

# 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

## 目 次

偏置功率匹配器在微波小功率校准系统 8mm 频段应用

..... 朱 军 于 蒙 等( 1 )

一种新型双层介质结构 Butler 矩阵研究 ..... 丁轲佳 贺 斐 等( 4 )

一种低频综合参数测试仪的设计与实现 ..... 王希东 张 磊 等(10)

卫星双向时间频率传递校准技术综述 ..... 张升康 王学运 等(15)

啁啾脉冲激光放大系统中的色散研究 ..... 赵 环(23)

面向时间应用的可驯服铷钟 ..... 陈智勇 韩 蒂 等(31)

频率稳定度测量方法的对比分析 ..... 焦 月 张升康(35)

数模转换器 DAC1220 在驯服时钟中的应用 ..... 苏建峰 尹冬梅(39)

北斗/GNSS 高精度时频终端测试方法探讨 ..... 孙海燕 谢彦民 等(43)

阻抗测量中的一种复数计算工具 ..... 张若林 刘 民(49)

砒码磁化率计溯源方法研究 ..... 周 鹰(53)

高值电容标准首次比对实验结果分析 ..... 李亚琰 刘 民 等(58)

一种无需轴对准的磁罗盘正交度测试方法 ..... 李 伟 童卫平(62)

基于 LabVIEW 实现的隔离放大器非线性误差自动测试

..... 张 聪 肖 艺 等(66)

基于 COTS 的拖靶测控台设计..... 田新锋 孙海涛 等(70)

蓄电池巡回检测装置的可靠性改进研究 ..... 张 浩 周小萍 等(75)

中国宇航学会计量与测试专业委员会荣获

中国宇航学会先进专业委员会称号 ..... ( 69 )

2012 微电子与元器件计量测试研讨会在京召开 ..... ( 74 )

《宇航计测技术》撰稿须知 ..... ( 封二 )

《宇航计测技术》征订启事 ..... ( 封三 )

# 《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

# 《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。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

## 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 话:(010)68386651

传 真:(010)68385470

电子信箱:kyb@casic203.com

联 系 人:杜晓爽

# JOURNAL OF ASTRONAUTIC METROLOGY AND MEASUREMENT

Vol.33

No.1

Feb.2013

Total No.193

## CONTENTS

The Application of Bias Power Matcher in the 8mm Band for the Microwave Small Power Calibration System .....	ZHU Jun YU Meng et al ( 1 )
Research on a Novel Bilayer Substrate Butler Matrix .....	DING Ke-jia HE Fei et al ( 4 )
Design and Realization of the Low Frequency Comprehensive Test Instrument .....	WANG Xi-dong ZHANG Lei et al (10)
Review of Calibration Techniques for Two Way Satellite Time and Frequency Transfer System .....	.....
.....	ZHANG Sheng-kang WANG Xue-yun et al (15)
Research on the Dispersion of CPA Laser System .....	ZHAO Huan (23)
A Disciplined Rubidium Oscillator for Timing Application .....	CHEN Zhi-yong HAN Di et al (31)
Comparison and Analysis of the Methods to Measure the Frequency Stability .....	JIAO Yue ZHANG Sheng-kang (35)
Application of Digital-to-analog DAC1220 in the Disciplined Clock .....	SU Jian-feng YIN Dong-mei (39)
Study on the Testing Method of Precise Time and Frequency for COMPASS/GNSS User Terminals .....	SUN Hai-yan XIE Yan-min et al (43)
Algorithm of Complex Number in the Impedance Measurement .....	ZHANG Ruo-lin LIU Min (49)
Research the Metrological Raceability of Susceptometer .....	ZHOU Ying (53)
Result Analysis of the First Comparion Experiment for the High Capacitance Standard .....	LI Ya-lu LIU Min et al (58)
A Measurement for Dual-axis Magnetic Sensor Orthogonality without Axis Alignment .....	LI Wei TONG Wei-ping (62)
An Auto-measurement for Isolation Amplifier based on LabVIEW .....	ZHANG Cong XIAO Yi et al (66)
Design of the Control and Telemeter Device of Towed Target based on COTS .....	TIAN Xin-feng SUN Hai-tao et al (70)
Research on the Improvement of the Storage Battery Loopback Detection Equipment Reliability .....	ZHANG Hao ZHOU Xiao-ping et al (75)

# 偏置功率匹配器在微波小功率校准系统 8mm 频段应用

朱 军 于 蒙 李健一 陈志宇

(92493 部队 89 分队,辽宁葫芦岛 125001)

**摘 要** 为了提高 8mm 微波小功率敏感器的校准准确度,利用原有的 SYSTEM II 微波小功率标准系统,通过研制偏置功率匹配器,在 8mm 频段构建了新型波导小功率敏感器校准系统。本文详细叙述了偏置功率匹配器的设计及其工作原理,该系统具有操作方便、性能稳定等优点,可实现对 8mm 波导小功率敏感器的准确校准。

**关键词** 微波 偏置功率 匹配器 校准系统

## The Application of Bias Power Matcher in the 8mm Band for the Microwave Small Power Calibration System

ZHU Jun YU Meng LI Jian-yi CHEN Zhi-yu

(92493 Troop 89 Unit, Huludao, Liaoning 125001)

**Abstract** In order to improve measurement accuracy of the microwave small power sensor In the 8mm wave band, The new microwave power calibration system based on low reflectance equivalent signal generator was made up through present system II calibration system and bias power matcher. This paper recounted design and working principle of bias power matcher. The system has virtues on conveniences and stability and accuracy.

**Key words** Microwave Bias power Matcher Calibration system

## 1 引 言

目前,校准 8mm 频段波导小功率敏感器所依据的是国家军用标准是 GJB/J3598-99《小功率座检定规程》。其中计量检定所必备的测量设备有毫米波信号源、定向耦合器、1107-8 标准功率座、1806 精密功率计及六位半以上数字电压表(或 1830A 射频功率计)等,而 1806 精密功率计、六位半以上数字电压表、1830A 射频功率计等购置费用、计量检定费

用高。并且,原有的 SYSTEM II 校准系统在 8mm 频段随着频率的增加输出功率会逐渐减小,导致检定 8mm 频段波导小功率敏感器的准确度会降低。可通过 1805 电平控制器与 1107-8 标准功率座偏置功率的对应关系,选取合适的精密电阻,研制出偏置功率匹配器,通过偏置功率匹配器来解决 1107-8 标准功率座与 1805 电平控制器不匹配的问题,从而组成一个低反射系数等效信号源结构的新型波导小功率敏感器校准系统,实现对 8mm 波导小功率敏感器可靠、准确的计量检定。

## 2 偏置功率匹配器设计及工作原理

图 1 为偏置功率匹配器原理框图(虚线部分)。为了实现 1107-8 标准功率座与 1805 电平控制器相匹配,偏置功率匹配器的电阻  $R_1$  和  $R_2$  的选取数值至关重要<sup>[1]</sup>。

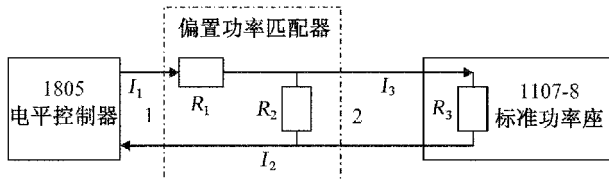


图 1 虚线部分为偏置功率匹配器原理框图

因为 1805 电平控制器偏置功率范围为:  $(30 \pm 1)$  mW, 所以与 1805 电平控制器连接的标准功率座的偏置功率也要在  $(30 \pm 1)$  mW 之内, 只有同轴的标准功率座与 1805 电平控制器匹配, 而 8mm 频段的 1107-8 标准功率座偏置功率范围为:  $(13 \pm 2)$  mW, 它无法与 1805 电平控制器直接连接使用, 只有通过研制偏置功率匹配器来解决 1805 电平控制器与 1107-8 标准功率座不匹配问题。

偏置功率匹配器工作原理: 1107-8 标准功率座与 1805 电平控制器连接时, 其热敏电阻  $R_3$  工作阻值必须为  $200\Omega$ , 从端口 1 向右看, 是作为 1805 电平控制器中电桥的一个臂, 其等效电阻  $R$  的阻值也必须为  $200\Omega$ , 而 1805 电平控制器提供的工作驱动电流  $I_1$  为 12mA 左右, 1107-8 标准功率座需要的工作驱动电流  $I_3$  为 8mA 左右, 偏置功率匹配器中的电阻  $R_2$  可起到分流的作用, 只要电阻  $R_2$  的阻值选取合适, 就可保证  $I_3$  为 8mA 左右、电阻  $R_3$  的阻值为  $200\Omega$ , 而  $R_2$  和  $R_3$  并联等效电阻小于  $200\Omega$ , 再串联一个阻值合适的电阻  $R_1$ , 从端口 1 向右看, 其等效电阻  $R$  的阻值也为  $200\Omega$ , 这样, 通过偏置功率匹配器就可将 1805 电平控制器与 1107-8 标准功率座连接在一起。电阻  $R_1$  和  $R_2$  应选取温度系数低、精度高的电阻, 其阻值的大小与 1107-8 标准功率座、1805 电平控制器的偏置功率实际值相关, 两个电阻的阻值可能为整数, 也可能为小数, 所以, 电阻  $R_1$  和  $R_2$  应由多个电阻串并联组成。

例如: 本实验室的 1805 电平控制器偏置功率设为

$$P = 30.012 \text{ 5mW}$$

标准功率座 1107 - 8 偏置功率实际值为

$$P_3 = 14.45 \text{ mW}$$

其中:  $R = 200\Omega$ ,  $R_3 = 200\Omega$

则

$$I_1 = \sqrt{P/R} = 12.25 \text{ mA}$$

$$I_3 = \sqrt{P_3/R_3} = 8.5 \text{ mA}$$

$$I_2 = I_1 - I_3 = 3.75 \text{ mA}$$

$$U_2 = U_3 = P_3/I_3 = 1.7 \text{ V}$$

$$U_1 = U - U_2 = \sqrt{PR} - U_2 = 2.45 \text{ V} - 1.7 \text{ V} = 0.75 \text{ V}$$

$$R_1 = U_1/I_1 = 61.224\Omega$$

$$R_2 = U_2/I_2 = 453.333\Omega$$

选取 5 个  $1\Omega$ , 10 个  $10\Omega$  和 6 个  $100\Omega$  的精密电阻(精度高于 0.02%)。将 4 个  $1\Omega$ , 4 个  $10\Omega$  和 6 个  $100\Omega$  的精密电阻并联, 其等效电阻阻值 =  $0.224\Omega$ , 然后再与 1 个  $1\Omega$ , 6 个  $10\Omega$  的精密电阻串联, 其等效电阻

$$R_1 = 61.224\Omega$$

选取 6 个  $1\Omega$ , 5 个  $10\Omega$  和 4 个  $100\Omega$  的精密电阻(精度高于 0.02%)。将 3 个  $1\Omega$  精密电阻并联, 其等效电阻阻值 =  $0.333\Omega$ , 然后再与 3 个  $1\Omega$ , 5 个  $10\Omega$  和 4 个  $100\Omega$  的精密电阻串联, 其等效电阻

$$R_2 = 453.333\Omega。$$

## 3 8mm 频段新型波导小功率敏感器校准系统构建方案

8mm 频段波导小功率敏感器校准系统所必备的测量设备由毫米波信号源、定向耦合器、1107-8 标准功率座、偏置功率匹配器和 1805 电平控制器等组成。偏置功率匹配器起着关键作用, 通过偏置功率匹配器来解决 1107-8 标准功率座与 1805 电平控制器不匹配的问题, 并利用原有的 SYSTEM II 校准系统对同轴小功率敏感器校准所使用的 1805 电平控制器和高稳定性的低反射系数等效信号源结构来完成对 8mm 频段波导小功率敏感器的校准, 实现校准系统稳定性和校准数据准确度的提高。

1805 电平控制器直流替代功率电平设有 0.5 mW, (1~10) mW 共 11 个档, 只要偏置功率匹配器中电阻阻值确定下来, 1107-8 标准功率座的直流替代功率与 1805 电平控制器的直流替代功率就有一一对应的关系。

被检 8mm 波导小功率敏感器校准因子  $K_u$  为<sup>[2,3]</sup>

$$K_u = K_c \cdot \frac{P_{bu}}{P_{bc}} \cdot |1 - \Gamma_{Ge} \Gamma_u|^2 \tag{1}$$

式中:  $K_c$  ——1107-8 标准功率座的校准因子;  $P_{bc}$ ,  $P_{bu}$  ——1107-8 标准功率座和被检 8mm 波导小功率敏感器的直流替代功率;  $\Gamma_{Ge}$  ——等效信号源反射系数;  $\Gamma_u$  ——被检 8mm 波导小功率敏感器反射系数。

其中, 1107-8 标准功率座直流替代功率  $P_{bc}$  与 1805 电平控制器直流替代功率电平  $P$  (共 11 个值) 的关系式为

$$P_{bc} = MP \tag{2}$$

式中:  $M$  ——匹配系数。

$$\begin{aligned} M &= [R_2 / (R_2 + R_3)]^2 \\ &= [453.333 / (453.333 + 200)]^2 \\ &= 0.481\ 5 \end{aligned}$$

8mm 频段波导小功率敏感器校准系统原理框图如图 2 所示。

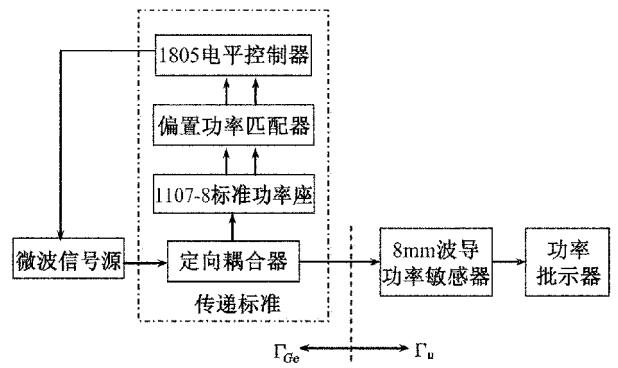


图 2 新型波导小功率敏感器校准系统原理框图

4 结束语

该校准系统采用已授权的实用新型专利技术, 通过自行研制偏置功率匹配器, 在 8mm 频段组成了一种低反射系数等效信号源结构的新型微波小功率校准系统, 该校准系统具有较高的稳定性和校准准确度。本校准系统与原有的 SYSTEM II 校准系统相比具有以下优点: 第一, 8mm 频段新型微波小功率校准系统充分利用了原有的校准系统 100kHz ~ 18GHz 频段的测量标准设备 (1805 电平控制器); 而自行研制的偏置功率匹配器成本只有几千元。第二, 本校准系统利用低反射系数等效信号源结构, 可实现对 8mm 波导小功率敏感器的准确校准。校准数据表明, 该校准系统提高了系统的稳定性和校准数据的准确度, 校准数据见表 1 (被测件: R486A 功率敏感器)。

表 1 校准数据

频率 (GHz)	校准因子标称值	校准因子校准值
26.5	90.1%	91.6%
29	94.2%	95.1%
33	93.0%	92.6%
37	94.0%	92.8%
40	88.2%	89.1%

参考文献

[1] 朱军, 闫道广等. 功率传感器校准装置[P]. 中国: 实用新型专利, 专利号: ZL02292054.4. 2002.

[2] 汤世贤. 微波测量[M]. 北京: 国防工业出版社, 1990.

[3] 王志田等. 无线电电子学计量[M]. 北京: 原子能出版社, 2002.



# 一种新型双层介质结构 Butler 矩阵研究

丁轲佳<sup>1</sup> 贺 斐<sup>2</sup> 吕善伟<sup>2</sup> 熊小军<sup>1</sup>

(1. 北京航空航天大学 无人驾驶飞行器设计研究所, 北京 100191;

2. 北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

**摘 要** 提出并实现一种基于双层微带结构的新型  $8 \times 8$  Butler 矩阵。利用双层微波电路结构将器件分置于上下层以省略跨接器;采用两段近似  $\lambda_g/8$  阶梯耦合微带线 Schiffman 结构实现宽频带移相;采用三分支线定向耦合器作为宽带电桥。采用该方法设计并实现工作于 C 波段的  $8 \times 8$  Butler 矩阵样品;实测结果表明,其可在  $(4.2 \sim 5.3)$  GHz 范围内实现各端口回波损耗不大于 10dB、端口隔离不小于 17dB、功分比误差不超过  $\pm 1.5$ dB、相位误差不大于  $\pm 12^\circ$  等指标,实测平均插入损耗约 2.5dB。新型 Butler 矩阵较之采用跨接器的经典结构损耗小,更加适用于较大规模多波束成型网络。

**关键词** Butler 矩阵 多层介质 Schiffman 移相器 宽带

## Research on a Novel Bilayer Substrate Butler Matrix

DING Ke-jia<sup>1</sup> HE Fei<sup>2</sup> LV Shan-wei<sup>2</sup> XIONG Xiao-jun<sup>1</sup>

(1. Research Institute of Unmanned Aerial Vehicle, Beihang University, Beijing 100191;

2. School of Electronic Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191)

**Abstract** A kind of novel  $8 \times 8$  Butler matrix based on multi-layer substrate structure is presented and realized. A bilayer substrate structure is adopted to distribute components into the up and down layer to replace crossover. Two approximate  $\lambda_g/8$  stepped coupling microstrip Schiffman phase shifter is used to realize wideband phase shift. A three-branch line coupler is employed as wideband bridge. An  $8 \times 8$  Butler matrix sample working in C band frequency is designed and fabricated. The measured results indicate that in the frequency range over  $(4.2 \sim 5.3)$  GHz, the return loss of each port is better than  $-10$ dB, the isolation is better than 17dB, the distribution error is less than  $\pm 1$ dB, the phase error is less than  $\pm 12^\circ$  and the measured average insert loss is about 2.5dB. Compared with conventional structure with crossover, the novel Butler matrix has lower loss and better adaptability to large scale multi-beam forming network.

**Key words** Butler matrix Multi-layer substrate Schiffman phase shifter Wide-band

## 1 引 言

随着通信、导航、雷达等技术的快速发展,多波束馈系统在智能天线、微波定位与导航、相控阵雷达等领域中获得愈加广泛的应用。作为核心器件的

多波束形成网络亦成为研究热点。相较于其他无源多波束网络,Butler 矩阵具有增益无损、波束正交、收发互易、可采用微带电路加工等独特优势,成为最常用的多波束网络形式之一。

经典的 Butler 矩阵由  $3\text{dB}/90^\circ$  电桥、固定相位



差移相器和交叉跨接器组成<sup>[1]</sup>。诸多文献对 Butler 矩阵的设计方法进行研究和介绍,根据采用的传输线形式、加工工艺不同,大致包括 Microstrip(微带线)<sup>[2]</sup>、CPW(共面波导)<sup>[3]</sup>、BC-CPW<sup>[4]</sup>(宽边耦合带状线-共面波导)、SIW<sup>[5]</sup>(介质集成波导)、HM-SIW<sup>[6]</sup>(半模介质集成波导)、LTCC(低温共烧陶瓷)等几类 Butler 矩阵。

其中采用微带线、SIW、HMSIW 等工艺的单层介质结构 Butler 矩阵具有结构简单、成本低廉、可重复性好等优点;但其必须采用跨接器实现平面内支路交叉,导致电路结构复杂、占用面积大、传输损耗高。研究文献均以  $4 \times 4$  Butler 矩阵结构进行验证,该结构仅需一个跨接器;而  $8 \times 8$  Butler 矩阵需要 9 个跨接器,使得单层介质结构的上述缺点表现得尤为突出。

采用 CPW、BC-CPW、LTCC 等工艺的多层介质结构 Butler 矩阵便于实现宽频带和紧耦合,减少或避免跨接器的使用,从而缩减体积和降低损耗;但是其对加工工艺有较高要求,相对单层介质结构显著增加加工成本、组装难度,且可重复性变差。

本文提出一种基于双层微带电路结构的新型  $8 \times 8$  Butler 矩阵,由两层独立加工的单层微带电路通过螺钉紧固合并而成,分别将主要器件分置于上/下层表面。独立加工的两个单层微带电路,其加工成本和组装难度低于 CPW 和 BC-CPW 工艺的 Butler 矩阵;但保留多层介质结构的主要优点:可省略交叉跨接器,显著缩减 Butler 矩阵面积、降低损耗。这对于  $8 \times 8$  Butler 矩阵非常重要。此外,电桥选用三分支线 3dB 定向耦合器、移相器选用阶梯耦合微带线 Schiffman 结构以实现宽频带特性。

采用该方法设计并实现工作于  $(4.2 \sim 5.3)$  GHz 频率的  $8 \times 8$  Butler 矩阵样品,实测结果表明,该新型结构可实现各端口回波损耗不大于 10dB、端口隔离不小于 17dB、功分比误差不超过  $\pm 1.5$  dB、相位误差不大于  $\pm 12^\circ$  的指标,实测平均插入损耗约 2.5dB。该方法适用于大规模多波束成型网络。

## 2 原理与主要器件设计

以  $8 \times 8$  Butler 矩阵作为馈电网络的 8 波束天馈系统,其组成框图及波束指向示意图如图 1 所示。由图可见,典型的多波束天馈系统包括 Butler 矩阵和天线阵。其中,Butler 矩阵的端口“A”,“B”,…,

“H”依次与天线阵各单元相连;端口“1L”,“2L”,…，“4L”,“1R”,…，“4R”依次与射频电路相连,对应端口产生的波束方位如波束示意图所示。

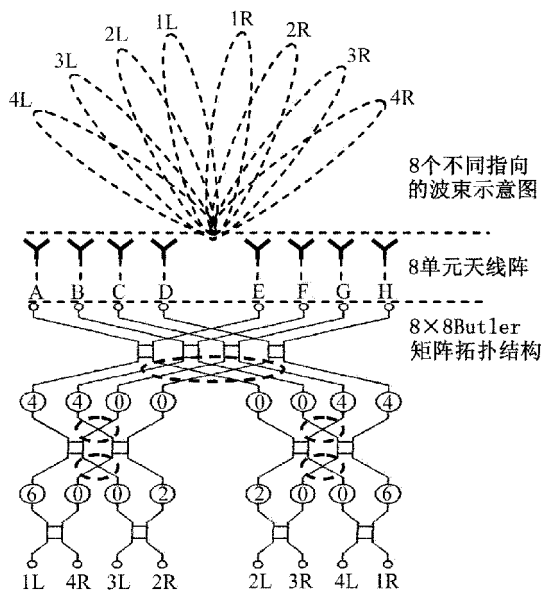


图 1 Butler 矩阵作为馈电网络的 8 波束天馈系统示意图

Butler 矩阵拓扑结构图中,方块“□”表示 3dB/90°电桥;带圈数字“①”、“②”、“④”、“⑥”表示固定相位移相器。圆圈内数字为移相的相位,以  $\pi/16$  为单位,例如“②”代表  $\pi/8$  移相器,而“①”表示不进行移相,也可理解为是其他传输支路移相的参考基准。图中每一个支路交叉点(图中椭圆虚线所示),在单层介质结构的 Butler 矩阵中均需要 0dB 交叉跨接器实现。整个  $8 \times 8$  Butler 矩阵共需要 12 个 3dB/90°定向耦合器和 8 个移相器。

根据 Butler 矩阵特性,当在“1L”-“4R”中任一端口施加激励信号,在“A”-“H”中所有端口输出幅度相等、相位成等差关系的信号。但随输入信号的端口不同,“A”-“H”端口输出信号的相位差也各不相同,其对应关系见表 1。

此外,Butler 矩阵还满足所有端口匹配,“1L”-“4R”各端口之间、“A”-“H”各端口之间均相互隔离。

根据设计要求和应用背景不同,Butler 矩阵性能指标有所不同。本设计的预期指标为:匹配特性满足  $VSWR < 2.0$ ,即各端口回波损耗低于 -10dB;端口间隔离度优于 15dB;功率分配误差不超过  $\pm 2$  dB。而相位误差,由于  $8 \times 8$  Butler 矩阵各支路的电长度较长,且相位误差可通过与天线阵间的传输线进行

修正,故要求小于 $\pm 15^\circ$ 即可。

表 1 8×8 Butler 阵输出-输出相位对应关系

输入端口	端口间相位差	A	B	C	D
4L	$14\pi/16$	$16\pi/16$	$30\pi/16$	$12\pi/16$	$26\pi/16$
3L	$10\pi/16$	$12\pi/16$	$22\pi/16$	$0\pi/16$	$10\pi/16$
2L	$6\pi/16$	$10\pi/16$	$16\pi/16$	$22\pi/16$	$28\pi/16$
1L	$2\pi/16$	$10\pi/16$	$12\pi/16$	$14\pi/16$	$16\pi/16$
1R	$-2\pi/16$	$24\pi/16$	$22\pi/16$	$20\pi/16$	$18\pi/16$
2R	$-6\pi/16$	$20\pi/16$	$14\pi/16$	$8\pi/16$	$2\pi/16$
3R	$-10\pi/16$	$18\pi/16$	$8\pi/16$	$30\pi/16$	$20\pi/16$
4R	$-14\pi/16$	$18\pi/16$	$4\pi/16$	$22\pi/16$	$8\pi/16$

输入端口	端口间相位差	E	F	G	H
4L	$14\pi/16$	$8\pi/16$	$22\pi/16$	$4\pi/16$	$18\pi/16$
3L	$10\pi/16$	$20\pi/16$	$30\pi/16$	$8\pi/16$	$18\pi/16$
2L	$6\pi/16$	$2\pi/16$	$8\pi/16$	$14\pi/16$	$20\pi/16$
1L	$2\pi/16$	$18\pi/16$	$20\pi/16$	$22\pi/16$	$24\pi/16$
1R	$-2\pi/16$	$16\pi/16$	$14\pi/16$	$12\pi/16$	$10\pi/16$
2R	$-6\pi/16$	$28\pi/16$	$22\pi/16$	$16\pi/16$	$10\pi/16$
3R	$-10\pi/16$	$10\pi/16$	$0\pi/16$	$22\pi/16$	$12\pi/16$
4R	$-14\pi/16$	$26\pi/16$	$12\pi/16$	$30\pi/16$	$16\pi/16$

2.1 双层微波电路的 Butler 矩阵结构

根据 8×8 Butler 矩阵拓扑图可知,相邻电桥之间的传输线需相互交叉导致需要大量跨接器。本设计将互有交叉关联的电桥分置于双层微带电路结构的上/下两层,使存在交叉关系的传输线分别处于不同层,即以简单的金属过孔结构代替 0dB 交叉跨接器。

双层微波电路的截面结构示意图如图 2 所示。通过将两个独立的单层微带电路以地平面彼此紧密结合方式,合并成为双层微带电路。

在多层 Butler 矩阵结构中,不同电路层间的连接实现方法有两种:导体连通(磁场耦合)和电容耦合(电场耦合)。导体连通结构紧凑,带宽大,但是结构稍显复杂;电容耦合不需通孔,但是带宽小,体积较大。本设计选择导体连通方式,即采用金属化过孔连接上下层的传输线,剖面结构示意图如图 3

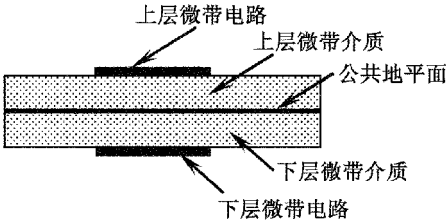


图 2 双层微带电路截面结构示意图

所示。

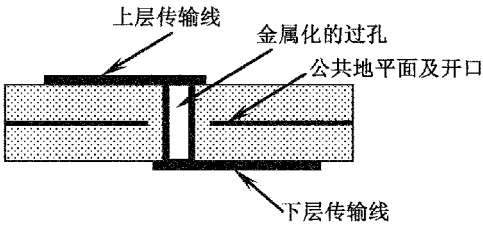


图 3 金属过孔连接上/下层传输线示意图

微波电路的层间互连结构需确保阻抗匹配和场匹配。由于金属过孔处电磁信号传播方向由水平突变为垂直,必将引入不连续性,故需精确计算其特征阻抗以确保由此导致的反射尽可能小。增加金属过孔会在传输线中引入分布电感;而过孔两端的焊盘、地平面开孔则会引入一定分布电容。

本设计中上下层微带电路均选用介电常数 2.55、0.8mm 厚度微波板材作为基材,经过反复计算与优化,最终设计结果为过孔半径为 1.1mm、上下层焊盘半径 1.4mm、地平面开孔半径 1.8mm;采用该参数结构完成 50Ω 特征阻抗微带线在各层间的连接。

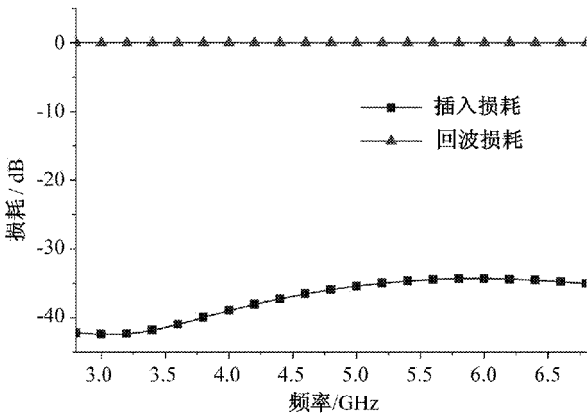


图 4 过孔结构的回波损耗和插入损耗仿真结果图

图 4 所示为过孔结构的匹配特性( Return Loss, 回波损耗, 简称回损)和传输特性( Intern Loss, 插入

损耗,简称插损)仿真结果。由图可见,经过优化后的过孔结构在(2.8~6.8) GHz 频率范围内具有良好的匹配和传输特性。

## 2.2 三分支线定向耦合器

3dB 电桥是组成 Butler 矩阵的重要元件,实现信号在输入端口与输出端口间分配,并保持输入端口之间、输出端口之间的隔离。其具体实现形式包括分支线定向耦合器、平行线定向耦合器、集总器件耦合器、波导窗口耦合器等。

本设计选择微带电路中最常用的分支线定向耦合器形式。为获得良好的宽频带性能,选用三分支线结构,其上层电路结构图如图 5 所示。较之常用的两分支线结构,该结构具有更好的宽频带功率分配、端口隔离特性和更加稳定的  $90^\circ$  移相特性。

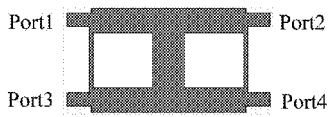


图5 三分支线定向耦合器上层电路结构图

本设计中采用的三分支线定向耦合器主要性能仿真结果图如图 6 和图 7 所示,由于结构对称特性及收发互易特性,各端口性能几乎完全一致,故此处仅以 Port1 为入波端口,示出其匹配、功分、隔离性能。

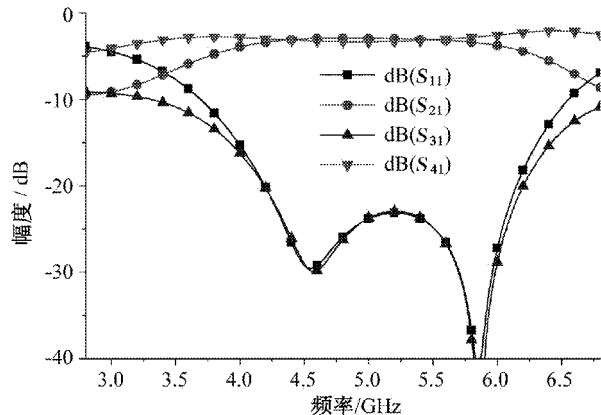


图6 三分支线定向耦合器功率分配、端口隔离仿真结果图

图 6 中  $\text{dB}(S_{21})$  和  $\text{dB}(S_{41})$  分别为功率分配特性,可见在(3.9~5.8) GHz 范围内,定向耦合器功率分配误差不超过  $\pm 1\text{dB}$ ;  $\text{dB}(S_{11})$  为端口的匹配特性(回波损耗),  $\text{dB}(S_{31})$  为端口隔离特性,可见在(3.9~6.2) GHz 范围内,回波损耗和隔离度大于  $-15\text{dB}$ 。

图 7 为输出端口间的相位差特性,即  $S_{21}$  与  $S_{41}$

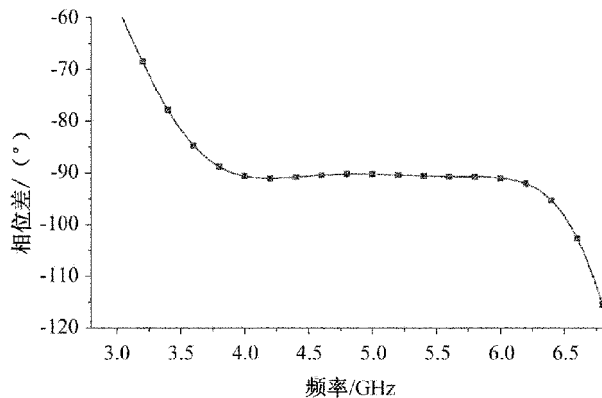


图7 三分支线定向耦合器输出端口相位差仿真结果图

的相位差值。由图可见,在(3.6~6.4) GHz 范围内,相位差值在  $90^\circ \pm 5^\circ$  范围内。作为 3dB/ $90^\circ$  电桥,其在(3.9~5.8) GHz 范围内能基本满足 Butler 矩阵设计需求,相对带宽接近 40%。

## 2.3 阶梯耦合微带线 Schiffman 移相器

Schiffman 差分移相器是 Butler 矩阵中常用的固定移相器形式。经典的 Schiffman 差分移相器中耦合传输线的奇、偶模相速不等,虽移相特性良好,但宽带匹配特性不佳。通常需对其阻抗和相移性能采用折衷设计。

本设计采用两节近似  $\lambda_g/8$  的阶梯耦合线补偿奇偶模相速,优化 Schiffman 差分移相器的性能。其结构示意图如图 8 所示。

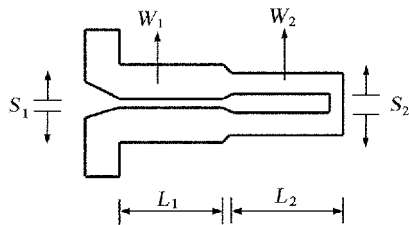


图8 两节近似  $\lambda_g/8$  阶梯耦合线 Schiffman 移相器结构示意图

本设计中需要三种不同移相值的 Schiffman 差分移相器,移相值分别为  $22.5^\circ$ 、 $45^\circ$ 、 $67.5^\circ$ ,其结构特征完全一致,仅具体参数稍有差异。为  $22.5^\circ$  Schiffman 移相器的移相特性、匹配特性和传输特性仿真结果图如图 9 和图 10 所示。由图可见,在(3.0~5.8) GHz 范围内,移相器的移相误差在  $\pm 5^\circ$  范围内;回波损耗不大于  $-20\text{dB}$ ;插入损耗不超过 0.5dB。另外两种移相器的性能与此相近,为节省篇幅此处不再示出。

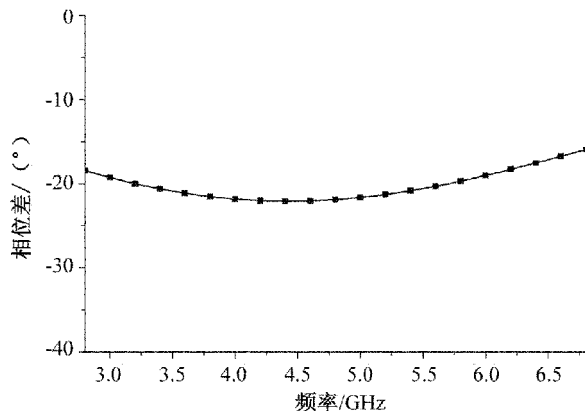


图9 改进的 Schiffman 移相器差分移相仿真结果图

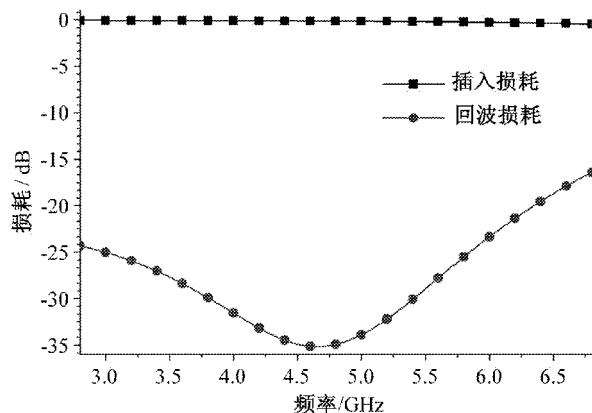


图10 改进的 Schiffman 移相器端口匹配、传输特性结果图

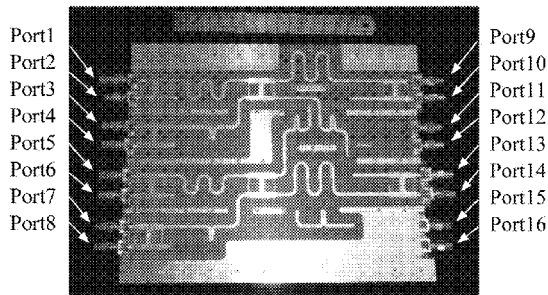
### 3 实测结果及分析

基于上述结构设计及主要器件设计结果,采用两层厚度 0.8mm、介电常数 2.55 的双面覆铜微波板材,设计并加工 8×8 Butler 矩阵样品。实物照片如图 11 所示。

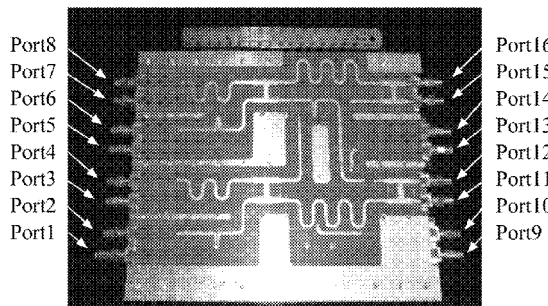
由图可见,基于双层微带电路结构的 Butler 矩阵,其 3dB/90° 电桥分处于上/下两层电路板,连接支路通过在层间转换避免交叉,故整个 8×8 Butler 矩阵并无 0dB 交叉跨接器结构。端口 1~8 与射频电路相连、端口 9~16 与天线阵列中各单元相连。

8×8 Butler 矩阵端口数量多,受篇幅所限,难以示出全部端口所有性能实测结果。图 12 至图 15 所示,为该 Butler 矩阵部分端口的主要性能实测结果,包括阻抗匹配、端口间隔离、等功率分配、等相位差特性,测试仪器为 Agilent N5230A 矢量网络分析仪和 15 个 50Ω 匹配负载。

图 12 为与射频电路连接的 Butler 矩阵各端口



(a) 正面



(b) 背面

图11 8×8 Butler 矩阵实物图

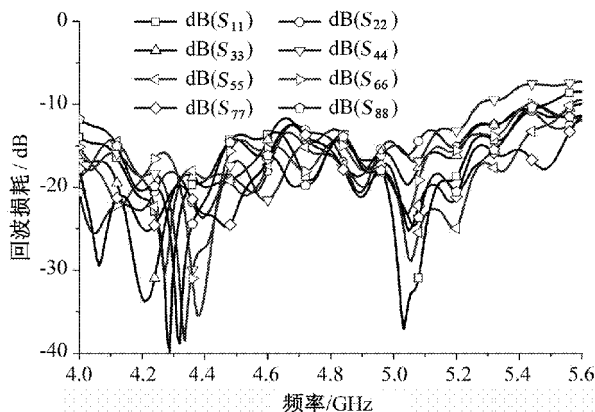


图12 8×8 Butler 矩阵射频端口匹配特性实测结果图

匹配特性测试结果。由图可见在 (4.0~5.3) GHz 范围内,各端口回波损耗均低于 -10dB;图 13 为射频电路端口间的隔离度(以端口 1 为例),由图可见在 (4.0~5.6) GHz 范围内,端口 1 与其他各端口隔离度均优于 17dB。

图 14 以端口 1 为例,示出由射频端口至天线端口的功率分配特性。在理想匹配、无损条件下,8×8 Butler 矩阵可实现等功率输出特性,即各输出端口插入损耗为 -9.03dB。由图可见在 (4.2~5.6) GHz 范围内,功率分配比满足  $(12 \pm 2)$  dB; (4.4~5.3) GHz



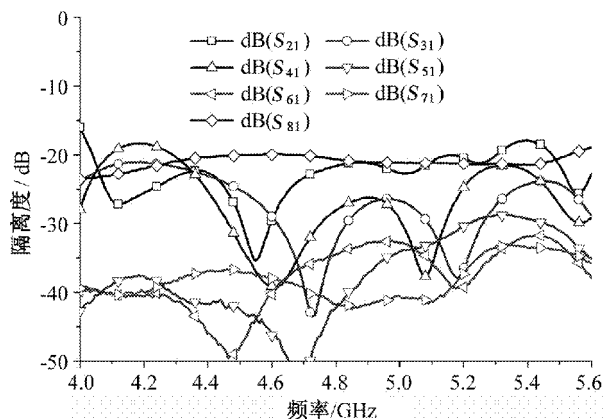


图 13 8×8 Butler 矩阵射频端口隔离特性实测结果图

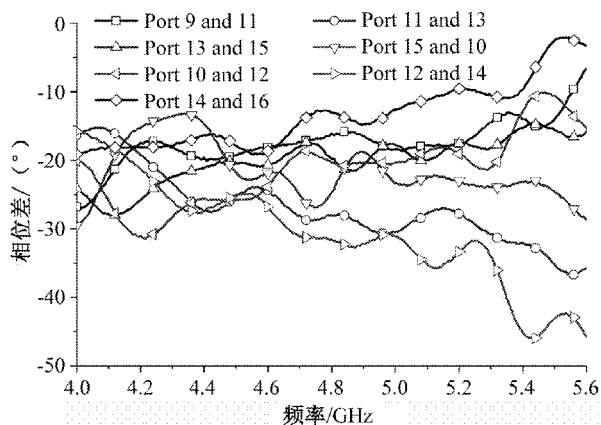


图 15 8×8 Butler 矩阵等相位差输出特性实测结果图

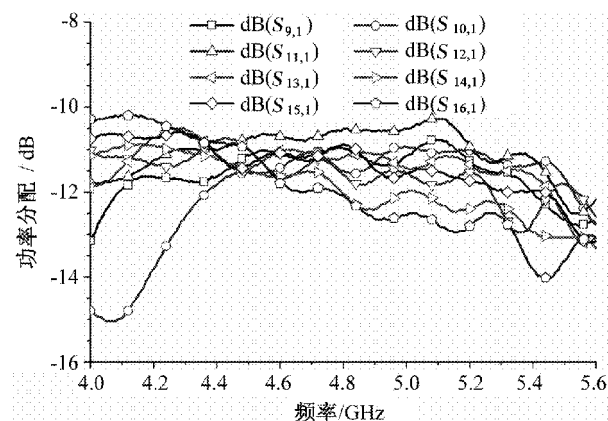


图 14 8×8 Butler 矩阵功率分配特性实测结果图

范围内,功率分配比满足  $(11.5 \pm 1.5)$  dB。

图 15 所示为端口 1 输入、端口 9~16 输出条件下,其等相位差实测结果。理想情况下,在端口 1 输入时,依照端口 9, 11, 13, 15, 10, 12, 14, 16 之顺序,各端口输出信号相位依次滞后  $22.5^\circ$  (可参见图 1)。由图可见,在  $(4.0 \sim 5.3)$  GHz 范围内,该 Butler 矩阵相位差误差不超过  $\pm 12^\circ$ 。

通过上述测试结果可以看出,基于双层微带结构的 8×8 Butler 矩阵可较好实现阻抗匹配、端口隔离、等功率分配、等相位延迟等指标,相对带宽不小于 20%;平均插入损耗大约 2.5 dB。

## 4 结束语

本文设计并实现一种基于双层微带电路结构的新型 8×8 Butler 矩阵,通过在上/下层分别设置传输

线省却 0 dB 交叉跨接器,简化电路复杂度并降低损耗。采用印刷电路工艺加工,成本低、精度高、可重复性好。经实物测试,证明其技术可行、性能良好。本设计方法适用于较大规模多波束成型网络。

## 参考文献

- [1] Butler J, Lowe R. Beam Forming Matrix Simplifies Design of Electronically Scanned Antennas [J]. Electronic Design, 1961, 9: 170~173.
- [2] Ma De-jing, Peng Hong-li, Yin Wang-yan. The Realization of High Isolation and Wide-Band  $4 \times 4$  Micro-strip Butler Matrix [C]. Microwave Technology and Computational Electromagnetics, 2009, ICMTCE: 88~91.
- [3] Mourad Nedil, Tayeb A. Denidni, and Larbi Talbi. Novel Butler Matrix Using CPW Multilayer Technology [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(1): 499~507.
- [4] Slawomir Gruszezynski, Krzysztof Wineza. Broad band  $4 \times 4$  Butler Matrices as a Connection of Symmetrical Multi-section Coupled-Line 3-dB Directional Coupler and Phase Correction Networks [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2009, 57(1): 1~9.
- [5] Yamamoto S, Hirokawa J, And Mo. A beam switching slot array with a 4 way Butler matrix installed in a single layer post/wall waveguide [C]. IEEE AP/S Int. Symp., 2002, 1: 138~141.
- [6] 陈鹏, 洪伟, 徐俊峰. 一种新型的基于半模基片集成波导技术的 Butler 矩阵 [J]. 微波学报, 2008, 24(3): 5~9.

# 一种低频综合参数测试仪的设计与实现

王希东 张 磊 沐阿华  
(91635 部队,北京 102249)

**摘 要** 介绍了低频综合参数测试仪的测量原理和基本构成,同时介绍了微弱信号幅度,低频信号失真度、相位测试的基本原理,测试仪的设计运用了虚拟仪器的思想,具有操作简单,便于携带的特点。

**关键词** 数据采集 失真度 相位 微弱信号

## Design and Realization of the Low Frequency Comprehensive Test Instrument

WANG Xi-dong ZHANG Lei MU A-hua  
(91635 Army, Beijing 102249)

**Abstract** The groundwork and approach in its implementation of low frequency comprehensive test instrument were presented. The instrument uses touch monitor to finish the signal distortion, phase difference measurement and weak signal detection. The instrument designed base on the virtual instrumentation idea, and it has he characteristics of simple operating, easy carrying and accurate measuring.

**Key words** Data acquisition Distortion Phase Weak signal

## 1 引 言

某型号装备的计量测试系统需要对低频信号失真度、相位进行测试,同时还需测试微伏级、纳伏级微弱信号幅度,通常对信号失真度、相位以及微弱信号的测试要用三台独立的测试仪器,如果采用台式仪器集成到计量系统中,一方面,需要测试的微弱信号幅度、低频信号失真度及相位都是单一参数的技术指标,如果利用三台仪器,硬件资源及功能使用方面存在较大的浪费;另一方面采用台式仪器集成会致使整个计量系统体积大、造价高,不利用现场测试和计量测试系统推广,因此,有必要研制一台能覆盖三个参数的测量仪器。针对这一实际需求,研制了

一台高精度低频综合参数测试仪。该仪器具有测量精度高,操作简单,便于携带的特点<sup>[1]</sup>。

## 2 设计与实现

### 2.1 测试方案设计

低频综合参数测试仪技术方案是将被测信号由高精度 PCI 数据采集卡转换成数字信号,由计算机主板通过软件算法实现失真度、相位以及微弱信号幅度的测试。

#### 2.1.1 测试失真度技术方案

##### 2.1.1.1 失真度测试模块组成

失真度测试模块组成框图如图 1 所示。

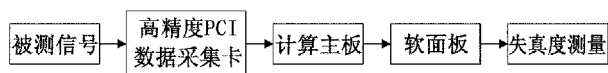


图 1 失真度测试模块系统组成框图

### 2.1.1.2 失真度测试算法

失真度  $K_{fo}$  为被测信号中各次谐波的总有效值电压与被测信号有效值的百分比,计算方法见式(1)

$$K_{fo} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \times 100\% \quad (1)$$

式中:  $U_2, U_3 \dots U_n$  ——各次谐波电压有效值,即为被测信号中各次谐波的总有效值电压与被测信号中基波的有效值的比值。

测量失真度的原理大致分为两类:基波剔除法和频谱分析法。采用基波剔除法的失真度测量仪通过具有频率选择性的无源网络抑制基波,由总大电压有效值和抑制基波后的谐波电压有效值计算出失真度,该方法由于前级电路有源器件的非线性,因此对小信号的测量不够准确。频谱分析法是通过测量各次谐波的方法计算出波形失真度。本方案采用数字化频谱分析法。首先使用高精度 PCI 数据采集卡对信号进行采集和数字化,再利用快速傅立叶变换 (FFT) 算法将信号展开成傅立叶级数,形成被测信号的二维幅度—频率数组,对数组计算得到基波系数和各次谐波系数,最后,由基波和各次谐波系数计算出失真度<sup>[2]</sup>。具体实现算法如下

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega_0 t + \varphi_n) \quad (2)$$

式中:  $f(t)$  ——含谐波失真的正弦波;  $\frac{A_0}{2}$  ——正弦中的直流分量;  $A_n$  ——第  $n$  次谐波的振幅,  $A_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt$ ;  $n$  ——失真正弦波中所含最高谐波次数;  $\omega_n$  ——标准正弦波的角频率;  $\varphi_n$  ——第  $n$  次谐波相对于基波的初相角。

由失真度的定义得

$$K_{fo} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} = \frac{\sqrt{\left(\frac{A_2}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{A_3}{\sqrt{2}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{A_n}{\sqrt{2}}\right)^2}}{\frac{A_1}{\sqrt{2}}} \quad (3)$$

使用该方法测量失真度不但具有较高的准确度,而且可以实现只用一套硬件电路便可测量 2 至 5 次谐波,并可单独显示各次谐波的失真以及总失真,并且可以根据需要,只需增加取样频率即可测量更高次的谐波,具有扩展性,不像利用模拟技术的失真仪只能测量信号的总失真,无法单独测量 2 次、3 次、4 次以及 5 次谐波的失真<sup>[3]</sup>。

### 2.1.1.3 失真度测试模块算法实现流程设计

失真度测试模块算法实现流程图如图 2 所示。

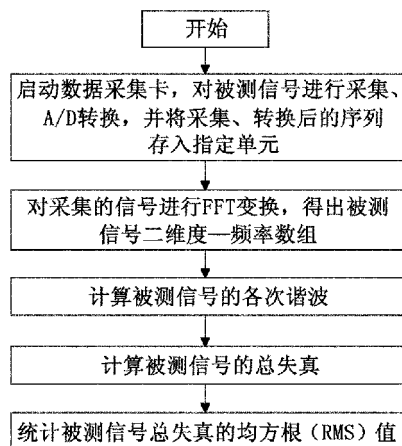


图 2 失真度测试模块算法实现流程图

### 2.1.2 相位测试技术方案

#### 2.1.2.1 相位测试模块组成

相位测试模块组成框图如图 3 所示。

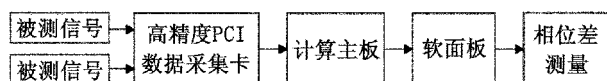


图 3 相位测试模块系统组成框图

#### 2.1.2.2 相位测试算法

本方案拟采用谱分析法对两个输入信号的相位差进行测量。该方法是通过对被检测信号进行频谱分析获得信号的相频特性,然后计算两信号在主频率处初始相位的差值即可测得两个信号的相位差。该方法有很好的选频特性,对谐波干扰抑制性好。同样,在实际处理中也可使用快速傅立叶变换 (FFT) 来进行频谱分析<sup>[4]</sup>。

在有限区间  $(t \cdot t + T)$  内,绝对可积的任一周期函数  $x(t)$  可以展开成傅里叶级数



$$\begin{aligned}
 x(t) &= \sum_{n=0}^{\infty} (a_n \cos n\Omega t + b_n \sin n\Omega t) \\
 &= A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\Omega t + b_n \sin n\Omega t) \\
 &= A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\Omega t + \varphi_n)
 \end{aligned} \quad (4)$$

式中:  $a_n, b_n$  ——傅立叶系数。

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\pi}^{\pi} x(t) \cos n\Omega t dt \quad (5)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\pi}^{\pi} x(t) \sin n\Omega t dt \quad (6)$$

式中:  $\varphi_n$  ——  $n$  次谐波的初相位。

基波的初相位为

$$\varphi_1 = \tan^{-1} \frac{a_1}{b_1} \quad (7)$$

以上计算的意义在于:一个周期信号可以用一个直流分量和一系列谐波的线性叠加来表示,只要求出傅里叶系数  $a_n$  和  $b_n$ ,即可求出任一谐波的初相位  $\varphi_n$ ,而在相位差测量中只要求出基波的初相位  $\varphi_1$  即可。

在以计算机为核心的虚拟测试仪器中,模拟信号  $x(t)$  在进入计算机前先经采样器将连续信号变为离散时间信号,而后再经 A/D 转换器变为离散信号。设在周期函数  $x(t)$  的一个周期内有  $N$  个采样点,且每两个采样点间的时间相同。

对于两个周期函数  $x_1(t)$  和  $x_2(t)$ ,他们的基波傅立叶系数分别为

$$a_{11} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_1(k) \cos \frac{2\pi k}{N} \quad (8)$$

$$b_{11} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_1(k) \sin \frac{2\pi k}{N} \quad (9)$$

$$\varphi_{11} = \tan^{-1} \frac{a_{11}}{b_{11}} \quad (10)$$

$$a_{21} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_2(k) \cos \frac{2\pi k}{N} \quad (11)$$

$$b_{21} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_2(k) \sin \frac{2\pi k}{N} \quad (12)$$

$$\varphi_{21} = \tan^{-1} \frac{a_{21}}{b_{21}} \quad (13)$$

则  $x_1(t)$  的基波分量与  $x_2(t)$  的基波分量的相位差为

$$\varphi = \varphi_{11} - \varphi_{21} = \tan^{-1} \frac{a_{11}}{b_{11}} - \tan^{-1} \frac{a_{21}}{b_{21}} \quad (14)$$

### 2.1.2.3 失真度测试模块算法实现流程设计

为实现以上算法,设计如图 4 所示的流程图,由 LabVIEW 编程实现,并发布为可执行文件。

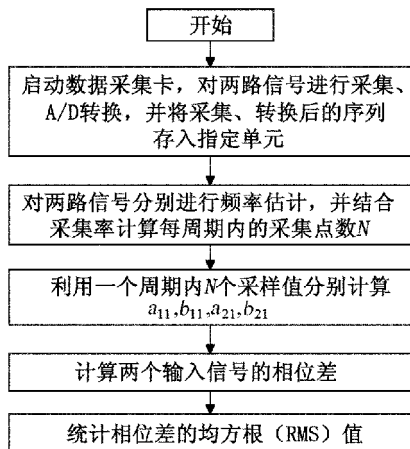


图 4 相位测试模块算法实现流程图

### 2.1.3 微弱信号测试技术方案

#### 2.1.3.1 微弱信号测试模块组成

微弱信号测试模块组成框图如图 5 所示。

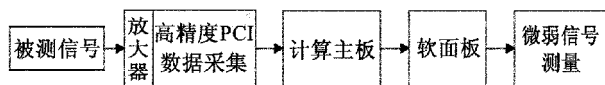


图 5 微弱信号测试模块系统组成框图

#### 2.1.3.2 微弱信号放大器设计

数据采集系统中,若待测信号为很微弱的小信号,需要用前置放大器加以放大。通用运算放大器不能直接放大微弱信号,必须用测量放大器。测量放大器具有高输入阻抗、低输出阻抗、强抗共模干扰能力、低温漂、低失调电压和高稳定增益等特点。因为前置放大器本身的噪声会随输入信号一起放大,将原来就被噪声淹没的信号淹没得更深,这就要求前置放大器必须具有很低的噪声。前置放大器由测量放大器、4 阶贝塞尔低通滤波器、差分输出放大器构成,如图 6 所示,设计前置放大器为 100, 1 000, 10 000 放大比例<sup>[5]</sup>。

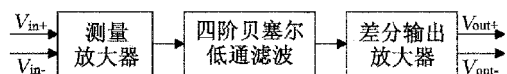


图 6 前置放大器组成框图

### 2.1.3.3 微弱信号测试算法

微弱信号测试是利用锁定放大器。锁定放大器的基本结构如图 7 所示,包括信号通道、参考通道、相敏检测器(PSD)和低通滤波器(LPF)等<sup>[6]</sup>。

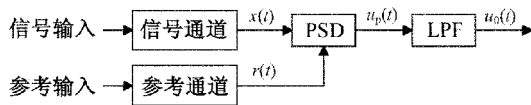


图 7 锁定放大器基本结构框图

$$S_{in} = A_{in} \cos(\omega_{ref} \cdot t + \delta_{in}) + \sum_{\omega_{noise}} A_{noise} \cos(\omega_{noise} \cdot t + \delta_{noise}) \quad (17)$$

PSD 后的信号

$$\begin{aligned} S_{mult} &= 2 \cdot S_{ref} S_{in} = 2 \cdot A_{in} \cos(\omega_{ref} \cdot t) \cos(\omega_{ref} \cdot t + \delta_{in}) + 2 \cdot \cos(\omega_{ref} \cdot t) \sum_{\omega_{noise}} A_{noise} \cos(\omega_{noise} \cdot t + \delta_{noise}) \\ &= A_{in} \cos(\omega_{ref} \cdot t - \omega_{ref} \cdot t + \delta_{in}) + A_{in} \cos(\omega_{ref} \cdot t + \omega_{ref} \cdot t + \delta_{in}) \\ &\quad + \sum_{\omega_{noise}} A_{noise} \cos((\omega_{ref} + \omega_{noise}) \cdot t + \delta_{noise}) + \sum_{\omega_{noise}} A_{noise} \cos((\omega_{ref} - \omega_{noise}) \cdot t - \delta_{noise}) \\ &= A_{in} \cos(0 \cdot t + \delta_{in}) + A_{in} \cos(2 \cdot \omega_{ref} \cdot t + \delta_{in}) + \sum_{\omega_{noise}} A_{noise} \cos((\omega_{ref} + \omega_{noise}) \cdot t + \delta_{noise}) \\ &\quad + \sum_{\omega_{noise}} A_{noise} \cos((\omega_{ref} - \omega_{noise}) \cdot t - \delta_{noise}) \end{aligned} \quad (18)$$

因为参考信号和有用信号具有相同频率,不同频率的信号形成直流分量。对于相乘后的信号进行低通滤波后,上述表达式仅剩两项:系统输出的直流分量和接近参考信号频率的噪声分量。

$$S_{filtered} = A_{in} \cos(\delta_{in}) + A_{noise @ ref} \cos(\delta_{noise @ ref}) \quad (19)$$

调节参考信号的相位  $\delta_{in} = 0$ , 得到

$$S_{filtered} = A_{in} + A_{noise @ ref} \cos(\delta_{noise @ ref}) \quad (20)$$

滤波后的信号幅值就是微弱信号测量仪的输出幅值。

### 2.1.3.4 微弱信号测量测试模块算法实现流程设计

微弱信号测量模块的流程设计如图 8 所示。

## 2.2 测试仪组成与工作原理

### 2.2.1 测试仪组成

低频综合参数测试仪主要包括信号调理、信号采集、数据处理、逻辑控制、触摸显示器(软面板)、GPIB/LAN 接口电路等单元模块构成。其硬件总体结构框图如图 9 所示。

### 2.2.2 硬件实现

低频综合参数测试仪是通过 PCI 数据采集卡将被测模拟信号转换成数字信号,通过软件算法实现微弱信号检测、失真度和相位测试。信号调理模块

参考信号

$$S_{ref} = \cos(\omega_{ref} \cdot t) \quad (15)$$

和参考信号相同频率的输入信号

$$S_{in} = A_{in} \cos(\omega_{ref} \cdot t + \delta_{in}) \quad (16)$$

含有均匀噪声的输入信号

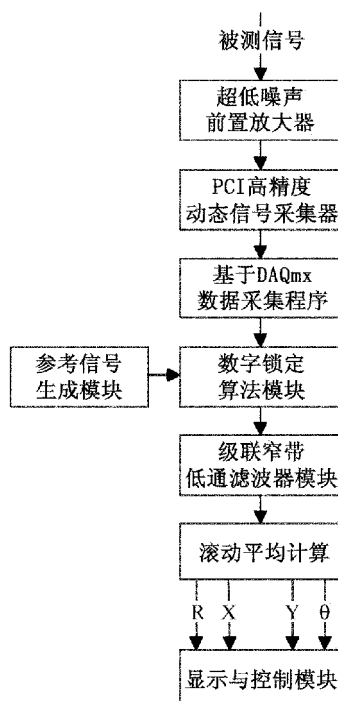


图 8 微弱信号测试模块算法实现流程图

实现对微弱信号放大,对幅度大的低频信号衰减;数据采集单元由 PCI 数据采集卡完成对测试信号的采集,按虚拟仪器的设计思想,由主板计算机按照 2.1 所述的各个模块的软件算法,计算出测试结果,显示

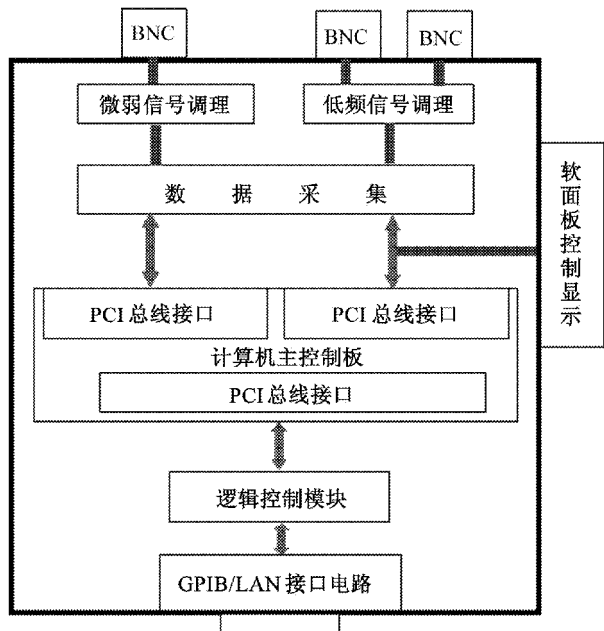


图9 低频综合参数测试仪原理框图

在触摸式显示器上,同时触摸式显示器是用户与计算机进行通讯的媒介,用户在触摸式显示器上操作相应软件按钮进行测试功能的选择和数据的存储;逻辑控制单元实现PCI数据采集卡与计算机主机的双向通信,根据需要及时读取测量数据,并将测量设置参数(通过触摸式显示器上仪器面板上按钮旋钮转换得到)以及初始控制信号传送给PCI数据采集卡,通过BNC接口对不同的参数的信号进行测试。测试仪还可以做为独立使用的仪器,具有程控功能,通过GPIB/LAN接口电路实现与外部计算机的通信。机箱的设计综合采用电磁屏蔽、绝缘、接地、浮地、抗干扰设计等措施提高整机的抗干扰能力。

### 2.2.3 实现效果

实际的测量结果表明,设计的低频综合参数测试仪满足某型号装备的微弱信号幅度、低频信号失

真度和相位的计量测试需求,并且测量准确度较高。失真度测试,测量基频范围:20Hz~100kHz,测量范围:0.1%~100%,误差:1dB(20Hz~50kHz), $\pm 2$ dB(5~100)kHz。相位测试,频率范围:1Hz~50kHz,测量范围: $0^\circ \sim 360^\circ$ ,误差:0.05°。微弱信号测量,频率范围:1Hz~30kHz,输入电压范围:1 $\mu$ V~10V(不带低噪声前置放大器),误差 $\pm 1\%$ ;10nV~10V(带低噪声前置放大器),误差 $\pm 5\%$ 。

## 3 结束语

基于PCI的低频综合参数测试仪是结合了触摸屏技术、相关检测技术、数字信号处理技术、抗干扰技术为一体的多功能测试仪器,该测试仪的研制,降低了计量测试系统的成本和体积,从而增强设备针对性及适用性,使设备易于现场计量检定。该测试仪既可作为程控仪器单独使用,也可配套集成于“计量测试系统”中,通过标准总线相连,组成综合测试仪,从而便于“计量测试系统”推广应用,提高装备的计量保障能力。

### 参考文献

- [1] 张贤达. 现代信号处理[M]. 清华大学出版社, 2002.
- [2] 梁志国. 正弦信号源波形失真的一种精确评价方法[J]. 计量学报, 2003(02).
- [3] 马跃辉. 基于FFT的低频谐波失真度测试仪[J]. 自动化与仪器仪表, 2001(06).
- [4] 马利人, 申莉, 傅士冀. 高精度工频相位计的研制[J]. 电测与仪表, 2006(01).
- [5] 曾庆勇. 微弱信号检测(第二版)[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 2003.
- [6] 王冠宇等. 混沌振子在具有强噪声背景的信号检测中的应用[J]. 仪器仪表学报, 1997, 18(2).

# 卫星双向时间频率传递校准技术综述

张升康<sup>1,2</sup> 王学运<sup>1</sup> 王宏博<sup>1,2</sup> 杨 军<sup>1,2</sup>

(1. 北京无线电计量测试研究所, 北京 100039;

2. 计量校准技术国防科技重点实验室, 北京 100039)

**摘 要** 卫星双向时间频率传递技术是高精度时间频率远程比对的基本手段,其时间比对 A 类标准不确定度优于 0.1ns, B 类标准不确定度主要取决于系统的校准。本文简述了卫星双向时间频率传递的基本理论,着重说明各种卫星双向时间频率传递系统校准方法和硬件实现,对各种校准技术进行评述和比较,总结并展望了校准技术发展的方向。

**关键词** 卫星双向时间频率传递 延迟校准 卫星模拟器

## Review of Calibration Techniques for Two Way Satellite Time and Frequency Transfer System

ZHANG Sheng-kang<sup>1,2</sup> WANG Xue-yun<sup>1</sup> WANG Hong-bo<sup>1,2</sup> YANG Jun<sup>1,2</sup>

(1. Beijing Institute of Metrology and Measurement, Beijing 100039;

2. Science and Technology on Metrology and Calibration Laboratory, Beijing 100039)

**Abstract** Two way satellite time and frequency transfer technique is a fundamental means of high precise time and frequency comparison, with which A type uncertainty is about 0.1ns in time comparison. The B type uncertainty is mainly relies on the system calibration. In this article, the principals of two way satellite time and frequency transfer is firstly review. Then various existing techniques and devices for TWSTFT calibration are presented in detail. Their performances and characteristics are compared and reviewed. The development of the calibration is concluded and the future trend is discussed.

**Key words** Two Way Satellite Time Frequency Transfer Delay calibration Satellite simulator

## 1 引 言

高精度时间同步在时间计量、卫星导航、通信雷达及航天测控等领域有着重要的应用价值,卫星双向时间频率传递(Two Way Satellite Time Frequency Transfer, TWSTFT)技术是实现高精度远程时间的传递的重要手段之一,与传统的 GPS 共视时间比对法相比,卫星双向法时间传递的精度要高得多。目前,

欧美等国的多个时间计量实验室建立了卫星双向时间传递链路,东亚地区以 NICT 为中心也建立了卫星双向时间比对网,实现各个实验室之间原子时互比<sup>[1]</sup>。TWSTFT 的地球站一方面将本地的 1PPS (Pulse Per Second)信号和时戳等信息调制到中频,然后再上变频、放大、发射至卫星;另一方面接收解调来自卫星转发器所转发过来其它地球站的时间信息<sup>[2]</sup>。在双向时间传递过程中,由于链路的近似对

称性,地球站之间的传输延迟绝大部分被抵消了,剩余的误差中,地球站信号传输延迟及其随温度变化是目前 TWSTFT 链路的最主要误差源<sup>[3]</sup>,对地球站设备延迟进行精确的测量与校准,是进一步挖掘 TWSTFT 技术潜力,实现亚纳秒甚至更高精度时间同步的关键,T. E. Parker 等<sup>[4]</sup>人的分析表明,在精确完成 TWSTFT 设备延迟校准和精确分析整个链路各部发误差的基础上,实现 10ps 量级时间同步是有可能的。本文简述了卫星双向时间频率传递的基本理论,着重说明各种卫星双向时间频率传递系统校准方法和硬件实现,对各种校准技术进行评述和比较,总结并展望了校准技术发展的方向。

## 2 卫星双向时间频率传递系统校准方法

在 TWSTFT 系统中,地球站之间互相发送时间信息,并解调出对方发送来的时间,若忽略信号正反向传输过程中,空间链路、卫星转发器、Sagnac 效应等因素,可得两时间站 A、B 的钟差  $\Delta T$  为

$$\Delta T = \frac{1}{2}(\Delta T_A - \Delta T_B) + \frac{1}{2}[(\tau_A^T - \tau_A^R) - (\tau_B^T - \tau_B^R)] \quad (1)$$

式中:  $\Delta T_A, \Delta T_B$  ——分别为 A、B 两站时间间隔计数器的测量值;  $\tau_A^T, \tau_A^R$  ——分别为 A 站发射通道、接收通道信号传输延迟;  $\tau_B^T, \tau_B^R$  ——分别为 B 站发射通道、接收通道信号传输延迟。

在目前的 TWSTFT 系统中,正向与反向链路一般采用同一卫星转发器,其引入的正反向延迟误差非常小,可以忽略不计;空间链路误差主要来源于电离层电子浓度在 A、B 站分布的非对称性,根据 IGS 发布的全球电离层电子浓度分布图,可以将电离层的影响极大地减小;Sagnac 效应也可以根据卫星的位置和两站的地理坐标精确地计算出来;相比较而言,卫星地球站硬件设备传输延迟的非对称构成了 TWSTFT 系统的最主要误差源,对其进行精确的校准是必不可少的。G. de Jong<sup>[5]</sup>最先开展了 TWSTFT 系统校准的研究,提出了采用卫星模拟器法对地球站延迟进行校准的方法,并研制出一套地球站延迟自动测量设备<sup>[6]</sup>。建立一个可携带或运输的参考地球站,分别对两时间比对站进行延迟测量,获得两比对站设备延迟的差值来进行链路延迟补偿也是一种常用的校准方法<sup>[2,3,7,8]</sup>,该方法要求移动参考

站设备的信号传输延迟应尽量稳定。此外, NIST<sup>[9~11]</sup>与 NICT<sup>[7,12]</sup>也开发了专用的 TWSTFT 地球站校准设备,它们采用相近的方法,通过将地球站发射通道馈线输出信号耦合至校准设备来测量发射通道的传输延迟,通过将校准设备产生的信号馈入地球站接收通道来测量接收通道的产生延迟。下文将对各种校准方法的原理、性能及其有缺点进行说明。

### 2.1 卫星模拟器法

卫星模拟器法是最早提出的用于测量 TWSTFT 地球站设备延迟的方法,它接收地球站发射出的频率为 14GHz 左右的上行微波信号,并将信号下变频至 12GHz 左右后发送出去。地球站接收来自卫星模拟器发射的信号,经过放大与下变频处理后,输入至时间传递调制解调器。根据卫星模拟器法的基本原理,G. de Jong<sup>[5]</sup>,J. Achkar 和 P. Merck<sup>[13~15]</sup>等先后提出了两地球站设备信号传输延迟的具体测量方案,两种方案的设计思路基本相同,只是在具体实现上存在差异。

G. de Jong 延迟测量设备包含天线与变频模块,室外单元与室内单元,以及参考电缆、转换开关等。天线与变频单元是整个设备的核心,它有一对收发天线,用于接收 TWSTFT 地面站发射来上行微波信号和发射下行频率信号,收发天线采用正交极化隔离,天线之间为变频部件,它将接收到的频率为  $f_{up}$  信号下变频为中心频率为  $f_{dn}$  的信号,并由发射天线发射给 TWSTFT 地面站。信号中心频率向下搬移  $f_{dc}$ ,该频率为双向对时卫星的本振频率。变频部件的本振并非直接输入频率为  $f_{dc}$  的正弦信号,而是输入频率分别为 70MHz 和  $(f_{dc} - 70)$  MHz 的两路正弦信号,经一级混频产生  $f_{dc}$  后再输入至主混频器,如图 1(a)所示,这样设计的目的是在进行延迟测量时,可以将发射电缆与参考电缆的连接互换。然而在实际应用中,一级混频器产生的  $f_{dc}$  信号电平太低,无法激励主混频器工作,需要对输出的  $f_{dc}$  信号进行放大,为此,可改变两个混频器之间的连接方式,采用如图 1(b)所示的串联方式来实现。虽然采用双混频器串联连接方式可是使卫星模拟器正常工作,但是它使得 70MHz 信号在收发天线之间的路径不对称,且所得的最终信号有较大的混频损耗。为此,G de Jong 改进了模拟器的设计,采用一功率合成器将 70MHz 与  $(f_{dc} - 70)$  MHz 信号线性叠加,再通过混频器后同样可以产生所要求的信号,而且能够



保证卫星模拟器信号传输路径的对称性。延迟测量设备的室外单元主要包含一本地振荡器和多个射频切换开关,本振用于给卫星模拟器提供 $(f_d-70)$  MHz 正弦信号,射频开关则用于在不同电缆接口之间进行切换,形成各种测量环路,以便于解算各段路径的

信号传输延迟。室内单元包含一个本地振荡器,用来产生 70MHz 的正弦信号,还有两个射频开关以辅助路径切换,室内单元还包含整个延迟测量设备的显示与控制模块,实现对链路测量模式、射频开关、信号频率的控制与显示。

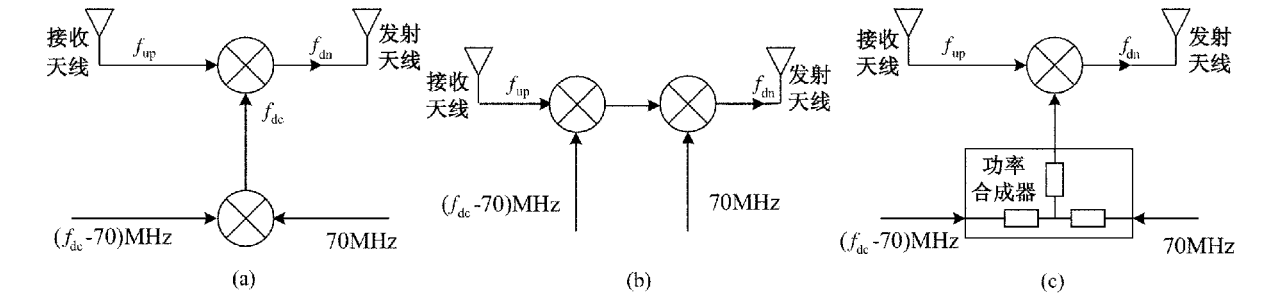


图 1 卫星模拟器频率变换部件框图

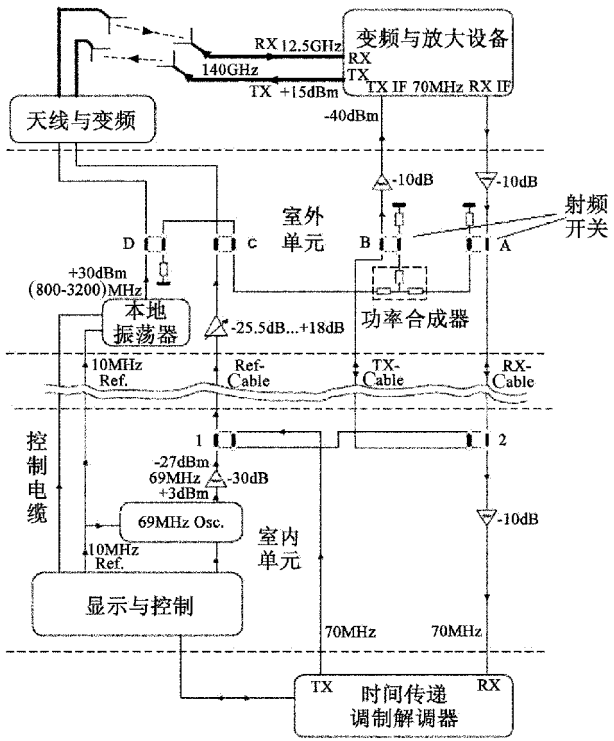


图 2 SATSIM 卫星模拟器校准框图

依据 G de Jong 的方案设计,TimeTech 公司开发出了 TWSTFT 地面站延迟测量的商业化设备 SATSIM,在 TWSTFT 链路中应用广泛。该设备内部结构框图与连线如图 2 所示,共有 7 种测量模式,它通过各个射频开关之间的切换,实现对地球站各组件传输延迟的联合解算,7 种工作模式及其开关状态见表 1。

表 1 SATSIM 工作模式		
工作模式	延迟单元	切换开关
S1	TWSTFT 正常工作	C、D
S2	$T_{Tx-cable}+T_{Rx-cable}$	A、B
S3	$T_{Ref-cable}+T_{Tx-cable}$	1、2、C、B
S4	$T_{Ref-cable}+T_{Rx-cable}$	1、C、A
S5	$T_{Ref-cable}+T_{CableToAnt}+T_{CableFromAnt}+T_{Rx-cable}$	1、D、A
S6	$T_{Ref-cable}+T_{CableToAnt}+T_{RadioToRx}+T_{DnCov}+T_{Rx-cable}$	1、B
S7	$T_{Tx-cable}+T_{UpCov}+T_{RadioToAnt}+T_{RadioToRx}+T_{DnCov}+T_{Rx-cable}$	无

表 1 中,  $T_{Tx-cable}$  为发射电缆传输延迟;  $T_{Rx-cable}$  为接收电缆传输延迟;  $T_{Ref-cable}$  为参考电缆传输延迟;  $T_{CableToAnt}$  为一由延迟测量室外单元输出至测量天线电缆的延迟;  $T_{CableFromAnt}$  为由测量天线输出至延迟测量室外单元电缆的延迟;  $T_{RadioToRx}$  为由测量天线至 TW 接收机前端的延迟,包括空间传输延迟、天线与馈线延迟;  $T_{RadioToAnt}$  为由 TW 发射天线至延迟测量天线的延迟,包括天线馈线延迟与空间传输延迟;  $T_{DnCov}$  为 TW 地面站下变频单元的传输延迟;  $T_{UpCov}$  为 TW 地面站上变频单元的传输延迟。

根据不同模式下的测量结果,可以计算出参考电缆延迟为

$$T_{\text{Ref-cable}} = (S3 + S4 - S2)/2 \quad (2)$$

测量天线的输入输出电缆延迟为

$$T_{\text{CableToAnt}} = T_{\text{CableFromAnt}} = (S5 - S4)/2 \quad (3)$$

TW 地面站接收通道传输延迟为

$$\begin{aligned} T_{\text{Rx}} &= S6 - T_{\text{Ref-cable}} - T_{\text{CableFromAnt}} \\ &= S6 - (S5 + S3 - S2)/2 \end{aligned} \quad (4)$$

TW 地面站发射通道传输延迟为

$$T_{\text{Tx}} = S7 - T_{\text{Rx}} \quad (5)$$

因此, TWSTFT 地面站延迟校准量为

$$\text{CAL} = T_{\text{Tx}} - T_{\text{Rx}} \quad (6)$$

## 2.2 移动参考站法 (Portable Station, PS)

移动参考站法是指开发可移动的 TW 站分别与各个不同的 TWSTFT 地球站进行时间传递互比, 测量出各个 TWSTFT 地球站相对与参考站的相对延迟差, 来对各个 TW 地球站进行校准, 移动参考站法无法测量地球站链路的绝对延迟, 但对于校准 TW 系统已经足够。采用移动参考站进行延迟测量时, 一般选用同一原子钟信号输入至本地站与移动站, 如图 3 所示, 这样, 解算出的钟差为两站的发射-接收通道延迟差的相对值与两站 1PPS 输入电缆引起的延迟差。移动参考站在各 TW 地球站之间进行巡回互比, 所以要求参考站的发射-接收通道延迟差比较稳定, 图 4 为 NICT 开发的一套移动参考站<sup>[7]</sup>, 它采用光电转换器与光纤替换一般的射频电缆, 且将温度敏感的上下变频器放置在室内, 从而降低了整个设备的环境温度敏感性。2006 年, NICT 与 TL 采用该设备对它们之间的 TWSTFT 链路进行了校准,

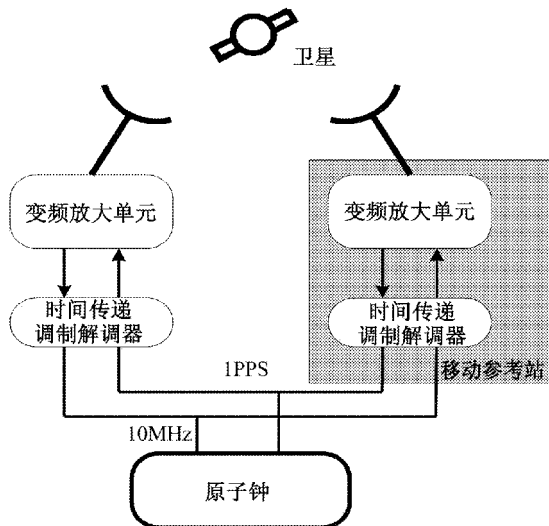


图 3 移动参考站法 TWSTFT 地球站延迟校准框图

首先采用 PS 与 NICT 地球站进行比对, 而后将 PS 运输至 TL, 并与 TL 地球站进行比对, 然后再将 PS 运回至 NICT 进行比对, 最终测得 NICT 与 TL 地球站的延迟差异为  $(152.378 \pm 1.148) \text{ ns}$ 。

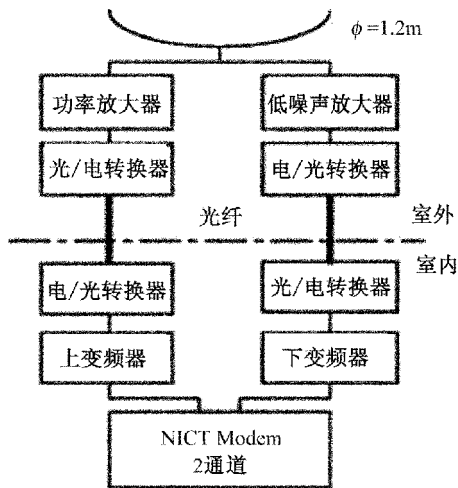


图 4 NICT 设计的 TW 移动参考站框图

## 2.3 NICT 地球站延迟测量设备

除开发移动参考站外, NICT 还新开发的 TWSTFT 地球站延迟设备, 其内部框图如图 5 所示<sup>[7,12]</sup>, 它采用三根电缆将室外单元与室内设备相连接, 其中两根用于发射与接收信号, 第三根电缆用于设备延迟的测量。NICT 延迟测量设备需要使用 NICT 开发的时间传递 Modem, 要完成地球站的延迟测量, 该 Modem 至少需要两个发射通道与两个接收通道。在延迟测量设备工作时, 发射通道 Tx 的时间信号经过上变频与功率放大后由定向耦合器馈入至 Txcal 通道, 从而可以得到发射通道与发射校准通道的延迟之和, 即

$$TT = T_{\text{Tx}} + T_{\text{Txcal}} \quad (7)$$

用于校准接收通道的信号由 Rxcal 通道发送, 并馈入至 LNA 的输入端, 信号经过接收通道 Rx 后, Modem 可以测量出接收校准通道与接收通道的延迟之和

$$TR = T_{\text{Rx}} + T_{\text{Rxcal}} \quad (8)$$

NICT 延迟测量设备中的 Txcal 通道包含 14GHz 窄带滤波、隔离器、变频器等器件, Rxcal 通道与 Txcal 通道基本对称, 只是工作的频段不同, Txcal 与 Rxcal 用同一根电缆传输信号, 其延迟的差异主要来源于滤波变频器件, 可以在系统开发时, 在实验室测量出它们的延迟差异。整个系统将收发校准通道的变频滤波等器件放置在恒温箱内, 从而保持  $T_{\text{Txcal}} - T_{\text{Rxcal}}$  的稳定。因此, TWSTFT 的发射通道与接收通道延迟之差为



$$T_{Tx} - T_{Rx} = TT - TR + \Delta \tau \quad (9)$$

式中:  $\Delta \tau$  ——发射校准通道与接收校准通道的延迟差。

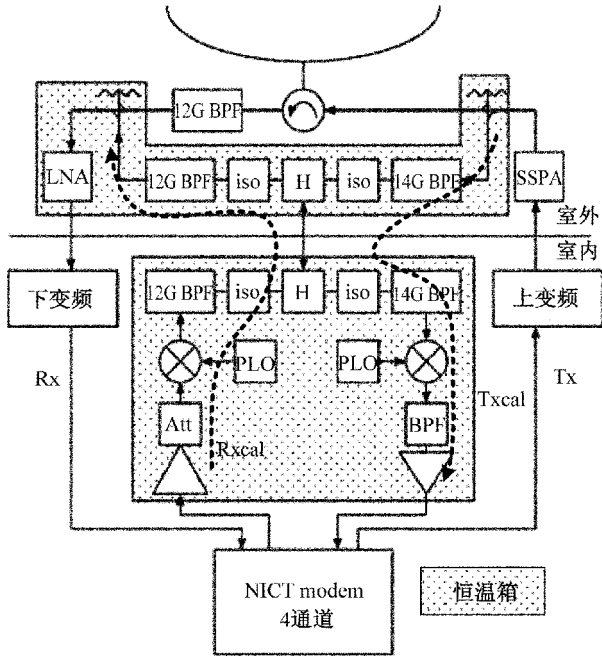


图 5 NICT 地球站延迟测量设备原理框图

## 2.4 OP 延迟测量设备

P. Merck 与 J. Achkar<sup>[13~15]</sup> 开发了一套 TWST-FT 地球站延迟的校准设备,该设备也是基于卫星卫星模拟器的原理,通过接收地球站发射的测距信号来测量地球站发射通道延迟,通过发射测距信号馈入至地球站接收通道来测量接收通道延迟,其延迟测量原理如图 6 所示,设备包含双极化收发天线、本地频率综合器与混频器等设备。地球站延迟测量分两步完成,首先测量发射通道的延迟,此时,信号由调制解调器的输出端口发出,经地球站发送通道,测量系统天线接收到上行的测距信号后,将信号下变频至中频 70MHz,并接入至调制解调器的接收端口,进而测量出整个环路的延迟量,其信号的传输路径如图 6(a)中的粗线所示,外部时间间隔计数器给出延迟测量值为

$$\Delta T_{Tx} = \tau_{Tx} + \text{Cal}_{Tx} \quad (10)$$

式中:  $\tau_{Tx}$  ——地球站发射通道延迟;  $\text{Cal}_{Tx}$  ——射校准通道延迟。

其中

$$\begin{aligned} \tau_{Tx} &= d_{\text{modemTx}} + d_{\text{int1}} + d_{c4} + d_{\text{up}} + d_{c2} + d_{\text{sourceTx}} \\ \text{CAL}_{Tx} &= d_{t1} + d_{\text{corRx}} + d_{g1} + d_{a1} + d_{c5} + d_{\text{int4}} + \\ &\quad d_{\text{mix1}} + d_{\text{int3}} + d_{f2} + d_{\text{int2}} + d_{\text{modemRx}} \end{aligned}$$

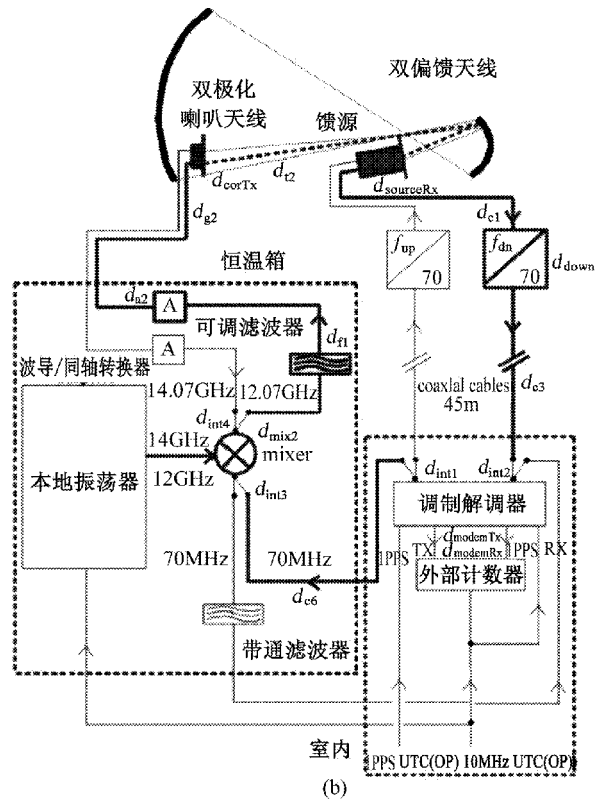
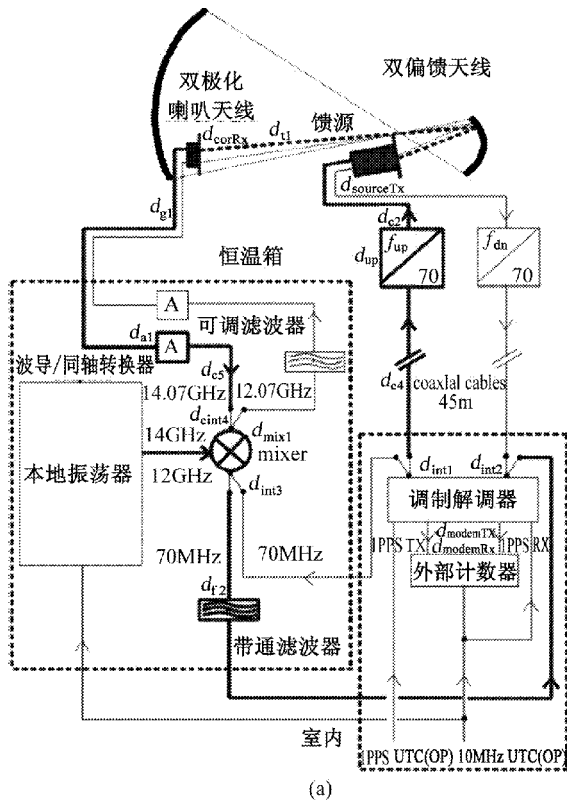


图 6 巴黎天文台 TW 地球站延迟校准设备工作原理图

其次,是进行地球站接收通道延迟的测量,此时信号传输路径如图 6(b)粗线所示,此时 Modem 发出的 70MHz 中频信号将输入至测量设备,并经上变频至 12.07GHz 后,由双极化天线发射,馈入至地球站的接收通道,经 Modem 解调后测量出路径的延迟为

$$\Delta t_{Rx} = \tau_{Rx} + \text{Cal}_{Rx} \quad (11)$$

式中:  $\tau_{Rx}$ ——地球站接收通道延迟;  $\text{Cal}_{Rx}$ ——接收校准通道延迟。

其中

$$\begin{aligned} \tau_{Rx} &= d_{\text{sourceRx}} + d_{c1} + d_{\text{down}} + d_{c3} + d_{\text{int2}} + d_{\text{modemRx}} \\ \text{CAL}_{Rx} &= d_{\text{modemTx}} + d_{\text{int1}} + d_{c6} + d_{\text{int3}} + d_{\text{mix2}} + d_{\text{int4}} + \\ &\quad d_{f1} + d_{a2} + d_{g2} + d_{\text{corTx}} + d_{l2} \end{aligned}$$

因此,可得地球站的发射通道与接收通道的延迟之差为

$$\tau_{Tx} - \tau_{Rx} \text{ Cal}_{Rx} = \Delta t_{Tx} - \Delta t_{Rx} - (\text{Cal}_{Tx} - \text{Cal}_{Rx}) \quad (12)$$

式中:  $\text{Cal}_{Tx}, \text{Cal}_{Rx}$  可以用时间间隔计数器与矢量网络分析仪精确地测量。为了保证  $\text{Cal}_{Tx}, \text{Cal}_{Rx}$  量值的稳定,整个延迟测量设备被放置在恒温箱中。

## 2.5 NIST 校准设备

NIST 为最早开展 TWSTFT 及其校准技术研究的机构之一, F. G. Ascarunz<sup>[9,10]</sup> 等人开发了一个 TWSTFT 地球站校准的设备,它可以完成地球站发射与接收通道的延迟的实时校准,该校准系统共包含七个部分,其工作信号流程如图 7 所示。

- 1) 校准单元(上、下变频器);
- 2) 两个 NIST Modems;
- 3) 测量发射延迟的计数器 Tx counter;
- 4) 测量接收延迟的计数器 Rx counter;
- 5) 波导耦合器;
- 6) 发射接收通道的 70MHz 中频电缆;

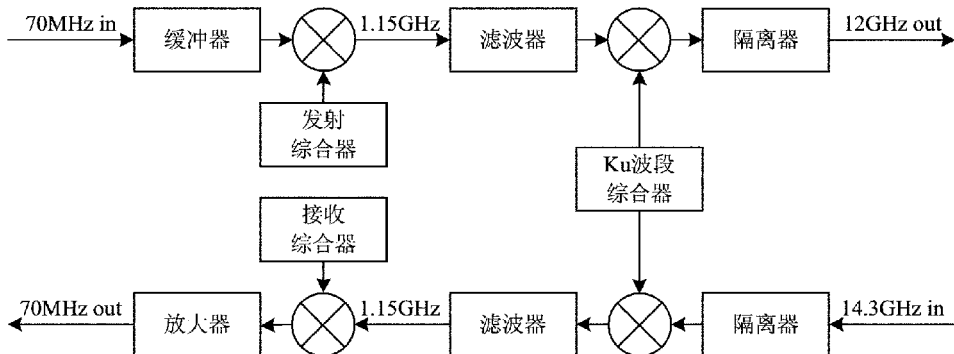


图 8 NIST 地球站校准设备中的校准单元(上/下变频器)框图

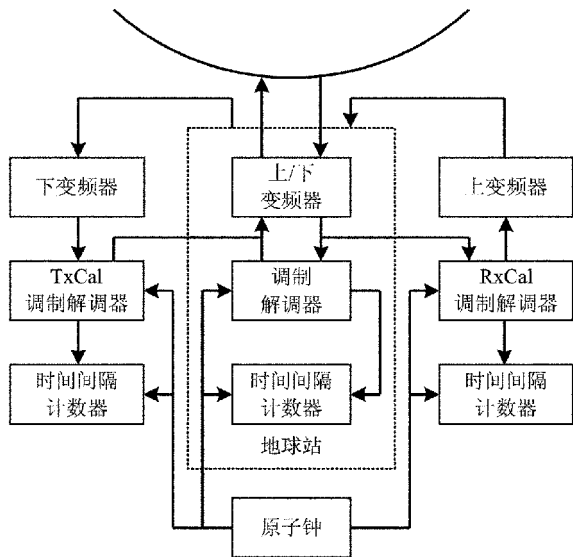


图 7 NIST 地球站延迟测量设备框图

## 7) 温度控制系统。

在进行发射通道延迟测量时,在发射通道的天线馈线端口,用定向耦合器将发射信号引出,进入校准设备的发射延迟测量单元,下变频至 70MHz 后输入至 TxCal Modem 对定时信息进行解调,恢复出的 1PPS 信号用来停止计数器计数。在进行接收通道延迟测量时,Modem RxCal 产生 70MHz 信号,由接收延迟校准单元上变频至 12GHz,并由定向耦合器馈入至地面站的接收端,地面站接收通道将信号变至 70MHz 后,信号进入 Modem Rx。整个延迟校准设备的核心为校准单元(上、下变频器),如图 8 所示,在进行上/下变频器设计时,采用宽频带器件与温度不敏感的介质基片以降低电路的群时延抖动与温度敏感性,校准单元的接收、发射通道的延迟之和约为  $(351 \pm 1) \text{ ns}$ ,在  $25^\circ\text{C} \sim 65^\circ\text{C}$  范围内,设备的温度敏感系数约为  $10 \text{ ps}/^\circ\text{C}$ ,它比 NIST 的 TWSTFT 地球

站的温度系数小一个数量级以上,校准单元包含一微处理器,用来连续监控设备 PLL 环路电压和设备温度,用户可以通过串口与设备进行通信,完成变频频率设置等功能,整个校准单元放置在  $45^{\circ}\text{C} \pm 3^{\circ}\text{C}$  的恒温箱中,从而使得校准单元延迟随温度变化不超过 60ps。与其他地球站延迟测量设备不同的是,NIST 校准设备可是实现地球站工作时的实时测量。

2.6 TimeTech 移动校准车

TimeTech 公司最近推出了一种新研制的卫星双向时频传递移动校准车,其实物图如图 9 所示。该系统包括伺服天线、卫通收发设备、时间传递 Modem、光纤同步时钟、温度控制设备和供电设备等组成,所有的设备集成在一个机柜上,放置在一个特制的、可以拖动的车厢内,其原理框图如图 10 所示。在进行校准任务时,光纤同步时钟利用光纤链路将校准车时钟同步至在被校准站的主时钟上,然后舱内的卫星双向系统开始与被校准站进行卫星双向时间比对,由于舱内时钟与主钟同步,双向时间比对系统测出的钟差实际上为被校站与校准车设备相对时延。校准车舱内环境温度控制设备可以使内部温度稳定在  $\pm 5^{\circ}\text{C}$  范围内,使得设备时延相对恒定,另外舱内安装了 SATSIM 用于监测校准车双向系统时延。经过上面两组测量,便可以得到被校站系统时延。



图 9 TimeTech 移动卫星双向校准车实物图

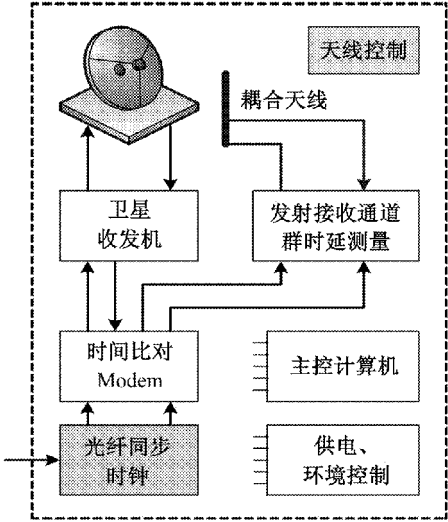


图 10 TimeTech 移动卫星双向校准车原理框图

3 结束语

就目前而言,以 TimeTech SATRE 系列时间传递 Modem 为核心的卫星双向时间频率传递技术已经成熟,国际各大时频实验室基本上安装了卫星双向时间频率传递系统,但是卫星双向时间频率传递系统的校准依旧没有很好解决,所以很多实验室的 TWSTFT 系统主要还是用于频率的比对。卫星双向系统的校准是具体的工程问题,主要方案有两种,一种是基于卫星模拟器的地球站实时收发延迟测量方案,另一种基于移动参考站的站间相对延迟测量方案。卫星模拟器延迟测量设备可以安装在 TW 地球站,对地球站收发相对时延进行近实时监测,但对 TWSTFT 的校准或验证不够直接。移动参考站法较直接,将是国际 TW 链路校准基本方案,但是移动参考站体积较大、设备较复杂,作为传递标准运输较麻烦,所以传递校准方式难以频繁开展。对于卫星双向时间频率传递系统的校准最佳的方法是将卫星模拟器和移动校准站法结合起来,利用移动校准站进行长周期的传递校准,同时利用卫星模拟器进行连续测量以弥补校准数据的不足,当两套系统同时在某个被校站测量时,可以对两组测量数据进行互比或相互验证,提高卫星双向系统校准的置信度。

## 参考文献

- [1] M. Imae, M. Hosokawa, K. Imamura, et al. Two-way satellite time and frequency transfer networks in Pacific Rim region[J]. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 2001, 50(2):559~562.
- [2] D. Kirchner, Two-way time transfer via communication satellites[J]. Proceedings of the IEEE, 1991, 79(7):983~990.
- [3] Lee A. Breakiron, Alan L. Smith, Blair C. Fonville, et al. The Accuracy of Two-Way Satellite Time Transfer Calibrations[C]. 36<sup>th</sup> Annual Precise Time and Time Interval Meeting, 2004:1~10.
- [4] T. E. Parker, V. Zhang. Sources of Instabilities in Two-Way Satellite Time Transfer[C]. IEEE International Frequency Control Symposium, 2005:745~751.
- [5] G. de Jong. Accurate Delay Calibration of Satellite Ground Stations for Two-Way Time Transfer[C]. Proceedings of the 21<sup>st</sup> Annual Precise Time and Time Interval Meeting, 1989:107~116.
- [6] G. de Jong, M. C. Polderman. Automated Delay Measurement System for an Earth Station for Two-Way Satellite Time and Frequency Transfer[C]. 26<sup>th</sup> Annual Precise Time and Time Interval Meeting, 1994:305~317.
- [7] Miho Fujieda, Masanori Aida, Hideo Maeno, et al. Delay Difference Calibration of TWSTFT Earth Station Using Multichannel Modem[J]. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 2007, 56(2):346~350.
- [8] D. Piester, A. Bauch, J. Becker, et al. Time Transfer Between USNO and PTB: Operation and Calibration Results[C]. 35<sup>th</sup> Annual Precise Time and Time Interval Meeting, 2003:93~102.
- [9] F. G. Ascarrunz, S. R. Jefferts, T. E. Parker. A Delay Calibration System for Two-Way Satellite Time and Frequency Transfer[C]. IEEE International Frequency Control Symposium, 1998:250~253.
- [10] F. G. Ascarrunz, T. E. Parker, S. R. Jefferts. Measurements of Earth-Station Delay Instabilities Using a Delay-Calibration Device[C]. Proc. Joint Meeting of the European Frequency and Time Forum & the IEEE International Frequency Control Symposium, 1999:217~220.
- [11] F. G. Ascarrunz, S. R. Jefferts, T. E. Parker. Earth Station Errors in Two-Way Time and Frequency Transfer[J]. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 1997, 46(2):205~208.
- [12] M. Imae, M. Aida, T. Gotoh, et al. Delay Calibration Method for Precise and Accurate Two Way Satellite Time and Frequency Transfer[C]. IEEE International Frequency Control Symposium, 2002:450~451.
- [13] J. Achkar. Development of a Ku Band Satellite Simulator for TWSTFT Applications[C]. IEEE International Frequency Control Symposium, 2007:1 200~1 205.
- [14] P. Merck, J. Achkar. Design of a Ku Band Delay Difference Calibration Device for TWSTFT Station[J]. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 2005, 54(2):814~818.
- [15] J. Achkar, P. Merck. Development of a Two Way Satellite Time and Frequency Transfer Station at BNM-SYRTE[C]. Proc. Joint Meeting of the European Frequency and Time Forum & the IEEE International Frequency Control Symposium, 2003:1 021~1 024.



# 啁啾脉冲激光放大系统中的色散研究

赵 环<sup>1,2</sup>

(1. 计量校准技术国防科技重点实验室, 北京 100039;  
2. 北京无线电计量测试研究所, 北京 100039)

**摘 要** 理论分析了飞秒钛蓝宝石激光啁啾脉冲放大系统中各光学元件引入的色散, 讨论了以块状玻璃作为展宽器, 以双棱镜对作为压缩器的应用, 并以重火石玻璃 ZF7 为基材, 模拟了展宽——放大——压缩过程中脉冲宽度的变化。相较于光栅对展宽器来说, 光学玻璃的展宽倍数较小, 但是对于放大能量不高的预放大系统来说, 这种展宽——压缩方式价格低廉、调节简便, 具有较大的应用价值。通过灵活的选择基底玻璃材料及调节棱镜的插入量, 或者将该展宽——压缩系统与光栅对及高阶色散啁啾镜混合使用, 实现优势互补, 可以进一步补偿高阶色散, 缩短压缩脉冲宽度。

**关键词** 色散 展宽 压缩

## Research on the Dispersion of CPA Laser System

ZHAO Huan<sup>1,2</sup>

(1. The key Laboratory of Metrology and Calibration Technology, Beijing 100039;  
2. Beijing Institute of Radio Metrology and Measurement, Beijing 100039)

**Abstract** The role of dispersion in femtosecond Ti: sapphire CPA system is theoretically analyzed. Based on the analysis, we simulate the stretch-recompress process with glass stretcher and double-prisms pairs compressor, which supply an optimized guide in the construction of CPA laser system. Compared to the grate stretcher, the positive dispersion of glass is less, but for pre-amplifier, the glass stretcher is more economical and with better maneuverability. Choosing appropriate glass material and changing the inserted length of prism pairs, or further adding grate pairs and chirped mirrors, the high order dispersion could be compensated and the pulse width compressed shorter.

**Key words** Dispersion Stretch Compress

## 1 引 言

直接对激光振荡器输出的飞秒脉冲进行放大是无法得到太瓦级峰值功率的, 这是因为当脉冲放大到一定的程度, 就会出现以下一些问题: 一是增益饱和和使激光脉冲从放大介质中抽取能量的效率降低; 二是放大过程中导致的过高的脉冲峰值功率会产生

各种非线性效应, 使得激光脉冲的光束质量、能量提取效率等下降; 三是过高的峰值功率会对放大介质、光学元件等的镀膜造成伤害。所以目前太瓦级飞秒激光放大系统都采用啁啾脉冲放大技术<sup>[1,2]</sup>, 通过对放大过程中的色散控制, 得到超短超强激光。

根据傅立叶光学的理论, 脉冲的展宽、放大和压缩实际上就是脉冲中的不同频率成分的振幅和相位

受到调制的过程。假定入射脉冲的电场在某一时刻可以写为

$$E(t) = \int E(\omega) e^{i(\omega t + \sigma(\omega))} d\omega \quad (1)$$

式中:  $E(\omega)$ ——频谱中圆频率为  $\omega$  的振幅;  
 $\sigma(\omega)$ ——其相位。

假设脉冲在整个放大过程中的改变可以由调制函数表示为:  $\eta(\omega) e^{i\phi(\omega)}$ , 则最终脉冲的含时电场为

$$\begin{aligned} \phi(\omega) = & \phi(\omega_0) + \phi^{(1)}(\omega_0)(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}\phi^{(2)}(\omega_0)(\omega - \omega_0)^2 + \\ & \frac{1}{6}\phi^{(3)}(\omega_0)(\omega - \omega_0)^3 + \frac{1}{24}\phi^{(4)}(\omega_0)(\omega - \omega_0)^4 + \dots \end{aligned} \quad (3)$$

式中:  $\phi^{(1)}(\omega_0), \phi^{(2)}(\omega_0), \phi^{(3)}(\omega_0), \phi^{(4)}(\omega_0)$ ——分别称为脉冲在  $\omega_0$  处的群速延时(Group Delay, GD)、二阶色散(Group Velocity Dispersion, GVD)、三阶色散(Third Order Dispersion, TOD)和四阶色散(Fourth Order Dispersion, FOD), 它们的大小决定了脉冲激光经过光学系统后展宽和压缩的程度。

## 2 低损耗展宽器和压缩器的设计及色散分析

所谓色散是指脉冲中不同的光谱成分由于传播速度不同在空间上的分开, 例如在晶体中, 由于晶体对不同波长的光具有不同的折射率, 导致各个波长成分速度不同。如果长波部分速度快, 渐渐超前, 短波部分速度慢, 渐渐落后, 则称之为正色散; 反之, 长波部分落后, 短波部分超前为负色散。

脉冲在放大过程中经历的色散有两部分的贡献, 一是光学元件色散, 如增益介质和光学玻璃(透射)引入的色散; 二是色散元件引入的色散, 如光栅、棱镜对引入的色散。由于展宽后的脉冲在放大过程中获得的是正色散(例如增益介质和镀膜引入的正色散), 因此一般采用上啁啾展宽器, 通过引入正色散将种子脉冲进行展宽, 这样在放大过程中脉宽始终是增加的。压缩器一般采用色散元件将展宽器及其它光学元件产生的色散进行补偿, 从而实现脉冲宽度的压缩。

目前通行的展宽和压缩方案大部分都是由光栅对来实现的<sup>[3~5]</sup>, 但是光栅造价高昂, 损耗较高, 且调节起来较为困难。因此我们考虑采用光学玻璃作为展宽器, 引入正色散对种子激光进行展宽, 以棱镜对作为压缩器, 引入负色散对放大激光进行压缩, 实

$$E(t') = \int E(\omega) \eta(\omega) e^{i(\omega t' + \sigma(\omega) + \phi(\omega))} d\omega \quad (2)$$

由此可见, 若想得到脉冲在经过一个光学系统后的变化, 其振幅和相位是必要的。假定光脉冲经过一个系统后其光谱成分的强度不变, 则整个出射脉冲只受  $\phi(\omega)$  的作用, 即出射脉冲决定于  $\phi(\omega)$ , 将  $\phi(\omega)$  对频率进行 Taylor 展开

现经济高效的展宽——压缩装置。

### 2.1 光学玻璃展宽器色散分析

由光学玻璃引入的相位函数为

$$\phi_m(\omega) = \text{Ln}(\omega) \omega / c \quad (4)$$

式中:  $L$ ——玻璃的通光长度;  $n(\omega)$ ——折射率;  $c$ ——光速。

则各阶色散的解析式分别为<sup>[6]</sup>

$$\text{GD} = \frac{d\phi_m(\omega)}{d\omega} = \frac{L_m}{c} \left( n(\lambda) - \lambda \frac{dn(\lambda)}{d\lambda} \right) \quad (5)$$

$$\text{GVD} = \frac{d^2\phi_m(\omega)}{d\omega^2} = \frac{\lambda^3 L_m}{2\pi c^2} \frac{d^2n(\lambda)}{d\lambda^2} \quad (6)$$

$$\text{TOD} = \frac{d^3\phi_m(\omega)}{d\omega^3} = -\frac{\lambda^4 L_m}{4\pi^2 c^3} \left( 3 \frac{d^2n(\lambda)}{d\lambda^2} + \lambda \frac{d^3n(\lambda)}{d\lambda^3} \right) \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \text{FOD} &= \frac{d^4\phi_m(\omega)}{d\omega^4} \\ &= \frac{\lambda^5 L_m}{8\pi^3 c^4} \left( 12 \frac{d^2n(\lambda)}{d\lambda^2} + 8\lambda \frac{d^3n(\lambda)}{d\lambda^3} + \lambda^2 \frac{d^4n(\lambda)}{d\lambda^4} \right) \end{aligned} \quad (8)$$

通过折射率的经验公式, 如 Sellmeier 方程, 即可计算得到各阶色散的数值解。假定种子脉冲是满足傅立叶转换极限的, 则展宽后的脉宽近似为<sup>[7]</sup>

$$\tau_{\text{out}} = \tau_0 \sqrt{1 + \left( \frac{4\text{Ln}2\phi^{(2)}(\omega_0)}{\tau_0^2} \right)^2} \quad (9)$$

式中:  $\tau_0$ ——种子激光的脉宽;  $\omega_0$ ——种子激光的中心频率。

可以看出种子激光的脉宽越短则展宽后的脉宽就越宽, 因此这种展宽器对于亚十飞秒的种子激光的展宽十分有利。

### 2.2 棱镜对压缩器色散分析

光线在棱镜之间传播时由于不同波长的光所走路径不同会引入不同的色散,为了缩短棱镜间的距离,减小压缩器的面积,我们采用 Proctor-Wise 型双棱镜对结构<sup>[8]</sup>,如图 1 所示,1、2 棱镜及 3、4 棱镜同向放置,2、3 棱镜反向放置,各棱镜放置的角度满足激光以布氏角入射(以中心波长为参考),棱镜顶角的切割满足激光以最小偏折角出射。假设激光中心波长为  $\lambda_0$ ,激光在棱镜中的折射率为  $n[\lambda]$ ,则有

$$\begin{cases} \theta_1 = \text{tg}^{-1} n[\lambda_0] \\ \alpha = \pi - 2\theta_1 \\ \gamma_1 = \gamma_2 = 2\theta_1 \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $\theta_1$ ——激光在棱镜 1 处的入射角;  $\alpha$ ——棱镜的顶角;  $\gamma_1$ ——棱镜 1 和 2 之间的夹角;  $\gamma_2$ ——棱镜 3 和 4 之间的夹角。

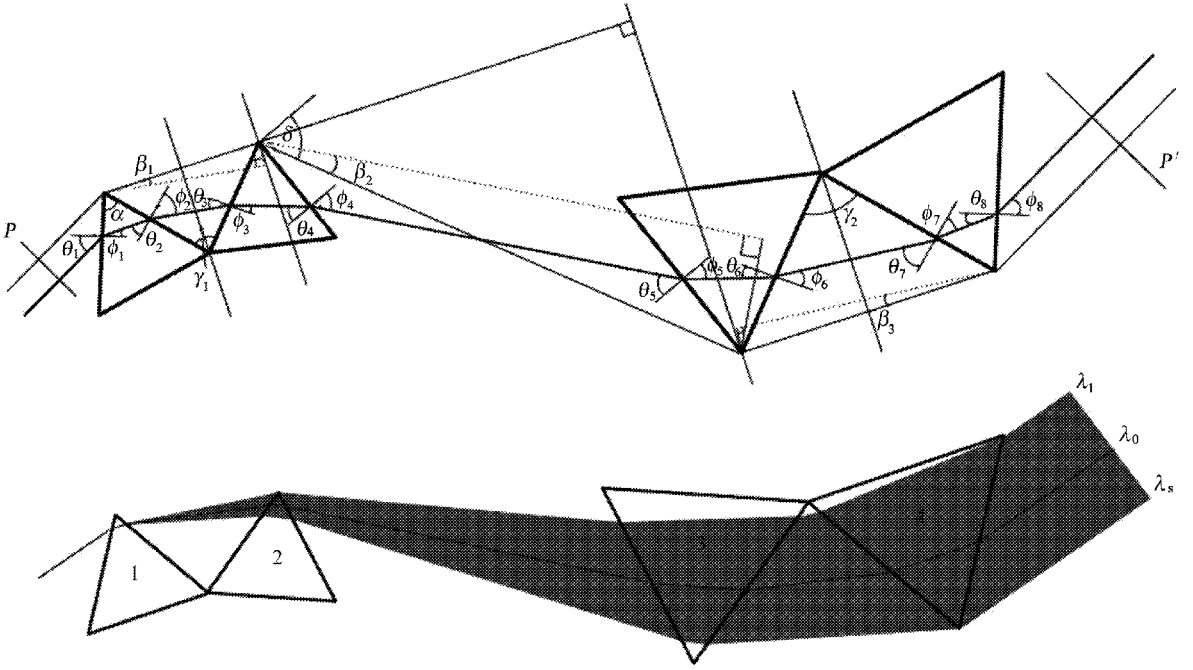


图 1 Proctor-Wise 型双棱镜对结构图

激光在各棱镜表面的入射角(折射角)满足  $\theta_5(\lambda) = \phi_4(\lambda)$ ,  $\phi_5(\lambda) = \theta_4(\lambda)$ ,  $\theta_6(\lambda) = \phi_3(\lambda)$ ,  $\phi_6(\lambda) = \theta_3(\lambda)$ ,  $\theta_7(\lambda) = \phi_2(\lambda)$ ,  $\phi_7(\lambda) = \theta_2(\lambda)$ ,  $\theta_8(\lambda) = \phi_1(\lambda)$ ,  $\phi_8 = \theta_1$  (各角度代表意义如图 1 所示),因此棱镜 3、4 可完全消除由棱镜 1、2 引起的角色散,最终的出射激光与入射激光平行,但伴随有严重的空间啁啾,通过引入对称结构可解决这一问题:在激光出射面放置一块  $0^\circ$  平面全反镜 M,使得激光沿原路径返回,返回的激光与原入射激光反向平行且相互重合。当然,为了有效提取返回的激光,要使得 M 保持一定的倾角,使得返回的激光与原入射激光在垂直方向上互相错开。

由于光线折射效应而引入的相位函数为<sup>[6]</sup>

$$\phi_p(\omega) = P(\omega) \omega / c \quad (11)$$

式中:  $P(\omega)$  ——总光程长度。

则各阶色散的解析式分别为

$$\text{GD} = \frac{d\phi_p(\omega)}{d\omega} = \frac{1}{c} \left( P(\lambda) - \lambda \frac{dP(\lambda)}{d\lambda} \right) \quad (12)$$

$$\text{GVD} = \frac{d^2\phi_p(\omega)}{d\omega^2} = \frac{\lambda^3}{2\pi c^2} \frac{d^2P(\lambda)}{d\lambda^2} \quad (13)$$

$$\text{TOD} = \frac{d^3\phi_p(\omega)}{d\omega^3} = -\frac{\lambda^4}{4\pi^2 c^3} \left( 3 \frac{d^2P(\lambda)}{d\lambda^2} + \lambda \frac{d^3P(\lambda)}{d\lambda^3} \right) \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \text{FOD} &= \frac{d^4\phi_p(\omega)}{d\omega^4} \\ &= \frac{\lambda^5}{8\pi^3 c^4} \left( 12 \frac{d^2n(\lambda)}{d\lambda^2} + 8\lambda \frac{d^3P(\lambda)}{d\lambda^3} + \lambda^2 \frac{d^4P(\lambda)}{d\lambda^4} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

根据<sup>[9,10]</sup>

$$P(\lambda) = 2[l_1 \cos\beta_1(\lambda) + l_2 \cos\beta_2(\lambda) + l_3 \cos\beta_3(\lambda)] \quad (16)$$



式中:  $l_1$ ——棱镜 1 和 2 顶角间距离;  $l_2$ ——棱镜 2 和 3 顶角间距离;  $l_3$ ——棱镜 3 和 4 顶角间距离。

$$\begin{cases} \beta_1(\lambda) = \beta_3(\lambda) = \phi_2(\lambda) - \theta_1 \\ \beta_2(\lambda) = \delta - \phi_4(\lambda) \end{cases} \quad (17)$$

式中:  $\beta(\lambda)$ ——激光所走路径与各棱镜顶角间连

线的夹角。

则有

$$\frac{dP(\lambda)}{d\lambda} = -2(l_1 + l_3) \sin\beta_1 \phi_2^{(1)}(\lambda) + 2l_2 \sin\beta_2 \phi_4^{(1)}(\lambda) \quad (18)$$

$$\frac{d^2P(\lambda)}{d\lambda^2} = 2(l_1 + l_3) [-\cos\beta_1 \phi_2^{(1)}(\lambda)^2 + \sin\beta_1 \phi_2^{(2)}(\lambda)] + 2l_2 [-\cos\beta_2 \phi_4^{(1)}(\lambda)^2 + \sin\beta_2 \phi_4^{(2)}(\lambda)] \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \frac{d^3P(\lambda)}{d\lambda^3} = & 2(l_1 + l_3) [\sin\beta_1 \phi_2^{(1)}(\lambda)^3 - 3\cos\beta_1 \phi_2^{(1)}(\lambda) \phi_2^{(2)}(\lambda) - \sin\beta_1 \phi_2^{(3)}(\lambda)] + \\ & 2l_2 [-\sin\beta_2 \phi_4^{(1)}(\lambda)^3 - 3\cos\beta_2 \phi_4^{(1)}(\lambda) \phi_4^{(2)}(\lambda) + \sin\beta_2 \phi_4^{(3)}(\lambda)] \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \frac{d^4P(\lambda)}{d\lambda^4} = & 2(l_1 + l_3) [\cos\beta_1 \phi_2^{(1)}(\lambda)^4 + 6\sin\beta_1 \phi_2^{(1)}(\lambda)^2 \phi_2^{(2)}(\lambda) - 3\cos\beta_1 \phi_2^{(2)}(\lambda)^2 - \\ & 4\cos\beta_1 \phi_2^{(1)}(\lambda) \phi_2^{(3)}(\lambda) - \sin\beta_1 \phi_2^{(4)}(\lambda)] + 2l_2 [\cos\beta_2 \phi_4^{(1)}(\lambda)^4 - 6\sin\beta_2 \phi_4^{(1)}(\lambda)^2 \phi_4^{(2)}(\lambda) - \\ & 3\cos\beta_2 \phi_4^{(2)}(\lambda)^2 - 4\cos\beta_2 \phi_4^{(1)}(\lambda) \phi_4^{(3)}(\lambda) + \sin\beta_2 \phi_4^{(4)}(\lambda)] \end{aligned} \quad (21)$$

激光在双棱镜对间传播的过程中, 折射角(入射角)满足以下关系

$$\begin{cases} \phi_1(\lambda) = \sin^{-1}(\sin\theta_1/n[\lambda]) \\ \theta_2(\lambda) = \alpha - \phi_1(\lambda) \\ \phi_2(\lambda) = \sin^{-1}(n[\lambda]\sin\theta_2(\lambda)) \\ \theta_3(\lambda) = \gamma - \phi_2(\lambda) \\ \phi_3(\lambda) = \sin^{-1}(\sin\theta_3(\lambda)/n[\lambda]) \\ \theta_4(\lambda) = \alpha - \phi_3(\lambda) \\ \phi_4(\lambda) = \sin^{-1}(n[\lambda]\sin\theta_4(\lambda)) \end{cases} \quad (22)$$

以各棱镜顶角连线作为参考线, 假设激光中心波长以此路径传播, 可得  $\delta = \theta_1$ 。由各角度表达式和  $P(\lambda)$  的各阶导数, 即可求得 Proctor-Wise 型双棱镜对引入的各阶色散。激光在棱镜间传播的过程中, 短波成分经过的空间几何路径较长, 而长波部分在棱镜中的光程较长, 因此该双棱镜对既可以提供正色散, 也可以提供负色散, 如果 2、3 棱镜之间的距离足够长, 系统即可提供负色散补偿, 通过改变棱镜的插入量即可简单地改变色散量。

### 3 飞秒激光放大过程中的色散补偿

在相同的能量下, 压缩效率越高的 CPA 系统所能获得的峰值功率越高。为了提高压缩比, 压缩器

需要对展宽和放大过程中引入的色散进行有效补偿, 尽可能使得展宽、放大和压缩中引入的相位函数在放大频域范围内趋于零。我们选择了常用的折射率较高的 ZF7 重火石玻璃作为展宽器和压缩器的基材, 其折射率经验表达式 (Laurent Equation) 为

$$\begin{aligned} n^2 = & 3.117\,148\,3 - 0.011\,616\,277\lambda^2 + \\ & \frac{0.044\,864\,975}{\lambda^2} + \frac{0.001\,658\,849\,1}{\lambda^4} + \\ & \frac{2.571\,685\,4 \times 10^{-5}}{\lambda^6} + \frac{1.475\,765\,7 \times 10^{-5}}{\lambda^8} \end{aligned} \quad (23)$$

ZF7 和其它几种 CPA 系统中常见的光学玻璃及晶体的折射率与波长的对应关系图如图 2 所示。

展宽器采用通光长度为 100mm 的 ZF7 块状玻璃; 压缩器中使用的 ZF7 棱镜顶角为  $58.53^\circ$ , 底边边长分别为 25mm 和 80mm。根据计算展宽器在 800nm 处引入  $GVD = 20\,712.7\text{fs}^2$ ,  $TOD = 11\,063.3\text{fs}^3$ ; 将压缩器中间两个棱镜顶角间的距离预设为 1m, 则压缩器在 800nm 处引入  $GVD = -75\,397.5\text{fs}^2$ ,  $TOD = -293\,100.7\text{fs}^3$ 。该展宽器和压缩器在 (500~1 200) nm 波段引入的二阶和三阶色散如图 3(a) 和图 3(b) 所示。

亚十飞秒钛宝石振荡器<sup>[11]</sup>典型输出光谱如图 4(a) 所示, 假设其为无啁啾脉冲, 则对应脉冲宽度

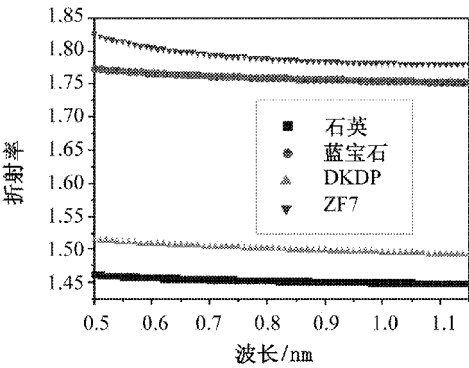
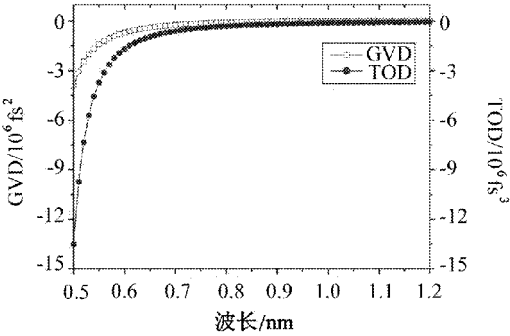


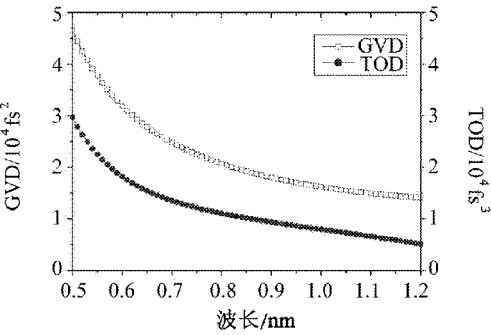
图 2 常用的玻璃及晶体折射率与波长对应关系图



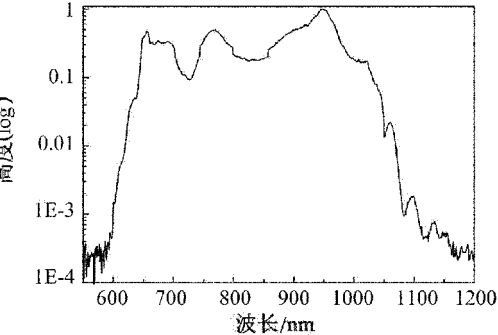
(b) 压缩器引入色散  
图 3 展宽器和压缩器引入的色散图

为 7.63fs,脉冲波形图如图 4(b) 所示,经过展宽器后脉冲宽度展宽约为 20ps,其波形图如图 5 所示。

在压缩过程中,如果只考虑残余二阶色散的影响,完全能够将脉宽压缩回来,只要将压缩器中间两个棱镜顶点间距离  $l_2$  设为 240mm,则压缩后脉冲宽度仍为 7.63fs,其压缩脉冲宽度如图 6(a) 所示,残余色散如图 6(b) 所示;如果考虑到残余三阶色散的影响,则必须将  $l_2$  缩短为 90mm,压缩后脉宽有 36fs,且脉冲存在较大的振荡,其压缩脉冲宽度如图 7(a) 所示,影响压缩的残余色散如图 7(b) 所示。



(a) 展宽器引入色散



(b) 振荡器脉冲宽度波形

图 4 亚十飞秒钛宝石振荡器输出光谱与脉冲宽度波形图

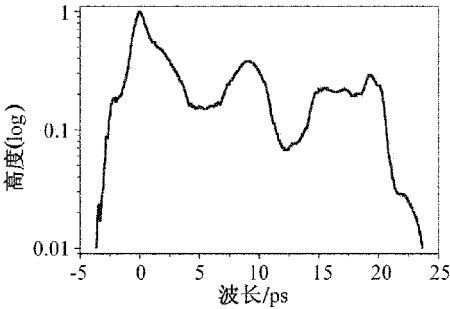
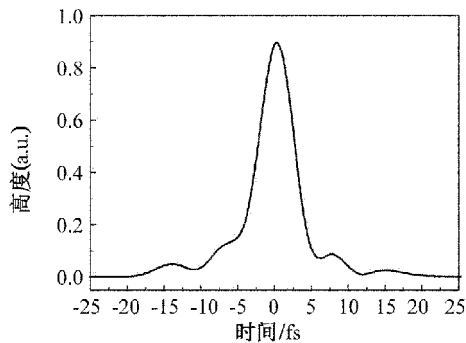
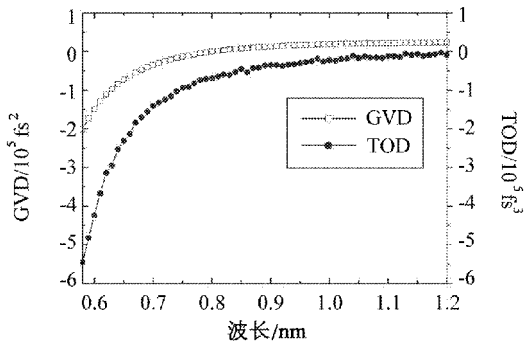


图 5 展宽后的脉冲宽度波形图

为了达到理想的压缩效果,还必须考虑放大过程中引入的各阶色散,假设放大器中所用晶体为 10mm 长的布氏角切割的钛蓝宝石,普克尔盒(PC)内晶体为 20mm 长的 DKDP,偏振元件为以融石英(quartz)为基材的通光长度为 3mm 的薄膜偏振片(thin film polarizer, TFP),则钛蓝宝石晶体(基底  $\text{Al}_2\text{O}_3$ )折射率表示为

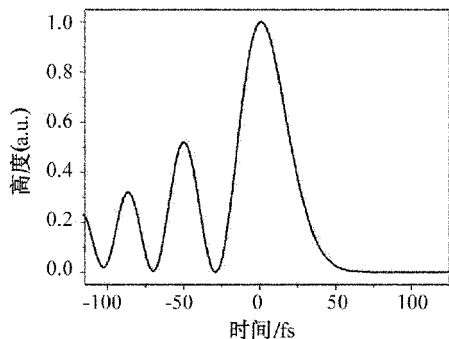


(a) 只考虑二阶色散的压缩脉冲

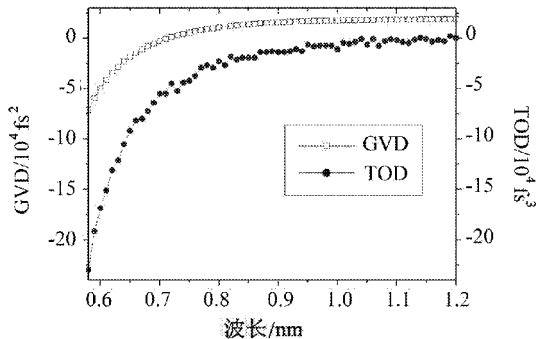


(b) 压缩后的残余色散

图 6 仅考虑 GVD 影响,压缩后的脉宽与残余色散图



(a) 考虑到三阶色散的压缩脉冲



(b) 影响压缩的残余色散

图 7 考虑 GVD 与 TOD 影响,压缩后的脉宽与残余色散图

$$n_o^2 = 1 + \frac{1.431\ 349\ 30\lambda^2}{\lambda^2 - 0.005\ 279\ 926\ 1} + \frac{0.650\ 547\ 13\lambda^2}{\lambda^2 - 0.014\ 238\ 264\ 7} + \frac{5.341\ 402\ 1\lambda^2}{\lambda^2 - 325.017\ 834} \quad (24)$$

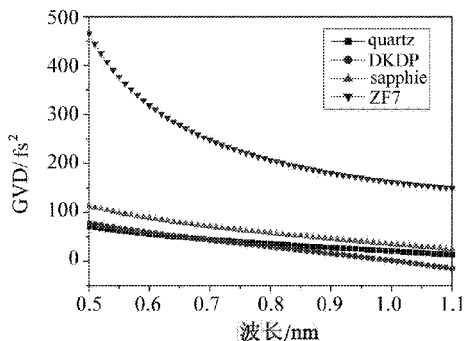
薄膜偏振片(基底 quartz)折射率表示为

$$n^2 = 1 + \frac{0.696\ 166\ 3\lambda^2}{\lambda^2 - 0.004\ 679\ 148\ 26} + \frac{0.407\ 942\ 6\lambda^2}{\lambda^2 - 0.013\ 512\ 063\ 1} + \frac{0.897\ 479\ 4\lambda^2}{\lambda^2 - 97.934\ 002\ 5} \quad (25)$$

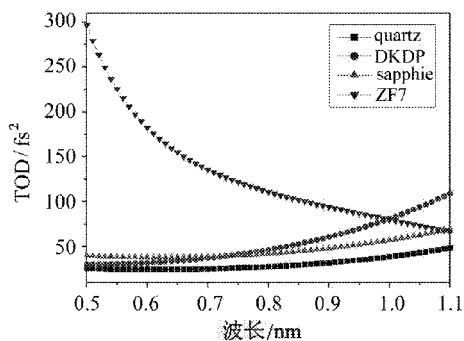
普克尔盒(基底 DKDP)折射率表示为

$$n_o^2 = 1 + \frac{1.256\ 618\lambda^2}{\lambda^2 - 0.008\ 447\ 816\ 8} + \frac{33.899\ 09\lambda^2}{\lambda^2 - 1\ 113.904} \quad (26)$$

由上述折射率公式(Sellmeier Equation)及公式(23),可以分别计算出单位长度(1mm)的这四种光学玻璃及晶体在(500~1 100)nm 波段引入的各阶色散,如图 8(a)和图 8(b)所示。



(a) 每 1mm 材料引入的二阶色散

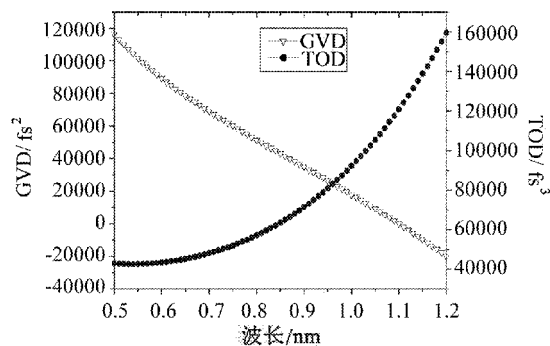


(b) 每 1mm 材料引入的三阶色散

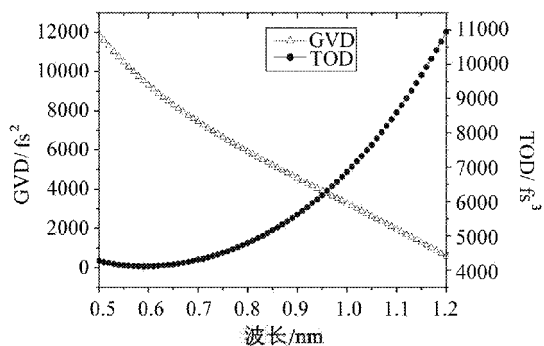
图 8 四种光学玻璃及晶体在(500~1 100)nm 波段引入的各阶色散图

若采用再生放大,激光至少在腔内往返 20 次才被导出,不考虑光隔离系统,共经过 Ti:sapphire, PC 及 TFP 各 40 次;若采用多通放大,以 9 通预放大为例,激光共经过 Ti:sapphire 晶体 9 次,只经过 PC 和 TFP 各一次。这两种放大方式下引入的二阶色散和三阶色散分别如图 9(a) 和图 9(b) 所示。

假设振荡器输出的种子激光为无啁啾的高斯型脉冲,脉冲宽度为 30fs,首先讨论再生放大的情况,若仅仅考虑残余二阶色散的影响,通过将压缩器中棱镜 2 和 3 顶点之间的距离  $l_2$  设定为 956.5mm,即

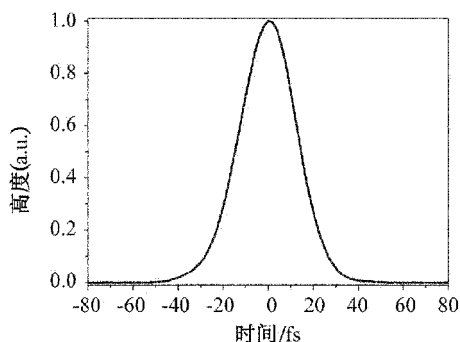


(a) 再生放大方式

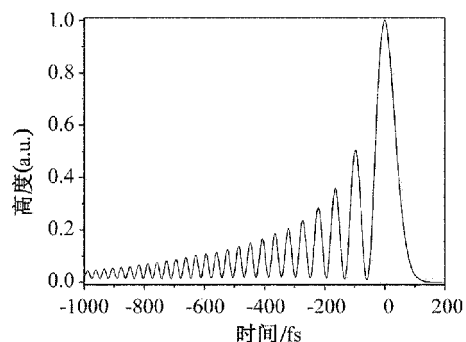


(b) 多通放大方式

图 9 再生放大和多通放大方式下引入的二阶色散和三阶色散图

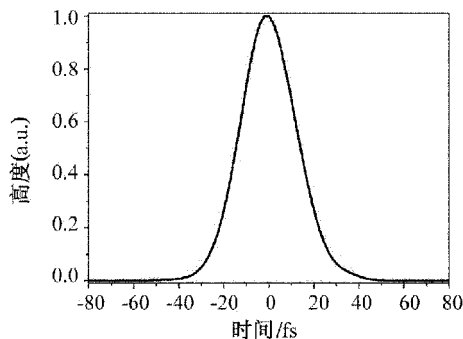


(a) 仅考虑二阶色散

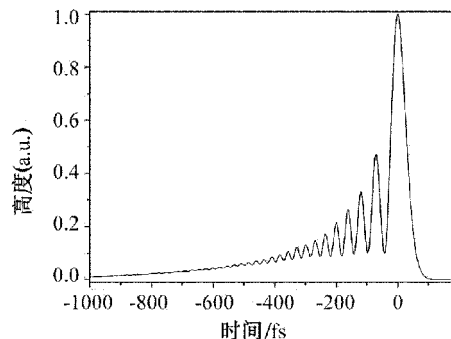


(b) 考虑到三阶色散

图 10 展宽—再生放大—压缩后脉冲宽度图



(a) 仅考虑二阶色散



(b) 考虑到三阶色散

图 11 展宽—多通放大—压缩后脉冲宽度图

可获得 30.5fs 的压缩脉宽,如图 10(a) 所示;若进一步考虑三阶色散的影响,最短压缩脉宽只能达到 72.5fs,如图 10(b) 所示,此时  $l_2 = 780\text{mm}$ 。当放大器采用 9 程多通放大方案时,若只考虑二阶色散,  $l_2 = 320\text{mm}$  时即可将脉宽压缩为 30fs;进一步考虑三阶色散,则  $l_2 = 230\text{mm}$  时脉宽可以压缩为 55.3fs,压缩脉宽如图 11 所示。由于多通放大过程中激光经过钛宝石晶体和偏振元件的次数较少,因此压缩器棱镜间的距离  $l_2$  相对于再生放大中的较小,而且由于引入的高阶色散较少,压缩后的脉冲宽度更窄。

从图中可以看出,由于在压缩后仍然残留高阶色散的影响,无法将脉宽压缩到种子激光的宽度,且压缩后的脉冲存在着振荡现象,在实际运用中可以通过灵活选择展宽器和压缩器的基材来尽可能的补偿高阶色散,譬如展宽器用重火石玻璃,压缩器用冕火石玻璃,并微调压缩器中棱镜的插入量,以达到最佳压缩效果。也可以将该展宽——压缩系统与光栅对混合使用<sup>[12]</sup>,以实现优势互补;或者引入高阶色散啁啾镜,对高阶色散进行进一步的补偿<sup>[10]</sup>。

## 4 结束语

本文主要讨论了飞秒激光啁啾脉冲放大系统中各元件引入的色散,提出并分析了以重色散玻璃作为展宽器,以双棱镜对作为压缩器的应用,并以重火石玻璃 ZF7 为基材,模拟了展宽——放大——压缩过程中脉冲宽度的变化。相较于光栅对展宽器来说,重色散光学玻璃的展宽倍数较小,但是对于放大能量不高的预放大系统来说,这种展宽——压缩方式价格低廉、调节简便,具有较大的应用价值,通过灵活的选择基底玻璃材料和调节棱镜的插入量,或者将该展宽——压缩系统与光栅对及高阶色散啁啾镜混合使用,实现优势互补,可以进一步补偿高阶色散,缩短压缩脉冲的宽度。

### 参考文献

- [1] P. Maine, D. Strickland, P. Bado, M. Pessot, and G. Mourou. Generation of ultrahigh peak power pulses by chirped pulse amplification. *IEEE J. Quantum Electron.* 24 398 (1988).
- [2] J. Squier, F. Salin, G. A. Mourou, and D. Harter. 100-fs pulse generation and amplification in  $\text{Ti:Al}_2\text{O}_3$ . *Opt. Lett.* 16 324 (1991).
- [3] O. E. Martinez. 3000 times grating compressor with positive group velocity dispersion: application to fiber compensation in 1.3–1.6  $\mu\text{m}$  region. *IEEE J. Quantum Electron.* 23 59 (1987).
- [4] E. B. Treacy. Optical Pulse Compression with Diffraction Gratings. *IEEE J. Quantum Electron.*, 5 454 (1969).
- [5] G. Cheriaux, P. Rousseau, F. Salin, and J. P. Chambaret, Barry Walker and L. F. Dimauero. Aberration-free stretcher design for ultrashort-pulse amplification. *Opt. Lett.* 21 414 (1996).
- [6] R. L. Fork, C. H. Brito Cruz, P. C. Becker, and C. V. Shank. Compression of optical pulses to six femtoseconds by using cubic phase compensation. *Opt. Lett.* 12 483 (1987).
- [7] Zhigang Zhang, Sayaka Harayama, Takashi Yagi, Takashi Arisawa. Vertical chirp in grating pair stretcher and compressor. *Appl. Phys. Lett.* 67 176 (1995).
- [8] B. Proctor and Frank Wise. Quartz prism sequence for reduction of cubic phase in a mode-locked  $\text{Ti:Al}_2\text{O}_3$  laser. *Opt. Lett.* 17, 1295 (1992).
- [9] R. L. Fork, O. E. Martinez, and J. P. Gordon. Negative dispersion using pairs of prisms. *Opt. Lett.* 9 150 (1984).
- [10] Z. Cheng, F. Krausz, C. Spielmann. Compression of 2 mJ kilohertz laser pulses to 17.5 fs by pairing double-prism compressor: analysis and performance. *Opt. Commun.* 201 145 (2002).
- [11] Y. Zhao, P. Wang, W. Zhang, J. Tian, Z. Wei. Generation of 7-fs laser pulse directly from a compact  $\text{Ti:sapphire}$  laser with chirped mirrors. *Science in China Series G: Physics, Mechanics & Astronomy* 50 261 (2007).
- [12] David M. Gaudiosi, Amy L. Lytle, Pat Kohl, Margaret M. Murnane, Henry C. Kapteyn, and Sterling Backus. 11-W average power  $\text{Ti:sapphire}$  amplifier system using downchirped pulse amplification. *Opt. Lett.* 29 2665 (2004).

# 面向时间应用的可驯服铷钟

陈智勇<sup>1</sup> 韩 蒂<sup>2</sup> 庆 毅<sup>2</sup> 董 柯<sup>2</sup> 汤 超<sup>1</sup> 盛荣武<sup>1</sup>

(1.中国科学院武汉物理与数学研究所,湖北武汉,430071;

2.西南电子设备研究所,四川成都,610036)

**摘 要** 研制一种面向时间应用的 GPS 可驯服铷钟。当铷钟被 GPS 驯服后,它输出的秒信号实时同步于 GPS 接收机的秒信号。同时,铷钟和 GPS 接收机之间的时间差的数据通过一个比例积分控制器去校正铷钟的频率准确度。驯服后,两台 GPS 驯服铷钟之间的时间差小于 20ns、频率差小于  $1\text{E}-12/\text{d}$ 。使用一台专用的 GPS 信号处理板和特定的 GPS 接收机,时间差可小于 5ns。

**关键词** 时间 频率 铷钟 GPS

## A Disciplined Rubidium Oscillator for Timing Application

CHEN Zhi-yong<sup>1</sup> HAN Di<sup>2</sup> QING Yi<sup>2</sup> DONG Ke<sup>2</sup> TANG Chao<sup>1</sup> SHENG Rong-wu<sup>1</sup>

(1.Wuhan Institute of Physics and Mathematics, Chinese Academy of Science, Wuhan,Hubei 430071;

2.Southwest China Research Institute of Electronic Equipment, Chengdu,Sichuan 610036)

**Abstract** A GPS disciplined rubidium oscillator is designed for timing application. After disciplined, the rubidium oscillator outputs a second signal which is real-time synchronized to the second signal of the GPS receiver. In the same time, the time difference between the rubidium oscillator and the GPS receiver is processed to calibrate the frequency of the rubidium oscillator through a PI controller. The time difference is less than 10ns, the frequency difference is less than  $1\text{E}-12/\text{day}$  between two GPS disciplined rubidium oscillator. After a dedicated GPS signal processing board and a particular GPS receiver is used, the time difference can be limited to 5ns.

**Key words** Time Frequency Rubidium oscillator GPS

## 1 引 言

铷钟具有体积小、功耗低、环境适应能力强、价格便宜等特点,并拥有较好的中短期频率稳定度。GPS 接收机具有授时精度高和接收机成本低等特点,使其在电力系统、雷达组网、频谱监测等要求时间统一的系统中的应用越来越广泛。但

是,GPS 接收机时间的秒抖动大,还会受到电磁、障碍物等干扰出现毛刺,不能满足进一步的高精度时间应用的要求。本文主要针对高精度的时间应用,将 GPS 的良好频率准确度、长期稳定度与铷钟较好的中短期稳定度结合在一起,给出一种输出的秒信号抖动小、多台 GPS 驯服铷钟之间时间差小的 GPS 驯服铷钟。



## 2 和 GPS 时间同步

GPS 驯服铷钟输出的秒信号是从输出频率分频得到,将之同步到 GPS 接收机输出的秒信号,一般有两种方案。一种方案:测量铷钟与 GPS 接收机的时间差,根据时间差数据来修改铷钟输出频率,从而改变铷钟输出的秒信号相位,构成一个时间差校正铷钟的输出频率、输出频率改变输出的秒信号相位的反馈控制环路。另一种方案:测量时间差,直接对铷钟输出的秒信号进行移相,使之和 GPS 接收机的秒信号对齐,同时根据移相的数据来校正铷钟的输出频率。这里选择后一种方案,控制流程图如图 1 所示。

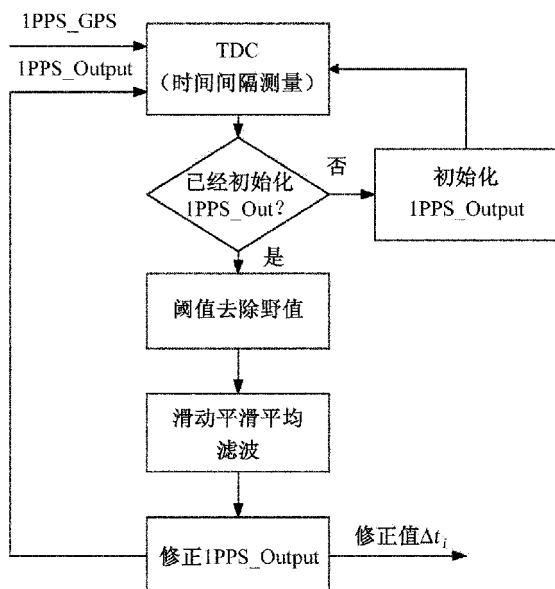


图 1 时间同步控制流程图

用 TDC(时间间隔测量)测量铷钟输出的秒信号 1PPS\_Output 和 GPS 接收机的秒信号 1PPS\_GPS 之间的时间差  $x(t)$ ,可写为

$$x(t) = x_0 + y_0 t + 1/2Dt^2 + E(t) \quad (1)$$

式中: $t$ ——时间(单位为秒); $x_0$ ——初始时间差; $y_0$ ——铷钟与标准频率之间的初始频率差; $D$ ——铷钟的漂移率系数; $E(t)$ ——其它误差,主要由 1PPS\_GPS 与 UTC(Coordinated Universal Time 协调世界时)之间的误差、环境误差和测量误差等组成。

一般认为, $E(t)$ 服从正态分布,可以通过长时间的平滑平均消除大部分误差(环境误差不能消除)<sup>[1,2]</sup>。而  $y_0 t + 1/2Dt^2$  项不能通过平均的方法消除,只能通过减小  $y_0$ 、 $D$  或者  $t$  来减小差值。一般  $D$

为铷钟的漂移率系数是一个很小的数值, $t$  不是太大时, $1/2Dt^2$  项可以忽略。 $y_0 t$  不能通过平均的方法消除,而且还会随着时间累积,为了让  $y_0 t$  保持在可以接受的范围,一方面需要校正铷钟的频率的准确度,让  $y_0$  尽量的小;另一方面, $y_0$  的大小还限制了参与平滑平均的次数,也就是一次平滑平均对应的时间  $t$ 。这样,初始化时首先要将铷钟的频率校正到可接受的范围,如频率差小于  $5E-11$ ,否则,平滑平均的次数要尽量小;初始化还要完成 1PPS\_Output 和 1PPS\_GPS 的初步对齐,让它们的时间差小于 100ns。

初始化完成后,对时间差  $x(t)$  进行阈值判断,除掉因为电磁干扰等原因产生的测量野值。除掉野值之后的时间差数据记为  $s(t)$ ,每连续的  $i$  个数据取平均,如图 2 所示,记为

$$T_n = (\sum_{m=1}^i s(i \times (n-1) + m)) / i \quad (2)$$

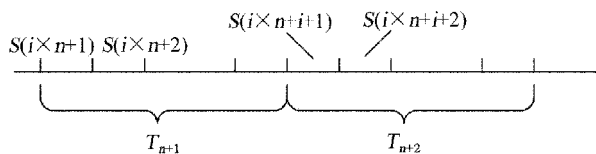


图 2 每  $i$  秒平均值示意图

每  $i$  秒对 1PPS\_Out 修正一次,取最近的  $i \times k$  秒的时间差的平均值作为修正值,如图 3 所示,记为  $\Delta t_j$

$$\Delta t_j = T_j \quad j < k \quad (3)$$

$$\Delta t_j = \frac{\sum_{m=j-k+1}^{j-1} (T_m - (m + k - j) \times \Delta t_m) + T_j}{k} \quad j \geq k \quad (4)$$

公式(4)中,扣除了每  $i$  秒的移相的数据对测量数据的影响,然后取平均。

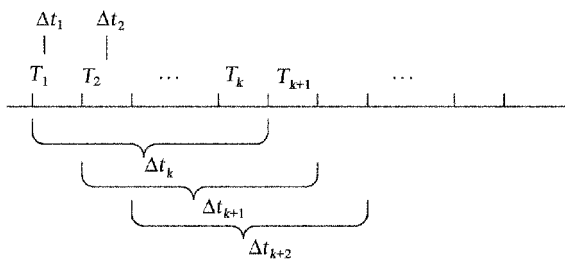


图 3 最近的  $i \times k$  秒的时间差的平均值示意图



可驯服铷钟的秒信号的性能指标与 GPS 接收机的性能密切相关。GPS 接收机的秒信号受很多因素的影响:接收机、接收机天线、连接线、环境温度、电离层、对流层等。因而 GPS 接收机的选择至关重要。多台可驯服铷钟输出的时间保持一致,需要做以下的工作。

1) 使用一致性好的授时型 GPS 接收机;

2) 使用双频的 GPS 接收机,可以较好的消除电离层误差;

3) 接收机天线的温度效应要小;

4) 铷钟的温度系数要小;

5) 算法合理,通过充分的实验获得最佳的参数,将 GPS 具有的长时间的频率准确度和稳定性和铷钟较好的中短期稳定度有效的结合在一起。

多台可驯服铷钟组网时,需要选择一台作为基准,对其它的设备校准,消除接收机、接收机天线、连接线等产生的固定时间偏差。条件允许时,还可以进行温度补偿。

### 3 校正铷钟的频率

由公式(1)的分析可知,铷钟频率的准确度限制了平滑平均可以采用的平滑时间,即上面分析中  $i \times k$  的最大值;另一方面,  $i \times k$  的取值越大,平滑的效果越好。这样,必须对铷钟的频率进行校正,使之与 GPS 接收机所传递的频率尽量保持一致,减少平滑过程中因为频率差引起的时间偏差。

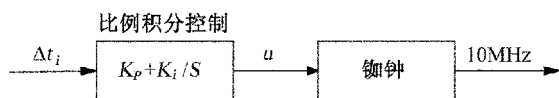


图 4 时间差通过比例积分控制校正铷钟频率示意图

如图 4,采用比例积分控制来校正铷钟的频率。传统的算法是把测得的时差做平滑滤波处理(卡尔曼滤波或平均滤波等)后输入比例积分控制,本处直接将时间同步过程中的修正值输入比例积分控制校正铷钟的频率偏差。方程如下<sup>[3]</sup>

$$u = K_p \Delta t_i + K_i \int_0^t \Delta t_i dt + u_0 \quad (5)$$

式中:  $K_p$ ——比例常数;  $K_i$ ——积分时间常数;  $u_0$ ——初始控制量。

在数字处理单元中为便于处理,用累加替代积分。

$$\int_0^t \Delta t_i dt \cong \sum_{i=0}^n \Delta t_i T = T \sum_{i=0}^n \Delta t_i \quad (6)$$

$$u(n) = K_p \Delta t_n + K_i T \sum_{i=0}^n \Delta t_i + u_0 \quad (7)$$

$$u(n-1) = K_p \Delta t_{n-1} + K_i T \sum_{i=0}^{n-1} \Delta t_i + u_0 \quad (8)$$

$$u(n) - u(n-1) = K_p (\Delta t_n - \Delta t_{n-1}) + K_i T \Delta t_n \quad (9)$$

$$u(n) = K_p (\Delta t_n - \Delta t_{n-1}) + K_i T \Delta t_n + u(n-1) \quad (10)$$

式中:  $T$ ——单位测量时间。

公式(10)是比例积分控制的递推公式,递推公式可以减少数字处理单元的运算量。

### 4 测量结果

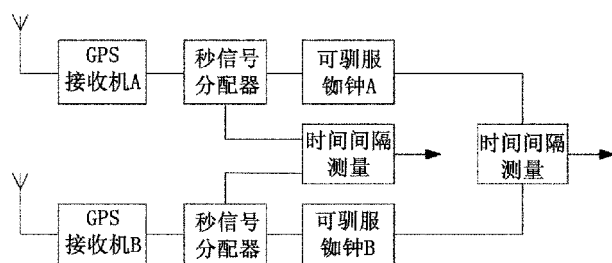


图 5 两台铷钟时间间隔测量示意图

如图 5 所示,两台 GPS 接收机的秒信号经过秒信号分配器后分别送入铷钟和时间间隔测量仪器;两台铷钟输出的秒信号分别送入另一台时间间隔测量仪器。测量在室内自然环境下进行,每秒测量, GPS 天线在楼顶,周围无明显遮挡物体。

图 6 为两台 GPS 接收机输出秒信号的时间差测量结果,时间差的峰峰值大于 120ns。

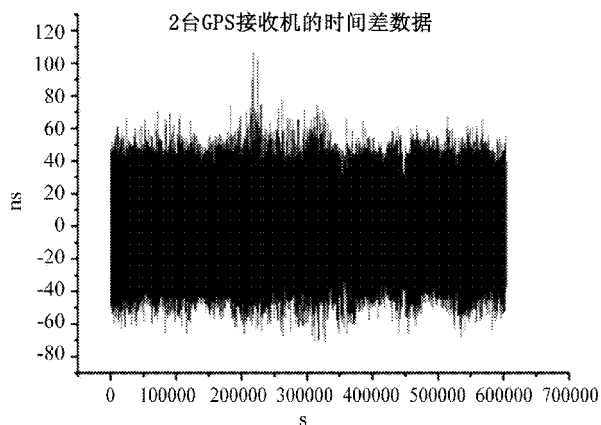


图 6 两台 GPS 接收机的时间差数据图

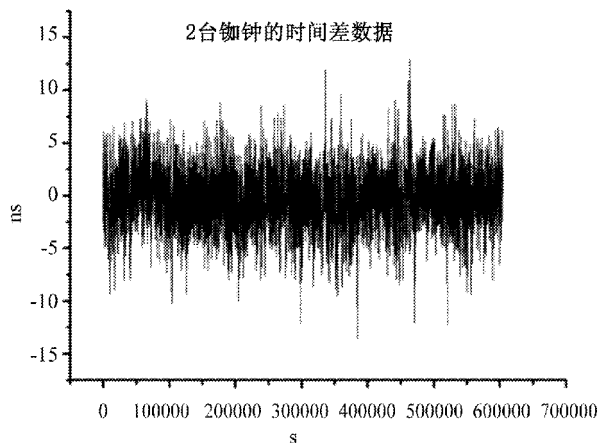


图7 两台可驯服铷钟驯服后的时间差图

图7为两台铷钟分别被图6中对应的两台GPS接收机输出秒驯服后,两台铷钟输出的秒信号之间的差值。可以看出,时间差的峰峰值小于30ns,优于两台GPS的时间差数据。

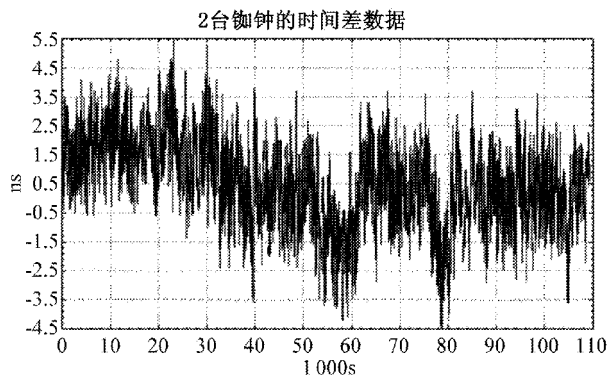


图8 两台可驯服铷钟驯服后的时间差数据图

图8为使用一台专用的GPS信号处理板和特定的GPS接收机后的两台铷钟之间的时间差数据图,它的峰峰值小于10ns,远小于两台GPS的时间差的峰峰值。

## 5 结束语

面向时间应用的GPS可驯服铷钟,从时间应用出发,利用高精度的时间测量和高精度的移相电路<sup>[4]</sup>,较好的和GPS时间保持同步。驯服后,多台GPS可驯服铷钟之间的时间差小于20ns、频率差小于 $1\text{E}-12/\text{天}$ ,可以在雷达组网、频谱监测等时间同步精度要求比较高的系统中应用。

### 参考文献

- [1] 陆加海,张同双,陶小红等.基于TDC的GPS驯服恒温晶振系统设计[J].电讯技术,2011,12:113~116.
- [2] Cui Baojian, et al. An Improved Time Synchronous System Based on GPS Disciplined Rubidium[C]. Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA), 2010 International Conference on, 2010.
- [3] 刘金琨.先进PID控制MATLAB仿真(第二版)[M].电子工业出版社,2004:1~25.
- [4] 杨俊,陈智勇,余钊等.基于FPGA与TDC的GPS-铷钟时间同步系统[J].宇航计测技术,2012,2.

# 频率稳定度测量方法的对比分析

焦 月<sup>1</sup> 张升康<sup>1,2</sup>

(1.北京无线电计量测试研究所,北京 100039;2.计量校准技术国防科技重点实验室,北京 100039)

**摘 要** 作为衡量频率标准工作性能的重要指标,频率稳定度对评估产品的稳定性和可靠性起到重要作用。利用传统的阿仑方差测量频标的长期稳定度时,通常需要很长的时间,测量周期较长。本文首先研究了阿仑总方差、Théo1 和 ThéoH 几种相比阿仑方差可缩短测量周期的频率稳定度时域分析方法,然后基于一组实测的铷钟时间偏差数据,对这几种方差进行了对比和分析。

**关键词** 时间频率 时域稳定度 Allan 方差 总方差 ThéoH

## Comparison and Analysis of the Methods to Measure the Frequency Stability

JIAO Yue<sup>1</sup> ZHANG Sheng-kang<sup>1,2</sup>

(1. Beijing Institute of Radio Metrology and Measurement, Beijing 100039;

2. The Key Laboratory of Metrology and Calibration Technology, Beijing 100039)

**Abstract** As a main aspect to measure the performance of the frequency standards, the frequency stability plays an important role in evaluating the stability and reliability of the products. It usually takes a long time to compute the traditional Allan variance for measuring the long-term stability of the frequency standards. In this paper, Total variance, Théo1 and ThéoH are studied, which can reduce the measuring time in time domain stability analysis comparing with the traditional Allan variance; then, based on the time error data of a Rubidium (Rb) clock measured in the laboratory, these variances are compared and analyzed.

**Key words** Time and frequency Time domain stability Allan variance Total variance ThéoH

## 1 引 言

频率稳定度是衡量频率标准(频标)稳定性的重要指标,目前,频标的频域稳定度一般用单边带相位噪声来表征,在时域的稳定性测量中,广泛采用阿仑方差(Allan Variance)来表征<sup>[1]</sup>。此外,还衍生出多种适合不同场合需求的方差,如重叠估计阿仑方差(Overlapped Allan Variance),因增加了等效自由

度数,进而可以提高方差估计的置信度;改进阿仑方差(Modified Allan Variance)与重叠阿仑方差相比,多了一重相位平滑运算,因此前者能够区分调相闪烁噪声和调相白噪声影响<sup>[2]</sup>;哈达玛方差(Hadamard Variance)不受线性频率漂移的影响,且对随机游走噪声是收敛的,非常适合对铷钟的稳定性分析<sup>[3]</sup>;阿仑总方差(Total Variance)是用于频率稳定度分析较新的统计工具,当平滑时间较长时,仍能给

出较高的置信度,且对频率漂移不敏感<sup>[4]</sup>;还有 Théo1<sup>[5]</sup>和 ThéoH<sup>[6]</sup>等更新的时域稳定性统计方法。

在时域测量中,频率稳定度通常分为短期稳定度和长期稳定度。频标的短期稳定度,通常指的是采样间隔小于 10s 的稳定度;频标的长期稳定度,通常是指采样间隔大于 10s 的稳定度。当使用阿仑方差计算频标的长期稳定度时,通常需要较长的测量时间,本文基于阿仑总方差、Théo1 和 ThéoH 可以计算更长平滑时间下的稳定性估值的特性,使用相对较短的时差数据,分别计算了同一台铷钟在重叠阿仑方差、阿仑总方差、Théo1 和 ThéoH 几种方差下的长期稳定度,并与阿仑方差进行了对比和分析。

## 2 时域稳定性分析方法

### 2.1 阿仑方差

阿仑方差是最常用的时域稳定性分析方法,是基于时域的描述相邻两次频率差值测量结果的方差,表征频率稳定度的阿仑方差表达式为<sup>[1]</sup>

$$\sigma_y^2(\tau) = \langle (\bar{y}_{i+1} - \bar{y}_i)^2 \rangle > \\ = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=1}^{M-1} (\bar{y}_{i+1} - \bar{y}_i)^2 \quad (1)$$

式中:  $\langle \rangle$ ——平均;  $\tau_0$ ——数据间隔;  $\tau = n \tau_0$ ——平滑时间;  $\bar{y}_i$ ——第  $i$  个平滑时间  $\tau$  内  $n$  个相对频率偏差数据的均值,即  $\bar{y}_i = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n y_j$ ;  $M$ ——平滑时间为  $\tau$  时对应的  $\bar{y}_i$  个数。

阿仑方差也可以用测量的时差数据来计算

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2\tau^2} \langle (x_{i+2} - 2x_{i+1} + x_i)^2 \rangle > \\ = \frac{1}{2(N-2)} \sum_{i=1}^{N-2} (x_{i+2} - 2x_{i+1} + x_i)^2 \quad (2)$$

式中:  $x_i$ ——第  $i$  次采样测得的时差数据;  $N$ ——平滑时间为  $\tau$  时对应的时差数据  $x_i$  的个数。

### 2.2 重叠阿仑方差

阿仑方差可以采用上述连续采样的方法进行估计,也可以采用重叠采样法进行估计<sup>[7]</sup>

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2n^2(M-2n+1)} \sum_{j=1}^{M-2n+1} \left\{ \sum_{i=j}^{j+n-1} [y_{i+n} - y_i] \right\}^2 \quad (3)$$

用时差测量数据计算的重叠阿仑方差公式为

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2(N-2n)} \sum_{i=1}^{N-2n} (x_{i+2n} - 2x_{i+n} + x_i)^2 \quad (4)$$

式中:  $M$ —— $y_i$  的个数;  $N$ —— $x_i$  的个数;  $n$ ——平滑因子。

非重叠采样阿仑方差与重叠采样阿仑方差的数据采样过程如图 1 所示。

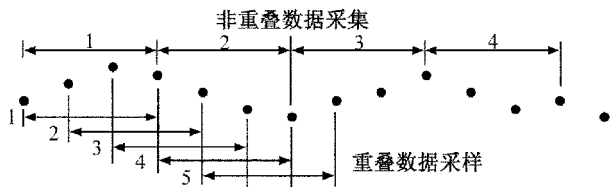


图 1 数据采样过程示意图

在时域稳定性分析中,如果没有特别说明,阿仑方差一般是指重叠阿仑方差。重叠阿仑方差通过形成所有可能的平滑时间为  $\tau$  的子序列,来最大限度的利用现有数据估计阿仑方差,可以提高方差估计结果的置信度。

### 2.3 阿仑总方差

阿仑总方差有时也称为总方差,它可以避免当平滑因子较大时,由数据对称可能引起的阿仑方差“崩溃”情况。现在普遍采用映射的方法,首先对数据两端进行延伸,然后再对延伸后的数据计算其阿仑方差。

设有一个时差序列  $\{x_k, k=1, 2, \dots, N\}$ , 时差数据共  $N$  个,其采样间隔为  $\tau_0$ , 把原始时差序列  $\{x_k\}$  通过映射产生一个延伸序列  $\{x'_k\}$  的方法如下<sup>[4]</sup>

$$\begin{cases} x'_k = x_k & k = 1, \dots, N \\ x'_{1-j} = 2x_1 - x_{1+j} & x'_{N+j} = 2x_N - x_{N-j} \quad j = 1, \dots, N-2 \end{cases} \quad (5)$$

基于延伸后的时差数据的总方差定义为

$$\text{Totvar}(\tau) = \frac{1}{2\tau^2(N-2)} \sum_{i=2}^{N-1} [x'_{i-n} - 2x'_i + x'_{i+n}]^2 \quad (6)$$

式中:  $\tau = n \tau_0$ ——平滑时间;  $n$ ——平滑因子,一般取  $1 \leq n \leq (N-1)$ 。

相应的相对频率偏差数据序列  $\{y_k, k=1, 2, \dots, M\}$ ,  $M$  为数据个数,且  $M=N-1$ 。把原始的相对频率偏差数据序列  $\{y_k\}$  映射产生一个延伸序列  $\{y'_k\}$  的方法如下

$$\begin{cases} y'_k = y_k & k = 1, \dots, M \\ y'_{1-j} = y_j & y'_{M+j} = y_{M+1-j} \quad j = 1, \dots, M-2 \end{cases} \quad (7)$$

基于相对频率偏差数据的总方差定义为

$$\text{Totvar}(\tau) = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=2}^M [\bar{y}'_k(n) - \bar{y}'_{k-n}(n)]^2 \quad (8)$$

对时差数据和相对频差数据通过映射的方法,对数据两侧进行延伸,如图 2 所示。

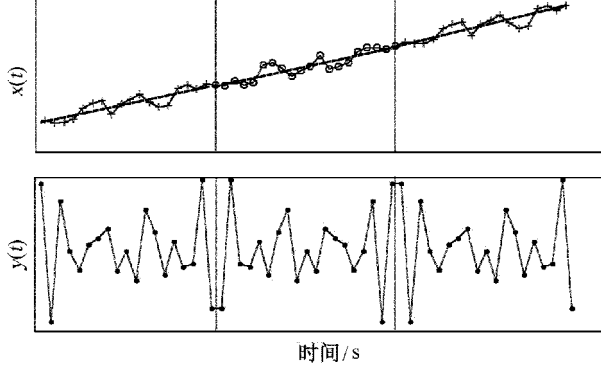


图 2 阿仑总方差的数据延伸示意图

总方差是用于频率稳定度分析较新的统计工具,总方差与阿仑方差的数学期望相同,但当平滑因

子较大时,总方差能够有效地提高方差估计的置信度,且对频率漂移不是很敏感。当平滑因子为 1 时,阿仑方差、重叠阿仑方差和总方差估计应当相同;当平滑因子不为 1 时,三者的估计应当近似相等,且重叠阿仑方差估计的置信度高于阿仑方差估计的置信度,总方差估计的置信度高于重叠阿仑方差估计的置信度。当平滑时间小于数据总长度的 10% 时,也就是说对于短期、中期平滑时间,阿仑方差能给出置信度很高的估计结果;当平滑时间大于数据总长度的 10% 时,阿仑方差估计的置信度较差,但总方差通过数据延伸可以提高估计的置信度,仍然能够给出很好的估计结果<sup>[8]</sup>。

## 2.4 Théo1

Théo1 是模仿阿仑方差的一种较新的统计方法,其覆盖的平滑时间范围更广,对于 Théo1,平滑因子可以从 10 到  $N-2$ ,对比阿仑方差只能从 1 到  $(N-1)/2$ 。Théo1 有更好的置信度,并且最大的平滑时间间隔可以达到数据长度的 75%<sup>[5]</sup>。计算公式见式(9)

$$\text{Théo1}(n, \tau_0, N) = \frac{1}{(N-n)(n\tau_0)^2} \sum_{i=1}^{N-n} \sum_{\delta=0}^{n/2-1} \frac{1}{n/2-\delta} [(x_i - x_{i-\delta+n/2}) + (x_{i+n} - x_{i+\delta+n/2})]^2 \quad (9)$$

式中:  $10 \leq n \leq (N-1)$ , Théo1——频率变化在平滑时间  $\tau = 0.75(n-1)\tau_0$  上的均方根值。但是 Théo1 是对阿仑方差的有偏估计,因此需要对其做偏差修正。Théo1 的数据采样过程如图 3 所示。

## 2.5 ThéoH

如果去除了 Théo1 与阿仑方差之间的偏差,则两者应该有相同的期望值。对 Théo1 去除偏差后,称为 ThéoBR (Bias-Removed version of Théo1), ThéoBR 与阿仑方差合成后的稳定性曲线称为 ThéoH (Hybrid-ThéoBR)<sup>[6]</sup>。ThéoH 是用于稳定性分

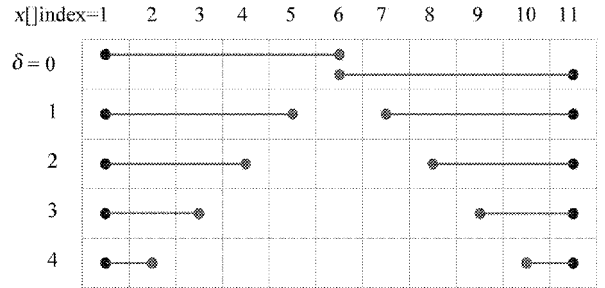


图 3 Théo1 的采样过程示意图

析相对较新也较好的统计方法,尤其是用于平滑时间较长和多种噪声混合存在的情况。

$$\text{ThéoBR}(n, \tau_0, N) = \left[ \frac{1}{(m+1)} \sum_{i=0}^n \frac{\text{Avar}(n=9+3i, \tau_0, N)}{\text{Théo1}(n=12+4i, \tau_0, N)} \right] \text{Théo1}(n, \tau_0, N) \quad (10)$$

式中:  $m = \lfloor \frac{N}{6} - 3 \rfloor$ ,  $\lfloor \cdot \rfloor$  表示向下取整。

ThéoBR 可以表示为阿仑方差在平滑时间的最

大可能范围上的无偏估计。

ThéoH 是将 ThéoBR 与阿仑方差合成在一条方差估计曲线上的一种混合统计方式

$$\text{ThéoH}(n, \tau_0, N) = \left\{ \begin{array}{ll} \text{Avar}(n, \tau_0, N) & \text{for } 1 \leq n \leq \frac{k}{\tau_0} \\ \text{ThéoBR}(n, \tau_0, N) & \text{for } \frac{k}{0.75\tau_0} \leq n \leq N-1, \quad n \text{ 是偶数} \end{array} \right\} \quad (11)$$



式中: Avar——阿仑方差(本文用的是重叠阿仑方差);  $k$ —— $\tau \leq 20\% T$  条件下的最大值(  $T$  为数据的总长度)。

ThéoH 是阿仑方差和 ThéoBR 在足够长的平滑时间上结合成的一个准连续曲线(a quasi-continuous curve)。举例来说,有一个 1 000 点的数据序列,是数据点间隔为 15min 的大约 10d 的数据。阿仑方差可以表征最长的平滑时间为 2d 左右,而 ThéoH 可以将分析长度延伸至 7d,因此可以从相同的数据序列中最大程度地获得更多的统计信息。

3 数据结果对比及分析

为了对比分析上述几种时域的稳定性分析方法,本文使用一台铷钟 10d 的时间偏差测量数据(每 1h 测量一次,共 240 个数据点),首先分别计算了该组数据的阿仑方差、重叠阿仑方差、阿仑总方差、Théo1 值和 ThéoH 值(本文用 ThéoBR 与重叠阿仑方差合成 ThéoH),结果如图 4 所示。

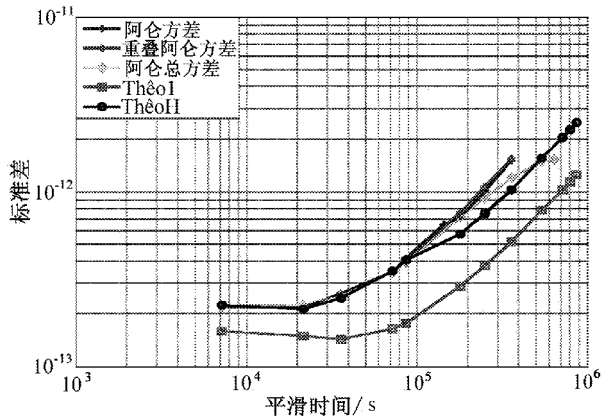


图 4 各方差结果的对比图

由图 4 可以看出,重叠阿仑方差相比阿仑方差,更为平滑,原因是前者最大限度地利用了现有的数据,增加了计算点数,使计算结果的置信度更高;阿仑总方差、Théo1 和 ThéoH 可以得到更大平滑时间范围上(大约为 2 倍)的稳定度估计结果;ThéoH 弥补了 Théo1 与阿仑方差的偏差,综合看来,可以得到最为理想的时域稳定性估计结果。

为了验证阿仑总方差、Théo1 和 ThéoH 的统计方法可以缩短测量时间(即:使用比计算阿仑方差短的数据,仍然能给出与其量级相当的统计结果),本文首先从每 1h 测量的时间偏差数据中,连续取

10d 共 240 个数据点,计算该组数据的阿仑方差;然后从同样的时间偏差数据中,连续取 3d 共 72 个数据点,分别计算重叠阿仑方差、阿仑总方差、Théo1 和 ThéoH。计算得到的各方差日稳数据见表 1,结果如图 5 所示,具体的。

表 1 各方差计算的日稳数据

方差	阿仑 方差	重叠 阿仑	阿仑 总方差	Théo1	ThéoH
日稳	4.13×	5.46×	4.54×	1.89×	3.42×
/day	$10^{-13}$	$10^{-13}$	$10^{-13}$	$10^{-13}$	$10^{-13}$

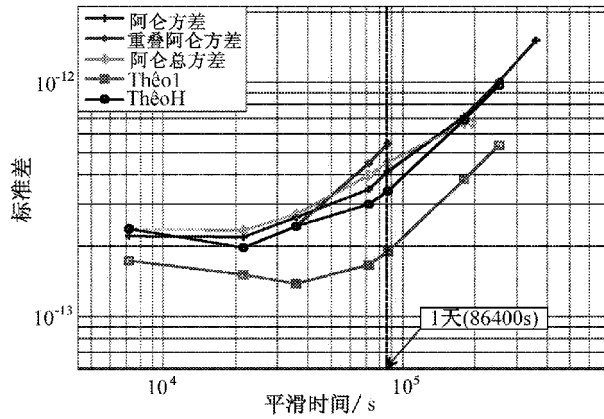


图 5 各方差结果的对比图

从图 5 可以看出,重叠阿仑方差、阿仑总方差和 ThéoH 与阿仑方差曲线比较接近,而 Théo1 与其他几个方差的偏差较大,这与本文 2.4 节的理论分析是相符的;阿仑总方差、Théo1 和 ThéoH 可以在一定的数据长度上,得到更长平滑时间范围上的统计结果;阿仑总方差和 ThéoH 可以用相对较短的数据计算得到与用长数据计算得到的阿仑方差量值相当的结果。

为了更加清楚地分析各方差计算的日稳数据,将用 10d 数据计算的阿仑方差与用 3d 数据计算的重叠阿仑方差、阿仑总方差、Théo1 方差和 ThéoH 方差分别列在了表 1 中。从表 1 中的数据结果可以看出,各种方差计算得到的日稳估计值,虽然结果大小有所差别,但各个方差估计值都是在同一数量级上,且阿仑总方差和 ThéoH 计算的结果与阿仑方差计算的结果很接近。因此,在实际测量中,我们可以根据需要,使用阿仑总方差和 ThéoH 方法来测量频标的时域稳定度,尤其是在长期稳定度的测量中,阿仑总方差和 ThéoH 不仅可以缩短测量时间,而且相比阿仑方差,有更好的置信度。

(下转第 57 页)

# 数模转换器 DAC1220 在驯服时钟中的应用

苏建峰 尹冬梅

(中国科学院空间科学与应用研究中心,北京 100190)

**摘 要** 在 GPS 驯服时钟中,需要将 CPU 计算所得的控制数字量使用 D/A 转换器转化为对应的模拟电压,从而实现对 VCOCXO 的输出频率进行校正,数模转换的精度直接影响振荡频率的控制精度。本文给出了 DAC1220 数模转换器的工作原理和特点以及其使用方法,并探讨了 D/A 转换器分辨率与控制晶体时钟频率之间的关系。

**关键词** 驯服时钟 数模转换器 转换精度 DAC1220

## Application of Digital-to-analog DAC1220 in the Disciplined Clock

SU Jian-feng YIN Dong-mei

(National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190)

**Abstract** In GPS disciplined clock system, in order to calibrated the frequency of VCOCXO, It is necessary to transfer control digital calculated by CPU to corresponding analog voltage. the paper discussed the principle and application of DAC1220 converter, and expatiates the relationship between the DA converter resolution and frequency calibration of disciplined clock.

**Key words** Disciplined clock D/A Converters Conversion accuracy DAC1220

## 1 引 言

GPS 驯服时钟相比氢原子、铯原子钟等一级频标具有较高的性价比,别广泛应用于通信、计量、航空航天、雷达和国防军工等各个领域。众所周知,晶体振荡器由于受晶体老化和温度等本身特性因素的影响,其输出频率有较大的漂移率,铷原子钟也有着较为明显的漂移特性。这类的频标通常需要每隔一段时间,送到具有更高一级频率计量能力的计量站进行校准。GPS 驯服时钟可在长时间内通过驯服技术使这类频标保持很高的稳定性和准确度。在驯服过程中,根据数字相位比对值转换为对应的压控电

压调整输出频率是其中重要的一环。本文介绍了串行数模转换器 DAC1220 的使用方法,并分析了 D/A 分辨率与驯服频率精度之间的关系。

## 2 DAC1220 概述

DAC1220 是一款是用较为广泛的精密串行 DA 转换芯片,一般用于工业控制或高精度检测、测量系统。原理上利用  $\Sigma - \Delta$  技术实现其线性特性,通过寄存器可配置为 16 位输入模式和 20 位输入模式。在 16 位输入时,建立时间最大可在 2ms 内达到 0.012%,20 位输入时,建立时间可在 15ms 内达到 0.

003%。输出电压最大可达到外部参考电压的 2 倍,通过片上自校准电路可动态减少失调和增益误差,最大输出线性误差仅为±0.001 5%。

DAC1220 在使用上也比较方便,采用同步串行接口,只需两根信号线控制即可。DAC1220 采用 SSOP-16 的封装,其性能在其器件手册中有详细说明。DAC1220 内部有 5 个寄存器,分别为 INSR,CMR,OCR,FCR 和 DIR,对 DAC1220 的控制,就是对芯片内 5 个寄存器的读写操作,该芯片各引脚的定义见表 1。

DAC1220 芯片的串行时序图如图 1 所示。CPU 通过串行接口像寄存器传送数据进行读写,下面简单给出对常用 3 个寄存器的功能。

- 1)指令寄存器 INSR
- 每次串行通讯都是由写 INSR 开始,利用 8 位数据,可以控制串行接口的下一操作是读或写,以及数据的长度等;
- 2)命令寄存器 CMR
- 该寄存器位 16 位 2 个字节长度,用来设置芯片的工作模式、分辨率模式、数据模式和建立模式;
- 3)数据寄存器 DIR
- 用于输入数字数值,被用作 DA 的转换量。

表 1 DAC1220 引脚定义

编号	名称	定义
1	DVDD	电源
2	XOUT	系统时钟
3	XIN	系统时钟
4	DGND	数字地
5	AVDD	电源
6	DNC	空
7	DNC	空
8	DNC	空
9	C1	滤波电容
10	C2	滤波电容
11	VOUT	输出直流电压
12	VREF	外部参考电压
13	AGND	模拟地
14	CS	片选信号
15	SDIO	输入/输出 串行数据
16	SCLK	输入串行时钟

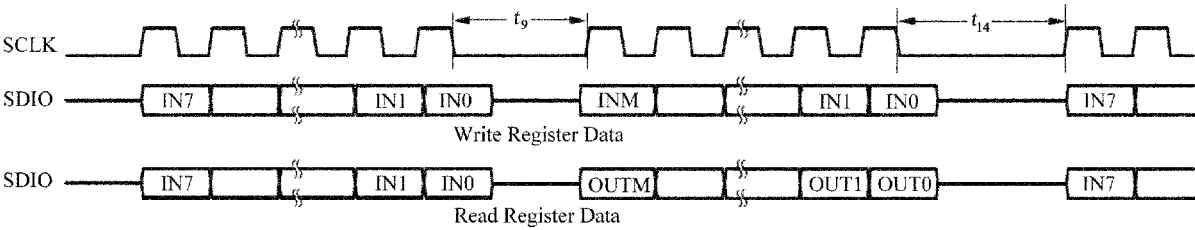


图 1 DAC1220 串行时序图

### 3 驯服时钟中 D/A 分辨率与频率精度之间的关系

在驯服时钟中,采用什么样的数模转换器与输出频率精度有重要的关系,数模转换的精度直接影响振荡频率的控制精度。对 VCOCXO 的 10MHz±2.5Hz 频段的频率控制而言,控制电压变化范围为(0~10)V,为了达到设计要求即好于的输出频率精

度并留有一个量级的设计余量,假设我们需要控制频率输出准确度达到 10<sup>-12</sup>,那么控制电压的分辨率要达到

$$R_v = 10^{-12} \times 10^7 \times \frac{5.0}{2.5 \times 2} = 1 \times 10^{-5} \text{ V}$$

由于控制电压的分辨率是由数模转换的分辨率决定的,数模转换的分辨率是由 D/A 转换器的输出电压范围和位数决定的。在输出电压为(0~5)V

时,D/A 转换器位数为  $n$  的情况下,其分辨率可以表示为

$$R_{D/A} = 2 \times \frac{5.0}{2^n} = 5 \times 2^{1-n} \text{V}$$

将以上两个公式进行比较,可知, $n$  至少应取 20 才可以满足系统要求。美国德州仪器公司(TI)生产的高性能数模转换器 DAC1220,其通过输入数字信号可配置为 16 位或 20 位,可供系统选择使用。

4 DAC1220 在驯服时钟设备中的应用

DAC1220 外围电路设计如图 2 所示。根据其手册上的介绍 DAC1220 外接晶振的频率值是 2.5 MHz。5V 电源供电 (AVDD 和 DVDD),并对模拟地和数字地进行分割,通过 0Ω 电阻端接在一起。外部输入参考电压为 2.5V,由电压基准芯片 LM-336 提供,其外围电路的设计如图 2 所示。DAC 输出电压范围设置为 (0~5)V,其处于 VCOCXO 压控端的有效输入范围内。DAC1220 的输入可设置为 16 位或 20 位模式,这里采用 20 位输入模式。

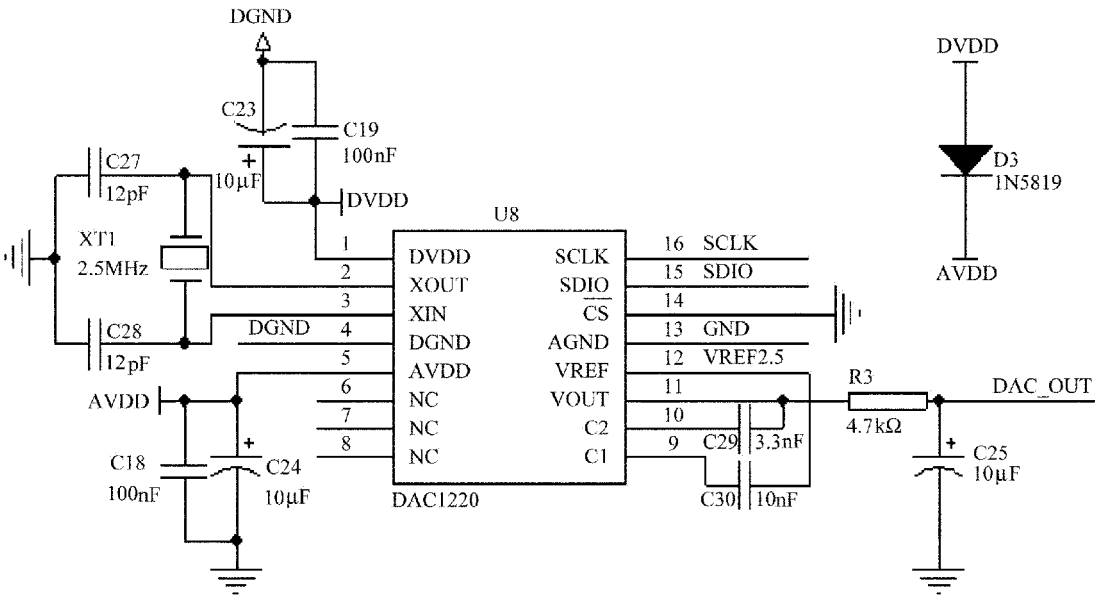


图 2 DAC1220 外围电路原理图

DAC1220 应用于高速时钟系统中,主要是完成数字和模拟信号的转换。本系统中,DAC1220 的作用是将信号相位差值(数字信号)转换为模拟电压值,用来控制晶体钟 OCXO 输出高精度的时钟信号。DAC1220 和微控制器硬件连接如图 4 所示。控制器采用 STM32 单片机,CPU 晶振频率为 8MHz,DAC1220 输入晶振频率为 2.5MHz,采用+5V 数字、模拟电源,外部输入参考电压为 2.5V,输出电压范围为 (0~5)V,符合晶体钟控制电压范围。这里给出一主要操作函数,并给出处理器驱动 DAC1220 程序流程图如图 3 所示。

主要操作函数:DAC1220 写一个字节函数。

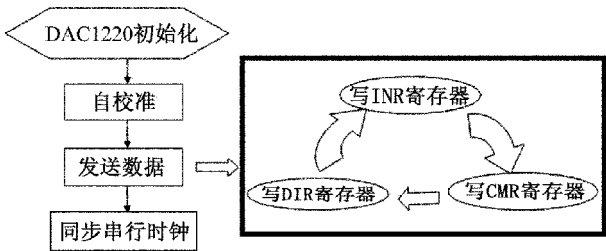


图 3 CPU 驱动 DAC1220 程序流程图

```
Void DA_write_byte(unsigned char Data) {
unsigned char n;
for(n=0;n<8;n++) {
```

```
SCDA = 1;
Delay(3);
SDA = ((Data & 0x80) ? 1:0);
Data <= 1;
SCDA = 0;
Delay(3);
SDA = 0;
```

```
}
```

DAC1220 在初始化完成后,经过自校准后,即可进入正常工作模式。从实际测试表明符合系统最初的设计要求。输入数字量和输出电压符合线性关系,数字输入量每增加一倍,输出电压也基本增加一倍,输出电压精度可达到 0.1%。如果同时利用 DAC1220 自校准功能进行转换误差补偿,那么输出电压精度会更高。

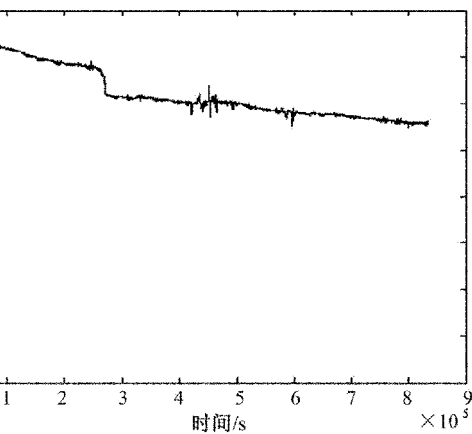


图 4 晶振自由运行状态下的准确度波形图

## 5 结束语

本文讨论了在驯服时钟中数模转换器与输出频率之间的关系,介绍了 DAC1220 在时钟同步设备中的应用,并给出了具体的硬件设计方案。图 4 和图 5 分别给出了驯服前和驯服后得出的准确度结果。由图 5 可以看出,DAC1220 输出精度满足设计要求,并取得了较好的效果。

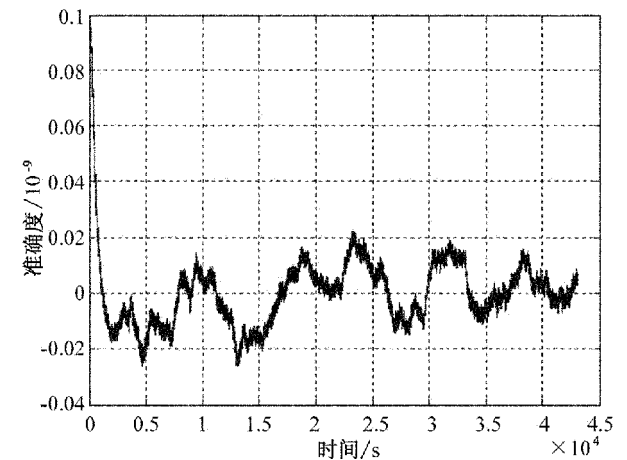


图 5 采用 DAC1220 晶振驯服状态下准确度波形图

### 参考文献

[1] 20-Bit, Low-Power Digital-to-Analog Converter DAC1220 [Z].

[2] 李建中. 单片机原理及应用[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002.

[3] 朱果,刘皓春. 20 位 D/A 转换器 DAC1220 与 C8051F350 接口应用[OL]. 中国科技论文在线, <http://www.paper.edu.cn/releasepaper/content/200706-468>.



# 北斗/GNSS 高精度时频终端测试方法探讨

孙海燕<sup>1</sup> 谢彦民<sup>1</sup> 胡 阳<sup>1</sup> 陈洪卿<sup>2,3</sup>

(1. 北京环球信息应用开发中心, 北京 100094;

2. 中国科学院国家授时中心, 陕西西安 710600;

3. 海华电子企业(中国)有限公司, 广东广州 510656)

**摘 要** 基于虚拟仪器技术、网络技术和批量化测量技术, 探讨北斗/GNSS 高精度时频应用终端的测试手段; 提出应用测试模块化和 VXI/PXI/LXI 总线技术的测试设计方案, 该方案具有多路标准时间频率参考信号一致性设计和网络远程测试校准设计; 同时, 提出北斗/GNSS 高精度时频终端测试校准系统的结构设计及其应用模式。这将能有效提高北斗/GNSS 时频终端测试的集成化和智能化水平。

**关键词** 时间频率 时统终端 虚拟仪器 远程校准

## Study on the Testing Method of Precise Time and Frequency for COMPASS/GNSS User Terminals

SUN Hai-yan<sup>1</sup> XIE Yan-min<sup>1</sup> HU Yang<sup>1</sup> CHEN Hong-qing<sup>2,3</sup>

(1. Beijing Global Information Center of Application and Exploration, Beijing 100094;

2. National Time Service Center, Chinese Academy of Science, Xi'an, Shanxi 710600;

3. Haihua Electronics Enterprise (China) Corporation, Guangzhou, Guangdong 510656)

**Abstract** It has been discussed this paper that the testing and calibrating means on precise time and frequency for the user terminals of COMPASS / GNSS navigation system, based on Virtual Instrument technology, on network technology and on batch measurement technology. It is put forward that the testing method based on modulization and on VXI / PXI / LXI bus technology, with the consistency design of standard time and frequency reference signals and the design of remote testing and calibrating based on network technology. At the same time, it is proposed that the structure design and it's application of COMPASS / GNSS precise time and frequency testing and calibrating system. This way can upgrade the measuring level of COMPASS / GNSS time and frequency terminals with integration and intelligence.

**Key words** Time and frequency Timing terminal Virtual Instrument Remote calibration

## 1 引 言

基于北斗/GNSS 卫星的高精度时间频率测试校准技术正在科学研究、工业检测、工程建设、军事

计量测试等领域发挥着越来越大的作用。它将用于对各类时间频率应用设备(系统)的多项参数进行计量校准和多种测试, 包括信号电平、时刻偏差、时(间)码误码率、频率准确度、频率稳定度、相位噪

声、频率漂移率以及电磁兼容性/环境适应性等等。这有助于克服传统的时间频率计量所存在的测量范围小、测量周期长、测量数据处理功能分散、工作效率不高等问题<sup>[1~6]</sup>。

北斗卫星导航系统是我国实现大范围、多用户高精度时间频率测量、校准、传递的主要技术手段。目前,接收北斗信号的时统终端数以十万计,并且随着北斗卫星 RNSS 业务的开通运行,北斗导航系统的用户时统终端数量将以较快速度增长。因此,针对北斗时统终端设备的计量测试需求也随之增多,尤其是针对大批量的北斗时统终端设备进行批量化测试校准的需求日益迫切,传统方式的时频校准系统将难以满足批量化的测试需求,有必要针对北斗时统终端设备的测试方法进行探讨研究和改进。同时,卫星导航授时已由单一系统向 GNSS 多系统互补增强组合应用发展,并且,时间频率参量作为国际统一计量认定的基础量之一,由北斗卫星信号及其设备传递的时频参数,也应与国际测试与认证认可接轨,与 GPS, GLONASS, GALILEO 等系统的时统终端的对应参数相同。因此,北斗时统终端高精度时频测试方法的研究,也同样适用于 GNSS 时统终端的测试。

本文在综合研究目前时频测试技术进展的基础上,探讨基于虚拟仪器(Virtual Instrument, VI)技术和网络遥测技术的高精度时间频率测试方法,对北斗/GNSS 时统终端的测试,研究如何实现模块化、集成化、批量化、自动化、网络化的测试和校准,并就其关键技术进行讨论,为北斗/GNSS 高精度时频测试系统的设计和论证奠基。

## 2 时间频率测试技术进展

传统的时间频率参数测试和计量,主要采用单台设备分时段轮流测量的模式进行,往往测试的周期较长,效率较低。国际上,时频测量仪器已向多通道信号同时并行测量的趋势发展,国内的一朴科技公司也研制了多通道时频比对、数据采集设备,就同时具备 8 通道或 16 通道的时差参数测量能力。

虚拟仪器技术由美国国家仪器公司最早提出的<sup>[7,8]</sup>。虚拟仪器技术的主体思想是建立以软件为

核心的仪器测试系统,其技术特点在于硬件测试模块化、数据采集集成化、数据交互标准化的设计,采用标准软件管理平台,基于通用的 LabVIEW 软件实现自动测试数据处理。因此,基于虚拟仪器技术设计的测试系统,具备测试功能集成化、信息传输标准化、输出处理智能化等特点。由于时间频率参数校准、检定等计量工作,是以时频的高精度测试为前提的,因此,利用虚拟仪器技术设计时间频率测试计量系统,利于实现自动化测试计量,减少人工操作导致的测量误差和差错,提升测量精度及工作效率。

目前,时间频率的校准主要采取两种模式。其主流模式是,被测或被校准设备与参考的标准时间频率信号、测量设备放置在同一实验室,依据技术规范进行测试或校准。测试校准形成的数据文件在本地产生,尚未完全实现利用网络传输与远程端用户进行测试数据及技术文件的交互。另一种模式——时间频率远程校准方式,是被测或被校准设备与参考的标准时间频率信号、测试设备分别放置在不同地点,两两之间距离较远,需要通过卫星共视法或卫星双向时频传递等高精度时间传递手段,实现远程校准。卫星共视法中,测试数据的信息交互,要通过通信网络进行传输。

## 3 北斗/GNSS 时频测试方法分析

### 3.1 基于批量化的时频测试

随着北斗/GNSS 卫星定时设备的研制和批量生产,对其批量化、自动化测试的需求正在与日俱增。为了能够满足对几十台时频设备同时进行测量,以便比较分析和提高效率,要求设计的时频测试系统,不仅需要配备多通道的测试设备,还需要同时配备多路标准时间频率参考信号源。同时,为了保证作为测量参考的多路标准脉冲或频率信号的一致性,还需要设计“信号一致性监测单元”,对这些参考信号进行实时监测。此外,在控制管理软件中,需要制定对故障信号判定的排查机理、机制及判据,如果实时监测到参考信号的时刻偏差等参量的误差超限,应能根据判据快速确定故障位置,发出报警信号,提示人工进行故障排除。

此外,在测试数据传输及数据处理环节,应该充

分考虑批量(同时)测试的特殊需求,测试系统除具备同时测量能力外,还需要配备足够的信息传输带宽,并在测量数据处理的服务器端采用“云模式”实现测试数据的批量化快速处理及多份测试报告/文件的同时生成能力。并且,还需建立相应的数据库,实现测试数据方便存储和及时调用。

基于批量化时频参数测试,其优点在于提高时频参数测试的工作效率,保证测试结果的准确性、可比性、一致性,提升时频测试系统的标准化和智能化水平。

### 3.2 基于虚拟仪器的时频测试

基于虚拟仪器技术设计的高精度时间频率测试和计量系统包括时频参数测量、数据采集、数据传输、数据处理和数据存储/调用等多个组成部分。

时频参数测量需要针对不尽相同的时频设备采用测试功能模块化、灵活插接组合方式进行。

数据采集方式需要由基于传统的分体独立的台式测量仪器向插卡模块化测量板卡转变,统一接口,并将各类模块化测量板插入配备标准数据传输总线的机箱,实现硬件数据采集的模块化、集成化、小型化和标准化。虚拟仪器技术也可以考虑采用无线连接方式,基于 IEEE 1451 协议建立无线收发网络,实现分布式远距离测试数据的采集及上传<sup>[9,10]</sup>。

数据传输方式基于标准化总线技术,包括 GPIB 总线、VXI 总线、PXI 总线、LXI 总线。GPIB(IEEE-488)总线技术是基于独立台式计算机控制管理设计的,时频测试中通常使用的时间间隔计数器 SR620 就支持 GPIB 总线。在设计北斗/GNSS 时频设备测试系统时,可以考虑采用 PXI 或 VXI 总线(特殊场合可以采用 LXI 总线)技术,进行测试控制管理和数据传输。

数据处理和存储/调用部分首先将测试的数据传输至虚拟仪器服务器,然后利用虚拟仪器通用的 LabVIEW 或 LabWINDOWS 软件,建立虚拟仪器控制面板,接收测试数据并进行自动化综合处理,并设置仪器控件实现对底层数据采集模块的驱动等控制。

基于虚拟仪器技术的时频参数测试的优点在于硬件测量设备模块化、接口标准化,便于测量功能重组,并易于扩展。虚拟仪器的面板控制软件化,便于测量功能的修改和拓展。

### 3.3 基于网络化的时频测试

时频测试技术与网络技术的结合,使得远距离遥控管理异地端的北斗/GNSS 时统终端的时频测试成为可能。在实现异地时频测试的同时,测量结果可通过互联网等传输至远程端用户;同时,被测用户也可通过网络,远程发送时频参数测试等测试指令,远程控制测试进程,实现远程遥控测量,并直接获取测试结果。基于网络化的时频测试是对传统时频测试功能的升级和拓展。网络化的时频测试具备以下优点。

#### 3.3.1 实现远距离的时频测试

在地域上分散分布的北斗/GNSS 时统终端设备,非常需要远距离的时频测试系统和方法。例如某些地处偏远的时间频率计量站,他们的北斗/GNSS 时统终端设备需要定期向上级时频计量站进行时频计量设备的校准、检定或溯源。但存在设备运输成本高、时间长、运输途中可能因颠簸、振动、温压湿/电磁场环境异常变化等因素,导致设备故障或精度降低等问题。由无线电或光纤/有线电磁波技术传输的时间频率信号及其参数测试,区别于其它基本计量参数的一个主要特点在于,其它计量参数需要逐级向上级溯源,越级溯源技术难度大、成本高,而时间频率参数既可以逐级向上级溯源,又可以由无线或有线比测技术,越级或向最高级标准直接溯源。因此,地处偏远的时频计量站可以通过卫星共视法等高精度时间传递方法直接向较高等级时频标准实现溯源;同时,可以接入公共网络,利用网络发送时频参数测试申请,并接收卫星共视数据,在本地端直接处理得到溯源结果和计量检定证书等文档。网络化的时频测试方法可以提高工作效率,节省成本,无需时频设备下线测试,保证被时频设备稳定可靠地在线运行。

#### 3.3.2 实现测试数据管理的智能化

在较高级的时间频率标准测试部门(或实验室)可以建立高精度时频测试服务网站,通过公共网络对外提供时频测试服务。网站设置 Web 服务器,将时频测试服务网站 URL 地址连接在 Web 服务器主页上,允许用户远程登录 Web 系统,并依据权限调用各类参数测试服务模块。可以允许多个用户同时提出时频远程测试或校准申请,在本地端利用自动化时频测试平台进行高精度批量化时频测

量,并将测试和校准数据结果及证书文件通过网络发送至远程端用户。从申请、执行,到报告文件形成,均实现自动化,尽量减少人为干预及其产生的误差或差错,从而实现测试数据管理的网络化、智能化。

3.4 基于卫星共视的时频测试与远程溯源

为了保证和提高时间频率量值传递的准确性,需要按时频测试装置的参考时频信号向上一级或最高级时频标准源(或基准)进行溯源。在针对北斗/GNSS 时统终端测试系统时,必须考虑溯源问题。为了保证固定式或移动式时频测试系统的向上溯源,可以通过北斗/GNSS 卫星共视法或卫星双向时

频传递等高精度时频传递方法实现。同时,该系统的向上溯源手段也是其向较低等级的时频标准进行量值向下传递的有效手段。

4 北斗/GNSS 时频终端测试方案设计及应用

4.1 北斗/GNSS 高精度时频终端测试方案初探

基于虚拟仪器技术、网络技术和批量测试技术,针对北斗/GNSS 时统终端设备或时频计量设备,初步构思的“北斗/GNSS 高精度时频终端测试系统”方案设计示意如图 1 所示。

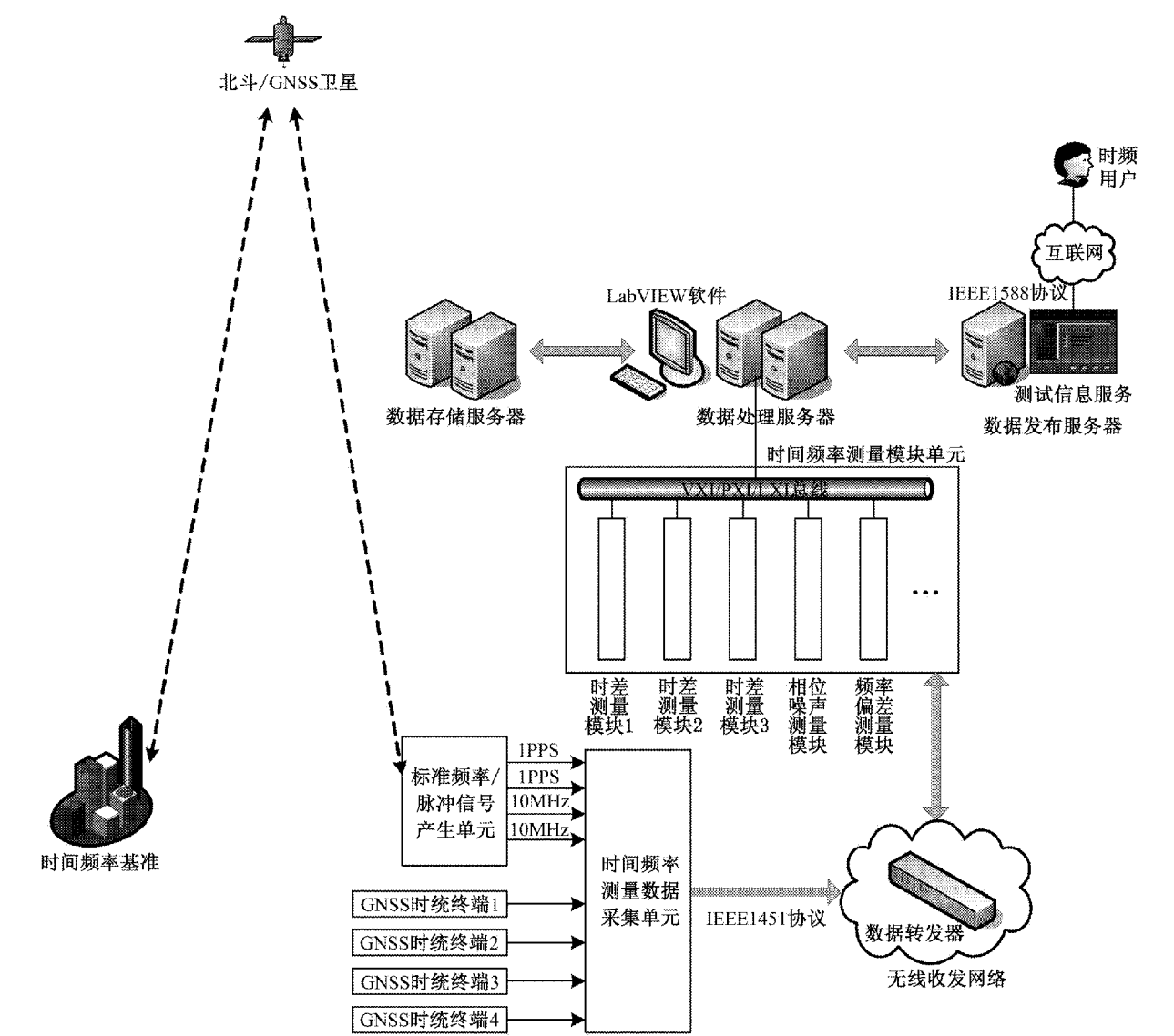


图 1 北斗/GNSS 高精度时频终端测试系统构成示意图



该系统由标准时间频率信号产生单元、时频测量数据采集单元、时频测量模块单元、数据处理服务器、数据存储服务器和数据发布服务器等硬件设备以及 LabVIEW 测控管理软件组成。

该系统的标准时频信号产生单元,用于产生多路高精度、高质量的标准时间参考信号(1PPS)和标准频率参考信号(10MHz),用作测试的参考时间源和频率源。其主要设备包括高精度(原子)频标、分频钟、多通道秒信号分配放大器、多通道频率信号分配放大器、多通道时间间隔计数器或频谱分析仪等等。为保持多路标准时间频率信号之间的一致性,需要利用多通道计数器实时监测多路信号之间的时差、频差等参量,如果差值超限,系统即刻告警。标准时频信号产生单元还同时配备北斗/GNSS 卫星共视设备或卫星双向 TWSTT 设备,通过卫星实现定期向更高一级时频标准(或时频基准)溯源,保持时频传递量值的准确性。同时,利用这两种传递手段,时频测试系统也可以向其它级别较低的时频标准建立时频比对链路,实现向下量值传递。

该系统的时频测量数据采集单元,将被测时频设备输出的脉冲信号(1PPS)和频率信号(10MHz)与标准时频信号产生单元输出的标准时频参考信号进行两两互比,并将采集到的指令信息通过有线或无线收发网络,传输至时频测量模块单元,其收发网络信息传输,采用 IEEE 1451 协议。

该系统的时频测量模块单元,将标准化的各类时频参数测量模块插入标准机箱,构建可扩展式测量仪器。并利用 VXI/PXI 或 LXI 总线,将各类测量模块所得的数据上传至数据处理服务器。该单元包括时差测量模块、相位噪声测量模块、频率偏差测量模块、时间码误码率测量模块等等。各种测试模块设置的数量,可以根据批量测试的参量需求和能力确定。

该系统的的核心是数据处理服务器,接收时频测量模块单元产生的各种测量数据,在对数据预处理后,计算得到时频参量的测量值,包括相对于标准时间的时刻偏差、输出时间信号的电平/信噪比、时间码误码率、频率准确度、频率稳定度、频率漂移率、相位噪声、复现性和开机特性等参数。采用虚拟仪器技术通用的 LabVIEW 软件开发虚拟仪器控制面板,设计人机交互功能,不仅可以实现自动化的测量数

据处理,还能发送人工指令控制时频测量模块单元工作。

该系统的的核心是数据存储服务器,接收数据处理服务器发送的时频测试结果,并设计有数据库,实现数据存储和调用功能。此外,该服务器依据测量数据,自动产生测试报告或校准报告,并回传给数据处理服务器和数据发布服务器。

在数据发布服务器可以建立测试信息服务网站,通过互联网与时频用户相连。用户也可以远程登录该服务网站,提出测试服务申请;在对时频参数进行测量后,可以在线查询时频测量结果。网站还具备将自动生成的报告文件发送至用户的功能,实现时频测试的网络化服务及信息共享。

## 4.2 北斗/GNSS 高精度时频测试与应用

北斗/GNSS 高精度时频测试系统可广泛应用于军用时频测试和航天测控、通信、电力、交通、金融等对时频同步精度要求较高的、支撑国民经济发展的重点领域<sup>[11,12]</sup>。这些部门/行业配备有大量的接收 GPS、北斗卫星信号的时统终端设备。这些设备在出厂时和故障维修后,必需进行时频参数测试校准,长期使用过程中也需要定期测试校准。此外,配备了卫星共视或卫星双向设备的高精度时频测试系统,也可用于高精度时频同步和时频向上、向下量值传递。因此,基于虚拟仪器技术、网络技术和批量测试技术设计的高精度时频测试系统,具有广阔的应用前景。

### 4.2.1 通信基站的高精度时频测试与同步

我国的无线通信基站,仅中国移动通信集团公司就有约 70 万个基站,与之竞争的中国电信股份有限公司也在全国建设了数十万个基站。在我国移动通信由 2G、3G 向 4G 升级换代的发展进程中,还将建设覆盖更广、更密、更多的基站。这些基站之间,必须保持严格的、高精度的时间同步、频率同步,才能保证移动通信正常。为了保证基站时频同步和稳定运行,需要对基站的北斗/GPS 时间频率同步设备进行在线故障排查测试或巡检。如果将时频设备运送至检测站检测,不但距离远搬运不便、运输成本高,而且还要拆卸,影响在线工作。因此,可以配备车载移动式或便携式高精度时频测试系统,定期对基站时频设备进行状态巡检和应急故障排查;必要时该系统还可以作为故障基站的临时应急备份手



段,利用该系统的卫星共视等手段实现基站间高精度的时频传递和同步,其时间同步精度最高可达到纳秒量级。

#### 4.2.2 抗震抢险中的时频标准应急传递

当发生大地震或大规模地质/自然灾害时,灾区时频检测站/计量站的高精度守时钟组/设备可能损毁或被断电,守时信号中断,网络传输受阻,无法自主获取准确时间。在这种情况下,车载移动式北斗/GNSS 高精度时频测试系统可以开赴灾区,通过北斗/GNSS 卫星共视,建立连接标准时间源的高精度时频传递链路,为守时钟组重建参考新元点,临时应急替代运行。

## 5 结束语

本文针对国家正在规划建设的全国时间频率架构体系和北斗/GNSS 卫星导航终端(包括授时终端)产品的标准化与(质量)认证认可体系,结合高精度时频测试与应用服务实际,抛砖引玉,初步探讨分析基于虚拟仪器测试技术、网络技术、软件无线电/测控管理技术,以实现批量化时频参数综合测量数据的分析处理、发布服务,提出建设北斗/GNSS 高精度时频测试系统的设想。随着北斗卫星布网日趋完善及其授时终端设备在军用、电力、通信、交通、金融等行业的广泛应用,高精度时频测试方法必将快速发展和应用,增强综合国力。

## 参考文献

- [1] 顾胜,陈洪卿,曾亮.基于北斗/GNSS 精密时频量值传递综述[J].宇航计测技术,32(1):41~44.
- [2] 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.
- [3] 周维,钟睿,李尚柏等.基于 PXI 总线的可重塑虚拟仪器测控平台设计与实现[J].计算机测量与控制,2011,19(11):2 652~2 654,2 657.
- [4] 张婷.基于虚拟仪器技术的远程通信实验系统设计[J].河南科学,2012,30(6):733~736.
- [5] 胡欣,许江宁,朱涛等.基于 LXI 的导航装备测试系统同步测试方法[J].微计算机信息,2007,23(7-1):73,167~168.
- [6] 周武林,黄春晖.基于 LabVIEW 的连续变量相位检测系统[J].光子学报,2011,40(5):785~788.
- [7] 张亮,王兴亮,梁俊等.LXI 总线在自动化测量中的应用[J].电子设计工程,2011,19(17):63~66.
- [8] 周瑛,伍朝阳,潘美莺.基于 LabVIEW 的网络虚拟实验室的设计和实现[J].甘肃联合大学学报,2012,26(2):61~64.
- [9] 叶晓慧,张森,吴媛媛.基于 IEEE1451 接口的智能网络传感器设计[J].电子器件,2007,30(5):1 870~1 873.
- [10] 杨传顺,彦廷江.IEEE1588 协议在网络测控系统中的应用[J].电讯技术,2011,51(11):84~88.
- [11] 侯荣斌.基于 GPRS 的无线通信基站远程智能监控系统及应用[J].信息通信,2012,118(2):253~254.
- [12] 赵当丽等.基于卫星共视技术的电网时间同步[J].电力科学与技术学报,2011,26(3):20~22.

# 阻抗测量中的一种复数计算工具

张若林<sup>1,2</sup> 刘 民<sup>2</sup>

(1.中国空间技术研究院,北京 100086; 2.北京东方计量测试研究所,北京 100086)

**摘 要** 介绍了一种应用于阻抗测量的复数计算工具——Excel 复数计算函数。Excel 和其它工具相比,如 Matlab, LabVIEW, 具有操作方便灵活、函数库丰富、对控制软件接口方便等优点,非常适用于非编程人员进行复数计算。以“对阻抗测量仪器进行开短路数据补偿”为例,具体介绍了利用 Microsoft Excel 2007 处理复数计算的方法。该方法操作非常简便,容易掌握,无须进行烦琐的编程,随着电脑和 Excel 软件的普及,本方法具备了推广和应用的可能。

**关键词** 阻抗测量 复数计算 开短路补偿 Excel

## Algorithm of Complex Number in the Impedance Measurement

ZHANG Ruo-lin<sup>1,2</sup> LIU Min<sup>2</sup>

(1.China Academy of Space Technology, Beijing 100086;  
2.Beijing Orient Institute of Measurement and Test, Beijing 100086)

**Abstract** The paper introduces a kind of complex number calculations tool, Excel. Compared with other tools, such as Matlab and Labview, Excel is expediently to operate, easy to provide control interfaces, abundant functions, and suitable for non-programmer to calculate complex number. In order to solve the problems presented in the open/short compensation during impedance measurement, a method for the open and short compensation of using Microsoft Excel 2007 is provided. This method is easy to learn, which is without fussy program. It is possible to spread the method in the following years.

**Key words** Impedance Measurement Complex number calculations Open/short compensation Excel

## 1 引 言

阻抗是描述系统、电路、元件及其材料固有特征的重要参数。阻抗表示给被测对象施加某一定频率的正弦交流激励与获得响应的比例。其在复数平面上以相量表示。阻抗只能定义在线性系统中,非线性系统因存在频谱发散问题,其阻抗概念尚未明确或不存在定义。

传统的阻抗定义是电压相量与电流相量的复数比值,阻抗是复数,可以用电阻(实部)和电抗(虚

部)来表示,也可以用阻抗幅值和阻抗角来表示。在复平面坐标上,复数可以用模和相位角来描述其大小和方向,复平面坐标中的复数称为相量,其运算方法与几何向量(或矢量)不相同,几何向量的乘法有标量积、点积和叉积三种,几何向量的除法运算只存在标量除数;复数相量的乘积是模相乘,相角相加,复相量的除法,商为模相除,相角相减。所以在阻抗技术领域,只有“相量”的概念,不能说成“向量”或“矢量”。

复数计算工具有 Microsoft 公司的 Excel、The

Mathworks 公司的 Matlab 和 NI 公司的 Labview 等,也可以利用欧拉公式将指数表达式换成实部、虚部表达式来分别计算。在 Matlab 中复数计算非常简便<sup>[1]</sup>,直接用变量表示复数, $i$  或  $j$  表示虚部,幅值、相角函数分别是  $\text{abs}()$ 、 $\text{angle}()$ ,但是 Matlab 与仪器测控软件的接口并不方便。Labview 与仪器的接口比较灵活,但是其复数计算需要专业编程,需要程序将实部和虚部分别计算<sup>[2]</sup>。

下面以“对阻抗测量仪器进行开短路补偿”为例,介绍如何用 Excel 来实现复数数据的计算,为从事阻抗测量的人员提供一个不需要编程的复数计算工具。

## 2 阻抗测量仪器开短路补偿

### 2.1 补偿原理

为了准确测量被测阻抗,需要补偿测试引线和测量夹具引入的分布电容、残余电感以及引线和接触电阻。开路实验和短路实验以及负载校正是常用的补偿算法。

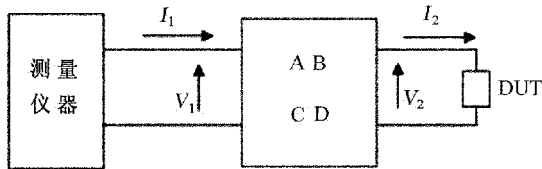


图1 阻抗测量中补偿测试导线和测试夹具分布参数的原理图

如图1所示,测量仪器能够测量其端口的阻抗,即  $V_1$  与  $I_1$  的相量比值,二端口网络 (ABCD) 代表测试引线和测试夹具的阻抗网络,  $V_1$  和  $I_1$  是测量仪器端口的电压和电流,  $V_2$  和  $I_2$  是测试夹具端口的电压和电流,  $V_2$  和  $I_2$  相量的比值是被测阻抗。则它们之间的关系为

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} AB \\ CD \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} AV_2 + BI_2 \\ CV_2 + DI_2 \end{pmatrix} \quad (1)$$

被测阻抗表示为

$$Z_x = \frac{V_2}{I_2} \quad (2)$$

当不接入被测对象 (DUT) 时,开路实验结果表示为

$$Z_{sm} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} = \frac{BI_2}{DI_2} = \frac{B}{D} \quad (3)$$

量端口短路时,短路实验结果表示为

$$Z_{om} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} = \frac{AV_2}{CV_2} = \frac{A}{C} \quad (4)$$

接入被测对象 (DUT) 测量仪得到的测量结果为

$$Z_{xm} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{AV_2 + BI_2}{CV_2 + DI_2} = \frac{AZ_x + B}{CZ_x + D} \quad (5)$$

$$Z_x (Z_{xm} C - A) = B - Z_{xm} D \quad (6)$$

$$Z_x = \frac{B - Z_{xm} D}{Z_{xm} C - A} = \frac{D}{C} \cdot \frac{Z_{sm} - Z_{xm}}{Z_{xm} - Z_{om}} \quad (7)$$

由于对称电路:  $A = D$ , 则

$$Z_x = \frac{B - Z_{xm} D}{Z_{xm} C - A} = Z_{om} \cdot \frac{Z_{sm} - Z_{xm}}{Z_{xm} - Z_{om}} \quad (8)$$

式中:  $Z_{om}$  —— 测量的开路阻抗;  $Z_{sm}$  —— 测量的短路阻抗;  $Z_{xm}$  —— 测量的被测阻抗;  $Z_x$  —— 被测阻抗补偿计算结果。

经过开短路测试后,我们用测量仪器得到了三组数据,分别是  $Z_{om}$  幅度和相位,  $Z_{sm}$  的幅度和相位,  $Z_{xm}$  的幅度和相位。下面分别就这三组数据的处理进行详细说明。

### 2.2 求测量值的复数形式

阻抗测量一般使用阻抗分析仪、网络分析仪或频响分析仪,这些仪器测量的结果一般用复数形式表示,计算机测控软件读取仪器的测量数据时,分别以实部、虚部形式,或者幅值、相角(相位差)形式,或者其它主、副参量形式输出<sup>[3]</sup>。这些数据往往是以幅度、相位的形式记录下来,并在计算机上进行复数运算得到预期的补偿结果。常用方法是通过编程来进行计算,但是要编写一个此类的程序比较复杂,当计算公式需要变化时,必须修改程序代码。Excel 有强大的复数计算功能,如:计算平均值、标准偏差、乘除法、条件判决、复数运算等。用 Excel 中的复数计算功能来解决复数公式的计算问题即方便又快速。

Excel 是一种非编程数据处理工具软件,它的工作基础是标有行、列标记的表格,称为“工作表”。表中的每个格子可用行标和列标来标记,称为“单元格”。“单元格”中可以填写文字,也可以填写数据、函数和表达式。它除了具备通常的数据库功能以外,还能进行数值运算、统计分析、自动绘制图表等,单元格可以作为变量直接引用<sup>[4,5]</sup>。

由公式(8)可以看出,已知量是具有幅度和相角的复数形式。复数分为实部和虚部,分别计算  $Z_x$  的实部和虚部理论上是可以计算的,但是涉及到多

个参数的乘除法会让计算变得非常复杂,这里介绍一种直接用复数格式对公式的计算,这样会极大的提高运算效率,使计算变得简单。

把阻抗复数的幅值 $|Z|$ 和相角 $\varphi$ 转化为实部和虚部的公式为

$$Z = |Z| e^{j\varphi} = |Z| \cdot \cos\varphi + j \cdot |Z| \cdot \sin\varphi \quad (9)$$

从两个单元格的数据中构造一个复数的函数是 **IMSUM**, **IMSUM** 常用于计算复数的加减法。例如 **=IMSUM("3","-3i")** 返回公式中 3 和 -3i 的和 (3-3i)。

首先根据公式 (9) 把短路测试数据转化成复数形式,如图 2 所示。

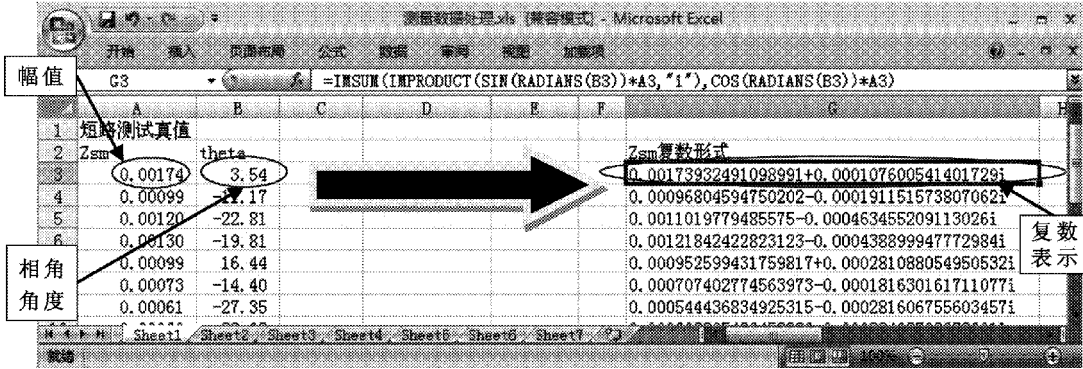


图 2 阻抗幅值、相角转化为实部、虚部的计算实例图

选取 G3 单元格表示计算后的短路阻复数,输入计算公式如下

**=IMSUM( IMPRODUCT( SIN( RADIANS( B3) )**  
**\* A3, "i" ), COS( RADIANS( B3) ) \* A3 )** (10)

式中: **RADIANS()**——函数的功能是将角度转换成弧度,在 Excel 中的正余弦函数需求的角度以弧度表示; **IMPRODUCT()**——函数的功能是返回复数的乘积。

这样就将  $Z_{sm}$  (短路测试数据) 的幅度和相角转换成了复数形式。若要成批计算数组,可以利用 Excel 中的自动填充功能。同理,再将  $Z_{om}$  (开路测试数据) 以及  $Z_{xm}$  (测量的被测阻抗数据) 转换成复数并分别存于 Excel 表中的 I 列和 K 列。

2.3 复数的四则运算

前面已经介绍了关于复数乘法的函数“IM-

**PRODUCT**”,相关的还有“**IMSUM**”(返回多个复数的和)、“**IMSUB**”(返回两个复数的差)、“**IMDIV**”(返回两个复数的商)。

根据公式 (8) 我们要求的  $Z_x$  是由包含参数  $Z_{om}$ ,  $Z_{sm}$  和  $Z_{xm}$  的公式组成。选择单元格 M3,直接输入 **=IMPRODUCT( IMDIV( IMSUB( G3, K3 ),**  
**IMSUB( K3, I3 ), I3 )** (11)

对于四则运算的计算可以通过 Excel 的自动填充功能实现。

到此为止,我们已经通过简单的复数四则运算计算出补偿后的被测阻抗的复数形式。最后的结果形式需要把复数换成幅度和相位的形式。在这里用到函数“**IMABS**”(返回复数的模)、“**IMARGUMENT**”(返回以弧度表示的角)。如图 3 所示。

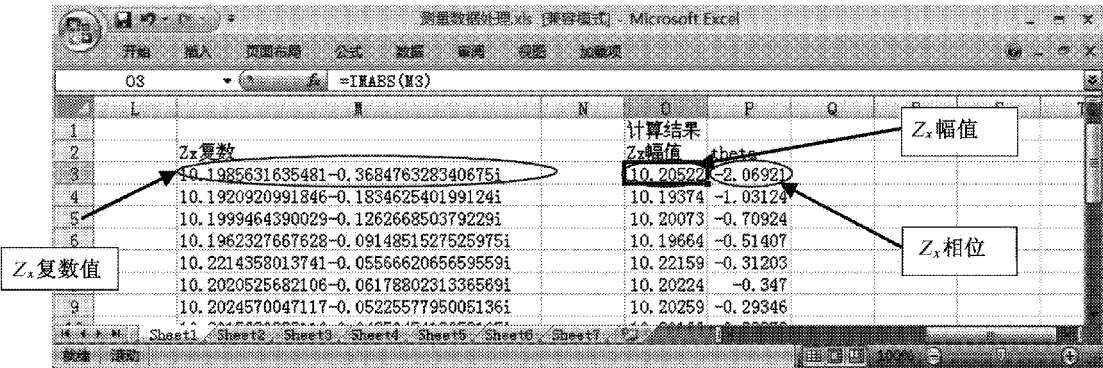


图 3 阻抗补偿计算实例图



另外,如果发现原始数据输入错误或需要更改,可直接在相应单元格填写新的数值,Excel 将自动更正计算结果。如果想查看或修改公式和数据范围,可双击相应单元格,Excel 将显示公式并可对其进行

编辑修改。

### 2.4 其他一些复数计算公式

到此为止已经介绍了一些简单的复数转化、加减乘除四则运算,一些常用的复数函数集见表 1。

表 1 常用复数函数列表

函 数	含 义	语 法
IMSUB()	返回以 $x+yi$ 或 $x+yj$ 文本格式表示的两个复数的差	$\text{IMSUB}(a,b)=a-b$
IMCONJUGATE()	返回以 $x+yi$ 或 $x+yj$ 文本格式表示的复数的共轭复数	$\text{IMCONJUGATE}(x+yi)=x-yi$
IMPRODUCT()	返回以 $x+yi$ 或 $x+yj$ 文本格式表示的 1 至 255 个复数的乘积	$\text{IMPRODUCT}(a_1,a_2,\cdots)=a_1*a_2*\cdots$
IMSQRT()	返回以 $x+yi$ 或 $x+yj$ 文本格式表示的复数的平方根	$\text{IMSQRT}(x+yi)=\sqrt{x+yi}$
IMSUM()	返回以 $x+yi$ 或 $x+yj$ 文本格式表示的两个或多个复数的和	$\text{IMSUM}(a_1,a_2,\cdots)=a_1+a_2+\cdots$
IMCOS()	返回以 $x+yi$ 或 $x+yj$ 文本格式表示的复数的余弦	$\text{IMCOS}(x+y)=\cos(x+yi)$
IMDIV()	返回以 $x+yi$ 或 $x+yj$ 文本格式表示的两个复数的商	$\text{IMDIV}(a,b)=a/b$
IMABS()	返回以 $x+yi$ 或 $x+yj$ 文本格式表示的复数的绝对值	$\text{IMABS}(x+yi)=\sqrt{x^2+y^2}$
IMLOG10()	返回以 $x+yi$ 或 $x+yj$ 文本格式表示的复数的常用对数 (以 10 为底数)	$\text{IMLOG10}(x+yi)=\log_{10}(x+yi)$
IMEXP()	返回以 $x+yi$ 或 $x+yj$ 文本格式表示的复数的指数	$\text{IMEXP}(x+yi)=e^{x+yi}$
IMAGINARY()	返回以 $x+yi$ 或 $x+yj$ 文本格式表示的复数的虚系数	$\text{IMAGINARY}(x+yi)=y$
IMREAL()	返回以 $x+yi$ 或 $x+yj$ 文本格式表示的复数的实系数	$\text{IMREAL}(x+yi)=x$
IMPOWER()	返回以 $x+yi$ 或 $x+yj$ 文本格式表示的复数的 $n$ 次幂	$\text{IMPOWER}(x+yi,n)=(x+yi)^n$

### 3 结束语

在阻抗测量中涉及到复数运算,由于牵扯到幅度相位,使原本大量的测量数据变得更加复杂。用手工处理实验数据,误差较大,且计算、作图步骤繁琐,很容易出错,且同一组实验数据,不同的实验者数据处理的结果还不一样;而用计算机编程处理实验数据,误差较小,但需繁杂的编程过程,难以查找错误,要求使用人员具备一定的计算机语言能力及数理统计知识。因为,寻找一种更方便、更快捷、更可靠的数据处理方法是具有意义的。

笔者在运用 Excel 进行数据处理及数据分析时,针对不同的实验先制作单个实验的处理模板或编写宏,对大量数据进行分析时只需进行复制、批量处理。这样处理的速度及可靠性是显而易见的。同时,大量的实验储存数据也有助于对实验仪器稳定性及实验方法可靠性的分析。Excel 处理方法所得

实验误差小。而且对同一组数据结果是唯一的,因此 Excel 可以替代手工对实验数据进行的数据处理。该方法操作非常简便,容易掌握,无须进行烦琐的编程,随着电脑和 Excel 软件的普及,本方法具备了推广和应用的可能。

#### 参考文献

[1] 张延华,许阳明.高技术计算环境-MATLAB 使用指南[M].科学技术文献出版社,1988.

[2] 陈树学,刘莹.LabVIEW 宝典[M].电子工业出版社,2011,3.

[3] 国防计量检定员培训教材(第四卷)电磁学计量[M].北京:原子能出版社,2002.

[4] 姚进斌,徐业,辛瑜等.浅析 Excel 在物理实验数据处理中的应用[J].科技信息,2010,30:226.

[5] 王劲松.用 Excel 实现实验数据的计算机处理[J].科技信息,2008,23:61~62.



# 砵码磁化率计溯源方法研究

周 鹰

(中国船舶重工集团公司第七一〇研究所,湖北宜昌 443003)

**摘 要** 通过分析砵码磁化率计的工作原理,分析其溯源渠道,提出溯源方法,在分析和确定主要不确定度因素基础上,提出了主要参数的校准方法,为国内在砵码磁化率计的溯源和量值传递工作方面开展了初步研究工作。

**关键词** 砵码 磁化率 溯源方法

## Research the Metrological Raceability of Susceptometer

ZHOU Ying

(No.710 R&D Institute, CSIC, Yichang, Hubei 443003)

**Abstract** The paper put forward calibration method of susceptometr from a point of the theory of uncertainty through the analysis of susceptometor's theory and the trace method of the susceptibility and the polarization. It prepared for the transferability and traceability analysis of susceptometer.

**Key words** Mass Susceptibility Traceability method

## 1 引 言

随着计量技术的发展和进步,人们对影响精确测量中各种影响因素的认识也逐步加深。在质量测量中,因为大多数电子天平采用电磁平衡原理,砵码与电子天平之间将产生相互磁力作用,这将对称量结果产生不容忽视的影响<sup>[1]</sup>。因此,砵码的磁化率等磁性指标直接影响到质量测量结果的准确度。根据有关测量分析,采用优质无磁性材料(JF1)制作的砵码比以往普通不锈钢砵码的磁化率优异,其质量测量的最大偏差可以达到 0.1mg,且磁化率小的砵码在测量中平衡时间更短、重复性更好。因此在高准确度质量测量过程中,砵码的磁性指标是对其进行检定的重要参数。在 1994 年,OIML 在 R111

建议中定义了砵码的磁化率和磁极化强度(JJG 99-2006 中称其为永久磁性)两项测量参数并给出了建议方法,我国在 JJG 99-2006《砵码》检定规程中有关磁性能检定项目的内容与国际建议一致,并规定了检定方法为磁化率计法。检定项目中的两项指标各有意义,磁化率反应了砵码在外磁场作用下表现出来的磁感应强度大小,该磁感应强度的变化会影响砵码与天平测量部件间的作用力;磁极化强度反应了砵码自身存在的单位体积下磁偶极矩的大小,即无论在无外界磁场作用下砵码自身作用在天平测量部件上的磁感应强度,该参数亦影响天平称量的准确性。

根据 R111 建议的测量方法,目前主要的商用砵码磁化率测量装置有两大主要产品,分别为梅特

勒公司的 YSZ 系列磁化率计和赛多利斯公司的 UMX 型磁化率计,均依照 R111 建议的测量原理进行测量,其区别主要在于建模方式的差异,理论上两者的磁化率测量不确定度水平为 10% ( $k=2$ ),磁极化强度的测量不确定度水平为 20% ( $k=2$ )。

从量值溯源性来说,砝码磁化率和磁极化强度的测量需要有相应的溯源渠道,但目前国内在此方面溯源技术的发展滞后于测量技术的发展,因此目前国内各校准实验室间对砝码磁化率计的溯源方法基本采用的是比对法。由于测量完善性等原因,从国内开展过的磁化率计测量结果比对情况来看,其磁化率比对结果差异最大可达到 10% 的水平,已接近采用 R111 原理测量磁化率的测量不确定度的极限情况,难以评价测量结果的质量优劣。因此研究砝码磁化率计的校准方法,解决其溯源技术难题刻不容缓。

## 2 测量原理分析

根据 JJG 1013-1989《磁学计量常用名词术语及定义(试行)》,JJG 99-2006 中的磁化率  $\chi$  指的是砝码的体积磁化率  $\kappa$ ,即磁化强度与磁场强度的比值, JJG 99-2006 中的永久磁性  $\mu_0 M_z$  指的是砝码在  $Z$  向(竖直)上的磁极化强度  $J$ ,定义为物体体积内的  $Z$  向总磁偶极矩与该物体体积的比值<sup>[2]</sup>。

JJG 99-2006 规定的砝码磁性测量装置原理图如图 1 所示。

要分析磁化率计的测量不确定度影响因素,需要明晰磁化率计法的测量原理。

根据 R111 对该方法的描述,该方法所用的测量设备定义包括:置于质量比较仪秤盘中心的具备标准磁矩特性的小磁铁,磁铁的中心轴线向上延伸为  $Z$  轴,砝码置于磁铁上方的工作台上<sup>[3]</sup>。

R111 所规定的测量砝码磁化率的方法,实际规定的是砝码回转轴线( $Z$  轴)方向上的磁化率和磁极化强度,这与砝码的特定使用环境是一致的(砝码竖立放置于天平之上)。由于砝码的形状一般为非对称结构,以及磁化率、磁极化强度为张量量的原因<sup>[4]</sup>,因此在测量砝码磁化率的过程中需要进行正反向两次测量,用其较大值进行合格判定。

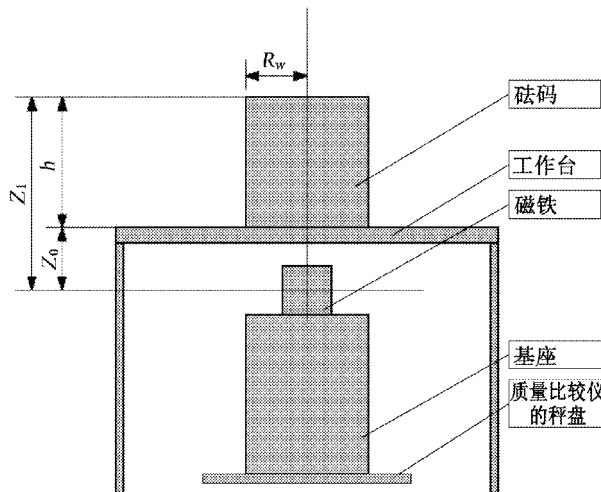


图 1 磁化率计法原理图

磁化率计法的测量原理是通过测量磁矩磁铁与砝码之间的相互作用力来计算磁化率等参数,其数学模型如下

$$F = \frac{\mu_0 \kappa}{2} \int_V \frac{\partial H^2}{\partial z} dv \quad (1)$$

式中:  $F$ ——作用力;  $H$ ——磁矩磁铁作用磁场;  $V$ ——砝码的体积。

由于磁化率计方法规定了采用 0.87 高度直径比的圆柱形磁铁作为磁矩来源,因此在适当距离上的理想情况下该磁铁可以看作为点磁偶极子<sup>[5]</sup>。因此测量原理可表示为

$$F = \frac{3\mu_0 \kappa m_d^2}{64\pi Z_0^4} \cdot \frac{16Z_0^4}{\pi} \int_V \frac{z^3}{(z^2 + \rho^2)^3} dv \quad (2)$$

式中:  $z, \rho$ ——圆柱坐标下砝码体积内的各点坐标。

通过对参数测量原理的分析,可以得到影响测量结果的因素列表,见表 1。

从表 1 可以看出,  $B_z, g, h, R_w$  均为参与检定过程的其它测量设备来保证其测量准确度,  $Z_1$  实际为  $Z_0$  和  $h$  的合成量,而  $m_d, Z_0, m$  是与砝码磁化率计直接有关的不确定度影响来源。通过对砝码磁化率和磁极化强度的实际测量,排除外部因素,根据各影响因素对结果的贡献程度有所不同,磁矩  $m_d$ 、高度  $Z_0$ 、质量  $m$  是砝码磁化率计开展溯源的主要参数,校准工作主要针对这三个参数展开。

3 校准原理和方法分析

通过第 2 部分的分析,磁矩、高度和质量是砭码磁化率计的主要校准参数,其他的重力加速度、Z 向

地磁场磁感应强度分量可以通过有关仪器直接测量,因此校准工作针对磁铁的磁矩  $m_d$ 、高度  $Z_0$  (实际为多种不同  $Z_0$  高度)和质量比较仪的质量称量  $m$  等三个主要因素分别进行。

表 1 影响因素列表

计量学领域	含义	符号	不确定度影响原因	与砭码磁化率计的关联关系
长	砭码的高度	$h$	砭码建模时的长度测量不准确	外部因素
	砭码的半径	$R_w$		外部因素
	砭码底部到磁铁中心的距离	$Z_0$	校准时的长度测量不准确	内部因素
			使用年久的磨损	内部因素
			每次测量时改变高度过程中重定位时的高度变化	外部因素
	砭码顶部到磁铁中心的距离	$Z_1$	$Z_0$ 的不确定度	内部因素
			$h$ 的不确定度	外部因素
力	当地的重力加速度	$g$	测量所引用校准值的不准确	外部因素
	质量的测量	$m$	质量比较仪的测量不准	内部因素
磁	磁铁磁矩的模	$m_d$	校准磁矩时的测量不准确	内部因素
			磁铁缓慢退磁导致的磁矩变化	内部因素
			磁铁形状比为非最佳圆柱体形状时,作用于被测砭码的磁感应强度不符合 $m_d/(2\pi Z_0^3)$ 数学表述所带来的不准确	内部因素
	当地的竖直向地磁场磁感应强度分量	$B_z$	校准 $B_z$ 时仪器测量的不准确	外部因素
			环境磁场的影响导致的磁场波动	外部因素
			环境磁场的非均匀性	外部因素

3.1 磁矩  $m_d$  校准

磁矩  $m_d$  的校准有两种方法,分别为量仪比较法和计算比较法

3.1.1 量仪比较法

为通过磁矩比较仪,将砭码磁化率计磁铁与标准磁矩线圈或标准磁矩磁铁用比较法进行校准,给出 Z 方向上磁铁的磁矩大小,校准的测量不确定度水平优于 2% 即可。目前国防系统建立的小磁矩标准装置测量不确定度可以达到 0.1%~0.5% 的水平,满足校准磁铁磁矩量值的要求。

3.1.2 计算比较法

采用形状尺寸和磁矩相似的 3 块磁铁,通过测

量相互间作用力来进行校准。其原理描述如下:

由于磁铁均为理想的点磁偶极子,因此两块磁铁之间的作用力为

$$F(A,B)=\frac{6\mu_0}{4\pi}\frac{m_d(A)m_d(B)}{d^4}$$

(3)

式中: $d$ ——两磁铁中心点之间的矢量距离,其方向为沿两磁铁磁轴的方向从磁铁 A 的 N 极指向磁铁 B 的 S 极。

公式(3)可转化为

$$\lg(F(A,B))-\lg\left(\frac{6\mu_0}{4\pi d^4}\right)=\lg(m_d(A))+\lg(m_d(B))$$

(4)

由于  $m_A$ 、 $m_B$  均为未知变量, 为求解 A 磁铁的磁矩, 在这里引入另两个几何形状相似的磁体, 两两组合测量 B 磁铁与 C 磁铁间作用力、C 磁铁与 A 磁铁间作用力, 则可以得到

$$\lg(F(B, C)) - \lg\left(\frac{6\mu_0}{4\pi d^4}\right) = \lg(m_d(C)) + \lg(m_d(B)) \quad (5)$$

$$\lg(F(A, C)) - \lg\left(\frac{6\mu_0}{4\pi d^4}\right) = \lg(m_d(A)) + \lg(m_d(C)) \quad (6)$$

将公式(4)至公式(6)联立之后, 组成齐次线性方程组, 用向量方程  $Y = KX$  表示为

$$Y = \begin{pmatrix} \lg(F(A, B)) \\ \lg(F(B, C)) \\ \lg(F(C, A)) \end{pmatrix} + \log\left(\frac{4\pi d^4}{6\mu_0}\right) \quad (7)$$

$$K = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (8)$$

$$X = \begin{pmatrix} m_d(A) \\ m_d(B) \\ m_d(C) \end{pmatrix} \quad (9)$$

式中:  $K$ ——系数行列式,  $|K| = -2 \neq 0$ 。

根据克莱姆法则, 方程组(7)有唯一解, 据此可以解出 A 磁铁的磁矩。由于方程组(7)的自由度为 0, 因此在实际校准中, 可以增加一个用于比较测量的磁铁, 将向量方程增加一维, 则其自由度可以扩展为 2, 得到的结果更优<sup>[6]</sup>。由于砝码磁化率计中使用了高分辨力的质量比较仪, 且测量在同一地点开展, 因此可以用质量比较仪进行质量测量, 然后转化为力的参数, 带入方程式求解, 完成磁矩校准工作。

此校准方法的主要不确定度来源包括质量测量和距离测量两个因素, 由于采用了高分辨力的质量比较仪, 因此质量测量时调节合适的高度使质量测量值相对于分辨力水平比值较大, 很容易得到很高的测量不确定度; 而距离是比较用的两块磁铁的矢量距离, 由于垂直投影距离能够比较准确的得到, 因此需要在摆放上尽量保证两磁铁砝码的回转中心线的延长线重合。

### 3.2 高度 $Z_0$ 校准

$Z_0$  高度的校准也有三种方法, 包括一种直接测量法和两种计算法。

#### 3.2.1 直接测量法

用测高仪或类似保证测量不确定度的长度测量仪器直接测量。由于实际工作中, 两种商用砝码磁化率计的內部结构较复杂, 需要进行尺寸链测量才能够得到高度的校准值, 校准过程的测量不确定度影响因素较多。

#### 3.2.2 磁化率标样计算法

利用已知磁化率的标样和已知磁矩的磁铁, 通过测量作用力计算得到高度。所用原理的数学如下。通过将磁化率标样放置于磁化率计工作台上, 测量质量比较仪的质量读数, 可以计算出不同高度的值。

$$Z_0^4 = \frac{64\pi F}{3\mu_0 \kappa m_d^2} \quad (10)$$

#### 3.2.3 磁矩标样计算法

利用两个已知磁矩的磁铁, 通过测量两者之间力的关系计算得到高度。所用原理的数学如下。操作基本等同 3.2.2 的步骤。

$$Z_0^4 = \frac{6\mu_0}{4\pi} \frac{m_d(A) m_d(B)}{F(A, B)} \quad (11)$$

### 3.3 质量 $m$ 校准

质量比较仪的质量测量仪有两种方法, 直接校准法和标样比对法。

#### 3.3.1 直接校准法,

用高准确度的砝码对质量比较仪进行校准。此方法简单直接, 干扰因素少。

#### 3.3.2 标样比对法

采用了给定磁化率参数和形状参数的磁化率标样, 通过测量计算, 对质量进行校准。校准的数学模型为

$$\frac{\kappa(x)}{\kappa(S)} = \frac{F(x)I(S)}{F(S)I(x)} \quad (12)$$

式中:  $\kappa(x)$ ——砝码磁化率计测量磁化率标样的磁化率结果;  $\kappa(S)$ ——磁化率标样的磁化率校准值;  $F(x)$ ——砝码磁化率计测量磁化率标样, 结果为  $\kappa(S)$  时的力;  $F(S)$ ——砝码磁化率计测量磁化率标样, 结果为  $\kappa(x)$  时的力;  $I(S)$ 、 $I(x)$ ——磁化率标样

的形状因素。

由于校准时采用的为同一磁化率标样,有

$$I(S) = I(x) \quad (13)$$

$\kappa(S)$  已知,因此通过比较磁化率测量值与标准之间的差异能够实现对力(即质量  $m$ )的校准。

## 4 结束语

砵码磁化率计作为一种新兴的砵码检定用标准量具,国内对其量值传递和溯源技术研究发展较慢,目前尚未建立其量值传递体系,主要依靠实验室比对来保证其测量能力,由于验证能力尚有不足,不能完全适应开展检定工作的需要,通过研究砵码磁化率计的溯源方法,为保证其测量准确度奠定了理论基础,还需要进一步开展磁化率标准样品、磁矩标准样品等技术研究,加快建立以磁矩作为基准量、以磁矩标样和磁化率标样作为传递手段,提高砵码磁性

检定能力,满足量值传递准确一致的要求。

## 参考文献

- [1] 党正强.砵码磁性的测量及不确定度分析.中国测试技术,2006,5.
- [2] 姚弘.砵码.北京:中国计量出版社,2007.
- [3] Recommendation R 111, Weights of Class E1, E2, F1, F2, M1, M2, Paris, Organisation Internationale de Metologie Legale, 1994.
- [4] [苏]阿法拉谢耶夫·B·等著,张伦译.磁场参数测量器具.科学出版社,1983.
- [5] 田民波编著.新材料及在高新技术中的应用丛书——磁性材料.清华大学出版社,2001.
- [6] J. W. Chun, K. S. Ryu, R. S. Davis, Uncertainty analysis of the BIPM susceptometer. Metrologia, 2001, 38, 535~541.
- [7] 《计量测试技术手册》编委会.计量测试技术手册(第7卷)——电磁学.中国计量出版社,1996.

(上接第 38 页)

## 4 结束语

本文首先对阿仑方差、重叠阿仑方差、阿仑总方差、 $\text{Théo1}$  和  $\text{ThéoH}$  进行了研究和分析,然后通过一组铷钟的实测数据,分别对阿仑方差、重叠阿仑方差、阿仑总方差、 $\text{Théo1}$  和  $\text{ThéoH}$  进行了计算,通过数据结果的对比分析,可以看出:(1)重叠阿仑方差最大限度的利用了现有数据,相比阿仑方差有更好的置信度,通常在频率标准的稳定度测量中应使用重叠阿仑方差;(2)阿仑总方差通过数据映射的方法可以使数据延伸为原始数据的 3 倍,可以提高平滑时间较长时方差估值的置信度,因此可以给出更大平滑时间范围上的方差估计;(3) $\text{Théo1}$  通过采样区间的变换,使得参与计算的数据点数增加,可以得到比阿仑总方差更大的平滑时间范围,但  $\text{Théo1}$  与阿仑方差之间有偏差;(4) $\text{ThéoH}$  是阿仑方差和  $\text{ThéoBR}$  合成的一种统计方法,能够给出相对较好的稳定度估计结果。(5)在频标的长期稳定度测量中,阿仑总方差和  $\text{ThéoH}$  不仅可以缩短测量时间,而且相比阿仑方差,有更好的置信度。在实际的测量中,可以根据需要,选择合适的方差对频标进行时域的稳定度分析。

## 参考文献

- [1] D.W. Allan. The Statistics of Atomic Frequency Standards [J]. Proc. IEEE, 1966, 54(2): 221~230.
- [2] D.W. Allan. A Modified Allan Variance with Increased Oscillator Characterization Ability [C]. Proc. 35th Annual Frequency Control Symposium, 1981:470~475.
- [3] R. A. Baugh. Frequency Modulation Analysis with the Hadamard Variance [C]. Proc. Freq. Cont. Symp., 1971:222~225.
- [4] D.A. Howe, C.A. Greenhall. Total Variance as an Exact Analysis of the Sample Variance [C]. Proc. 1997 PTI Mtg., 1997:97~105.
- [5] D.A. Howe, T.N. Tasset.  $\text{Théo1}$ : Characterization of Very Long-Term Frequency Stability [C]. Proc. 2004 EETF.
- [6] D.A. Howe.  $\text{ThéoH}$ : A Hybrid, High-Confidence Statistic that Improves on the Allan Deviation [J]. Metrologia, 2006, 43:322~331.
- [7] W.J. Riley. Techniques for Frequency Stability Analysis [C]. IEEE International Frequency Control Symposium, Tampa, FL, May 2003.
- [8] 郭海荣. 导航卫星原子钟时频特性分析理论与方法研究 [D]. 解放军信息工程大学, 2006.



# 高值电容标准首次比对实验结果分析

李亚琰<sup>1</sup> 刘 民<sup>1</sup> 金 攀<sup>2</sup> 刘有万<sup>3</sup> 谢锐华<sup>4</sup>

(1.北京东方计量测试研究所,北京 100086;2.成都宏明电子股份有限公司校准实验室,  
四川成都 610100;3.广州赛宝计量检测中心,广东广州 510610;  
4.广州广电计量测试技术有限公司,广东广州 510656)

**摘 要**  $1\mu\text{F}$  以上电容量值的溯源难度较大,为保证国防系统内高值电容 ( $10\mu\text{F}\sim 10\text{mF}$ ) 参数的量值统一、准确可靠。北京东方计量测试研究所组织国防系统内四家计量单位首次开展了 ( $10\mu\text{F}\sim 10\text{mF}$ )/100Hz 高值电容标准的比对实验,取得了宝贵的实验数据。本文公布了比对结果,并对实验数据进行进一步分析。本次比对以各参加实验室测量结果的加权算术平均值作为参考值,其中权重与各实验室声称的不确定度平方的倒数成比例。实验数据由 4 家单位共享。

**关键词** 高值电容 传递标准 比对

## Result Analysis of the First Comparison Experiment for the High Capacitance Standard

LI Ya-lu<sup>1</sup> LIU Min<sup>1</sup> JIN Pan<sup>2</sup> LIU You-wan<sup>3</sup> XIE Rui-hua<sup>4</sup>

(1. Beijing Orient Institute of Metrology and Test, Beijing 100086; 2. Chengdu Hongming Electronic Co., Ltd. Calibration Laboratory, Chengdu, Sichuan 610100; 3. CEPREI Calibration and Test Center, Guangzhou, Guangdong 510610; 4. Guangzhou GRG Metrology and Test Co., Ltd., Guangzhou, Guangdong 510656)

**Abstract** The traceability of capacitance above  $1\mu\text{F}$  is difficult to solve. In order to ensure the uniformity, reliability and accuracy of high capacitance parameter in national defense metrology system. Four calibration laboratories, for the first time, participate the ( $10\mu\text{F}\sim 10\text{mF}$ )/100Hz high capacitance comparison experiment, organized by Beijing Orient Institute of Metrology and Test, which obtains valuable data. The paper publishes the experiment results, and further analysis the data shared by four laboratories. The weighted arithmetic means of four laboratories measurement results are reference value of the comparison experiment, the weighting factors are proportional to reciprocal square of uncertainty declared by each laboratory.

**Key words** High capacitance Transfer standard Comparison

## 1 引 言

目前我国  $1\mu\text{F}$  以上电容量值的溯源难度较大,而一些计量技术机构、电容生产厂家在此方面都

有建立标准的需求。为保证国防系统内高值电容 ( $10\mu\text{F}\sim 10\text{mF}$ ) 参数的量值统一、准确可靠,考察各实验室测量高值电容结果之差异,考察不同的实验室在不同的环境下采用不同测量方法对高值电容测

量结果的影响。北京东方计量测试研究所组织了首次(10μF~10mF)/100Hz 电容标准实验室间的比对活动。

本次比对数据可作为参加实验室建立高值电容标准考核的依据。首次比对目的是探索在国防区域内统一高值电容量值的可行性。后续的定期比对可为国防区域计量站建立高值电容标准提供技术能力证明,也可作为参加单位高值电容标准稳定性考核、核查以及能力验证的依据,为高值电容参数寻求比对溯源的新途径。

## 2 比对的传递标准及路线

### 2.1 传递标准

高值电容标准校准使用的测量方法参照 JJG183-1992《标准电容器检定规程》中的直接测量法或替代测量法,测量频率为 100Hz,其中 10μF,100μF,1 000μF 电容使用三端或五端测试,10mF 电容使用三端测试。

本次比对所采用的传递标准为三只由成都宏明电子股份有限公司生产的 CO-12 型标准电容器和广州赛宝公司生产的 SB2024 型标准电容箱,其具体的技术指标见表 1。

表 1 高值电容标准测量能力比对的传递标准

序号	型号	测量范围	制造厂商	编号	允许误差极限
1	CO-12C	10μF	成都宏明	0138	±0.1%
2	CO-12C	100μF	成都宏明	0139	±0.1%
3	CO-12C	1 000μF	成都宏明	0140	±0.1%
4	SB2024	10 000μF	广州赛宝	032400001	±0.2%

其中:电容值的年稳定性: $\gamma=2\times10^{-4}/y$  (10μF,100μF); $\gamma=3\times10^{-4}/y$  (1 000μF); $\gamma=5\times10^{-4}/y$  (10mF);电容的温度系数: $1\times10^{-4}/^{\circ}\text{C}$  (10μF,100μF,1 000μF); $5\times10^{-5}/^{\circ}\text{C}$  (10mF)

机械结构牢固,运输携带方便。

### 2.2 比对路线

根据参加实验室数量和地域分布等实际情况,

本次比对过程中传递标准的传递方式采取圆环型的方式进行,即将传递标准按时间顺序在各参比实验室之间进行圆环型传递。首次比对不设中心实验室,具体传递方式如图 1 所示。

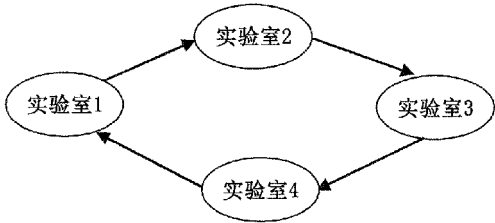


图 1 比对传递方式路线图

## 3 参考值的确定

由于本次比对不设主导实验室,各实验室的测量方法和测量结果的不确定度差异不大,因此本次比对以各参加实验室测量结果的加权算术平均值作为参考值,其中权重与各实验室声称的不确定度平方的倒数成比例。第  $j$  个实验室在某测量点的参考值  $C_{ij}$  通过公式(1)计算加权算术平均值可以得到,取  $W_i=1/u_i^2$  时,则有<sup>[1,2]</sup>

$$C_{ij} = \frac{\sum_{i=1, i \neq j}^{n-1} W_i C_i}{\sum_{i=1, i \neq j}^{n-1} W_i} = \frac{\sum_{i=1, i \neq j}^{n-1} \frac{C_i}{u_i^2}}{\sum_{i=1, i \neq j}^{n-1} \frac{1}{u_i^2}} \tag{1}$$

式中: $C_i$ ——第  $i$  个实验室上报的在某测量点上的测量结果; $W_i$ ——第  $i$  个实验室在某测量点上测量结果的权  $W_i=1/u_i^2$ ;  $u_i$ ——第  $i$  个实验室声称的在某测量点上的测量结果的标准不确定度; $C_{ij}$ ——第  $j$  个实验室的在某测量点上的参考值,用加权算术平均值得到; $n$ ——参加比对的实验室的数量( $i=1, 2, \dots, n$ )。

则参考值的标准不确定度为

$$u_{ij} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1, i \neq j}^{n-1} W_i (C_i - C_{ij})^2}{(n-1) \sum_{i=1, i \neq j}^{n-1} W_i}} \tag{2}$$

由此,得到各实验室各测量点的参考值和参考值的测量不确定度,详见表 2 至表 5。

表 2 实验室 1 各测量点的参考值及参考值的测量不确定度

测量点 (μF)	实验室 结果 (μF)	测量结果的 扩展不确定度 (%)(k=2)	参考值 (μF)	参考值的标 准不确定度 (%)
10	10.003	0.02	10.002	0.006
100	100.05	0.09	100.05	0.022
1 000	1 000.0	0.6	1 000.5	0.03
10 000	10 002	0.1	10 005	0.02

表 3 实验室 2 各测量点的参考值及参考值的测量不确定度

测量点 (μF)	实验室 结果 (μF)	测量结果的 扩展不确定度 (%)(k=2)	参考值 (μF)	参考值的标 准不确定度 (%)
10	10.002	0.06	10.003	0.006
100	100.03	0.06	100.06	0.022
1 000	1 000.2	0.1	1 000.7	0.03
10 000	10 004	0.2	10 004	0.02

表 4 实验室 3 各测量点的参考值及参考值的测量不确定度

测量点 (μF)	实验室 结果 (μF)	测量结果的 扩展不确定度 (%)(k=2)	参考值 (μF)	参考值的标 准不确定度 (%)
10	10.004	0.1	10.003	0.006
100	100.03	0.1	100.05	0.022
1 000	1 000.4	0.1	1 000.5	0.03
10 000	10 002	0.2	10 004	0.02

表 5 实验室 4 各测量点的参考值及参考值的测量不确定度

测量点 (μF)	实验室 结果 (μF)	测量结果的 扩展不确定度 (%)(k=2)	参考值 (μF)	参考值的标 准不确定度 (%)
10	10.002	0.04	10.003	0.006
100	100.08	0.07	100.03	0.014
1 000	1 000.8	0.2	1 000.3	0.03
10 000	10 008	0.1	10 003	0.02

4 比对结果评价

对各实验室提交的结果,按照下式计算  $E_n$  值<sup>[3]</sup>

$$E_n = \frac{C_{LAB} - C_{REF}}{\sqrt{U_{LAB}^2 + U_{REF}^2}}$$

(3)

式中:  $C_{LAB}$  —— 参比实验室的校准结果;  $C_{REF}$  —— 参考值;  $U_{LAB}$  —— 参比实验室校准结果的测量不确定度;  $U_{REF}$  —— 参考值的测量不确定度。  $U_{LAB}$  和  $U_{REF}$  的置信概率均取 95%, 具有相同的包含因子, 即  $k=2$ 。

按以下准则评价实验室结果。

- $|E_n| \leq 1$  则参加实验室结果为满意;
- $|E_n| > 1$  则参加实验室结果为不满意。
- 各实验室的比对结果见表 6 至表 9。

表 6 10μF 电容(样品编号:0138)比对结果

参加 实验室 代码	参考 值 (μF)	参考值的扩 展不确定度 (%)(k=2)	实验室 结果 (μF)	实验室结果的 扩展不确定度 (%)(k=2)	$E_n$ 值
1	10.002	0.012	10.003	0.02	0.4
2	10.003	0.012	10.002	0.06	-0.2
3	10.003	0.012	10.004	0.1	0.1
4	10.003	0.012	10.002	0.04	-0.3

表 7 100μF 电容(样品编号:0139)比对结果

参加 实验室 代码	参考 值 (μF)	参考值的扩 展不确定度 (%)(k=2)	实验室 结果 (μF)	实验室结果的 扩展不确定度 (%)(k=2)	$E_n$ 值
1	100.05	0.044	100.05	0.09	0
2	100.06	0.044	100.03	0.06	-0.4
3	100.05	0.044	100.03	0.1	-0.2
4	100.03	0.028	100.08	0.07	0.7

表 8 1 000μF 电容(样品编号:0140)比对结果

参加 实验室 代码	参考 值 (μF)	参考值的扩 展不确定度 (%)(k=2)	实验室 结果 (μF)	实验室结果的 扩展不确定度 (%)(k=2)	$E_n$ 值
1	1 000.5	0.06	1 000.0	0.6	-0.08
2	1 000.7	0.05	1 000.2	0.1	-0.6
3	1 000.5	0.06	1 000.4	0.1	-0.1
4	1 000.3	0.05	1 000.8	0.2	0.6

表 9 10 000μF 电容(样品编号:032400001) 比对结果

参加 实验室 代码	参考 值 (μF)	参考值的扩 展不确定度 (%)(k=2)	实验室 结果 (μF)	实验室结果的 扩展不确定度 (%)(k=2)	$E_n$ 值
1	10 005	0.04	10 002	0.1	-0.3
2	10 004	0.042	10 004	0.15	0
3	10 004	0.04	10 002	0.2	-0.1
4	10 003	0.028	10 008	0.13	0.4

本次比对结论见表 10。

表 10 参加实验室的比对结果

参加 实验室 代码	10μF		100μF		1 000μF		10 000μF	
	$ E_n $	结果	$ E_n $	结果	$ E_n $	结果	$ E_n $	结果
1	0.4	满意	0	满意	0.08	满意	0.3	满意
2	0.2	满意	0.4	满意	0.6	满意	0	满意
3	0.1	满意	0.2	满意	0.1	满意	-0.1	满意
4	0.3	满意	0.7	满意	0.6	满意	0.4	满意

为了清晰地表示各参加实验室的结果,将每一个参加实验室的偏移估计值即(  $C_{LAB} - C_{REF}$  ) 和不确定度用图形表示,如图 2 至图 5 所示。参加实验室偏移估计值用◆表示,实验室偏移估计值向上和向下延伸的线段代表实验室结果的测量不确定度。从而可以直观地看出各参加实验室的结果。

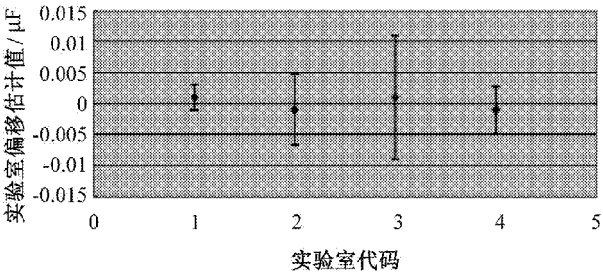


图 2 10μF 电容比对结果图

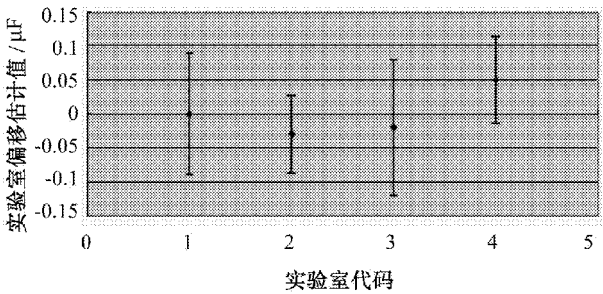


图 3 100μF 电容比对结果图

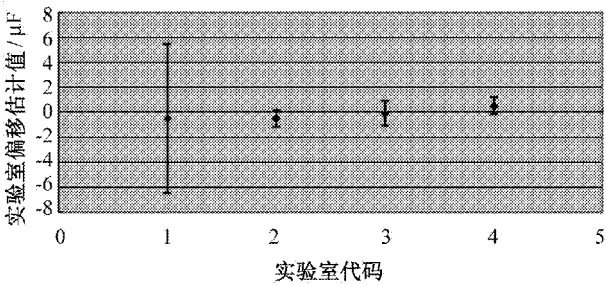


图 4 1 000μF 电容比对结果图

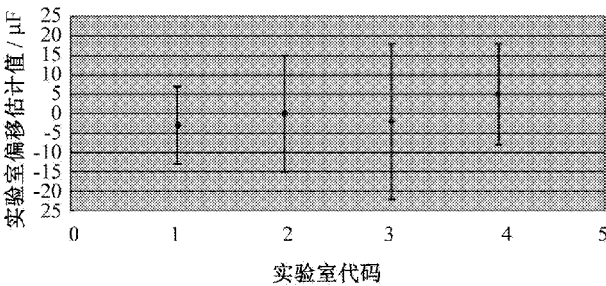


图 5 10 000μF 电容比对结果图

5 结束语

本次比对在 4 家参比实验室大力支持下获得首次比对的成功。其中两家参比实验室提供了经过常年考核、性能稳定的比对样品,另外两家采用了不同的测量方法,体现了数据来源的多样性。经过专家审核,本次比对数据有效,计算科学有依据,比对结果满意。

参考文献

[1] 叶德培.测量不确定度理解:评定与应用[M].中国计量出版社,2007.

[2] 中国计量测试学会组.一级注册计量师 基础知识及专业实务[M]. 中国计量出版社,2009.

[3] JJF1117-2004 测量仪器比对规范 国家质量监督检验检疫总局.2004.

# 一种无需轴对准的磁罗盘正交度测试方法

李 伟 童卫平

(中国船舶重工集团公司第七一〇研究所,湖北宜昌 443003)

**摘 要** 给出了一种可自动化的测试双轴磁传感器正交角度的方法:正交磁场法,该方法操作简便,无需被测传感器的精密装夹;整个测量过程中没有装配操作,完全消除了由于装配的不一致性带来的误差。与常用的磁矢量投影法相比较,本方法可较快地测得双轴磁传感器的正交度,且达到较高的精度。

**关键词** 正交度测试 磁罗盘 正交磁场法

## A Measurement for Dual-axis Magnetic Sensor Orthogonality without Axis Alignment

LI Wei TONG Wei-ping

(No.710 R & D Institute, CSIC, Yichang, Hubei 443003)

**Abstract** An Automatic method which called orthogonal magnetic field measurement for dual-axis magnetic sensor orthogonality measurement in compass manufacture is presented. The proposed method could be easily realized, no minutely operation and no manual assemble is required. Test result indicates that orthogonal magnetic field measurement could attain the orthogonality faster than vector projecting method.

**Key words** Orthogonality measurement Magnetic compass Orthogonal magnetic field measurement

## 1 引 言

正交度是影响磁罗盘精度的重要参数<sup>[1]</sup>,该参数测量的准确性,直接影响软件修正效果,并决定磁罗盘的最终精度等级。因此在磁罗盘的生产过程中,正交度参数要进行 100% 检验,以确保磁罗盘的精度。

正交度是指磁罗盘内部磁传感器各轴之间的夹角偏离垂直位置的角度。理想情况下,希望磁传感器是互相垂直的——即两轴之间的夹角为  $90^\circ$ 。由于工艺限制,各轴之间并不垂直<sup>[2]</sup>。海军工程大学

的林春生提出了变换系数求解正交度的方法,但是其要求的数据量较大,且求解过程复杂,不适合在批量生产中采用<sup>[3]</sup>。实际的生产过程中主要由两种方法:正弦波极值法与磁矢量投影法。

正弦波极值法是一种应用峰峰值的测量方法,该方法的原理示意图如图 1 所示。将磁罗盘置于水平转台上,缓慢转动转台,当磁传感器的 x 轴与地磁场的水平分量平行时,其输出为极值点,记下此时刻度指针所指向的刻度为  $\alpha_1$ 。继续转动转台,当磁传感器 y 轴的输出到达极值点时,表明此时 y 轴与地磁场的水平分量平行,记下此时刻度指针所指向的



刻度  $\alpha_2$ 。则可以求得  $x$  轴与  $y$  轴的夹角为  $\alpha_1 - \alpha_2$ ，进而求得  $x$  轴与  $y$  轴的正交度。转台均匀转动时，磁传感器的输出为正弦波，其极值点正好对应于上述方法的极值点，所以称之为正弦波极值法。实际的测量过程中只需要记录极值点对应的转台刻度即可，所以无需保持转台速度的均匀性。正弦波极值法只需要一个水平转台即可完成测试，对设备的需求较低。由正弦曲线的数学特性可以知道，极值点处是正弦曲线变化最缓慢的地方，具体到实际测试的时候表现为：极值点位置处由于受噪声的影响，读数误差达  $0.5^\circ$ ，甚至更大，这也是正弦波极值法的缺点。

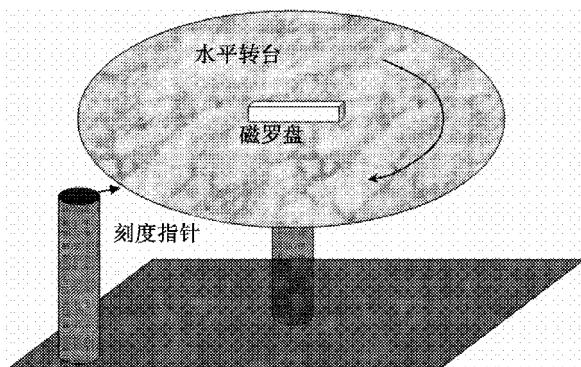


图1 正弦波极值法测试磁传感器的正交度原理示意图

磁矢量投影法需要一个磁场线圈来产生磁场矢量，其原理示意图如图2所示。

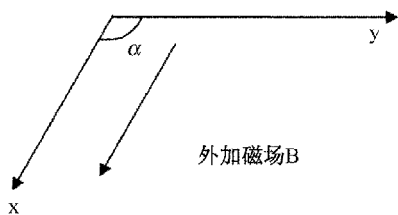


图2 磁矢量投影法的原理示意图

欲测量双轴磁传感器  $x$  轴与  $y$  轴的夹角  $\alpha$ ，则在  $x$  轴方向上施加磁场  $B$ ，测量  $y$  轴的输出，记为  $V_y$ 。依据磁矢量的投影定理有

$$S_y \cdot B \cos \alpha = V_y \quad (1)$$

式中： $B$ ——磁场  $B$  由标准装置给定； $S_y$ ——磁传感器  $y$  轴的灵敏度； $V_y$ ——磁传感器  $y$  轴的输出。

由公式(1)可以得到磁矢量传感器的夹角  $\alpha$  为

$$\alpha = \arccos \frac{V_y}{S_y \cdot B} \quad (2)$$

磁矢量投影法操作步骤复杂：要求磁矢量传感器放在磁场线圈产生的磁场均匀区内并使传感器的一轴线与  $x$  轴磁场方向平行（亦即对准操作）。该操作精密，耗时较长，对设备和操作人员的要求较高。

本论文提出一种可自动化的正交度测试方法：测量过程中无需寻找极值点，不需要精密的机械对准操作；整个测量过程中没有装配操作，也没有转台转动操作，完全消除了由于装配的不一致性带来的误差。更重要的是，测试过程可以计算机程序控制，实现自动化的批量测试，大幅节约测试时间，提高测试效率。

## 2 方法的理论推导

假定磁场  $B$  与矢量磁矢量传感器的夹角为  $\varphi$ ，则磁矢量传感器的输出  $V$  为

$$V = B \cos \varphi \cdot S \quad (3)$$

式中： $V$ ——数字量或者模拟量； $S$ ——传感器的灵敏度，单位一般为  $\text{mV/nT}$  或者  $\mu\text{V/nT}$ 。

若磁矢量传感器是双轴的（设其轴分别为  $x$  轴和  $y$  轴），则由公式(3)可得

$$\begin{cases} V_x = B \cos \varphi_x \cdot S_x \\ V_y = B \cos \varphi_y \cdot S_y \end{cases} \quad (4)$$

式中： $V_x, V_y$ ——分别为双轴磁矢量传感器的输出； $\varphi_x, \varphi_y$ ——分别为双轴磁矢量传感器与磁场的夹角； $S_x, S_y$ ——分别为磁传感器  $x$  轴和  $y$  轴的灵敏度。

在工程应用中，考虑到传感器的零点参数，公式(4)应修正为

$$\begin{cases} V_x = B \cos \varphi_x \cdot S_x + X_0 \\ V_y = B \cos \varphi_y \cdot S_y + Y_0 \end{cases} \quad (5)$$

式中： $X_0, Y_0$ ——分别为双轴磁矢量传感器的零点参数。

将双轴磁传感器放置在标准磁场线圈内的平台上，其原理示意图如图3所示。

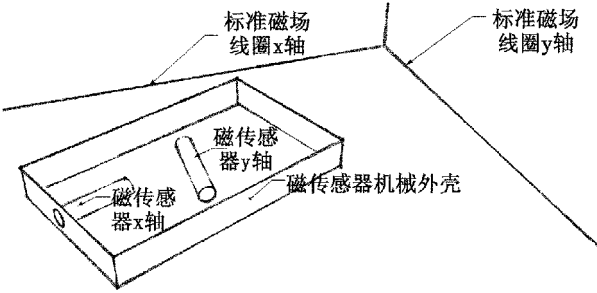


图3 无需轴对准装配测量磁传感器的正交度原理示意图

无须调整磁传感器的 x 轴与标准磁场线圈的 x 轴平行。设磁传感器 x 轴与标准磁场线圈 x 轴的夹角为  $\alpha$  ,磁传感器 y 轴与标准磁场线圈 x 轴的夹角为  $\beta$  。

标准磁场线圈不加磁场,则此时磁传感器的输出对应为地磁场,记此时磁传感器的输出分别为  $V_{x地}$  ,  $V_{y地}$  。

标准磁场线圈的 x 轴施加一恒定磁场  $B_{x恒定}$  ,由公式(5)可以得到此时磁传感器 x 轴的输出  $V_{xB_x}$  为

$$V_{xB_x} = V_{x地} + B_{x恒定} \cdot S_x \cos\alpha \tag{6}$$

标准磁场线圈的 y 轴施加一恒定磁场  $B_{y恒定}$  ,标准磁场线圈的 y 轴与标准磁场线圈的 x 轴垂直,此时磁传感器 x 轴的输出  $V_{xB_y}$  为

$$V_{xB_y} = V_{x地} + B_{y恒定} \cdot S_x \sin\alpha \tag{7}$$

联立公式(6)和公式(7),可以得到磁传感器 x 轴与标准线圈 x 轴的夹角  $\alpha$

$$\begin{aligned} \tan\alpha &= \frac{V_{xB_y} - V_{x地}}{V_{xB_x} - V_{x地}} \cdot \frac{B_{x恒定} \cdot S_x}{B_{y恒定} \cdot S_x} \\ &= \frac{V_{xB_y} - V_{x地}}{V_{xB_x} - V_{x地}} \cdot \frac{B_{x恒定}}{B_{y恒定}} \end{aligned} \tag{8}$$

同理,可得磁传感器 y 轴与标准线圈 x 轴的夹角  $\beta$

$$\begin{aligned} \tan\beta &= \frac{V_{yB_y} - V_{y地}}{V_{yB_x} - V_{y地}} \cdot \frac{B_{x恒定} \cdot S_y}{B_{y恒定} \cdot S_y} \\ &= \frac{V_{yB_y} - V_{y地}}{V_{yB_x} - V_{y地}} \cdot \frac{B_{x恒定}}{B_{y恒定}} \end{aligned} \tag{9}$$

由公式(8)和公式(9)求反正切即可得到磁传感器的 x 轴、y 轴与标准磁场线圈 x 轴的夹角  $\alpha$  与  $\beta$  ,进而求的磁传感器的 x 轴与 y 轴的夹角,从而得

到其正交度参数。由公式(8)和公式(9)还可以看出,磁传感器的灵敏度参数  $S_x, S_y$  被化简的过程中消去,从而完全消除了灵敏度带来的误差。

本方法采用了两次施加磁场的方法,并且施加的磁场相互正交,所以称之为正交磁场法。

### 3 方法的工程实现

在地磁场环境下,将磁传感器装夹在标准磁场线圈内的水平转台上——无需保证磁传感器的 x 轴与磁场线圈的 x 轴平行。为测量后的数据处理,同时考虑到传感器的量程,一般取

$$B_{x恒定} = B_{y恒定} = 20\ 000\text{nT}$$

详细测试步骤如下。

- 1)测量地磁场环境下磁传感器的输出;
- 2)测量标准磁场线圈 x 轴施加磁场  $B_{x恒定}$  时,磁传感器 x 轴与 y 轴的输出  $V_{xB_x}$  ,  $V_{xB_y}$  ;
- 3)测量标准磁场线圈 y 轴施加磁场  $B_{y恒定}$  时,磁传感器 x 轴与 y 轴的输出  $V_{yB_x}$  ,  $V_{yB_y}$  。

表 1 正交度测试表格

测试条件	磁传感器 x 轴输出	磁传感器 y 轴输出
地磁场	$V_{x地}$	$V_{y地}$
标准磁场线圈 x 轴 施加磁场 20 000nT	$V_{xB_x}$	$V_{yB_x}$
标准磁场线圈 y 轴 施加磁场 20 000nT	$V_{xB_y}$	$V_{yB_y}$

上述操作中,凡是涉及到磁传感器的读数操作,均可由计算机自动完成——并且磁传感器 x 轴输出和 y 轴输出可同时记录,从而节约测量时间;在测量过程中,给线圈施加恒定磁场的操作也可由计算机自动控制。

### 4 正交度测试结果及正确性验证

为验证本文提出方法的正确性,随机选取了一

台 Mcc201 型数字式磁罗盘进行测试。该罗盘内部的磁传感器为数字量输出,可直接与计算机通过串口进行数字通信。按照上述方法进行测试,得到记录数据,见表 2。

表 2 正交度测试表格		
测试条件	磁传感器 x 轴输出	磁传感器 y 轴输出
地磁场	-7 098	-2 333
标准磁场线圈 x 轴 施加磁场 20 000nT	1 788	620
标准磁场线圈 y 轴 施加磁场 20 000nT	-4 009	-11 282

将表 2 中的数据代入公式(8)和公式(9),可得

$$\alpha = \alpha \tan \left( \frac{V_{xB_y} - V_{x地}}{V_{xB_x} - V_{x地}} \cdot \frac{B_{x恒定}}{B_{y恒定}} \right)$$
$$= \alpha \tan \left( \frac{-4\,009 - (-7\,098)}{1\,788 - (-7\,098)} \cdot \frac{20\,000}{20\,000} \right)$$
$$= 19.169^{\circ} \tag{10}$$

同理,可得磁传感器 y 轴与标准线圈 x 轴的夹角  $\beta$

$$\beta = \alpha \tan \left( \frac{V_{yB_y} - V_{y地}}{V_{yB_x} - V_{y地}} \cdot \frac{B_{x恒定}}{B_{y恒定}} \right)$$
$$= \alpha \tan \left( \frac{-11\,282 - (-2\,333)}{620 - (-2\,333)} \cdot \frac{20\,000}{20\,000} \right)$$
$$= -71.738^{\circ} \tag{11}$$

进而求得其夹角为

$$\alpha - \beta = 90.91^{\circ}$$

亦即其正交度误差为 0.91°。

为验证本文提出的正交磁场法的正确性,可用磁矢量投影法的测量结果进行比对。磁场投影法测得结果亦为 90.91°。两种方法的测量结果一致,表明本文提出的方法是正确的。

## 5 结束语

本文给出了一种传感器正交度测量方法——正交磁场法。与磁矢量投影法测量结果对比表明,本文提出的方法能够获得正确的测量结果。同时本文提出的方法避免了磁矢量投影法中的机械对准操作,可节约测量时间;另外,本方法完全消除了磁传感器装配时的刻度对准误差,有利于提高测量精度;最重要的是正交磁场法可以实现程序化的自动操作,这在磁罗盘的生产过程中可显著地节约测试时间,提高工作效率。

### 参考文献

[1] 朱兆才. 三分量磁通门磁变仪探头正交误差对定向的影响[J]. 东北地震研究, 2004, 20(2): 70~75.

[2] 李珊. 三轴磁罗盘高精度误差补偿算法研究[J]. 传感器世界, 2005, 9: 19~22.

[3] 林春生. 三轴磁强计正交误差分析与校正[J]. 探测与控制学报, 2005, 27(2): 10~12.

# 基于 LabVIEW 实现的隔离放大器 非线性误差自动测试

张 聪 肖 艺 陈 馨

(中国船舶重工集团公司第七一二研究所,湖北武汉 430064)

**摘 要** 隔离放大器是一种输入电路和输出电路之间电气隔离的器件,一般采用变压器或光耦合传递信号,非线性误差是其中一项重要的技术指标。本文介绍了一种基于 LabVIEW 实现的隔离放大器的自动测试技术,系统以标准信号源、数字多用表为标准装置,通过 GPIB 和 TCPIP 通信来实现计算机对隔离放大器的自动测试,完成非线性误差的计算,并自动生成测试报告。文中介绍了系统的测量原理、组成、非线性误差的算法以及软件编制。系统在实际的工作中取得了良好效果,显著提高了工作效率,为实验室检测工作的自动化作了有益尝试。

**关键词** LabVIEW 隔离放大器 非线性误差 自动测试

## An Auto-measurement for Isolation Amplifier based on LabVIEW

ZHANG Cong XIAO Yi CHEN Xin

(The Institute of 712, CSIC, Wuhan, Hubei 430064)

**Abstract** Isolation amplifier has the function of electric isolation between input circuit and output circuit. It usually uses transformer or light coupling to transfer signal. Nonlinear error is an important performance of technology. In the paper, an auto-measurement system for isolation amplifier is introduced that is based on LabVIEW. In this system signal source and digit multi-meter are used as the standard, and they are connected with a computer by GPIB or TCPIP cables. It completes the numeration of nonlinear error, and builds the report automatically. Then some details about the theory, composing, arithmetic and software is introduced. Now this system has been used in work effectively, which is rewarding attempt for testing job.

**Key words** LabVIEW Isolation amplifier Nonlinear error Auto-measurement

## 1 引 言

隔离放大器主要用于要求共模抑制比高的模拟信号的传输过程中,例如输入数据采集系统的信号是微弱的模拟信号,而测试现场的干扰比较大,对信号的传递精度要求又高,这时可以考虑在模拟信号进入系统之前用隔离放大器进行隔离,以保证测试

的精度和可靠性。

对隔离放大器的非线性误差,传统测试方法多是采用人工手动方式进行,测试过程中要用多台仪器来检测十几个点,要重复多次的数据输入以及输出数据的读数、记录,最后还要对记录在表格上的数据进行处理得出非线性误差,工作量大,耗时长,特别是受操作者个人习惯、视差等因素影响,结果不客

观,尤其是长时间的重复操作难免出错。针对此种问题和需求,结合实验室现有的仪器仪表,笔者在 LabVIEW 平台上组建了一套隔离放大器的自动测试系统。

## 2 系统测量原理和组成

用 FLUKE 5520A 标准源作为隔离放大器输入信号源,以数字多用表 Agilent 34411A 来测量隔离放大器的输出信号,根据隔离放大器的检测要求,在量程范围内选取 11 个测量点进行测量,依据测量结果计算非线性误差并将所有测试数据和计算结果自动生成测试报告并打印。

测试系统的硬件由计算机、标准源 5520A、数字多用表 34411A、直流稳压电源、打印机、自制隔离放大器测试电路板以及待测放大器组成,其系统硬件结构如图 1 所示。

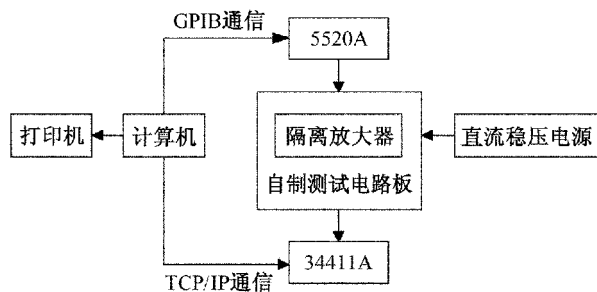


图 1 系统硬件结构图

计算机不需要安装专门的 GPIB 板卡,本系统采用了 NI 公司的 GPIB-USB-HS 标准线缆,这样就可以通过 GPIB 方式同标准源 5520A 通信,简化了系统;与数字多用表 34411A 通过 TCPIP 通信就可以了。

## 3 系统软件的设计

### 3.1 GPIB 通信

LabVIEW 中有专门的 GPIB 模块驱动,可以用来实现基于 GPIB 仪器的自动控制。GPIB Write 和 GPIB Read 是使用得最频繁的两个函数,掌握这两个函数就可以完成仪器的设置、数据的读写,LabVIEW 与 5520A 进行 GPIB 通信的程序框图如图 2 所示。

根据 5520A 的技术手册,查询程控功能码,写

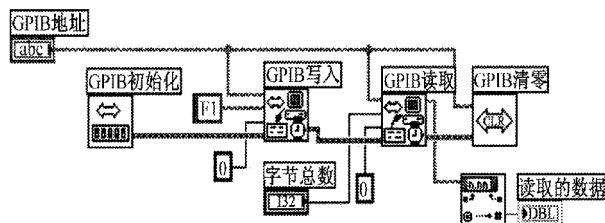


图 2 GPIB 通信程序框图

入框图的 F1 栏就可以实现计算机通过 GPIB 通信控制 5520A 的输出了。

### 3.2 TCP/IP 通信

VISA 是一组标准的 I/O 函数库及其相关规范的总称,只要采用了 VISA 标准,测试程序可以不加修改地应用到不同种类的接口上,驱动软件可以相互兼容使用,这为开发者提供了很大的便利。首先通过 VISA Open 函数打开 VISA 端口,打开端口后通过 VISA Write 函数向仪器写入命令, F2 为写入的程控命令码, VISA Read 函数从仪器读回数据,其通信程序框图如图 3 所示。

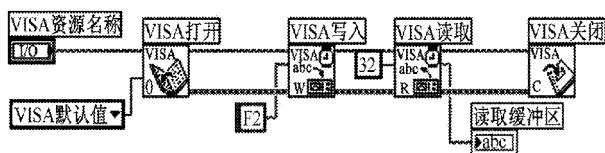


图 3 TCP/IP 通信程序框图

根据 34411A 的技术手册,查询它的 IP 地址,填入 VISA 资源名称;查询仪器的程控命令码,填入 F2 就可以进行通信了。

### 3.3 非线性误差算法

在使用具有非线性特性的放大器时,经常用一条直线来近似的代表实际的非线性特性,实际变换曲线与拟合直线间的偏差称为隔离放大器的非线性误差。非线性误差的大小是以一定的拟合直线为基准直线而得出来的。拟合直线不同,非线性误差也不同。所以,选择拟合直线的主要出发点,应是获得最小的非线性误差。另外,还应考虑使用是否方便,计算是否简便。综合以上因素,本设计采用的是端点连线平移拟合法,在端点连线拟合基础上使直线平移,移动距离为原先的一半。隔离放大器非线性校正示意图如图 4 所示。

非线性误差的公式定义如下



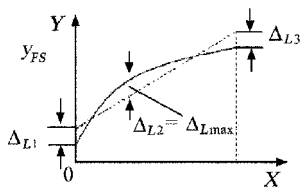


图 4 隔离放大器非线性校正示意图

$$\gamma_L = \pm \frac{\Delta_{Lmax}}{y_{FS}} \times 100\% \quad (1)$$

式中:  $\Delta_{Lmax}$  ——最大非线性绝对误差;  $y_{FS}$  ——输出满度值;  $\gamma_L$  ——基准非线性误差。

### 3.4 系统时序

为了获得正确的测试结果,必须保证仪器工作的时序,标准信号源给隔离放大器输入信号,信号经测试电路板适当变换后输出,数字多用表测量输出的信号。这就要求除正确处理好测量方法外,还要在实践中研究摸索正确的程控命令发送序列。一方面充分利用仪器自身的同步、触发、等待等命令,另一方面利用高级语言的功能来实现对仪器状态的判断及等待,使系统在计算机控制下有序地进行命令、数据的传递和交换,而不发生冲突混乱,同时还有效地实现仪器的功能。例如:信号源还没有输出数据计算机就开始从数字表读数,导致程序出错或测试不准。解决好时序控制确保了系统测量准确性,同时也使系统在保证准确度的同时获得尽可能快的测量速度。该软件流程图如图 5 所示。

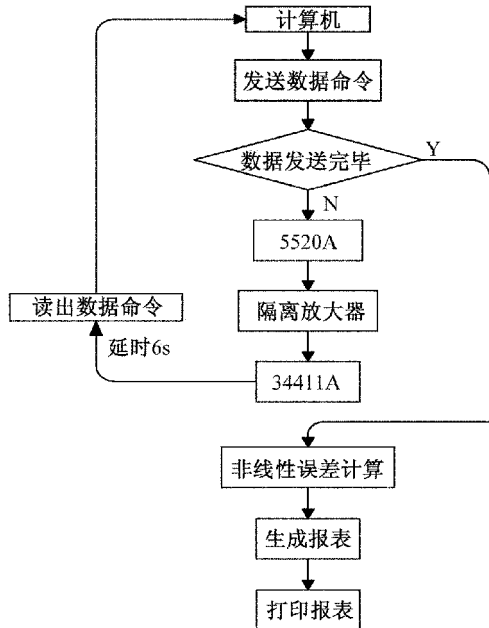


图 5 软件流程图

在计算机给 5520A 发送程控命令到从 34411A 读出数据之间,设置了 6s 的延时,目的是为了等待输出信号的稳定,避免在信号波动的时候读数引起明显误差。

LabVIEW 的功能块包含顺序结构模块,目的在于对有时序要求的程序进行控制。程序执行的时候就像放电影胶片一样,一帧一帧地按顺序执行。因此,采用顺序结构可以很好的保证数据发送和读取的时序正确,其软件执行框图如图 6 所示。

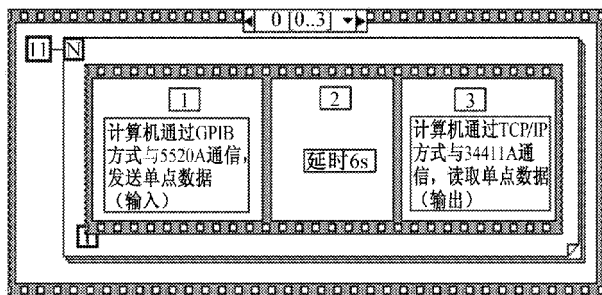


图 6 软件执行框图

其中帧 0 完成 11 点数据的发送与接收,帧 1 完成非线性误差的计算,帧 2 完成报表的生成,帧 3 完成报表的打印。整个测试系统的前面板如图 7 所示。

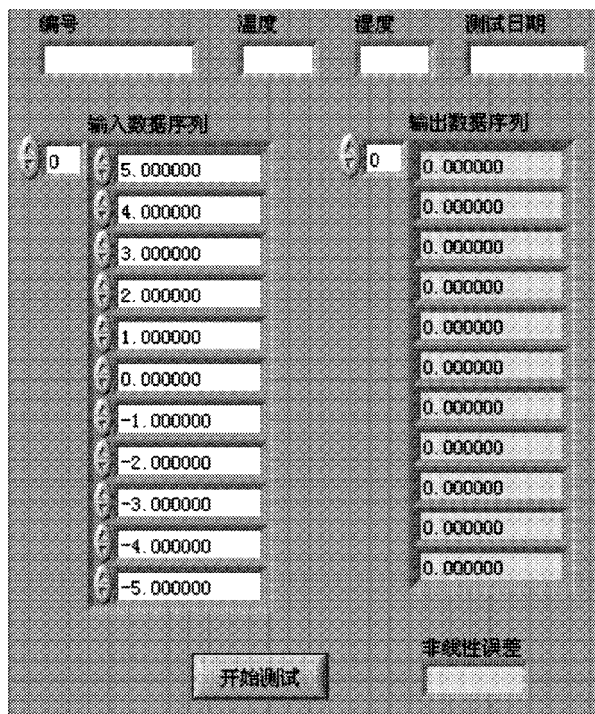


图 7 隔离放大器测试前面板图

### 3.5 生成报表

测试工作完成后,需要将测量的结果以数据报表、结果通知书报告给客户,结合各种报表生成的方法,本系统选择 ActiveX 生成 Word 报表方法,这个种方法具有较好的效果和质量,具有较低的软件开发成本,是一种既实用又经济的方法。这里可以把 Word 当成一个 ActiveX 自动化服务器,把 LabVIEW 当成客户端,去控制 Word 的属性和方法,从而生成完美的报表。

## 4 结束语

本文介绍的隔离放大器自动测试系统,具有较

强的实用性,可以在工作中代替人工手动操作,测试过程中极大的简化了人为因素引起的误差;避免了手工抄写原始记录和繁琐的数据处理过程,既提高了工作效率也降低了出错概率,具有实际应用价值。

### 参考文献

- [1] 翟玉卫,郑世棋. 基于 LabVIEW 平台的数字多用表自动校准系统[C]. 2010 国防计量与测试学术交流会, 232~235.
- [2] 陶成忠,汪振科. 基于 GPIB 总线的信号发生器自动检定系统[J]. 应用天地, 2007, 26(6): 65~67.
- [3] 张华,史永彬. LabVIEW 中 GPIB 仪器编程[J]. 仪器仪表标准化与计量, 2006, (5): 34~35.

## 中国宇航学会计量与测试专业委员会荣获 中国宇航学会先进专业委员会称号

2012 年 12 月 27 日,中国宇航学会在三亚召开了“2012 年中国宇航学会理事、联络员及学术秘书工作研讨会”。会议由宇航学会秘书长杨俊华、副秘书长龚金玉分别做了中国宇航学会 2012 年工作总结和 2013 年工作要点的报告,61 位与会代表分别介绍了近年来本专业委员会的有关工作情况,并对 2013 年宇航学会工作提出了希望和建议。

根据第二届先进专委会暨优秀学会秘书终评会的结果,本次大会对第二届先进专委会和优秀秘书进行了表彰。中国宇航学会决定:授予计量与测试、飞行器测控等五个专业委员会为“第二届先进专委会”,授予韩丹、李平等六名同志为“第二届优秀秘书”,并对二十名学术秘书予以嘉奖,现场为获奖单位和人员颁发了证书。

计量与测试专业委员会成立于 1979 年 10 月,挂靠航天二院二〇三所。作为主任委员单位,专委会工作一直以来受到了所领导的高度重视。专委会多次举办国内外计量测试学术交流会议,促进国际间计量测试领域交流与合作;积极推广新技术、新成果和先进的管理经验;着力加强学会组织建设工作,

推进社会事业的发展;不断提高自身素质,加强管理队伍建设;持续组织开展行业学术交流,促进学科发展和科技创新;积极配合、支持上级学会各项工作;精心打造科技核心期刊《宇航计测技术》,扩大科研成果和学术交流。

作为中国宇航学会的 33 个专委会成员之一,计量与测试专业委员会在今后的工作中要再接再厉,进一步加强专业委员会建设,竭力推动专业技术的发展和学术繁荣,为航天事业的发展做出更大的贡献。



# 基于 COTS 的拖靶测控台设计

田新锋 孙海涛 陈 曦

(中国人民解放军 92419 部队,辽宁兴城 125106)

**摘 要** 针对拖靶系统测控台多功能、高可靠、小质量、小体积、低功耗、低成本的要求,采用商用的现成产品(COTS)设计了拖靶测控台。该设备以 PC/104 为基础,构建了系统硬件工作平台,对 CPU、I/O、GPS、数传电台、电源等模块进行了选型设计。以商用 DOS 系统为底层操作系统,实现了指令采集与状态显示、指令容错编码、实时大数据量接收与存储、数据下载与程序装订等功能。综合运用中断、多级缓冲等机制,实现了系统的正确可靠运行。试验表明系统功能完善,满足拖靶测控台的设计使用要求。

**关键词** 商用货架产品 拖靶 PC/104 遥控遥测

## Design of the Control and Telemeter Device of Towed Target based on COTS

TIAN Xin-feng SUN Hai-tao CHEN Xi

(92419 Unit of PLA, Xingcheng, Liaoning 125106)

**Abstract** The control and telemeter device of towed target is designed based on COTS to meet the requirements of multi-function, high quality, small mess, small scale, low-power and low cost. Its hardware platform is constructed on the base of PC/104 and the unit of CPU, I/O, GPS, data transceiver, and power supply are type-selected. The function of instruction collection and display, instruction fault tolerance, real-time large quantity data receiving and saving and data download and program install are realized on the base of commercial DOS operating system. The ISR and multi-grade-buffer are used to make the system work properly. The experiments show that the system functions perfectly and it meets the design and appliance requirements of the control and telemeter device of towed target.

**Key words** Commercial-off-the-shelf Towed target PC/104 Remote control and telemeter

## 1 引 言

商用货架产品(Commercial-off-the-shelf, COTS)指可以采购到的具有开放式标准定义的接口的软件或硬件产品。其来源于美国军方,在过去,美国国防采办项目必须使用国防部颁布的军用标准与军用规范。在冷战结束和苏联的解体后,美国国防部改革

了采办政策,提出了 COTS 策略。即设计及采购人员只要允许应该尽可能地在军事装备中采用成熟的民用技术和产品。

由其定义可知,COTS 产品设计的原则就是安装使用简便,可在现有系统部件的条件下运行。在可靠性、环境因素、使用寿命、尺寸、特殊的输入电压、电磁兼容性等方面均有良好的表现,且生产商可



提供完善行业知识和技术支持,这样可以使研发人员只关心本专业相关的技术研究,而不必把精力花费在通用技术上。一般地讲,航空级器件的性能落后于商用器件 1-2 代,为降低航空产品的成本,缩短研制周期,以低价位的工业品级产品代替价格昂贵的航空级产品,更具有发展前景<sup>[1]</sup>。本文给出了一种基于 COTS 器件设计拖靶系统测控台的方法。

## 2 系统工作过程及设计需求

拖靶系统作为一种特殊的航空装备系统,以其显著的费消比,巨大的军事和经济效益受到越来越多国家的重视。典型的现代航空拖靶系统由拖曳飞机、航空绞车、拖缆和拖靶等部分组成<sup>[2]</sup>,如图 1 所示。其工作过程主要分为以下几个阶段。

1) 拖曳飞机挂载拖靶系统起飞,到达预定高度和区域,将系着拖靶的拖缆放到预先设定的牵引长度,并拖曳拖靶飞行;

2) 拖曳飞机进入预定航路,拖靶测控台开始工作记录飞机 GPS 信息,飞机上的控靶员适时操控拖靶测控台发出无线电指令,使拖靶上高度控制系统、脱靶量指示器、曳光管等任务设备启动工作,同时测控台接收拖靶遥测数据,并实时下传到地面指挥所;

3) 任务结束后,拖曳飞机爬升到预定高度,通过拖缆将拖靶收回并锁定在绞车上带回;

4) 飞机落地后下载测控台任务数据,进行数据处理<sup>[3]</sup>。

由系统工作过程可以看出拖靶测控台需具备以下多种功能。

1) 遥控指令发送功能;

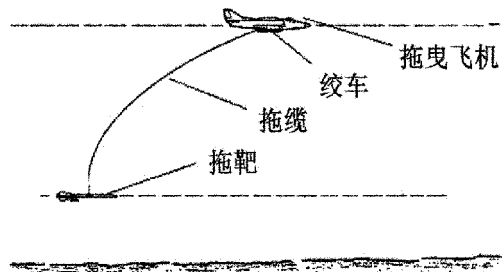


图 1 拖靶系统组成示意图

2) 拖靶靶载遥测数据接收功能;

3) 飞机 GPS 信息记录功能;

4) 拖靶系统遥测信息实时下传功能;

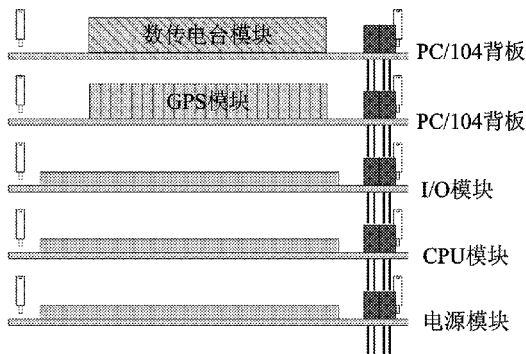
5) 试验数据实时存储和事后下载功能。

同时作为一种航空机载产品要求其高可靠、小质量、小体积、低功耗等特点。为满足以上需求,进一步降低研制成本采用 COTS 的思想进行拖靶测控台的设计。

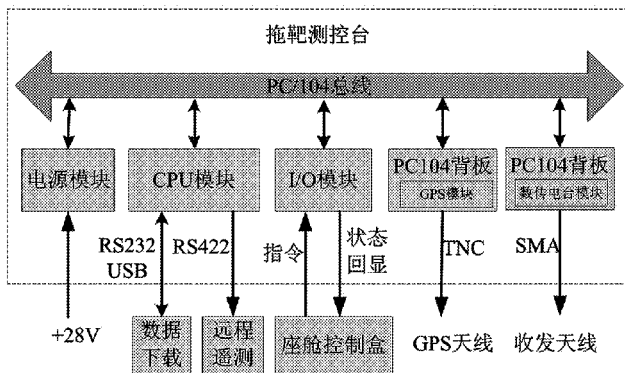
## 3 系统设计

依据系统功能确定以 PC/104 商用货架产品进行系统硬件架构设计。PC/104 产品是一种优化的、小型、堆栈式结构,具有抗震性能好、系统运行稳定、方便扩展等优点。在硬件和软件上,PC/104 与标准 PC 体系结构完全兼容,降低了开发使用的难度;且市面上可供选择的产品种类齐全,从安全性、供货连续性、后期维护等方面均可满足系统设计的要求。

系统由主 CPU 模块、数字量 I/O 模块、电源板模块、GPS 模块和数传电台模块以 PC/104 背板的形式与系统相连。系统结构及原理如图 2 所示。



(a) 系统结构图



(b) 系统原理框图

图 2 系统结构原理框图

### 3.1 CPU 板选型

主 CPU 模块要实现与数传电台、GPS 之间的 RS232 通信,与远程遥测载控制台 RS422 的通讯,满足数据下载的 RS232 和 USB 接口,合计需要 4 串口 1 USB 口。同时要实现数据记录,需板载存储模块。依据需求选取盛博 SCM/LX-3160 主 CPU 模块,其采用 AMD Geode LX 800 CPU、工作频率 500MHz,板载 1 个 CompactFlash (CF 卡)接口、4 串口 1 并口、2 个 USB2.0 接口、支持看门狗功能。500M 主频可提供给系统强大的计算和数据处理能力;CF 可方便实现文件存储;其中 4 串口中的 2 个可依据需要设置成 RS422 功能模式,完全满足 CPU 板与其他功能模块的通讯需求;USB 口可实现试验数据的方便下载;看门狗功能可保证系统的持续可靠运行,综上该 CPU 模块可完全实现系统功能需要。

### 3.2 I/O 模块选型

本系统共有八条遥控指令,同时又八个指令发送状态显示和八个遥控回令状态显示,共计 24 个 I/O 口。结合应用特性选用盛博 SEM/CDT2000 模块,CDT2000 有 48 通道 TTL/CMOS 兼容的数字量 I/O,它们能直接与外部设备或信号连接,以感知开关的闭合,数字事件的触发、或固态继电器的动作。48 通道数字量 I/O 由 I/O 连接器引出,这些 I/O 是由模块上的 71055 可编程外围接口 (PPI) 芯片提供的,并有三种工作方式可供选择。板载四片 82C54 定时器/计数器,82C54 的时钟信号、输入门控及输出管脚均引在外部 I/O 联结器上,从而实现 I/O 中断控制。综合以上该模块完全可满足系统需要,并有一定的可扩展性。

### 3.3 数传电台的选型

通讯电台的选型主要受传输码速率约束,本系统遥控指令有开关“恒高”指令两条、“曳光”指令六条,大量的数据是靶载遥测数据,依据任务书要求遥测传输数据最大为 6 200byte/s。

为满足电台小于 50% 占空比要求,应采用的电台波特率为

$$\text{BPS} \leq 6\ 120 \times 8 \times 2 = 99\ 200 \text{bps}$$

故选用 GE 的 MDS TransNET OEM900,该模块采用跳频扩频数传电台来进行数据传输,传输接口 RS232/485 可选,数据传输率高达 115 200bps,且有 65 000 个网络加密地址可供选用,可满足系统使用

要求。同时体积小,可通过 PC/104 背板的形式,实现数传电台供电和主 CPU 板之间的通讯。

### 3.4 GPS 模块选型

为了事后对试验数据分析比对,依据任务书要求 GPS 数据更新率为 10Hz,因此选用 JAVAD 公司 JNS100 GPS 板。JNS100 具有 50 个通道、每秒钟输出 100 次定位数据和原始数据的最新 GPS/GLO-NASS 接收板。这也是目前市面上更新率最快的一种 OEM 板。该产品集成两个中央处理器,均是基于 JAVAD 公司独创的 JNSCORE 芯片技术。其中一个处理器用来计算大量、高速输出的定位数据和原始数据,另一个处理器用来作为用户接口处理。该产品体积小,可集成在符合 PC/104 总线标准的背板上,实现 GPS 供电和主 CPU 板之间的通讯。

### 3.5 电源模块选型

系统设备的工作电压为 5V、12V,主电源为飞机上的 28VDC,因此系统需配备二次电源,实现主电源到系统设备工作电压的转化。按照 GJB-181 对机载直流电要求,其电压范围在 22V~32V;依据模块选型设计要求,系统典型功耗为 15W,同时考虑传输损耗、电源转换效率等因素,系统选用盛博代理的 HE104 电源模块,其输出功率 50W,输入 6V 到 40V 的直流电压,输出 +5V、+12V、可选 -5V 和 -12V,完全满足系统需要。

## 4 系统功能实现

为了降低系统开发费用和难度,系统采用商用 DOS 为底层操作平台,系统运行稳定性和可靠性得到保证,同时提供完善的文件操作功能,方便系统应用程序开发。

### 4.1 指令采集与状态显示

对于测控系统来说最重要的就是准确及时的感知控靶员的输入指令并发送,同时把系统执行情况反馈给控靶员。因此系统 I/O 采取中断方式采集输入指令,同时加入防抖处理,当指令开关闭合 500ms 以上认为指令操作有效,在提高响应及时性基础上有效降低了指令误判。

状态显示采用 I/O 驱动 LED 灯的形式实现,为保证状态显示的简洁有效,始终显示当前时刻系统发出的指令和系统指令执行情况,保证了界面的唯



一性和遥测信息的针对性,避免指令重复发送。

## 4.2 指令容错编码

对于遥控遥测系统传输来说首要解决的问题就是降低误指令率。指令采取 5 判 3 的策略,即机载设备发送指令时,每条指令重复发送 5 次,靶载设备至少收到相同的 3 条指令后才执行;同时对每条指令采用帧头+指令+帧尾的形式进行编码,进一步降低干扰状态下误触发的概率,从而达到任务书要求的误指令率要求。在遥控回令上采取及时更新的策略,始终保持当前时刻指令发出和执行情况,保证了信息的连续性和针对性。也考虑了相同的问题,采取 3 判 2 的策略,确保控靶员和地面领航员能准确判断当前靶上设备状态。

## 4.3 实时大数据量处理

由于遥测数据量高达 6 200byte/s,增大了串口编程的难度。首先是合理设定串口缓冲区大小。同时还有机载 GPS 数据,按照理论值开设串口缓冲区时数据丢失的比较多,无法满足使用要求,为此,首先打开系统串口芯片的硬件缓冲区,其次在数据终端接收中建立二级环形缓冲区,最后在程序处理中建立数据存储区,构建了一个 3 重的数据缓冲系统,

有效避免了数据丢失的问题。

## 4.4 数据下载

存储数据下载在 DOS 系统下完成,采用超级终端控制,USB 数据拷贝的形式实现。系统 CPU 模块在启动自检时检测是否有专用插头与之相连,并返回特定变量值,系统设置文件 Autoexec.bat 在引导系统时根据该变量值引导系统进入不同的工作状态(工作状态和数据下载状态),数据下载状态下启动超级终端模式,通过地面计算机的超级终端远程控制机载设备,实现数据在机载计算机存储卡和与之外接 USB 存储器间的数据交换,从而实现数据的下载或程序的装订。

## 4.5 系统功能实现

为了处理好 GPS、数传电台、开关指令等异步事件,并做到无差处理系统采用中断分级、多级数据缓冲、定时发送实现系统的无差处理。通过中断优先级区分事件的实时性要求,中断优先级从高到低依次为定时器、指令信息、遥测数据接收、GPS 数据接收。在中断程序中只进行数据存储,相应数据处理在主程序中完成。系统软件流程如图 3 所示。

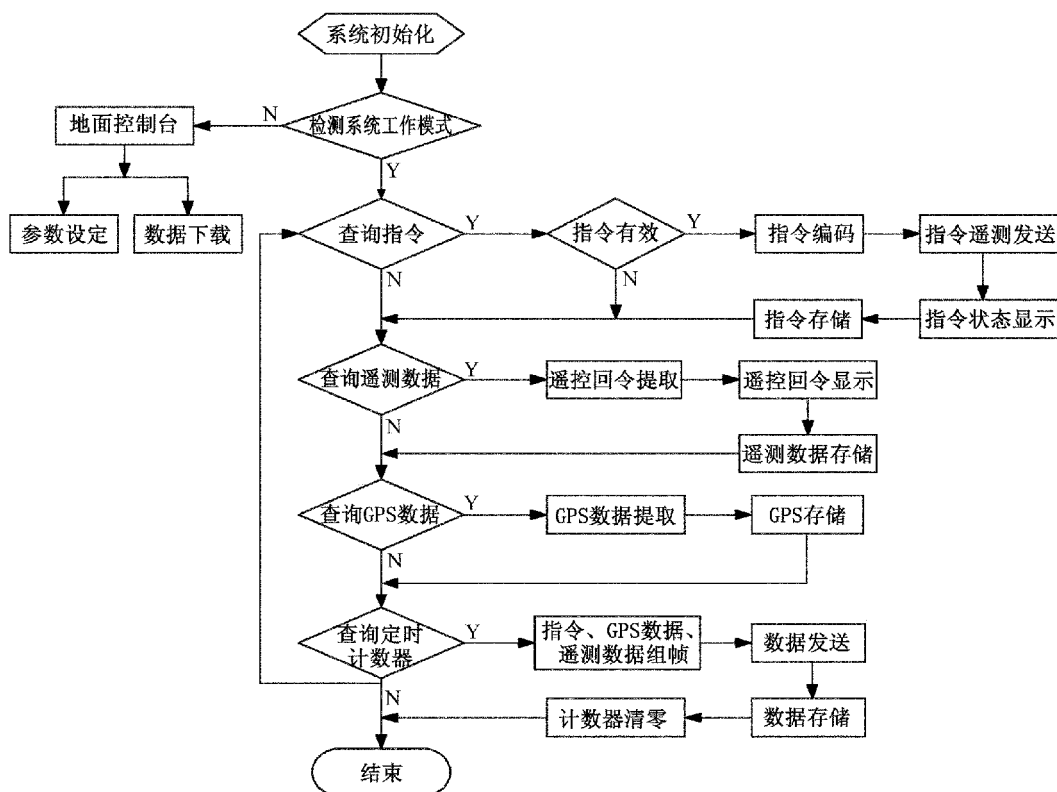


图 3 机载系统软件流程图

## 5 结束语

## 参考文献

经过以上工作,完成了拖靶测控台的研制工作,通过拖靶系统兼容性试验、例行环境试验、振动试验、应力筛选试验、无线电拉距试验以及多架次飞行试验的验证,表明系统工作可靠、功能完善,满足拖靶测控台的使用要求。

- [1] 谢宗武.基于商用现成器件设计星载计算机关键模块的研究[J].高技术通讯,2016,12:1 285~1 290.
- [2] 王少云,邓克绪,冯桂宝.某型拖靶系统研制[J].南京航空航天大学学报,2002,234(1):97~100.
- [3] 江雨.航空拖靶及其未来发展[J].兵工科技,2007,05:36~39.

## 2012 微电子与元器件计量测试研讨会在京召开

2012 年 12 月 20 日,由工业和信息化部电子工业标准化研究院、中国半导体协会、国防科技工业微电子器件一级计量站主办的“2012 微电子与元器件计量测试研讨会”在北京顺利召开。国家质监局计量司宋伟副司长、陈红处长,工业和信息化部科技司韩俊副司长、技术基础处常利民处长,北京市国防科技工业办公室军工运行处夏存仁副处长和主管军工计量的尚怡君同志,工业和信息化部电子工业标准化研究院赵波院长、张宏图副院长参加本次会议。会议由工业和信息化部电子工业标准化研究院张宏图副院长主持。

国家质监局计量司宋伟副司长、工业和信息化部科技司韩俊副司长发表了讲话,他们在充分肯定我国微电子与元器件计量测试的重要性的同时,希望微电子与元器件计量同行再接再厉,开创微电子计量新局面。

参加本次会议的嘉宾有总装电子信息部电子局原局长熊和生、信息化部计量管理办公室江莹主任、中国计量科学研究院信息电子所高小珣所长以及中国电子技术标准化协会刘志宏秘书长等 130 余名代表,来自国内微电子与元器件领域的产学研用测的 70 多家单位。本次会议也得到了安捷伦(中国)公司、泰克吉时利福禄克仪器公司、德国罗德与施瓦茨公司、北京无线电仪器厂、北京励芯泰思特技术有限公司等单位的赞助和支持。

本次会议论文集共征集论文 37 篇,汇集了国内微电子与元器件领域相关单位和专家在半导体工艺参数、元件阻抗参数、半导体器件参数、集成电路参数等方面计量和测试的经验和最新成果。会议共有 19 位专家作了主题发言,内容涵盖微电子与元器件计量测试国内外技术发展现状和趋势、我国半导体器件和集成电路标准制定现状,以及各单位在半导体器件、集成电路、微波集成电路在片的测试方法和参数计量方法的最新进展。来自中国计量院、工业和信息化部电子工业标准化研究院、国防科技工业微电子器件一级计量站、清华大学、中国电科电子第 54 研究所、罗德与施瓦兹公司的专家就微电子与元器件领域技术进展情况做了重要报告,会场气氛热烈,代表们踊跃发言,为微电子与元器件领域计量测试技术的发展献计献策。会议圆满完成了各项预定议程,在团结、欢快、和谐的气氛中胜利闭幕!



# 蓄电池巡回检测装置的可靠性改进研究

张 浩 周小萍 肖 艺  
(武汉船用电力推进装置研究所,武汉 430064)

**摘 要** 针对蓄电池巡回检测装置在可靠性试验中出现的故障,从三个方面提出了可靠性改进措施。通过采用看门狗和软件抗干扰技术提高巡回检测装置的可靠性,并对提高巡回检测装置可靠性的其他方法进行了探讨。

**关键词** 蓄电池 检测 可靠性

## Research on the Improvement of the Storage Battery Loopback Detection Equipment Reliability

ZHANG Hao ZHOU Xiao-ping XIAO Yi  
(Wuhan Institute of Marine Electric Propulsion, CSIC, Wuhan, Hubei 430064)

**Abstract** Aimed at the failure which happenned in the reliability experiment of the storage battery circuit detection equipment, this article bring forward three reliability improvement measure on the experiment. Actually, by the method of watching timer and soft anti-jamming, the reliability of the storage battery circuit detection equipment has been enhanced. In addition, this article discuss other method which can be used to improve the reliability of the experiment.

**Key words** Battery Detection Reliability

### 1 引 言

蓄电池巡回检测装置用于对铅酸蓄电池及蓄电池组的参数进行在线式巡回检测、显示与报警,并通过人机界面向操作人员提供实时监控信息,是某型舰船电力推进系统的重要组成部分。该装置结构框图如图 1 所示。

巡回检测的可靠性指标为平均故障间隔时间  $MTBF \geq 2\ 000h$ 。本文介绍了如何模拟实际使用环境,通过试验对可靠性进行摸底、评价,并对试验中出现的问题进行分析和设计改进,从而提高其可靠性。

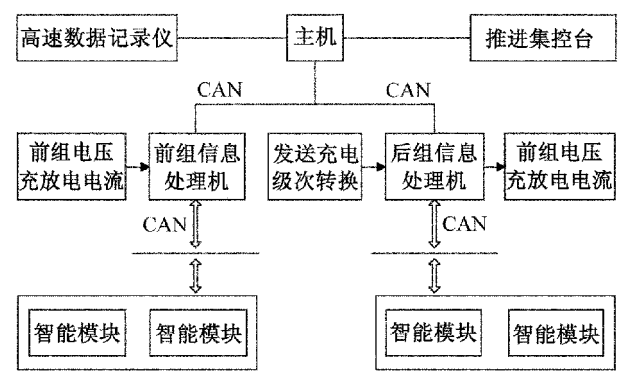


图 1 装置结构框图

## 2 工作原理

巡回检测可对蓄电池组电压值、蓄电池组的充、放电电流值、电池电解液温度、密度进行巡回检测 and 数据处理,并对电池液面高度设置上、下限报警。智能模块是巡回检测的重要部件,是整套装置的核心,被直接安装在被测蓄电池上,检测蓄电池的密度、电压、温度、液位,将以上数据通过 CAN 总线发送给上一级处理单元,提供可信、稳定的原始数据。智能模块原理框图如图 2 所示。

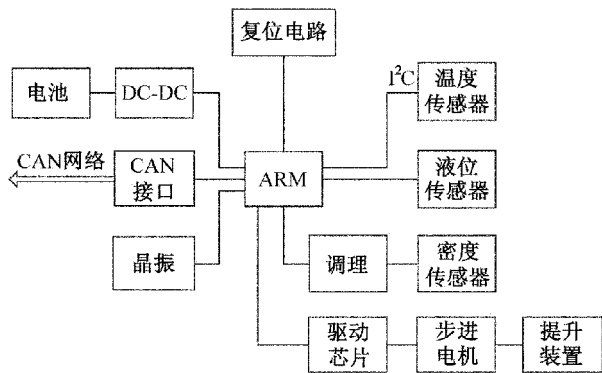


图 2 智能模块原理框图

## 3 可靠性试验

### 3.1 试验内容

在对巡回检测进行可靠性试验前,开展 FMEA 分析工作,通过 FMEA 对试验过程中可能发生的故障进行分析。经 FMEA 分析,最可能出现的故障模式主要有:步进电机不能正常动作、智能模块不能正常采集检测参数、检测到的参数超出精度要求。试验中,将三个智能模块安装在蓄电池上,每间隔 1h 由软件自动控制步进电机提升一次,每间隔 4h 用相应检测工具检测电池状态,并与信息处理机显示的数据进行对比,观察智能模块在电池的充放电循环中,能否连续正常工作,信息处理机能否准确显示电压、密度、温度、液位信号,并控制步进电机正常动作。只要出现以下情况就判定巡回检测失效。

- 1) 步进电机不能正常提升;
- 2) 检测参数不满足精度要求;
- 3) 信息处理机不能显示被测参数。

### 3.2 试验过程及故障分析

巡回检测进行了共计 2 010h 可靠性摸底试验,试验过程中,1#、2#、3# 三个智能模块均出现信息处理机不能显示被测参数故障,经检查,发现 CAN 总线无数据传输,但经手动复位,上述故障现象消失。经分析,引起故障的原因可能存在于两个方面:内因,巡回检测装置自身软硬件问题;外因,外部存在干扰信号。从外因看,由于智能模块的 LPC2119 芯片集成度很高,只需要外部晶振、复位信号、电源即可正常工作,用示波器观察晶振,有稳定规则的正弦波信号;观测复位端信号,该引脚波形干净,未观测到干扰信号,因此判断故障不是外部原因导致;再判断 CPU 是否正常工作,观测 I<sup>2</sup>C 总线的数据线、时钟均无信号。根据原理图,如果 CPU 工作,则该信号线有密集的信号,用示波器观察 CPU 外围运行的模块,仅有正常的脉冲信号,据此判断 CPU 的确停止了工作。因此故障原因可能为:由于 CPU 在长期通电运行过程中,程序指针 PC 发生错误,误将非操作码当作操作码执行,造成程序执行混乱或进入死循环,使智能模块无法正常运行。

## 4 可靠性改进

提高可靠性的方法很多,一般来说,应根据所面临的具体问题,针对引起系统不可靠因素采取不同的处理措施。对于巡回检测可靠性试验中出现的故障,其可靠性改进应尽量从提高自身抗干扰能力及降低自身运行的不稳定性着手。针对该故障,可对其自身采用看门狗电路、软件抗干扰技术、备份技术等以提高巡回检测装置的可靠性,这些措施也往往在高可靠性要求的系统设计中广泛使用。

### 4.1 用看门狗提高可靠性

看门狗(watchdog)技术<sup>[1]</sup>现在使用的非常广泛,技术已较为成熟,支持手段也很多。目前,各处理器生产厂几乎都在生产内置有看门狗定时器的单片机产品,市场上还有许多独立的看门狗定时器芯片可选择。采用监视定时器,一旦程序“跑飞”,系统立即会被监视定时器复位,重新启动系统,从而退出不正常的运行状态,但是这样使用时必须注意系统的可重入性。所谓系统的可重入性可这样定义:当一个微处理器系统在重新复位启动后,系



统对外的执行操作不因重新启动而改变,从而保证整个系统对外操作的连续性和顺序性,也就是系统最终的安全性和可靠性。对一个系统,如果它对外的控制操作只与系统当前的输入状态有关,那么这个系统就几乎具有完全的重入性能;相反,如一个系统对外的输出操作不仅与系统当前的输入有关,而且与系统的历史状态有关,那么如果系统重入时系统的历史状态没有保留或者历史状态被破坏,那么此时系统对外的操作就可能完全是错误的,这样的系统虽然在看门狗定时器的作用下退出了不正常的运行状态,但重入的状态也不正常。因此,对于采用了看门狗电路来提高可靠性的系统,必须严格保证系统的可重入性。对于与历史状态相关的系统,为保证其重入性,可以把其历史状态保存在系统的 RAM 中,即在单片机系统的内存或其扩展的外部存储器中,开辟出专用于保存历史状态的缓冲区。在确保系统不掉电的情况下,这些历史数据在系统重入时可以被重新使用。如果不能保证系统的电源稳定,还必须考虑采用备用电池供电,以保证 RAM 数据的安全稳定;对于时间不是太敏感的系统,还可以采用 E<sup>2</sup>PROM 或 FLASH ROM 来保存历史数据。

根据试验故障情况,对增加看门狗功能的智能模块进行调试,并进行试验验证。为验证不同厂家看门狗芯片的工作情况,选用了两种芯片 MAX706 和 TPS3705,其中 1#智能模块状态不变,将 2#智能模块的复位芯片 MAX708 更换为带看门狗功能的复位芯片 MAX706,将 3#智能模块的复位芯片 MAX708 更换为带看门狗功能的复位芯片 TPS3705,重新校准密度后,巡回检测装置经过 1344h 连续运行,2#、3#智能模块工作正常,这就证明了采用监视定时器技术提高巡回检测装置的可靠性是可行的。

4.2 用软件抗干扰技术提高可靠性

采用监视定时器技术提高巡回检测装置的可靠性虽然可行,但没有彻底解决可靠性问题,也可能由于存在各种干扰及不稳定因素导致巡回检测出现运行故障。针对巡回检测试验表现的故障现象,也可以从软件程序设计方面采取一些措施。例如:为了抑制系统的干扰信号而经常采用的软件滤波技术、软件冗余设计技术、软件锁设计技术、程序陷阱设计

技术等。当巡回检测在干扰信号的作用下发生程序跑飞时,程序指针可能指向两个区域:一种是正好转到程序区的其他地址进行执行操作,一种是转移到程序空间的盲区进行执行操作。

当程序指针转到程序区其他地址进行执行时,可以采用软件锁加以抑制。例如在巡回检测装置软件设计中,可以采用软件锁,程序如下

```
SUB—PRO1: PUSH ACC
            MOVE A, #S—CODE1
            CJNE A, SAFE—CODE, ERR1
            POP ACC
            ...           ;块处理部分
            MOVE SAFE—CODE, #S—CODE2
            SJMP SUB—PRO2
ERR1:
            POP ACC
            ...           ;错误处理部分
```

软件锁的原理为:为保证对外操作的安全,在软件锁设计中,对于每一个相对独立的程序块在其执行以前或执行过程中会对一个预先设定好的密码进行校验,只有当这一密码相符时执行才真正有效,也只有程序是通过正常的转移途径转移过来时,才会由上一级的程序设定正确的密码;否则,会根据校验错误而使程序强制发生转移,错误状态得到处理,并恢复程序的正常运行状态。

为了防止程序跑飞到程序盲区进行执行,可以采用程序陷阱设计技术。一般情况下,对于程序代码空间以外的 ROM 空间的处理是采用空置的方法。固化程序时,这些空置空间被全写为 1 或全写为 0,这样程序跳入这一区域将不可控。为了捕获跳入此区的程序,采用程序陷阱予以实现。在巡回检测装置中,可以在程序空间未被使用的区域放置下面的陷阱程序

```
CAP—PRO: NOP
            NOP
            ...
            NOP
            LJMP START
            ... ;
```

用上面程序段重复覆盖剩余的程序空间,陷阱程序里每一段含有的 NOP 指令的多少对于捕获的



成功率及捕获的时间有影响。NOP 指令放置的越多捕获的成功率就越高,但花费的时间也就越长,程序失控的时间也越长;反之,情况则相反。因为只有程序跳转到 NOP 指令或 LJMP 指令的首个字节时,才能成功捕获;当程序跳到 LJMP 指令的后两个字节时,可能会出现不可预知的执行结果。被捕获的程序如果调到程序的起始处执行时,还必须考虑程序的可重入性。

## 5 可靠性改进其他方法的探讨

### 5.1 采用备份系统提高可靠性

备份系统在许多重要控制系统中已被广泛使用,根据具体的情况分为在线备份系统合后备备份系统。对于在线备份系统,系统中的两个 CPU 均处于工作状态,有可能两个 CPU 处在对等的位置,也可能一个处在主 CPU 的位置,而另一个处在从 CPU 的位置。在对等的情况下,两个 CPU 共同决定系统对外的操作,任何一个 CPU 出错都将引起对外操作的禁止。对于一主一从的情况,往往是主 CPU 负责系统控制逻辑的实现,而从 CPU 负责对主 CPU 的工作状态进行监控。当监控到主 CPU 工作异常时,从 CPU 通过强行复位主 CPU 等操作使主 CPU 恢复正常。同时,为确保从 CPU 工作正常,从 CPU 的工作状态也被主 CPU 监控;当从 CPU 的工作状态不正常时,主 CPU 也可采取措施使从 CPU 恢复正常工作,即实现相互监控的目的。在具体的设计中,主从 CPU 进行信息交换的途径非常灵活多样。例如采用公用的存储器来实现监控信息的交换(如把公

用信息存入双口 RAM),采用握手信号的方法实现监控信息的交换等。

### 5.2 提高可靠性的综合设计方法

在巡回检测的具体设计中,为提高系统稳定性和可靠性,往往要综合采用多种措施来达到满意的效果,这是提高可靠性的必由之路。系统不同,其具体的控制对象运行环境就可能不同,面临的主要干扰问题就会不同,因而采取的措施也就不同;但仅采取某一项措施就希望全面提高系统的可靠性常常是不现实的,而要针对主要问题综合采取多项措施联合提高可靠性。

## 6 结束语

本文详细分析了巡回检测失效的原因,讨论了提高可靠性的措施,这些措施在装置的研制中得到实施。使用经典法<sup>[2]</sup>对巡回检测的综合可靠性评估表明其可靠性指标单边估计的下限值为 2 020h,满足技术规格书可靠性指标要求,并超过了设备单次任务时间 1 440h。采取可靠性改进措施后,巡回检测的可靠性得到了保证。

### 参考文献

- [1] 张毅刚. 单片机原理及应用[M]. 北京: 高等教育出版社, 2004: 386~389.
- [2] 国防科学技术委员会. GJB 1407-1992 可靠性增长试验[Z]. 1992.