

# 宇航计测技术

## 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

2012 年 2 月

第 32 卷第 1 期

Vol. 32 No. 1 Feb. ,2012

## 目 次

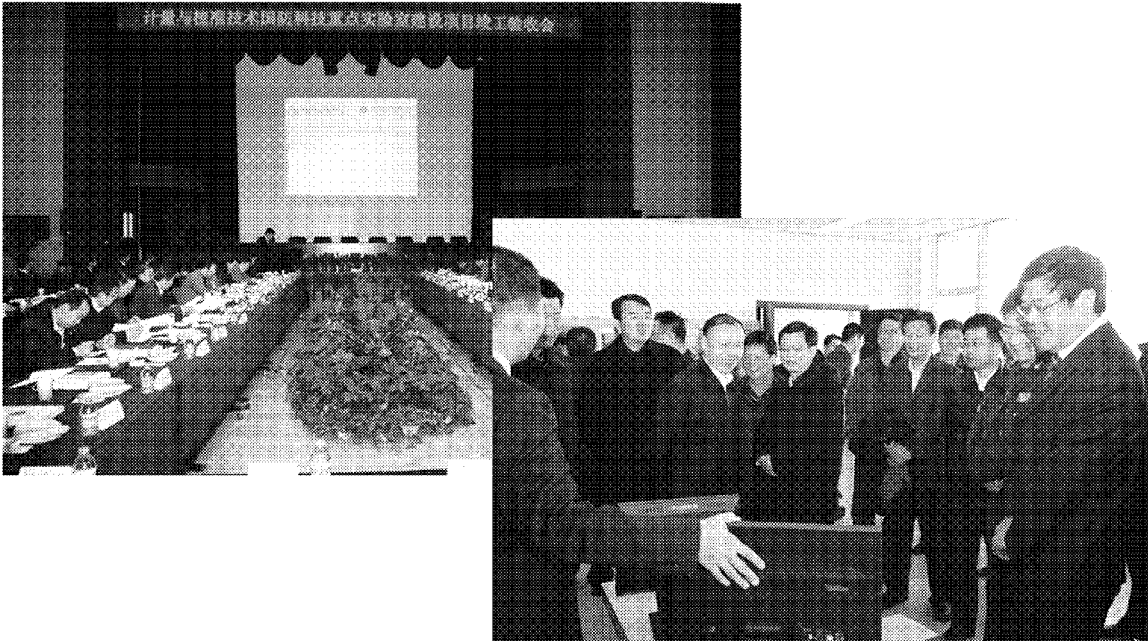
基于串联低中频替代法的衰减测量系统 .....	刘 杰 张国华 等( 1 )
一种用于中功率标准的稳幅器设计与实现 .....	许传忠 杨绪军 等( 5 )
时间保持实验平台的设计与实现 .....	李 变 程华军( 9 )
罗兰 C 定时接收系统时延的一种测量方法 .....	车爱霞 王玉林 等(13)
高分辨力原子频标比对装置的研制 .....	王晓露 黄 凯 等(17)
声表面波色散延时线激励的高精度时间间隔测量方法 .....	卜朝晖 杜 燕 等(22)
基于灰色模型和 ARIMA 模型的钟差预测 .....	宋会杰 侯 娟(26)
基于 FPGA 与 TDC 的 GPS-铷钟时间同步系统 .....	杨 俊 陈智勇 等(30)
一种基于多重互相相关的相位差测量新方法 .....	郑胜峰 陈素明 等(34)
基于北斗/GNSS 精密时频量值传递综述 .....	顾 胜 陈洪卿 等(41)
光电跟踪仪光轴一致性测量装置 .....	史学舜 胡光亮 等(45)
噪声源校准方法及不确定度分析.....	张希富 张 强(49)
空间载荷地面检测设备的安全性设计研究 .....	王 帅 高明辉 等(56)
基于 MATLAB 仪器控制工具箱的仪器驱动开发研究 .....	文天柱 尚永爽 等(61)
FPGA 可配置资源测试方法研究 .....	刘 倩 吴 丹 等(65)
一种基于 Mini PCI-E 接口规范的双模网卡电路设计与应用实现 .....	孙国富 陈实如 等(69)
经验 Bayes 岭估计在 GINS 车载试验工具误差辨识中的应用 .....	柳 明 王海军 等(75)
航天科工计量与校准技术国防科技重点实验室建设项目顺利通过 国防科工局竣工验收现场审查 .....	( 彩页)
《宇航计测技术》征订启事 .....	( 33)
《宇航计测技术》撰稿须知 .....	( 55)
图书目录 .....	( 封三)

# 航天科工计量与校准技术国防科技重点实验室 建设项目顺利通过国防科工局竣工验收现场审查

2011 年 12 月 16 日,国防科工局科技与质量司组织专家对航天科工集团二院 203 所计量与校准技术国防科技重点实验室(无线电时间频率分室)建设项目进行了现场竣工验收审查。验收委员会主任由国防科工局张建华总工程师担任。验收委员会和专家组听取了竣工验收情况汇报,进行了档案资料查验、工艺设备清点、财务凭证核对、建安工程检查。验收委员会和专家组认为该固定资产投资建设项目完成了全部批复的建设内容,满足了型号批生产及交付需要,达到了批复的建设目标,一致同意通过竣工验收现场审查。

计量与校准技术国防科技重点实验室由无线电由无线电时间频率分室、长热力分室、电离辐射分室组成,分别依托于中国航天科工集团二院 203 所、中国航空工业集团公司第 304 研究所、中国核工业集团公司中国原子能科学研究院。该重点实验室作为一个整体,日常工作由 203 所归口负责。

计量与校准技术国防科技重点实验室(无线电时间频率分室)批复研究方向为原子频标、远程校准和时间同步技术,以及连续波中大功率和脉冲大功率测量与校准技术。通过该项目建设,实验室建成了原子频标、远程校准和时间同步技术研究平台,连续波中大功率和脉冲大功率测量与校准技术研究平台,计量与校准实验室研究信息化平台,提升了实验室国防高精尖计量与校准技术创新性研究能力。实验室建设期间,承担了包括国防 863 计划、国防科技重大专项等多项科研任务,突破了星载高精度、高可靠性原子频标研制技术、纳秒级时间同步等一批关键技术,相关成果应用于北斗卫星导航系统等国家重大专项和重点任务,引领了我国原子频标、远程校准与时间同步技术、连续波中大功率和脉冲大功率测量与校准技术的发展,培养了国防微波无线电时间频率计量研究领域的一批优秀的专业技术人才。



# JOURNAL OF ASTRONAUTIC METROLOGY AND MEASUREMENT

Vol. 32

No. 1

Feb. 2012

Total No. 187

## CONTENTS

Attenuation Measurement System based on IF Substitution Method .....	LIU Jie ZHANG Guo-hua et al ( 1 )
The Design and Realization of the Amplitude Stabilizer for Mid-power Standard .....	XU Chuan-zhong YANG Xu-jun et al ( 5 )
Design and Implementation of the Timekeeping Experiment Platform .....	LI Bian CHENG Hua-jun ( 9 )
A Method to Measure the Time Delay for the Loran C Timing Receiver .....	CHE Ai-xia WANG Yu-lin et al (13)
Research and Development of High-precision Atom Frequency Standard Comparator .....	WANG Xiao-lu HUANG Kai et al (17)
Time Interval Measurement based on Surface Acoustic Wave Dispersive Delay Line Excitation .....	BU Zhao-hui DU Yan et al (22)
A Clock Errors Prediction Model based on Grey Model and ARIMA Model ...	SONG Hui-jie HOU Juan (26)
A GPS-Rubidium Clock Synchronization System based on FPGA and TDC .....	..... YANG Jun CHEN Zhi-yong et al (30)
Phase Difference Measurement of Sinusoidal Signal based on Multi-layer Cross-correlation .....	ZHENG Sheng-feng CHEN Su-ming et al (34)
Review of the Precise Traceability of Time and Frequency based on BeiDou / GNSS Transfer .....	GU Sheng CHEN Hong-qing et al (41)
A Testing Facility for Photoelectric Tracker Optical Axes Boresight .....	SHI Xue-shun HU Guang-liang et al (45)
The Analysis of the Measurement Method and the Measurement Uncertainty for Noise Source .....	ZHANG Xi-fu ZHANG Qiang (49)
The Design of Test Equipment on-ground to Assure Manipulation Security of Payload .....	WANG Shuai GAO Ming-hui et al (56)
Research on Instrument Driver Development based on MATLAB Instrument Control Toolbox .....	WEN Tian-zhu SHANG Yong-shuang et al (61)
Research on Test Technology for Virtex-E Series FPGAs .....	LIU Qian WU Dan et al (65)
A Circuit Design and Realization of a Dual-Mode Wireless Network Card based on Mini PCI-E .....	SUN Guo-fu CHEN Shi-ru et al (69)
Application of Empirical Bayes Ridge Estimation in Instrument Error Identification of GINS Vehicle Test .....	LIU Ming WANG Hai-jun et al (75)

# 基于串联低中频替代法的衰减测量系统

刘 杰 张国华 杨春涛 高春彦

(北京无线电计量测试研究所,北京 100039)

**摘 要** 介绍了一种以半自动感应分压器作为中频标准衰减器,可实现准确、快速衰减测量的基于串联低中频替代法的微波衰减测量系统,并对半自动感应分压器、测量系统、测量结果和系统改进方法等部分进行了详细的分析。该系统在 10MHz 至 18GHz 频率范围内可测量衰减的范围为(0~80)dB。

**关键词** 衰减测量 低中频替代 半自动感应分压器 电磁兼容

## Attenuation Measurement System based on IF Substitution Method

LIU Jie ZHANG Guo-hua YANG Chun-tao GAO Chun-yan

(Beijing Institute of Radio Metrology and Measurement, Beijing 100039)

**Abstract** An accurate microwave attenuation measurement system developed by Beijing Institute of Radio Metrology and Measurement based on IF (Intermediate Frequency) series substitution method is described in this paper. This system employs an Aemi-automated Inductive Voltage Divider (IVD) as a reference standard. And it is greatly improving the measurement accuracy. The Semi-automated inductive voltage divider, experimental measurement system, measurement results and further improvement is discussed in detail. This system can perform accurate measurement from 10MHz to 18GHz covering the attenuation range of 80dB.

**Key words** Attenuation measurement IF substitution Semi-automated Inductive Voltage Divider Electro Magnetic Compatibility

## 1 引 言

衰减是无线电计量中的重要参数,为保证我国衰减量值的准确和统一,国家及国防系统的各级计量技术机构均需要建立相应的衰减测量标准<sup>[1]</sup>。然而,目前能满足不同频段、不同动态范围衰减测量的国产测量仪器甚少,国外进口的综合参数测量接

收机虽具有衰减参数测量能力但价格昂贵。本文介绍的基于串联低中频替代法的衰减测量系统,不仅提高了衰减参数的测量准确度和测量速度而且有效降低了成本,可满足国内用户的需求。

该衰减测量系统采用自主研发的半自动感应分压器 (Semi-automated Inductive Voltage Divider, IVD) 作为中频标准衰减器,克服了传统感应分压器需要手动调整和人工计算的弱点。为保证该系统与

传统感应分压器具有相同的测量准确度,系统引入了位置传感器,采用工控机自动记录位置传感器信息,从而获取感应分压器各档位的位置,并自动计算衰减量,有效降低了系统使用的复杂程度,大幅提高了测量速度。另外,系统中灵活地采用了数字处理方法,减小了系统噪声对测量结果的影响;本文还提出了系统改进方法,对研制基于串联低中频替代法的衰减测量装置和各类小信号高准确度测量系统有一定的参考价值。

## 2 系统组成与工作原理

在射频和微波频段衰减的替代测量方法较多,

主要包括射频替代、中频替代、低中频替代和直流替代等,其中,使用最为广泛的是低中频替代法。低中频替代法又可分为串联低中频替代法和并联低中频替代法,其中,串联低中频替代法结构相对简单、测量准确度高,因此被大部分国家的衰减标准所采用<sup>[2,3]</sup>。

本系统采用串联低中频替代法,将射频信号通过被测衰减器后加到混频器上,混频器输出的低中频信号经放大加到中频标准衰减器(感应分压器),用感应分压器在校准和测量两状态之间的衰减变化量去替代被测衰减器衰减的增量。系统原理框图如图1所示。

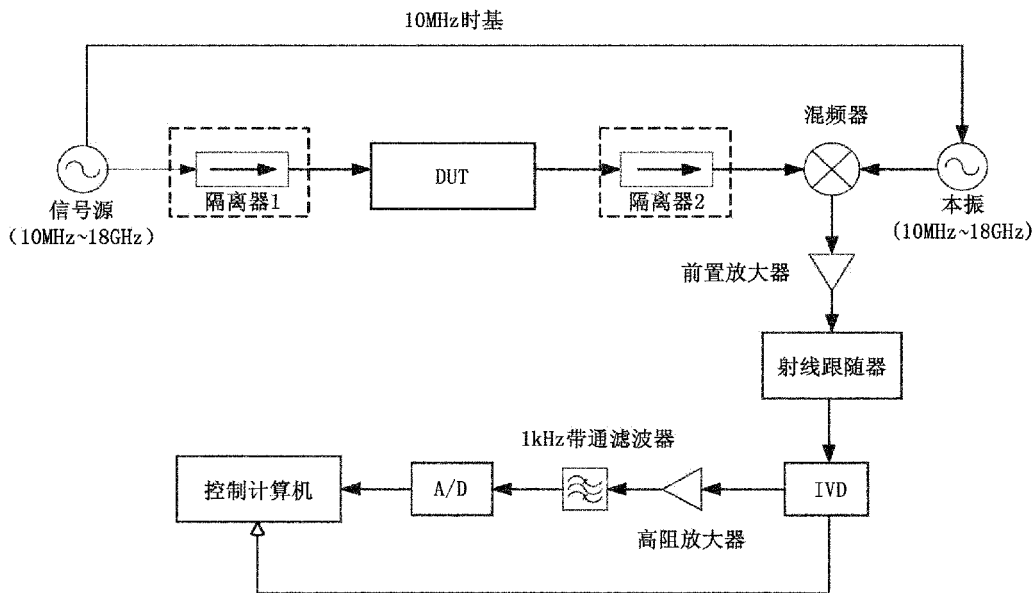


图1 系统原理框图

若被测衰减器为一个步进衰减器,测量其衰减增量。当被测衰减器为0dB时,设感应分压器的初始位置为 $D_0$ ,中频放大器检波输出为 $A_0$ ;当被测衰减器为一个特定的衰减量时,调整感应分压器直至中频放大器的输出回到 $A_0$ ,记下感应分压器的位置为 $D_1$ 。则被测衰减器的衰减量为

$$A = 20 \log_{10}(D_1/D_0) \text{ (dB)} \quad (1)$$

感应分压器作为衰减校准装置中的标准衰减器,其准确度是决定系统准确测量能力的重要因素。因此,为了保证系统的测量准确度,感应分压器往往采用手动调整,然后,根据公式(1)人工计算衰减

量。这样往往使得系统操作复杂,效率低下。针对此问题,本系统创新的研制了半自动感应分压器,在保证系统准确度的情况下大幅提高了测量速度。半自动感应分压器是对手动感应分压器的读数采用数据自动采集,在每个档位开关上增加一个连轴器连接另一相同档位的开关,如图2所示,然后通过数据线把每个开关的各个档位连接起来并通过数据锁存器把每个开关的位置状态数据存储在锁存器内,最后通过一块计算机内插式的PCI总线兼容的数据I/O接口卡实现数据的读取,并对读取的数据进行处理合成,得出感应分压器各个档位开关的具体位置,然后计算机自动计算出衰减量,并实时显示在屏幕上。



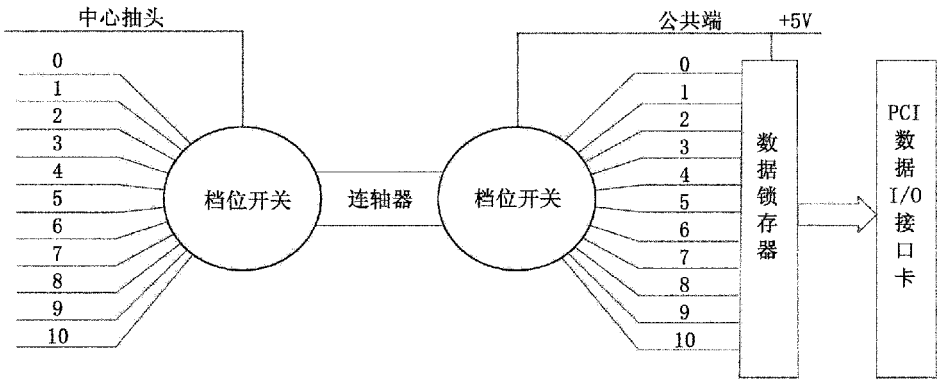


图 2 半自动感应分压器原理框图

3 测量结果

所有数据在校准实验室测得,环境温度 24℃ ±1℃,相对湿度 30% ~ 70%。

3.1 稳定性

测试系统的稳定度很大程度上决定于 1kHz 中频信号的稳定度。因此,在微波信号源频率 18GHz,输出功率-30dBm,本振功率+10dBm,感应分压器衰减量为 70dB 时,对 1kHz 中频信号幅度稳定性进行了观测。每隔 10s 观测一次,总观测时间为 10min,结果如图 3 所示。观测结果表明,系统在实测条件下 10min 内自身中频幅度稳定度为±0.004dB。

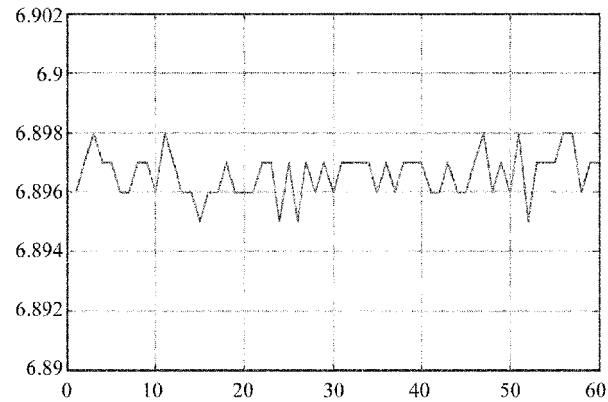


图 3 中频信号的稳定性图

3.2 非线性

衰减测量范围和系统的动态范围主要取决于系统的线性特性。所以,文中对系统的线性特性进行了研究,实验频率为系统上限频率 18GHz,包含混频器、前置低噪声放大器和噪声的影响。实验测量在混频器输入功率不同的情况下,步进衰减器的 10dB

增量衰减。混频器输入功率的变化间隔为 10dBm。在步进衰减器两侧各接入 10dB 隔离衰减器,以减小失配对测量结果的影响。结果如图 4 所示,图中横坐标为混频器的输入功率,纵坐标为以混频器输入功率-40dBm 的测量结果为基准归一化的偏差。图中圆圈内为 10 组测量数据的均值,区间为标准差。结果表明系统输入功率为(-20 ~ -60) dBm 之间,在不进行非线性修正的情况下系统准确度优于0.005 dB。

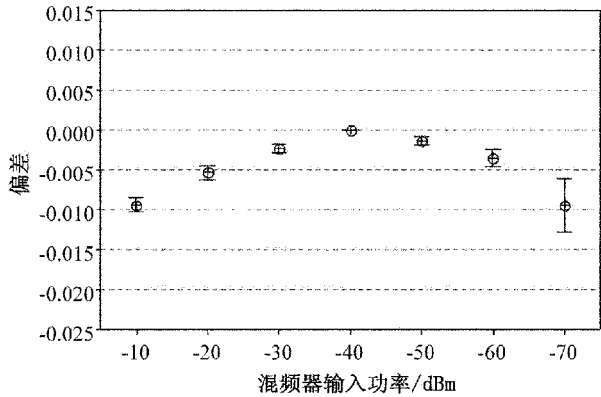


图 4 系统在 18GHz 时的线性特性图

3.3 测量结果与手动感应分压器

文中对以半自动感应分压器和手动感应分压器为中频标准衰减器的衰减测量装置的测量准确度进行了比较。在四个不同频率上测量一个 20dB 的固定衰减器,其测量结果如表 1 所示。结果表明,两系统的测量准确度完全相同,但半自动感应分压器由于采用自动计算衰减量并实时准确显示,测量效率大幅提高。

表 1 半自动感应分压器系统与手动感应分压器系统测量结果比较

频率 (GHz)	半自动感应分 压器系统(a) (dB)	手动感应分 压器系统(b) (dB)	差值 (a)-(b) (dB)
0.01	20.161	20.161	0.000
2	20.244	20.244	0.000
10	20.419	20.419	0.000
18	20.260	20.260	0.000

4 系统改进

本文提出的以半自动感应分压器为中频标准衰减器的衰减测量装置,已大幅提高了衰减的测量速度,且本系统的测量准确度也足以满足普通商品化衰减测量仪表的技术要求,但是若想进一步提高系统性能可以采取以下措施对系统进行改进。

4.1 相关检测

噪声的影响将决定系统测量衰减量的上限。当系统测量较大衰减时,由于此时信号较弱,信噪比较低,采用传统的放大器配合带通滤波器的方法,在放大信号的同时也放大了噪声,而且因为带通滤波器的通带很难做得很窄,所以难以对噪声进行有效抑制。为解决此问题,可以将系统中的高增益放大器改为锁相放大器<sup>[4]</sup>。用与射频源共时基的函数发生器产生 1kHz 的稳定的中频信号给锁相放大器作为参考信号。因为锁相放大器采用相关检测的方法可以有效的降低噪声对系统的影响,可使系统的测量范围和测量准确度大幅提升。

4.2 电磁兼容

因为该系统是对微弱的信号进行高准确度测量,所以,在系统的设计之初就要考虑电磁兼容问

题,尤其是工控机的开关电源产生的杂波对各级放大器的影响。为解决工控机的干扰问题可采用两套独立的电源系统,使用线性电源为各级放大器供电,并且将信号地线与工控机地线分离。从而有效抑制工控机开关电源杂波影响,提高测量准确度。

5 结束语

文中提出了以半自动感应分压器为中频标准衰减器的基于串联低中频替代法的衰减测量系统。半自动感应分压器的引入有效降低了系统使用的复杂程度,大幅提高了测试速度,且保留手动调整各个档位的位置,保证了测量的准确性。实验表明,系统的中频幅度稳定度小于±0.004dB,且系统线性特性良好。若系统中采用锁相放大器进行相关检测,可以更有效抑制噪声影响,进一步提高系统测量准确度。

参考文献

[1] 王志田. 无线电电子学计量[M]. 北京:原子能出版社,2002.

[2] F. L. Warner, P. Herman, P. Cummings. Recent improvements to the UK national microwave attenuation standards[J]. IEEE Trans. Instrum. Meas. , 1983, IM (32):33~37.

[3] A. Widarta, D. Sugawara, T. Kawakami et al. Japan national standard of attenuation in the frequency range of 10MHz to 18GHz, CPEM digest 2004 [C]. London, 2004:103~104.

[4] Thomas Y. Wu, S. W. Chua, Y. L. Lu. Analysis of Phase Noise Effect On Microwave Attenuation Precision Measurement Using A Heterodyne Receiver[C]. 75th ARFTG Microwave Measurement Conference: Measurement of Modulated Signals for Communications,2010.

# 一种用于中功率标准的稳幅器设计与实现

许传忠 杨绪军 刘 挺

(北京无线电计量测试研究所,北京 100039)

**摘 要** 在中功率计量标准中,常采用信号稳幅器以减小失配误差。介绍了一种用于中功率稳幅系统的新型稳幅器,给出了稳幅器的组成和电路原理图,对稳幅器各部分电路的功能进行了分析。测试结果表明,该稳幅器具有较好的稳幅和控制性能,目前已得到很好的应用。

**关键词** 中功率标准 稳幅器 失配

## The Design and Realization of the Amplitude Stabilizer for Mid-power Standard

XU Chuan-zhong YANG Xu-jun LIU Ting

(Beijing Institute of Radio Metrology & Measurement, Beijing 100039)

**Abstract** The signal amplitude stabilizer is usually applied in the mid-power standard to decrease the mismatch error. A new amplitude stabilizer used in mid-power standard is presented in this paper. The configuration and the circuit diagram are introduced firstly, and then every function module of the amplitude stabilizer also gets detailed analysis. The measurement results show the validity for the amplitude stabilizer presented above. Now this new kind of amplitude stabilizer has achieved good application in mid-power measurement.

**Key words** Mid-power standard Amplitude stabilizer Mismatch

## 1 引 言

在无线电功率计量校准装置及测试系统里,常用标准功率源提供标准输出功率信号或者用稳幅功率源提供稳定幅度输出的功率信号作为校准或测试信号,以实现计量测试的要求。利用信号源的外稳幅包括控制信号源 AM 模块或 ALC 模块等,或者采用外接 PIN 电调衰减器实现稳幅,这些稳幅方法常

被用于建立功率标准中。目前,在广泛使用的小功率传递标准系统中,功率电平控制器直接用于控制信号源的 AM 模块,系统没有外接 PIN 电调衰减器。而在中功率标准中,常用外接 PIN 电调衰减器的方法建立稳幅系统。本文设计了一种用于中功率标准的稳幅器,借鉴已有的信号源稳幅技术,实现中功率信号稳幅输出,从而提高功率校准结果的准确度,满足不断增长的中功率测量设备的校准需求<sup>[1~3]</sup>。



## 2 中功率稳幅系统

中功率稳幅系统框图如图 1 所示。

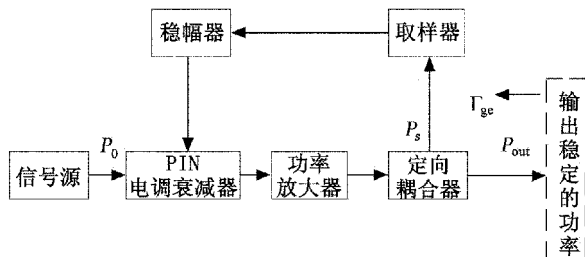


图 1 中功率稳幅系统框图

在 PIN 电调衰减器和定向耦合器间加入功率放大器以满足稳幅系统输出中大功率的要求。取样器可选用热敏电阻座/单桥(或功率计),它可以将取样功率转换成取样电压<sup>[4]</sup>。图 1 所示的信号稳幅基本原理如下:当信号源输出功率  $P_0$  发生变化时,会引起取样功率  $P_s$  的变化,变化的取样电压输入至稳幅器后,由稳幅器进行比较并输出一控制量,该控制量用来调节 PIN 电调衰减器的衰减量,使得系统输出功率  $P_{out}$  保持恒定不变<sup>[5]</sup>。

图 1 的稳幅系统还可提供低输出反射系数等效信号源,当稳幅环路工作稳定时,等效信号源输出反射系数  $\Gamma_{ge}$  为

$$\Gamma_{ge} = S_{22} - \frac{S_{21}S_{32}}{S_{31}} \quad (1)$$

式中:  $S_{ij}$ ——耦合器的散射系数。从公式(1)中可以看出,等效源反射系数只与三端口器件的  $S$  参数有关,与信号源本身的反射系数无关。

本文将针对 432 型功率计作为取样器的稳幅系统进行设计,以获得一定范围的稳定的中功率输出。

## 3 稳幅器设计

在图 1 中,稳幅器的输入端连接在 432 型功率计的输出端,其输出端连接至 PIN 电调衰减器的输入端。432 型功率计输出包含恒定电压和随输入功率变化的电压,本 PIN 电调衰减器采用电压控制衰减器。

### 3.1 电路结构

为了能够实现将 432 型功率计输入变化转换为

可线性驱动 PIN 电调衰减器的直流差量,稳幅器主要由差分放大电路、参考电源电路、反馈电路、线性驱动电路、电源电路等构成,其原理电路结构框图如图 2 所示。

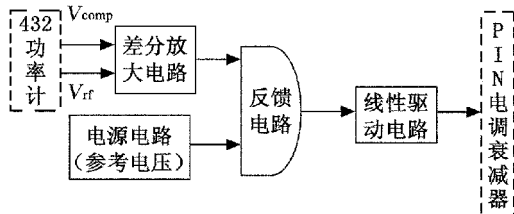


图 2 稳幅器电路原理结构框图

采用图 2 中的稳幅器电路结构,需要考虑电路间的匹配状况、放大器的选择和增益的设定,以获得可调、稳定的幅度控制能力。

### 3.2 差分放大电路

差分放大电路实现将 432 输出的电压  $V_{comp}$  和  $V_{rf}$  转换成与 432 输入功率成线性关系变化的电压。电压  $V_{comp}$  输出 +5V 左右,电压  $V_{rf}$  小于  $V_{comp}$ ,且  $V_{rf}$  随 432 输入功率的增大而变小。在电路设计中,还需要考虑差分放大电路的输入端尽量不影响 432 的输出电压。本电路选用了 INA101 放大器,它具有失调电压低、温度漂移小、输入阻抗高、非线性误差小以及具有输入保护电路等特点,如图 3 所示。

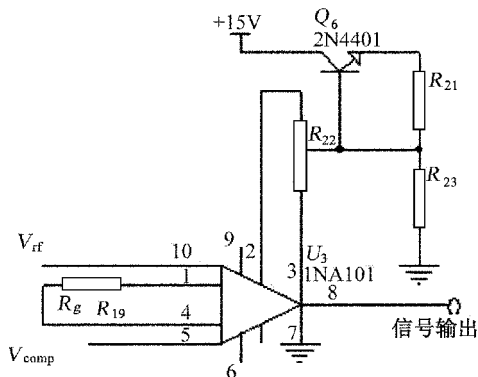


图 3 INA101 放大电路图

图 3 中增益电阻  $R_g$  值的确定非常重要,不但与增益有关,还直接影响放大器的稳定性和温度漂移,需要采用低温度系数的精密电阻,其值可由下式确定

$$G = 1 + \frac{40\text{k}\Omega}{R_g} \quad (2)$$

式中:  $G$ ——放大器的环路增益。

### 3.3 参考电源电路

参考电源电路提供稳定的、连续可调的电压,作为反馈电路输入端的电压基准。本电路选用 LM399 电压基准芯片,该芯片具有很好的温度稳定性、负载调节能力和短路保护能力,并具有低噪声、低功耗等特点,如图 4 所示。

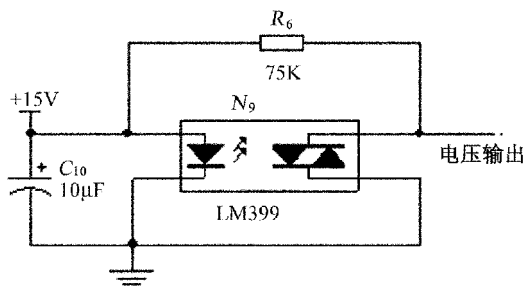


图4 LM399 电压基准芯片电路图

### 3.4 反馈电路

反馈电路实现将参考电压和差分放大电路输出电压进行差分,并且提供整个环路的反馈功能,采用差动放大电路实现。

差动放大电路应用广泛,如温度传感器等上面的电桥型电路,仪器放大器等。利用差动放大器可清除噪声,提高共模抑制比等的特性,选用合适的 OP 放大器,可以设计出满足要求的电路。差动放大电路的原理结构如图 5 所示。

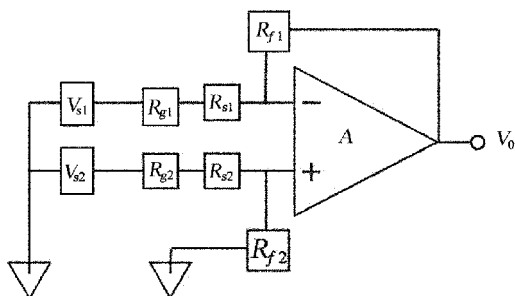


图5 差动放大电路原理结构图

$$R_{s1} + R_{g1} = R_{s2} + R_{g2} = R_s \quad (3)$$

$$R_{f1} = R_{f2} = R_f \quad (4)$$

此时,差动放大电路输出端电压可由公式(5)得出

$$V_o = (V_{s2} - V_{s1}) \times \frac{R_f}{R_s} \quad (5)$$

当电路不平衡时,会产生同相放大,影响了差动放大器的共模抑制比,这时需选用阻值较大的  $R_s$  和  $R_f$ ,并考虑所选用的放大器的偏置设置、增益调节和零漂等问题。因此,需要经过精密地计算和多次地试验,合理选用 OP 放大器和电阻参数组成差动放大电路。

本电路选用 OP07 运算放大器,其具有高共模抑制比、高输入阻抗等特点,如图 6 所示。

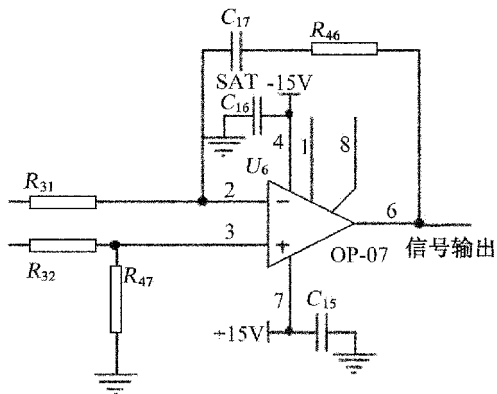


图6 OP07 电路图

图 6 中 SAT 电容的选择非常重要,要能够抑制环路的不规则振动和提供稳定的反馈信号,选用聚苯乙烯材料的电容。

### 3.5 线性驱动电路

该部分设计提供安全性的电压和电流以控制 PIN 电调衰减器,要求线性驱动电路输出电压在 (0 ~ 15) V 之间,而电流在 10μA ~ 30mA 之间,其主要电路如图 7 所示。

## 4 稳幅性能测试

根据图 1 的组成原理对稳幅器进行测试,可验证稳幅器的幅度稳定性和电压控制性能。选用定向耦合器的耦合度标称值为 35dB,其耦合平坦度为 ±0.5dB,测试数据见表 1。

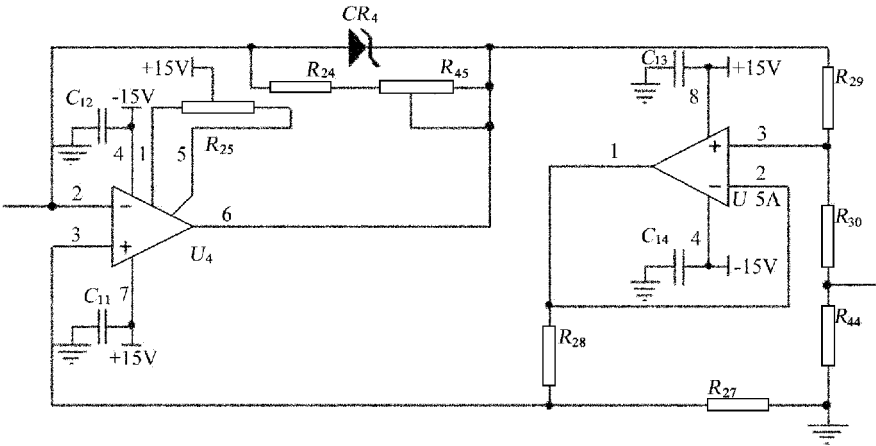


图 7 线性驱动电路图

表 1 频率在 100MHz 时稳幅器性能测试数据

信号源 输出幅度 (dBm)	PIN 控制电压 (V)	系统稳幅 输出功率 $P_{out}$ (dBm)	稳幅输出 幅度误差 /h	432 指示功率 (mW)
-15.3dBm	6.53	25.61	$\pm 0.01$ dB	0.115
-15.3dBm	7.58	26.75	$\pm 0.01$ dB	0.150
-15.3dBm	8.23	27.38	$\pm 0.01$ dB	0.175
-15.3dBm	8.65	27.74	$\pm 0.01$ dB	0.190
-15.3dBm	9.13	28.14	$\pm 0.01$ dB	0.205
-15.3dBm	9.40	28.35	$\pm 0.01$ dB	0.215
-15.3dBm	10.74	29.33	$\pm 0.01$ dB	0.270
-15.3dBm *	11.75	30.00	$\pm 0.01$ dB	0.305

表 1 中 \* 表示当信号源输出幅度在  $(-20.7 \sim -10.7)$  dBm 间,系统稳幅输出功率 30dBm,此时 PIN 控制电压比较稳定,稳幅输出幅度误差限均能控制在  $\pm 0.01$ dB 以内。从而表明该稳幅器具有较好的电压控制能力,达到了稳幅控制的要求。

5 结束语

本稳幅器研制完成后交付于上海某制造厂,并稳定地运行在中功率稳幅系统内,帮助他们建立了频率 10MHz ~ 2.5GHz、功率  $(10 \sim 200)$  W 的中功率标准。经过长时间的试验验证,该稳幅器具有较高的稳定度,可以满足建立中功率标准的要求,具有较大的市场应用潜力。

参考文献

[1] 中国计量科学研究院无线电处,国防科工委第二计量测试研究中心,电子工业部计量测试研究中心站合编. 无线电基本参量[M]. 北京:中国计量出版社,1987;132 ~ 139.

[2] 国防科工委科技与质量司组织编写. 无线电电子学计量(上册)[M]. 北京:原子能出版社,2002;3 ~ 55.

[3] 冯新善等编著. 高频、微波功率的计量测试[M]. 北京:中国计量出版社,1987;203 ~ 215.

[4] 许传忠,杨绪军,陈云梅. 取样比较法脉冲功率计校准技术研究[J]. 宇航计测技术,2008,28(1):9 ~ 12.

[5] 许传忠,杨春涛,杨绪军. 脉冲信号稳幅方法研究[J]. 宇航计测技术,2005,25(1):9 ~ 13.

# 时间保持实验平台的设计与实现

李 变<sup>1,2</sup> 程华军<sup>1</sup>

(1. 中国科学院国家授时中心, 西安 710600;

2. 中国科学院时间频率基准重点实验室, 西安 710600)

**摘 要** 中国科学院国家授时中心负责我国标准时间 UTC(NTSC)产生、保持和发播。但是,国家授时中心的 UTC(NTSC)保持硬件设备都处在实际应用运行中,不具备作为实验平台的条件,阻碍了对 UTC(NTSC)保持工作的研究。为了解决这个问题,通过分析时间保持系统的硬件构成和软件部分,建立了自动监控实验平台。该平台具备时间保持的功能,可用于国家授时中心时间保持方面的研究工作。

**关键词** 时间保持 自动监控 时间测量

## Design and Implementation of the Timekeeping Experiment Platform

LI Bian<sup>1,2</sup> CHENG Hua-jun<sup>1</sup>

(1. National Time Service Center, Chinese Academy of Sciences, Xi'an 710600;

2. Key Laboratory of Time and Frequency Primary Standards, National Time Service Center,  
Chinese Academy of Sciences, Xi'an 710600)

**Abstract** Timekeeping is one of the main missions at each time laboratory. The time scale UTC (NTSC), which is used the standard time in various fields reference directly or indirectly in China, is generated, kept and transmitted by the National Time Service Center (NTSC), the Chinese Academy of Sciences. However, equipments for UTC(NTSC) timekeeping are in operation, and do not have the conditions as the experiment platform at NTSC. They block timekeeping researches of UTC(NTSC). In order to solve this problem, an automatic monitor experiment system has been built by analyzing hardware and software of timekeeping system. This platform, which possesses the timekeeping function, can be used for researches on timekeeping aspects.

**Key words** Timekeeping Automatic monitoring Time measurement

## 1 引 言

根据国际电联 (ITU) 的要求,各国时间实验室保持的 UTC(k) 与协调世界时 UTC 之差应小于

$\pm 100\text{ns}$ , 即  $|\text{UTC} - \text{UTC}(k)| < 100\text{ns}$ 。为了达到 ITU 的要求,各个时间实验室都将时间保持作为实验室的重要工作之一。

国家授时中心 (NTSC) 时频基准实验室负责我

国家标准时间 UTC (NTSC) 的产生和保持。多年来,在时间保持方面做了大量的研究工作,其时间保持水平跻身国际先进行列。为了进一步提高 UTC (NTSC) 的准确度和稳定度,使标准时间的秒信号更均匀、更准确,在不影响现有时间保持系统正常工作的前提下,基于 NTSC 的原子钟组,建立了时间保持实验平台。该平台为时间产生和保持等方面的研究工作提供了方便的实验条件。

## 2 时间保持系统的工作原理

时间保持的目的是通过对时频系统中的原子钟(或原子钟组)进行监测和控制,产生一个准确、稳定、连续的时间/频率信号。因此,它是时间服务工作的基础和核心,主要包括守时系统的建立和时间保持技术两方面的内容。

通常时间实验室的守时系统由钟组、时间频率测量比对设备、监测控制等设备组成。原子钟是时间系统的核心。每台原子钟都可以产生一个时间尺度,但是每台钟的频率存在着系统的和随机的变化。因此,实验室通常采用一组原子钟,通过测量系统测量钟组内原子钟的钟差,尽可能消除各种系统的和随机的误差影响。然后,由统计方法构成一个比每台钟更稳定、更准确及更可靠的“平均原子钟”<sup>[1]</sup>。产生“平均原子钟”的统计方法就是时间尺度算法。时间尺度算法的实质是协调钟组中各原子钟的相互关系,根据每台钟的特性及对时间尺度的要求,对其进行加权,通过加权调整原子钟之间的关系,在最大程度上削弱原子钟的噪声,使得到的纸面时间尺度的不确定性最小、稳定度最高。

由“平均原子钟”产生的实时的纸面时间尺度是系统时间产生的基础,是时间保持的关键。应用实时的纸面时间尺度产生标准时间,可以提高系统时间的可靠性和稳定度,这是因为尽管钟组中某个原子钟出现故障或坏掉,纸面时间尺度仍然可用。

时间保持的实质就是对实现纸面时间尺度物理输出的频率源信号,进行相位和频率补偿,将其驾驭到纸面时间尺度<sup>[2]</sup>。因此,守时系统中必须通过监测分析系统和控制系统对主钟信号进行监控和驾驭,得到标准时间频率信号。同时,状态监测系统还对守时系统中的原子钟、时频测量设备进行性能分

析和运行状态监测,及时给出故障设备的报警信息等。然而,尽管时间尺度算法削弱了单个原子钟的不稳定性,但是它无法完全去除随机噪声的影响,因此纸面时间尺度最终将偏离开始设定的正确的时间和频率。因此,必须应用外部数据对时间尺度进行驾驭,驾驭的具体方法取决于系统时间的用途、原子钟的性能及用于计算驾驭改正值的外部数据的质量和可用性。时间保持原理图如图 1 所示。

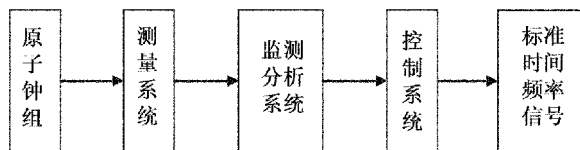


图 1 时间保持原理图

## 3 时间保持实验平台

### 3.1 硬件组成

为了提高我国标准时间的保持水平,在不影响现有时间保持系统正常工作的前提下,基于 NTSC 的原子钟组,建立了时间保持实验平台。其硬件部分包括 NTSC 时频基准实验室的原子钟、一台相位微调仪、一台计数器和一个工控机,具体结构图如图 2 所示。

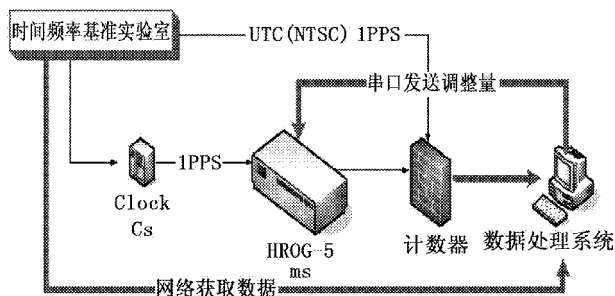


图 2 时间保持实验平台的硬件框图

其中,相位微调仪的主要作用是对主钟信号进行频偏补偿,使系统输出的频率尽可能接近 SI 秒所对应的频率。相位微调仪采用 SDI 公司的 HROG-5,它分两部分连接进入系统,一部分是通过相应电缆与时间间隔计数器连接,将实验系统主钟频率源输出的频率信号通过 HROG-5 进行频偏补偿后输出的 1PPS 信号输入时间间隔计数器,与时间频率基



准实验室的主钟信号进行数据比对,用于纸面时间尺度的计算;另一部分是通过 RS-232 串口与工控机串口连接,使控制 HROG-5 的相关命令能顺利到达。

时间间隔计数器采用美国 Stanford System 公司的一种通用时间频率测量仪器——SR620 计数器。该计数器的时间间隔测量精度为 25ps,并可以对测量数据进行统计并输出到打印机或图像输出设备。SR620 计数器以其高精度、多功能和高可靠性的特点,被广泛应用于时频、航天、军工等高端科技领域中。为了得到精确的测量结果,从 NTSC 时间频率基准实验室引入一个 10MHz 的 1PPS 时钟信号作为参考信号。同时,工控机对实验系统中的测量结果进行分析计算,并通过 HROG-5 实现对实验系统时间 ST 的进行自动监控和驾驭。

### 3.2 软件构成

软件是实现系统时间保持必不可少的一部分,主要实现以下功能

- 1) 数据采集、分析及数据预处理;
- 2) 综合时间尺度的产生;
- 3) 频率调整量的计算;
- 4) 主钟驾驭;
- 5) 故障报警。

#### 3.2.1 数据采集及其预处理软件

数据的预处理主要是对测量比对数据进行粗差剔除、相位跳变和频率跳变的检测和处理,以及缺失数据的补充。粗差剔除采用基于 Hilbert Huang 变换<sup>[3]</sup>的奇异点检测方法。在预处理中对相位突跳后的钟数据进行改正,若某个钟出现单点跳或几个点连续跳变后又回来,则采用线性外推的方法<sup>[4]</sup>给出突跳点的值。频率跳变是原子钟频率不稳定的表现,当某个钟出现频率跳变时,该钟暂时不参加综合时间尺度的计算。数据的预处理是产生纸面时间尺度、主钟频率源预报速率和主钟驾驭的前提和基础。

数据预处理软件每天定时采集实验系统比对数据、对数据进行奇异点检测等预处理,并将预处理后的数据按规定格式存储在指定数据库。

#### 3.2.2 纸面时间尺度计算软件

用于实时监测系统时间频率变化的纸面时间尺度应该更侧重于其频率变化的短期稳定度(1~20)d。因此,应该研究一套在保证长稳的情况下,提高其短稳的时间尺度算法。根据 NTSC 守时钟组(不

考虑氢钟)类型单一、钟与钟之间的性能相近的实际情况、及对地方原子时 TA(NTSC)稳定度的要求,适合 TA(NTSC)的改进 ALGOS 算法<sup>[5]</sup>被提出。该算法在改善 TA(NTSC)短稳的同时也提高了长稳。

纸面时间尺度计算软件采用改进 ALGOS 算法计算得到一个自由的、实时的、比钟组中任何一台原子钟都稳定的时间尺度,以及每台钟相对于纸面时间尺度的相位差,用于原子钟性能分析及主钟信号频偏补偿量的计算。

#### 3.2.3 主钟监控软件

主钟监控软件用于定时计算频率驾驭量,并将其送给相位微调仪,对主钟进行频率驾驭得到实时的系统时间。

尽管实时的纸面时间尺度削弱了单个原子钟的不稳定性,但是它无法完全去除随机噪声的影响,最终将偏离开始设定的正确的时间和频率,必须应用外部数据进行驾驭。因此,频率驾驭量由主钟频率源频率预报值(offset1)、系统时间 ST 相对于 UTC 的偏差(offset2)组成。调整量 offset1 以实时纸面时间尺度为参考;UTC 是由国际权度局(BIPM)每月月初根据全球约 70 多个时间实验室的原子钟数据计算得到的滞后的时间尺度。因此,当没有最新的结果可用时,offset2 采用当前时刻前若干个时间段的平均值。图 3 是调整量 offset1 和 offset2 产生流程图。

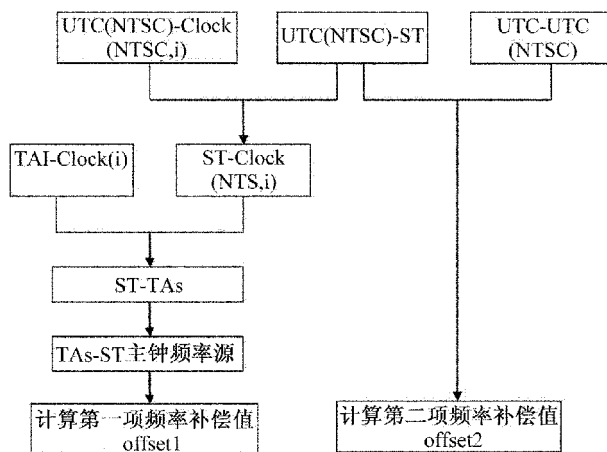


图 3 offset1 和 offset2 产生流程图

主钟监控软件定时从数据库中读取主钟频率源相对于纸面时间尺度的相位差,采用频率预报方法计算主钟频率源的频率,得到调整量 offset1,并将结

果送给 HROG-5, 对主钟频率源进行频率补偿; 然后, 将调整量  $\text{offset2}$  送给 HROG-5, 实现对系统时间 ST 的相位偏差补偿。

## 4 实验系统时间 ST 的时间保持结果

时间保持实验平台 2011 年 1 月开始试运行。目前, 该实验系统每天 UTC 整点通过预处理软件采集实验系统中的原子钟比对数据、时间频率基准实验室主钟相对于 UTC 的比对数据, 计算纸面时间尺度, 进而得到用于主钟驾驭的调整量  $\text{offset1}$  和  $\text{offset2}$ , 并通过相位微调仪 HROG-5 对系统时间 ST 进行自动监控。

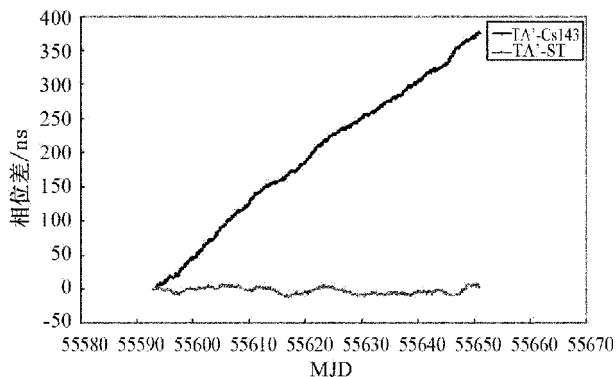


图 4 系统时间 ST 的时间保持结果图

图 4 是 2011 年 2 月至 2011 年 3 月实验系统主钟频率源(编号为 Cs143)相位偏差及实验系统时间 ST 的时间保持结果。图 4 中的深色曲线是 Cs143 相对于 TA' 的相位偏差; 浅色曲线是通过时间保持

实验平台对 Cs143 进行自动监控后的结果。其中, TA' 是根据改进 ALGOS 算法得到的纸面时间尺度。从图中可以看到: 时间保持实验平台按照设计要求实现了对系统主钟的监控和驾驭。

## 5 结束语

通过分析时间保持系统的硬件构成和软件部分, 基于国家授时中心的原子钟组, 建立的自动监控实验平台, 经过 2011 年 1 月以来的试运行表明, 该系统具备时间保持的功能, 能够按照设计的要求正常运行, 达到了预期目的。下一步的工作是利用该实验平台进行时间保持方面的研究工作, 以提高我国标准时间的准确度和稳定度。

### 参考文献

- [1] 漆贯荣. 时间科学基础[M]. 北京: 高等教育出版社, 2006: 55 ~ 62.
- [2] Judah L. Steering a time scale[C]. The 40th Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Meeting, 2008: 205 ~ 218.
- [3] N. E. Huang et al. Wave fusion as a mechanism for non-linear evolution of water waves[J]. Fluid. Mech., 1995, 27: 254 ~ 280.
- [4] 张光澄. 实用数值分析[M]. 成都: 四川大学出版社, 2009: 111 ~ 143.
- [5] 李变, 屈俐俐等. 地方原子时算法研究[J]. 天文学报, 2010, 51(4): 404 ~ 411.

# 罗兰 C 定时接收系统时延的一种测量方法

车爱霞 王玉林 刘长虹 季 丹

(中国科学院国家授时中心, 西安 710600)

**摘 要** 分析了罗兰 C 时号发射、传递和接收各环节信号的变化过程, 得出了环形接收天线和杆接收天线两种情况下接收系统时延的表达式, 介绍了一种精确测量罗兰 C 定时接收系统时延的方法, 给出了一组实测结果及其分析。

**关键词** 罗兰 C 定时接收系统 时延 测量

## A Method to Measure the Time Delay for the Loran C Timing Receiver

CHE Ai-xia WANG Yu-lin LIU Chng-hong JI Dan

(National Time Service Center, Chinese Academy of Sciences, Xi'an 710600)

**Abstract** The transformation course is analyzed for the Loran C time signal to be emitted, transmitted and received, then, the time delay expressions are deduced for the Loran C timing receiver with a loop-antenna or a pole-antenna, a method is put forward to measure the time delay for the Loran C timing receiver accurately, and a set of measurement result is showed.

**Key words** Loran-C Timing receiver Delay measurement

## 1 引 言

罗兰 C 信号为一定重复周期的脉冲组信号, 每个脉冲组有 8 个脉冲(主台为 9 个脉冲), 组内脉冲间隔为 1ms, 脉冲载频为 100kHz。信号频谱很窄, 99% 以上的信号能量都集中在 (90 ~ 110) kHz 以内。每个脉冲波形如图 1 所示。每个脉冲的载频起始相位经过编码。为实现授时功能, 发射台发射天线电流信号某一脉冲组第一个脉冲的规定相位点(BPL 时号选择脉冲起点)与系统时间基准某些特定秒脉

冲起点重合, 这些秒脉冲称为 TOC 秒, 对应的罗兰 C 脉冲称为 TOC 脉冲<sup>[1]</sup>。

远场(辐射场)的罗兰 C 定时接收系统解调输出的时间信号, 需要进行一定的时延修正才能得到标准时间。修正项包括电波传播时延、接收系统时延和跟踪点周期修正(罗兰 C 接收机跟踪点为脉冲第三周末)等。

在我国, 罗兰 C 系统仍然是一种很重要的导航和授时手段, “长河二号”和 BPL 系统也相继进行了升级改造, 授时导航精度提升, 功能更加完善。早期的有关文献<sup>[2]</sup>介绍的利用罗兰 C 模拟信号源测试

定时接收系统时延的方法,满足了当时用户的定时精度需求,对罗兰 C 发射台时号相位校准也起了很重要的作用。但是其测量精度和准确度较低,已不能满足国计民生日益提高的定时导航精度需求。进一步准确测定罗兰 C 接收系统时延,提高用户定时精度和发射台时号相位校准精度<sup>[3]</sup>是必要的。

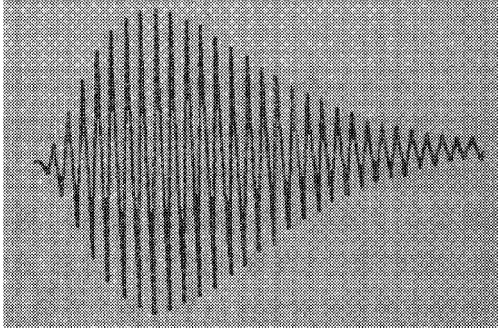


图1 罗兰 C 脉冲波形图

## 2 罗兰 C 定时接收系统时延分析

通常罗兰 C 接收系统配置环天线(磁天线)或杆天线(电天线),天线尺寸远小于罗兰 C 信号波长,可以看做磁偶极子或电偶极子。

为方便讨论,将罗兰 C 发射天线电流表示成如下形式(这不影响讨论结果)

$$I = I_0 e^{j\omega t} \quad (1)$$

式中: $\omega$ ——载波角频率。根据电磁场和电磁波理论<sup>[4,5]</sup>,其辐射场的电磁场表达式为

$$H_\varphi = j \frac{I_0 L}{2r\lambda} f(\theta) e^{j\omega(t-r/v)} \quad (2)$$

$$E_\theta = j \frac{60\pi I_0 L}{r\lambda} f(\theta) e^{j\omega(t-r/v)} \quad (3)$$

式中: $L$ ——天线等效高度; $v$ ——电波在传播媒质中的平均速度; $f(\theta)$ ——接收点方位角函数; $r$ ——发射天线到观察点的距离; $\lambda$ ——信号波长。 $H_\varphi$ 会在处于其场区的环天线上产生感应电动势,而 $E_\theta$ 则在其场区的杆天线上产生感应电动势,用 $s$ 和 $h$ 分别表示环天线的环面积和杆天线的有效高度,则环天线和杆天线上产生的感应电动势分别为

$$\varepsilon_H = -s \frac{d}{dt} H_\varphi = \omega s \frac{I_0 L}{2r\lambda} f(\theta) e^{j\omega(t-r/v)} = C_1 I_0 e^{j(\omega t - kr)} \quad (4)$$

$$\varepsilon_E = h E_\theta = jh \frac{60\pi I_0 L}{r\lambda} f(\theta) e^{j\omega(t-r/v)} = C_2 I_0 e^{j(\omega t - kr + \frac{\pi}{2})} \quad (5)$$

设接收机主机的电压传递函数为

$$F = |F| e^{-\varphi_j} \quad (6)$$

式中: $Z_h, Z_e$ ——接收环天线和杆天线的阻抗; $Z_r$ ——接收机主机的输入阻抗; $\varphi_h, \varphi_e$ ——接收环天线或杆天线接入接收机的相位传递函数。不难得出,对应两种接收天线,接收机输出电压分别为

$$U_{0H} = \left| \frac{Z_r}{Z_h + Z_r} \right| |F| C_1 I_0 e^{j(\omega t - kr - \phi_h - \varphi)} \quad (7)$$

$$U_{0E} = \left| \frac{Z_r}{Z_e + Z_r} \right| |F| C_2 I_0 e^{j(\omega t - kr + \frac{\pi}{2} - \phi_e - \varphi)} \quad (8)$$

将公式(7)、公式(8)与公式(1)相比较可以看出,在辐射场接收罗兰 C 发射台信号,若采用磁接收天线,接收机输出信号相位会滞后发射天线电流相位( $kr + \varphi_h + \varphi$ ),若采用电接收天线,会滞后发射天线电流相位( $kr + \varphi_e + \varphi - \pi/2$ )。换算成时延即为

$$T_h = (kr + \varphi_h + \varphi)/\omega = T_l + \tau_h + \tau_r \quad (9)$$

$$\begin{aligned} T_e &= (kr + \varphi_e + \varphi - \pi/2)/\omega \\ &= T_l + \tau_e + \tau_r - 2.5\mu s \end{aligned} \quad (10)$$

式中: $T_l = kr/\omega = r/v$ ——信号从发射天线到达接收天线处的电波传播时延;“ $\varphi_h/\omega$ ”和“ $\varphi_e/\omega$ ”对应接收天线时延 $\tau_h$ 和 $\tau_e$ , $\varphi/\omega$ 对应接收机主机时延 $\tau_r$ , $\pi/2$ 相位对应 $2.5\mu s$ 时延。也就是说,除了电波传播延迟和跟踪点周期修正项外,罗兰 C 用户接收机若采用磁性接收天线,则接收机直接解调得到的时间信号还需修正 $\tau_h$ 和 $\tau_r$ 两项才能得到标准时间;若用户接收机采用电接收天线,则还需修正 $\tau_e$ , $\tau_r$ 和 $-2.5\mu s$ 三项,才能得到标准时间。从用户的角度出发,“ $\tau_h + \tau_r$ ”即为配置磁天线的接收系统时延,“ $\tau_e + \tau_r - 2.5\mu s$ ”即为配置电天线的接收系统时延。换句话说,采用磁天线和电天线时的接收系统时延可分别表示为

$$T_{rh} = \tau_h + \tau_r \quad (11)$$

$$T_{re} = \tau_e + \tau_r - 2.5\mu s \quad (12)$$

可见,只要测得( $\tau_h + \tau_r$ )和( $\tau_e + \tau_r$ ),即可根据公式(11)和公式(12)确定接收系统时延。



### 3 接收系统时延测量

#### 3.1 接收系统时延测量设计

用罗兰C模拟信号源发射信号,用罗兰C接收机近距离接收模拟源信号完成接收系统时延测量。罗兰C定时接收机接收时号时以脉冲载频第六过零点作为相位跟踪点,所以TOC秒时接收机输出1PPS的起点与接收的TOC脉冲载频第六过零点相位重合。

图2是设计的测试所需设备及其连接图。金属小圆环为发射天线,矩形环和虚线所示杆天线为接收天线,发、收天线相距1m左右。罗兰C模拟信号源(简称信号源)、罗兰C定时接收机(简称接收机)、时间间隔计数器(简称计数器)以及高性能数字钟均由高性能铯原子钟提供外标频信号。高性能数字钟输出1PPS作为实验中的一个参考信号,记为“参考1PPS”,其相位可调。若接收机配置环天线,测量时环面应与发射环环面平行;若配杆天线,则杆天线也应平行于发射环平面。无论何种天线,收、发天线物理中心点的连线与发射环平面垂直。

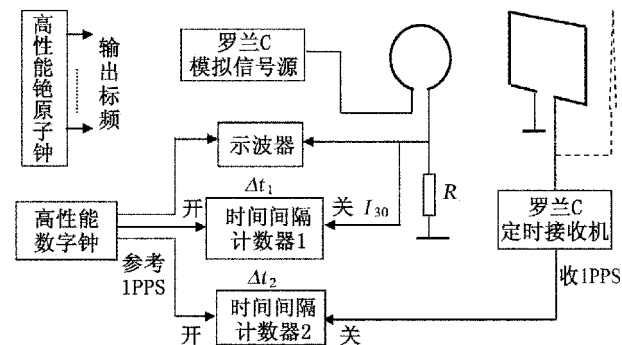


图2 测试设备及其连接图

首先调整参考1PPS相位,同时在示波器上观察参考1PPS和 $u_R$ 信号波形,使某参考1PPS起点超前 $u_R$ 信号某脉冲组第一脉冲第六过零点,超前量小于 $5\mu\text{s}$ 。该1PPS即为TOC秒、该 $u_R$ 脉冲组为TOC脉冲组。调整数字钟和接收机钟面使其同步且TOC秒与此TOC一致,计数器1的关门信号触发电平设置为零。发射环串联电阻 $R$ ( $20\sim 50\Omega$ )的端电压 $u_R$ 与流过 $R$ 和发射环的电流相位相同, $u_R$ 的相位就是发射天线电流信号相位。所以,TOC秒时,计数器1的测量值 $\Delta t_1$ 就是数字钟TOC秒与发射环电流信号TOC脉冲第六过零点(记为“ $I_{30}$ ”)的相位差,计数器2的测量值 $\Delta t_2$ 与 $\Delta t_1$ 之差就是接收机输

出1PPS(记为“收1PPS”)相对于发射环电流信号的时延。

#### 3.2 时延测量原理

下面分析2.1节的测量结果与罗兰C接收系统时延的关系。

将图2中发射环电流 $i$ 表示成瞬时形式

$$i = i_0 e^{j\omega t} \quad (13)$$

电流 $i$ 在近区产生的垂直磁场分量可以表示为

$$H_r = A i_0 e^{j\omega t} \quad (14)$$

产生的电场分量可以表示为

$$E_\varphi = \omega B i_0 e^{j(\omega t + \pi/2)} \quad (15)$$

$A$ 、 $B$ 为与发射环参数、接收天线方位等有关的常数。 $H_r$ 在接收环天线和 $E_\varphi$ 在杆天线上产生的感生电动势分别为

$$\begin{aligned} \varepsilon_h &= -s \frac{d}{dt} H_r = -j A \omega s i_0 e^{j\omega t} = A s \omega i_0 e^{j(\omega t - \pi/2)} \\ &= A_1 i_0 e^{j(\omega t - \pi/2)} \end{aligned} \quad (16)$$

$$\varepsilon_e = h E_\varphi = h \omega B i_0 e^{j(\omega t + \pi/2)} = B_1 i_0 e^{j(\omega t + \pi/2)} \quad (17)$$

式中: $h$ 、 $s$ ——分别为杆天线的有效高度和磁天线的环面积。相应的接收机输出电压可分别表示为

$$u_{oh} = \frac{\varepsilon_h Z_r}{Z_h + Z_r} F = \left| \frac{Z_r}{Z_h + Z_r} \right| |F| A_1 i_0 e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2} - \phi_h - \varphi)} \quad (18)$$

$$u_{oe} = \left| \frac{Z_r}{Z_e + Z_r} \right| |F| B_1 i_0 e^{j(\omega t + \frac{\pi}{2} - \phi_e - \varphi)} \quad (19)$$

将公式(18)、公式(19)和公式(13)比较可以看出,对环形接收天线,接收机输出电压信号相位较发射环电流相位滞后了 $(\pi/2 + \varphi_h + \varphi)$ ,对应的时延则为 $(\pi/2 + \varphi_h + \varphi)/\omega$ ;对杆天线则滞后了 $(\varphi_e + \varphi - \pi/2)$ ,对应的时延为 $(\varphi_e + \varphi - \pi/2)/\omega$ 。也就是说,当接收天线为环天线时,两计数器的测量值之差即 $\Delta t_2$ 与 $\Delta t_1$ 之差为

$$\Delta t_h = (\pi/2 + \varphi_h + \varphi)/\omega = \tau_h + \tau_r + 2.5\mu\text{s} \quad (20)$$

接收天线为杆天线时, $\Delta t_2$ 与 $\Delta t_1$ 之差为

$$\Delta t_e = (\varphi_e + \varphi - \pi/2)/\omega = \tau_e + \tau_r - 2.5\mu\text{s} \quad (21)$$



结合式(11)、(12)可得用户接收机接收系统时延为

$$t_{rh} = \tau_h + \tau_r = \Delta t_h - 2.5 \mu s \quad (22)$$

$$t_{re} = \tau_e + \tau_r - 2.5 \mu s = \Delta t_e \quad (23)$$

### 3.3 测试实验注意事项及一组实测结果分析

因为接收不同强度的电磁信号,接收系统时延不同,实验中需要通过调整模拟源输出信号电平或收发天线距离,改变接收天线处的电磁场强度,测出不同接收增益时的系统时延,供不同接收点的用户接收系统使用。

计数器1的关门信号相位为发射环电流信号TOC脉冲第六过零点,所以计数器1的关门信号触发电平设置为零。为了消除计数器触发电平误差,测试前必须对其进行校准。

图3是利用53131A型计数器实测的某PO21型定时接收机的系统时延曲线。为了提高测量结果的可靠性,实验中,通过调整收发天线距离、模拟源输出信号电平等,测量了不同接收条件下、接收系统时延的变化。图中的四条曲线对应四个收、发天线距离。因为PO21定时接收机的接收增益分辨率为1dB,某些数据点对应的接收增益有跳变,所以横轴数据有“61/62”这样的表示。

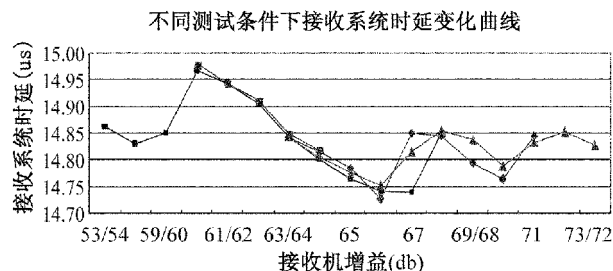


图3 不同接收条件下某PO21接收机的接收时延变化曲线图

可以看出,在接收机的线性工作区,不同接收条件下同一接收增益时接收系统时延测量值非常吻合,最大差异为24ns,其中包括接收机增益分辨率引起的误差。

PO21接收机配置环形接收天线。实验过程发现,调整两环环距, $I_{30}$ 信号相位不变,两环重合时也只有几个ns的变化,说明发射环靠近接收环对接收环感抗影响可以忽略,也就是说,对接收系统时延的影响可以忽略。

## 4 结束语

与早期文献相比,本文所述罗兰C定时接收系统时延测量方法使测量精度大幅提高,主要体现在以下四个方面。

1) 因为发射环串联电阻R的端电压信号与发射环电流同相位,以R的端电压信号相位而非模拟信号源的输出电压信号相位为参考相位,从而可以忽略阻抗不完全匹配带来的测量误差,提高了时延测量准确度。

2) 利用高性能数字钟的1PPS信号作为中间信号(移相分辨率优于1ns),较之利用辅助接收机移相后的GRI信号(移相分辨率为0.1μs)作为中间信号<sup>[2]</sup>,使得因为中间信号引起的误差可以忽略不计。

3) 目前很容易选择一种测量不确定度优于1ns的计数器,由此引起的误差也可忽略。同时利用软件连续采集一组测量数据并进行统计处理,较之利用示波器目视测量减小了偶然误差。

### 参考文献

- [1] 干国强,邱致和. 导航与定位[M]. 北京:国防工业出版社,2000:84~101.
- [2] 张帮信,李达铭. 长波定时接收机的时延测量方法[J]. 陕西天文台台刊,1980.
- [3] 车爱霞. BPL时号定时校准原理和方法[J]. 时间频率学报,2011,34(1):23~26.
- [4] (美)John D. Kraus, Ronald J. Marhefka. 天线(第三版)[M]. 章文勋译. 北京:电子工业出版社,2004:103~136,155~159.
- [5] 杨恩耀,杜加聪. 天线[M]. 北京:电子工业出版社,1984:3~10.

# 高分辨力原子频标比对装置的研制

王晓露 黄 凯 杨同敏

(北京无线电计量测试研究所,北京 100039)

**摘 要** 高分辨力原子频标比对装置是采用时差法和频率差值倍增技术相结合的方法对待测信号进行频率稳定度的测量。测试结果表明该方案设计的合理性和先进性,其实际测量的附加频率不稳定性指标达到 $<5.0E-14/1s$ 。

**关键词** 原子频标 比对 频率稳定度

## Research and Development of High-precision Atom Frequency Standard Comparator

WANG Xiao-lu HUANG Kai YANG Tong-min

(Beijing Institute of Radio Metrology & Measurements, Beijing 100039)

**Abstract** High-precision Frequency Standard Comparator is a kind of instrument to measure frequency stability. It adopts the means of time interval difference and multiple frequency difference. Test results show that its actual frequency stability can be as high as  $5.0E-14/1s$ .

**Key words** Atom frequency standard Compare Frequency stability

## 1 引 言

现在,国内外的原子频标产品都朝着高技术指标发展,随着研究的更加深入,技术指标也将逐步提高。目前国产氢钟的 1s 级频率稳定度达到  $4E-13$ ,日频率稳定度达到  $4E-15$ ;进口氢原子频标 1s 级频率稳定度达到  $3E-13$ ,日频率稳定度达到  $3E-15$ ;铯原子喷泉钟的合成不确定度则优于  $3E-15$ 。与高指标的原子频标发展相伴随的是更低附加噪声的时间频率特性参数测试设备的不断发展、提高。

我们研制的高分辨力原子频标比对装置所附加的频率不稳定性极小,足以测量目前指标最高的标

准频率源的频率稳定度。因此,可实现高指标原子频标、电子仪器设备的内装晶振、频率合成器等频率源的频率准确特性、频率长期稳定特性以及放大器、倍频器等二端口部件的附加频率不稳定性的测量。

## 2 系统方案

采用时差法和频率差值倍增技术相结合的方法对待测信号进行高稳定度的测量。将两种方法相结合可保留它们的优点,最大限度的提高系统的测试性能。

如图 1 所示为该装置的原理框图,要求基准信号的频率稳定度优于待测信号的频率稳定度 3 倍或

3 倍以上。首先将基准信号和待测信号倍频到 100MHz,这样可以提供更高的载频以便后续处理。锁相环的目的是将 99MHz VCO 锁定在基准信号上。频差倍增电路采用多级倍频和混频的方式,使待测频率和基准频率的频差逐级扩大,同时降低差

频率,频差倍增系数为 1E4 或 1E6。计数器测量频差倍增电路输出信号的频率或时间间隔。计数器与 PC/104 相连,控制指令与测量数据通过数据线传给 PC/104,由 PC/104 根据测量数据计算待测信号的频率准确度和频率稳定度等指标。

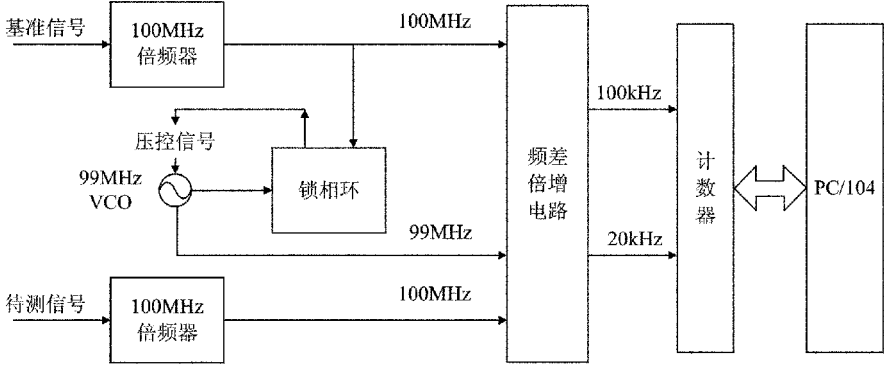


图 1 高分辨力原子频标比对装置原理框图

3 硬件组成

高分辨力原子频标比对装置的硬件电路包括以下部分:倍频器,锁相环,隔离放大器,混频器,分频器,计数器等。其中倍频器、锁相环和计数器是其中的关键部件。

3.1 倍频器

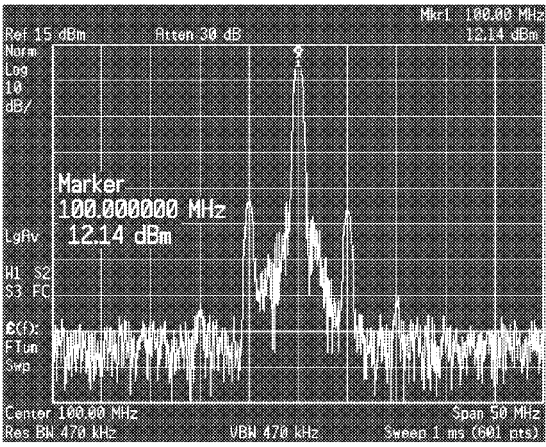
在硬件电路中,倍频器是整个系统硬件的关键

部件,它的性能的好坏将直接影响整个系统的附加频率不稳定度的好坏。

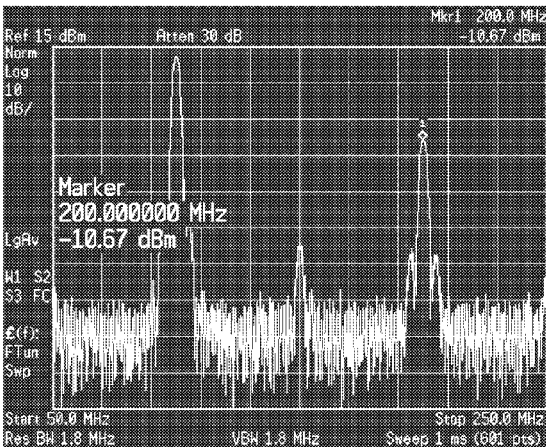
为了获得较好的附加频率不稳定度的指标,采用倍频( $\times 5$  或  $\times 10$ )—滤波放大—倍频( $\times 2$ )—滤波放大的电路形式,如图 2 所示。图 3(a)和图 3(b)是调试好的 100MHz 倍频器的频谱图<sup>[1]</sup>。



图 2 100MHz 倍频电路方框图



(a)



(b)

图 3 100MHz 倍频器频谱图

从图 3(a)中可以看出该倍频器可以将  $100\text{MHz} \pm 10\text{MHz}$  ( $5\text{MHz}$ ) 的频率抑制得比较好,可以使输出信号杂波  $< -50\text{dBc}$ 。

倍频电路不仅要有较好的附加频率不稳定性指标,还要有较好的温漂系数<sup>[2]</sup>。经过器件筛选和电路调试,倍频电路的温度系数可以达到  $< 15\text{ps}/\text{oC}$ 。

### 3.2 锁相环

如图 4 所示为锁相环的原理方框图。

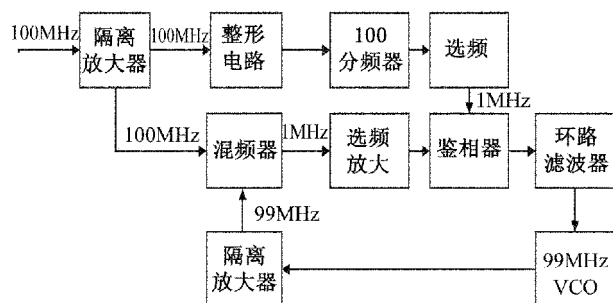


图 4 锁相环原理框图

图 4 中整个环路最终的  $99\text{MHz}$  信号输出的相噪,其近端取决于  $100\text{MHz}$  晶振的相噪,远端取决于  $99\text{MHz}$  VCO 的相噪,整个电路可以取得较低的近载频相噪。

### 3.3 计数器

计数器是实现测量频率和测量时间间隔的功能。

当采样频率  $f_s = 1\text{kHz}$  时(将  $20\text{kHz}$  或  $100\text{kHz}$  的输入信号转换成  $1\text{kHz}$  信号),这时计数器的测量时间的  $\tau_{\min} = 1\text{ms}$ ,只能用测频法进行测量;当采样频率  $f_s = 1\text{Hz}$  时(将  $20\text{kHz}$  或  $100\text{kHz}$  的输入信号转换成  $1\text{Hz}$  信号),这时计数器的测量时间的  $\tau_{\min} = 1\text{s}$ ,可以用测时差法或者测频法进行测量。

一般来说,计数器的分辨力等于时基的一个周期,也就是说,要达到  $10\text{ns}$  的测时精度,时基频率至少需要  $100\text{MHz}$ ,这里将采用  $100\text{MHz}$  倍频器产生的  $100\text{MHz}$  作为计数器的时基频率。

如图 5 所示为时间间隔计数器的组成框图,时间间隔计数器主要由整形电路、CPLD 和单片机组成。

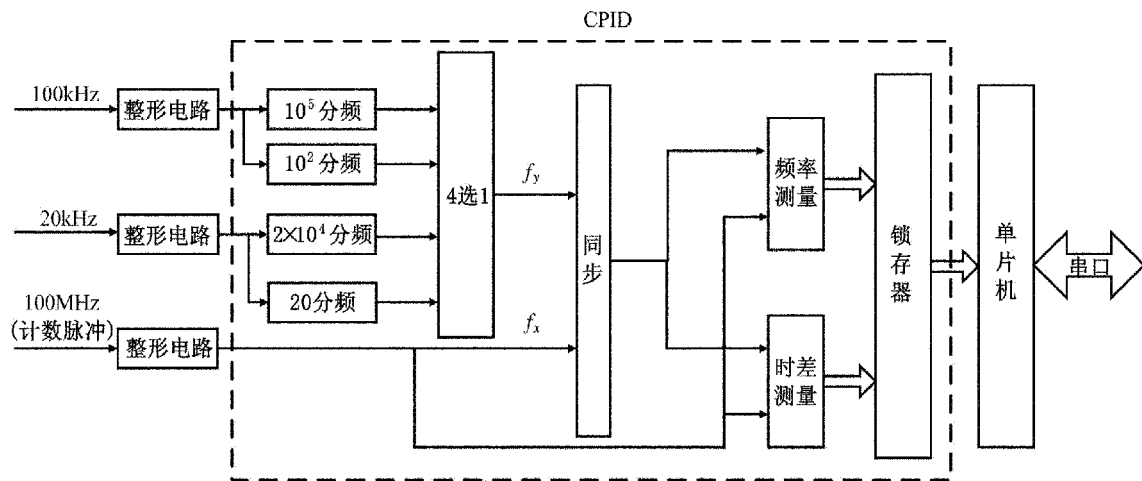


图 5 时间间隔计数器的组成框图

## 4 软件设计<sup>[3]</sup>

计算机软件是整个测量装置的人机交互界面,负责在用户和计算机系统控制器之间传递信息,完成频率准确度、长期稳定度的测量,以及实时数据采集和校准结果的显示和输出。这里采用虚拟仪器开发软件 LabWindows/CVI 进行计算机软件的开发。

整个软件采用模块化编程方法:系统设置模块、数据采集模块、数据分析模块和显示模块。

### 4.1 系统设置模块

系统设置模块是完成对测量系统参数的设置,当系统启动时,若没有更改系统参数,则是用预定的默认值对系统各设备参数进行设置,否则用更改后的参数对系统各设备参数进行设置如图 6 所示。



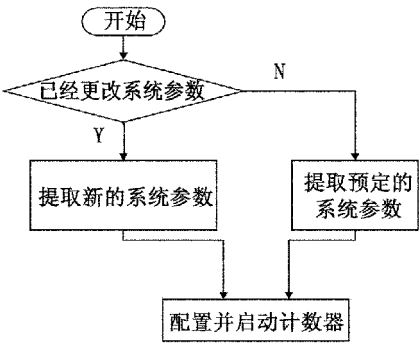


图 6 系统设置模块流程图

4.2 数据采集模块

数据采集模块完成对计数器测量数据的快速读取、显示和存储,该模块不断的监视计数器的测量工作,一旦有测量结果则将其读入,然后根据先前系统的参数设置对测量数据进行转换如图 7 所示。

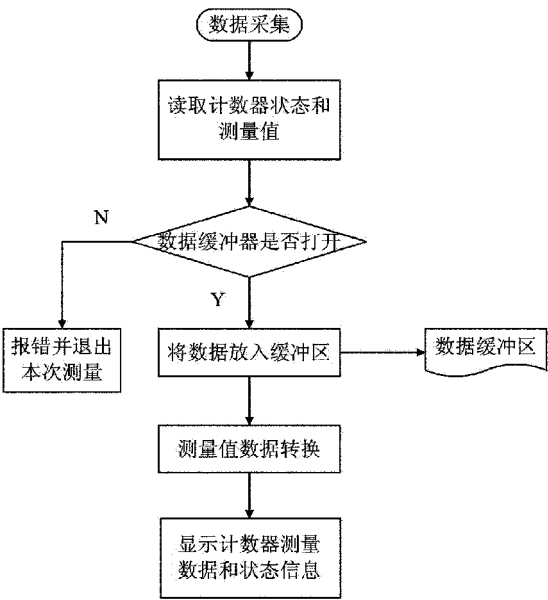


图 7 数据采集模块流程图

4.3 数据分析模块

数据分析模块完成对测量数据的统计计算,在进行统计计算之前要对数据进行预处理(主要包括:相位及频率数据相互间的转换、归一化、数据平均、数据截取等),统计计算的内容有:阿伦方差、标准偏差等如图 8 所示。

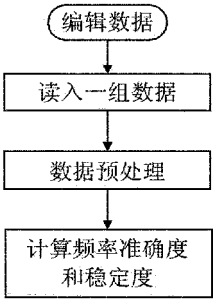


图 8 数据分析模块流程图

4.4 显示模块

显示模块完成绘图和制作报表如图 9 所示。

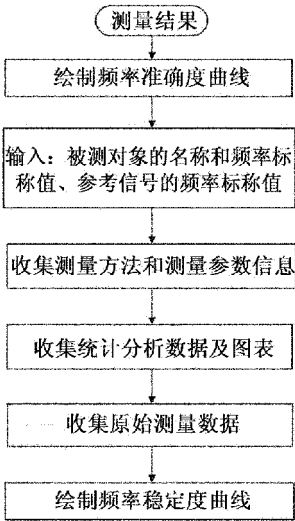


图 9 显示模块流程图

5 系统测试

5.1 附加频率不稳定性测试

比对装置附加频率不稳定度的测试是待测信号相对于基准信号的附加频率不稳定性。本指标可以通过自带的测试软件测出。测试连接图如图 10 所示。



图 10 附加频率不稳定性测试连接图

测试结果见表 1 所示。



表 1 附加频率不稳定性测试结果

	第一台	第二台
1s 稳定度	4. 6E-14	4. 0E-14
10s 稳定度	5. 3E-15	4. 0E-15
100s 稳定度	1. 0E-15	1. 2E-15
1 000s 稳定度	2. 2E-16	4. 1E-16
3 600s 稳定度	1. 7E-16	3. 0E-16

5.2 重复性测试

本测试进行了连续三次开关机实验。每次关机 24h 后, 开机运行 24h。从测得数据中扣除前 14 400s 数据, 分析 14 400 ~ 86 400 个数据。测试结果见表 2。

表 2 重复性测试结果

	第一次	第二次	第三次
1s 稳定度	3. 7E-14	4. 0E-14	3. 3E-14
10s 稳定度	4. 2E-15	4. 0E-15	4. 7E-15
100s 稳定度	9. 6E-16	1. 2E-15	1. 8E-15
1 000s 稳定度	3. 0E-16	4. 1E-16	8. 6E-16
3 600s 稳定度	2. 4E-16	3. 0E-16	4. 0E-16

(上接第 48 页)

5 结束语

针对光电跟踪仪光轴一致性参数的测量, 设计了大口径离轴抛物面镜平行光管, 研制了基于 CCD 图像采集处理的激光光斑中心坐标提取系统, 基于光栅尺的位移闭环控制系统, 建立了测量装置。利用相纸和电十字丝信号发生器相结合的方法, 扩展了光斑的记录尺寸, 提高了光斑中心的测量精度。装置可用来测量光电跟踪仪激光发射轴、电视成像系统、红外成像跟踪系统三轴的一致性, 测量不确定度为 0. 02mrad。

从三次统计结果来看, 开机复现性  $\leq 1\text{E}-16$ ; 在 1s, 10s, 100s 的稳定度基本一致, 在 1 000s 和 3 600s 的稳定度上稍有波动。总体上来看, 一致性比较好。

6 结束语

高分辨力原子频标比对装置特别适合超高稳晶体振荡器和高指标的氢原子频标频率稳定度的测试。它测试指标高, 技术先进, 软件操作界面人性化, 性能可靠。在机械结构设计、在热设计、电磁兼容设计、电路设计等方面充分考虑了长时间、连续、稳定工作等可靠性要求, 能够稳定、可靠地完成频率稳定度测试工作。

参考文献

[1] 王勇, 吕善伟, 冯克明. 基于 Push-Push 结构的倍频器在铷原子频标中的应用[J]. 宇航计测技术, 2005, 25 (1): 1 ~ 4.

[2] Richard Percival, Clive Green. On an improved method of resolving the frequency difference between two very accurate and stable frequency signals[C]. California: 31th Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Meeting, 2000: 637 ~ 648.

[3] 胡伟, 季晓衡. 单片机 C 程序设计及应用实例[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2003.

参考文献

[1] 姜宏滨. 用投影靶板调整光轴平行性[J]. 舰船科学技术, 1995, (4): 61 ~ 65.

[2] 黄静等. 室内多波段光轴一致性测试系统的设计[J]. 应用光学, 2007, 28 (5): 663 ~ 666.

[3] 付跃刚等. 多光谱光学系统光学平行性的调校和检验方法探讨[J]. 长春光学精密机械学院学报, 2001, 24 (4): 11 ~ 14.

[4] 凌军, 刘秉琦等. 几种光轴平行性测试方法的比较与探讨[J]. 应用光学, 2003, 24 (1): 43 ~ 45.

[5] 袁旭沧. 光学设计[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 1988: 92 ~ 93.

# 声表面波色散延时线激励的高精度时间间隔 测量方法

卜朝晖<sup>1,2,3</sup> 杜 燕<sup>4</sup> 黄佩诚<sup>1,2</sup>

(1. 中国科学院上海天文台,上海 200030;2. 中国科学院研究生院,北京 100039;  
3. 上海理工大学,上海 200093;4. 中国人民解放军 61081 部队,北京 100094)

**摘 要** 高精度时间间隔测量技术对国民经济与国防建设意义重大,论述了一种新的高精度时间间隔测量方法,可以达到 1ps 量级甚至更高的测量精度。该方法利用声表面波色散延迟线作为时间内插器,时间内插器起到时间拉伸的作用,从而可以获得多个观测值,由于平均的效果,总的测量误差将被大大降低。理论分析与仿真实验均表明该方法可以达到很高的时间测量精度,是切实可行的。

**关键词** 时间间隔测量 时间内插器 SAWDDL 互相关

## Time Interval Measurement based on Surface Acoustic Wave Dispersive Delay Line Excitation

BU Zhao-hui<sup>1,2,3</sup> DU Yan<sup>4</sup> HUANG Pei-cheng<sup>1,2</sup>

(1. Shanghai Astronomical Observatory, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200030;  
2. Graduate University of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039;  
3. University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093;  
4. Chinese People's Liberation Army no. 61081, Beijing 100094)

**Abstract** High-precision time interval measurement techniques play a significant role in the economy and the military. The paper deals with a novel high-precision time interval measurement method up to 1 ps or even higher precision. The method utilizes a surface acoustic wave dispersive delay line as a time interpolator. The time interpolator can have the form of a time stretcher, so as to get many observations. Thanks to possible averaging, the overall error can be greatly reduced. It's indicated, by the theoretic analysis and experiment, that the time interval measurement method is practical with high precision.

**Key words** Time interval measurement Time interpolator SAWDDL Cross correlation

## 1 引 言

高精度时间间隔测量技术对国民经济与国防建

设意义重大,它在卫星导航定位定时、航天测控、雷达及激光测距、天文实验、原子物理、通信等领域有着广泛的应用。因此,研究高精度时间间隔测量方

法,尤其是达到皮秒( $1\text{ps}=10^{-12}\text{s}$ )量级的测量技术,具有十分重要的意义。

在时间间隔测量中,经常使用的方法有:时间-幅度转换法、游标法、抽头延迟线法等。目前,使用较多的是抽头延迟线法<sup>[1~4]</sup>,该方法可以获得的理论分辨力约 25ps,但实际测量精度却只能达到约 100ps 左右。

本文提出一种新的时间间隔测量方法,它利用声表面波色散延迟线(SAWDDL, Surface Acoustic Wave Dispersive Delay Line)作为时间内插器,可以获得很高的测量精度。在这里,时间内插器起到时间拉伸的作用,可以确保时间间隔测量的高分辨力和高精度,通过时间内插可以获得多个观测值,由于平均的效果,总的测量误差将会被大大降低。有关时间内插方法的综述,详见文献[5, 6]。该方法利用窄脉冲去激励 SAWDDL,输出响应为线性调频信号(Chirp),它是频率随时间线性变化的有限带宽信号。在这里,我们用两个窄脉冲分别代表两个事件,通过用两个窄脉冲分别去激励两个 SAWDDL,然后对输出同时进行采样,待响应结束后对两个取样信号作互相关运算,对运算结果的相频特性作最小二乘一阶拟合,由拟合出的直线斜率便可得到这两个事件之间的时间间隔<sup>[7]</sup>。该测量方法的实现框图如图 1 所示。利用这种测量方法,可以获得 1ps 量级甚至更高的时间测量精度。

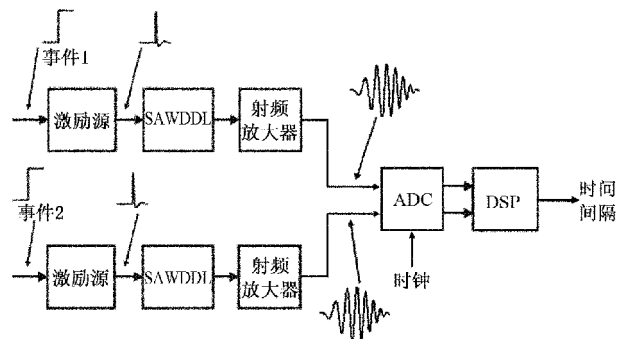


图 1 基于声表面波色散延迟线激励的时间间隔测量方法的实现框图

## 2 基于声表面波色散延迟线(SAWDDL)的室内插

当一个窄脉冲信号输入到 SAWDDL 时,由于窄脉冲信号中不同频率成分通过 SAWDDL 的延迟时间各不相同,所以 SAWDDL 的输出就成为一个时

宽为  $\tau$ 、带宽为  $\Delta f$ 、中心频率为  $f_0$  的线性调频信号,它是频率随时间线性变化的有限带宽信号,如图 2 所示。其时域表达式为

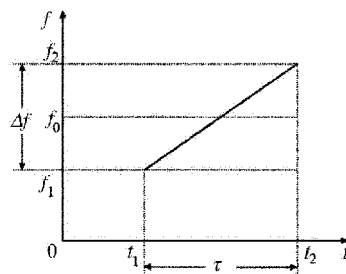
$$s(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_1 t + \mu t^2 / 2) & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t \text{ 为其它值} \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $\mu = 2\pi\Delta f / \tau$  ——调频斜率;  $\Delta f = f_2 - f_1$  ——调制频偏,即为信号的带宽;  $\tau = t_2 - t_1$  ——信号时宽;  $A$  ——信号的幅度。

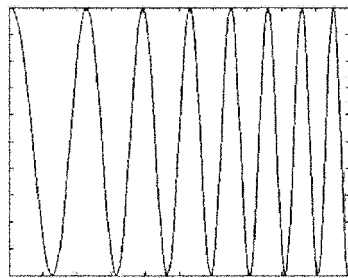
令线性调频信号的时宽-带宽积为  $D = \tau \cdot \Delta f$ , 又称作压缩比;当  $D \gg 1$  时,线性调频信号的幅度谱十分接近矩形,如图 3 所示,可近似地表示为<sup>[8]</sup>

$$|S(f)| = \begin{cases} A\sqrt{\tau/\Delta f}, & |f - f_0| \leq \Delta f/2 \\ 0, & |f - f_0| > \Delta f/2 \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $f_0$  ——中心频率。线性调频信号这种十分接近矩形的幅频特性,使得采样后由频谱混叠引起的误差大大减小。



(a)



(b)

图 2 线性调频信号图

我们知道,对线性调频信号作脉冲压缩,可以明显地改善信噪比,提高测量精度,而脉冲压缩的实质就是作相关运算,通过对线性调频信号作自相关运算,信噪比可以提高  $D$  倍。故当  $D \gg 1$  时,相关后的信噪比可以得到很大的提高。另外,对于线性调频信号还可以利用分数阶傅立叶变换去除噪声<sup>[9~13]</sup>,能够有效地提高信噪比,增加测量精度。

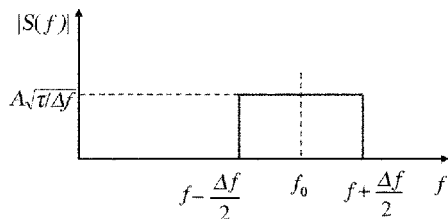


图3 线性调频信号的幅度谱

### 3 算法分析

设声表面波色散延迟线 (SAWDDL) 对两个事件的响应信号为

$$s_1(t) = s(t) \quad (3)$$

$$s_2(t) = s(t - \theta) \quad (4)$$

式:  $\theta$  ——两个事件之间的时间间隔。对信号  $s_1(t)$  和  $s_2(t)$  作相关运算可得

$$r(\vartheta) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t) s_2^*(t - \vartheta) dt \quad (5)$$

对上式两边取傅立叶变换,由相关定理可知

$$\begin{aligned} R(f) &= S_1(f) S_2^*(f) = S(f) S^*(f) e^{j2\pi f\theta} \\ &= |S(f)|^2 e^{j2\pi f\theta} \end{aligned} \quad (6)$$

式中:  $S_1(f)$ ,  $S_2(f)$  和  $S(f)$  —— 分别是  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$  和  $s(t)$  的频谱。由式(6)可知,  $R(f)$  的相角为

$$\varphi(f) = 2\pi f\theta \quad (7)$$

故可知相角  $\varphi(f)$  与频率  $f$  呈线性关系。由式(7)可得到,两个事件之间的时间间隔为

$$\theta = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \varphi}{\partial f} \quad (8)$$

实际测量时,我们先对信号  $s_1(t)$  和  $s_2(t)$  进行采样,设经采样后的信号为

$$x_1(nT_s) = s_1(nT_s) + w_1(nT_s) \quad (9)$$

$$x_2(nT_s) = s_2(nT_s) + w_2(nT_s) \quad (10)$$

式中:  $T_s$  —— 采样周期;  $w_1(nT_s)$  和  $w_2(nT_s)$  —— 附加的噪声信号。对信号  $x_1(nT_s)$  和  $x_2(nT_s)$  作互相关运算,并取离散傅立叶变换,则由相关定理可得

$$\begin{aligned} R(k) &= X_1(k) X_2^*(k) = S_1(k) S^*(k) + S_1(k) W_2^*(k) \\ &\quad + S_2^*(k) W_1(k) + W_1(k) W_2^*(k) \end{aligned} \quad (11)$$

式中:  $X_1(k)$ ,  $X_2(k)$ ,  $W_1(k)$  和  $W_2(k)$  —— 分别是  $x_1(nT_s)$ ,  $x_2(nT_s)$ ,  $w_1(nT_s)$  和  $w_2(nT_s)$  的频谱。假设噪声  $w_1(nT_s)$  和  $w_2(nT_s)$  相互独立且与信号  $x_1(nT_s)$  和  $x_2(nT_s)$  无关,则当采样点的个数  $N$  足够多时,式(11)可近似地表达为

$$\begin{aligned} R(k) &\approx S_1(k) S_2^*(k) = |S(k)|^2 W_N^{-k\theta} \\ &= |S(k)|^2 \exp\left(j \frac{2\pi}{N} k\theta\right) \end{aligned} \quad (12)$$

式中:  $S_1(k)$ ,  $S_2(k)$  和  $S(k)$  —— 分别是  $s_1(nT_s)$ ,  $s_2(nT_s)$  和  $s(nT_s)$  的频谱。由式(12)可知,  $R(k)$  的相角可近似地表达为

$$\varphi(k) \approx \frac{2\pi}{N} k\theta \quad (13)$$

故相角  $\varphi(k)$  与频率  $k$  呈线性关系,我们对该相频特性作最小二乘一阶拟合,则由拟合出的直线斜率便可得到时间间隔  $\theta$  的估计值  $\hat{\theta}$ 。

### 4 仿真实验

我们对系统热噪声产生的误差以及取样时钟抖动产生的误差,利用 Monte-Carlo 方法进行仿真实验。在这里,先要对输出响应信号  $s(t)$  加 Hanning 窗,对于系统热噪声产生的误差,分别用 4 个不同的中心频率 ( $f_0 = 100\text{MHz}$ ,  $200\text{MHz}$ ,  $300\text{MHz}$ ,  $400\text{MHz}$ ) 进行仿真,结果如图 4 所示;对于取样时钟抖动产生的误差,分别用在时宽  $\tau$  内 4 组不同的取样点个数 ( $N = 500, 1000, 1500, 2000$ ) 进行仿真,结果如图 5 所示。

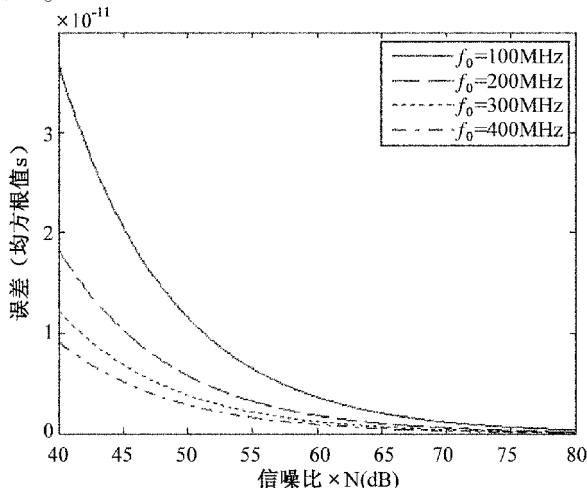


图4 系统热噪声产生的误差曲线图

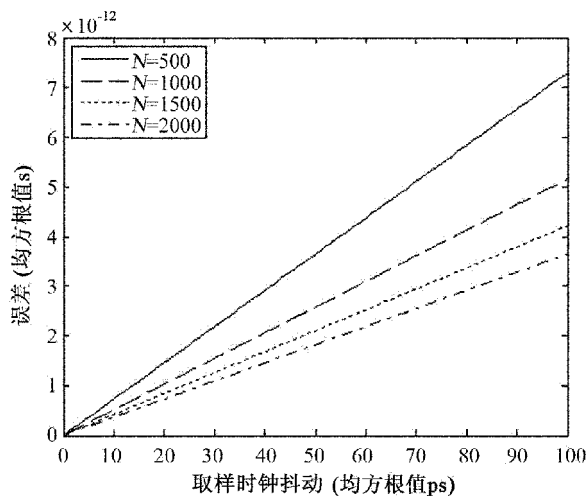


图5 取样时钟抖动产生的误差图

通过仿真可知,若 SAWDDL 的输出响应为一个中心频率  $f_0 = 300\text{MHz}$ 、带宽  $\Delta f = 20\text{MHz}$ 、时宽  $\tau = 5\mu\text{s}$ 、 $\text{SNR} = 10\text{dB}$  的线性调频信号,则当取样频率  $f_s = 1\text{GHz}$ 、取样位数为 10bits、取样时钟抖动等于 20ps 时,可以获得时间间隔的测量精度约为 1ps rms。

## 5 结束语

本文提出一种新的时间间隔测量方法,它利用声表面波色散延迟线作为时间内插器,可以获得很高的测量精度。为了减小测量误差,提高测量精度,可以采取以下措施。

- 1) 提高取样频率  $f_s$ ;
- 2) 采用能够使输出响应信号  $s(t)$  具有更高中心频率  $f_0$  的 SAWDDL 器件;
- 3) 采用能够使输出响应信号  $s(t)$  具有更大时宽  $\tau$  的 SAWDDL 器件;
- 4) 提高信噪比的具体措施是
  - i 采用插入损耗更低的 SAWDDL 器件;
  - ii 增大激励信号的能量;
  - iii 由于 SAWDDL 的输出响应为线性调频信号,从而可以利用分数阶傅立叶变换去除噪声,能够使信噪比得到很大的提高。

理论分析和仿真实验均表明了该方法能达到

1ps 级甚至更高的时间测量精度,是一种切实可行的新的高精度时间间隔测量方法。

## 参考文献

- [1] T. E. Rahkonen, J. T. Kostamovaara. The use of stabilized CMOS delay lines for the digitization of short time intervals[J]. IEEE J. Solid-State Circuits, 1993, 28: 887 ~ 894.
- [2] E. Raisanen-Ruotsalainen, T. E. Rahkonen, J. T. Kostamovaara. A lowpower CMOS time-to-digital converter[J]. IEEE J. Solid-State Circuits, 1995, 30: 984 ~ 990.
- [3] M. Mota, J. Christiansen. A high-resolution time interpolator based on a delay locked loop and an RC delay line[J]. IEEE J. Solid-State Circuits, 1999, 34: 1 360 ~ 1 366.
- [4] R. Szplet, J. Kalisz, R. Szymanowski. Interpolating time counter with 100 ps resolution on a single FPGA device[J]. IEEE Trans. Instrum. Meas, 2000, 49: 879 ~ 883.
- [5] D. I. Porat. Review of sub-nanosecond time-interval measurements[J]. IEEE Trans. Nucl. Sci, 1973, 20: 36 ~ 51.
- [6] J. Kalisz. Review of methods for time interval measurements with picosecond resolution[J]. Metrologia, 2004, 4: 17 ~ 32.
- [7] Fujinobu Takahashi, Tetsuro Kondo, Yukio Takahashi et al. Wave Summit Course; Very Long Baseline Interferometer[M]. IOS Press, 2000: 45 ~ 109.
- [8] Dean. L. Mensa. High Resolution Radar Imaging[M]. Artech House Inc, 1981, 211.
- [9] Namias V. The fractinal order Fourier transform and its application to quantum mechanics[J]. J Inst Math Appl, 1980, 25: 241 ~ 265.
- [10] McBride A C, Kerr F H. On Namias' fractional Fourier transform[J]. IMA J Appl Math, 1987, 39: 159 ~ 175.
- [11] Mendlovic D, Ozaktas H M. Fractional Fourier transforms and their optical implementation (I) [J]. J Opt Soc AM A, 1993, 10(10): 1 875 ~ 1 881.
- [12] Ozaktas H M, Mendlovic D. Fractional Fourier transforms and their optical implementation (II) [J]. J Opt Soc AM A, 1993, 10(12): 2 522 ~ 2 531.
- [13] Ozaktas H M, Kutay M A, Zalevsky Z. The Fractional Fourier Transform with Applications in Optics and Signal Processing[M]. New York: John Wiley & Sons, 2000: 56 ~ 95.



# 基于灰色模型和 ARIMA 模型的钟差预测

宋会杰<sup>1,2</sup> 侯娟<sup>1,2</sup>

(1. 中国科学院国家授时中心, 西安 710600; 2. 中国科学院时间频率基准重点实验室, 西安 710600)

**摘 要** 由于多种因素的影响, 原子钟运行情况十分复杂, 为了有效地进行钟差预报和更好的反应原子钟的特性, 提出一种基于灰色模型和 ARIMA 模型的组合模型来实现钟差的预报, 并给出了灰色模型和 ARIMA 模型进行原子钟钟差预报的基本思想和预报模型。利用组合模型更精确地把握钟差序列复杂细致的变化规律, 从而更好的逼近钟差序列。为了验证该组合模型的可行性和有效性, 利用原子钟钟差数据进行钟差预报分析, 结果显示该模型具有较好的预报精度。

**关键词** 灰色模型 ARIMA 钟差预报

## A Clock Errors Prediction Model based on Grey Model and ARIMA Model

SONG Hui-jie<sup>1,2</sup> HOU Juan<sup>1,2</sup>

(1. National Time Service Center, Chinese Academy of Science, Xi'an 710600;

2. Key Laboratory of Time and Frequency Primary Standards, Chinese Academy of Sciences, Xi'an 710600)

**Abstract** Because of the influence of many factors, the running of an atomic clock is very complex. The atomic clock has high frequency, is very sensitive and extremely easy to be influenced by the outside world and its own factors. So it is very difficult to master its complicated and detailed law of change. With the above characters, a combination model method for clock errors prediction based on grey model and ARIMA model is proposed. The basic ideas, prediction models based on grey model and ARIMA model are discussed, respectively. Compared with the grey system model and ARIMA model, a careful precision analysis of combination model prediction is made to verify the feasibility and validity of this proposed method by using the performance parameters of atomic clocks. The simulation results show that the prediction precision of this combination model is much better.

**Key words** Grey model ARIMA Clock errors prediction

## 1 引 言

原子钟设备复杂, 其运行受多种因素的影响, 而且具有一定随机性, 其数据变化既包含确定性部分,

又包含不确定性部分, 采用一种模型对钟差进行预测可能会出现较大偏差, 并且某台原子钟的数据不一定适合这一模型或者单一模型, 比如对于灰色模型所需样本采样少, 计算简单, 当满足建模条件时,

具有精度高的特点,但是当对建模条件不太适合时,则会出现较大偏差<sup>[1]</sup>。ARIMA 模型具有消除含有周期项和无规律变化的特点,本文分别介绍了两种模型,并提出了两者的组合模型,并以国家授时中心的铯原子钟 Cs164, Cs141 和 Cs098 为例,通过模型数据分析说明了组合模型的预测精度高。

## 2 灰色模型<sup>[2]</sup>

在灰色系统理论中,GM(1,1)和 GM(2,1)方法是外推法的一种新的开拓,GM(1,1)模型是最常用的一种灰色模型,它是一个只包含单变量的一阶微分方程构成的模型,适合于对本身数据的预测。

设有变量  $X^{(0)}$  的原始数据序列

$$X^{(0)} = \{x^{(0)}(1), x^{(0)}(2), \dots, x^{(0)}(n)\} \quad (1)$$

式中:  $n$  ——原始数据个数,与之对应的时间为  $t_i (i = 1, 2, \dots, n)$ 。

用 AGO (Accumulated Generating Operation) 生成一阶累加模块  $X^{(1)}$  为

$$X^{(1)} = \{x^{(1)}(1), x^{(1)}(2), \dots, x^{(1)}(n)\} \quad (2)$$

有一阶灰色模块  $X^{(1)}$  构成的微分方程为

$$\frac{dx^{(1)}}{dt} + ax^{(1)} = b \quad (3)$$

根据倒数离散化形式,微分方程以矩阵形式可写成

$$\begin{bmatrix} x^{(0)}(2) \\ x^{(0)}(3) \\ \vdots \\ x^{(0)}(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}[x^{(1)}(1) + x^{(1)}(2)] & 1 \\ -\frac{1}{2}[x^{(1)}(2) + x^{(1)}(3)] & 1 \\ \vdots & 1 \\ -\frac{1}{2}[x^{(1)}(N-1) + x^{(1)}(N)] & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \quad (4)$$

简写成

$$Y = AU \quad (5)$$

其中,

$$Y = \begin{bmatrix} x^{(0)}(2) \\ x^{(0)}(3) \\ \vdots \\ x^{(0)}(N) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}[x^{(1)}(1) + x^{(1)}(2)] & 1 \\ -\frac{1}{2}[x^{(1)}(2) + x^{(1)}(3)] & 1 \\ \vdots & 1 \\ -\frac{1}{2}[x^{(1)}(N-1) + x^{(1)}(N)] & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$U = \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} \quad (8)$$

利用最小二乘原理,可求得参数估计值为

$$\hat{U} = (A^T A)^{-1} (A^T Y) = \begin{bmatrix} \hat{a} \\ \hat{b} \end{bmatrix} \quad (9)$$

回到原来的微分方程有

$$\frac{dx^{(1)}}{dt} + \hat{a}x^{(1)} = \hat{b} \quad (10)$$

得解为

$$\hat{x}^{(1)}(t) = \left[ x^{(1)}(0) - \frac{b}{a} \right] e^{-at} + \frac{b}{a} \quad (11)$$

离散形式为

$$\hat{x}^{(1)}(k+1) = \left[ x^{(0)}(1) - \frac{b}{a} \right] e^{-ak} + \frac{b}{a} \quad (12)$$

式中:  $k$  为参与预报的原始数据的个数。

一般形式为

$$\hat{x}^{(1)}(k+p) = \left[ x^{(0)}(1) - \frac{b}{a} \right] e^{-a(k+p-1)} + \frac{b}{a} \quad (13)$$

式中:  $p \geq 1$  为预报点。则预报后的原始观测序列为

$$\hat{x}^{(0)}(k+p) = \left[ x^{(0)}(1) - \frac{b}{a} \right] e^{-a(k+p-1)} \cdot 1 - e^a \quad (14)$$

或者可以简化地表达为

$$\hat{x}^{(0)}(k) = \hat{x}^{(1)}(k) - \hat{x}^{(1)}(k-1) \quad (15)$$

整个灰色模型预报过程可以表达为

$$\hat{x}^{(0)}(k+p) = \text{IAGO} \cdot \text{GM}(1,1) \cdot \text{AGO} \cdot x^{(0)} \quad (16)$$

式中: IAGO, AGO——分别为累减生成序列和累加生成序列。

因此,该预报算法的基本思路是,首先利用少量

原始观测值计算得到微分方程系数和灰色模型,然后利用该模型,得到在时刻  $t_i$  以后任何等间隔时间的参数预测值  $\hat{x}_i$ 。

### 3 ARIMA 模型

#### 3.1 ARMA( $p, q$ ) 序列<sup>[3]</sup>

设  $\{X_t, t = 0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$  是零均值平稳序列, 满足下列模型

$$X_t - \varphi_1 X_{t-1} - \dots - \varphi_p X_{t-p} = \varepsilon_t - \theta_1 \varepsilon_{t-1} - \dots - \theta_q \varepsilon_{t-q} \quad (17)$$

式中:  $\varepsilon_t$  ——零均值、方差是  $\sigma_\varepsilon^2$  的平稳白噪声, 则称  $X_t$  是阶数为  $p, q$  的自回归滑动平均序列, 简记为 ARMA( $p, q$ ) 序列。当  $q = 0$  时, 它是 AR( $p$ ) 序列; 当  $p = 0$  时, 它是 MA( $q$ ) 序列。应用算子多项式  $\varphi(B), \theta(B)$ , 上式可以写为

$$\varphi(B)X_t = \theta(B)\varepsilon_t \quad (18)$$

对于一般的平稳序列  $\{X_t, t = 0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$ , 设其均值  $E(X_t) = \mu$ , 满足下列模型

$$(X_t - \mu) - \varphi_1(X_{t-1} - \mu) - \dots - \varphi_p(X_{t-p} - \mu) = \varepsilon_t - \theta_1 \varepsilon_{t-1} - \dots - \theta_q \varepsilon_{t-q} \quad (19)$$

式中:  $\varepsilon_t$  ——零均值、方差是  $\sigma_\varepsilon^2$  的平稳白噪声, 利用后移算子  $\varphi(B), \theta(B)$ , 上式可表示为

$$\varphi(B)(X_t - \mu) = \theta(B)\varepsilon_t \quad (20)$$

#### 3.2 ARIMA 序列

在平稳序列中, 主要是 ARIMA 序列的建模与预报。在实际中遇到的时间序列往往有三个特性: 趋势性、季节性与非平稳性。对于零均值化。

设  $\{X_t, t = 0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$  是非平稳序列。若存在正整数  $d$ , 使得

$$\nabla^d X_t = W_t \quad (21)$$

而  $\{W_t, t = 0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$  是 ARMA( $p, q$ ) 序列, 则称  $X_t$  是 ARIMA( $p, d, q$ ) 序列, 这时,  $X_t$  满足

$$\varphi(B) \nabla^d X_t = \theta(B)\varepsilon_t \quad (22)$$

若  $\nabla^d X$  为平稳序列, 但均值  $\mu \neq 0$ , 则  $\nabla^d X_t - \mu$  为平稳零均值序列, 满足

$$\varphi(B)(\nabla^d X_t - \mu) = \theta(B)\varepsilon_t, t > d \quad (23)$$

此时, 称  $X_t$  为一般 ARIMA( $p, d, q$ ) 序列, 若  $\mu$

未知, 可用  $\nabla^d X_t$  的平均值  $\bar{x}$  估计。

若  $X_t$  的观测样本是  $X_1, X_2, \dots, X_n$ , 经过 1 阶差分后, 数据减少为  $n - 1$  个; 2 阶差分以后, 数据为  $n - 2$  个; 一般地,  $d$  阶差分后, 数据为  $n - d$  个, 由  $d$  阶差分  $\nabla^d X_t$  复原数据, 需要给定初值  $X_1, X_2, \dots, X_d$ 。

### 4 组合模型

随着预报时间的增长, 灰色模型的误差也会增大。通过大量的灰色模型钟差预报试验, 发现用灰色模型进行钟差预报, 虽然没有二次多项式模型误差积累严重, 但预报精度也会越来越低<sup>[4]</sup>, ARIMA 模型, 实质上是先对观测数据进行差分处理, 消除趋势项, 季节项, 和非平稳项, 使其变为平稳序列, 然后再拟合 ARMA( $p, q$ ) 模型。灰色模型实质就是用指数函数作为拟合函数对等距时间序列进行拟合。借于两者的优点, 因此, 提出使用灰色模型和 ARIMA 模型的组合模型进行钟差预报。

原始序列为  $X^{(0)}$ , 预测序列为  $\hat{X}^{(0)}$ , 观测样本数为  $n$ , 预测样本数为  $k$ , 组合模型表达式为

$$\hat{X}^{(0)}(n+k) = \omega_{\text{GREY}} \hat{X}_{\text{GREY}}^0(n+k) + \omega_{\text{ARIMA}} \hat{X}_{\text{ARIMA}}^0(n+k) \quad (24)$$

$$\omega_{\text{GREY}} = \frac{\frac{1}{\sigma_{\text{GREY}}^2}}{\frac{1}{\sigma_{\text{GREY}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ARIMA}}^2}} \quad (25)$$

$$\omega_{\text{ARIMA}} = \frac{\frac{1}{\sigma_{\text{ARIMA}}^2}}{\frac{1}{\sigma_{\text{GREY}}^2} + \frac{1}{\sigma_{\text{ARIMA}}^2}} \quad (26)$$

式中:  $\hat{X}^{(0)}(n+k)$  表示组合模型的  $k$  个预测值,  $\hat{X}_{\text{GREY}}^0(n+k)$  表示灰色模型的  $k$  个预测值,  $\hat{X}_{\text{ARIMA}}^0(n+k)$  表示 ARIMA 模型的  $k$  个预测值。  $\omega_{\text{GREY}}, \omega_{\text{ARIMA}}$  分别表示灰色模型、ARIMA 预测模型的权钟。  $\omega_{\text{GREY}}^2, \omega_{\text{ARIMA}}^2$  分别是灰色模型和 ARIMA 模型的标准差。

### 5 数据预测分析

本文以 Cs146, Cs141, Cs098 为例, 利用 2010 年

12 月份的钟差数据进行预测,采样间隔为 1 小时,分别利用灰色模型、ARIMA 模型和组合模型进行预测,再利用真实数据作比较,从图 1、图 2、图 3 和表 1 可以看出利用组合模型预测比灰色模型,ARIMA 模型预测精度都高,因为从模型预测特点来说,灰色模型所需样本采样少,计算简单,适合钟差的长期预报,ARIMA 模型是平稳时间序列中一类重要的模型,ARIMA 模型,实质上是先对观测数据进行差分处理,消除趋势项,季节项,和非平稳项,使其变为平稳序列,然后拟合数据,对线形系统的预测具有较高的精度,这样综合了两种预测模型的优势。

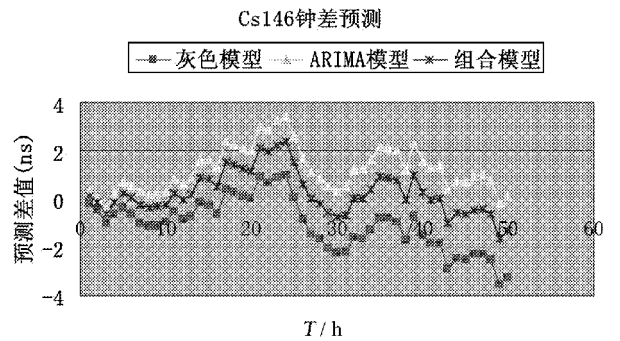


图 1 铯钟 146 不同预测模型预测结果比较图

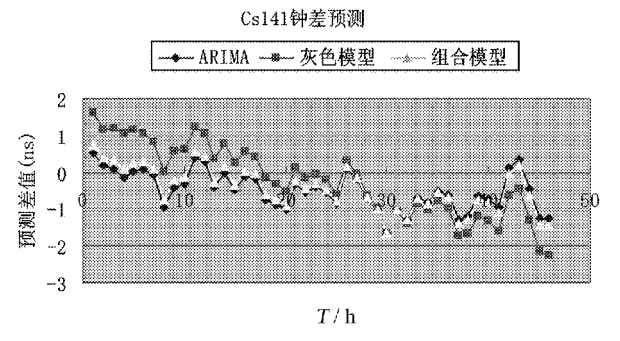


图 2 铯钟 141 不同预测模型预测结果比较图

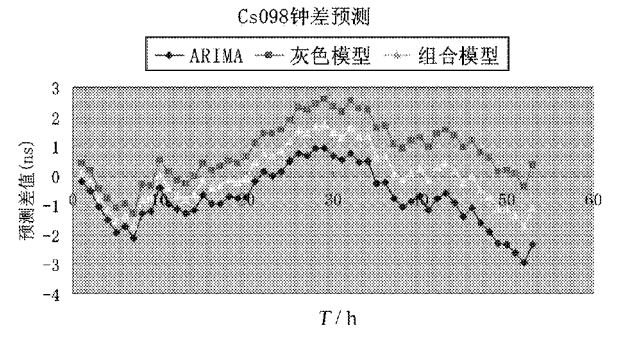


图 3 铯钟 098 不同预测模型预测结果比较图

表 1 不同预测模型预测钟速精度比较		
	稳定度	均值
Cs146 模型		
ARIMA	1.075	-1.047
灰色模型	0.931	1.229
组合模型	0.905	0.25
Cs141 模型		
ARIMA	0.53	-0.51
灰色模型	1.04	-0.29
组合模型	0.59	-0.44
Cs098 模型		
ARIMA	0.96	-0.76
灰色模型	1.00	0.82
组合模型	0.94	-0.002

6 结束语

通过上述模型数据分析得出下面结论,对于 Cs 原子钟钟差预测,组合模型的预测精度要比只用灰色模型或 ARIMA 模型的预测精度高,灰色模型需要的样本点少,适合模型时预测精度高,ARIMA 模型消除了周期项和无规律性变化的影响。组合模型结合了两者的优点,所以预报钟差的效果好。

参考文献

[1] Enrico Bibbona. Atomic clock prediction based on stochastic differential equations[ J]. Metrologia, 2008,45: S08 ~ 116.

[2] 邓聚龙. 灰色系统基本方法[ M]. 武汉:华中工学院出版社,1987:22 ~ 68.

[3] 何书元. 应用时间序列分析[ M]. 北京:北京大学出版社,2003:52 ~ 126.

[4] 郑作亚,党亚民. 附有周期项的预报模型及在 GPS 卫星钟差预报中的应用研究[ J]. 天文学报,2010,51 (1):95 ~ 102.

# 基于 FPGA 与 TDC 的 GPS-铷钟时间同步系统

杨 俊 陈智勇 余 钊 汤 超 盛荣武  
(中国科学院武汉物理与数学研究所,武汉 430071)

**摘 要** 描述了一种高精度的 GPS-铷钟时间频率同步系统,系统输出标准 10MHz 频率,同时输出高精度的 1PPS 同步时间信号,在 GPS 信号驯服下系统同步精度可达到 7.2ns,输出频率准确度优于  $1\text{E}-12$ 。论文阐述了系统的原理,给出了测试数据,结果表明,系统指标满足工程应用要求。

**关键词** 全球定位系统 铷原子钟 时间同步 现场可编程门阵列 时间数字转换器

## A GPS-Rubidium Clock Synchronization System based on FPGA and TDC

YANG Jun CHEN Zhi-yong YU Fang TANG Chao SHENG Rong-Wu

(Wuhan Institute of Physics and Mathematics, Chinese Academy of Science, Wuhan 430071)

**Abstract** In this paper, a high-precision time and frequency synchronization system is proposed, which works with GPS and GPS-disciplined rubidium clock. The system outputs a standard 10MHz frequency and a high-precision 1PPS time signal. With the tameness of GPS, the synchronization accuracy of the system can be reached 7.2 ns, and the accuracy of the standard 10MHz can be better than  $1\text{E}-12$ . Analysis of the principle and the implementation of the system are presented in detail, and test data is given. The result demonstrates that the indicators of the system meet the engineering requirements.

**Key words** GPS Rubidium clock Time synchronism FPGA TDC

## 1 引 言

随着国民经济、国防建设的不断发展,高精度时间同步已经成为通信、电力、军事等工程领域不可缺少的基础保障之一。众所周知,全球定位系统(Global Positioning System, GPS)可以提供全天候、高精度、低成本的授时导航信息,已获得了极其广泛的应用,而汽泡型铷原子频标则具有体积小、功耗低,并拥有优良的频率稳定度及频率漂移率等特点,

二种技术的融合不仅可以在大尺度空间上为工程中各平台提供统一的时间和频率,也可以在一旦失去天基信号后,仍能在一段时间内维系大系统的时间统一<sup>[1]</sup>。

本文介绍了一种新研发的 GPS-铷钟时间同步系统,该系统提供一路高精度可移相的 PPS 信号和一路标准 10MHz 信号(驯服后准确度优于  $1\text{E}-12$ ),可以测量本地输出秒信号(Pulses Per Second, PPS)与参考 PPS 信号之间的相位差,测量精度为 1ns;系



统输出 PPS 可同步并锁定到参考 GPS PPS 上,锁定后输出 PPS 的抖动不大于 10ns,长期波动峰峰值不大于 50ns。

## 2 系统构成

同步时钟系统的组成框图如图 1 所示,图中虚框内为同步控制系统。系统主要由 GPS OEM 板、同步型铷钟和同步控制系统构成,OEM 板提供的 GPS PPS 信号用于驯服铷钟以及给同步系统板做参考,可驯铷钟用来提供高稳定度的频率输出及给同步控制系统提供时钟。同步控制系统为同步时钟系统的核心部分,采用现场可编程门阵列(Field-Programmable Gate Array, FPGA)+微控制器+时间数字转换器(Time Digital Converter, TDC)硬件架构,架构各模块间采用 SPI 口传输命令与数据,使用串口接收来自用户的命令并发送返回值;从功能上来看,同步控制系统主要由秒信号模块、命令接收控制模块、数字移相模块和相差测量模块四个功能模块构成。

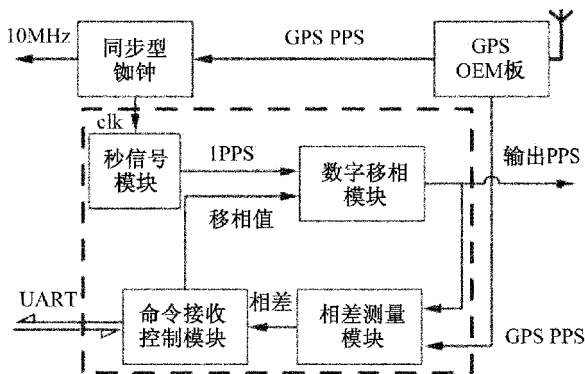


图1 同步时钟系统框图

模块不同的组合方式,构成同步控制系统的两种工作模式。

**自由模式。**在该模式下,四个模块处于开环状态,命令接收控制模块从串口接收移相、测量和模式更改命令,执行相应的操作后,从串口发送返回值。

**同步模式。**该模式下,四个模块处于闭环状态,命令接收控制模块屏蔽串口的测相、移相命令,每隔1s向测相模块发送测相命令并接收测量值,然后对接收数据采用滑动窗口平均进行数字滤波,滤波值作为对相差值的估计发送给移相器,实现输出 PPS 与参考 PPS 之间的同步。

相差测量模块和数字移相模块的设计是同步控

制系统中的关键部分,这两个模块的参数指标将直接影响系统移相、测量及同步的指标。

相差测量模块用于测量本地输出 PPS 与参考 PPS 之间的相位差,由粗测和细测两部分组成,粗测采用脉冲填充计数法测量输出 PPS 与参考 PPS 上升沿之间的相位差,由于填充频率为 20MHz,测量精度为 50ns;细测是用 TDC 精确测量输出 PPS 与参考 PPS 之间小于 50ns 部分的相差,由于 TDC 芯片测量的典型分辨率为 50ps RMS,最低有效位为 65ps,因此可以准确地测量出两个 PPS 信号间的 ns 级相位差<sup>[2,3]</sup>。最终的相差值由粗测值和细测值计算得出。相差测量模块的原理图如图 2 所示。

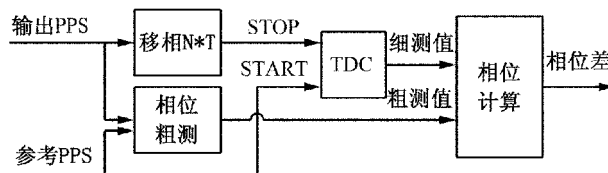


图2 相差测量模块原理图

数字移相模块实现数字-时间转换功能,由粗移和细移两个过程组成,相位调节范围为 $\pm 1s$ ,精度为 1ns,其原理图如图 3 所示。

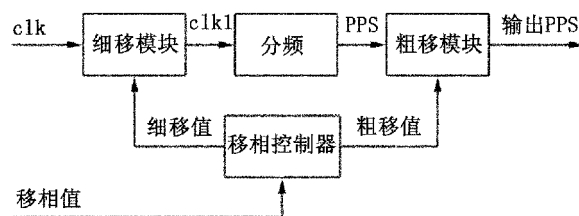


图3 移相模块原理图

粗移是采用时钟延时的方法<sup>[4]</sup>,即以当前输出 PPS 上升沿为参照,在下一个脉冲上升沿来之前,对输出 PPS 延时相应的时钟个数,其精度为 50ns(时钟频率为 20MHz)。

细移是对输出 PPS 信号相位进行一个时钟周期内的调节,这里采用改变时钟的相位来间接改变分频后 PPS 的相位的,硬件上使用 FPGA 中锁相环(Phase Locked Loop, PLL)动态移相来实现,细移的精度表达式<sup>[5]</sup>为

$$\Phi_{\text{fine}} = \frac{T_{\text{VCO}}}{8} = \frac{1}{8f_{\text{VCO}}} = \frac{N}{8Mf_{\text{ref}}} \quad (1)$$

式中: $\Phi_{\text{fine}}$ ——细移调节的相位精度; $T_{\text{VCO}}$ ——PLL

中压控振荡器时钟周期;  $f_{\text{ref}}$ ——输入参考频率,  $M$ ,  $N$  为 PLL 的分倍频数。选择合适的  $f_{\text{ref}}$ ,  $M$ ,  $N$  值, 可以达到所需要的微调的相位精度。通过细移模块控制细移的次数就可以对时钟相位微调, 将微调后的时钟分频得到 PPS 信号, 则时钟的相位微调量将传递到该分频输出 PPS 信号。

粗移和细移模块受移相控制器控制: 在接收到移相命令后, 移相控制器先关闭粗移模块, 打开细移模块进行时钟的细移; 等时钟稳定后再关闭细移模

块, 打开粗移模块, 完成移相功能。

### 3 同步算法设计

当同步控制系统工作于同步模式时, 铷钟频率被同步到外参考, 同步控制系统使用铷钟频率作为时钟, 分频得到输出 PPS 信号, 该 PPS 信号通过同步控制算法保持与外参考秒的相位同步, 算法流程图如图 4 所示。

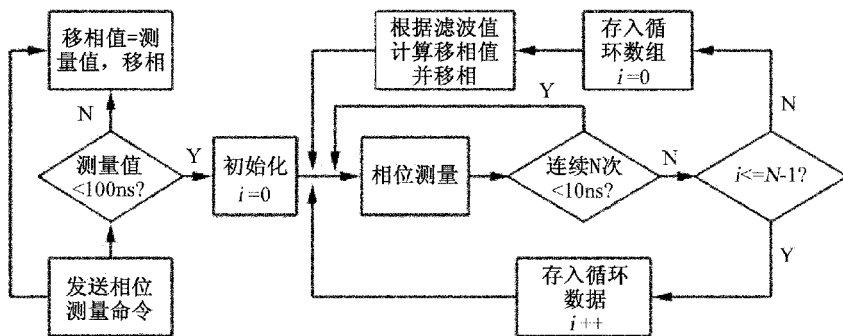


图4 系统同步算法流程图

算法由三个过程组成: 相位捕获、相位跟踪与相位锁定<sup>[6]</sup>。在捕获阶段, 同步控制系统首先会根据输出 PPS 与 GPS PPS 信号间的相差是否小于 100ns, 如果超过的话, 将会将相差值作为移相值来移相, 使两个信号进入同步带; 进入同步带后, 同步控制系统每秒测量一次相差, 然后对相差值进行滑动窗口平均滤波, 根据滤波值计算移相值并移相; 当相位差值连续 10 次小于 10ns, 则认为环路已经进入相位锁定状态, 此时只要继续测量相位而无需移相。

### 4 测试数据及讨论

将 GPS-铷钟同步时钟系统启动后, 待 GPS 锁定得到 GPS 标准秒输出, 然后系统进入同步模式, 再将系统的输出 PPS 与氢钟标准 PPS 通入计数器测量相差。图 5 和图 6 分别为扣除了漂移和固定相差后的测试结果比对图。

其中, 图 5 给出了 GPS OEM 板输出 PPS 信号与氢钟标准秒的相位比对, 图 6 给出了系统同步模式下输出 PPS 与氢钟标准秒的相位比对。使用 stable32 计算得出, 图 5 相位比对的标准差为 17.8ns,

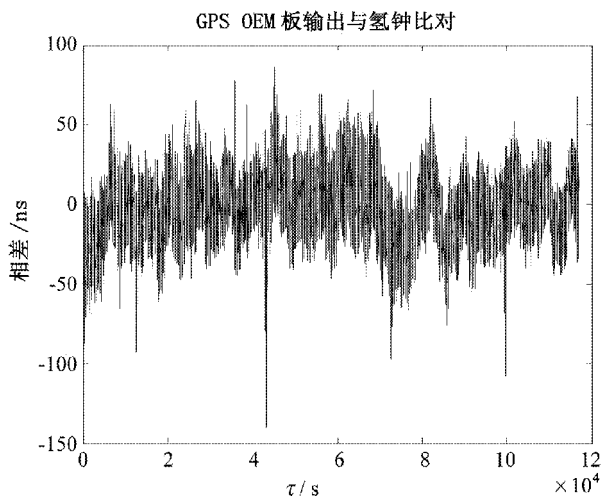


图5 GPS OEM板 PPS 信号与氢钟标准秒相位比对图

连续输出相位抖动的最大值为 110ns, 相位的峰峰值为 227ns; 图 6 相位比对的标准差为 7.2ns, 连续输出相位抖动的最大值为 9ns, 输出相位的峰峰值为 42ns。从测试数据可知, 同步系统的输出 PPS 不仅具有 GPS PPS 良好的同步信息, 而且比 GPS PPS 具有更好的同步精度和平滑输出, 更加适合于同步授时等工程应用。

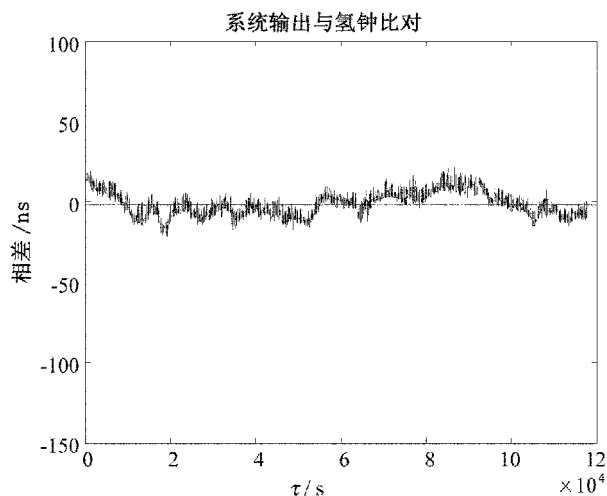


图 6 系统输出 PPS 信号与氢钟标准秒相位比对图

## 5 结束语

GPS 和铷钟组合是一种廉价、实用的时间同步方案。本文阐述的系统基于 GPS 和铷钟,采用 FPGA 和 TDC 完成了精密移相/测相电路以及数字滤

波同步算法,长期的测试数据表明,系统的同步指标优于同类产品,可以满足更高要求的同步授时等工程应用需求。

### 参考文献

- [1] 李超等. 一种数字精密移相方法及移相器: 中国, ZL200610020040.8[P]. 2006.
- [2] Altera Corporation. Cyclone III Device Handbook [EB/OL]. (2010-1) <http://www.altera.com/literature/lit-cyc3.jsp>.
- [3] 郑继禹. 同步理论与技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [4] 车震平. 高精度时差测量在 GPS 驯服铷钟中的应用[C]. 成都: 2009 时间频率学术会议, 2009.
- [5] Little Cosmo, Green Clive. GPS disciplined rubidium oscillator[C]. IEE conference publication, 1996, (418): 105 ~ 110.
- [6] Cui Baojian et al. An improved time synchronous system based on GPS disciplined rubidium[C]. 2010 International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA), 2010.

## 《宇航计测技术》征 订 启 事

邮发代号 18-123

《宇航计测技术》创刊于 1981 年,是国家科委批准的计量测试专业性技术刊物,由航天科工集团二院 203 所和航天科技集团一院 102 所联合主办,国内外公开发行人。本刊以“报道计量与测试的科研成果与技术进展,传递计量信息,促进学术交流,推广科研成果,为国防现代化建设服务”为办刊宗旨,面对广大科研机构、大专院校和厂矿企业从事计量与测试的技术人员,报道的主要内容包括计量标准研制、自动测试设备的研制;计量校准技术研究、自动测试技术研究和武器计量保障的研究以及计量综合管理、计量测试技术发展综述和计量与测试研究成果的推广与应用。

《宇航计测技术》被列为我国中国科技核心期刊、首批中文核心期刊、计量核心期刊、国家统计局用刊,同时也被中国科学文献计量评价中心作为“中国科学引文数据库来源期刊”。本刊为《中国学术期刊(光盘版)》、《中国导弹与航天文摘》(CAMA)与“中国期刊网”的全文收录用刊,是“中国学术期刊评价数据库来源期刊”,并被多种文献数据库收录。

《宇航计测技术》逢双月出版,大 16 开本,每册定价 10.00 元,全年 60 元,国内统一刊号为 CN11-2052/V,国际标准刊号为 ISSN1000-7202。全国各地邮局均可订阅,也可直接向编辑部订阅。

### 邮局汇款

地 址: 北京 142 信箱 408 分箱 邮编: 100039

《宇航计测技术》编辑部

电 话: (010)68386651

传 真: (010)68385470

联系人: 杜晓爽

### 银行汇款

户 名: 北京无线电计量测试研究

开户银行: 中国工商银行北京永定路支行

帐 号: 0200004909200027178

电子信箱: kyb@casic203.com

# 一种基于多重互相关的相位差测量新方法

郑胜峰 陈素明 狄金海 王本轶

(浙江工贸职业技术学院电子系,温州 325000)

**摘 要** 本文研究了一种新的相位差测量原理,利用正弦信号的特性,直接对两路同频的正弦信号进行互相关运算,得到两路信号的互相关函数,同时保存两路信号的相位差信息,并多次对两路互相关函数进行互相关运算得到多重互相关函数,再利用相关原理对两路信号的多重互相关函数进行求解相位差信息。同时讨论了 AD 量化位数,信噪比,采样点数,谐波含量对本文算法的影响,实验结果表明本文算法能有效的提取两路同频正弦信号的相位差信息,算法简单,物理意义明确,具有一定的应用价值。特别适合与低信噪比或负信噪比下高精度的测量,并有很高的测量精度。

**关键词** 相位差 多重互相关 白噪声

## Phase Difference Measurement of Sinusoidal Signal based on Multi-layer Cross-correlation

ZHENG Sheng-feng CHEN Su-ming DI Jin-hai WANG Ben-yi

(Zhejiang Industry & Trade Vocational College, Department of Electronical engineering, Wenzhou 325000)

**Abstract** A new method for phase difference measurement is introduced in this paper. Because the sinusoidal signal has a particular trait, do cross correlation to the two signals to get cross correlation function and keep the phase difference information. Multi-layer cross-correlation function is obtained by multi-layer cross correlation calculation to the cross-correlation function, and phase difference is obtained by using correlation theory. Length of sampled data, signal-noise ratio, number of ADC quantization bits and harmonic content which influence precision of phase difference measurement are particularly discussed and analyzed. Simulation results and conclusion are given. The simulations proves its feasibility and effectiveness to detect the phase difference. This method has many virtues such as simple theoretic deduction and explicit physical signification. It is especially fit for low signal-noise ratio condition or negative signal-noise ratio condition and it can get high resolution.

**Key words** Phase difference Multi-layer cross-correlation White noise

## 1 引 言

相位差的测量在电力电子,通讯,导航定位技术中有广泛的应用。在载波相位的测量中,对相位差的

测量准确度也是目前研究的一个热点。另外在高精度的雷达精密定位上,也是依赖于对同频信号的相位差的高准确度测量。目前相位差的测量方法很多,如直接闸门计数法,这种方法精度不高,存在 $\pm 1$ 误差。



后来发展改进的完全同步算法,解决了 $\pm 1$ 字误差,但是这些方法都需要对信号进行整形处理,波形容易受干扰,并且同步技术很难实现。随着数字信号处理技术的发展,DFT和DTFT测量相位差方面取得很多研究成果<sup>[1,2]</sup>,利用信号相关性原理来测量相位差的技术也随着数字信号处理的发展逐步发展起来<sup>[3~5]</sup>,但是这些算法比较复杂。文献[6]提出了基于多重相关法的相位差测量方法虽然抗噪性能得到很大的提高,但是对于极低信噪比或负信噪比的信号估计精度还是不高。文献[7]提出了基于多重相敏解调算法的相位差测量算法,但是需事先知道被测信号的频率,并需引入参考信号,应用受到限制。

本文提出了一种基于多重互相关的相位差测量新方法,就是利用正弦信号的特殊性质,通过对两路被测信号直接做互相关运算,得到两路互相关函数,再次对两路互相关函数做互相关运算得到多重互相关函数,同时保留了原始信号的相位差信息,能从被噪声严重污染的信号中有效提取两路信号的相位差,解决了其他相关方法不能测量的问题,并给出了典型的实验验证及实验结果分析。该方法计算简单,物理意义明确,精度很高,具有一定的工程实用价值。

## 2 多重互相关相位差测量原理

### 2.1 基于互相关运算的相位差测量原理

设两路被测正弦信号分别为

$$X(t) = A\sin(\omega t + \varphi_1) + N_x(t) \quad (1)$$

$$Y(t) = B\sin(\omega t + \varphi_2) + N_y(t) \quad (2)$$

式中: $A, B$ ——信号的幅度; $\omega$ ——信号的频率值; $\omega t + \varphi_1$ 和 $\omega t + \varphi_2$ ——分别是两路信号的相位; $N_x(t)$ 和 $N_y(t)$ ——分别叠加到两路信号上的噪声信号,工程一般认为这个噪声是高斯白噪声和量化器引入的量化噪声。对两路信号进行互相关运算得到下式

$$R_{xy}(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T X(t)Y(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [A\sin(\omega t + \varphi_1) + N_x(t)] \times [B\sin(\omega t + \varphi_2) + N_y(t)] dt \quad (3)$$

因为信号和噪声不相关,噪声之间互不相关,所以上式可以化简为

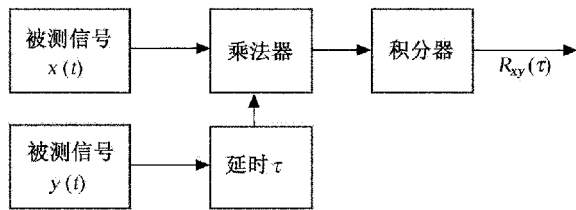


图1 互相关相位差测量原理图

$$R_{xy}(0) = \frac{AB}{2} \cos(\varphi_2 - \varphi_1) \quad (4)$$

所以相位差

$$\Delta\varphi = \omega t + \varphi_2 - \varphi_1 - \omega t = \arccos\left(\frac{2R_{xy}(0)}{AB}\right) \quad (5)$$

如果信号的幅度未知, $A$ 和 $B$ 则可以通过信号的自相关运算得到。

$$R_x(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_0^T [A\sin(\omega t + \varphi_1) + N_x(t)] \times [A\sin(\omega t + \varphi) + N_x(t)] dt \quad (6)$$

化简可以得到

$A = \sqrt{2R_x(0)}$ , 同理  $B = \sqrt{2R_y(0)}$ , 所以公式(3)可以化简为

$$\Delta\varphi = \omega t + \varphi_2 - \varphi_1 - \omega t = \arccos\left(\frac{R_{xy}(0)}{\sqrt{R_x(0)R_y(0)}}\right) \quad (7)$$

实际中都是对连续信号的离散取样,如果一个周期内取样点数为 $N$ ,则转换成离散的函数得

$$R_x(0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X^2(n) \quad (8)$$

$$R_y(0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} Y^2(n) \quad (9)$$

$$R_{xy}(0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X(n)Y(n) \quad (10)$$

### 2.2 多重互相关相位差测量原理

二重互相关器的原理图如图2 设两路信号分别为

$$X(t) = A\sin(\omega t + \varphi_1) + N_x(t) \quad (11)$$

$$Y(t) = B\sin(\omega t + \varphi_2) + N_y(t) \quad (12)$$

式中: $A, B$ ——信号的幅度; $\omega$ ——信号的频率值; $\omega t + \varphi_1$ 和 $\omega t + \varphi_2$ ——分别是两路信号的相位; $N_x(t)$ 和 $N_y(t)$ ——分别叠加到两路信号上的噪声



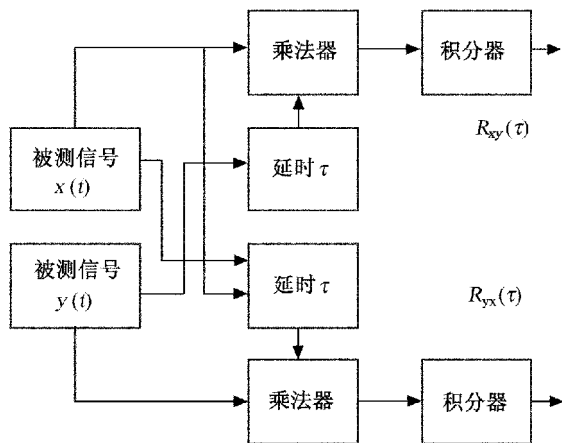


图2 二重互相关器原理图

信号,工程一般认为这个噪声是高斯白噪声和量化噪声的叠加。互相关器的输出为

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t-\tau) dt \quad (13)$$

$$= \frac{AB}{2} \cos(\omega \tau + \varphi_2 - \varphi_1) + n(t)$$

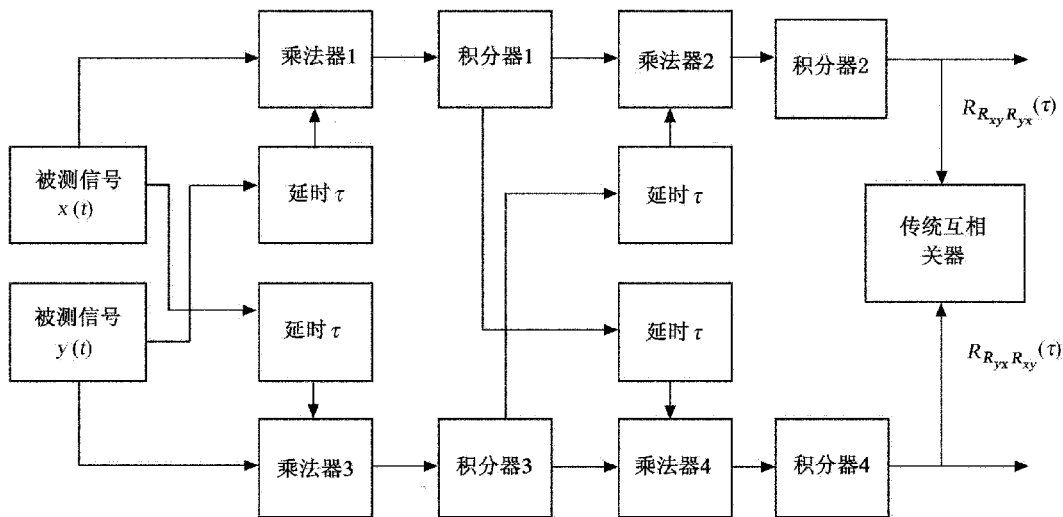


图3 三重互相关运算原理框图

由以上分析得到积分器2输出信号为

$$R_{R_{xy}R_{yx}}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T R_{xy}(\tau) R_{yx}(t-\tau) dt \quad (17)$$

$$= \frac{A^2 B^2}{8} \cos(\omega \tau + 2\Delta\Phi) + n''(t)$$

式中: $n''(t)$  要远小于  $n(t)$  和  $n'(t)$

式中: $n(t)$  要远远小于  $N_x(t)$  和  $N_y(t)$ , 令

$$\Delta\Phi = \varphi_2 - \varphi_1 \quad (14)$$

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t-\tau) dt \quad (15)$$

$$= \frac{AB}{2} \cos(\omega \tau + \Delta\Phi) + n(t)$$

同理如果将被测信号  $x(t)$  延时  $\tau$  再与  $y(t)$  输入乘法器,则积分器输出为

$$R_{yx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T y(t)x(t-\tau) dt \quad (16)$$

$$= \frac{AB}{2} \cos(\omega \tau - \Delta\Phi) + n'(t)$$

式中: $n'(t)$  要远远小于  $N_x(t)$  和  $N_y(t)$ 。

从相关器的输出我们可以得到两路同频的正弦信号的相位差信息被保留下来。如果把这两路信号看成新的信号再进行互相关运算,运算原理图如图3所示。

积分器4的输出信号可以表示为

$$R_{R_{yx}R_{xy}}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T R_{yx}(\tau) R_{xy}(t-\tau) dt \quad (18)$$

$$= \frac{A^2 B^2}{8} \cos(\omega \tau - 2\Delta\Phi) + n'''(t)$$

式中: $n'''(t)$  要远小于  $n(t)$  和  $n'(t)$ 。

$$\Delta\Phi = \varphi_2 - \varphi_1 = \frac{\arccos\left(\frac{128R_{R_{xy}R_{yx}}R_{R_{yx}R_{xy}}(0)}{A^4B^4}\right)}{4} \quad (19)$$

如果信号的幅度未知,  $A$  和  $B$  则可以通过信号的前级的自相关运算得到。

$$R_{R_{xy}R_{yx}}(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_0^T \left[ \frac{A^2B^2}{8} \cos(\omega\tau + 2\Delta\Phi) + n''(t) \right] \times \left[ \frac{A^2B^2}{8} \cos(\omega\tau + 2\Delta\Phi) + n''(t) \right] dt \quad (20)$$

化简得到

$$R_{R_{xy}R_{yx}}(0) = \frac{A^4B^4}{128} \quad (21)$$

所以上式改写成

$$\Delta\Phi = \varphi_2 - \varphi_1 = \frac{\arccos\left(\frac{128R_{R_{xy}R_{yx}}R_{R_{yx}R_{xy}}(0)}{A^4B^4}\right)}{4} = \frac{\arccos\left(\frac{R_{R_{xy}R_{yx}}R_{R_{yx}R_{xy}}(0)}{R_{R_{xy}R_{yx}}(0)}\right)}{4} \quad (22)$$

如果提高互相关的级数, 则测量原理如框图 4, 不难推出一般的测量公式如下

$$\Delta\Phi = \frac{\arccos\left(\frac{2^{2n-1}R_{XY}(0)}{A^{2n-1}B^{2n-1}}\right)}{2^{n-1}} \quad (23)$$

式中:  $R_{XY}(0)$ ——进入最后级互相关器的两路输入信号的互相关函数零时刻的值。

采用这种多重互相关器能使噪声得到极大的抑制, 因为每经过一级信号的信噪比得到一次提高, 代价是计算量增加, 计算周期提高, 所以一般经过 2 到 3 重的互相器, 相位差的测量精度就能满足工程上的要求, 解决极低信噪比下的信号的相位差的高精度估计。而且不需要知道信号的频率, 实用性大大提高。

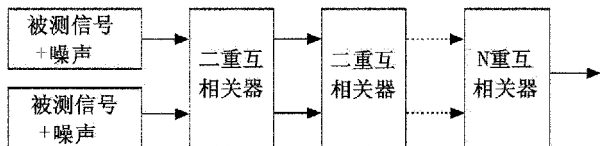


图4 基于多重互相关的相位差测量框图

### 3 本文算法对谐波的抑制分析

为了分析谐波的影响, 我们假设原始信号为

$$x(t) = \sum_{l=1}^L A_l \cos(l\omega_0 t + \varphi_l) + n_x(t) \quad (24)$$

$$y(t) = \sum_{l=1}^L B_l \cos(l\omega_0 t + \varphi_l) + n_y(t) \quad (25)$$

式中:  $l$ ——谐波次数;  $A_l, B_l$ ——各次谐波的幅度;  $\varphi_l, \varphi_l$ ——各次谐波的初相;  $n_x(t), n_y(t)$ ——叠加在信号上的噪声信号。对上式进行互相关运算

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{l=1}^L A_l \cos(l\omega_0 t + \varphi_l) + n_x(t) \times \left[ \sum_{l=1}^L B_l \cos(l\omega_0(t + \tau) + \varphi_l) + n_y(t + \tau) \right] dt \quad (26)$$

根据信号的统计规律, 上式可以化解为

$$R_{xy}(\tau) = \sum_{l=1}^L \frac{A_l B_l}{2} \cos(l\omega_0 \tau + \varphi_l - \varphi_l) \quad (27)$$

同理

$$R_{yx}(\tau) = \sum_{l=1}^L \frac{A_l B_l}{2} \cos(l\omega_0 \tau - \varphi_l + \varphi_l) \quad (28)$$

继续按图 4 方法做  $m$  重互相关运算得到

$$R_{xy}^m(t) = \sum_{l=0}^L \frac{A^{2m-1} B^{2m-1}}{2^{2m-1}} \cos(l\omega_0 t + m(\varphi_l - \varphi_l)) \quad (29)$$

$$R_{yx}^m(t) = \sum_{l=0}^L \frac{A^{2m-1} B^{2m-1}}{2^{2m-1}} \cos(l\omega_0 t - m(\varphi_l - \varphi_l)) \quad (30)$$

从互相关的表达式看出, 叠加在信号上的噪声被抑制, 信号的经过一次互相关后幅度发生很大的变化, 谐波幅度  $A_l > 1$  且  $B_l > 1$  则  $l$  次谐波的互相关函数的幅度呈指数增加,  $A_l < 1$  且  $B_l < 1$  则  $l$  次谐波的互相关函数的幅度呈指数衰减,  $A_l = 1$  且  $B_l = 1$  则  $l$  次谐波的互相关函数的幅度不变。可以看到这样的处理结果信号的信噪比及谐波抑制能力得到了极大的提高。如果谐波幅度不大, 那么经过多级互相关运算幅度衰减将很大, 完全可以省去前置滤波器电路, 简化测量装置, 大大降低成本。

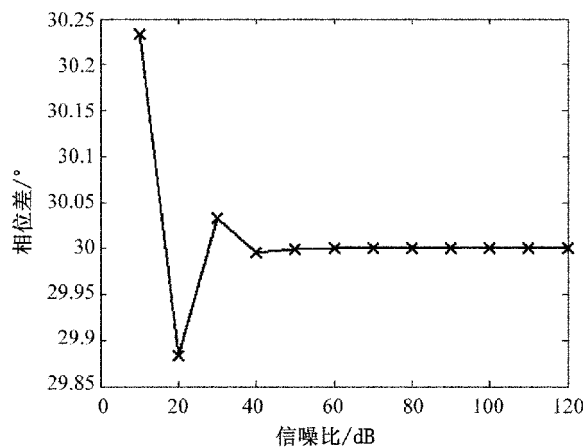
## 4 实验验证及分析

为了分析 AD 量化位数,输入信号信噪比,取样点数,谐波含量对测量结果的影响,采用三级的二重互相关器级联运算,假设两路输入信号为

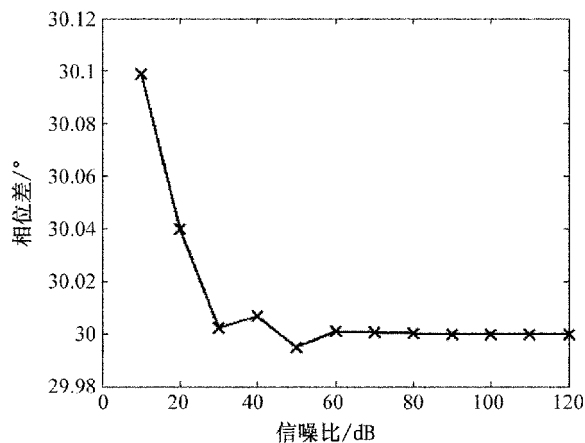
$$x(t) = \cos(2\pi t) \quad (31)$$

$$y(t) = \cos(2\pi t + \pi/6) \quad (32)$$

取样频率为 128Hz,满足同步取样条件,为了研究输入信号信噪比和测量精度的关系,在不同取样点下,不考虑量化器引入的量化噪声和谐波含量的情况下,仿真结果如图 5 所示。



(a) 取样点数 1024



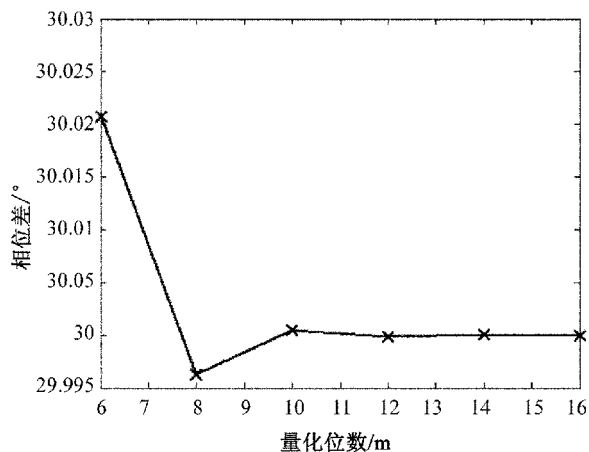
(b) 取样点数 2048

图 5 信噪比与相位差的关系图

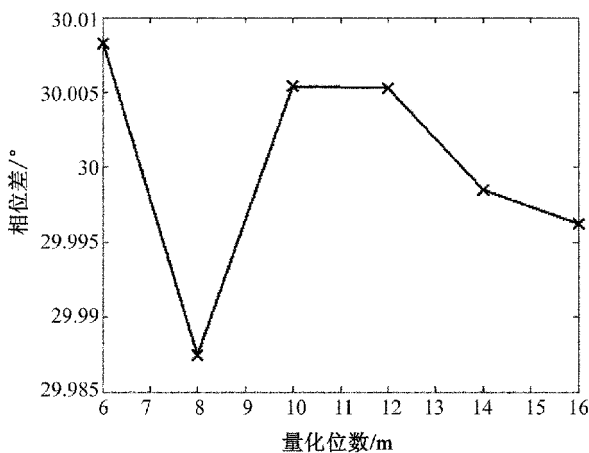
从图 5 可以看出本文算法测量精度与输入信号信噪比有关,输入信号信噪比越高,测量精度越高,同时可以看出本文算法在低信噪比下也具有相当高的测量精度,采用点数 1024 点时,信噪比 20dB 情况

下误差不超过  $0.125^\circ$ ,提高取样点数到 2048 点误差不超过  $0.05^\circ$ ,信噪比 10dB 情况下,图 5(a) 看出误差不超过  $0.25^\circ$ ,2048 点情况下误差不超过  $0.1^\circ$ ,可见本文算法的抗高斯白噪声能力较强。

为了研究量化位数和测量精度的关系,不考虑高斯白噪声及谐波含量情况下,关于量化位数和测量精度的关系图如图 6 所示。



(a) 无噪声下取样点数 1024



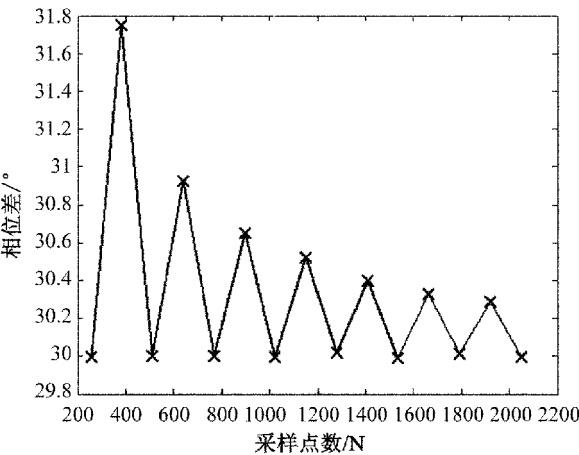
(b) 信噪比 50dB 取样点数 2048

图 6 量化位数和相位差的关系图

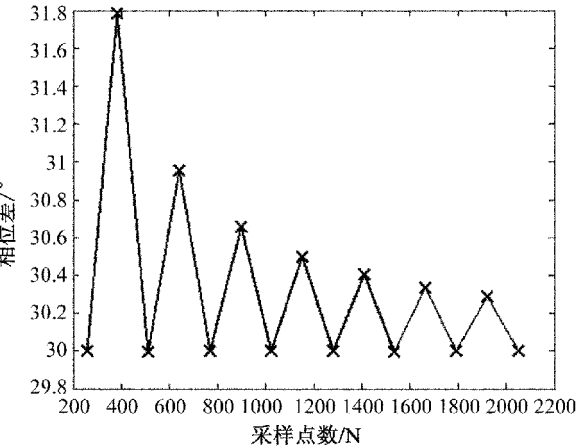
从图 6 中可以看出本文算法与 AD 量化位数有关,量化位数越高测量精度越高,但是 8 位的量化器即可满足精度要求。

在无任何噪声和信噪比为 40dB 情况下,取样点数与相位差关系图如图 7 所示。

图 7 可以看出本文算法还与取样点数有关,取样点数提高,误差减小,呈现衰减震荡趋势,可以根据精度和实时性的要求合理确定取样点数。



(a)40dB 下不考虑量化位数



(b)无噪声下 10 位量化位数

图 7 取样点数与相位差关系图

二次及三次谐波含量和相位差测量精度的关系图如图 8 和图 9 所示。

图 8 和图 9 可以看出本文算法对二次及三次谐波具备明显的抑制能力,在谐波不干扰不大的情况下完全可以省去前置滤波器。

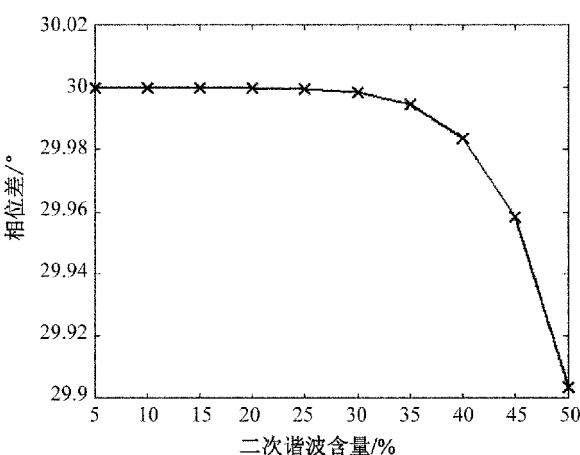


图 8 二次谐波含量和相位差的关系图

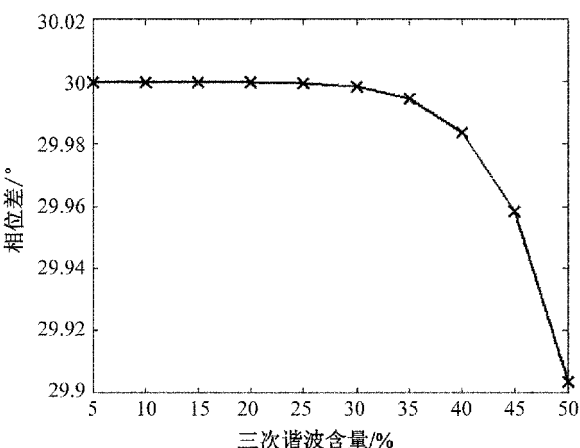


图 9 三次谐波含量和相位差的关系图

为了使本文算法与一次互相关器算法做对比,同样在同步取样下,取取样点 2048 点,取样频率为 128Hz,在不同信噪比情况下测试结果见表 1 和表 2。表 1 为信噪比为 20dB,5% 的二次谐波干扰下,取样点取 2048 点测量结果;表 2 为信噪比为 50dB,5% 的二次谐波干扰下取样点 2048 点的测量结果。

表 1 信噪比为 20dB 下测量结果

被测信号相位差/°	采用一次互相关器测量值/°	误差/%	采用三次互相关器测量值/°	误差/%
15	19.6599	31.066	15.0474	0.3160
30	31.5728	5.2425	30.1143	0.3810
45	46.2300	2.7333	45.0969	0.2153
60	60.4598	0.7663	60.0683	0.1138
75	75.2250	0.3000	74.8534	0.1955
90	86.7426	3.6193	90.0738	0.0820

表 2 信噪比为 50dB 下测量结果

被测信号相位差/°	采用一次互相关器测量值/°	误差/%	采用三次互相关器测量值/	误差/%
15	14. 9865	0. 0900	15. 0027	0. 0180
30	29. 9743	0. 0856	30. 0089	0. 0297
45	44. 9097	0. 2006	44. 9962	0. 0084
60	59. 9314	0. 1143	60. 0098	0. 0163
75	74. 8790	0. 1613	74. 9880	0. 0160
90	89. 8435	0. 1739	90. 0024	0. 0027

从仿真结果可以看到,本文算法比一次互相关算法精度有很大的提高,尤其在低信噪比下和谐波干扰下,本文算法精度优于传统算法,精度可以提高 1 至 2 个数量级。

5 结束语

本文研究了一种新的测量正弦信号相位差的方法,利用正弦信号的特殊性质,通过多重互相关运算,能够检测两路正弦信号之间的相位差。分别讨论了信号的信噪比、取样点数、A/D 的量化位数,谐波含量对测量结果的影响,并给出了具体的仿真结果,得出如下结论。

1)由于采用数字的方法,对于不同信噪比采用不同级数的互相关算法,适应性强,不需改变硬件结构。同时不需要引入参考信号,不需要事先知道信号的频率。

2)本文的算法能对信噪比较低的信号进行测量,精度很高,而且算法简单,物理意义明确,提高互相关级数,尤其适合微弱信号相位差的高精度估计。

3)本文的算法对 AD 量化位数要求不高,8 位 AD 即可满足要求,降低系统的成本。

4)本文算法具有较强的谐波抑制能力,在不大的谐波干扰下,完全可以省去前置滤波器,简化测量装置,降低成本。

参考文献

[1] 江亚群,何怡刚. 基于加窗 DFT 的相位差高精度测量算法[J]. 电路与系统学报,2005,10(2):112~116.

[2] 张海涛,涂亚庆. 基于 DTFT 的一种低频振动信号相位差测量新方法[J]. 振动工程学报,2007,20(2):180~184.

[3] 张毅刚,付平,王丽. 采用数字相关法测量相位差[J]. 计量学报,2000,21(3):216~221.

[4] Hertz,David. Time Delay Estimation Between Two Phase Shifted Signal via Generalized Cross-Correlation Methods [J]. Signal Processing,1985,8(0):235~257.

[5] 刘灿涛,赵伟,袁俊. 基于数字相关原理的相位差测量新方法[J]. 计量学报,2002,23(3):219~223.

[6] 郑胜峰,楼梅燕,范文晶等. 一种基于多重相关法的相位差测量方法[J]. 宇航计测技术,2008,28(5):57~60.

[7] 郑胜峰,王本轶,楼梅燕等. 一种基于多重相敏解调算法的相位差测量方法[J]. 宇航计测技术,2010,30(3):33~37.



# 基于北斗/GNSS 精密时频量值传递综述

顾 胜<sup>1</sup> 陈洪卿<sup>2</sup> 曾 亮<sup>1</sup>

(1. 北京航天飞行控制中心, 北京 100094; 2. 中国科学院国家授时中心, 西安 710600)

**摘 要** 介绍了北斗/GNSS 精密时间频率量值传递技术及其应用研究进展, 通过对北斗共视比对技术的研究, 设计出利用北斗共视与国家授时中心 GNSS CV 精密时间服务系统进行比对, 从而实现用户与标准时间 UTC 的溯源完成基于 GNSS CV 技术的时间频率计量服务系统设计, 创新性地提出提高北斗共视比对技术以及研制多模多频 GNSS CV 量值传递设备的研究方向。

**关键词** 北斗共视法 时频传递 GNSS CV 精密时间服务系统 标准时间

## Review of the Precise Traceability of Time and Frequency based on BeiDou / GNSS Transfer

GU Sheng<sup>1</sup> CHEN Hong-qing<sup>2</sup> ZENG Liang<sup>1</sup>

(1. Beijing Aerospace Flight Control Center, Beijing 100094;

2. National Time Service Center, Chinese academy of sciences, Xi'an 710600)

**Abstract** This article describes the research progress of the precise metrology system of the BeiDou/GNSS time and frequency transfer and its application, through the research on the common-view of the BeiDon system, design the GNSS CV precise time service system to compare with the National Time Service Center, in order to achieve the traceability of the standard time UTC. At the same time completes to design the GNSS CV time and frequency metrology service system, which innovatively gives the way to improve the common-view of BeiDon satellite system and develop the multi-mode and multi-frequency GNSS CV transmission equipments.

**Key words** BeiDou common-view method Time and frequency transfer GNSS CV precise time service system Standard time

## 1 引 言

中国计量测试学会时间频率专业委员会主任委员王义道教授在 2003 年贵阳召开的 2003 全国时间频率学术会议的大会报告“建设我国独立自主时间频率系统的思考”中着重指出,“现代化战争中原子钟(时间)比原子弹更重要”,“利用 GPS 信号作为

时间频率标准来校验本地时间频率标准或测量仪器的情况越来越普遍,使原有的计量传递系统的作用相对降低”。电子技术飞速发展使经典(实物)送检方式的时间频率(器具)计量校准过程将逐渐被远程(卫星无线电或光传输技术)比对测量校准所替代<sup>[1]</sup>。2011 年 10 月在京召开的 2011 全国时间频率学术会议中众多专家和学者一致认同,近 10 年国

内外时频计量的技术发展与应用,充分证实上述理念的正确与合理,并指出该研究方向将成为今后若干年内时频计量技术及其应用的发展方向。

## 2 基于共视技术的时频计量

导航卫星共视时间传递技术通过部分抵消卫星单向授时的卫星星历误差、卫星钟差、电离层/对流层延迟改正后的剩余误差、接收机数据处理模型误差等,大大提升时间频率比测精度<sup>[2]</sup>。上世纪 80 年代 GPS 问世后,GPS 卫星共视比对测量就逐步取代罗兰 C 技术,成为国际原子时 TAI 系统散布于世界各地几百台原子钟比对测量、建立国际 TAI 和 UTC 的主要手段。随着 GPS 卫星系统的不断完善和计量测试需求的不断提高,GPS 多通道多星共视的 all-in-view 比测技术和设备,逐渐替代 GPS 单星共视<sup>[3]</sup>。GPS 卫星多星共视技术,是与卫星双向时间频率传递(TWSTFT)技术精度相当的常用国际时频比对主要手段。而前者的设备费与运行维护使用成本要远低于后者。

鉴于飞秒光梳技术的普及应用,使得作为长度基准的标准激光波长得以直接溯源到微波频率基准,冷原子喷泉钟复现基准微波频率的不确定度已经优于  $1 \times 10^{-15}$ ,而最好的光学频率基准的不确定度达到,2009 年 6 月第 18 届国际时间频率咨询委员会(CCTF)会议 CCL-CCTF 联合工作组认为,“现在频率传递,特别是远程传递的不确定度远远滞后于频标的发展,急需加强对传递技术的研究”<sup>[4]</sup>;“虽然从上一届 CCTF 会议已将 GPS 工作组更名为 GNSS 工作组,但目前可用的导航卫星还只有 GPS,本次会议提出利用 GLONASS 卫星实现远距离时间频率传递,对于未来时间频率比对技术的发展和解决目前无法解决的问题很有帮助”<sup>[4]</sup>。随着俄罗斯 GLONASS 卫星导航系统现代化更新,国际计量局 BIPM 已在长期试用 GLONASS 导航卫星多星共视比对结果的基础上,业已正式将与 GPS 系统各有千秋的 GLONASS 卫星共视数据,作为例行常规手段,用于国际原子钟比测和国际原子时归算。这标志着基于多模多频比测技术的 GNSS 卫星共视时间频率计量传递进入实际应用。

## 3 基于北斗卫星共视的时频传递应用

我国 UTC (CMTC) 的准确度和稳定度指标业

已达到国际先进水平,北斗卫星导航系统承担着通过卫星授时方式发播标准时间的任务,可以满足军民用户对高精度时间频率(计量)的需求。2010 年以前,北斗卫星导航试验系统发播 BDT1 与国家授时中心 UTC (NTSC) 的时差,用户查 BIPM 时频公报 (Circular-T) 获取 [UTC-UTC (NTSC)] 数据(每 5 天一个数据),由该时差溯源到 UTC。利用 UTC (CMTC) 替换 UTC (NTSC) 实现标准时间发播后,用户由时间公报获取 [UTC (CMTC)-UTC] 数据,溯源到 UTC,如图 1 所示<sup>[5]</sup>,通过 GPS 卫星共视,UTC (CMTC) 与 UTC (NTSC) 实现精密时频比对传递。

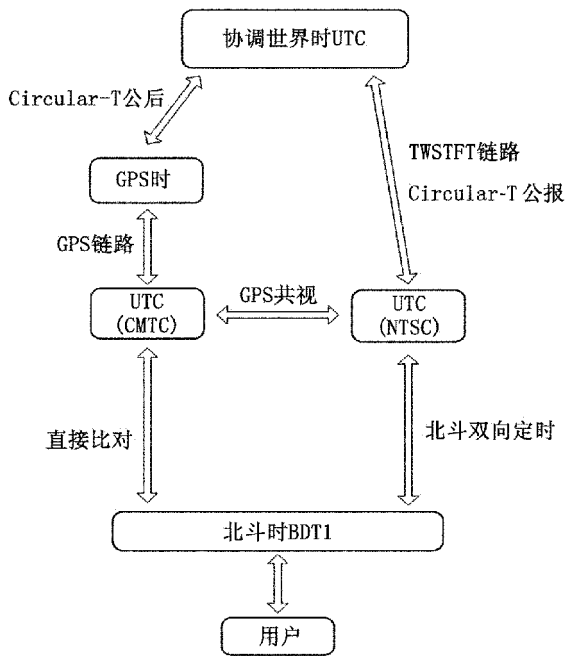


图 1 时间频率溯源 UTC 框图

自 2001 年我国北斗卫星导航试验系统开展卫星单向、双向授时业务以来,不断进行北斗卫星单向、双向共视时间传递的研究和应用。除时频实验室进行方法实验研究外,比较上规模的北斗卫星共视时频传递技术的应用<sup>[6]</sup>,已在各试验场区时频计量系统的相互比测、长河二号系统各导航台之间的时间频率同步以及星地一体化的“XX 网”组合导航系统中多有体现<sup>[7,8]</sup>。他们所用设备都是实验室改造的非专用共视终端,共视比测结果也不如 GPS、GLONASS 卫星理想<sup>[2]</sup>,并且都是基于北斗系统 GEO 卫星共视;对于北斗系统 MEO 卫星和 IGSO 卫星的卫星共视技术还在研究探讨之中。目前由中国科学院国家授时中心主持起草的“北斗卫星共视时

间传递技术规范”仍在编审中<sup>[9]</sup>。

未来一段时间,北斗卫星单向授时终端将被大量使用,授时精度将由 100ns 提升至 50ns,而这些终端进行有效检验、检定、计量的设备的时间精度就必须至少比它们高 3 至 5 倍,即只能允许 30ns 至 10ns 的误差。TWSTFT 技术能够很好地满足该精度需求,但设备费用昂贵,难以普及应用。而基于北斗卫星共视技术的相关设备只需要在单向授时硬件设备基础上做些修改和开发合适的测量、诊断、管理软件,就能满足计量测试的精度要求,具有较大的发展空间和优势。

4 基于 GNSS 卫星共视的时频量值传递

卫星共视技术及其应用,已从单星共视向多星全视、从 GPS 单一系统向 GPS、GLONASS、北斗、GALILEO 多系统(多模式)卫星共视发展,这是应用所需求的精密性、可靠性、完好性决定的,是大势所趋。GNSS 卫星共视(GNSS CV)是一种高精度远程时间频率传递技术,任何用户两两之间按 GNSS CV 标准化程序进行共视观测和数据交换处理,就能获得(10~1)ns 的时间同步精度。如果参与共视比对的两

一是保持国家标准时间或军用标准时间的实验室或计量中心,共视的另一方就与其选定的国家(军用)标准时间或相关参考基准实现了精确时间频率同步。基于上述思路,国家授时中心(NTSC)提出基于 GNSS CV 进行时频计量服务的方法:利用计算机网(或互联网)或其它(保密)通信手段进行数据实时传输和在线处理,快速测定用户钟与 UTC (NTSC)(或某时频中心、计量中心)之间相对钟差,实现用户钟与 UTC (NTSC)高精度时间同步。此方法比对精度高、建设运行费用低、升级维护容易。共视法用户通过互联网登陆共视时间服务系统网站,按规范提交自己的共视观测数据,系统便会自动进行共视数据的比对计算处理,得出用户时钟与国家标准时间的相对偏差,比对结果将通过互联网用户会员中心的形式返回给参与共视比测的用户<sup>[10]</sup>。

国家授时中心的 GNSS CV 精密时间服务系统由主站观测单元、用户观测单元、系统管理单元和数据处理单元四大部分组成,如图 2 所示。其中主站观测单元主要测量 UTC (NTSC)与 GPS 和 GLONASS 卫星钟的时间差;用户端观测单元主要测量本地时间与 GNSS 卫星钟的时间差;系统管理单元主要实现观测数据的获取、IGS 精密星历等产品的定时下载、数据

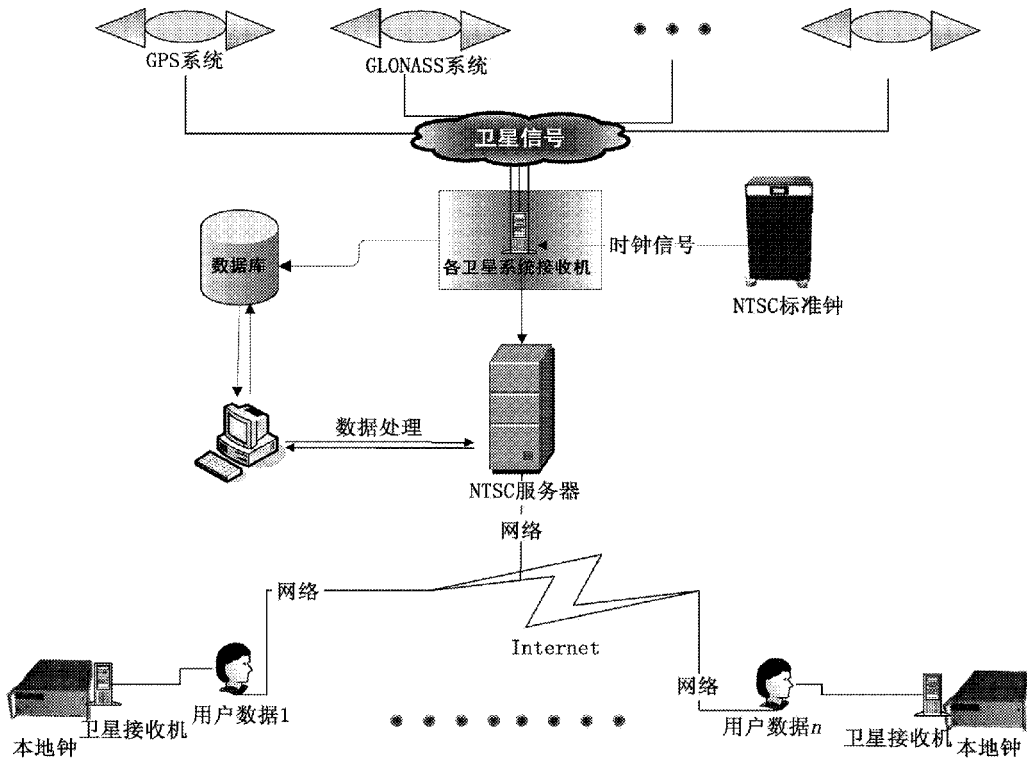


图 2 GNSS CV 精密时频计量服务系统架构图

处理结果的投送等;数据处理单元进行数据预处理和比对数据处理,判断用户提交数据的类别和覆盖时间,并从本地数据库中调取相应的观测数据和 IGS 相关产品进行 GNSS 共视比对计算。

GPS CV 用户、GLONASS CV 用户与 UTC (NTSC) 比对结果分析图分别如图 3、图 4 所示,单位为 ns,图中的表示该用户钟与 UTC (NTSC) 的偏差趋势。北斗时间传递、载波相位时间传递服务正在调试,将陆续开通<sup>[10]</sup>。

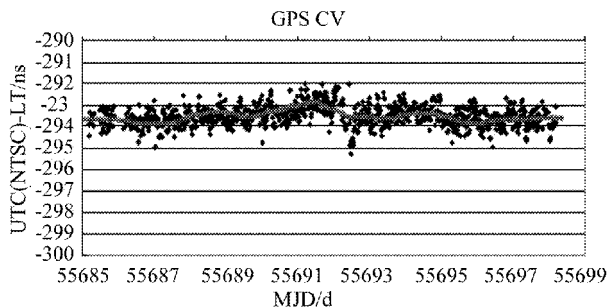


图 3 GPS CV 相对于 UTC(NTSC) 的比对结果图

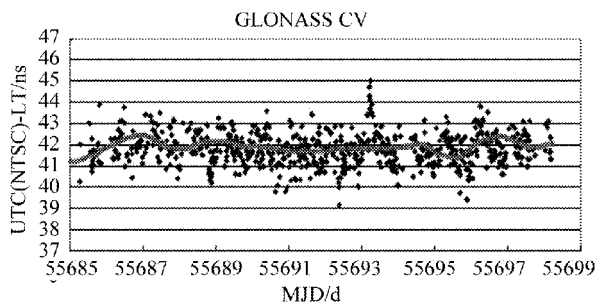


图 4 GLONASS CV 相对于 UTC(NTSC) 的比对结果图

需要指出的是,从基于单一卫星导航系统的卫星共视时频传递向多系统的 GNSS 卫星共视时频传递推进,增加了同时共视的可用卫星数,会提升传递精度及可靠性。与此同时,这种潜在优势可能由于不同卫星导航系统的“坐标参考系统”、“时间参考系统”的差别得不到精密转换参数加以修正而被抵消<sup>[11]</sup>。

## 5 讨论与展望

正如参考文献[2]所披露的,目前国内采用授时/导航技术开发的北斗 RDSS, GPS, GLONASS 共视时间频率量值传递 GNSS 接收机,都是基于 GEO 卫星共视的,采用北斗系统 MEO 卫星和 IGSO 卫星的卫星共视技术将是未来的发展趋势和研究方向。而且对于影响多系统卫星共视时频传递精度的不同

卫星系统间的时间差、坐标系统差以及数据建模处理、判决、管理等问题,也将是今后时频量值传递研究需要解决的难题。

研制既可进行普通 GNSS 单向定时,又可进行 GNSS 共视处理的通用型多模多频 GNSS 共视接收设备,可以实现对精度为 100ns 至 50ns 授时设备的计量检定,满足大多数用户的需求。随着 PPP (Precise Point Positioning) 技术在大地测绘精密定位技术的不断发展,将该技术运用于时间频率量值传递中将会大大提高传递精度。移植 PPP 技术(前端)成果,研制高级 GNSS 共视时频量值传递设备,可以满足高级别时频实验室或计量测试中心对时间同步精度不断增长的需求。这些设备可广泛运用于电力、金融、高速交通用户、广播电视等系统的时间同步,将对国民经济以及综合国力产生积极作用,具有较大的经济效益和社会效益。

## 参考文献

- [1] 王义道. 建设我国独立自主时间频率系统的思考[J]. 宇航计测技术, 2004, 24(1): 1 ~ 10.
- [2] 高玉平等. 多系统(GPS/GLONASS/北斗)时间传递接收机 NTSCGNSS-A 的性能测试[C]. 成都: 2009 全国时间频率学术会议论文集, 2009: 570 ~ 578.
- [3] 江志恒. GPS 全视法时间传递回顾与展望[J]. 宇航计测技术, 2007, 27(Z1): 53 ~ 71.
- [4] 高小珣, 高原, 张爱敏等. 原子时标的现状与发展[C]. 北京: 2011 全国时间频率学术会议, 2011: 246 ~ 248.
- [5] 徐金锋, 刘阳琦, 李硕. 北斗导航试验系统发播 UTC (CMTC) 对用户的影响分析[C]. 北京: 2011 全国时间频率学术会议, 2011: 310 ~ 313.
- [6] 陈洪卿, 陈向东. 北斗卫星导航系统授时应用[J]. 数字通信世界(导航天地), 2011: 54 ~ 58.
- [7] 陈洪卿, 王宏远, 吕彩田等. 北斗长河组合导航伪时差测量与 ASF 修正[J]. 宇航计测技术, 2004, 24(3): 3 ~ 5.
- [8] 严建华, 张洪源, 李文魁等. 北斗卫星共视增强罗兰-C 授时应用[J]. 宇航计测技术, 2009, 29(5): 37 ~ 39.
- [9] 刘娜等. GB《北斗卫星共视时间传递技术规范》的制定及兼容性设计[C]. 上海: 第二届中国卫星导航学术年会(CSNC2011), 2011: 1 ~ 4.
- [10] 刘娜, 程华军, 高玉平. 基于 GNSS CV 精密时间服务系统简介[C]. 北京: 2011 全国时间频率学术会议, 2011: 484 ~ 487.
- [11] 陈洪卿, 王振伟, 高玉平. GPS(系统)时间诠释与思考[C]. 北京: 2011 全国时间频率学术会议, 2011: 388 ~ 391.



# 光电跟踪仪光轴一致性测量装置

史学舜<sup>1</sup> 胡光亮<sup>2</sup> 崔 鹏<sup>1</sup> 王恒飞<sup>1</sup> 陈坤峰<sup>1</sup>

(1. 中国电子科技集团公司第 41 研究所, 青岛 266555;

2. 中国电子科技集团公司第 27 研究所, 郑州 450047)

**摘 要** 设计大口径离轴抛物面镜平行光管光学系统, 研制了基于 CCD 图像采集处理的激光光斑中心坐标提取系统, 研制了基于光栅尺的位移闭环控制系统, 建立了光电跟踪仪光轴一致性参数测量装置。装置可用来测量光电跟踪仪激光发射轴、电视成像系统、红外成像跟踪系统三轴的一致性, 测量不确定度为 0.02mrad。

**关键词** 大口径平行光管 图像处理 光电跟踪仪 光轴一致性

## A Testing Facility for Photoelectric Tracker Optical Axes Boresight

SHI Xue-shun<sup>1</sup> HU Guang-liang<sup>2</sup> CUI Peng<sup>1</sup> WANG Heng-fei<sup>1</sup> CHEN Kun-feng<sup>1</sup>

(1. The 41st Research Institute of CETC, Qingdao 266555;

2. The 27st Research Institute of CETC, Zhengzhou 450047)

**Abstract** The optics system of large aperture parabolic mirror collimator is designed. The laser beam coordinate extraction system based on image acquisition and processing is developed. The displacement close-loop control system based on raster ruler is developed. The testing facility for photoelectric tracker optical axes boresight is implemented. The facility can be used to measure the optical axis boresight between laser, infrared, TV, visual system of photoelectric tracker.

**Key words** Large aperture collimator Image process Photoelectric tracker Optical axes boresight

## 1 引 言

光电跟踪仪主要包括三个光电传感器: 可见光成像跟踪器, 红外成像跟踪器和激光测距仪, 光电跟踪仪的三个光电传感器集成于指向器中。它利用多通道的光谱探测技术发现目标; 利用成像跟踪并定位目标; 利用激光测距, 确定目标距离。光轴的一致性是多光轴系统的一个重要参数, 光电跟踪仪光轴一致性主要是指激光、可见光和红外光学系统的三

轴一致性。关于多光轴光学系统的光轴一致性测量已经有较多文献报道<sup>[1~3]</sup>, 对于测量方法也有以下几种<sup>[4]</sup>, 主要有投影靶板法、激光光轴仪法、五棱镜法, 这些方法各有优缺点, 分别在不同的测量场合得到应用。光电跟踪仪包括可见光、激光、红外多个光学探测系统, 而且指向器的口径大小也各不相同。为了满足对大口径指向器光电跟踪仪的测量, 同时消除色差的影响, 采用大口径离轴抛物面镜平行光管研制了光电跟踪仪光轴一致性测量装置。



## 2 光轴一致性测量的基本依据和装置系统组成

### 2.1 光轴一致性测量的基本依据

光轴之间的夹角是光轴一致性的定量表示,为了说明方便,首先把装置简化,用一个凸透镜测量两条光线夹角  $\theta$  来说明光轴夹角测量,其基本原理如图 1 所示。

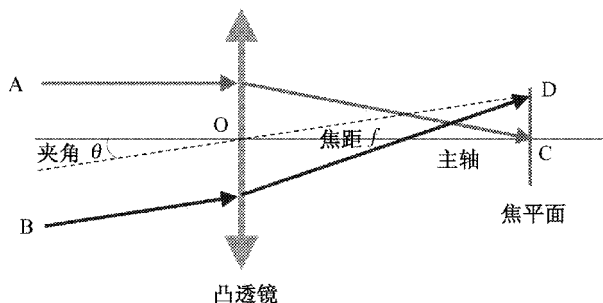


图 1 光轴夹角测量基本原理示意图

图 1 中光线 A 平行于凸透镜的主轴, O 为顶点, C 为焦点, 焦距为  $f$ , 近轴入射的光线 B 与主轴夹角为  $\theta$ 。由几何光学可知, B 光线通过透镜后入射到焦平面的 D 点。测量出 CD 的距离和焦距  $f$ , 从而求得光线 A 和光线 B 的夹角。

$$\theta = \arctan \frac{CD}{f} \quad (1)$$

公式(1)是利用平行光管测量光轴之间夹角的数学模型。

### 2.2 测量装置的系统组成

装置分为可见光与红外、可见光与激光、激光与红外之间的光轴一致性测量, 主要由准直平行光管光学系统、基于光栅尺反馈闭环控制的靶标位移机构、激光光斑和十字中心坐标提取系统、激光衰减片、CCD、计算机等部分组成。其中靶标包括可见光十字分划线和红外十字分划线。测量光路图如图 2 所示。

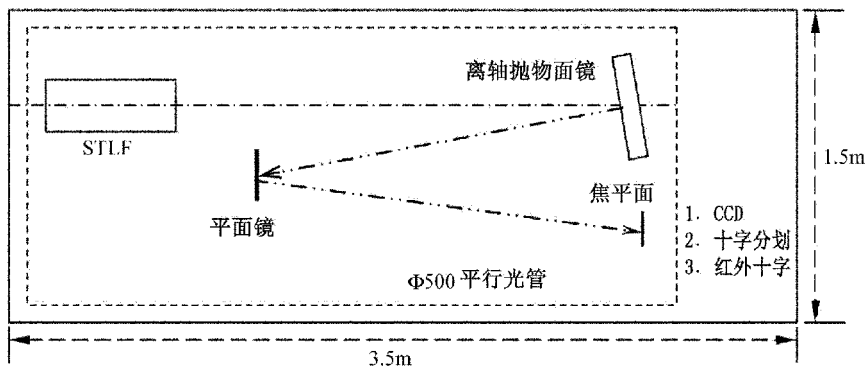


图 2 测量装置光路示意图

#### 2.2.1 准直平行光管光学系统

研制了  $\Phi 500\text{mm}$  大口径平行光管光学系统, 包含离轴抛物面镜、平面镜以及短筒长焦平行光管 (STLF), 其中 STLF 用来标校离轴抛物面镜平行光管。镜面材料采用超低膨胀微晶玻璃 V-02, 是目前膨胀系数最小的无机玻璃材料, 它在外界温度变化时能保证所作的元件形状及尺寸保持高度精确。离轴抛物面镜口径为  $500\text{mm}$ 、厚度  $\geq 65\text{mm}$ 、焦距为  $4998\text{mm}$ 、面型误差  $\text{rms} \leq 1/15\lambda$  ( $\lambda = 0.6328\mu\text{m}$ )、膜层抗激光损伤阈值  $\geq 0.5\text{J}/\text{cm}^2$ 、平面镜面型误差  $\text{pv} \leq 1/8\lambda$  ( $\lambda = 0.6328\mu\text{m}$ )。离轴抛物面镜和平面镜构成的平行光管光学系统的分辨率优于  $0.5''$ 。短筒长焦平行光管是一个折反射系统, 口径为

$300\text{mm}$ , 分辨率为  $0.43''$ , 焦距为  $6\,000\text{mm}$ , 筒长  $1\,200\text{mm}$ 。高斯目镜放大倍数:  $4.2\times$ ; 目镜焦距:  $59\text{mm}$ 。

#### 2.2.2 基于光栅尺反馈闭环控制的靶标位移机构

测量过程中, CCD、可见光十字、红外十字分划线需要在平行光管的靶面上进行切换, 这要确保不同靶标定位精确。为此, 在电控位移平台上加装了光栅尺, 实现位移的闭环控制。主要由步进电机驱动工作位移台、光栅尺、驱动器、电机运动控制卡构成, 靶标位移控制定位准确度为  $1\mu\text{m}$ 。

#### 2.2.3 激光光斑和十字中心坐标提取系统

为了实现自动测量, 需要通过计算机自动提取脉冲激光光斑质心坐标、十字分划中心坐标来计算光轴之间的一致性参数。该部分主要由图像采集

卡、激光衰减片、CCD、相纸、图像处理软件构成。在 CCD 前放置中性密度激光衰减片,避免强激光对 CCD 的损伤。CCD 型号为 MTC-22K9HC,光谱响应范围(400 ~ 1 100) nm。利用图像采集卡提供的二次开发软件包,在 VC++6.0 编程环境中编写了激光光斑质心坐标、十字分划中心坐标提取程序。

激光光斑质心坐标的确定有两种情况:一是用 CCD 接收激光光斑,二是用相纸接收激光光斑。在激光发散角大的情况下,由于激光光斑充满了整个 CCD,所以只能使用相纸接收激光光斑,再通过专门设计的电十字丝来读取光斑质心坐标;在发散角小的情况下,直接用 CCD 接收激光光斑,用图像处理的方法计算激光光斑质心坐标。CCD 采集图像分辨率高、智能化高,缺点是测量的激光光斑大小受光敏面积的限制;相纸记录光敏面积大,但光斑质心坐标提取精度低。为了提高相纸记录光斑质心的提取精度,研制了电十字丝信号发生器来确定光斑尺寸。电十字丝信号发生器对视频信号 52μs 的行正程以 10MHz 采样频率,也就是 0.1μs 的分辨率,一行视频信号分成 520 份。再根据电视摄像机探测器像素分辨率、靶面尺寸、镜头焦距确定十字分划线最小刻度代表的尺寸。

### 3 装置的工作原理和测量过程

装置利用平行光管模拟无穷远的目标,分别通过电视和红外成像系统进行观测,如果目标十字都与成像系统十字重合,则说明其光轴一致。如果不重合,测量出偏差量就可以得到光轴之间的夹角。尽管在不同的场合可以用 CCD 或相纸接收激光光斑,但其工作原理和测量过程基本相同,下面以 CCD 接收激光光斑来介绍装置的工作原理和测量过程。

#### 3.1 电视与激光发射轴一致性

首先确定基准点,通过控制电控平移台,使可见光十字于焦点;调整 STLf,通过高斯目镜观测,使 STLf 的十字分划线与可见光十字重合。调节电控平移台,靶面 CCD 于焦点,打开 STLf 十字后面的照明,CCD 对 STLf 十字成像,采集十字图像,保存图像文件,通过图像处理确定 STLf 十字中心的坐标点 A,该点作为参考基准点。

把被测设备放置于平行光管前,可见光十字分

划线置于焦点;调整被测设备,使电视成像系统的十字分划线与靶标可见光十字重合;然后再次把 CCD 置于焦点,发射激光脉冲,采集靶面 CCD 激光光斑图像,通过图像处理确定光斑中心坐标点 B;根据 A、B 两点的坐标值,计算 AB 两点之间的距离  $d_1$ ,然后  $d_1$  除以焦距得到光轴之间的夹角。

#### 3.2 红外与激光发射轴

调节电控平移台,红外靶标十字置于焦点,调整红外成像设备,使红外成像系统十字分划线与红外靶标十字重合;调节电控平移台,靶面 CCD 置于焦点,发射激光脉冲,采集靶面 CCD 激光光斑图像,通过图像处理确定光斑中心坐标点 C;根据 A、C、两点的坐标值,计算 AC 之间的距离  $d_2$ ,然后  $d_2$  除以焦距得到光轴之间的夹角。

#### 3.3 红外与电视光轴

调节电控平移台,红外靶标十字置于焦点,调整红外成像设备,使红外成像系统十字分划线与红外靶标十字重合;电视成像设备对红外靶标十字成像,通过图像处理确定红外靶标十字中心和电视十字中心之间的距离,得出两个光轴之间的夹角。

## 4 光轴一致性测量实验及不确定度分析

#### 4.1 测量实验

为验证测量装置的性能,以某型光电跟踪试验装置为被测对象进行了光轴一致性的测量实验,被测设备的电视成像系统靶面 CCD 为三分之一英寸,镜头焦距 300mm。以相纸接收激光光斑为例,给出激光发射轴和电视成像系统光轴一致性的一组实验测量数据如表 1 所示。

#### 4.2 装置测量不确定度分析

由光轴夹角的数学模型(1)式,测量装置的不确定度主要由偏差量  $d$  引入。其分量来源及大小详细评定如下<sup>[2]</sup>

1) 抛物面反射镜对无限远轴上物点是等光程的,所有平行于光轴入射的光线均会聚在焦点上,不产生球差。由于衍射限制,弥散斑的大小为爱里斑,爱里斑直径表达式为  $2.44\lambda \cdot \frac{f'}{D}$ ,偏差量  $d_A = \frac{1}{2} \times 2.44\lambda$

$\cdot \frac{f'}{D} = 0.006 \text{ mm}$ 。假设服从均匀分布,B 类评定标

准不确定度:  $u(d_A) = d_A / \sqrt{3} = 0.003 \text{ 522 mm}$ 。

表 1 激光发射轴与电视轴一致性参数测量值

测量次数	光斑刻度(格)		水平方向夹角(mrad)	光斑刻度(格)		垂直方向夹角(mrad)
	X 轴正方向	X 轴负方向		Y 轴正方向	Y 轴负方向	
1	24	26	0.03	26	24	0.04
2	24	26	0.03	26	24	0.04
3	24	26	0.03	26	24	0.04
4	24	26	0.03	26	24	0.04
5	24	26	0.03	26	24	0.04
6	24	26	0.03	26	24	0.04
平均值			0.03			0.04

2)轴外物点存在着彗差和像散,当孔径光阑在焦平面上时,弧矢彗差角弥散  $\theta_H = 0.0625 \times \omega \times (F \text{ 数})^{-2}$ ,  $\omega$  为半视场角,  $F$  数  $= f'/D = 10$ , 如十字分划板的半高为 5mm,  $\omega = 5/4998 = 0.001$ ,  $\theta_H = 0.0625 \times 0.001 \times 0.01 = 0.000625\text{mrad}$ , 偏差量  $d_H = 0.003125\text{mm}$ , 假设服从均匀分布, B 类评定标准不确定度:  $u(d_H) = d_H/\sqrt{3}$ 。

3)加工误差造成一定的像差,引起光学系统存在一定的光线平行差。离轴抛物面镜加工允许误差为  $1/5\lambda$ , 反射镜的面形加工允差  $1/8\lambda$ , 两个面形误差为  $0.23\lambda$ 。近轴波像差与几何像差的关系为<sup>[5]</sup>:  $\Delta\omega = \frac{1}{2}u^2LA$ , 其中  $\Delta\omega$  为波像差,  $u$  为光学系统的孔径角,  $LA$  为光学系统的球差。镜面的面形误差对光程将产生 2 倍影响, 也就是离轴抛物面镜和平面镜的总面形差为  $0.46\lambda$ 。有光学零件造成的波像差  $\Delta\omega = 0.46\lambda$ , 把  $\Delta\omega, u = \frac{D}{2f'} = 0.05$ , 代入, 得  $LA = \frac{2\Delta\omega}{u^2} = \frac{2 \times 0.46 \times 0.0005}{(0.05)^2} = 0.184\text{mm}$ , 偏差量  $d_s = LA \cdot u = 0.0092\text{mm}$ , 假设服从均匀分布, B 类评定标准不确定度:  $u(d_s) = d_s/\sqrt{3}$ 。

4)靶标位置  $d_B$  引入的不确定度,包括位移精度和离焦。靶标闭环控制估计引入的偏差量为 0.01

mm,估计离焦为 0.01mm,估计两者总体为  $\pm 0.02\text{mm}$ ,假设服从均匀分布, B 类评定标准不确定度:  $u(d_B) = d_B/\sqrt{3} = 0.02/\sqrt{3}\text{mm}$ 。

5)靶面 CCD 像元量化引入的不确定度,一个像元 0.013mm,由于是图像两侧分别读数,所以估计误差为 2 个像元,偏差量  $d_C = \pm 0.026\text{mm}$ ,假设服从均匀分布, B 类评定标准不确定度:  $u(d_C) = d_C/\sqrt{3} = 0.026/\sqrt{3}\text{mm}$ 。

6)图像采集引入了一定的不确定度,估计为 4 个像元的位置偏差,  $d_Q = \pm 0.052\text{mm}$ ,假设服从均匀分布, B 类评定标准不确定度:  $u(d_Q) = d_Q/\sqrt{3} = 0.026/\sqrt{3}\text{mm}$ 。

7)视频图像显示系统引入的不确定度,估计为 4 像元的位置偏差,  $d_D = \pm 0.026\text{mm}$ ,假设服从均匀分布, B 类评定标准不确定度:  $u(d_D) = d_D/\sqrt{3} = 0.026/\sqrt{3}\text{mm}$ 。

8)十字丝读数引入的位置偏差估计为 2 个刻度,最大为俯仰的刻度  $d_0 = 2 \times \frac{3.6}{288} = 0.025$ ,假设服从均匀分布, B 类评定标准不确定度:  $u(d_0) = d_0/\sqrt{3} = 0.025/\sqrt{3}\text{mm}$ 。

9)十字丝刻度准确性引入的不确定度,由十字丝校准证书可知,不确定度为 0.5%。

$$u(d) = \sqrt{u^2(d_\lambda) + u^2(d_H) + u^2(d_s) + u^2(d_C) + u^2(d_B) + u^2(d_Q) + u^2(d_D) + u^2(d_z)} = 0.032\text{mm} \quad (2)$$

由于光学系统焦距为 5000mm,所以光轴夹角合成  $u(\theta) = 0.007\text{mrad}$ ,取  $k = 2$ ,则扩展不确定度为

$U = 0.02\text{mrad}$ 。  
(下转第 21 页)

# 噪声源校准方法及不确定度分析

张希富 张 强

( 电子科技集团 41 研究所, 青岛 266555 )

**摘 要** 噪声系数测量的一个关键指标就是测量不确定度, 测量时所用的噪声源是引起噪声系数测量不确定度的一个明显因素。噪声源的精确校准可以有效地降低噪声系数的测量不确定度, 因此它是获得高质量的噪声系数测量的关键因素。介绍了两种对微波和毫米波噪声源超噪比进行校准的方法, 分别是 Y 因子法和增益法, 并全面分析了引起校准不确定度的因素。

**关键词** 噪声源 超噪比 校准方法 测量不确定度

## The Analysis of the Measurement Method and the Measurement Uncertainty for Noise Source

ZHANG Xi-fu ZHANG Qiang

( Opto-electronic Primary Calibration Laboratory Hua Dong Institute of E. M. I., Qingdao 266555 )

**Abstract** One of the key performance parameters for noise figure is the level of measurement uncertainty. A significant contributor to this is the uncertainty surrounding the noise source used when measuring noise figure on the device. Accurate noise source calibration is critical to minimizing noise figure uncertainty, and thus a critical factor for obtaining quality noise figure measurement. In this paper, two methods of Y-Factor and Gain are introduced to measure the microwave and millimeter-wave noise source, and the measurement uncertainties are also studied.

**Key words** Noise source Excess noise ratio Calibration method Measurement uncertainty

## 1 引 言

为满足科研生产测试的急需, 本文作者结合自己对噪声系数基本原理的理解, 在参阅国内外文献资料的基础上, 提出了对微波和毫米波噪声源的校准方法。采用 Agilent N2002A 噪声源测试装置, 以 N8975A 或 AV3984 噪声系数分析仪作为接收机, 与经过一级校准的参考噪声源进行对比测试, 对国内

研制或在用的 10MHz ~ 26. 5GHz 噪声源进行溯源校准。该方法的基本原理是利用噪声系数与 Y 因子的关系, 因此也称为 Y 因子法<sup>[1]</sup>; 采用自制的毫米波隔离器或定向耦合器, 以 AV3985 毫米波噪声系数分析仪作为接收机, 与通过一级参考噪声源校准、检定的参考噪声源进行对比测试, 可实现 10MHz ~ 40GHz 的噪声源校准。该方法的基本原理是利用等效噪声温度与增益的关系, 因此也称为增



益法。以上两种方法操作简单,测量速度快,测量准确度高,可以自动测试,方便地实现噪声源的室内校准。

同时针对该校准方法,本文对引起噪声源校准不确定度的因素进行了全面的分析。对噪声源输出端口和接收机输入端口的驻波比指标,采用矢量网络分析进行测试,完全满足噪声源技术指标的要求。

## 2 微波噪声源超噪比校准

微波噪声源的超噪比校准系统的硬件组成包括:AV3984(或 N8975A)噪声系数分析仪、N2002A 噪声源测试装置、11713A 衰减器/开关驱动器、参考噪声源、E8363C 矢量网络分析仪及外控机。系统连接如图 1 所示。

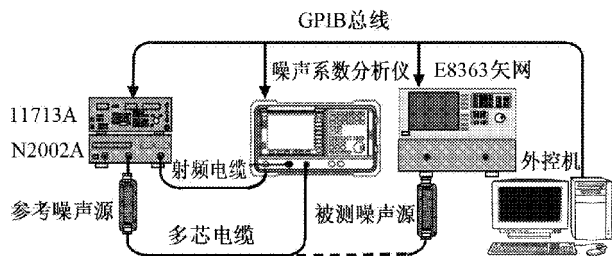


图 1 微波噪声源超噪比校准框图

对噪声源输出端口反射系数、参考噪声源输出端口反射系数以及 Agilent N2002A 输入端口反射系数的测试采用 E8363C 矢量网络分析仪,可满足噪声源校准不确定度指标的测试。

Agilent N2002A 噪声源测试装置是一台独立的仪器,在执行噪声源校准时,N2002A 置于参考噪声源(或被校噪声源)和接收机之间,为噪声源和测量接收机提供了良好的隔离,改善了测量接收机输入端口的阻抗匹配,极大地减小了噪声源输出功率在噪声源和接收机之间的来回反射,提高测量结果的重复性,从而减小测量不确定度。

用 N2002A 噪声源校准装置对被测噪声源进行校准的理论是基于被测件的等效噪声温度不随测试系统外接噪声源的变化而变化<sup>[2]</sup>。

按上述框图将系统连接好,开机预热测试系统,参考噪声源和被测噪声源都必须达到热平衡状态

(噪声源超噪比的校准通常是在参考噪声源的标称频率点上进行的,在这些频率点上,参考噪声源的超噪比是已知的,记为  $ENR_{\text{标}}$ 。)

### 2.1 测试步骤

1) 设置噪声仪的频率为参考噪声源的标称频率点 10MHz、100MHz 和 1GHz 以上频率步进为 1GHz,噪声仪采用列表扫描方式设置校准频率点,显示为 Y 因子线性方式;

2) 记下各个校准频率点的 Y 因子,记为  $Y_1$ ;

3) 将参考噪声源取下,换上被测噪声源,重复步骤(1)、(2),记下测得的 Y 因子,记为  $Y_2$ ;被测噪声源的超噪比可按公式(1)计算;

$$ENR_{\text{测lin}} = \frac{(Y_2 - 1) \cdot ENR_{\text{标lin}}}{Y_1 - 1} \quad [4] \quad (1)$$

4) 噪声源的端口驻波比及噪声源测试装置的输入端口驻波比可用 E8363C 矢量网络分析仪进行测试。

### 2.2 不确定度分析

引起测量不确定度的一些因素可以被最大限度地减小,但无法被消除,因此测量不确定度的定量分析就显得尤为重要。

由公式(1)可以看出,测试不确定度主要由三个方面引起:  $Y_1$  的测量不确定度;  $Y_2$  的测量不确定度;参考噪声源超噪比的不确定度。

对公式(1)进行全微分得到

$$\begin{aligned} \partial ENR_{\text{测lin}} = & \frac{ENR_{\text{标lin}} \cdot \partial Y_2}{Y_1 - 1} - \frac{(Y_2 - 1) ENR_{\text{标lin}} \cdot \partial Y_1}{(Y_1 - 1)^2} \\ & + \frac{Y_2 - 1}{Y_1 - 1} \partial ENR_{\text{标lin}} \end{aligned} \quad (2)$$

由于 Y 因子的测试不确定度和参考噪声源输出超噪比的不确定度一般用 dB 表示,因此通过公式(3)将线性值向 dB 值转换

$$\partial \log_a x = \frac{1}{x \ln a} \partial x \quad (3)$$

$$\partial ENR(\text{lin}) = \frac{ENR(\text{lin}) \partial ENR_{\text{dB}}}{4.34} \quad (4)$$

$$\partial Y(\text{lin}) = \frac{Y(\text{lin}) \partial Y_{\text{dB}}}{4.34} \quad (5)$$

公式(2)也可以用公式(6)表示



$$\frac{ENR_{(测lin)} \partial ENR_{测dB}}{4.34} = \frac{ENR_{标lin} \cdot Y_2}{4.34(Y_1 - 1)} \partial Y_{2dB} -$$
$$\frac{(Y_2 - 1) ENR_{标lin} \cdot Y_1}{4.34(Y_1 - 1)^2} \partial Y_{1dB} +$$
$$\frac{(Y_2 - 1) ENR_{标lin}}{4.34(Y_1 - 1)} \partial ENR_{标dB} \quad (6)$$

整理可得

$$\partial ENR_{测dB} = \frac{10^{\frac{ENR_{标}}{10}} \cdot Y_2 \partial Y_{2dB}}{10^{\frac{ENR_{测}}{10}} (Y_1 - 1)} -$$
$$\frac{(Y_2 - 1) 10^{\frac{ENR_{标}}{10}} \cdot Y_1 \partial Y_{1dB}}{10^{\frac{ENR_{测}}{10}} (Y_1 - 1)^2} +$$
$$\frac{(Y_2 - 1) \cdot 10^{\frac{ENR_{标}}{10}}}{10^{\frac{ENR_{测}}{10}} (Y_1 - 1)} \partial ENR_{标dB} \quad (7)$$

式中： $ENR$ ——噪声源超噪比的 dB 值； $Y$ ——线性值。

对三个误差项具体分析如下

1)  $\delta Y_{1dB}$  : 在本测试方法中  $Y$  因子的不确定度

主要包括噪声系数分析仪 N8975A 的  $Y$  因子测量不确定度  $\delta_Y$ 、参考噪声源和 N2002A 端口的失配  $\delta_{-N2002A}$ 、 $\delta Y_{1dB}$  的测量不确定度可由公式(8)表示。

$$\delta Y_{1dB} = [(\delta_{标-N2002A})^2 + (\delta_Y)^2]^{0.5} \quad [3] \quad (8)$$

2)  $\delta Y_{2dB}$  :  $\delta Y_{2dB}$  主要包括噪声系数分析仪 N8975A 的  $Y$  因子测量不确定度  $\delta_Y$ 、待测噪声源和 N2002A 端口的失配  $\delta_{DUT-N2002A}$ 、 $\delta Y_{2dB}$  的测量不确定度可由公式(9)表示。

$$\delta Y_{2dB} = [(\delta_{DUT-N2002A})^2 + (\delta_Y)^2]^{0.5} \quad [3] \quad (9)$$

N8975A 的  $Y$  因子抖动引入的测量不确定度小于 0.1dB,端口间失配误差可按表 1 方法进行计算。选取正向失配误差  $a_+$  和负向失配误差  $a_-$  中绝对值较大的作为端口之间的失配误差  $a$ ,失配误差在测量统计中服从反正弦分布,其实验标准偏差  $\delta = a/\sqrt{2}$ 。表 1 中被测噪声源反射系数  $\Gamma_{DUT}$  可以直接使用矢量网络分析仪测量得到,N2002A 输入端口的反射系数  $\Gamma_{N2002A}$  和参考噪声源的反射系数  $\Gamma_{标}$  可通过溯源到由上级计量机构得到。

表 1 微波噪声源校准失配引起的不确定度

失配标准偏差 (dB)	负向失配误差 $a_-$ (dB)	正向失配误差 $a_+$ (dB)
$\delta_{DUT-N2002A} = a_{DUT-N2002A} / \sqrt{2}$	$-20\log  1 - \Gamma_{DUT} \Gamma_{N2002A} $	$20\log  1 + \Gamma_{DUT} \Gamma_{N2002A} $
$\delta_{标-N2002A} = a_{标-N2002A} / \sqrt{2}$	$-20\log  1 - \Gamma_{标} \Gamma_{N2002A} $	$20\log  1 + \Gamma_{标} \Gamma_{N2002A} $

3) 参考噪声源超噪比的不确定度  $\delta ENR_{1dB}$  <sup>[4]</sup> : 参考噪声源的超噪比不确定度由上级计量机构进行校准、检定后提供。

计算整个测试不确定度的方法有很多种,均方

根法(RSS)最为简单,均方根法一般使用线性值,在此处为了使计算方便我们将线性值转换为 dB 值,其造成的误差非常小可忽略。整个均方根测试不确定度为

$$RSS_U = \left\{ \left[ \frac{10^{\frac{ENR_1}{10}} \cdot Y_2 \partial Y_{2dB}}{10^{\frac{ENR_{测}}{10}} (Y_1 - 1)} \right]^2 + \left[ \frac{(Y_2 - 1) 10^{\frac{ENR_1}{10}} \cdot Y_1 \partial Y_{1dB}}{10^{\frac{ENR_{测}}{10}} (Y_1 - 1)} \right]^2 + \left[ \frac{(Y_2 - 1) 10^{\frac{ENR_1}{10}} \cdot \partial ENR_{dB}}{10^{\frac{ENR_{测}}{10}} (Y_1 - 1)} \right]^2 \right\}^{0.5} \quad (10)$$

采用 N2002A 噪声源校准装置对 10MHz ~ 26.5GHz 的噪声源进行测试的方法,测试速度快,精度高。N2002A 的输入端口驻波比、N8975A 的  $Y$  因子测量不确定度都比较小,所以该方法可以极大地减小测试系统不确定度(优于 0.15dB)。由参考噪声源超噪比引入的不确定度在噪声源超噪比的

校准不确定度中占很大比例,由于参考噪声源的校准不确定度较小,因此用该方法对噪声源进行超噪比较准完全可满足计量、科研、生产对 ENR 不确定度的要求。同时,为减小被测噪声源超噪比较准不确定度,最好选用和被测噪声源型号相同的参考噪声源。

### 3 毫米波噪声源超噪比校准

毫米波噪声源的超噪比校准系统的硬件组成包

括:AV3985 毫米波噪声系数分析仪、毫米波程控机械开关、参考噪声源、E8363C 矢量网络分析仪及外控机。超噪比校准测试系统搭建连接图如图 2 所示。

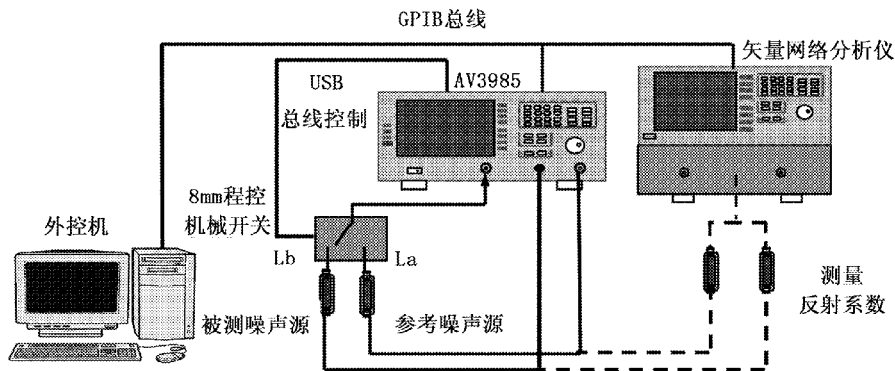


图2 毫米波噪声源超噪比校准框图

毫米波智能噪声源超噪比的校准方法是基于AV3985毫米波噪声系数分析仪的增益测量功能,利用AV3985毫米波噪声系数分析仪双噪声源开关驱动能力,同时驱动标准普通噪声源和被测智能噪声源。自主开发的具有USB接口功能的程控机械开关,通过AV3985的USB接口完成主机对参考噪声源和被测噪声源的短时分次切换,这样实现的对比测量减少了测量过程的频繁连接,最大程度上减小了测试系统因温度漂移以及连接状态等因素引入的不确定度。利用矢量网络分析仪完成对各个测试端口的反射系数测量,来计算并输出校准不确定度数据,此测试方法的等效原理图如图3所示。

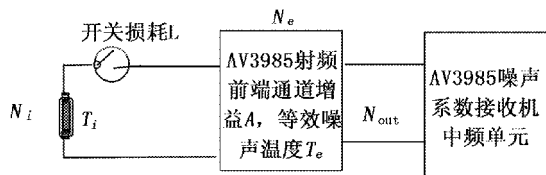


图3 测试系统等效原理图

AV3985接收到的噪声功率为

$$N_{out} = A(N_i + N_e) = Ak(T_i + T_e)B = AkT_iB + AkT_eB \quad (11)$$

式中:  $T_i$ ——噪声源的等效输出噪声温度;  $T_e$ ——二端口网络等效输入噪声温度。

#### 3.1 测试步骤

1) 将待测噪声源和参考噪声源同时接入图2测试系统,此时参考噪声源通道记为A的开关损耗  $L_a$ ,被测噪声源的通道记为B的开关损耗  $L_b$ 。

$L_a, L_b$ 是开关衰减量的线性值,是大于1的一个数值,  $L_{lin} = 10^{\frac{L(dB)}{10}}$ 。

2) 按照校准频率点设置列表扫描模式,连接参考噪声源(普通噪声源驱动)。

参考噪声源打开时,AV3985接收的噪声功率

$$N_{1out}^{on} = \frac{A}{L_a}kB(T_{标} + T_e) \quad (12)$$

参考噪声源关闭时,AV3985接收的噪声功率

$$N_{1out}^{off} = \frac{A}{L_a}kB(T_{off} + T_e) \quad (13)$$

式中:  $T_{标}$ ——参考噪声源源开时的噪声温度;  $T_{off}$ ——噪声源关闭时的噪声温度,一般为室温。

3) 打开待测噪声源驱动(智能噪声源驱动),对被测噪声源进行测试,则以下噪声输出功率将被AV3985测试得到。

被测噪声源打开时,AV3985接收的噪声功率

$$N_{2out}^{on} = \frac{A}{L_b}kB(T_{测} + T_e) \quad (14)$$

被测噪声源关闭时,AV3985接收的噪声功率

$$N_{2out}^{off} = \frac{A}{L_b}kB(T_{off} + T_e) \quad (15)$$

式中:  $T_{\text{测}}$ ——被测噪声源的等效噪声温度。

AV3985 将会自动根据存储值和测试值计算在该连接方式下的被测噪声源相对参考噪声源的通道增益  $G_1$

$$G_1 = \frac{N_{2\text{out}}^{\text{on}} - N_{2\text{out}}^{\text{off}}}{N_{1\text{out}}^{\text{on}} - N_{1\text{out}}^{\text{off}}} = \frac{L_a(T_{\text{测}} - T_{\text{off}})}{L_b(T_{\text{标}} - T_{\text{off}})} \quad (16)$$

4) 将毫米波机械开关反转连接, 这样可以移除开关通道不对称性带来的测量误差, 重复测量步骤(1)至步骤(3), 则参考噪声源通道的开关损耗  $L_b$ , 被测噪声源通道的开关损耗  $L_a$ 。计算出开关反转连接后被测噪声源相对参考噪声源的通道增益  $G_2$  为

$$G_2 = \frac{N_{2\text{out}}^{\text{on}} - N_{2\text{out}}^{\text{off}}}{N_{1\text{out}}^{\text{on}} - N_{1\text{out}}^{\text{off}}} = \frac{L_b(T_{\text{测}} - T_{\text{off}})}{L_a(T_{\text{标}} - T_{\text{off}})} \quad (17)$$

根据公式(10)和公式(11)可以得到

$$\frac{T_{\text{测}} - T_{\text{off}}}{T_{\text{标}} - T_{\text{off}}} = \sqrt{G_1 G_2} \quad (18)$$

$$T_{\text{测}} = \sqrt{G_1 G_2} (T_{\text{标}} - T_{\text{off}}) + T_{\text{off}} \quad (19)$$

噪声源输出噪声功率一般采用超噪比的表示方法, 参考噪声源超噪比  $ENR_{\text{标dB}}$  由上级计量机构给出, 噪声源的超噪比与等效输出噪声温度  $T$  关系式如下

$$ENR_{\text{dB}} = 10 \log \frac{T - T_{\text{off}}}{T_0} \quad (20)$$

式中:  $T_0$ ——标准噪声温度 290K。

所以

$$ENR_{\text{dB}} = 10 \log \sqrt{G_1 G_2} 10^{\frac{ENR_{\text{dB}}}{10}} \quad (21)$$

或

$$ENR_{\text{dB}} = ENR_{\text{dB}} + 10 \log \sqrt{G_1 G_2} \quad (22)$$

5) 将 AV3985 接收机设置为参考噪声源下一个标定超噪比的频率点, 重复以上测量过程, 计算待测噪声源相应的超噪比数值; 直至所有标定超噪比的频率点测量完毕, 同时噪声源的端口驻波比可以通过矢量网络分析仪测量得到。

### 3.2 不确定度分析

由公式(12)可以看出, 测试不确定度主要由三个方面引起: 1) 增益测试的不确定度; 2) 参考噪声源超噪比的不确定度; 3) 室温变化的不确定度。对公式(12)进行全微分得

$$\delta T_{\text{测}} = (T_{\text{标}} - T_{\text{off}}) \frac{G_1 \delta G_2 + G_2 \delta G_1}{2 \sqrt{G_1 G_2}} + \sqrt{G_1 G_2} \delta T_{\text{标}} + (1 - \sqrt{G_1 G_2}) \delta T_{\text{off}} \quad (23)$$

式中:  $\delta T_{\text{测}}$ ——被测噪声源等效噪声温度的不确定度;  $\delta T_{\text{标}}$ ——参考噪声源等效噪声温度的不确定度, 一般由生产厂家给出;  $\delta G_1$  和  $\delta G_2$ ——增益测量不确定度;  $\delta T_{\text{off}}$ ——测试过程中, 室温变化带来的测试不确定度。

由于增益  $G$  的测试不确定度和参考噪声源输出超噪比不确定度一般用 dB 表示, 因此通过公式(24)将线性值向 dB 值转换。

$$\delta \log_a x = \frac{1}{x \ln a} \delta x \quad (24)$$

可得

$$\delta G = \frac{G \delta G_{\text{dB}}}{4.34} \quad (25)$$

$$\delta T_{\text{标}} = \frac{(T_{\text{标}} - T_{\text{off}}) \delta ENR_{\text{标dB}}}{4.34} \quad (26)$$

$$\delta T_{\text{测}} = \frac{(T_{\text{测}} - T_{\text{off}}) \delta ENR_{\text{测dB}}}{4.34} \quad (27)$$

整理式(24)至式(27)可得

$$\delta ENR_{\text{测dB}} = \frac{(T_{\text{标}} - T_{\text{off}})}{(T_{\text{测}} - T_{\text{off}})} \sqrt{G_1 G_2} \left[ \frac{1}{2} (\delta G_1 + \delta G_2)_{\text{dB}} + \delta ENR_{\text{标dB}} \right] + \frac{4.34}{(T_{\text{测}} - T_{\text{off}})} (1 - \sqrt{G_1 G_2}) \delta T_{\text{off}} \quad (28)$$

对三个误差项具体分析如下。

1) 增益  $G_1$  的测试不确定度  $\delta G_1$  (dB)

增益  $G_1$  的测试不确定度主要由 AV3985 毫米波噪声系数分析仪的增益测试不确定度  $\delta_{\text{Instrument-Gain}}$ , 参考噪声源和机械开关端口 A 之间的失配误差  $\delta_{\text{标-A}}$ , 待测噪声源和机械开关端口 B 之间的失配误差  $\delta_{\text{测-B}}$  引起, 增益  $G_1$  的测试不确定度可由式(29)表示。

$$\delta G_1(\text{dB}) = [(\delta_{\text{标-A}})^2 + (\delta_{\text{测-B}})^2 + (\delta_{\text{Instrument-Gain}})^2]^{0.5} \quad (29)$$

2) 增益  $G_2$  的测试不确定度  $\delta G_2$  (dB)

增益  $G_2$  的测试不确定度主要由 AV3985 毫米

波噪声系数分析仪的增益测试不确定度  $\delta_{\text{Instrument-Gain}}$  , 参考噪声源和机械开关端口 B 之间的失配误差  $\delta_{\text{标-B}}$  , 待测噪声源和机械开关端口 A 之间的失配误差  $\delta_{\text{测-A}}$  引起, 增益测试的不确定度可式 (30) 表示。

$$\delta G_2(\text{dB}) = [(\delta_{\text{标-B}})^2 + (\delta_{\text{测-A}})^2 + (\delta_{\text{Instrument-Gain}})^2]^{0.5}$$

(30)

在此特殊说明: 噪声源的失配误差有两种情况, 分别在噪声源开、关(即热态和冷态)。由于噪声源输出噪声功率很小, 端口匹配很好, 冷态和热态情况下的阻抗匹配差别较小, 因此失配误差按照热态时的失配情况计算。

AV3985 毫米波噪声系数分析仪的增益测试不确定度实测值小于 0.17dB(参见 AV3985 产品用户手册), 端口间失配误差可按表 2 方法进行计算, 选取正不确定度和负不确定度中较大值作为端口间失配误差。表 2 中被测噪声源反射系数  $\Gamma_{\text{测}}$  , 机械开关端口 A 反射系数  $\Gamma_{\text{A}}$  、端口 B 反射系数  $\Gamma_{\text{B}}$  , 可由 E8363C 矢量网络分析仪测试得到, 参考噪声源反射系数  $\Gamma_{\text{标}}$  由生产厂家给出, 也可以通过 E8363C 矢量网络分析仪测试得到。

$$\delta ENR_{\text{测RSS}} = \left\{ \left[ \frac{\sqrt{G_1 G_2} (T_{\text{标}} - T_{\text{off}})}{(T_{\text{测}} - T_{\text{off}})} \right]^2 \times \left[ \left( \frac{\delta G_1}{2} + \frac{\delta G_2}{2} \right)^2 + (\delta ENR_{\text{标}})^2 \right] + \left[ \frac{4.34(1 - \sqrt{G_1 G_2})}{(T_{\text{测}} - T_{\text{off}})} \delta T_{\text{off}} \right]^2 \right\}^{0.5}$$

(31)

4 影响噪声源超噪比较准的主要不确定度来源

噪声源输出噪声功率较低, 许多因素都会影响噪声源超噪比的测试, 为减小测试的不确定度, 应注意以下几个方面的问题。

4.1 抖动带来的测试不确定度

由于噪声的随机性, 使噪声测量都有一定的不稳定性, 即抖动, 抖动量与被测器件和测试系统有关。可采用多次测量取平均值的方法来减小抖动, 但平均次数越多, 则测试时间越长, 因此平均次数的选取与测试时间之间应有一个折衷。对  $N$  次测量进行平均, 可以将抖动减小到  $\frac{1}{\sqrt{N}}$ 。当接收机带宽变窄, 抖动则变大, 若要获得同样水平的抖动, 则接收机带宽变窄多少倍, 平均次数就应该增加多少倍。

表 2 毫米波噪声源校准失配引起的不确定度

失配标准偏差 (dB)	负向失配误差 $a_{-}$ (dB)	正向失配误差 $a_{+}$ (dB)
$\delta_{\text{测-A}} = a_{\text{测-A}} / \sqrt{2}$	$-20\lg(1 - \Gamma_{\text{测}} \Gamma_{\text{A}})$	$20\lg(1 + \Gamma_{\text{测}} \Gamma_{\text{A}})$
$\delta_{\text{标-A}} = a_{\text{标-A}} / \sqrt{2}$	$-20\lg(1 - \Gamma_{\text{标}} \Gamma_{\text{A}})$	$20\lg(1 + \Gamma_{\text{标}} \Gamma_{\text{A}})$
$\delta_{\text{测-B}} = a_{\text{测-B}} / \sqrt{2}$	$-20\lg(1 - \Gamma_{\text{测}} \Gamma_{\text{B}})$	$20\lg(1 + \Gamma_{\text{测}} \Gamma_{\text{B}})$
$\delta_{\text{标-B}} = a_{\text{标-B}} / \sqrt{2}$	$-20\lg(1 - \Gamma_{\text{标}} \Gamma_{\text{B}})$	$20\lg(1 + \Gamma_{\text{标}} \Gamma_{\text{B}})$

3) 参考噪声源超噪比的不确定度  $\delta ENR_{\text{标dB}}$

参考噪声源超噪比不确定度随噪声源的超噪比数值由厂家一起提供。

4) 室温引起的测试不确定度  $\delta T_{\text{off}}$

室温误差主要包括温度计的误差和室温变化引起的误差, 测试过程中室温变化一般很小, 采用分辨力为 0.5℃ 分辨力的温度计测量, 室温引起的测试不确定度  $\delta T_{\text{off}}$  可控制在  $\pm 1^{\circ}\text{C}$  以内。

用均方根法 (RSS) 计算整个测试不确定度, 整个均方根测试不确定度见公式 (31)。

4.2 器件之间失配所带来的测试不确定度

任何器件的失配都会导致功率的反射, 引起测试误差。测试系统的失配主要为: 参考噪声源和 N2002A 或机械开关之间的失配、待测噪声源和 N2002A 或机械开关之间的失配。所有失配所引起的测试误差矢量相加, 影响整个测试系统的不确定度。器件失配引起的测试误差是无法消除的, 只能通过提高测试系统中器件端口匹配程度, 尽量减小失配引入的误差。

4.3 环境温度的变化引起的不确定度

为减小环境温度的变化带来的测量不确定度, 在进行噪声源超噪比的测试时, 要求在恒定的环境温度下进行。由于本文所述的测量方法采用的逐点比对的测量方法, 所以由于环境温度的变化对测量结果的影响可以忽略不计。



## 5 结束语

### 参考文献

上述介绍的两种噪声源超噪比较准方法适用于噪声源的二级比对校准,同样适用于波导端口的噪声源,在外接混频器的情况下,频率范围可以扩展到 110GHz。系统配置要求低、方法简单、适用范围广,可用于二级计量部门进行量值传递和噪声源生产部门超噪比较准等方面的工作。

- [1] 董建涛. Y-因子算法与噪声系数不确定度分析[J]. 国外电子测试技术, 2009, 03: 36 ~ 38.
- [2] 国防科工委科技与质量司组织编写. 无线电电子学计量(上册)[M]. 北京: 原子能出版社, 2002: 75 ~ 87.
- [3] 总装备部司令部通信局. 现代通信测量仪器[M]. 北京: 军事科学出版社, 1999: 13 ~ 158.
- [4] 国防科工委科技与质量司组织编写. 计量技术基础[M]. 北京: 原子能出版社, 2002: 284 ~ 306.

## 《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



# 空间载荷地面检测设备的安全性设计研究

王 帅 高明辉 王文华

(中国科学院长春光学精密机械与物理研究所,长春 130033)

**摘 要** 空间载荷的研制过程离不开地面检测设备的支持。本文结合空间载荷研制的工程实际需要,对其研制过程中必不可少的地面检测提出了一种安全保障性设计,旨在保障空间载荷在地面检测过程中的安全性。在硬件上采用一种 IC 读卡器实现对相关研制人员的地面检测操作权限的审核,之后对通过权限操控载荷的人员的所有操作以日志文件的形式记录下来,并会对每一个操作的合法性进行判断,屏蔽任何的异常误操作同时发出报警信息,能够有效地保护空间载荷的安全。这种地面检测的安全保障性设计能够防范研制人员的人为失误给载荷造成的损害,使所有地面检测操作处于可控状态。

**关键词** 空间载荷 操作合法性 操作权限 误操作屏蔽 操作日志

## The Design of Test Equipment on-ground to Assure Manipulation Security of Payload

WANG Shuai GAO Ming-hui WANG Wen-hua

(Changchun Institute of Optics Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033)

**Abstract** In the process of space payload development, the test equipment on-ground is indispensable because the payload must has been tested through and calibrated before its launch. To assure manipulation security of payload on-ground, this paper focuses on the security design of the test equipment on-ground to protect the payload against any damage and to keep it in good condition. We implement the test equipment access control through a kind of IC card-reader to restrict all of operators' manipulation. Then every manipulation to the payload through equipment will be registered to be the manipulation log. The test equipment will check every manipulation validity before it is executed so that the mishandling can be shielded to avoid any damage to the payload. The security design of test on-ground can keep away any mishandlings which are unavoidable for operators and make the process of test under control.

**Key words** Payload Manipulation validity Access control Mishandling shield Manipulation log

## 1 引 言

随着我国航天事业的日新月异,空间载荷的研

制逐渐成为航天领域的重要发展方向之一。各种空间载荷主要完成航天对地遥感、通讯、定位等任务,且往往是集光学、机械、电子、热辐射等技术于一体

的庞大系统。面对复杂多变的太空环境,研制人员必须尽最大努力,保证空间载荷在发射后能在规定的服役时间内完成指定的空间任务<sup>[1]</sup>。这就迫使研究人员不得不在地面发射前利用地面检测设备对其进行周密严谨的检测,尽可能模拟空间环境和各种故障模式,期望设计最高可靠度的卫星载荷。

载荷研制过程中需要进行各种地面例行试验<sup>[2]</sup>,包括地面高低温试验、地面抗辐射试验、地面真空热平衡试验等,对于空间遥感相机还需要进行地面辐射定标等试验<sup>[3]</sup>。处于研制中的空间载荷难免存在着不确定的功能故障、潜在设计隐患以及人为疏失等威胁载荷安全的因素,常常令工程研究人员无所适从,焦头烂额。而与研制过程相伴随的地面检测便成了非常重要的检验环节,相应的地面检测设备也就成了空间载荷重要的安全保障性装置。

这样地面检测设备便成为了空间载荷研制的重要接口,一方面接收研究人员的控制信息,另一方面直接操控载荷的工作,其重要性不言而喻。

近年来很多文献研究<sup>[4~6]</sup>都体现在特定航天产品的功能或性能方面的地面检测,然而对检测对象——空间载荷的操作安全性没有引起足够重视。空间载荷所面临的不同条件下反复的电子学检测,存在一个“安全保障”的问题:作为空间载荷,决不能让例行的地面检测对载荷的任何特性造成损害。本文就这一问题,对地面检测设备进行了旨在针对空间载荷的安全保障性设计。

## 2 安全保障性设计要点

### 2.1 地面检测操作权限

由于地面检测设备直接与空间载荷相连,空间载荷会对地面检测设备的每一个操作产生响应,有些操作是事先约定的,有些操作则可能是超出约定。不论什么操作都需要相关的工程研究人员来实施。因此有必要对实施地面检测的人员操作权限进行设置,即通过特定的权限审查装置来限制不同的操作人员接触地面检测设备。

另一方面,操作权限的设置在一定程度上使研究人员更加集中精力、小心谨慎地去操作控制空间载荷的运行。

### 2.2 软件判断操作合法性

容易理解,地面检测的依据是空间载荷的研制任务书和一系列与卫星平台的接口协议等文件。地面检测设备的主要功能是模拟卫星平台与空间载荷之间的所有数据通讯,包括仿真各种控制指令参数、载荷工作参数、载荷热控系统参数<sup>[7]</sup>等。这项任务由运行在工控机中的地面检测软件来实现。软件的首要功能是设置载荷的具体工作参数,细致到每一个探测器及其关键电路的参数。软件必须控制空间载荷按照正确的顺序进行加电断电和全功能运行等操作,否则载荷会由于操作顺序的颠倒而产生意外的响应甚至因此而损坏,酿成不可挽回的研制事故,造成经济、时间和人力上的损失。

### 2.3 建立操作日志

地检软件应当可以记录地检设备所有的按键操作、指令发送和返回参数的任何事件,使任何操作都有案可查,以利于事后分析和解决问题。这样不仅使研制人员更加谨慎,而且从质量管理的角度来看,符合质量的过程控制规范<sup>[8,9]</sup>。

综合以上三个设计要点,并将之融入地面检测设备中,可形成如图1所示的安全保障性设计思路简图。



图1 地面检测安全保障性设计思路简图

## 3 安全保障性实现方法

地面检测设备的操作权限设置、操作合法性判断、操作记录存档等设计,都可以集成到既有的地面检测设备中,为了更清晰地说明这三个功能设计,下面我们分别予以介绍其实现方法。

### 3.1 操作权限设置

设置操作权限目前可通过多种技术手段,例如研究人员的考勤卡、通过关键部门的门禁卡以及更为严格的生理特征识别装置等。

本文采用研究人员的考勤卡作为权限输入载

体,如图 2 所示,通过一种 USB 接口的 IC 读卡器读取要操作地面检测设备人员的考勤卡,然后将卡信息经由 USB 接口线缆传输到地面检测设备工控机中,供相应的软件接收判读卡信息。

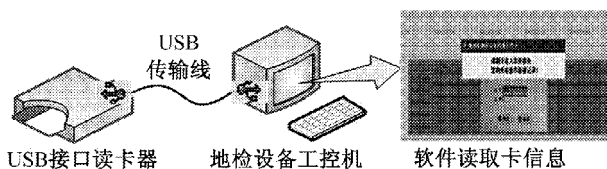


图 2 操作权限审核硬件结构图

工控机将接收到的考勤卡信息与预先存储的卡信息库进行查找核对;若核对该考勤卡为授权卡,则再将持卡人输入的密码与预先存储的操作员密码信息进行查找核对,若密码正确则允许持卡人进入地面检测设备;若核对该考勤卡不具备权限,则限制持卡人进入地面检测设备。

### 3.2 操作合法性判断机制

空间载荷的地面检测设备从功能上可分为指令产生模块和指令发送模块。空间载荷会按照指令做出响应。为了保障在地面检测过程中空间载荷的安全性,我们有必要对判断每个指令是否是人的误操作,而不仅仅是对指令数据的校验。

操作指令可能在工控机的地面检测软件中产生,也可以是外部的按键编码模块中产生然后送到工控机中。不管怎样,我们在地面检测操作指令发送给空间载荷之前,都要对指令合法性进行判断。

首先,根据空间载荷的工作特性,我们列出所有可能影响载荷工作的操作指令和参数,并根据对载荷的影响程度将之划分等级,分别为合理、警告、错误。合理操作则立即执行;警告操作则在研究人员分析确认后发送执行;错误操作则不执行。同时地面检测软件会对警告和错误给出适当提示信息,以提醒研究人员正确操作。

比较常见的影响载荷安全的指令是对空间载荷加电断电的操作顺序问题,由于很多电子学单元对加电顺序要求严格,违背正常顺序可能造成不可恢复的致命损害。因此对操作的合法性进行判断,屏蔽可能的异常误操作,能够防范研制人员的人为失误给载荷造成的损害,使所有地面检测操作处于可控状态,提高了空间载荷操作的安全性。

### 3.3 操作日志的建立

地面检测软件核对所有的操作指令的同时,将地面检测整个过程中的每一个操作都以文件的形式记录下来,包括所有进入地面检测设备的持卡人代码、工作指令、参数指令、按键指令以及每个指令的合法性和执行情况。这样做不仅有利于事后查找事件过程,分析空间载荷的运行结果,而且符合工程质量管理规范化要求,使每一个研制环节处于可控可查状态。

为了使操作日志处于监管状态,软件将使用特殊的文件编码方式,且只有空间载荷指定的质量管理人员可以调出并读取日志文件。

## 4 试验结果与工程使用分析

综合以上的设计,我们以更加直观的流程图的形式,对地面检测设备的安全保障性设计进行说明。图 3 所示即为已经初步实现的地面检测权限审核硬件实物图。

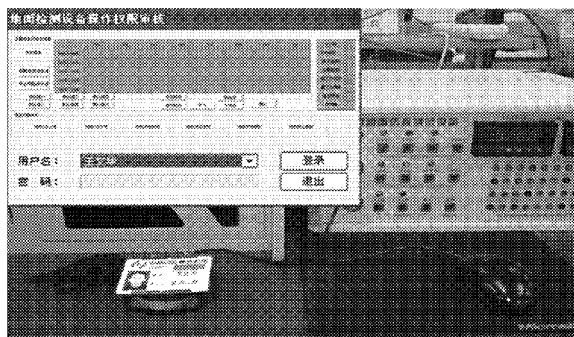


图 3 地面检测权限审核硬件实物图

下面我们进入如图 4 所示的流程图,启动工控机打开地面检测软件,软件中的考勤卡数据库已经预先记录了授权卡的权限和操作密码。地面检测软件被打开后,软件弹出要求读卡授权的窗口,此时研究人员可以将考勤卡放入读卡器。软件实时监测接收读卡器发送的卡信息,并与考勤卡数据库进行对比。判定为有效卡之后,软件会要求输入操作密码(该项由操作人自己设定),只有当密码正确后才能进入针对空间载荷的地面检测流程,否则软件直接退出。

进入地面检测的软件界面后,研究人员可以根据每次任务的要求,按下按键或者在软件中编辑操

作指令和载荷参数,形成指令参数帧。在将其发送给空间载荷之前,地面检测软件会审查每一条指令的合法性。

例如,对于某空间遥感相机,其电子学系统的部分工作指令有如下几条

- (1) 相机加电 1;
- (2) 相机加电 2;
- (3) 编辑相机参数;
- (4) 相机加电 3;
- (5) 相机开始摄像;
- (6) 编辑相机参数;

- (7) 相机停止摄像;
- (8) 相机断电 3;
- (9) 相机断电 2;
- (10) 相机断电 1。

这十条指令中,除了(3)和(6)是可重复、可跨步操作的指令外,其他指令都有严格的先后顺序,相邻的指令可以前后反复,但是不可跨步操作。当相机刚执行完指令(5)后进入摄像状态,此时只能执行(6)或(7)指令,而不能执行(8)及其之后的指令。

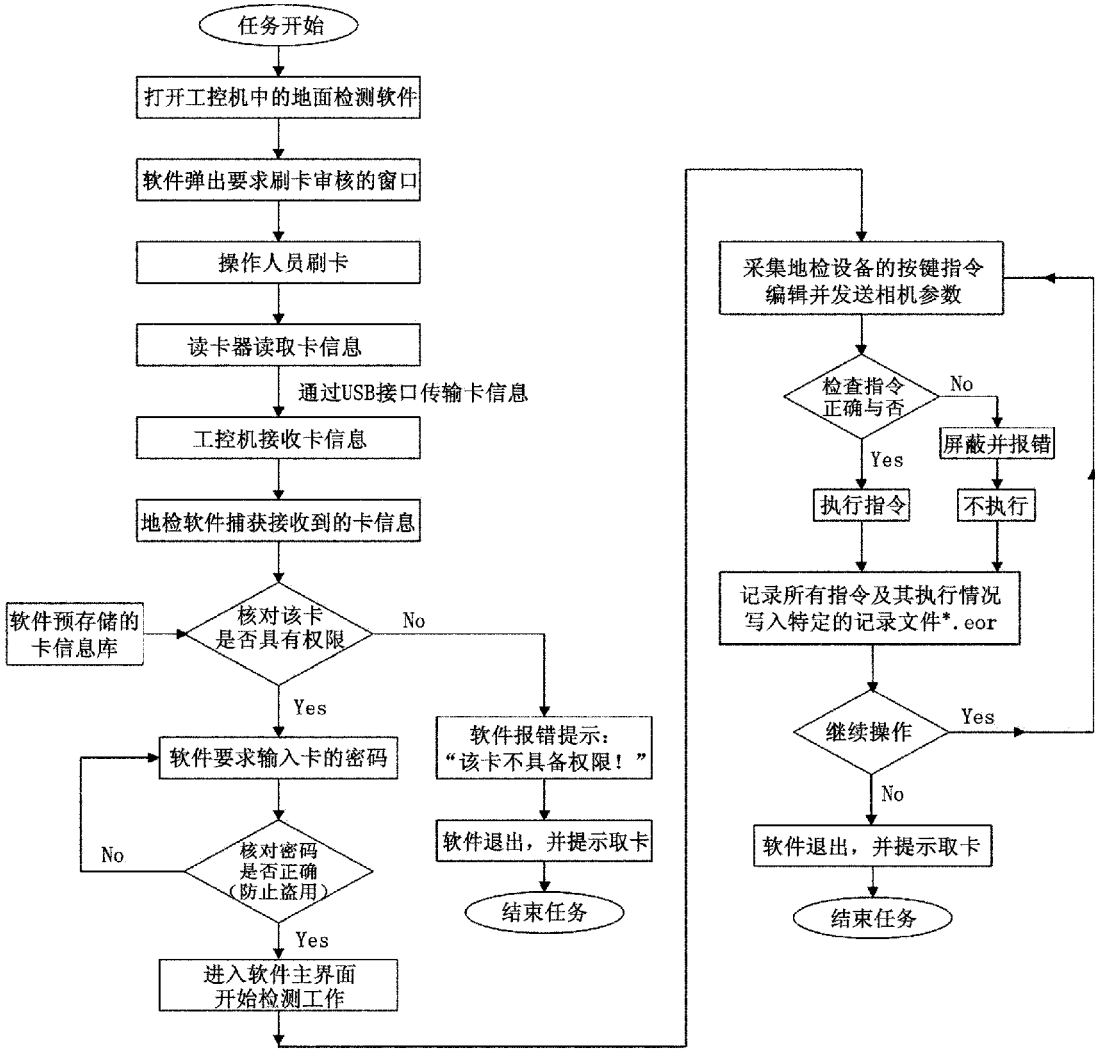


图 4 地面检测安全保障性设计流程图

正常情况下,经过培训的研究人员会对指令合法性进行判断,但是当疲劳或非健康状态下,人的

操作错误是难以避免的,不能强求所有人不犯错误。因此如图 5 所示,软件会记录每一个操作指令



的操作人员、指令详情、时间及其执行情况,并将不能执行的错误指令列为不合法指令进行屏蔽、报警,一方面对操作人员是一个警醒,另一方面可以在工程研制管理上更加人性化,寻找最佳的人员工作状态。

我们定义软件的日志记录存档文件为 \*.eor 文件,在地面检测软件生成后不能修改和删除。这样,从质量管理的角度来讲,可以实现对空间载荷操作的可靠性过程控制,在一定程度上保证了载荷在地面检测过程中的安全性。

地面检测设备操作记录20110318.eor						
文件(F) 编辑(E) 格式(O) 查看(V) 帮助(H)						
操作人员代号	操作时间	操作记录	操作状态	操作执行情况	消息	
1007	20110318-161059	"编辑相机参数1"	正常	20110318-161131执行	无	
1007	20110318-161345	"编辑相机参数2"	正常	20110318-161501执行	无	
1007	20110318-161610	"相机加电1"	正常	20110318-161611执行	无	
1007	20110318-161629	"相机开始摄像"	正常	20110318-161630执行	无	
1007	20110318-163010	"相机断电1"	异常	20110318-163011不执行	请先停止摄像!	
1007	20110318-163022	"相机停止摄像"	正常	20110318-163023执行	无	

图 5 检测设备记录操作并形成日志图

5 结束语

本文针对空间载荷的研制过程风险提出了地面检测设备的安全性设计思路,并结合实际的载荷研制工程,实现了安全性地面检测设备的设计。该设备不仅约束了对空间载荷的操作权限,使研究人员更加集中精力,体现了工程质量管理的要求。已设计完成的地面检测设备为某遥感相机的出厂检测提供了重要的安全保障。

参考文献

[1] 徐福祥,林华宝. 卫星工程概论[M]. 北京:中国宇航出版社,2004.

[2] 陈世平. 空间相机设计与试验[M]. 北京:中国宇航出版社,2003.

[3] 王立朋. 成像光谱仪辐射定标概览[J]. 光机电信息, 2011,28(12):73~77.

[4] 姜杨,陈剑涛,丛书全. 基于 PXI 总线的无人机飞控自动检测系统设计与实现[J]. 宇航计测技术,2010,30(1):66~69.

[5] 郑耿峰,张柯,韩双丽等. 空间 TDICCD 相机动态成像地面检测系统的设计[J]. 光学精密工程,2010,18(3):623~629.

[6] 程海波,刘学斌,胡炳梁等. 星载超光谱成像仪摆镜地面检测系统设计[J]. 光子学报,2006,35(3):369~372.

[7] 范含林,黄家荣. 载人航天器热控制技术探讨[J]. 载人航天,2009(2):40~44.

[8] 袁家军. 神舟飞船系统工程管理[M]. 北京:机械工业出版社,2006.

[9] 邹岩梅,魏海捷. 浅谈在航天质量管理中如何加强计量管理体系的作用[J]. 计量与测试技术,2011,38(1):12~14.



# 基于 MATLAB 仪器控制工具箱的 仪器驱动开发研究

文天柱<sup>1</sup> 尚永爽<sup>1,2</sup> 赵 康<sup>3</sup>

(1. 海军航空工程学院研究生管理大队,烟台 264001;  
2. 94973 部队,杭州 310021;3. 91913 部队,大连 116041)

**摘 要** 首先描述了 MATLAB 和仪器之间的信息传递方式;然后以 Ag34410A 为例,分析了仪器驱动的开发过程,并用驱动程序测试工具对生成的驱动程序进行了验证;最后使用测试测量工具实现了对仪器的控制。

**关键词** 仪器驱动 MATLAB 仪器工具箱 驱动测试

## Research on Instrument Driver Development based on MATLAB Instrument Control Toolbox

WEN Tian-zhu<sup>1</sup> SHANG Yong-shuang<sup>1,2</sup> ZHAO Kang<sup>3</sup>

(1. Graduate Student's Brigade, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001;  
2. 94973 Unit of PLA, Hangzhou 310021; 3. 91913 Unit of PLA, Dalian 116041)

**Abstract** First the way of passing information between the MATLAB workspace and instrument was described. Second taken Ag34401A for an example, the development process of instrument driver was analyzed, and the functionality of instrument driver was verified by MATLAB instrument driver testing tool. At last the instrument control was implemented by test and measurement tool.

**Key words** Instrument driver MATLAB Instrument toolbox Driver testing

## 1 引 言

作为连接测控计算机和物理仪器的纽带,实现仪器自动控制的基本途径,仪器驱动越来越受到重视<sup>[1,2]</sup>。仪器驱动的实质是一套可被用户调用的子程序,利用它可不必了解每个仪器的编程协议和具体编程步骤,只需要调用相应的一些函数就可以完成对仪器各种功能的操作<sup>[3]</sup>。根据开发软件不同,

仪器驱动的形式也有所不同,主要可供 Visual Studio、Agilent VEE Pro、Labwindows/CVI、LabView 和 MATLAB 等软件调用。本文主要研究基于 MATLAB 仪器工具箱的仪器驱动开发。

MATLAB7.0 以后的版本就提供了仪器控制工具箱(Instrument Control Toolbox),它包括测试测量工具(Test & Measurement Tool)、仪器驱动编辑(Instrument Driver Editor)和仪器驱动测试工具(Instru-

ment Driver Testing Tool) 三个图形界面工具。通过 MATLAB 仪器控制工具箱可以方便地完成仪器驱动程序的编辑、测试以及测试程序的开发。

## 2 信息传递

MATLAB 与仪器之间的信息传递是通过仪器控制工具箱实现的。仪器控制工具箱实质上就是 M 文件函数和接口驱动适配器。其中 M 文件函数可用于控制仪器执行任何任务,例如创建、释放仪器句柄,连接、断开仪器,配置属性,读写数据以及检测硬件资源,评估应用状态等。接口驱动适配器由仪器厂商提供是工具箱和接口驱动之间的纽带,其主要作用是在 MATLAB 和接口驱动之间传递信息。仪器工具箱提供有 GPIB 接口适配器和 VISA 标准适配器;串口、TCP/IP 和 UDP 接口不需要适配器。

MATLAB 通过接口 M 文件函数,调用仪器控制工具箱中的 M 文件函数和接口驱动适配器,并将信息(属性值、数据和事件)传递给 GPIB 驱动,最终由 GPIB 控制器传递给仪器<sup>[4]</sup>。从 MATLAB 经由 GPIB 驱动和 GPIB 控制器将信息传递给仪器的示意图如图 1 所示。

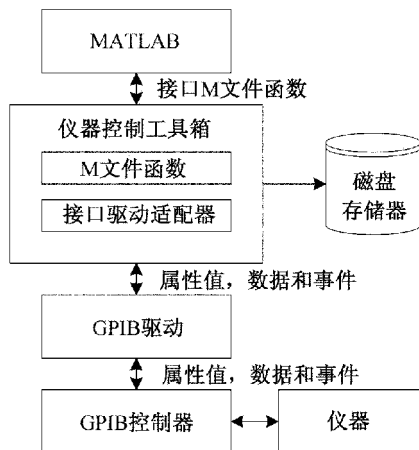


图 1 信息传递示意图

## 3 仪器驱动程序的编辑和测试

仪器驱动程序是实现仪器程控的核心和关键,在仪器工具箱中需要创建 MATLAB 仪器驱动来实现对仪器的控制,即通过 MATLAB 命令行或者是 M 文件来调用 MATLAB 仪器驱动,再根据仪器驱动通过硬件接口来实现对仪器的控制。MATLAB 驱动程

序在这里起到了中间过渡和屏蔽作用,为实现同类仪器的可互换提供了途径。

### 3.1 仪器驱动的编辑

MATLAB 仪器驱动包含以下五部分<sup>[5]</sup>

1) 概要:包括驱动概要和通用命令两部分。驱动概要包括生产厂商、支持的型号、仪器类型和驱动版本号。通用命令包括识别、复位、自检和错误查询;

2) 初始化和清空:指仪器在不同状态下执行的代码,例如在连接仪器的时候执行的代码;

3) 属性:属性通常用于配置或询问仪器的状态信息;

4) 函数:函数通常用于控制或配置仪器;

5) 组:将仪器的多个属性和函数组合起来就形成了一个组。

仪器驱动编辑的图形界面如图 2 所示,以 Ag34401A 数字万用表为例,说明驱动程序的编辑过程。

首先选择概要节点,概要部分中填写如下信息

Manufacturer: Agilent

Supported models: 34401A

Instrument type: Digital Multimeter

Driver version: 1.0

Identify: \* IDN?

Reset: \* RST

Self test: \* TST?

Error: System: Error?

然后定义初始化和清空代码,包括 create、connect 和 disconnect 三部分,本例中可省略;

最后添加属性、函数和组,以 Display 组为例,它的作用是定义仪器前面板的显示行为,包括属性 Enable 和函数 clear、settext。Enable 属性用于定义仪器,仪器命令代码为

Get command: DISPLAY?

Set command: DISPLAY

属性值是 ON 和 OFF;clear 函数用于清空仪器前面板的显示内容,仪器命令代码为 Command: DISPLAY:TEXT:CLEAr;settext 函数用于设置仪器前面板的显示内容,M 文件代码为

```
function settext(obj,str)
```

```
% obj 是仪器句柄,str 是显示的字符串
```

```
% 错误检查
```

```
if ~ ischar(str)
```

```
error('STR must be a string. ');  
end  
% 获得接口  
interface = get(get(obj,'parent'),'interface');  
% 向仪器发命令
```

```
fprintf(interface, ['Display:Text "' str '"']);  
MATLAB 仪器驱动程序的各组成部分并不是  
必须的,可根据工程的实际情况具体设置,也可以将  
VXIplug&play 和 IVI 驱动自动导入到 MATLAB 中进  
行使用。
```

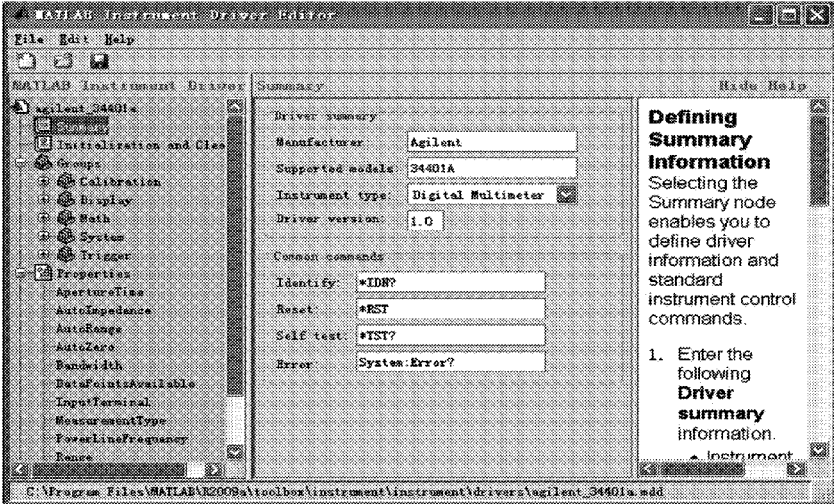


图 2 仪器驱动编辑工具界面图

3.2 仪器驱动测试

为验证开发完的驱动程序是否可用,仪器控制工具箱提供了简单方便的测试工具,可对属性和函数的行为进行验证,并将测试过程保存成 M 文件或

者是驱动函数便于下次调用,同时将测试结果输出到 MATLAB 中或保存成 XML 文件。仪器驱动测试的工具界面如图 3 所示。

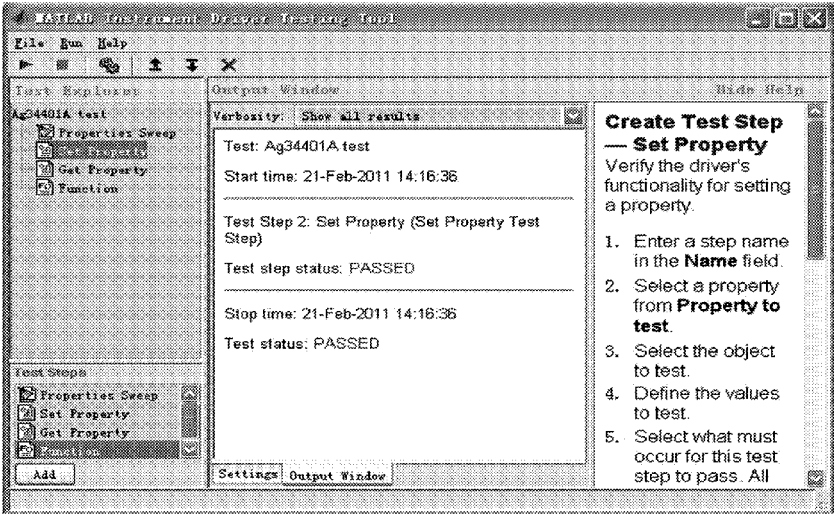


图 3 仪器驱动测试工具界面图

仪器驱动的测试,仍以 Ag34401A 为例,首先建立一个测试,测试名称为 Ag34401A test,描述为数字万用表自动量程功能测试,仪器地址为 GPIB0-22 并调入相应的驱动程序;然后就可对驱动程序进行测

试,包括单个属性的设置和获取、属性扫描和函数功能测试。最后根据预先设定的测试成功条件,判断测试是否通过。本例是对 Set Property 的 Auto Range 属性进行验证,图 3 中的测试结果为通过(PASSED)。



## 4 测试测量工具

前面的工作都是为使用仪器测试被测对象做准备的,真正的应用就在于如何通过 MATLAB 完成仪器对被测对象的测试。MATLAB 提供的测试测量工

具具有如下特性:自动获取已连接的硬件设备;可对仪器参数进行配置;可读取测试数据;可将操作过程自动存储为 M 文件,实现操作的记忆和重复。其操作界面如图 4 所示。

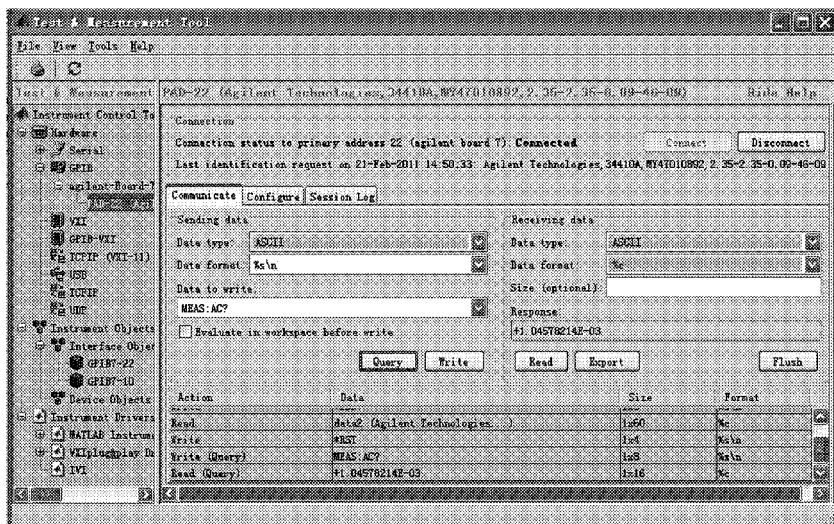


图 4 测试测量工具界面图

仍以 Ag34401A 为例,测试测量工具的使用步骤为

- 1) 展开 Hardware 节点,选择接口类型 (Ag34401A 为 GPIB 接口),扫描并安装 GPIB 板。
- 2) 扫描仪器并确定其已经连接到 GPIB 板上,此时仍可重新配置接口参数。
- 3) 单击 Connect 按钮,建立与仪器的连接,此时 MATLAB 会自动创建仪器句柄,用于与仪器通信。
- 4) 选择 communicate 页,进行数据的读写操作,本例中先在 Data to write 文本框中输入 \* RST 指令,单击 Write 按钮,使仪器复位。然后再向文本框中输入 MEAS:AC? 指令,单击 Query 按钮,测试交流电压,最后返回测试结果为 +0.00104578214V。
- 5) 输出测试结果,可将结果输出到 MATLAB 工作区作为变量,也可将其保存在 MAT 文件中,当然还可以通过画图函数生成各种形式的图。

## 5 结束语

由于 MATLAB 强大的计算和仿真功能,基于 MATLAB 的仪器控制已经得到了一定的应用,但国内关注相当对较少,主要原因是基于专用软件(如

LabWindows/CVI、LabView) 和通用软件(如 VB、VC)的测试已经比较成熟,形成了一定的固有模式。本文重点分析了基于 MATLAB 仪器控制工具箱的 ATS 软件开发,包括仪器驱动程序的编辑和测试,以及测试程序的开发,并以 Ag34401A 为例,验证了工具箱的上述功能,实验表明通过 MATLAB 工具箱对仪器进行控制简单有效。

### 参考文献

- [1] Thomas Gaudette, Anthony L. Alwardt. The boeing smart tps application executive with matlab as a diagnostic reasoner[J]. IEEE Autotestcon 2006 proceedings. IEEE, 2006:714 ~ 719.
- [2] Cameron McNatt, Tom Gaudette. Vectorized test program sets using matlab and the teradyne ai-710 analog test instrument [C]. IEEE Autotestcon 2006 Proceedings. IEEE, 2006:432 ~ 437.
- [3] 许爱强,文天柱,李文海. 基于 IVI 技术的仪器驱动开发[J]. 现代电子技术,2011,34(2).
- [4] MathWorks Inc. Instrument Control Toolbox User's Guide [Z]. US: MathWorks Inc, 2009.
- [5] MathWorks Inc. Instrument Control Toolbox Release Notes [Z]. US: MathWorks Inc, 2009.

# FPGA 可配置资源测试方法研究

刘 倩 吴 丹 章 婷 沈森祖

(武汉数字工程研究所,武汉 430074)

**摘 要** FPGA 是广泛应用于集成电路设计等多种领域的关键器件之一,随着 FPGA 的迅速发展,对 FPGA 的测试得到了广泛重视和研究,其测试技术也越来越复杂。本文以 XILINX 公司的 Virtex XCV300E 器件为基础,研究了基于 93000 集成电路测试系统的 FPGA 器件测试技术,为 FPGA 的应用级测试提供了一种有效的方法。

**关键词** FPGA 测试 可测试性设计 配置 测试向量

## Research on Test Technology for Virtex-E Series FPGAs

LIU Qian WU Dan ZHANG Ting SHEN Sen-zu

(Wuhan Digital Engineering Institute, Wuhan 430074)

**Abstract** FPGA is a very important device which is being widely used in IC design and many other areas. With the rapid development of FPGAs, test technology for FPGAs is becoming more and more complicated. This paper takes XILINX Virtex XCV300E for example, studies the test technology for FPGA based on 93000 test system.

**Key words** FPGA test Testability design Configuration Test pattern

## 1 引 言

FPGA(现场可编程门阵列)作为专用集成电路(ASIC)领域中的一种半定制电路而出现的,既解决了定制电路的不足,又克服了原有可编程器件门电路数有限的缺点,它是在 PAL、GAL、EPLD 等可编程器件的基础上进一步发展的产物,具有性能好、规模大、可重复编程、开发投资小等优点,在商业、军事、航空航天等领域得到越来越广泛的应用<sup>[1]</sup>。随着电子技术的发展,FPGA 的成本不断下降,正逐渐成为各种电子产品不可或缺的重要部件。

对设计人员来说,FPGA 的使用相当灵活。然而,正是这种应用的不确定性和重复可编程性,增加

了芯片测试的难度。

对于传统的集成电路测试可以直接根据其功能特性开发测试向量和软件,在测试系统上运行从而实现测试。而 FPGA 芯片集成度高、应用灵活,可以实现的功能千变万化,要对 FPGA 覆盖全芯片测试,传统的集成电路测试方法已不适用,测试向量也无法自动生成。需要对被测 FPGA 进行反复编程,并对编程实现的电路进行测试<sup>[2]</sup>。因此,必须从 FPGA 的内部结构入手,通过合理配置其可编程模块,设计特定功能的电路并人工干预布局,覆盖 FPGA 内部的全部资源。本文以 XILINX 公司的 Virtex XCV300E 器件为基础,研究了基于 93000 集成电路测试系统的 FPGA 器件测试技术。



93000 集成电路测试系统按照测试程序中设定的工作条件和参数范围,控制测试头上的各个功能部件/模块发送/测量信号(测试硬件一般集中在测试头上),实现对集成电路进行测试。不同测试设备生产厂商的集成电路测试系统,其测试硬件和软件的实现方法不同。但原理和功能相同。

测试时测试系统硬件主要提供被测器件电源(DPS)、输入信号的驱动(Driver)、输出信号的比较(Comparator)和输出信号负载电流(active load),以及用于交、直流参数测量的测量部件(PMU/TMU);软件主要包括输入输出信号的时序(timing)设置、电平(level)设置,测试图形(pattern)。其中测试图形用于描述器件输入、输出信号之间的逻辑关系,是被测器件逻辑功能的反映。此外,测试软件中还有关于参数测量单元(PMU)、时间测量单元(TMU)等测量部件的设置,用于实现器件交直流参数的测量。

## 2 FPGA 器件特性

从 FPGA 的基本结构来看,可将其分为基于乘积项技术的 FPGA 和基于查找表(LUT)技术的 FPGA 两种。本文采用的 FPGA 为基于查找表的结构,采用 CMOS SRAM 工艺制造,可反复编程。由于 SRAM 工艺的特点,FPGA 掉电后数据会丢失。

Virtex-E 系列器件主要提供了 6 种可配置资源,即位于芯片上方和芯片下方的 CLKDLL,位于芯片中央的可配置逻辑模块 CLB;位于 CLB 旁边的三态缓冲器(BUFT);位于芯片四周的输入输出模块 IOB;分布在芯片各处的可编程连线资源 PI 和片内存储 BRAM。FPGA 的数据存储在 SRAM 中,控制可配置逻辑元件和互联资源。图 1 为 Virtex-E 系列 FPGA 结构图。其中,IOB 为器件引脚和 CLB 提供接口,CLB 用于配置器件的逻辑功能。

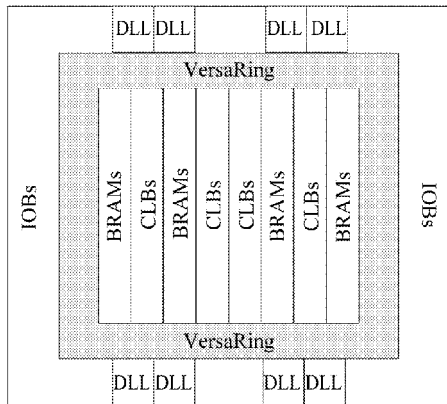


图 1 Virtex-E 系列 FPGA 结构图

CLB 内部结构图如图 2 所示。每个 CLB 由两个相似的 Slice 构成,每个 Slice 包含 2 个 4 输入函数发生器(LUT),2 个 D 触发器,进位逻辑和存储单元。

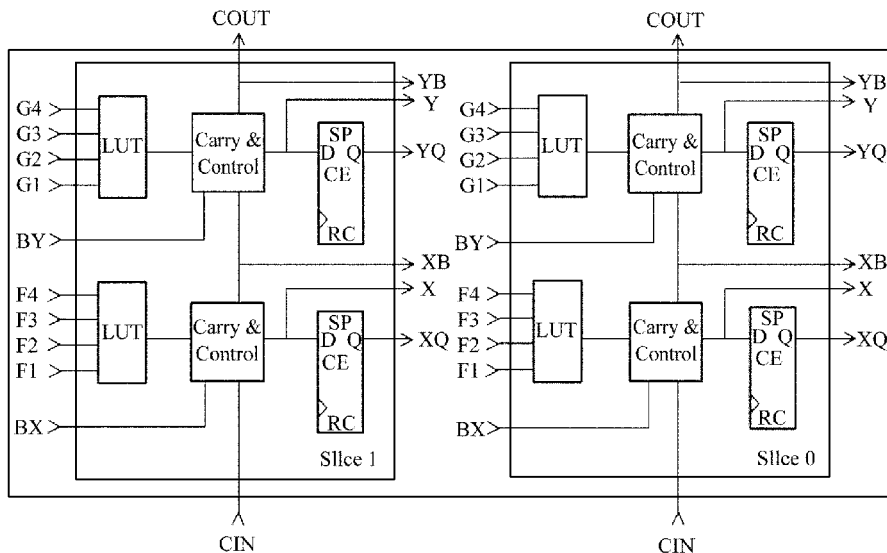


图 2 Virtex-E 系列 CLB 内部结构图

### 3 FPGA 的测试方法

采用面向应用的测试方法,首先针对 FPGA 的可编程资源分析其故障模型,在 XILINX ISE 开发系统中设计可测试逻辑功能,在测试过程中将配置数据载入 FPGA 中,根据测试模型对配置后的器件施加测试激励,并通过芯片引脚观测输出响应来确定电路是否存在故障。

#### 3.1 FPGA 可编程资源的可测试性设计

测试生成可以按电路的功能来考虑,也可以按电路的结构来考虑。功能测试方法是生成一个能检测 FPGA 所有功能的测试集。结构测试则是从 FPGA 的基本逻辑单元入手,然后把故障模型化,针对模型化后的故障集生成测试。本文从功能测试的角度来考虑。

FPGA 的可测试逻辑功能采用 XILINX 公司的 ISE 设计开发工具实现,采用 Verilog HDL 语言进行可测试性电路设计并生成位流文件(bit 文件)。FPGA 的设计包括设计输入、功能仿真、综合及时序分析、实现、加载配置和测试几个阶段。

FPGA 中 CLB 的进位逻辑和 D 触发器可以通过计数器或加法器的实现来测试。CLB 的进位逻辑在一列 Slice 中由下至上纵向排列,同时采用多个  $n$  位计数器(或加法器)并行计数,即可占用全部 Slice 的进位逻辑,使 CLB 在垂直方向级联。

对 CLB 中的 4 输入 LUT 则可以通过离散单端口 RAM 的实现来测试。

BRAM 主要通过双端口 RAM 的实现来测试。两个端口(A、B)均具有独立的时钟、地址、使能、复位、写使能、数据输入和数据输出。

对 Virtex-E 系列器件而言,将全局时钟接入 CLKDLL 的 CLKIN 端,同时将 CLKDLL 的 CLK180、CLK270、CLK2X、CLK90、LKDV 及 LOCKED 接入 IOB,监测全部输出,即可实现 CLKDLL 的测试。

将测试数据通过 BUFT 输出,监测输出结果,即可完成 BUFT 的测试。

将上述功能配置经过合理组合,分别配置为三种不同的功能。并通过人工干预布局,约束所占用 CLB 的位置,即可恰好覆盖全部的 CLB、IOB 和 BRAM 等资源。

#### 3.2 FPGA 的硬件设计及配置实现

显然,要实现对 FPGA 完整的测试,比然需要对被测 FPGA 进行反复配置,再对配置实现的电路进

行测试<sup>[3]</sup>。传统的 FPGA 测试通常采用两种配置方法。一种是在测试过程中直接通过边界扫描链和专用下载电缆,通过一个专用 PROM 将 XILINX ISE 开发系统生成的位流配置数据载入 FPGA 中,另一种则是将位流文件转换为集成电路测试系统可识别的数据文件,由测试系统直接对 FPGA 进行配置。

第一种方法在调试测试程序时非常方便,且配置程序在每次上电时能够自动重新载入,不必担心下电后数据丢失的问题,这种方法的优点是便于随时调试,且下载协议成熟,下载方便不易出错。缺点是在测试 FPGA 不同的功能时,需要手动更换配置程序,且在测试过程中不能脱离 PC 机。第二种方法在测试过程中可以脱离 PC 机,整个测试过程不需要人工干预。缺点是难以调试,需要编制向量自动转换软件,且每次配置过程都有上百万条向量,不具备可读性。需要深入了解 FPGA 下载的内部协议,稍有偏差都会导致配置失败。

本文基于传统方法的优劣,提出了新的并行连接自动配置方法。

选用 XCF\*\*S 系列 PROM。假设需要配置次数为  $n$ ,选用  $n$  个同型号 PROM,预先通过 JTAG 接口下载好各配置程序, $n$  个 PROM 并行连接。具体连接方式如图 3 所示。

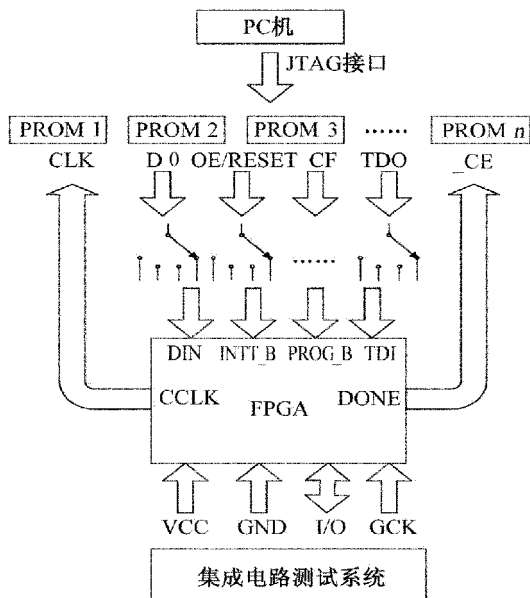


图 3 硬件连接框图

选用 ADG709 作为多路选择开关,其工作电压范围正好适合 FPGA 的工作电压以及 93000 集成电路测试系统的 Utility Line 供电电压。Utility Line 为

测试系统提供的附加控制线,可用于控制继电器、螺线管等,不受一般测试程序的影响,由专用的指令控制,具有独立的电源。

将每个 PROM 的四路输出信号 D0、OE/RESET、CF、TDO 分别连接到 ADG709 的各路输入引脚,将 ADG709 的输出信号对应连接到 FPGA 的 DIN、INIT\_B、PROG\_B、TDI 四个引脚。将 ADG709 的片选信号连接到 93000 测试系统的 Utility Line。

FPGA 的模式选择引脚 M2、M1、M0 设置为“000”串行主模式, FPGA 的 I/O 引脚连接到测试系统通道。

FPGA 和 PROM 的其他信号按照工作要求正常连接。

测试接口板上所有电源由 93000 集成电路测试系统提供。其中, FPGA 和 PROM 的工作电源由测试系统的 DPS 提供,多路选择开关的工作电源由测试系统的 Utility Line 提供。

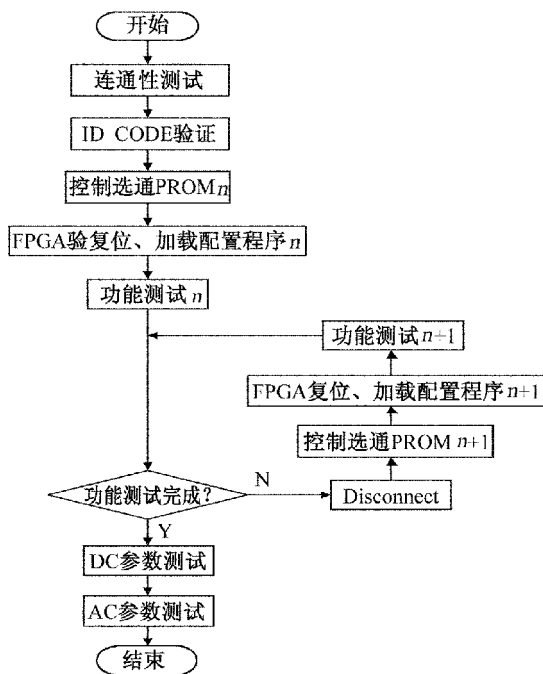


图 4 测试程序流程图

### 3.3 测试程序设计

测试程序流程图如图 4 所示。依次执行连通性测试、IDCODE 验证、功能测试、直流参数测试、交流参数测试。其中功能测试包含顺次对  $n$  次配置实现的  $n$  种不同功能进行测试。

每次更换配置前,执行 Disconnect 指令,断开 FPGA 的电源供电。利用测试系统指令控制 Utility Line 的连接,从而可以控制多路选择开关选通相应的 PROM。根据功能测试的顺序确定多路选择开关的选通顺序。恢复 FPGA 电源供电,等待配置程序自动加载。测试完成后,断开电源连接, FPGA 的配置数据自动消失,恢复到出厂状态。

## 4 结束语

本文以 XILINX 公司的 Virtex-E 系列器件为基础,提出了基于可测性技术的功能故障模型和测试技术方案,并开发出基于 V93000 测试系统的 XCV300E 器件测试专用适配板和测试程序,解决了 FPGA 器件的实际测试问题,为 FPGA 应用级测试提供了一种有效的方法,并可广泛适用于 Spartan-II, Virtex, Virtex-E 等系列 FPGA 的测试。对早期发现芯片故障,保证 FPGA 器件使用的可靠性,具有重要意义。同时对其它系列的大规模可编程器件测试也具有指导作用。

### 参考文献

- [1] 现代集成电路测试技术编写组. 现代集成电路测试技术[M]. 北京:化学工业出版社,2006.
- [2] 黄伟康. FPGA 的测试[J]. 计算机辅助设计与图形学学报,2000,12(5):396~340.
- [3] Huang W K, Meyer F J, Lombardi F. Array-based Testing of FPGAs: Architecture and Complexity[C]. Proceedings IEEE Conference on Innovative Systems in Silicon, 1997:249~258.

# 一种基于 Mini PCI-E 接口规范的双模网卡 电路设计与应用实现

孙国富<sup>1</sup> 陈实如<sup>2</sup> 李 诺<sup>1</sup>

(1. 方正信息产业集团, 北京 100871; 2. 方正科技集团股份有限公司, 北京 100871)

**摘 要** 介绍了一种基于 mini PCI-E 接口的 WiFi/WAPI 网卡电路设计方案, 包含硬件设计、软件设计和测试方案设计。双模网卡芯片选择华大电子的 HED05W01SU 基带芯片和诺达的 AL2230S 射频芯片。硬件介绍了射频接口、基带接口和 mini PCI-E 接口电路; 软件介绍了网卡驱动和配置界面的设计; 最后根据 GB15629.11 国家标准对开发的双模网卡进行了测试验证, 测试结果达到标准要求。该网卡设计方案具有集成度高、接口简单、价格低廉、使用方便等特点。

**关键词** 无线网卡 电路设计 双模 WAPI

## A Circuit Design and Realization of a Dual-Mode Wireless Network Card based on Mini PCI-E

SUN Guo-fu<sup>1</sup> CHEN Shi-ru<sup>2</sup> LI Nuo<sup>1</sup>

(1. Founder Information Industry Group, Beijing 100871; 2. Founder Technology Group Co. Ltd, Beijing 100871)

**Abstract** A WiFi / WAPI dual-mode WLAN card circuit design based on mini PCI-E specification is introduced, whose implementation is based on HED05W01SU chip and AL2230S chip, including hardware design, software design and test program. In the aspect of hardware design, the RF chip interface design, the baseband chip interface design and the mini PCI-E interface design are included. In the aspect of software design, the driver software and the management software for WLAN card working in Windows OS environment are presented. Based on the GB15629.11 specification, the test program is added for verifying the WLAN card development, and the test results meet the specification requirements. High integration, simple interface, inexpensive and easy to operate is the WLAN card marked properties.

**Key words** WLAN card Circuit design Dual-mode WAPI

## 1 引 言

WiFi 的安全问题一直是业界讨论的热点。围绕 WiFi 的安全漏洞, 国际标准组织 IEEE 于 2003 年提出了 IEEE 802.11i 标准用以弥补 WLAN 的安全漏洞。我国在 2003 年 5 月也提出了一种安全标准, 引入了一种全新的安全机制 WAPI (Wireless Au-

thentication Privacy Infrastructure 无线鉴别和保密基础架构), 随后颁布了国家标准 GB15629.11。为了推动 WAPI 的产业发展, 国内电信运营商纷纷要求接入 WLAN 网络的设备必须通过 WAPI 认证。当需要安全接入时, 用户通过终端设备管理界面开启 WAPI 认证机制。

2003 年国家颁布 WAPI 标准以来, 终端设备提



厂商都在围绕这项技术展开芯片、产品和解决方案的开发工作。方正集团作为国内主流 PC 提供商,有责任和义务开发支持 WAPI 标准的网卡产品,集成到 Founder 笔记本中实现批量销售。这种做法一方面可以推进了国产标准 WAPI 的产业化进程;另一方面可以为用户提供了一种利用笔记本安全接入 WLAN 网络的解决方案。

在实际使用中,只有在 AP (Access Point 接入点) 和笔记本都开启 WAPI 功能的前提下,用户使用 WLAN 上网才能确保数据的安全性。实际上,在 WAPI 的产业推进中,支持 WAPI 功能的 AP 数量有限,虽然数量逐年增加,但要达到处处都有还存在困难,因此从使用角度考虑,研制的 WAPI 网卡必须实现双模,即同时支持 WiFi/WAPI 接入。

随着笔记本接口技术的发展,占用面积较大的 mini PCI (mini Peripheral Component Interconnect)、Cardbus 接口逐渐取消,代替他们的是占用面积较小的 mini PCI-E (mini Peripheral Component Interconnect-Extend) 和 USB 接口。因此本论文设计的网卡将基于 mini PCI-E 展开。

## 2 网卡硬件电路设计

### 2.1 网卡设计原则

网卡硬件设计质量将直接影响网卡的工作性能。为了占用较小的板卡面积,网卡要求做到高集成度、低功耗、高可靠性。因此从产品设计、器件选型、加工方面要遵循以下原则。

在原理设计方面:考虑电磁兼容问题、低功耗问题、天线效应等问题。事先预留必要的生产检测点。

芯片选择方面:需要选择功耗低、集成度高的基

带芯片和射频芯片。选定的射频芯片要保证和 WLAN 基带芯片工作交互稳定。

在硬件开发方面:多级把关评估,把问题尽量解决在设计阶段。印制线路板及焊接加工方面一律采用无铅工艺。在网卡封装方面将采用特殊的屏蔽技术,降低网卡的电磁辐射。

### 2.2 芯片选型

国内芯片设计公司中电华大最早启动了 WAPI 芯片设计工作,方正一直参与这款芯片的匹配研发工作。因此本论文设计的 WLAN 网卡直接选用中电华大开发的 WLAN 双模芯片,型号为 HED05W01SU。该芯片具有自主知识产权,支持国家 WAPI 无线局域网安全标准和 WiFi802.11i 安全算法。芯片采用 LQFP128 封装,物理层数据率可达 54Mbps,单芯片集成 MAC (Media Access Control 媒体接入控制器) 和 BBP (Baseband Processor 基带处理器),集成度高。

射频芯片选择台湾 AIROHA (络达) 开发的 RF 芯片,型号为 AL2230S。芯片内部集成了 PA (Power Amplifier 功率放大器)、LAN (Low Noise Amplifier 低噪声放大器)、VCO (Voltage Control Oscillator 压控振荡器)、Balun (Balance-to-unbalance Transformer 平衡-不平衡转换器) 和 LF (Loop Filter 环路滤波器)。芯片采用直接变频方式,是一款真正的单芯片 RF 解决方案。经过预研验证,AL2230S 与 HED05W01SU 数据交互稳定。

### 2.3 网卡总体设计

基于选定的基带和射频芯片,图 1 给出了网卡硬件实现框图,包含电源模块、射频模块、USB 接口模块、E2PROM 存储模块、时钟电路以及主芯片模块等六个主要模块。

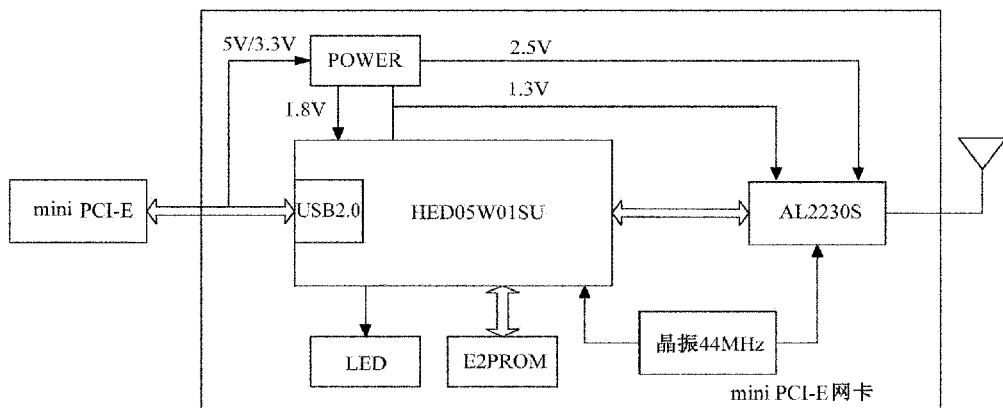


图 1 双模网卡硬件电路实现框图



网卡硬件部分的核心是 HED05W01SU 芯片,其内部集成 802. 11MAC、BBP、CPU 和 USB 控制器。配合 E2PROM, RF 前端等外围器件, HED05W01SU 可构成系统。USB 控制器支持 USB1. 1 和 USB2. 0 规范;MAC 模块支持 WEP、WPI、AES 和 TKIP 安全机制,并支持省电模式;AEF 主要进行 A/D 和 D/A 转换,是片外 RF 芯片与片内 BBP 之间的接口;E-

2PROM 通过 I2C 接口与主芯片通信,用于存放 802. 11无线网卡固件程序以及 MAC 地址。

2.3.1 射频接口设计

网卡射频部分包含天线、收发转换器、滤波电路等。结合 AL2230S 内部集成电路,双模网卡的射频接口设计如图 2 所示。

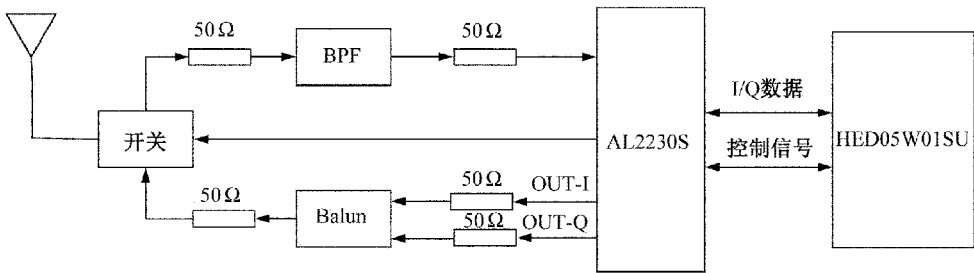


图 2 射频接口设计框图

对于接收通道:2. 4GHz 接收信号经过 BPF (Band-pass Filter 带通滤波器) 进入 AL2230S 芯片的射频收发器前端,通过混频器下变频分为两路正交相位的基带接收信号,经过 LPF 对基带信号滤波去除邻道干扰,最后通过 VGA( Variable Gain Amplifier 可变增益放大器) 放大到 I/Q ADC 的量程范围,经过 A/D 转换后进入 BBP 进行处理。

对于发送通道:I/Q 基带信号在 HED05W01SU 芯片中按峰峰(-1~1) V 的方式进行 I/Q D/A 转换。转换后的模拟信号在 AL2230S 中经过 LPF 滤波、直接上变频和 VGA 调整等几个环节处理后送给 Balun 处理,最后由天线辐射出去。在 AL2230S 芯片中的 VGA 幅度调节可达 30dB,具体调节参数由 HED05W01SU 通过三线接口实现。

2.3.2 基带接口设计

HED05W01SU 芯片内部包含 BBP 和 MAC 处理。该芯片与射频芯片 AL2230S 的接口如图 3 所示。AL2230S 和 HED05W01SU 芯片之间主要完成基带 I/Q 数据相互交互、功率放大器 PA 的控制信号交互、收发开关的控制信号交互等操作。

射频 AL2230S 收发器的 I/Q 输出直流耦合到 HED05W01SU 片内 I/Q ADC 的输入端,LPF 的转角频率通过三线接口进行设置,I/QADC 偏移由 BBP 进行校准。

HED05W01SU 芯片片内集成 ARM9 处理器内

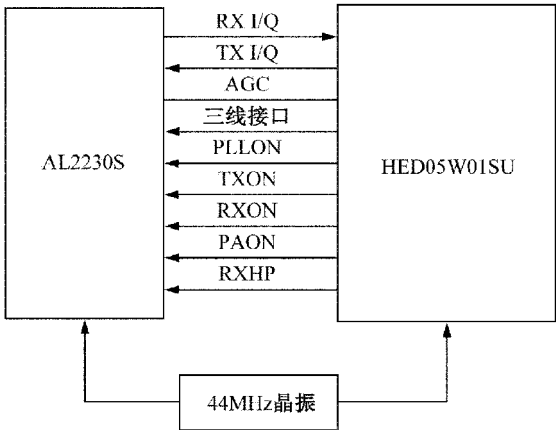


图 3 基带接口设计框图

核,集成的 I/Q ADC 和 I/Q DAC,有多种外部接口,支持 WAPI 和 802. 11i 加密协议。HED05W01SU 芯片包括的模块有

- 1)802. 11 g / b MAC 和 BBP(包括 WAPI 和 802. 11i 加密协议);
- 2)ARM9 处理器内核(ARM9 处理器,AHB 总线,中断,JTAG,DMA,定时器);
- 3)PCIE 主机接口;
- 4)低速总线(UART、GPIO、I2C);
- 5)内部 SRAM;
- 6)看门狗;
- 7)AFE(I/Q ADC、I/Q DAC)。

### 2.3.3 mini PCI-E 接口设计

mini PCI-E 接口支持 PCI-E 和 USB2.0 两种制式。HED05W01SU 内部集成 USB2.0 数据接口,因此可以直接将 HED05W10SU 芯片的 USB2.0 接口直接与 mini PCI-E 接口的 USB2.0 对接,并设置必要的控制信令即可。图 4 给出了双模网卡与 mini PCI-E 的接口设计。

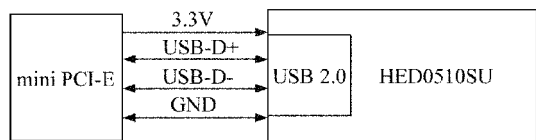


图 4 mini PCI-E 接口设计图

USB2.0 定义 4 线串行传输方式,理论数据吞吐量可达 480Mbps,完全可以满足网卡 IP 层的数据吞吐量要求。

## 3 网卡软件设计

### 3.1 软件总体架构

网卡软件系统包含参数配置界面、驱动程序和固件 3 部分,其中固件事先烧写在 ARM 核中。固件与主机端的驱动程序配合共同完成驱动程序的功能。在驱动程序之上,加载应用程序。网卡软件系统架构如图 5 所示。

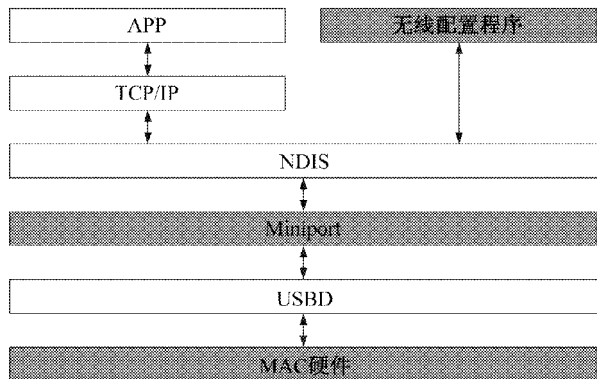


图 5 网卡软件系统架构示意图

固件是无线网卡上最基本的控制系统,基于 MAC 芯片来实现对整个网卡的控制和管理。驱动程序使用固件提供的软件编程接口,对无线网卡进行控制;配合固件完成数据的收发以及对信息帧的处理,并向 NDIS 提供无线网卡信息查询和设置的接口。

配置管理软件则向用户实时提供无线网卡的状态。管理配置软件运行在用户态,一方面负责与用户的 GUI(Graphical User Interface 图形用户接口)交互,另一方面负责实现 WPA、802.11i、WAPI 等安全协议的认证过程。

驱动程序运行在内核态,通过 USB 总线向固件程序发送数据和命令,进而实现 802.11 协议规定的扫描、关联、解除关联、鉴权、解除鉴权等管理功能,以及分段重组、数据队列管理、帧过滤、帧转换、超时处理等数据传输功能。向上通过操作系统提供的标准接口与管理配置软件协同;向下通过自定义的一套数据结构实现与固件程序通信,进而实现对 HED05W01SU 芯片的控制。

### 3.2 驱动软件

Windows 操作系统的网络驱动程序接口规范(简称 NDIS)描述了网络接口卡(Network Interface card,简称 NIC)驱动程序与上层协议驱动程序之间的通信接口规范,它包绕在每一个网卡驱动程序周围,屏蔽了底层物理硬件的不同,从而使网卡与协议无关,提供允许多网卡驱动与多协议的任意组合。图 6 给出了 Windows2000 下驱动程序的结构图<sup>[1]</sup>。

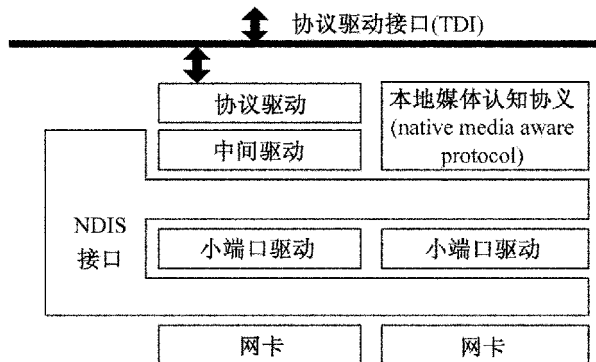


图 6 Windows2000 系统的驱动开发结构图

NDIS 支持包括以下 3 种类型的网络驱动程序:(1)网卡驱动:直接管理网卡。(2)中间驱动:对于上层驱动而言,它像一个小端口驱动;对于下层小端口驱动程序来说,它像一个协议驱动程序。(3)协议驱动:提供 TDI。

NDIS 小端口驱动有两种基本功能:(1)管理一个 NIC,包括通过 NIC 发送和接收数据。(2)与高级驱动程序接口,例如和中间驱动程序及传输协议驱动程序接口。一个小端口 NIC 驱动程序是通过 NDIS 和它的网卡及高层驱动程序相互通信来实现的。

带有 USB 接口的无线网卡驱动程序必须符合 NDIS。一个综合小端口驱动程序的基本结构如图 7

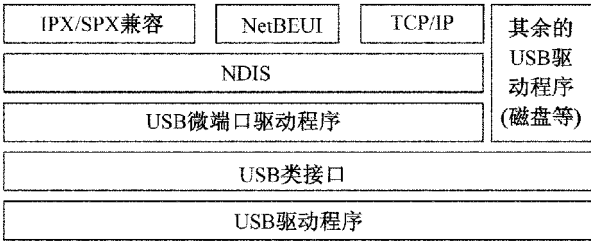


图 7 小端口驱动程序结果框图

所示。NDIS 小端口驱动程序向上层提供接口。NDIS 是小端口驱动程序的设备载入者,其使用小端口 Request Handler 去发送最新的请求,并使用 NDIS Miniport Characteristics 中的回调函数<sup>[2]</sup>。

3.3 参数配置软件

网卡参数配置软件用于控制和管理网卡,包含频道扫描、加入网络、设置 WAI、WPI、密码等与网络安全相关的操作。网卡配制管理程序界面设计图如图 8 所示。在零配制下,本款网卡可以直接使用 Windows 的默认值 WLAN 配置程序。

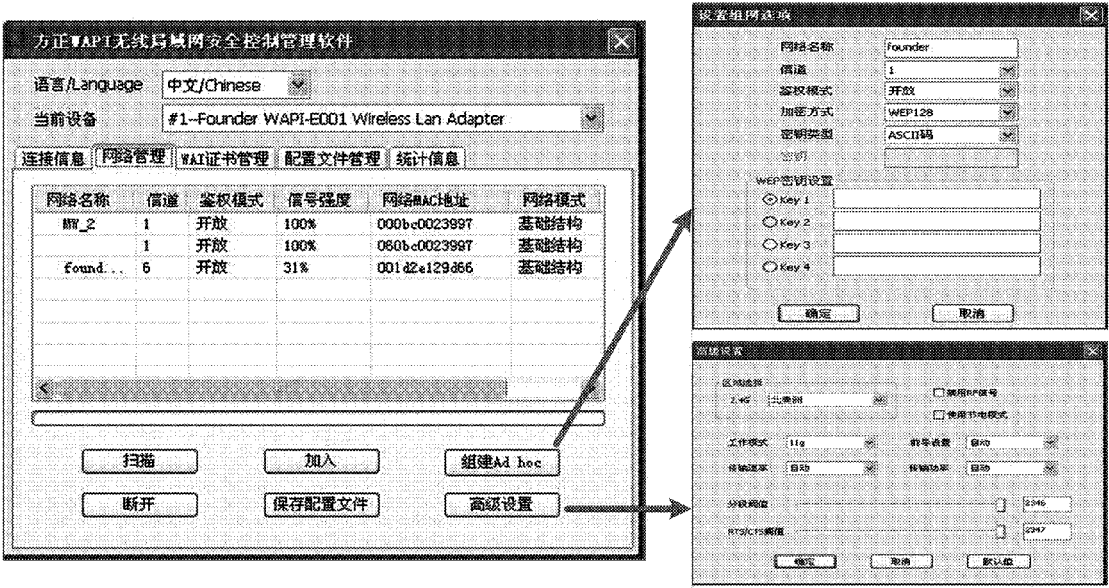


图 8 网卡参数配置界面图

4 网卡性能验证

根据 GB15629.11 协议,新研制的 WLAN 网卡必须满足标准规定的相关功能、性能、电磁兼容、电气安全等指标要求。网卡功能指标主要由选取的双模芯片所决定;性能指标和电磁兼容指标主要由硬件设计和软件所决定。

4.1 网卡原型

本课题开发的网卡硬件原型如图 9 所示。

4.2 测试环境说明

根据标准要求,搭建如图 10 所示的测试拓扑环境。测试均在屏蔽室内进行,测试工具采用业界主流软件 IxChariot,并事先安装在其中 1 台笔记本上。

4.3 测试结果

4.3.1 吞吐量测试结果

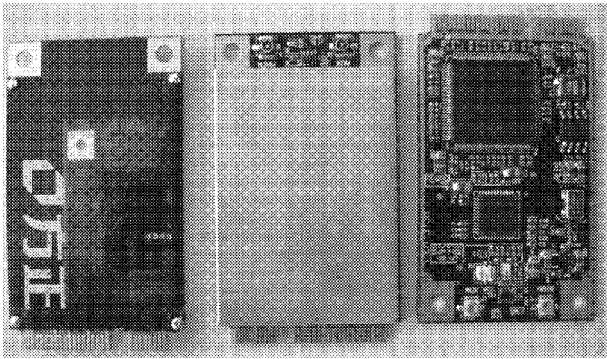


图 9 双模网卡原型图

根据 GB15629.11 协议规定<sup>[3]</sup>:支持 WAPI 标准的网卡下行速率不低于 1Mbps,上行速率不低于 1Mbps。表 1 给出了网卡的吞吐量测试数据。



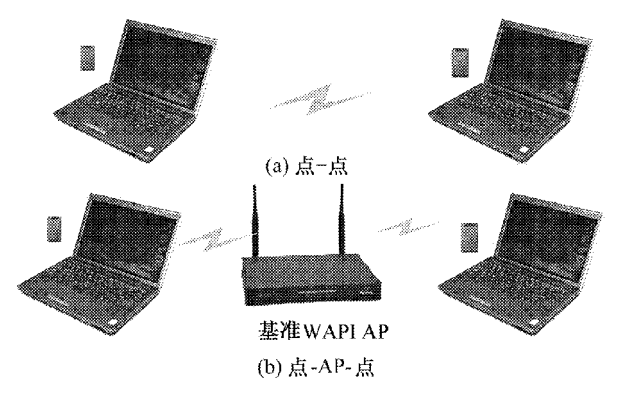


图 10 网卡测试拓扑图

表 1 网卡的吞吐量测试数据

项目		结果	备注
点-点	TCP 传输率	17.517M/18.1545M	RX/TX
	UDP 传输率	5.856M/4.908M	RX/TX
点-AP-点	TCP 传输率	8.295M/7.976M	RX/TX
	UDP 传输率	7.385M/4.324M	RX/TX

可见网卡吞吐量指标满足国标要求。

4.3.2 丢包率测试结果

根据 GB15629.11 协议规定<sup>[3]</sup>:支持 WAPI 标准的网卡在 150s 测试期间要求丢包率低于 1%。表 2 给出了网卡丢包率测试数据。

表 2 网卡的吞吐量稳定性测试数据

项目		结果	备注
点-点	丢失 15/总 6520 min=0ms, max=845ms avg=11ms	0.23%	信道 9
	丢失 26/总 6721 min=1ms, max=794ms avg=11ms	0.38%	信道 9
点-AP-点	丢失 57/总 6828 min=1ms, max=848ms avg=11ms	0.8%	信道 9
	丢失 38/总 6454 min=1ms, max=717ms avg=8ms	0.58%	信道 9

可见网卡丢包率指标满足国标要求。

4.3.3 时延测试结果

根据 GB15629.11 协议规定<sup>[3]</sup>:支持 WAPI 标准的网卡单向时延不大于 50ms。表 3 给出了网卡时延测试数据。

表 3 网卡的时延测试数据

项目		结果
点-点	TCP 响应时间	1ms
点-AP-点	TCP 响应时间	75ms

可见在点对点测试情况下,网卡时延指标满足国标要求;在点对 AP 对点测试情况下,网卡时延指标不满足国标要求,但延迟也在可接受范围内。

4.3.4 EMC 和电气安全测试结果

有关网卡的电磁兼容和电气安全指标是由国家质量认证中心(CQC)测试的。测试产品是 R610 型号笔记本(集成了本论文阐述的 WAPI/WiFi 双模网卡),测试结论是“通过”。

5 结束语

本文提出了一种基于 mini PCI-E 规范的 WiFi/WAPI 网卡电路设计方案,并进行了开发验证,开发成果应用到了方正笔记本中,实现批量销售。文章介绍了网卡的硬件电路设计、软件架构设计,并给出了测试结果。从最终测试结果来看,设计的 WiFi/WAPI 双模网卡满足国家标准 GB15629.11 要求。

配备 WAPI/WiFi 双模网卡的笔记本产品,通过了国家质量认证中心的检测,上市 2 年以来,网卡返修故障率低于行业平均水平。

参考文献

[1] 贾银洁,许鹏飞. USB 无线网卡驱动程序设计[J]. 电脑与电信,2007(10):13~15.

[2] 罗峰. 无线网卡 USB 驱动设计与实现[D]. 北京工业大学硕士论文,2007.

[3] YDC 079-2009 移动终端无线局域网技术指标和测试方法[S]. 国家通信标准参考性技术文件,2009.

# 经验 Bayes 岭估计在 GINS 车载试验工具 误差辨识中的应用

柳 明<sup>1</sup> 王海军<sup>1</sup> 郭庆叶<sup>1</sup> 蒋效雄<sup>2</sup>

(1. 滨州学院飞行学院, 滨州 256603;

2. 哈尔滨工业大学空间控制与惯性技术研究中心, 哈尔滨 150001)

**摘 要** 在利用车载试验进行 GINS 工具误差辨识过程中, 由于输入加速度很小使得系统存在严重的复共线性。应用传统的最小二乘方法会出现增大最小二乘估计量的方差、参数估计值不稳定、产生弃真错误等问题。本文引入经验 Bayes 岭估计方法来进行 GINS 车载试验工具误差辨识工作。仿真结果表明, 和传统最小二乘方法相比, 经验 Bayes 岭估计的辨识精度有所提高, 并可克服系统存在的复共线性的影响。

**关键词** 平台式惯导系统 车载试验 经验 Bayes 岭估计

## Application of Empirical Bayes Ridge Estimation in Instrument Error Identification of GINS Vehicle Test

LIU Ming<sup>1</sup> WANG Hai-jun<sup>1</sup> GUO Qing-ye<sup>1</sup> JIANG Xiao-xiong<sup>2</sup>

(1. Flying College, Binzhou University, Binzhou 256603;

2. Space Control and Inertial Technology Research Center, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001)

**Abstract** During the identification of instrument error of gimbal inertial navigation system vehicle test, there is a serious multicollinearity exit in this system because the input acceleration is small. Application of the conventional least squares method can bring some questions, such as the variance may be enlarged and the parameter estimated value unstable and so on. In this paper, the empirical Bayes ridge estimation is proposed in the instrument error identification of GINS vehicle test. The simulation results showed that compared with the conventional least squares method, the empirical Bayes ridge estimation can enhance the precision of the parameter identification and can overcome the influence of the multicollinearity.

**Key words** GINS Vehicle test Empirical Bayes ridge estimation

## 1 引 言

平台式惯性导航系统(Gimbaled Inertial Navigation System, GINS)是一种常用的惯性导航系统,主

要由平台台体、陀螺仪和加速度计构成<sup>[1]</sup>。提高陀螺仪和加速度计的精度是提高惯导系统精度的重要途径,但受目前工艺水平和技术的限制,使得研制更高精度的惯性器件代价昂贵,而且精度提高的空间



不大。这就使得我们考虑采用软件的方法来提高惯导精度,也就是建立平台的误差模型,利用各种测试方法辨识出各项误差系数,并利用辨识结果对 GINS 误差进行补偿,从而提高 GINS 的导航精度。

在进行 GINS 车载试验工具误差辨识时,由于试验条件的限制,使得输入加速度不会很大,使得系统的环境函数矩阵不满秩,造成系统存在较严重的复共线性。利用传统的最小二乘方法会造成如下问题:增大最小二乘估计量的方差;参数估计值不稳定,对样本变化敏感;检验可靠性降低,产生弃真错误<sup>[2]</sup>。经验 Bayes 方法吸收了 Bayes 学派的不孤立地利用当前抽样数据来进行统计推断的好思想,而避开或少用先验分布的假设,是用当前抽样数据及有关历史抽样数据来进行统计推断<sup>[3]</sup>。经验 Bayes 方法的基本思想是用样本所估计的先验分布来代替真正的先验分布,然后去做统计推断与决策。文献[4]提出了三种经验 Bayes 估计方法,这些方法的基本思想是将经验 Bayes 估计和岭估计方法相结合,是岭参数可自适应变化的经验 Bayes 方法,可称之为经验 Bayes 岭估计。理论证明这种方法对存在严重复共线性的系统的参数辨识效果较好。因此本文将这种方法应用到 GINS 车载试验工具误差辨识中,以期提高 GINS 系统的精度。

本文首先推导了 GINS 车载试验系统的模型,引入了经验 Bayes 岭估计并将其应用到 GINS 车载试验工具误差辨识中。仿真结果表明,在系统存在严重复共线性条件下,经验 Bayes 岭估计辨识效果较好,可克服复共线性带来的问题,辨识精度较最小二乘法要高。

## 2 GINS 系统模型

### 2.1 平台及惯性器件误差模型

GINS 的误差主要包括平台系统静态误差、陀螺仪漂移误差、加速度计测量误差等三部分。在惯性系下,其误差模型描述如下<sup>[5]</sup>

$$\begin{cases} \dot{\beta}_{gx} = k_{g0x} + k_{g12x} \dot{W}_x \\ \dot{\beta}_{gy} = k_{g0y} + k_{g12y} \dot{W}_x \\ \dot{\beta}_{gz} = k_{g0z} + k_{g12z} \dot{W}_y \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \Delta \dot{W}_{ax} = k_{a0x} \\ \Delta \dot{W}_{ay} = k_{a0y} \\ \Delta \dot{W}_{az} = k_{a0z} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \alpha_{px} = k_{p0x} + k'_{p1x} \dot{W}_y + k''_{p1x} \dot{W}_z \\ \alpha_{py} = k_{p0y} + k'_{p1y} \dot{W}_x + k''_{p1y} \dot{W}_z \\ \alpha_{pz} = k_{p0z} + k'_{p1z} \dot{W}_x + k''_{p1z} \dot{W}_y \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $\dot{W}_i$  ( $i = x, y, z$ , 下同)——三个方向的视加速度;  $k_{g0i}$  及  $k_{g12i}$ ——分别为三个陀螺仪的零次、一次误差系数;  $k_{a0i}$ ——分别为三个加速度计的零次项误差系数;  $k_{p0i}$ ,  $k'_{p1i}$  及  $k''_{p1i}$ ——分别为平台系统静态误差中的零次、一次误差系数。

### 2.2 系统模型

如果不存在工具误差,那么地理坐标系下载体相对地球运动的真实加速度  $\dot{W}_e$  可以表达为

$$\dot{W}_e = f_e - \delta_e + g_e \quad (4)$$

式中:  $g_e$ ——地理系下地球重力加速度;  $f_e$ ——地理系下加表的真实比力输出;  $\delta_e$ ——地理系下加表敏感到的有害加速度。

平台坐标系下载体相对地球运动的实际加速度  $\dot{W}_p$  可表达为

$$\dot{W}_p = C_e^p [f_e + \Delta \dot{W}_e - \delta_e + g_e] \quad (5)$$

式中:  $\Delta \dot{W}_e$ ——地理系下加表测量误差。

公式(5)变换后有

$$\dot{W}_p = C_e^p [\dot{W}_e + \Delta \dot{W}_e] \quad (6)$$

从而视加速度误差为

$$\Delta \dot{W} = \dot{W}_p - \dot{W}_e = (C_e^p - I) \dot{W}_e + \Delta \dot{W}_p \quad (7)$$

设平台坐标系与导航坐标系之间的欧拉角为  $\alpha_x, \alpha_y, \alpha_z$ , 根据当前的设计水平其值是很小的, 则

$$C_e^p = \begin{bmatrix} 1 & \alpha_z & -\alpha_y \\ -\alpha_z & 1 & \alpha_x \\ \alpha_y & -\alpha_x & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

将公式(8)代入公式(7)并整理得到

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{W}_x \\ \Delta \dot{W}_y \\ \Delta \dot{W}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \dot{W}_z & -\dot{W}_y \\ -\dot{W}_z & 0 & \dot{W}_x \\ \dot{W}_y & -\dot{W}_x & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha_x \\ \alpha_y \\ \alpha_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta \dot{W}_{ax} \\ \Delta \dot{W}_{ay} \\ \Delta \dot{W}_{az} \end{bmatrix} \quad (9)$$

平台漂移角  $\alpha_x, \alpha_y, \alpha_z$  是陀螺仪的漂移角  $\beta_{gx}, \beta_{gy}, \beta_{gz}$  和平台系统静差  $\alpha_{px}, \alpha_{py}, \alpha_{pz}$  之和,则由公式(9),整理可得到

$$\Delta \dot{W} = D(W, \dot{W})C \quad (10)$$

式中:  $D(W, \dot{W})$  ——环境函数矩阵

$C = ([k_{p0x}, k'_{p1x}, k''_{p1x}, k_{p0y}, k'_{p1y}, k''_{p1y}, k_{p0z}, k'_{p1z}, k''_{p1z}, k_{g0x}, k_{g12x}, k_{g0y}, k_{g12y}, k_{g0z}, k_{g12z}, k_{a0x}, k_{a0y}, k_{a0z}]^T$ 。  
公式(10)是视加速度测量误差方程,经积分可得到视速度、位置测量误差方程。

## 3 经验 Bayes 岭估计

### 3.1 问题描述

考虑多变量线性回归模型

$$Y = Z\beta + \varepsilon \quad (11)$$

式中:  $Y = (y_{(1)}, \dots, y_{(p)}) = (y_1, \dots, y_N)'$  为  $N \times p$  矩阵,未知回归参数  $\beta$  为  $m \times p$  矩阵,  $\varepsilon$  的  $N$  行均为满足  $\mathbb{N}_p(0, \Sigma)$  的独立同分布。

$\beta$  的最小二乘估计为

$$\hat{\beta} = (Z'Z)^{-1}Z'Y \quad (12)$$

不失一般性,假设  $\hat{\beta} \sim \mathbb{N}_{m,p}(\beta, (X'X)^{-1}, \Sigma)$ 。  
为获得  $\beta$  的 minimax 估计,考虑以下损失函数

$$L(\omega, \tilde{\beta}, (Z'Z)^2) = \text{tr}(\tilde{\beta} - \beta)\Sigma^{-1}(\tilde{\beta} - \beta)'(Z'Z)^2 \quad (13)$$

式中:  $\tilde{\beta}$  ——  $\beta$  的估计,  $\omega = (\beta, \Sigma)$ 。

令  $P$  为  $m \times m$  正交矩阵并满足

$$(Z'Z)^{-1}P' = D = \text{diag}(d_1, \dots, d_m) \quad (14)$$

式中:  $d_1 \geq \dots \geq d_m > 0$ 。

令  $X = P\hat{\beta}, \Theta = P\beta$ , 可以看出  $X \sim \mathbb{N}_{m,p}(\Theta, D,$

$\Sigma)$ 。根据上述变换,损失函数变为

$$L(\omega, \tilde{\Theta}, D^{-2}) = \text{tr}(\tilde{\Theta} - \Theta)\Sigma^{-1}(\tilde{\Theta} - \Theta)'D^{-2} \quad (15)$$

式中:  $k_{g12x}$  ——  $\Theta$  的估计。

记  $X' = (x_1, \dots, x_m)$  及  $\Theta' = (\theta_1, \dots, \theta_m)$ , 可以看出  $x_i$  是独立分布的,其分布为  $x_i \sim \mathbb{N}_p(\theta_i, d_i\Sigma), i = 1, \dots, m$ 。

这里  $d_i$  是未知的,  $\Sigma$  未知但可以通过下式估计出来

$$\Sigma = (Y - Z\hat{\beta})'(Y - Z\hat{\beta})/(N - m) \quad (16)$$

因此,问题转化为从方差为  $d_i\Sigma$  的  $x_i$  中估计  $\theta_i$ 。

### 3.2 经验 Bayes 岭估计

在模型  $x_i \sim \mathbb{N}_p(\theta_i, d_i\Sigma)$  中,假设  $\theta_i$  先验分布为  $\mathbb{N}_p(0, \lambda\Sigma)$ 。 $x_i$  的条件密度函数为  $f(x_i | \theta_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi d_i\Sigma}} e^{-\frac{(x_i - \theta_i)^2}{2d_i\Sigma}}$ ,  $\theta_i$  的先验密度函数为  $\pi(\theta_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\lambda\Sigma}} e^{-\frac{\theta_i^2}{2\lambda\Sigma}}$ , 则  $\theta_i$  的验后密度函数为

$$\begin{aligned} p(\theta_i | x_i) &= \pi(\theta_i)f(x_i | \theta_i) \\ &= \frac{1}{2\pi\Sigma\sqrt{d_i\lambda}} e^{-\frac{\theta_i^2}{2\lambda\Sigma} - \frac{(x_i - \theta_i)^2}{2d_i\Sigma}} \\ &\propto e^{-\frac{1}{2d_i\lambda\Sigma/(d+\lambda)}[\theta_i - (x_i - \frac{d_i}{d_i+\lambda}x_i)]^2} \end{aligned} \quad (17)$$

给定  $x_i$  的  $\theta_i$  的验后分布为  $\mathbb{N}_p(\hat{\theta}_i^B(\lambda), \frac{d_i\lambda}{d_i + \lambda}\Sigma)$ , 其中  $\hat{\theta}_i^B(\lambda)$  为  $\theta_i$  的 Bayes 估计

$$\hat{\theta}_i^B(\lambda) = x_i - \frac{d_i}{d_i + \lambda}x_i \quad (18)$$

$\Theta$  的 Bayes 估计  $\hat{\Theta}^B(\lambda)$  为  $\{\hat{\Theta}^B(\lambda)\}' = (\hat{\Theta}_1^B(\lambda), \dots, \hat{\Theta}_m^B(\lambda))$ 。 $x_i$  的边缘分布为  $\mathbb{N}_p(0, (d_i + \lambda)\Sigma)$ , 可得到

$$E\left[\sum_{i=1}^m x_i' S^{-1} x_i / (d_i + \lambda)\right] = mp / (n - p - 1) \quad (19)$$

令  $\lambda^*$  为以下方程的解

$$\sum_{i=1}^m x_i' S^{-1} x_i / (d_i + \lambda^*) = (mp - 2) / (n - p + 3) \quad (20)$$

令  $\lambda_{s0}$  为以下方程的根

$$\sum_{i=1}^m \frac{d_i - d_m}{d_i + \lambda_{s0}} = \frac{mp - 2}{2p}$$

(21)

并定义  $\lambda$  的估计  $\hat{\lambda}^{SB}$  为

$$\hat{\lambda}^{SB} = \max(\lambda^*, \lambda_{s0})$$

(22)

可得到  $\Theta$  的估计  $\hat{\Theta}^{SB} = (\hat{\theta}_1^{SB}, \dots, \hat{\theta}_m^{SB})'$ , 其中

$$\hat{\theta}_i^{SB} = \hat{\theta}_i^B(\hat{\lambda}^{SB}) = x_i - \frac{d_i}{d_i + \hat{\lambda}^{SB}} x_i$$

(23)

4 仿真研究

根据公式(10),在获得输入输出数据的基础上可以进行 GINS 的工具误差辨识工作。输入输出数据是通过车载试验获得的。将 GINS 按图 1 方式安装在载车上,并且载车上装有里程仪和 GPS 接收机来获得外测速度和位置等数据,载车运行路径图如图 2 所示。仿真时间为 2 400s,里程仪精度为  $2 \frac{0}{00}$ ,GPS 接收机的精度为 3m,仿真结果见表 1。

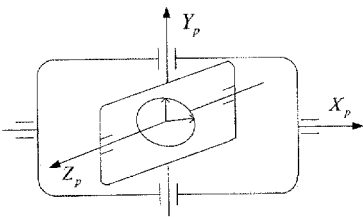


图 1 GINS 安装方式图

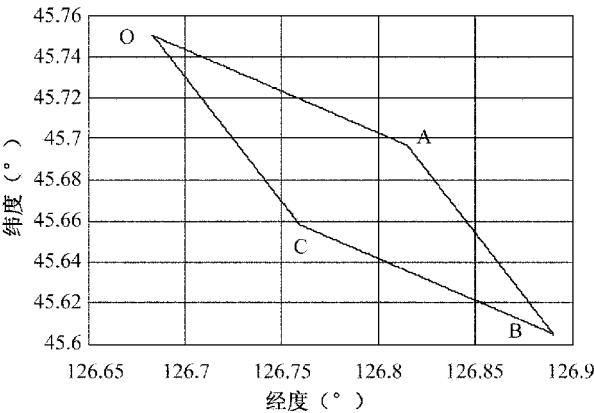


图 2 载车运行路径图

从仿真结果可以看出,在复共线性存在的情况下,最小二乘方法的均方误差较大,而经验 Bayes 岭估计法的均方误差比最小二乘法要小,估计效果要好。

表 1 仿真结果

参数	真值	单位	最小二乘法	EB 岭估计
$k_{p0x}$	10.0	"	10.014	10.137
$k'_{p1x}$	0.01	'/ g	0.010 1	0.009 8
$k''_{p1x}$	0.01	'/ g	0.001 1	0.020 1
$k_{p0y}$	10.0	"	9.568 8	9.690 4
$k'_{p1y}$	0.01	'/ g	0.010 6	0.011 0
$k''_{p1y}$	0.01	'/ g	0.015 3	0.020 9
$k_{p0z}$	10.0	"	9.544 5	9.696 9
$k'_{p1z}$	0.01	'/ g	0.010 0	0.008 6
$k''_{p1z}$	0.01	'/ g	0.010 0	0.009 3
$k_{g0x}$	1.0	°/h	0.999 9	1.000 1
$k_{g12x}$	0.1	°/h g	0.099 3	0.104 8
$k_{g0y}$	1.0	°/h	0.999 9	0.999 9
$k_{g12y}$	0.1	°/h g	0.100 4	0.097 6
$k_{g0z}$	1.0	°/h	0.999 9	0.999 9
$k_{g12z}$	0.1	°/h g	0.065 4	0.108 7
$k_{a0x}$	1.0	$10^{-4}$ g	0.984 7	0.967 5
$k_{a0y}$	1.0	$10^{-4}$ g	0.974 2	1.029 9
$k_{a0z}$	1.0	$10^{-4}$ g	1.000 1	1.000 5

5 结束语

在利用车载试验进行 GINS 工具误差辨识过程中,系统存在严重的复共线性。应用传统的最小二乘法辨识效果不好。本文引入经验 Bayes 岭估计方法来进行 GINS 车载试验工具误差辨识工作。仿真结果表明,该方法的辨识精度较最小二乘法有所提高,辨识效果较好。

参考文献

[1] 邓正隆. 惯性技术[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2006: 76 ~ 101.

[2] 陈希孺. 数理统计引论[M]. 北京: 科学出版社, 1981: 439 ~ 528.

[3] W. C. Stirling, S. A. Lee. Decision-Directed Multivariate Empirical Bayes Classification with Nonstationary Priors[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 1987, 9(5): 644 ~ 660.

[4] T. Kubokawa, M. S. Srivastava. Improved Empirical Bayes Ridge Regression Estimators under Multicollinearity[J]. Communications in Statistics: Theory and Methods, 2004, 33(8): 1 943 ~ 1 973.

[5] 蔡金狮. 飞行器系统辨识[M]. 北京: 宇航出版社, 1995: 569 ~ 570.

图 书 信 息

序号	书 名	作 者	出版社	出版日期	定价/元	优惠价/元
1	计量培训教材 第1卷 几何量计量(上册)	国防科工委科技与质量司组织 《几何量计量》编委会	原子能出版社	2002 年 9 月	115.00	90.00
2	计量培训教材 第1卷 几何量计量(下册)					
3	计量培训教材 第2卷 热学计量	国防科工委科技与质量司组织 《热学计量》编委会	原子能出版社	2002 年 9 月	84.00	60.00
4	计量培训教材 第3卷 力学计量(上册)	国防科工委科技与质量司组织 《力学计量》编委会	原子能出版社	2002 年 9 月	174.00	130.00
5	计量培训教材 第3卷 力学计量(下册)					
6	计量培训教材 第4卷 电磁学计量(上册)	国防科工委科技与质量司组织 《电磁学计量》编委会	原子能出版社	2002 年 9 月	144.00	110.00
7	计量培训教材 第4卷 电磁学计量(下册)					
8	计量培训教材 第5卷 无线电电子学计量(上册)	国防科工委科技与质量司组织 《无线电电子学计量》编委会	原子能出版社	2002 年 9 月	144.00	110.00
9	计量培训教材 第5卷 无线电电子学计量(下册)					
10	计量培训教材 第6卷 时间频率计量	国防科工委科技与质量司组织 《时间频率计量》编委会	原子能出版社	2002 年 9 月	48.00	30.00
11	计量培训教材 第7卷 电离辐射计量	国防科工委科技与质量司组织 《电离辐射计量》编委会	原子能出版社	2002 年 9 月	70.00	50.00
12	计量培训教材 第8卷: 光学计量(上册)	国防科工委科技与质量司组织 《光学计量》编委会	原子能出版社	2002 年 9 月	127.00	100.00
13	计量培训教材 第8卷 光学计量(下册)					
14	计量培训教材 第9卷 声学计量	国防科工委科技与质量司组织 《声学计量》编委会	原子能出版社	2002 年 9 月	76.00	60.00
15	计量培训教材 第10卷 化学计量(上册)	国防科工委科技与质量司组织 《化学计量》编委会	原子能出版社	2002 年 9 月	131.00	100.00
16	计量培训教材 第10卷 化学计量(下册)					
17	计量培训教材 第11卷 计量技术基础	国防科工委科技与质量司组织 《计量技术基础》编委会	原子能出版社	2002 年 9 月	80.00	80.00
18	计量培训教材 第12卷 计量管理基础	国防科工委科技与质量司组织 《计量管理基础》编委会	原子能出版社	2002 年 9 月	52.00	50.00
19	国防军工计量国际交流 报告汇编 1999-2003			2003 年 12 月	50.00	40.00
20	2008 年全国频率控制技术 年会论文集			2008 年 11 月	65.00	30.00
21	2010 国防计量与测试学术 交流会论文集			2010 年 9 月	125.00	100.00
22	2011 全国时间频率学术 会议论文集			2011 年 10 月	150.00	100.00
23	英汉对照管理袖珍手册 43: 质量管理	[英] Anthony Mitchell	上海交通大学 出版社	2006 年 1 月 2008 年 2 月	10.00	8.00

注:全套购买《计量培训教材》,或单本购买 10 册以上,可享受 6 折优惠。