,2]:一是通用测试软件系统图形化编程环境,如:NI LabVIEW,NI Measurement Studio,Agilent VEE 等,图形化编程环境费用高,功能强大,适合简单和快速的系统开发,系统容易重构,适合仪器众多测试任务多变的专业测试部门。二是面向过程对象的语言编程环境 VC++,VB 等。VC++和 VB 以其灵活且适用性强,适合复杂专用的测试系统开发。文中分析了利用 VC 和 VISA 开发频谱自动测试管理系统的一些关键技术。

2 自动测试系统的基本要求

自动测试系统(见图 1)[3,4] 在相关标准仪器设备配合下以测试管理计算机为中心,通过专用通信卡或专用电缆联通测试仪器和设备,实现对设备主要部件指标和特性的测试。主要功能包括控制/调整测试仪器参数,读取测量数据,存储测量数据,生成测试结果报告。

操作员手动或操作监控软件完成被测设备的配置;操作员在测试软件界面上选择测试项目,测试计算机完成测试设备配置、测试数据采集、分析处理,能进行测试报告的生成、存储、显示等工作,至此完成设备技术维护测试中的一个测试项目。

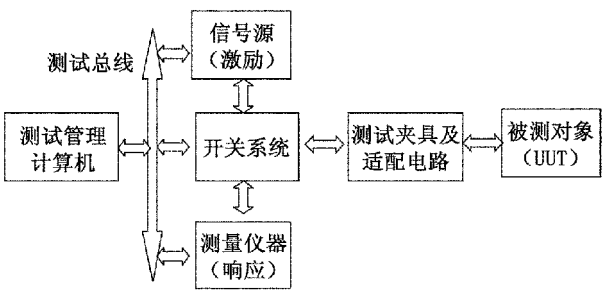


图 1 测试系统的一般结构图

3 仪器驱动接口与面向对象技术

3.1 仪器驱动接口的特点

测试仪器的接口形式包括 GPIB, VXI, PXI, LXI, RS232, USB 等。GPIB, VXI, PXI 等是传统的自动测试系统总线,GPIB 是台式仪器(如性能要求严格的射频/微波信号测量)的互连总线,VXI, PXI 则是卡式仪器的总线,GPIB, VXI, PXI 适合构建集成式测试系统。LXI 是最新一代的基于 LAN 接口的测试系统总线,适合于组建局域网范围的分布式、网络化甚至远程测试系统。RS232, USB 等接口,适合组建小型测试系统。

VISA 是虚拟仪器体系结构(Virtual Instrument Software Architecture)的简称。其实质是一个标准的 I/O 函数库及其相关规范的总称,一般称这个 I/0 函数库为 VISA 库。VISA 为虚拟仪器提供了标准化的 I/0 接口软件规范,使得 VISA 标准函数与仪器的 I/O 接口类型无关。这样,便可以在同一个应用软件下控制多台不同总线的仪器,实现仪器之间的通信、同步与测量,确保了不同厂商、不同接口标准的仪器能相互兼容、可通讯和数据交换。

3.2 基于 VC 和 VISA 的仪器面向对象封装和操作[5,6]

每种仪器都有自己的编程指令体系,通过 VISA 标准函数能对仪器进行设置和读取测试数据,完成仪器操作面板的控制功能。这些编程指令体系是构建自动测试系统的基础。在进行自动测试编程时,需要根据测试需要,确定仪器的手动测试操作过程,然后将手动测试的操作过程变换成指令序列,最后利用 VISA 标准函数发送给仪器,控制仪器的测试和结果显示。

VISA 标准具有 90 多个与仪器物理接口类型无关的 I/O 操作函数,可分成下列的命令类型:session 的打开与关闭、VISA 属性、基于字符信息操作的仪器控制与触发命令、基于寄存器操作的仪器的程控命令、采用中断子程序调用方法的事件处理命令和采用软件查询方法的事件处理命令等。

VISA 函数与操作系统、编程语言无关。在利用 VC 设计自动测试软件时,将仪器的 I/O 控制部分采用面向对象技术封装成仪器类,使测试应用软件接口设计清晰简洁,系统具有良好的可维护性,可以方便系统开发和维护。例如,更换测试仪器对应用程序其他部分没有影响,即使更换 VISA 驱动也是如此。IVI 基金会推出的可互换虚拟仪器驱动(Interchangeable Virtual Instruments, IVI)程序规范 IVI-COM 也采用了面向对象方法,该规范包括示波器、频谱分析仪和射频信号发生器等 7 类。

仪器类的成员函数直接使用 VISA 函数对仪器进行操作,是控制仪器完成测量的基础,主要包括:

(1) int open_port(CString addr);初始化函数该函数完成了该类仪器系统初始化、打开接口设备、打开指定的设备等一系列操作。

(2) void Close_Port( );关闭函数。该函数完成了释放该类仪器资源的操作。

(3) void setup_inst(int nMethod);仪器设置、配置测试参数函数。根据测试方法的不同而进行不同的设置。

(4) bool QueryData(int nMethod);查询测试数

据函数。该函数执行从仪器读取测试数据的操作，返回一定结构的测试数据。具体数据结构定义因测试任务不同而不同。

基于上述的测试操作函数，在测试画面调用测试仪器类，即可完成测试任务。在程序中，调用不同的仪器类相互配合，就可以完成需要的测试功能。此外，仪器类基本测试操作函数要兼顾手动测试和自动测试的需要，在需要实时测量时可以在仪器类中包含多线程函数等。

获取特征测试数据的方法有很多。以频谱分析仪为例，对于特征数据可以采用 MARKER 功能，由频谱分析仪自动分析，然后测试计算机读取特征数据。也可以读取频谱数据后由测试计算机应用程序分析特征数据。

4　测试系统的软件同步控制方法

测试系统在计算机的统一控制下，通过各种测量仪器和被测设备的互相配合，完成自动测量、数据处理、结果显示等一系列工作。各测量仪器操作能否实现同步，仪器收发命令、读写数据和执行指令的先后顺序和时间能否协调，将直接影响到测试系统的可靠性、测试数据的准确性和测试系统的效率。测试系统同步的实现包括硬件方法和软件方法两种方法。硬件方法由底层实现时序控制，能完成非常精确的信号同步，如触发控制等。软件方法则在应用层根据用户的服务要求和仪器特性设计适当的程序延时流程，一般有 2 种方法来实现同步。

(1)延时方法。在测试系统中，各种测量仪器和被测设备需要互相配合，才能得到正确结果。例如，先打开信号发生器，进行一定延时后才能读取到正确的频谱分析仪测量结果。此外，测试仪器执行某个指令需要较长时间，可以在执行下一条指令之前进行一定的延时，否则下一条指令会将上一条指令的结果清除，程序会出错。例如，在使用仪器之前必须对仪器进行初始化，而仪器的初始化速度相对比较慢，为此，程序对初始化之后的指令采取延时操作，调用 c 语言中的 Sleep 函数，直到仪器完成初始化操作。延时方法的缺点是延时的时间需要根据经验确定，有可能浪费不必要的时间。

(2)事件同步和状态查询方法。在指令执行时间比较长，且难于确定的情况下，可以利用事件同步和状态查询，根据事件或状态查询结果进行下一步操作。这种方法在实时测试系统应用较多，如电视信号监测等。

在 VISA 资源模型中，定义了两种事件处理机制：一种是事件排队方式，它主要分两步进行，首先允许特定事件的处理机制，然后在一定时刻点去查询事件是否已经发生(调用 VISA 中的 viWaitOnEvent( )函数)。这种事件处理方式，编程比较简单，但占用资源，灵活性较差。另一种事件处理方式为回调方式，也即中断方式。它首先应安装回调句柄，然后在程序中允许事件处理机制，并应编写相应的回调子程序，根据事件的不同有不同的程序。

状态查询是通过“操作完成指令 OPC(Operation complete command)”等，查询测试仪器中的事件状态寄存器(Event Status Register)。根据事件状态寄存器是否有效等，判断指令操作是否完成和完成情况，如果完成则继续以后的指令操作。

5　基于数据库的测试数据管理方法

在测试管理系统中，需要设置测试条件和测试序列，记录测试时间，完成测试数据的采集、存储、查询、删除等，这些都需要依靠数据库完成，软件结构参见图 2。对于不同的测试数据，要明确不同的数据库结构。在测试数据库表中，要存储仪器测试条件、测试特征数据、原始数据(如频谱数据等)。读取测试数据的步骤如图 3。

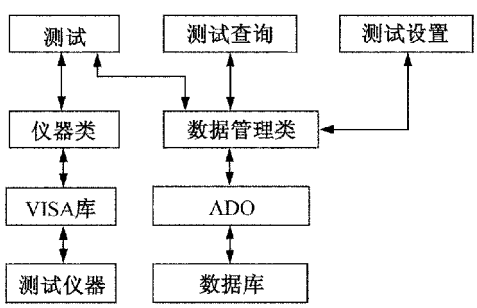


图 2　自动测试管理系统的一般软件结构图

在有些测试系统中，有大量的原始无结构数据

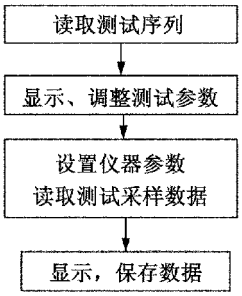


图 3 读取测试数据步骤图

需要保存、查询、显示、导出，如频谱分析仪的频谱数据、示波器的波形数据等。在测试中，根据频谱数据可以分析其很多技术参数，如信号幅度场强、信号带宽以及信号信噪比，发射机的增益平坦度、频谱纯度，等等。在保存这些特征参数时，保存对应的原始频谱数据可以用于多次测量的进一步分析比对。

对于无结构数据，可以保存到文件中，也可以和其他测量数据一样存储到数据库中。因为频谱数据、波形数据不是很大，存入数据库中是简便易行的。在 ACCESS 数据库中，OLE 对象和备注字段都能存储频谱数据、波形数据等无结构大型数据。将频谱数据以 BLOB（Binary Large Object）类型存入 OLE 对象字段中占用的存储空间，比以大文本类型存入备注字段中占用的存储空间要少。这是因为以大文本类型存储要将频谱数据转换为字符串而占用更多空间。

6 结束语

如何快速开发自动测试管理系统，提高自动测试管理系统的适应性和适用性，是测试管理系统开发过程中的重要问题。针对测试管理系统开发的需要，分析了测试管理系统开发方法，总结了测试系统中测试仪器的接口及软件驱动方式和基于 VISA 和面向对象的仪器操控方法。给出了测试系统中软件同步控制的几种方法和测试系统基本功能结构，以及基于数据库 BLOB 字段的无结构数据管理方法。利用文中的方法，分别开发了基于频谱分析仪的某装备参数测试管理系统和基于矢量网络分析仪的某型部件测试管理系统。结果表明，开发的系统易于修改，便于使用，同时开发时间较短。

参考文献

[1] 李行善，左毅，孙杰. 自动测试系统集成技术[M]. 北京：电子工业出版社，2004.
[2] 陈长龄 田书林，师奕兵 等. 自动测试及接口技术[M]. 北京：机械工业出版社，2005.
[3] 陈军. 舰载雷达自动测试系统设计[D]. 南京理工大学，2010.
[4] 王永东. 雷达接收机自动测试系统的研制[D]. 南京理工大学，2010.
[5] 徐小良，汪乐宇，周 泓. 自动测试系统的对象框架[J]. 浙江大学学报（工学版），2004，38(1)：39 ~ 43.
[6] 段林海，刘峰，张建国. 自动测试系统软件中的设计模式[J]. 仪器仪表用户，2005，12(4)：97 ~ 98.

（上接第 55 页）

参考文献

[1] 吕振肃，熊景松. 基于互相关和最大似然估计的弱信号检测. 武汉科技大学学报，2007，30(4)：398 ~ 400.
[2] 戴逸松. 测量低信噪比电压的数字相敏解调算法及性能分析. 计量学报，1997，18(2)：126 ~ 132.
[3] 李一兵，岳欣，杨莘元. 多重自相关函数在微弱正弦信号检测中的应用. 哈尔滨工程大学学报，2004，25(4)：525 ~ 528.
[4] 杨莺，韦育森. 提取周期微弱信号的几种软件实现方法. 测控技术. 2008，27(9)：22 ~ 24.
[5] 张荣标，胡海燕，冯友兵. 基于小波熵的微弱信号检测方法研究. 仪器仪表学报. 2007，28(11)：2078 ~ 2084.
[6] 刘文涛，宋文爱. 信号消噪的小波处理方法研究. 弹箭与制导学报，2008，28(2)：218 ~ 220.