

宇航计测技术

编辑委员会

高级顾问

张履谦 黄培康

主 任

冯克明

副主任

杨于杰 杨春涛

编 委

(以姓氏笔划排序)

王 晨 王元钦 叶 东

孙凤明 孙海燕 邢 勇

江 峰 陈大为 陈坤峰

杨照金 苏东林 肖志河

李宗扬 沙定国 张林昌

何 昭 赵 伟 徐建良

谢 东 董胜波 彭雪明

潘立虎

主 编

孙海燕

编 辑

杜晓爽

2012 年 10 月

第 32 卷第 5 期

Vol. 32 No. 5 Oct. ,2012

目 次

毫米波准光开放腔测试系统误差分析	桂勇锋 窦文斌(1)
相控阵雷达主瓣压制干扰分析	陈殿宇(8)
原子钟频率稳定度测试中的噪声处理	李树洲 蔺玉亭 等(13)
原子钟长期特性测量系统的设计与实现	杨 曦 徐月青(17)
导航星座自主导航的守时算法研究	易 航 仲崇霞(22)
数字示波器频带宽度的测量不确定度评定与分析	付永杰(27)
电学量子计量技术的进展与趋势	黄晓钉 蔡建臻(31)
基于粒子群优化的光伏阵列最大功率点跟踪法研究 ...	薛 蕾 赵建辉 等(36)
串联电容法校准高值电容的不确定度分析	吴 康 李亚琨 等(41)
多路数据采集器自动校准系统的设计与实现	许兴明 刘国伟(45)
大口径低温黑体标定装置研制	戴映红 吴剑峰 等(49)
光纤功率计非线性因子测量的优化设计研究	全治科 高业胜(53)
发动机推力线快速测量方法研究	李伟森 李 蕾 等(56)
恒压式气体流量计变容室截面面积测量技术研究.....	赵 澜 冯 焱 等(61)
某型导弹专用测试设备检定系统设计	王卫华 于建华 等(65)
非接触高温测量技术发展现状	张 虎 李世伟 等(68)
基于网络的航天研究院所两级计量管理系统的创建及实施	李 兵(72)
军事计量军民融合发展研究	任 伟(76)

JOURNAL OF ASTRONAUTIC METROLOGY AND MEASUREMENT

Vol. 32

No. 5

Oct. 2012

Total No. 191

CONTENTS

Errors Analysis of Quasi Optical Open Cavity Measurement System at Millimeter Waves	GUI Yong-feng DOU Wen-bin (1)
The Analysis of Mainlobe Suppression Jamming on Phased Array Radar	CHEN Dian-yu (8)
Processing of Noise In Frequency Stability Measurement of Atomic Clocks ...	LI Shu-zhou LIN Yu-ting et al (13)
The Designment and Implementation of Atomic Clock Long-term Characteristic Measure System	YANG Xi XU Yue-qing (17)
Research on Time Keeping Algorithm of the Autonomous Navigating of Navigation Constellation	YI Hang ZHONG Chong-xia (22)
Evaluation and Analysis of Uncertainty of Bandwidth Measurement of Digital Oscilloscopes ...	FU Yong-jie (27)
The Recent Technique Trend and Progress of Quantum Metrology on Electricity	HUANG Xiao-ding CAI Jian-zhen (31)
Maximum Power Point Tracking of Photovoltaic Array based on PSO	XUE Lei ZHAO Jian-hui et al (36)
Uncertainty Analysis of High Capacitance Calibration by Series Capacitor Method	WU Kang LI Ya-lu et al (41)
Designing and Implementation of Automatic Calibration System for Multi-channel Data Collector	XU Xing-ming LIU Guo-wei (45)
Development of a Calibration Device of Low Temperature Blackbody with Large Aperture	DAI Ying-hong WU Jian-feng et al (49)
Optimal Design of the Nonlinearity Factor Measurement about Optical Fiber Power Meter	QUAN Zhi-ke GAO Ye-sheng (53)
Research on a Fast Measurement Method of Engine Thrust Line	LI Wei-sen LI Lei et al (56)
Research on Section Area Measurement Technology of Variable Volume Chamber for Constant-pressure Gas Flow Meter	ZHAO Lan FENG Yan et al (61)
Design of Verification System for a Certain Type Missile Test Equipment	WANG Wei-hua YU Jian-hua et al (65)
The Present Situation on Non-contact High Temperature Measurement Technology	ZHANG Hu LI Shi-wei et al (68)
Established and Practiced of Measurement Management System based on Network	LI Bing (72)
Research on Development of Army-civilian Integration for Military Metrology	REN Wei (76)

毫米波准光开放腔测试系统误差分析

桂勇锋 窦文斌

(东南大学毫米波国家重点实验室, 江苏南京 210096)

摘 要 给出用于毫米波频段精确测量介质片复介电常数的准光开放腔系统的误差分析, 说明了近似理论引起的误差和被测量提取不准引起的误差。推导了相关的公式, 给出了分析的数值结果和测量结果。

关键词 毫米波 准光开放腔 误差分析

Errors Analysis of Quasi Optical Open Cavity Measurement System at Millimeter Waves

GUI Yong-feng DOU Wen-bin

(State Key Lab of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096)

Abstract Errors analysis of quasi optical open cavity, which is used to measure the complex dielectric constant of the dielectric plate accurately, is presented. The errors from the approximating theory and the errors due to the measurement system and measurement process are described. The formulas are deduced, and the simulation results and measurement results are presented.

Key words Millimeter waves Quasi optical open cavity Errors analysis

1 引 言

低损耗介质广泛地用于微波毫米波电路组件、天线罩和准光元件中。在设计电路、天线罩和准光元件时需要准确地知道所用介质的复介电常数。在微波频段已经发展了多种技术来测量介质片, 如闭合腔技术^[1]。但是, 到了毫米波频段, 微波频段的测试方法不再好用。用闭合腔技术测试, 因波长缩短, 腔体尺寸也缩小, 导致腔 Q 值下降, 不利于测量低损耗介质; 被测材料的外形尺寸和精度要求也更高, 介质片与腔壁的间隙要更小, 否则引起的误差将使测试结果误差大。频率越高, 这个问题越严重。与之相反, 准光开放腔技术在毫米波频段具有许多优点, 高 Q 值, 频谱稀, 对被测材料的外形尺寸要求

也低, 非常有利于测量低损耗介质材料。过去几十年, 关于开放腔在毫米波频段测量低损耗介质的工作已有许多文章发表^[2~10]。我们在这方面也做了一些工作^[11~13]。但是, 关于开放腔测试系统的误差鲜见分析, 而这对于计量来说是极其重要的。本文将介绍我们在这方面所做的工作, 以求完善准光开放腔测试技术。

2 测试系统的误差分析

开放腔技术本身是一种高精度测试方法, 但是在测量过程中会有很多主观或客观的误差源影响测试结果的精度, 造成测试系统的系统不确定度和随机不确定度。本节利用测量不确定度的概念和理

论^[14~16]来系统地分析开放腔法测试结果的误差。开放腔法测试结果的误差(即不确定度)主要分两大部分:一、近似理论引起的误差;二、测试过程中相关被测量提取不准引起的误差。针对开放腔理论和我们的测试系统,完整的误差分析如下。

2.1 近似理论引起的误差

将高斯束矢量场展开式保留到二阶项(即二阶理论,文献中也叫矢量场理论),对半球开放腔(即平面镜和球面镜组成的开放腔)和待测介质片结构如图1所示,可得求解介质片介电常数的超越方程为

$$\frac{1}{n} \tan(nkt - \Phi_T) = -\tan(kd - \Phi_D) \quad (1)$$

其中

$$\Phi_T = \tan^{-1}\left(\frac{t}{nz_0}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{t}{nkR_1(t)}\right)$$

$$\Phi_D = \tan^{-1}\left(\frac{d'}{z_0}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{1}{kR_0}\right) -$$

$$\tan^{-1}\left(\frac{t}{nz_0}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{t}{kR_2(t)}\right)$$

$$R_1(t) = t + \frac{n^2 z_0^2}{t}$$

$$R_2(t) = \frac{R_1(t)}{n}$$

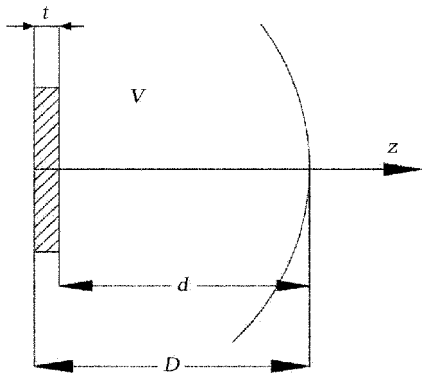


图1 平面介质加载半球腔示意图

在式(1)中让 $n=1$, $t=0$, 可导出无介质加载时空腔的主模谐振频率是式(2)

$$f = \frac{c}{2D} \left[q + 1 + \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left(\frac{D}{R_0 - D} \right)^{\frac{1}{2}} - \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \frac{1}{kR_0} \right] \quad (2)$$

式中: k ——波数; t ——介质片厚度; n ——介质片折射率; R_0 ——球面镜曲率半径。其余参见参考文献。

求解损耗正切的理论公式,经推导(略去高阶小量)可得损耗正切计算公式^[2]

$$\tan\theta = \frac{1}{Q} \frac{2nk(d + t\Delta)}{2nkt\Delta - \Delta \sin^2 nkt - \Phi_T} \quad (3)$$

其中

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_L} - \frac{1}{Q_0} \frac{D(\Delta + 1)}{2(d + t\Delta)} \quad [16]$$

$$\Delta = \frac{n^2}{n^2 \cos^2(nkt - \Phi_T) + \sin^2(nkt - \Phi_T)} \quad (4)$$

式中: k ——加载腔的波数, Q_0 ——空腔的有载 Q 值,属于测量值; Q_L ——加载有耗介质样品后的腔有载 Q 值,也是属于测量值,它们可由对应的谐振曲线得到; $[D(\Delta + 1)]/[2(d + t\Delta)Q_0]$ ——加载无耗的、与待测样品同尺寸同折射率的介质样品后开放腔的 Q 值,属于计算值; Q ——介质样品损耗所对应的 Q 值。

由此得损耗正切测量程序为(假设腔结构参数、介质片厚度与折射率已精确知道):首先,测量空腔谐振频率(以得到 k)和 Q 值;其次,放入介质片后测量谐振频率和 Q 值;最后,将测量值代入式(3),即计算出介质损耗正切。

上面各式的推导见参考文献。

2.1.1 利用高斯束复点源法展开推导腔内场强,展开项所取项数有限引起的误差

利用开放腔二阶理论推导加载腔谐振公式(1)时,基于一个假设前提:腔内波束满足近轴近似条件即 $(kw_0)^{-4} \ll 1$, 这样 $(kw_0)^{-4}$ 及其高阶项可被忽略。我们设计的开放腔束腰半径都大于一个波长,对于 Ka 波段开放腔,有 $(kw_0)^{-4} \approx 3.46 \times 10^{-4}$; 对于 W 波段开放腔,有 $(kw_0)^{-4} \approx 3.46 \times 10^{-5}$ 。 $(kw_0)^{-4} \ll 1$ 的前提条件显然成立。如果腔的设计不满足这个条件,就可能存在理论上近似导致的误差。目前而言,理论公式主要有一阶理论(此时 $(kw_0)^{-2}$ 和它的高阶项被忽略)和二阶理论(此时 $(kw_0)^{-4}$ 和它的高阶项被忽略)两种情形。一阶理论的正确性和精度已得到实验对比的证实^[2,17], 二阶理论采用的近轴近似展开项比一阶理论多一项,故理论上说比一阶理论精度更高^[2]。根据 Teflon 和熔融石英样品在 Ka 波段开放腔 ($R_0 = 142\text{mm}$, $D = 125.680\ 94\text{mm}$) 上的实测数据,我们分别进行一阶理论和二阶理论的相对介电常数反演计算,计算结果见表1。由表1可知:一阶理论与二阶理论反演得到的相对介电常数的差别至多体现在小数点后第三位数字上的较小变化。

显然,二阶理论与有待推导的更高阶理论的反演差别至多体现在相对介电常数小数点后第四位数字上

的差别。本文的计算基于二阶理论,更高阶项引起的误差可以忽略。

表 1 两种介质分别在一阶理论和二阶理论下反演结果的比较

样品名苒	谐振频率 (GHz)	一阶理论反演的 相对介电常数	二阶理论反演的 相对介电常数	两种理论反演的 介电常数偏差
Teflon	32.304 05	2.053 96	2.049 57	0.004 39
	33.496 6	2.051 79	2.049 17	0.002 62
	34.688 17	2.056 85	2.053 71	0.003 14
熔融石英	31.486 1	3.828 77	3.825 45	0.003 32
	32.676 43	3.831 22	3.826 34	0.004 88
	33.859 64	3.831 05	3.827 50	0.003 55

2.1.2 有限口径的衍射损耗所带来的误差

推导开放腔内模式时假设口径尺寸足够大,衍射损耗可忽略。实际系统如果能保证球面镜和平面镜的口径直径大于各自镜面处光斑半径的 5 倍,那么高斯束从腔边缘衍射出去的能量就可以忽略不计。我们设计的 Ka 波段和 W 波段开放腔测试系统都满足这个条件,因而衍射损耗对损耗正切测试精度的影响可以忽略。

综上所述,理论公式的正确性、适用性和准确性是毋庸置疑的;在我们研制的 Ka 波段和 W 波段两套测试系统中,近似理论所引起的误差至多会影响到相对介电常数小数点后第四位数字的确定,故近似理论引起的误差完全可以忽略。

2.2 测试参量提取不准引起的误差

2.2.1 谐振频率提取不准引起的不确定度

开放腔的谐振频率依靠测量仪器(如网络分析仪或频谱分析仪)来测定,频率的测量误差会引起求出的相对介电常数有误差。因此,测试仪器需要定期校正。正确、规范地使用仪器,采用多次测量平均法可减小随机误差源的影响。

关于谐振频率提取不准引起的相对介电常数不确定度定量计算公式如下

$$\frac{\delta n}{n} = \frac{t\Delta + d}{t\Delta \left[1 - \frac{\sin^2(nkt - \Phi_T)}{2nkt} \right]} \frac{\delta \omega}{\omega} \tag{5}$$

其中

$$\frac{\delta \varepsilon}{\varepsilon} = 2 \frac{\delta n}{n}$$

理论和实验结果均表明:谐振频率在 1MHz 范围内的误差引起的相对介电常数的相对不确定度处在 10⁻⁵数量级以下,至多影响到相对介电常数小数点后第三位数字的确定;谐振频率在几 MHz 左右的误差引起的相对介电常数的相对不确定度处在 10⁻⁴数量级以下,至多影响到相对介电常数小数点后第二位数字的确定;谐振频率几十 MHz 左右的误差引起的相对介电常数实部的相对不确定度处在 10⁻³数量级以上,当频率偏差较大时,甚至会影响到相对介电常数小数点后第一位数字的确定。采用矢网,测量频率的随机偏差在 MHz 以下,至多影响到相对介电常数小数点后第三位数字的确定。

2.2.2 腔长确定不精确所引起的不确定度

为精确确定腔长,一般先根据已测空腔谐振频率 f 和初估腔长值,利用式(2)可以唯一地确定模式数 q (因为 q 必为整数);然后将已确定的 q 和空腔谐振频率 f 代入式(2),反解关于腔长 D 的超越方程,便得到腔长的精确值。腔长确定不准主要是由空腔谐振频率测量不准引起的,两者存在如下关系

$$\frac{df}{f} = - \left(1 - \frac{c}{4\pi f \sqrt{D(R-D)}} \right) \frac{dD}{D} \tag{6}$$

最终腔长误差对相对介电常数不确定度的影响可由下式计算

$$\frac{\delta n}{n} \approx \frac{-knD}{\Delta(nkt - \sin^2 nkt)} \frac{\delta D}{D}$$

理论公式和数值计算结果均表明:腔长 0.02mm 的误差会影响到相对介电常数小数点后第二位数字的确定。我们 Ka 波段测试系统在整个波段

内的反演腔长误差不到 $3\mu\text{m}$; W 波段测试系统在整个波段内的反演腔长误差不到 $5\mu\text{m}$, 至多导致相对介电常数小数点后第三位数字发生微小变化。须注意的是, 腔长须在多个频率点反演且结果一致才说明反演结果正确。

2.2.3 样品厚度测量不准所引起的不确定度

就其产生的原因来说, 主要包括样品加工时平面度和平行度不够引起的不确定度, 以及利用螺旋测微器(即千分尺)进行测量时量具本身精度和读数不准引起的不确定度。要尽量保证样品表面具有良好的平面度和光洁度, 否则样品与量具平面之间的空气间隙将会产生测量误差。平面度、平行度不好不仅会影响厚度的测量而且还会影响校正公式的应用精度, 因为理论公式要求样品上下表面均为平面, 然后进行校正来确保理论公式的完全适用。实际样品的平面度、平行度等级虽受加工工艺限制, 但现有的加工水平足以满足要求。

样品厚度误差是最终测试结果不确定度的主要误差源之一, 由式(1)可得下定量式

$$\delta n = \frac{(n^2 - 1) \sin^2(nkt - \Phi_T)}{nkt - \sin(nkt - \Phi_T) \cos(nkt - \Phi_T)} k \delta t \quad (7)$$

显见, 式(6)中分母的第二项值相对于第一项的值很小, 可忽略; 因为一般只要 $2nk \geq \pi$ 成立, 上述分母第二项的值相对于第一项的值就可忽略。这样式(6)便简化成

$$\delta n \approx - \frac{n^2 - 1}{n} \sin^2(nkt - \Phi_T) \frac{\delta t}{t} \quad (8)$$

1) 厚度确定误差的最小影响

由式(7)可以得知如何最大限度地减少厚度确定误差所引起的相对介电常数不确定度。在式(7), 式(8), 当

$$nkt - \Phi_T = m\pi, \text{ 其中 } m \text{ 为整数} \quad (9)$$

即 $nkt - \varphi_T$ 为 π 的整数倍时, 分子为零, 此时由 t 引起的 n 的一阶不确定度项便为 0 即此项误差消失。所以在实验前的样品准备过程中, 根据测试频率和样品相对介电常数初估值选择适当的样品加工厚度使得式(9)接近成立, 即样品厚度取介质半波长的整数倍, 可以显著降低误差; 实际情形当中, 并不确知介质的折射率, 很难保证影响完全不存在, 只能说影响小得可忽略, 基本上此时几丝的确定误差至多会影响相对介电常数小数点后第四位数字的变化。

2) 厚度确定误差的最大影响

当式(8)中 $\sin^2(nkt - \varphi_T)$ 项等于 1 时, n 的计算值相对于 t 不确定度的敏感度最大, 此时

$$\delta n \approx \frac{n^2 - 1}{n} \frac{\delta t}{t} \quad (10)$$

下面以石英材料为例进行数值计算来说明样品的厚度确定误差对相对介电常数提取的最大程度影响, 计算结果见表 2, 其中设石英的相对介电常数初值为 3.82。由式(10)得

$$\frac{\delta \varepsilon}{\varepsilon} \approx -1.4764 \frac{\delta t}{t} \quad (11)$$

由表 2 可知, 在样品厚度远离介质半波长的整数倍时, 样品厚度误差所引起的相对介电常数不确定度是较大的, 此时 1 丝(即 0.01mm)左右的厚度误差已经影响到相对介电常数小数点后第三位甚至第二位数字的确定。在实际中, 通过修正介质片的厚度使其接近介质半波长的整数倍, 可以提高测试精度。

表 2 样品厚度误差对相对介电常数提取的最坏影响

样品厚度 (mm)	厚度不确定度 (mm)	介电常数 不确定度 $\delta \varepsilon$ (绝对值)
0.96	± 0.01	0.015 4
0.96	± 0.02	0.030 8
2.91	± 0.01	0.005 1
2.91	± 0.02	0.010 1
3.94	± 0.01	0.003 7
3.94	± 0.02	0.007 5

2.2.4 球面镜曲率半径确定不准所引起的不确定度

仿上推导可知最终的复介电常数计算结果对曲率半径的敏感度很低。定量地说, 曲率半径 0.5mm 的不确定误差至多影响相对介电常数小数点后第三位数字的微小变化; 曲率半径 0.05mm 的确定误差至多影响相对介电常数小数点后第五位数字的微小变化。现有的加工工艺足以保证曲率半径微米数量级的精度。

若加工不理想或不知曲率半径精确值, 可测量主模邻近几个不同高阶模的谐振频率, 然后计

算出较高精度的曲率半径值。具体操作和计算方法可见文献[5]。我们两套系统的球面镜加工精度和表面光洁度都足够高,这项误差源完全可以忽略。

2.2.5 两面镜倾斜所引起的不确定度

由于测试前我们进行了精密的平行度调节,两套系统的面镜口径面的倾斜度小于2丝,故倾斜度所引起的复介电常数不确定度完全可以忽略。如果这个倾斜度没有调好,则用式(2)反演腔长,在不同的频率反演出的腔长不同,实际上也不能测准介质的介电常数。

2.3 损耗正切的测量不确定度

2.3.1 损耗正切不确定度的主要误差源

由式(3)可知,损耗正切的不确定度主要是由 Q 值测量误差引起, Q 值测量误差所引起的损耗正切不确定度计算公式如下

$$\begin{aligned}\delta \tan \theta &= (\delta \tan \theta)_L + (\delta \tan \theta)_0 \\ &= \left(-\frac{Q}{Q_L} \frac{\delta Q_L}{Q_L} + \frac{Q}{Q_0} \frac{D(\Delta + 1)}{2(d + t\Delta)} \frac{\delta Q_0}{Q_0} \right) \tan \theta\end{aligned}\quad (11)$$

即

$$\frac{\delta \tan \theta}{\tan \theta} = -\frac{Q}{Q_L} \frac{\delta Q_L}{Q_L} + \frac{Q}{Q_0} \frac{D(\Delta + 1)}{2(d + t\Delta)} \frac{\delta Q_0}{Q_0} \quad (12)$$

2.3.2 有载值高低对损耗正切测量精度的影响

以Ka波段开放腔为例,据文献调研可知:国内此波段内空腔有载 Q 值最高可达4万,国外可达8

万左右;我们系统在腔长130mm时有载 Q 值可达4万,实际工作腔长(约126mm)下有3万多。开放腔在用于低损耗介质测量时,能够测准的低损耗正切与空腔有载 Q 值的倒数一般处在同一数量级,故本系统3万多的有载 Q 值完全能实现 5×10^{-4} 以上损耗正切的精确测量,这已由大量测试结果充分证明。事实上,对于本测试系统,只要能保证空腔有载 Q 值在2万以上,那么都能实现损耗正切在 5×10^{-4} 以上的精确测量,其测量的精度主要由谐振频点和3dB频点的测量精度决定。

2.3.3 样品横截面的尺寸对损耗正切测量的影响

样品横截面尺寸太小,不能完全截获高斯束,会引起损耗正切测量不准。我们的测试系统要求被测样品横截面尺寸要大于束腰半径的5倍,此时引起的损耗正切不确定度可以不计。

2.4 测试结果的总不确定

由误差理论^[14~16]可知,测量结果受多种因素影响形成若干不确定度分量,测量结果的不确定度分量合成后所得的即是合成不确定度。若设被测量 Y 是由 N 个直接测量量 $X_i (i=1, 2, \dots, n)$ 通过间接测量测得,且它们之间存在如下函数关系

$$Y = f(X_1, X_2, \dots, X_N) \quad (13)$$

被测量 Y 的估计值为 y ,输入量 X 的值分别为 x ,由上式得

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_N) \quad (14)$$

此时由不确定度传递定理可得合成不确定

$$U_c(y) = \left(\sum_{i=1}^N \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 U^2(x_i) + 2 \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{\partial f}{\partial x_j} U(x_i, x_j) \right)^{\frac{1}{2}} \quad (15)$$

当输入量 X 相互独立即不相关时,式(15)中的协方差项等于0。

由2.1,2.2,2.3的分析可知:相对介电常数的合成不确定度 $\delta \varepsilon_r$ 主要包括由 δD 引起的不确定分量 $(\delta \varepsilon_r)_D$,由 δf 引起的不确定分量 $(\delta \varepsilon_r)_f$ 以及由 δt 引起的不确定分量 $(\delta \varepsilon_r)_t$,其中 δD , δf 和 δt 分别表示精确腔长、腔谐振频率以及样品厚度的确定误差。损耗正切的不确定度 $\delta \tan \theta$ 主要来源于空腔测量 Q 值误差 (δQ_0) 和加载腔测量 Q 值误差 (δQ_L) 。每项不确定度的具体计算公式归纳如下

$$\begin{aligned}\frac{(\delta \varepsilon_r)_D}{\varepsilon_r} &\approx \frac{-2knD}{\Delta(nkt - \sin^2 nkt)} \frac{\delta D}{D} \\ \frac{(\delta \varepsilon_r)_f}{\varepsilon_r} &= \frac{2(t\Delta + d)}{t\Delta \left[1 - \frac{\sin^2(nkt - \Phi_T)}{2nkt} \right]} \frac{\delta \omega}{\omega} \\ (\delta \varepsilon_r)_t &= -\frac{2n(n^2 - 1)\sin^2(nkt - \Phi_T)}{nkt - \sin(nkt - \Phi_T)\cos(nkt - \Phi_T)} k\delta t \\ \delta \varepsilon_r &= \sqrt{(\delta \varepsilon_r)_D^2 + (\delta \varepsilon_r)_f^2 + (\delta \varepsilon_r)_t^2} \\ \frac{\delta \tan \theta}{\tan \theta} &= -\frac{Q}{Q_L} \frac{\delta Q_L}{Q_L} + \frac{Q}{Q_0} \frac{D(\Delta + 1)}{2(d + t\Delta)} \frac{\delta Q_0}{Q_0}\end{aligned}\quad (16)$$

依据以上所阐述的各种影响因素与测量结果之间关系式(16),可以准确评定各不确定分量,现结合具体实例进行合成标准不确定度的计算。以两组熔融石英样品作为标准测试件,在 Ka 波段测量得相关数据后计算测量结果的不确定度,结果见表3。

其中表3中两样品是在不同腔长下被测量, $(\delta \varepsilon_r / \varepsilon_r)_{\max}$ 表示对应不同模式数 q 的三个不同谐振频点 $f_i (i = 1, 2, \cdots, n)$ 下相对介电常数的相对不确定度最大值,即

$$(\delta \varepsilon_r / \varepsilon_r)_{\max} = \max((\delta \varepsilon_r / \varepsilon_r)_{f_i}) \quad (i = 1, 2, \cdots, n)$$

$(\delta \tan \theta / \tan \theta)_{\max}$ 的定义是类似的,即

$$(\delta \tan \theta / \tan \theta)_{\max} = \max((\delta \tan \theta / \tan \theta)_{f_i}) \quad (i = 1, 2, \cdots, n)$$

由表3可知,两熔融石英样品不同模式数下的相对介电常数最大偏差 $(\Delta \varepsilon_r)_{\max}$ 只有0.002,其中, $(\Delta \varepsilon_r)_{\max} = \max[(\varepsilon_r)_{f_i} - (\varepsilon_r)_{f_j}] \mid i, j \in (1, 2, \cdots,$

$n), i \neq j, (\varepsilon_r)_{f_i}$ 是谐振点 $f_i (i = 1, 2, \cdots, n)$ 时的相对介电常数值。测量结果显示出高度一致性。两样品之间的不同模式数下的 $(\delta \varepsilon_r / \varepsilon_r)_{\max}, (\delta \tan \theta / \tan \theta)_{\max}$ 最大值分别只有0.114%和6.87%。复介电常数测量结果与文献[9](开放法测量)、文献[20](DFTS法测量)所给结果吻合很好,它们仅在相对介电常数小数点后第三位数字上有差别。

同理可进行其它材料的测试结果误差分析,分析表明我们两套测试系统复介电常数不确定度主要来源于样品厚度的不均匀性。对于厚度均匀性优于0.01mm的样品,我们两套测试系统的测试结果可精确到相对介电常数小数点后第二位数字,损耗正切的个位数字。具体说,多组厚度均匀性优于0.01mm的熔融石英样品和Teflon样品的相对介电常数和损耗正切不确定度分别小于0.047%和6.87%,这充分说明了我们测试系统结果的可信性和高精度性。

表3 Ka 波段熔融石英的测量结果总不确定度(样品直径:90mm)

样品 名称	厚度 (mm)	不同模式数下的测量结果				$(\delta \varepsilon_r / \varepsilon_r)_{\max}$ 或 $(\delta \tan \theta / \tan \theta)_{\max}$
		$\varepsilon_r \pm \delta \varepsilon_r$	$\tan \theta \pm \delta \tan \theta$	$\varepsilon_r \pm \delta \varepsilon_r$	$\tan \theta \pm \delta \tan \theta$	
熔融石英 (3)	4.971	3.826 ± 0.003	$0.000\ 252 \pm 0.000\ 01$	3.826 ± 0.003	$0.000\ 187 \pm 0.000\ 008$	0.114%
		3.827 ± 0.004	$0.000\ 131 \pm 0.000\ 009$	3.827 ± 0.004	$0.000\ 131 \pm 0.000\ 009$	6.76%
熔融石英 (4)	6.618	3.818 ± 0.004	$0.000\ 25 \pm 0.000\ 01$	3.818 ± 0.003	$0.000\ 32 \pm 0.000\ 08$	0.104%
		3.820 ± 0.001	$0.000\ 37 \pm 0.000\ 01$	3.820 ± 0.001	$0.000\ 37 \pm 0.000\ 01$	4.00%

测试系统在使用时,还须进行检验,一般而言,一个测试系统的检测和评估可由它的静态特性指标和动态特性指标检测和评估来完成^[14,15]。复介电常数提取公式是基于开放腔二阶理论所推导,此确保了动态特性数学描述的精确性。因此,只需检验静态特性的几个重要指标:重复性、准确性、可靠性、稳定性。检验的手段主要包括:(1)不同谐振频点下测量结果比对;(2)标准件测量结果的误差分析;(3)不同球面镜曲率半径下标准件测量结果比对;(4)不同耦合孔下的标准件测量结果比对;(5)与波导法标准件测量结果的比对;(6)与文献测量结果的比对。

限于篇幅,不再展开说明。只须说明,我们研制的开放腔测试系统在检验中显示出良好的重复性、准确性和稳定性等特性。通过两套系统对多组 Tef-

lon,熔融石英,ZnS,MgF₂,MgAl₂O₄以及石英陶瓷等大量样品的多次测量,可得出两套系统的最终测量精度:对于8mm开放腔测试系统,相对介电常数测量精度≤0.17%,损耗角正切测量精度≤20.4%;对于3mm开放腔测试系统,相对介电常数测量精度≤0.43%,损耗角正切测量精度≤22.3%。

3 结束语

本文给出了准光开放腔测试系统的误差分析,推导了有关公式,给出数值分析结果,结合我们研制的Ka波段和W波段的测试系统,给出了实际测量结果。实测结果表明,调试良好的开放腔测试系统具有测量精度高,一致性好,工作稳定的优点。

参考文献

- [1] R. J. Cook, Microwave cavity methods, in High Frequency Dielectric Measurement, J. Chamberlain and G. W. Chantry, Eds. London, England: I. P. C. Science and Technology Press, 1973.
- [2] A. L. Cullen and P. K. Yu. The accurate measurement of permittivity by means of an open resonator, Proc. R. Soc. Lond. A. vol. 325:493 ~ 509, 1971.
- [3] P. K. Yu and A. L. Cullen. Measurement of permittivity by means of an open resonator: I. Theoretical, Proc. R. Soc. Lond. A. vol. 380:49 ~ 71, 1982.
- [4] R. G. Jones, Precise dielectric measurements at 35 GHz using an open microwave resonator. Proc. Inst. Elec. Eng., vol. 123:285 ~ 290, Apr. 1976.
- [5] B. Komiyama, M. Kiyokawa, and T. Matsui. Open resonator for precision dielectric measurements in the 100 GHz band, IEEE. Trans. Microwave Theory Tech., vol. 39:1 792 ~ 1 796, Oct. 1991.
- [6] P. Coquet, T. Matsui, and M. Kiyokawa. Measurements of low loss dielectric materials in the 60 GHz band using a high-Q gaussian beam open resonator. IMTC'94:1265 ~ 1268, May 10 ~ 12, 1994.
- [7] T. M. Hirvonen, P. Vainikainen, A. Lozowski, and A. V. Raisanen. Measurement of dielectrics at 100 GHz with an open resonator connected to a network analyzer. IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 45:780 ~ 786, Aug. 1996.
- [8] M. N. Afsar, Hanyi Ding, and K. Tourshan. A New Open-Resonator Technique at 60 GHz for Permittivity and Loss-Tangent Measurements of Low-Loss Materials. in IEEE MTT-S Digest:1 755 ~ 1 758, 1999.
- [9] M. N. Afsar, and Hanyi Ding. A novel open-resonator system for precise measurement of permittivity and loss-tangent. IEEE. Trans. Instrum. Meas., vol. 50, NO. 2: 402 ~ 405, April, 2001.
- [10] R. J. Jones. Effect of mirror resistivity on loss angle measurements in open resonator. Electron. Lett., vol. 11:545 ~ 547, 1975.
- [11] Y. F. Gui, W. B. Dou, K. Yin, P. G. Su, Open Resonator System for Automatic and Precise Dielectric Measurement at Millimeter Wavelengths, Int J Infrared Milli Waves (2008) 29:782 ~ 791.
- [12] Y. F. Gui, W. B. Dou, K. Yin, Open resonator technique of Non-planar dielectric objects at millimeter wavelengths, Progress in Electromagnetic Research M, Vol. 9, 185 ~ 197, 2009.
- [13] Y. F. Gui, W. B. Dou, P. G. Su, K. Yin, The Improvement of open resonator technique for dielectric measurement at millimeter wavelengths, IET Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 3, Iss. 7, 1 036 ~ 1 043, 2009.
- [14] 沙定国, 刘智敏. 测量不确定度表示方法 [M]. 北京:中国科学技术出版社, 1994.
- [15] 钱绍圣. 测量不确定度实验数据的处理与表示 [M]. 北京:清华大学出版社, 2002. 37 ~ 51.
- [16] 施昌彦. 测量不确定度评定与表示指南 [M]. 北京:中国计量出版社, 2000.
- [17] R. J. Cook, R. G. Jones, C. B. Rosenberg, Comparison of cavity and open-resonator measurements of permittivity and loss angle at 35 GHz [J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 1974, 23:438 ~ 442.
- [18] Anton F. P. Van Putten 著, 张伦译. 电子测量系统—理论与实践 [M]. 北京:中国计量出版社, 2000.
- [19] 董树义, 近代微波测试技术 [M]. 北京:电子工业出版社, 1995.
- [20] M. N. Afsar, Millimeterwave dielectric measurement of materials [J]. Proc. IEEE, Jan. 1985, 73(1):131 ~ 153.

相控阵雷达主瓣压制干扰分析

陈殿宇

(北京无线电测量研究所,北京 100039)

摘 要 首先对压制干扰的主要样式噪声调频干扰的数学特征进行了分析,然后从对窄带自卫距离、宽带成像两个方面分析了噪声调频干扰对相控阵雷达的影响,找出相控阵雷达抗噪声调频干扰的薄弱环节,最后根据已有文献,对其抗干扰方法进行仿真,验证其抗干扰性能。

关键词 噪声调频干扰 抗干扰 相控阵雷达

The Analysis of Mainlobe Suppression Jamming on Phased Array Radar

CHEN Dian-yu

(Beijing Institute of Radio Measurement, Beijing 100039)

Abstract In this paper, firstly, the mathematical character of Noise FM jamming is discussed which is the main form of suppression jamming. Secondly, the influences of Noise FM jamming on phased array radar are presented in terms of narrow-band self-defence distance, wide-band imaging to find weakness of anti-jamming for radar. At last, according to present document, the method of anti-jamming for phased array radar is simulated to test its performances.

Key words Noise FM jamming Anti-jamming Phased array radar

1 引 言

雷达电子对抗与反对抗,即雷达干扰与抗干扰,在电子战中占据着重要的地位。作为遮盖性干扰的典型代表,噪声调频干扰实现起来较为简单,并且其干扰效果只与有用信号的积累能量与噪声功率密度之比有关,而与信号的调制形式无关,因此无需较多的雷达先验信息。噪声调频压制性干扰作为主要的遮盖性干扰形式,正日益得到广泛应用。

本文旨在通过对相控阵雷达抗主瓣噪声调频干扰性能的分析,找出其抗主瓣噪声干扰的薄弱环节,并根据已有文献,对其抗干扰方法进行仿真验证,为

后续相控阵雷达的抗干扰设计提供参考和思路。

2 噪声调频干扰分析

遮盖性干扰作为防空导弹武器系统面临的主要有源干扰样式,从降低雷达检测性能的角度出发,干扰雷达的正常工作,其研究起步较早,研究成果也较为突出,在电子战中的应用也较为成熟。最佳的遮盖性干扰波形应为随机性最强的干扰波形,即信号熵最大的信号。从理论上讲,高斯白噪声具有最大熵值,是最佳干扰信号。考虑到工程需要,迄今为止实际干扰信号是利用高斯白噪声对高频载波进行调

制得到的。根据调制方式的不同,又可分为噪声调幅干扰、噪声调频干扰和噪声调相干扰。其中,噪声调频干扰既可用于窄带干扰,又可用于宽带干扰,在遮盖式干扰机中有着十分广泛的应用^[2],因此本文以噪声调频干扰为对象进行研究。

一般来讲,当干扰信号从雷达主瓣进入时,认为是主瓣干扰;当干扰从雷达旁瓣进入时,认为是旁瓣干扰。对于旁瓣干扰,旁瓣对消与旁瓣消隐技术应用已经较为成熟,因此这里我们只考虑主瓣干扰的情况。

2.1 噪声调频干扰数学特点^[2]

广义平稳随机过程

$$J(t) = U_j \cos[\omega_j t + 2\pi K_{FM} \int_0^t u(t') dt' + \varphi] \quad (1)$$

称为噪声调频干扰。式中:调制噪声 $u(t)$ ——零均值、广义平稳随机过程; φ 为 $[0, 2\pi]$ 上的均匀分布,且与 $u(t)$ 独立; U_j ——噪声调频信号的幅度; ω_j ——噪声调频信号的中心频率; K_{FM} ——调频斜率。从上式我们可以得知,噪声调频干扰的频率为

$$\omega = \omega_j + 2\pi K_{FM} u(t) \quad (2)$$

也就是说,噪声调频干扰的频率与调制噪声成正比,调制噪声幅度越大,噪声调频干扰频率越高,反之则低,如图1所示。

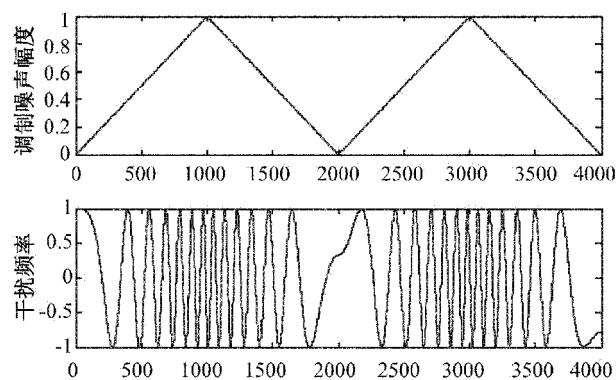


图1 噪声调频干扰频率与调制噪声幅度关系图

2.2 噪声调频干扰功率谱分析^[2]

一般情况下,我们假设调制噪声 $u(t)$ 为高斯白噪声,均值为0,方差为 σ ,且具有带限均匀谱 $G_n(f)$

$$G_n(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_n^2}{\Delta F_n} & 0 \leq f \leq \Delta F_n \\ 0 & \text{其它} f \end{cases} \quad (3)$$

令 $m_{fe} = K_{FM} \sigma_n / \Delta F_n = f_{de} / \Delta F_n$ 为有效调频指数,经公式推导可得到噪声调频干扰的功率谱密度。

●当 $m_{fe} \gg 1$ 时,

$$G_j(f) = \frac{U_j^2}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi} f_{de}} e^{-\frac{(f-f_j)^2}{2f_{de}^2}} \quad (4)$$

●当 $m_{fe} \ll 1$ 时,

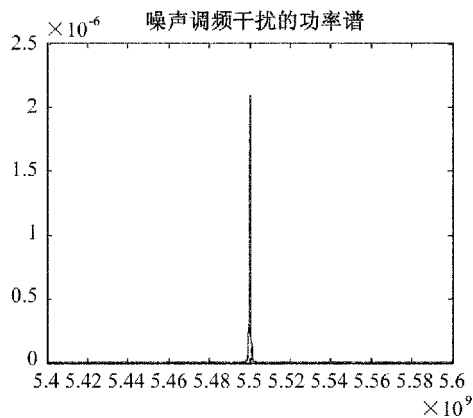
$$G_j(f) = \frac{U_j^2}{2} \cdot \frac{\frac{f_{de}^2}{2\Delta F_n}}{\left(\frac{\pi f_{de}^2}{2\Delta F_n}\right)^2 + (f-f_j)^2} \quad (5)$$

经公式推导,我们可以知道噪声调频干扰的半功率带宽为

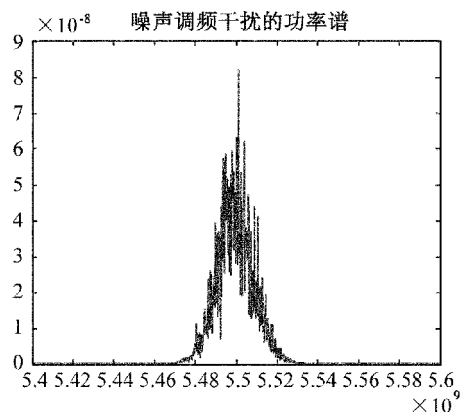
$$\Delta f_j = 2\sqrt{2\ln 2} f_{de} = 2\sqrt{2\ln 2} K_{FM} \sigma_n \quad (6)$$

图2至图4为噪声调频干扰的功率谱密度仿真结果。仿真采用参数如下:载频为5.5GHz、调频斜率为 K_{FM} 、调制噪声谱宽为 ΔF_n ,方差为 σ_n 。

●当 $\Delta F_n = 20\text{M}$, $K_{FM} = 10\text{M}$ 时



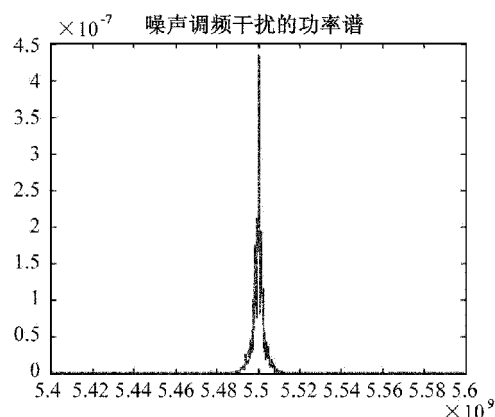
(a) $\sigma_n = 0.1\text{V}$, $m_{fe} = 0.05$



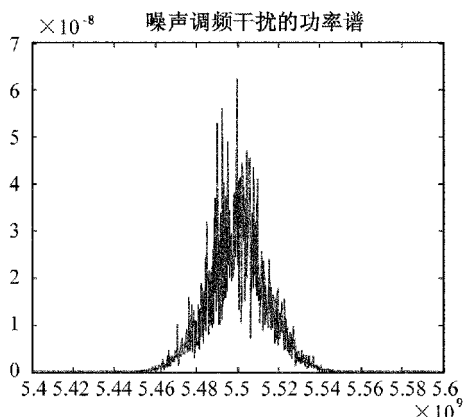
(b) $\sigma_n = 10\text{V}$, $m_{fe} = 5$

图2 $\Delta F_n = 20\text{M}$, $K_{FM} = 10\text{M}$ 时噪声调频干扰功率谱图

●当 $\Delta F_n = 20\text{M}$, $\sigma_n = 1\text{V}$ 时



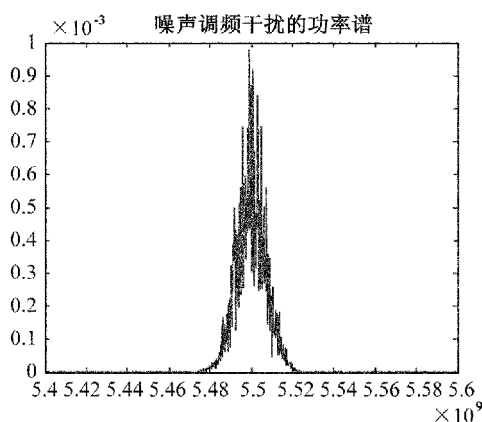
(a) $K_{\text{FM}} = 10\text{M}$, $m_{fe} = 0.5$



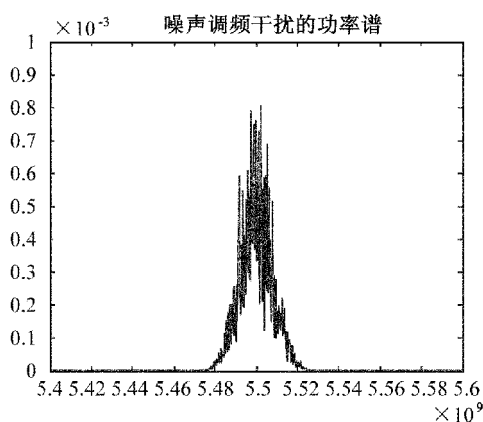
(b) $K_{\text{FM}} = 50\text{M}$, $m_{fe} = 2.5$

图3 $\Delta F_n = 20\text{M}$, $\sigma_n = 1\text{V}$ 时噪声调频干扰功率谱图

●当 $K_{\text{FM}} = 50\text{M}$, $\sigma_n = 1\text{V}$ 时



(a) $\Delta K_n = 1\text{M}$, $m_{fe} = 10$



(b) $K_n = 5\text{M}$, $m_{fe} = 2.5$

图4 $K_{\text{FM}} = 50\text{M}$, $\sigma_n = 1\text{V}$ 时噪声调频干扰功率谱图

从以上仿真图中,我们可以看出噪声调频干扰的干扰带宽与调制噪声的带宽 ΔF_n 无关,只取决于调制噪声的功率 σ_n^2 和调频斜率 K_{FM} ,并且干扰带宽与调制噪声的功率 σ_n^2 和调频斜率 K_{FM} 成正比,因此,选取适当的 σ_n^2 和 K_{FM} ,就可以产生各种宽、窄带噪声干扰,其产生十分方便。

3 噪声调频干扰对相控阵雷达影响

3.1 对雷达窄带自卫距离影响

当雷达的干信比等于雷达在干扰中的可见度时,雷达能以一定的检测概率发现目标,此时雷达与干扰之间的距离我们称之为自卫距离,雷达的自卫距离由式(7)可得

$$R = \sqrt{\frac{DP_t G_t \sigma}{4\pi P_j G_j} \cdot \frac{B_j}{B} \cdot \frac{L_j}{L}} \quad (7)$$

式中: D ——雷达脉压改善因子; P_t ——雷达功率; G_t ——雷达天线增益; P_j ——干扰功率; G_j ——干扰天线增益; σ ——雷达散射截面积; B ——雷达接收机带宽; B_j ——干扰带宽; L ——雷达系统损耗; L_j ——干扰机损耗。

仿真参数

以自卫干扰下的典型干扰机 AN/ALQ-165 为例,主要参数包括

工作频率:(0.7~18)GHz;

峰值功率:(1~2)kW;

平均功率:(200~400)W,取200W;

最大天线增益: $G_j = 10\text{dB}$,取5dB;

干扰极化:随机极化,取极化损耗3dB;

干扰样式:主瓣噪声调频干扰;
阻塞干扰带宽>500MHz,取 600MHz。

雷达发射功率 200kW,天线增益 40dB,发射信号时宽 256μs,带宽 10MHz,目标 RCS 为 1m²,发现最远跟踪距离所需信干比 15.3dB。雷达自卫距离随干扰功率、带宽、增益变化曲线如图 5 至图 8 所示。

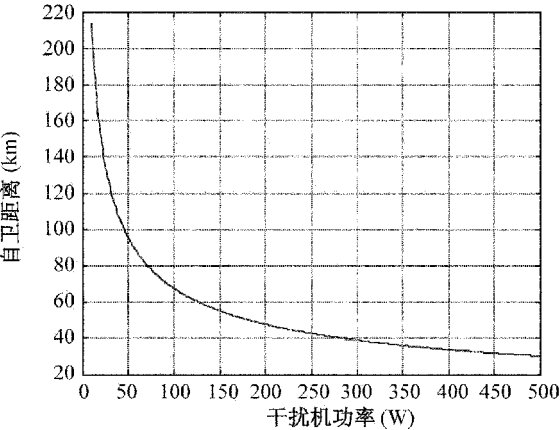


图 5 干扰机带宽 600MHz,干扰天线增益 5dB 时
自卫距离与干扰功率的关系图

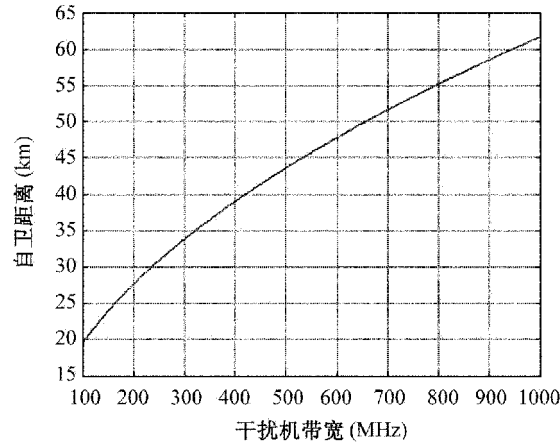


图 6 干扰机功率 200W,干扰天线增益 5dB 时
自卫距离与干扰带宽的关系图

利用上述参数,我们可以计算出雷达的自卫距离只有 47km,因此,主瓣遮盖式干扰对降低雷达窄带自卫距离作用明显,必须采取有效措施,抑制此类干扰。

3.2 对雷达宽带成像影响

对于采用去斜方法成像的雷达,虽然宽带干扰能够进入接收机前端,但去斜处理时接收机有效带宽仍为窄带,因此宽带压制干扰对采用去斜处理方法成像的雷达影响类似于对窄带跟踪的影响,这里

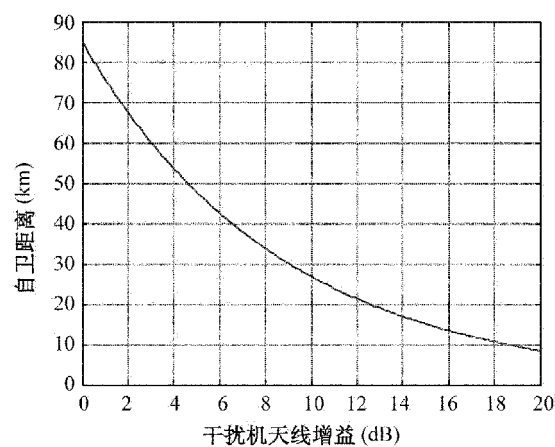


图 7 干扰机功率 200W,干扰带宽 600MHz 时
自卫距离与干扰增益的关系图

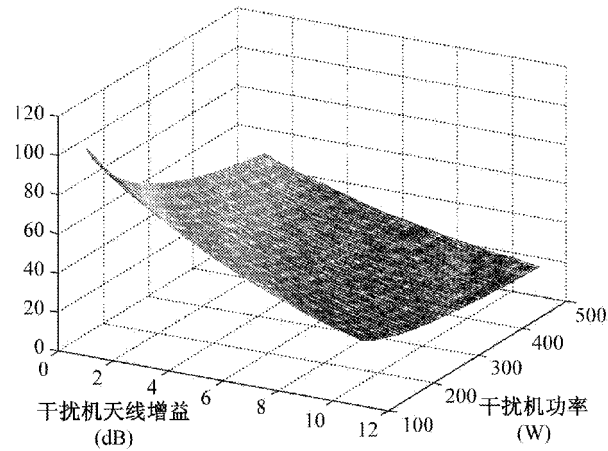
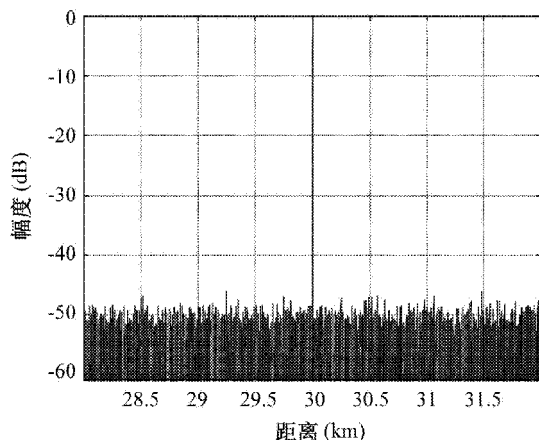
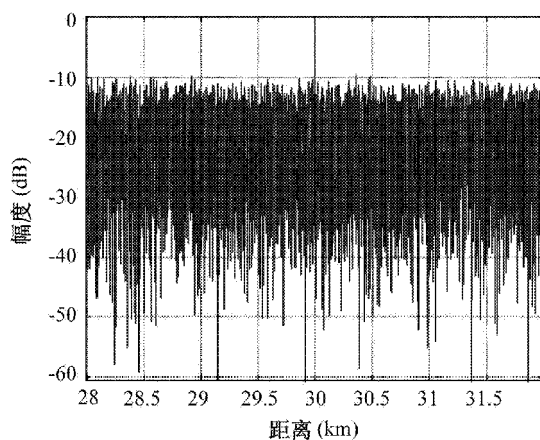


图 8 干扰增益 5dB 时自卫距离与干扰功率和
干扰增益关系图

不再分析。
对于采用宽带直采的方法成像的雷达来说,其带宽对于宽带干扰是完全放开的,因此雷达宽带成像性能受影响会较大,下面对此作一分析。
仿真参数同上。由此得到雷达在 30km 处干扰前后一维距离像如图 9 所示。
可以看出,在宽带成像时,由于雷达接收机带宽较宽,因此大部分干扰信号能量进入雷达,如果雷达不采取抗干扰措施,在 30km 处成像信噪比只有 10dB,宽带主瓣噪声调频干扰对相控阵雷达宽带性能影响十分明显。
结论:主瓣噪声调频干扰对雷达窄带影响明显,可显著降低雷达自卫距离,对雷达宽带直采成像影响明显。



(a) 干扰前



(b) 干扰后

图9 30km 处干扰前后一线像图

4 相控阵雷达抗噪声调频干扰

对于主瓣压制干扰,雷达一般采取功率对抗的措施,如加大雷达的发射功率,提高天线增益等,但是代价较大。一般而言,压制性干扰为了达到较好的压制效果,其信号幅度较雷达回波信号要强得多,因此可以采取对消法^[1],在雷达接收机不饱和的情况下,通过估计回波信号中噪声调频干扰信号的幅度和相位,从而消去干扰,达到抗干扰目的。图10是30km处干扰对消后雷达一维距离像。其余参数同上。

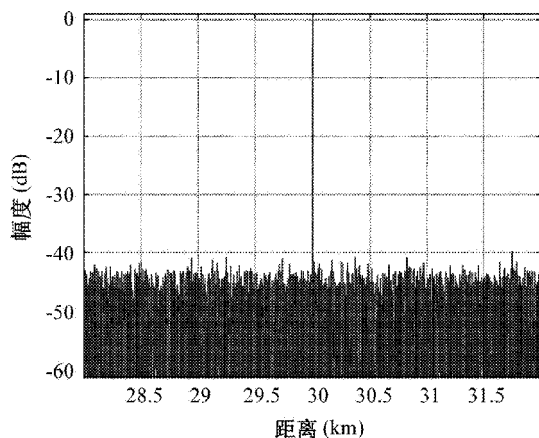


图10 30km 处干扰对消后一维像图

我们可以看出,在雷达接收机不饱和的情况下,干扰对消的效果还是很好的。但是,一般情况下,压制性干扰的干扰强度很有可能导致雷达接收机饱和,在这种情况下,如果利用对消法进行抗干扰,会造成对干扰相位的估计严重失真,对消后不但不能达到抗

干扰的目的,甚至会由于引入了新的干扰进一步恶化成像质量。仿真结果如图11和图12所示。

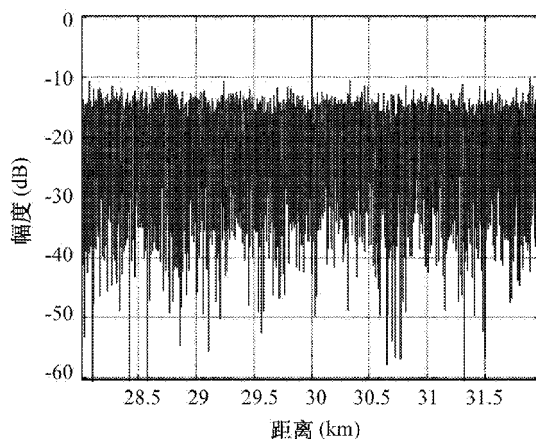
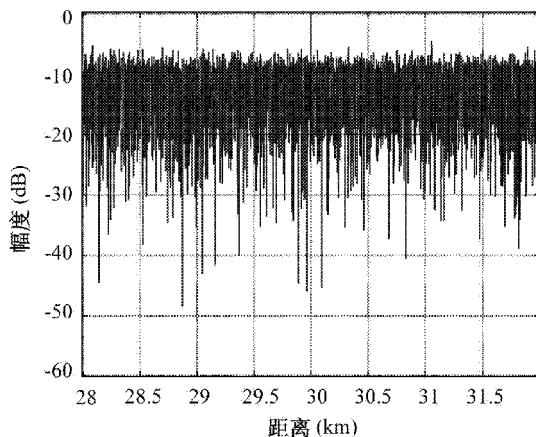


图11 接收机饱和,干扰抑制前雷达一维距离像图

图12 接收机饱和,干扰对消抑制后
雷达一维距离像图

(下转第16页)

原子钟频率稳定度测试中的噪声处理

李树洲 蔺玉亭 邹本杰

(北京环球信息应用开发中心,北京 100094)

摘 要 原子钟的测量噪声会被引入到频率稳定度评估过程,尤其是对中短期频率稳定度的影响更大。重叠 Allan 方差可以克服调频闪变噪声和调频随机游走噪声随时间变化出现的非平稳问题,但由于受到测量噪声的影响,评估结果仍会出现误差。为此,本文通过对原子钟的数学模型和噪声特性进行分析,提出了原子钟频率稳定度评估的加窗平滑噪声处理方法,通过对时差观测序列合理的加窗设计和平滑处理,抑制测量噪声对评估结果的影响。实验结果表明,利用铷钟观测序列的 100 点平滑可以有效地提高短期频率稳定度结果(100 ~ 1 000) s 的可信度。

关键词 原子钟 频率稳定度 重叠 Allan 方差 加窗平滑

Processing of Noise In Frequency Stability Measurement of Atomic Clocks

LI Shu-zhou LIN Yu-ting ZOU Ben-jie

(Beijing Global Information Center of Application and Exploration, Beijing 100094)

Abstract Measurement noise of atomic clocks influences the evaluation of frequency stability, especially for the short term and medium term frequency stability. Overlapping Allan variance can overcome in-stability due to FFM and RWFM noise variety along with time, but the result is influenced by measure noise. The method of evaluating frequency stability for atomic clocks is given basing on mathematic model and noise characteristic of atomic clocks. A processing method using smoothing window is presented. The noise of time difference sequence is restrained through adding window and smoothing. A experiment is executed with time difference sequence of rubidium clock, and the result shows that the reliability of short term stability(100 ~ 1 000) s can be improved by 100 points smoothing method.

Key words Atomic clocks Frequency stability Overlapping Allan variance Smooth in window

1 引 言

原子钟作为重要的时间频率设备,在通信、电力、金融等许多领域有着广泛的应用。同时原子钟作为精密设备,容易受到外界温度、湿度、磁场等影响而产生误差,原子钟自身也存在着频率漂移,为了

准确掌握原子钟的性能状态,必须定期对原子钟进行测试评估。测试的精度与测试仪器、测试环境密切相关,不可避免地会引入测量噪声,而这些噪声将会对原子钟频率稳定度的测试结果带来影响。本文将对测量噪声的影响进行分析,并给出测量噪声的处理方法。

2 原子钟的时差特性

2.1 原子钟的数学模型

定义原子钟 t 时刻的时差值为 $x(t)$, 则原子钟的时差模型可表示如下式 (Allan, 1987) [1]

$$x(t) = a_0 + a_1 \cdot t + \frac{1}{2}a_2 \cdot t^2 + \xi(t) \quad (1)$$

式中: a_0 ——时刻偏差; a_1 ——频率偏差; a_2 ——频率漂移; $\xi(t)$ ——噪声项。

公式(1)称为原子钟时差的多项式模型, 是通用的原子钟时差数据的描述方法。时刻偏差也称时差, 一般是指被测钟与参考钟所表示的时间差值。频率偏差定义为在零不确定度条件下, 原子钟观测频率与参考频率的差值即为频率偏差。频率漂移是指原子钟在连续运行过程中, 由于受到内部元器件的老化以及环境变化的影响, 频率值将随时间单调增加或减少, 频率源相对标准频率这种随时间单调变化的线性率称为频率漂移率。噪声项 $\xi(t)$ 是扣除原子钟的系统性变化 (即多项式模型) 外的各类噪声的综合, 其具体包含项将在下节给出。

2.2 原子钟的噪声特性

对原子钟的噪声, 一般用五种独立的随机过程加以描述, 即把总噪声看成五种不同噪声的线性叠加 [2,3]

$$\xi(t) = z_{-2}(t) + z_{-1}(t) + z_0(t) + z_1(t) + z_2(t) \quad (2)$$

式中: $z_\alpha(t)$ ($\alpha = -2, -1, 0, 1, 2$) 代表五种独立的噪声过程: 调频随机游走噪声 (Random Walk FM, RWFM)、调频闪变噪声 (Flicker FM, FFM)、调频白噪声 (White FM, WFM)、调相闪变噪声 (Flicker PM, FPM)、调相白色噪声 (White PM, WPM)。

原子钟的频率稳定度特征反映的就是这些噪声项在时域内的变化规律。频率稳定度是原子钟在特定的时间间隔下重复产生相同频率的能力, 体现了原子钟频率相对于标称频率的波动程度。对调相白噪声、调相闪变噪声和调频白色噪声的序列的分析表明, 这些噪声均为平稳遍历序列, 而调频闪变噪声和调频随机游走噪声的自相关函数与时间有关, 不满足平稳性条件。所以, 用标准差表征的频率稳定度结果将随采样数增加而发散, 不能表征这两类噪声的特性。

3 原子钟的频率稳定度评估

为了克服调频闪变噪声和调频随机游走噪声随时间变化出现的非平稳问题, 美国标准技术研究院的 D. W. Allan 博士提出了采用双采样方差 (即 Allan 方差) 对原子钟的频率稳定度进行评估的方法。Allan 方差的计算公式如下所示 [4,5]

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2(N-2)\tau^2} \sum_{i=1}^{N-2} (x_{i+2} - 2x_{i+1} + x_i)^2 \quad (3)$$

式中: x_i ——时差序列; N ——时差采样数; τ ——采样间隔, Allan 方差通常以平方根的形式表示: $ADEV$ 或 $\sigma_y(\tau)$ 。为了提高统计结果的置信度, 充分利用重叠采样观测量, 有专家提出用重叠 Allan 方差计算频率稳定度。对于时差序列 x_i , 时差数据个数为 N , 且 $N = M + 1$, 则时差序列的重叠 Allan 方差为

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

式中: m 满足: $1 \leq m \leq \text{int}(M/2)$ 。重叠 Allan 方差通过形成所有可能的时差组合, 最大限度地增加了统计量个数, 改进了结果的置信度 (本文中所给出的频率稳定度计算结果, 均为采用重叠 Allan 方差方法计算)。

4 测量噪声对频率稳定度的影响分析

设时差测量的观测量为 X , 有 [6]

$$X \equiv X^S - X^{\text{ref}} + \xi^1 \quad (5)$$

式中: X^S 和 X^{ref} ——分别表示原子钟时间和参考时间; ξ^1 ——测量误差。由公式(1)和(5)可得

$$\begin{aligned} X &\equiv X^S - X^{\text{ref}} + \xi^1 \\ &= a_0^S + a_1^S \cdot t + \frac{1}{2}a_2^S \cdot t^2 + \xi^S - \\ &\quad \left(a_0^{\text{ref}} + a_1^{\text{ref}} \cdot t + \frac{1}{2}a_2^{\text{ref}} \cdot t^2 + \xi^{\text{ref}} \right) + \xi^1 \end{aligned} \quad (6)$$

式中: a_0^S, a_1^S, a_2^S 和 ξ^S ——分别代表原子钟的时刻偏差、频率偏差、频率漂移率和原子钟噪声项; $a_0^{\text{ref}}, a_1^{\text{ref}}, a_2^{\text{ref}}$ 和 ξ^{ref} ——分别代表参考时间的时刻偏差、频率偏差、频率漂移率和噪声项。

对测量误差项 ξ^1 , 在观测序列中呈现白噪声分布特征, 对于频率准确度、频率漂移率的求解过程影响较小, 其主要影响体现为对频率稳定度的影响。

测量噪声所引入的频率稳定度随时间间隔变化而呈线性变化规律,这一点与原子钟本底噪声规律明显不同。在较小的计算间隔下,本底噪声将淹没在观测噪声之中,导致短期频率稳定度评估结果出现较大偏差,只有随着计算时间间隔的增加,测量噪声的影响才可以逐步降低。

为了降低测量噪声对于频率稳定度的影响,本文引入了数据加窗平滑的方法进行平滑降噪。该方法的实现分为两步。

第一步,设定滑动窗,对时差序列做窗口划分。假设有 N 组等间隔采样时差观测数据组成的观测序列 $\{x_i, i = 1, 2, \dots, N\}$, 数据采样间隔为 τ 。对该序列进行平滑窗划分,划分为 M (M 为正整数) 个子窗,子窗的窗口长度为 L ($L = K \cdot \tau$, K 为平滑因子), M 和 K 的选定按照以下原则

1) K 的取值越大,越能够提升平滑效果。 K 对原始观测序列的噪声平滑效果满足 $1/\sqrt{K}$ 关系;

2) M 的取值应保证充分的独立观测量。平滑后的序列能够保证足够观测量完成频率稳定度的计算。因此, M 须满足 $M \geq 15$ 。

第二步,在每个子窗内对时差数据进行平滑降噪,生成新的序列。对每个子窗内的所有观测数据进行算术平均。子序列 $\{x'_i\}$ 与原序列之间的关系为

$$x'_i = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L x_i \quad (7)$$

通过加窗平滑的方法,可以对观测数据中的测量噪声进行平滑,进而降低由测量噪声引起的频率不稳定因素。

5 计算分析

为了验证平滑窗方法的有效性,利用实验室实测数据进行了算例分析。选择的被测钟为 XHTF1003H 型铷钟,参考钟为 SOHM-4 主动型氢原子钟,测试环境温度为 23°C ,湿度为 45%。测试时差数据的长度为 40 814s,数据采样间隔为 1s。下图为原始时差数据曲线以及时差的一阶、二阶残差结果曲线。

对时差数据(尤其是残差数据)的细部分析发现,数据中存在明显的测量噪声,这是由于观测仪器所引起。根据第四节中给出的数据平滑因子 K 的选取原则, K 取决于用户所关注的稳定度结果,本文希望获得铷钟最短为 100s 稳定度的评估结果,因此

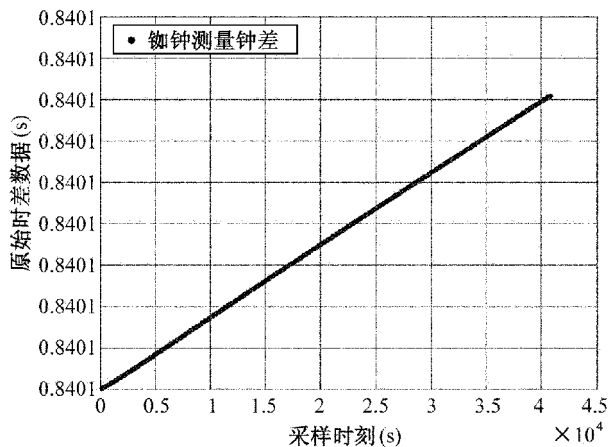


图1 原始时差曲线图

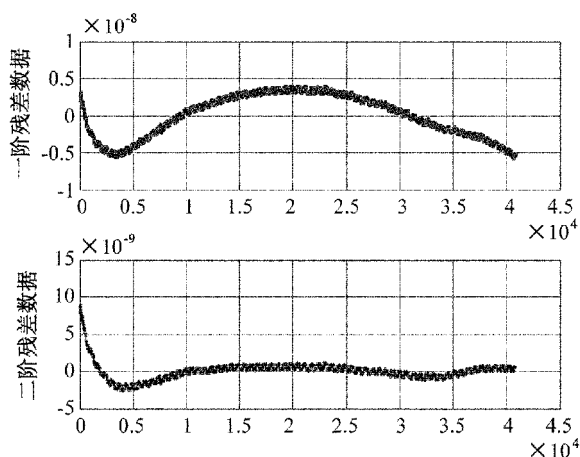


图2 一阶和二阶残差数据曲线图

$K=100$ 。为了对铷钟频率稳定度的结果进行分析,分别利用原始观测数据和 100 点平滑数据进行频率稳定度计算,计算结果如图 3 所示。

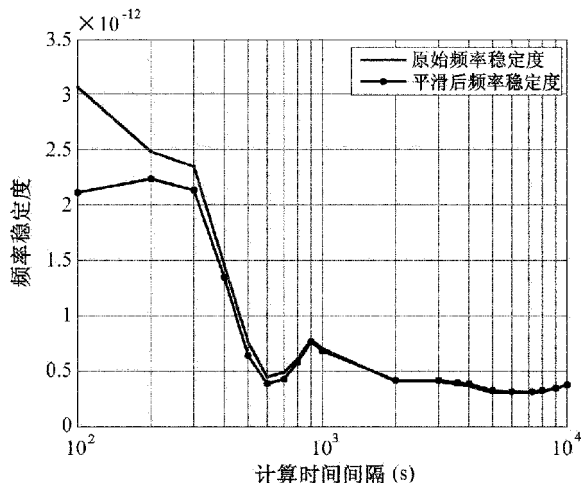


图3 时差的频率稳定度计算结果图

从图中选取典型时间间隔[100s,300s,600s,1 000s,3 600s]下,原始观测数据和 100 点平滑数据的频率稳定度计算结果见表 1 所示。

表 1 不同采样条件下的频率稳定度结果

频率稳定度 时间间隔(秒)	原始观测数据	100 点平滑数据
100	3.06e-12	2.12e-12
300	2.35e-12	2.13e-12
600	4.48e-13	3.82e-13
1000	7.02e-13	6.82e-13
3600	3.77e-13	3.96e-13

通过铷钟的原始时差曲线以及残差曲线可以看出其中存在周期性的锯齿状变化,这一变化是由测量设备的观测误差引起。通过对原始观测数据和 100 点平滑数据的频率稳定度计算可以看出,100 点平滑可以有效地提高短期内(100~1 000)s 的频率稳定度结果,最多可以提升频率稳定度达 1e-12。而在较长的计算间隔下(大于 1 000s),测量噪声影响随着计算间隔增长而迅速降低,因此中长期频率稳定度的计算结果中,100 点平滑的结果改进并不明显。

(上接第 12 页)

可以看出,在雷达接收机饱和并采用对消法抗干扰后,雷达成像的信噪比甚至低于干扰对消抑制前。

5 结束语

根据上述分析发现,由雷达主瓣进入的压制性干扰对雷达窄带跟踪与宽带成像影响很大,必须采取有效措施抑制此类干扰。文献[1]通过研究压制干扰的数学特性,对其幅度和相位进行估计,从而将干扰从雷达回波中消去,达到抗干扰目的,这一方法

6 结束语

针对原子钟测试中存在测量噪声对频率稳定度结果造成影响的问题,本文提出了利用平滑窗进行噪声抑制的方法,通过设定观测序列上的数据平滑窗,得到新的低噪声时差序列,进而完成频率稳定度测试评估。试验结果表明,该方法可以有效地改进铷原子钟的短期频率稳定度计算结果,在下一步,将研究该算法对于氢钟和铯钟等钟型的适用性问题。

参考文献

[1] D W Allan. The statistics of atomic frequency standards [J]. Proc IEEE, Feb 1966, 54(2): 221~230.

[2] W J Riley. Handbook of frequency stability analysis [M]. Hamilton Technical Services, 2007: 8-11.

[3] 黄秉英. 计量测试技术手册(时间频率卷) [M]. 北京: 中国计量出版社, 1996: 11~17.

[4] 张达, 罗伊萍等. 不连续的观测数据对计算的原子钟稳定度影响研究 [J]. 宇航计测技术, 2011, 23(5): 20~23.

[5] 李孝辉, 杨旭海. 时间频率信号的精密测量 [M]. 北京: 科学出版社, 2010: 22~25.

[6] 漆贯荣. 时间科学基础 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2006: 113~120.

在接收机不饱和的情况下经仿真证明是有效的,但当雷达接收机饱和时,由于对干扰相位估计的失真,不但不能起到抗干扰作用,甚至还会进一步恶化成像质量,因此,仍需对抗主瓣压制干扰方法进一步研究。

参考文献

[1] 廖胜男. 雷达有源干扰抑制算法研究 [M]. 电子科技大学, 2010.

[2] 雷达电子战原理. 国防工业出版社.

原子钟长期特性测量系统的设计与实现

杨 曦 徐月青

(北京无线电计量测试研究所,北京 100039)

摘 要 通过对各种时频测量硬件的搭建,建立一套多台被测原子钟同时与本地频率标准钟比对的测量系统。该系统以数据库服务做为最底层的数据支持,能够实时的监控测量数据,显示当前被测原子钟的频率准确度,并能够在获得了足够的数据之后,计算和显示被测原子钟的日稳和漂移数据和曲线,方便时频计量人员操作,提高了送检原子钟的计量检定效率。

关键词 时间频率 原子钟 测量系统

The Designment and Implementation of Atomic Clock Long-term Characteristic Measure System

YANG Xi XU Yue-qing

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

Abstract By setting up kinds of time and frequency measurement hardware, we establish a measurement system which can implement many atomic clock compare with local frequency standard at the sametime. This system which is suport with data-base servic in the bottom can survey the measurement data in the real time, show the frequency accuracy of the current measured atomic clock, and after get more appropriate data, it can also calculate and show the result and curve of the day stability and the drift of time. This system can be convenient for the operation of measurement person and improve the efficiency of the measurement on the measured atomic clock.

Key words Time and frequency Atomic clock Measurement system

1 引 言

当今信息时代,科学技术高速发展,精密时间频率的测量无论在日常生产,还是科学技术研究、武器装备系统和卫星导航系统都是必不可少的。高精度武器装备系统和高精度的时间频率测量依托高精度的时间频率标准信号,该信号通常由原子钟提供,从而保证高质量的武器装备产品的研制和生产以及高

质量的时间频率参量的测量。

在卫星导航定位中,原子钟作为导航系统测距的星上时间基准,是卫星导航系统有效载荷的核心部分,其性能直接决定用户的导航定位精度。

在空间,每颗卫星到会安装多个原子钟,为导航载荷提供精确的频率信号与时间调制信息。星载钟的技术性能,对于导航系统的定时授时精度,导航系统的复杂性有着重要影响。

因此 203 所时频计量的原子钟任务也日益增加,众所周知,原子钟在准确度和稳定度性能方面的计量周期比较长,一般为 20 天到 1 个月的时间,并且测量的数据比较大,在测量期间还有人为、环境和系统方面的影响,为了提高原子钟计量检定的工作效率,我们设计开发了这样一套能够同时测量多台原子钟的测量系统,能够对异常值进行监控和剔除,直观显示测量的数据和曲线。

2 原子钟长期特性测量系统建立的目的

原子钟有着非常大应用领域,有很大的校准、测试需求。原子钟最常用的校准指标是其日稳和漂移指标,而原子钟的校准、测试具有同时校准的台数多、校准周期长、校准数据量大、数据处理繁琐等特点,因此有必要建立原子钟的自动校准系统,降低人员手工处理大量数据的时间,最快速地获得原子钟的测量结果,提高原子钟校准的实时性、可靠性和易操作性。

本方案测量系统采用时差的测量方法,通过多路开关的控制,循环采集各通道被校原子钟与标准原子钟的时差数据,测量数据自动存入数据库,其优点是能够同时测量多台(16 台)原子钟,并实时显示各被校原子钟的信息;通过选择相应的原子钟信

息,实时显示测量数据和测量曲线;通过选择时间区间,能够显示日稳、漂移等信息。该系统能够降低人员手工处理数据的时间,最大化地提高测量数据提取的效率,更直观地查看测量原子钟的测量信息及测量结果。

3 原子钟长期特性测量系统技术方案的设计

3.1 开发环境和主要功能

本课题采用 SQL Server2008+C#. net 来开发实施。

本课题的软件框架为:底层数据库+用户界面的结构,主要完成以下功能。

- 1)完成原子钟数据库的建立;
- 2)完成校准原子钟信息的录入和修改功能;
- 3)完成测量数据的动态实时显示;
- 4)完成测量数据的粗大误差的修正或空缺数据的插值;
- 5)完成选定任意测量时段显示测量数据、曲线和结果的功能。

3.1.1 原子钟长期特性测量系统的硬件搭建

目前测量系统需要的硬件设备包括:秒分配器 2 台,16 路开关 1 台,计数器 1 台,488 控制卡 1 个,和计算机 1 台,连接方法如图 1 所示。

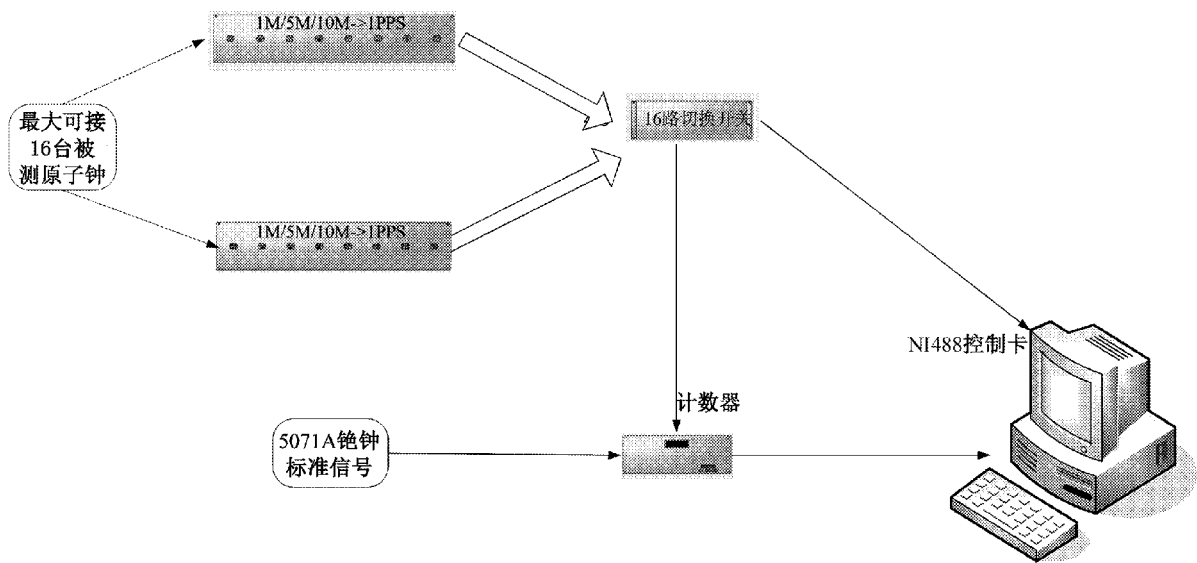


图 1 通用原子钟自动测量系统连接示意图

3.1.2 本文研究的主要功能和模块划分

本文主要的研究内容如下。

1)原子钟信息录入及修改

通过建立数据库,用户可以通过软件的用户界面录入被测原子钟的相关信息,例如:型号,编号,输出接入开关的端口等,同时可以查看在测原子钟的相关信息。

2)切换开关通道,进行多台原子钟的测量数据的采集

通过 488 控制卡,连接 16 开关和 53132 计数器,来实现多台原子钟信号通道的切换和数据的采集操作。

3)原子钟测量状态显示

通过表格的形式显示当前原子钟的测量状态,当测量数据异常时,会在当前原子钟的测量状态表

上有突出颜色的显示。

4)显示测量数据及绘图曲线

通过选择某台被测的原子钟和测量时间区间,能够显示每小时和每天的数据和曲线。

5)数据剔除和数据处理

通过 3 σ 粗大误差剔除法则,剔除粗大误差,并且对剔除的数据进行数据修正,若采集的数据有一段时间为 0,需要用到插值规则,调用相应的处理函数来处理。

6)根据每天的数据计算,显示日稳,漂移和相关系数等。

通过数据库的 SQL 查询语句,提取某段时间的测量数据,并且使用 C#. net 的 chart 控件来实现测量数据的曲线显示功能。

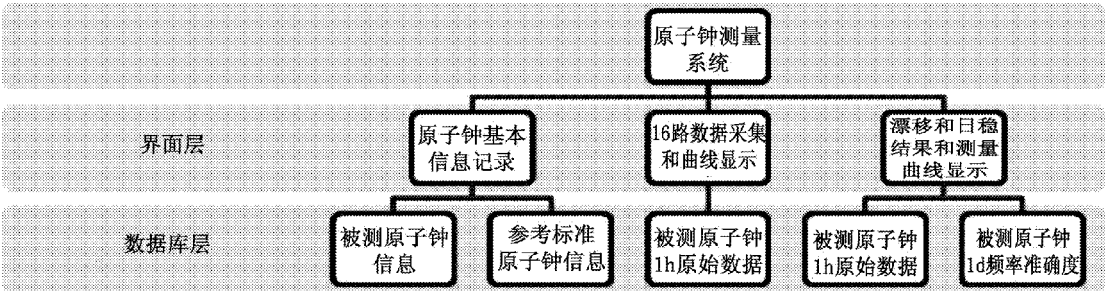


图2 原子钟测量系统的功能模块划分图

4 原子钟长期特性测量系统的具体实现

4.1 底层数据库的建立

底层数据库中的数据表主要有：

- 1)送检仪器的客户信息表；
- 2)本地参考频率标准的主钟信息表；
- 3)送检原子钟的信息表；
- 4)原子钟与 16 路开关的对应关系表；
- 5)存储被测原子钟原始数据的表:主要记录测量的时间和时差的数据。

各个数据表的基本结构见图 3 所示。

4.2 被测原子钟基本信息的录入

送检的被测原子钟的基本信息通过原子钟信息界面可以记录在原子钟测量系统中,原子钟的型号、

编号和接入的通道号会在测量界面被调用,被检原子钟的主要信息见图 3 表 ExBellInfo 所示,原子钟信息录入界面可以实现增加、修改和删除等数据操作。

4.3 被测原子钟的测量方法和数据采集

对被测原子钟的测量方法采用的是时差法进行测量,每隔 1h 计算机控制射频程控开关开始工作,从通道 0 开始,每切换到一个通道,计数器便采集一次被测原子钟和频率标准的时差数据,每次采集 20 个数算平均值作为本次测量的一个数据,把本次测量的时间和算数平均值记录在对应的被测原子钟的原始数据表中,并在测量显示界面上显示测量的原始数据、1h 的平均频率准确度和每 1h 平均频率准确度曲线,直到 16 路通道循环完毕结束,测量界面见图 4 所示。

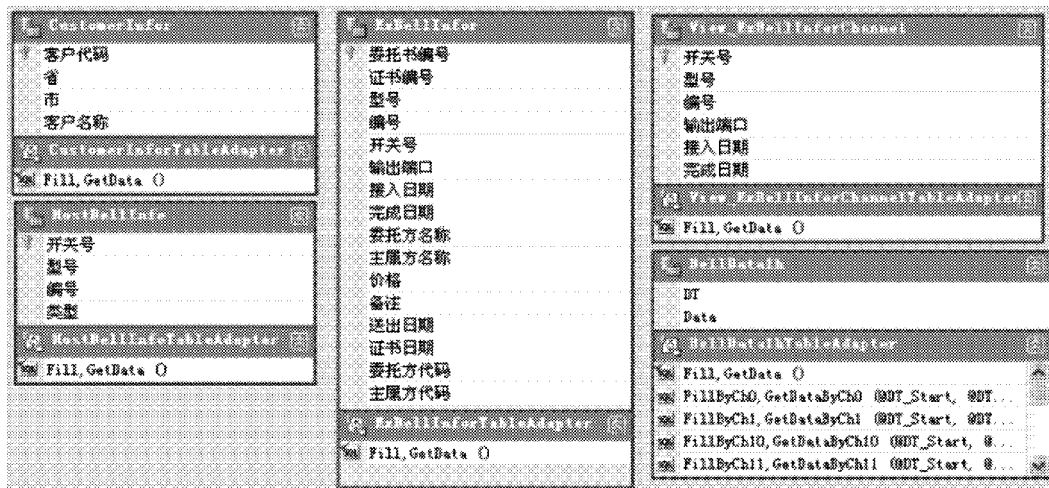


图3 底层数据库的各表结构界面图

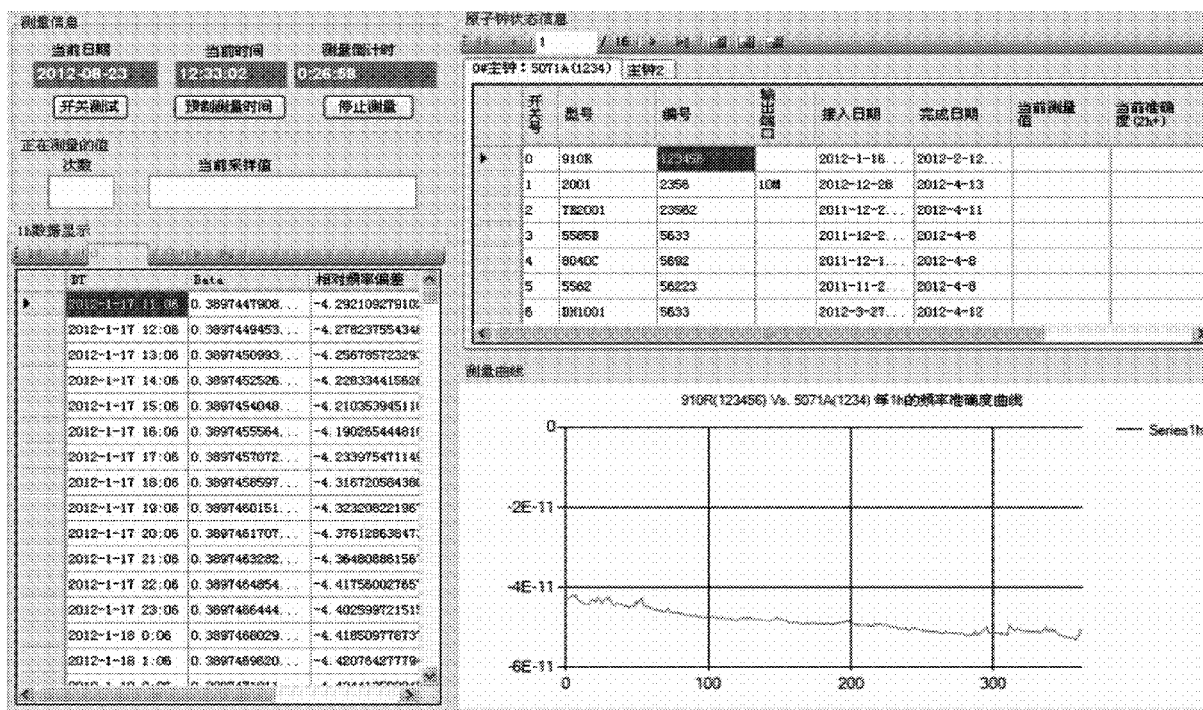


图4 原子钟的测量界面图

4.4 测量数据日稳和漂移的计算和显示

通过选定某一个被测原子钟并设置测量的时间段,被测原子钟的 1h 和 1d 的测量数据可以分别显示在 2 张表中,并能够显示这个时间段内日稳和漂移结果和相对平均频率偏差曲线,日稳结果用 15d 的相对平均频率偏差数据的阿伦方差来计算,漂移结果用最小二乘法的公式计算,见图 5 所示。

5 结束语

本文通过在对多通道射频程控开关、秒分配器和计数器的硬件搭建,建立了一套多台被测原子钟测量的系统,该系统能够实现多台被测原子钟与本地频率标准的比对,实时的监控测量数据,显示当前被测原子钟的频率准确度,并能够在获得了合适的数据之后,计算和显示被测原子钟的日稳和漂移数据和曲线,方便时频计量人员操作,提高了送检原子

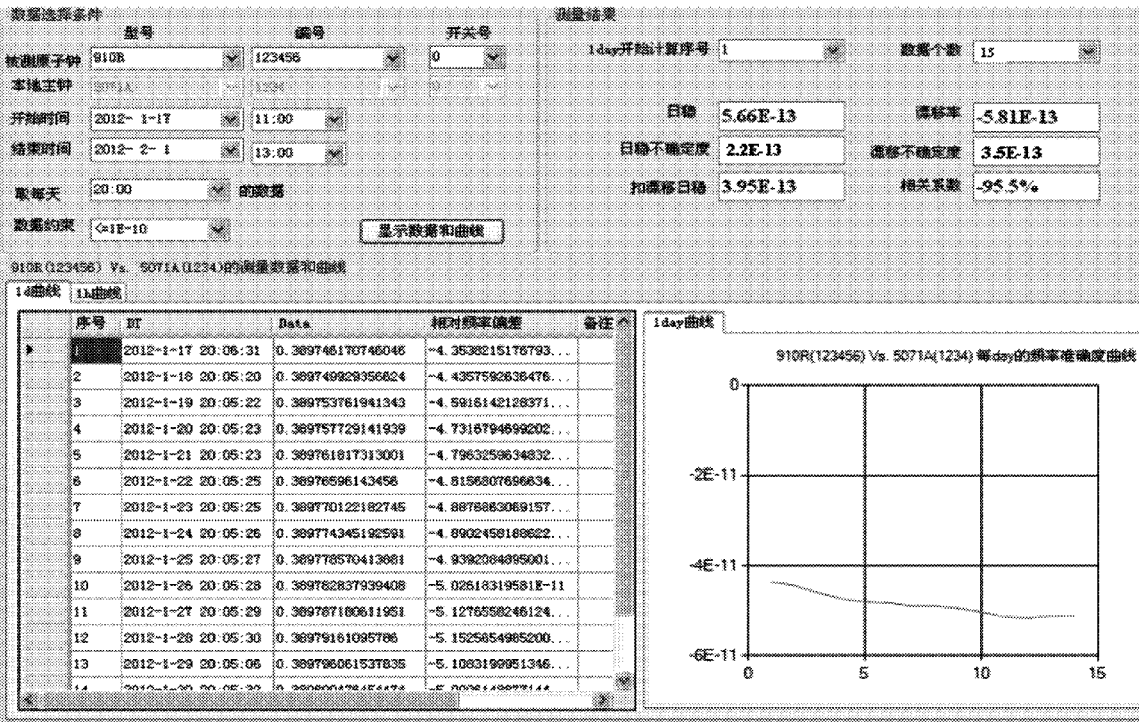


图5 显示某台原子钟的测量结果界面图

钟的计量检定的效率。

参考文献

[1] 廖望. SQL Server 2000[M]. 北京:冶金工业出版社,

2004.

[2] 张俊. C#程序设计入门[M]. 北京:吉林电子出版社, 2005.

[3] 张奇. Visual C#数据库项目案例导航[M]. 北京:清华大学出版社,2005.

导航星座自主导航的守时算法研究

易 航^{1,2} 仲崇霞^{1,2}

(1. 北京无线电计量测试研究所, 北京 100039;

2. 计量与校准技术国防科技重点实验室, 北京 100039)

摘 要 导航星座自主导航是提高卫星导航系统生存能力的一个重要方面, 而实现导航星座自主导航的前提在于自主守时, 星上综合原子时的计算则是自主守时的关键技术之一。本文分别研究了星上综合原子时计算的传统加权平均算法与卡尔曼滤波算法, 并分别做了仿真实验, 结果表明, 通过合理设置, 两种方法均可保持 60d 内自主守时 25ns。

关键词 导航星座 时间尺度 自主守时 加权平均 卡尔曼滤波

Research on Time Keeping Algorithm of the Autonomous Navigating of Navigation Constellation

YI Hang^{1,2} ZHONG Chong-xia^{1,2}

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

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

Abstract Autonomous time-keeping is one of the key techniques for the autonomous navigation of navigation constellation which plays an important role in improving the viability of the navigation constellation, while the algorithm of jointed atomic time scale on board is the key of autonomous time-keeping. In this paper, both the two algorithms based on weighted average and EKF are used in the calculation of jointed atomic time scale on board. The simulation results prove that both the two algorithms can keep the clock error within 25ns in a period of 240 days.

Key words Navigation constellation Time scale Autonomous time-keeping Weighted average EK

1 引 言

自主定轨与自主守时是导航星座自主导航的两个重要方面, 对于导航星座自主定轨来说, 其采用的基本观测量是星间距离, 而距离实际上是通过测量两颗卫星之间信号传播时间得到的, 没有高精度的时间基准作基础, 根本就不可能实现高精度的自主定轨, 因此, 导航星座自主守时就成了导航星座自主导航的基础。

由于单个原子钟计算导出的原子时稳定性和可靠性都不够理想, 目前原子时时间尺度的建立通常是采用多个原子钟通过比对测量, 得到一个组合钟的时间尺度。对于导航星座自主守时来说, 星座中各卫星时刻处于高速运动中, 所处环境复杂, 单个星载钟难以保证导航星座系统时间输出的稳定性与可靠性, 必须采用各导航星星载钟组成星载原子钟组, 并通过星间链路完成各星载钟之间时间比对, 采用合适的时间尺度算法, 实现导航星座自主守时。

目前,原子时时间尺度算法通常两类,一种是加权平均算法,另一种为卡尔曼滤波算法。加权平均算法通常是采用一定时期的历史数据,预测出当前计算时刻各钟钟差值,并以各钟与参考钟比对数据作为中间可替代的变量,通过每台钟得到一个参考钟与组合钟的钟差估算值,最后经加权平均得到最终的参考钟与组合钟之间钟差,依据该差值来调整微跃计,获得一个加权平均后的时间尺度。卡尔曼滤波算法则完全放弃了权重概念,而是从估值理论的观点出发,对参考钟和理想时间之差做统计意义上的最优估计,首先对各原子钟建立一个由状态方程描述的噪声模型,将2种或3种主要噪声过程分别在相位、频率和频率漂移率3个层次上区分开来,钟与钟之间的噪声关系则通过每项噪声系数的大小反映出来;量测更新则采用各钟之间比对数据对各原子钟状态量进行修正,获得各原子钟状态量最优估计值,从而获得基于Kalman滤波算法原子时时间尺度。本文分别采用两种算法计算导航星座星上综合原子时,并对两种算法进行了比较。

2 导航星座自主守时基本原理

导航星座自主守时基本原理如图1所示,在导航星座自主运行前,由地面时间基准为导航星座提供时间基准,各星载钟与地面时间连续比对12d,获得各星载钟与地面时间基准之间钟差的12d历史数据,利用该历史数据分析各星载原子钟运行规律,作为综合原子时计算时给星载原子钟赋权或者建立星载原子钟状态模型的基础。导航星座自主运行时,通过星间双向无线电通信,实现卫星之间高精度时间比对,经数据预处理得到星间钟差,星间钟差通过通信传给主星,由主星根据综合原子时算法计算系统时间和各星载原子钟相对于导航星座系统时间的钟差及钟速,并生成导航星历中的卫星钟改正信息,最后经星间链路发送给其它导航星。可以看出,综合原子时算法的设计是导航星座自主守时的一个重要方面。

3 星上综合原子时算法设计

3.1 经典传统加权平均算法

设星座中共有 n 颗导航星,相应的各星载钟编

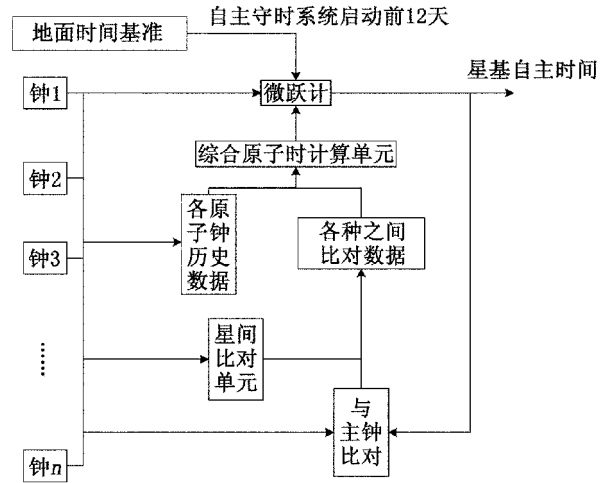


图1 导航星座自主守时原理图

号为 $1, 2, \dots, n$,通过星间无线电双向比对可以获得各钟之间互比数据如下

$$\begin{cases} \Delta_{ij} = T_i - T_j \\ \Delta_{jk} = T_j - T_k \\ \dots \\ \Delta_{nm} = T_n - T_m \end{cases} \quad (1)$$

设主钟编号为 m ,由此可获得各钟与主钟之间钟差

$$\Delta_{im} = T_i - T_m = \Delta_{ij} + \Delta_{jk} + \dots + \Delta_{nm} \quad (2)$$

设导航星座中各星载钟读数为 $C_i(t)$,权重为 P_i ,由加权平均算法基本原理,可直接给出导航星座综合原子时计算公式如下

$$M(t) = \left(\sum_{i=1}^n P_i \right)^{-1} \sum_{i=1}^n P_i C_i(t) \quad (3)$$

然而,式(3)并不能直接用于综合原子时的计算,实际应用中常采用式(4)至式(9)来计算主钟与综合原子时之间钟差,根据该钟差对主钟的输出做出调整获得综合原子时

设 $x_i(t)$ 、 $y_i(t)$ 分别为第 i 台钟相对于综合原子时在 t 时刻的钟差,钟速,计算时间间隔为 τ ,本文取4h,可以获得第 i 台钟在 $t + \tau$ 时刻相对于综合原子时的钟差估计值

$$x_i(t + \tau) = x_i(t) + y_i(t) * \tau \quad (4)$$

由式(4)各钟与主钟之间钟差,可获得通过第 i 台钟得到的主钟与综合原子时钟差估计值

$$x_{im}(t + \tau) = x_i(t + \tau) - \Delta_{im} \quad (5)$$

如式(6)所示,加权平均得主钟与综合原子时钟差

$$x_m(t + \tau) = \left(\sum_{i=1}^n P_i \right)^{-1} \sum_{i=1}^n P_i x_{im}(t + \tau) \quad (6)$$

可以看出,加权平均算法主要涉及到钟差预报、权值确定等两个方面。

1) 钟差预报

本文设置计算间隔为 1d,利用 12d 历史数据进行一天预报,故采用二次多项式模型进行钟差预报即可,设 $x_i(t)$ 为第 i 台钟相对于组合钟在 t 时刻的时间差,则有

$$x_i(t) = a_0 + a_1(t - t_0) + a_2(t - t_0)^2 \quad (7)$$

其中 a_0, a_1, a_2 为多项式拟合系数,可由前 12d 历史数据经最小二乘拟合获得。

2) 权值的确定

考虑到导航星座自主综合原子时主要是为了得到较好的长期稳定度,此外,为了同时避免某一星载钟占据支配地位,即单个钟权重无限增加,从而威胁到时间尺度的可靠性,本文依据以下原则确定各星载钟权值:

1) 各钟频率稳定度的优劣来确定各钟权值,即各钟权重与其阿伦方差的值成反比,有

$$P_i = \left[\sum_{i=1}^n 1/\sigma_i(\tau) \right]^{-1} [1/\sigma_i(\tau)] \quad (8)$$

2) 对各钟权值设置权上限

$$P_i = \begin{cases} P_i & P_i \leq P_{\max} \\ P_{\max} & P_i > P_{\max} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $P_{\max} = A/N$, N ——星载钟数目; A ——经验

$$Q = \begin{bmatrix} q_1 \tau + q_2 \tau^3/3 + q_3 \tau^5/20 & q_2 \tau^2/2 + q_3 \tau^4/8 & q_3 \tau^3/6 \\ q_2 \tau^2/2 + q_3 \tau^4/8 & q_3 \tau^2/2 & q_3 \tau \\ q_3 \tau^3/6 & q_3 \tau^2/2 & q_3 \tau \end{bmatrix}$$

式中: q_1 ——对应于调相随机游走噪声的噪声参数; q_2 ——对应于调频随机游走噪声的噪声参数; q_3 ——对应于调频随机奔跑噪声的噪声参数。噪声参数的大小可用阿伦方差来估计。基于导航卫星钟差的阿伦方差计算式如下

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2(N' - 2)\tau^2} \sum_{i=1}^{N'-2} [x_{i+2m} - 2x_{i+m} + x_i]^2 \quad (14)$$

式中: $N' = \text{int}(N/m) + 1$ 指数据个数, $\tau = m \tau_0$ 为时间偏差数据的采样间隔。

与此同时,若考虑状态方程中存在的 3 种噪声以及观测过程中的调相白噪声,则可得出阿伦方差

值,执行权值上限原则后应重新对权值做归一化处理。

3.2 卡尔曼滤波算法

卡尔曼滤波器是一种向量型信号处理器,能够处理一个钟组内所有测量,既包括钟组内各钟之间钟差,也包括各钟相对于外部频标的绝对钟差。取导航星座中各星载钟钟差、钟速、钟漂作为状态量,采用集中式处理模式,所有状态量参与到同一个滤波过程,引入状态量 X ,有

$$X = \begin{bmatrix} X^1 \\ X^2 \\ \vdots \\ X^n \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: $X^i = [a_0 \ a_1 \ a_2]^T$, a_0, a_1, a_2 ——分别为星载钟钟差、钟速、钟漂。

对导航星座中各星载钟分别建立状态方程如下

$$X_{t+\tau}^i = \Phi * X_t^i + W_t \quad (11)$$

式中: Φ ——状态转移矩阵,其表达式见式(12); W_t ——系统过程噪声向量,其协方差矩阵为 Q 。

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & \tau & \tau^2 \\ & 1 & \tau \\ & & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

导航卫星星载原子钟差的预报特性跟其噪声水平估计精度有直接关系。为了提高建模精度,动态模型误差向量的协方差阵 Q 可以表示成过程噪声的函数,其表达式如下

$$Q = \begin{bmatrix} q_1 \tau + q_2 \tau^3/3 + q_3 \tau^5/20 & q_2 \tau^2/2 + q_3 \tau^4/8 & q_3 \tau^3/6 \\ q_2 \tau + q_3 \tau^3/3 & q_3 \tau^2/2 & q_3 \tau \\ q_3 \tau^2/2 & q_3 \tau & q_3 \tau^2/2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

关于这四种噪声的关系式如下

$$\sigma_y^2(\tau) = 3q_0 \tau^{-2} + q_1 \tau^{-1} + q_2 \tau/3 + q_3 \tau^3/20 \quad (15)$$

通过式(14)可以得到当采样间隔不同的阿伦方差,再结合最小二乘法 and 式(15),即可求出 q_0 、 q_1 、 q_2 和 q_3 。然后,通过式(13)估计 Q 系统观测量为星座中各星载钟之间钟差,建立量测方程如下

$$y = HX_{t+\tau}^i + V_{t+\tau} \quad (16)$$

式中: H ——观测系数矩阵; $V_{t+\tau}$ ——系统观测噪声,其协方差矩阵为 R ,通常观测噪声 V 会被假设为高斯白噪声,相应的 R 为对角阵。观测系数矩阵表达式如下

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ & & & & & & \cdots & & & & & & \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

(17)

可以看出,上述模型中观测量均为相对量,由于缺乏外部时间系统输入信息,上述系统是不可观测的,这将导致星座时间系统相对于地面时间基准随时间增长而发生漂移,为抑制这一漂移量,可以采用引入地面基准的方式,即由地面站与星座中某一星载钟比对,并将其比对数据经星地链路上传至导航卫星,随后经星间链路转发至主钟参与滤波,该方法可以保证导航星座时间基准与地面基准同步,但却降低了自主性,为此,本文选择星座中某一性能较好的铯原子钟,将其预报值作为观测值,参与到滤波过程中,从而抑制导航星座自主时间基准漂移。相应的观测系数矩阵为 $H = [1 \ 0 \ 0]$ 。

4 仿真实验

为验证上述两种方案,本文以 GPS 星座作为仿真对象,简单起见,本文不考虑钟差跳变,选取了 72 天内未发生钟差跳变的 21 颗 GPS 卫星组成导航星座,具体执行中,以 PRN2, PRN3, PRN7, PRN9, PRN10, PRN11, PRN12, PRN13, PRN14, PRN15,

PRN16, PRN17, PRN19, PRN20, PRN21, PRN22, PRN23, PRN24, PRN27, PRN29, PRN30 共 21 颗 GPS 卫星星载钟在 2009 年 4 月 18 日 0 时 4 分 45 秒至 2009 年 6 月 29 日 0 时 4 分 45 秒之间 72 天的运行数据进行仿真计算,计算间隔为 4h。设计如表 1 所示两组仿真实验,仿真实验中比对噪声设为高斯白噪声,比对精度设为 1ns。此外,设计一组比对实验,比对实验中,各星载钟采用多项式预报的方式获得各自钟差调整值。

表 1 仿真实验设置

组别	守时方式
实验 1	加权平均算法
实验 2	卡尔曼滤波算法

仿真结果如下,对于比对实验,本文给出了各种 60 天预报误差最大值统计表,见表 2,限于篇幅,仅给出了部分星载钟的频率稳定度实验结果,如表 3,对于表一所示两组实验,本文给出了所得综合原子时钟差与稳定度曲线,如图 2 至图 5 所示。

表 2 多项式预报 60 天钟差最大值统计

PRN	2	3	7	9	10	11	12	13	14	15	16
钟差/ns	1 400	613	246	123	4 110	1815	111	950	182	226	93
PRN	17	19	20	21	22	23	24	27	29	30	
钟差/ns	1 385	612	99	23	3 638	94	742	3 237	2 775	129	

表 3 多项式预报结果频率稳定度统计

采样因子	PRN							
	2	3	9	10	13	16	21	29
1	2.77e-14	2.36e-13	3.08e-13	2.25e-13	2.77e-14	6.43e-14	4.55e-14	3.20e-14
2	1.41e-14	1.39e-13	1.32e-13	1.29e-13	1.46e-14	4.66e-14	1.68e-14	2.26e-14
4	1.01e-14	9.11e-14	6.94e-14	7.50e-14	1.34e-14	2.24e-14	1.00e-14	2.52e-14
8	1.04e-14	5.82e-14	5.58e-14	5.05e-14	1.39e-14	6.12e-15	8.01e-15	3.22e-14
16	1.61e-14	4.86e-14	3.68e-14	5.52e-14	1.39e-14	4.28e-15	5.63e-15	4.99e-14
32	3.05e-14	4.16e-14	2.18e-14	8.50e-14	2.31e-14	6.36e-15	3.80e-15	7.53e-14
64	6.19e-14	4.40e-14	8.59e-15	1.59e-13	4.51e-14	1.14e-14	3.43e-15	1.47e-13

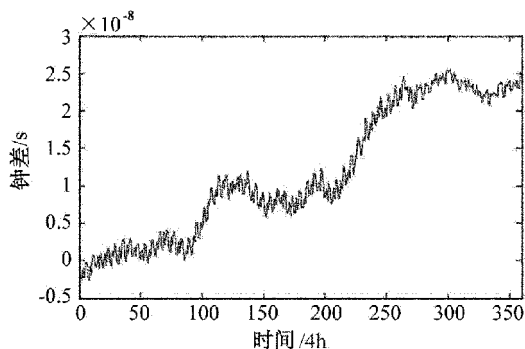


图2 加权平均算法钟差

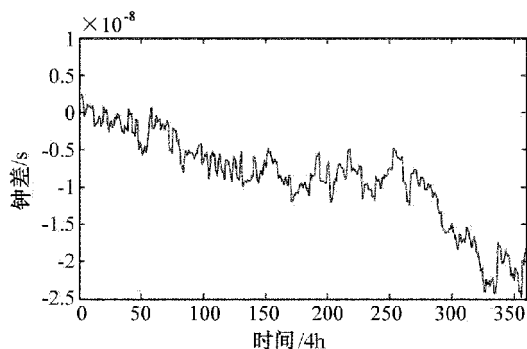


图3 EKF 滤波算法钟差

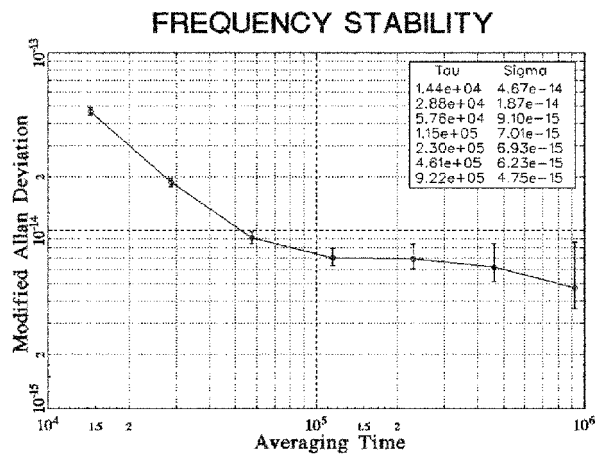


图4 加权平均算法频率稳定度

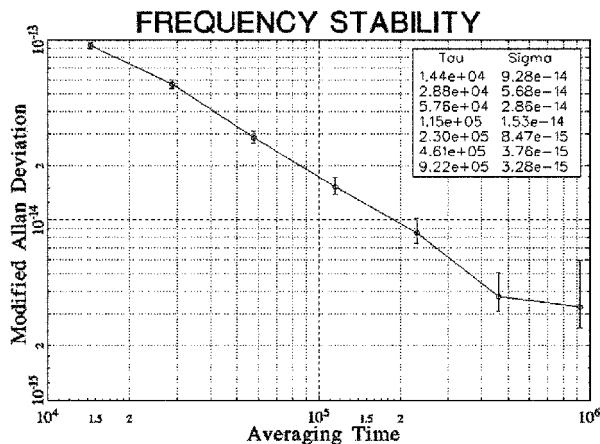


图5 EKF 算法频率稳定度

曼滤波算法自主守时时,两钟算法均保证 60d 钟差在 25ns,且具有良好的长期稳定度。

然而,对于传统加权平均算法来说,由于原子钟噪声特性的复杂性,单一的取权方法难以获得更好的仿真结果,采用小波分析法将原子钟信号在不同噪声尺度下分解,应用多分辨率的取权方法将是下一步的研究方向;对于卡尔曼滤波来说,短期内,如自主守时 1d,其结果可以达到了 0.1ns 量级,优于加权平均算法,但就长期来看,由于缺乏地面基准,同时系统模型的不精确,将导致卡尔曼滤波迅速发散,下一步应对各钟状态模型做进一步改进,优化噪声系数矩阵。

参考文献

- [1] 郭海荣. 导航卫星原子钟时频特性分析理论与方法研究[D]. 郑州: 中国人民解放军信息工程大学, 2006.
- [2] 贾小林, 冯来平, 毛悦等. GPS 星载原子钟性能评估[J]. 时间频率学报, 2010, 33(2): 115 ~ 120.
- [3] 朱祥维, 肖华, 雍少为等. 卫星钟差预报的 kalman 算法及其性能分析[J]. 宇航学报, 2008, 29(3): 966 ~ 970.
- [4] 刘晓晋. AT1 算法的完善与 TA(NIM)新系统的数据预估算法研究[D]. 北京工业大学, 2009.
- [5] 卫国. 原子时时间尺度与 Kalman 滤波器[J]. 陕西天文台台刊, 1990, 13(2): 73 ~ 83.
- [6] 陆洋. 原子钟状态模型的自适应 Kalman 滤波算法研究[J]. 陕西天文台台刊, 1990, 13(2): 84 ~ 93.
- [7] 李建勋, 柯熙政, 丁德强. 一种基于小波熵的时间尺度算法[J]. 天文学报, 2007, 48(1): 84 ~ 92.

5 结果分析与结论

由上述仿真结果可以看出,若依靠单颗卫星星载钟预报,因各钟性能不一,60d 预报误差从 23ns 到 4 110ns 不一而足,稳定度则表现出随采样因子增加稳定度先降低后升高的趋势,故钟差预报不能用于导航星座自主守时。采用加权平均算法与卡尔

数字示波器频带宽度的测量不确定度 评定与分析

付永杰^{1,2}

(1. 北京理工大学 引信动态特性国防科技重点实验室, 北京 100081;
2. 92493 部队 89 分队, 辽宁 葫芦岛 125000)

摘 要 为了实现对数字示波器频带宽度的测量结果的不确定度评定, 根据数字存储示波器校准规范提供的方法, 对数字示波器频带宽度进行测量。分析了示波器频带宽度的测量结果的不确定度来源, 讨论了数字示波器频带宽度测量结果的表示方法。以安捷伦公司的 DSO6052A 数字示波器为例, 详细介绍了数字示波器频带宽度测量结果的评定过程, 给出了评定结果表达形式。经实践证明该方法准确、有效, 可供撰写示波器检定装置建标报告和示波器带宽不确定度评定方面参考。

关键词 数字示波器 频带宽度 不确定度评定

Evaluation and Analysis of Uncertainty of Bandwidth Measurement of Digital Oscilloscopes

FU Yong-jie^{1,2}

(1. Key Defence Science and Technology Laboratory for Fuze Dynamic Characteristics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081; 2. Unit 92493 of PLA, Huludao, Liaoning 125000)

Abstract In order to realize the evaluation of bandwidth measurement of digital oscilloscopes, according to the method of digital oscilloscope calibration standard, measures the bandwidth of oscilloscopes. In this paper, analyses the uncertainty sources of measurement result. To Agilent DSO6052A digital oscilloscopes as an example, the paper introduces the measurement result uncertainty evaluation process of the bandwidth of digital oscilloscopes, and given the evaluation results. Practice proves that the method is correct and effective, which can be referenced for writing oscilloscope verification device standard report and evaluation of bandwidth of oscilloscopes.

Key words Digital oscilloscope Bandwidth Evaluation of uncertainty

1 引 言

频带宽度是示波器的一项重要指标, 它是当示波器垂直通道输入不同频率的等幅正弦波信号时, 屏幕上对应基准频率的显示幅度随频率变化而下跌

3dB 时的频率就称为带宽。带宽决定示波器对信号的基本测量能力, 如果没有足够的带宽, 示波器将无法分辨高频变化, 幅度将出现失真, 边缘将会消失, 细节数据将被丢失。因此, 对数字示波器校准时, 频带宽度是必须校准的一个项目。

2 数字示波器频带宽度测量方法

数字示波器频带宽度的测量按照 JJF 1057-1998《数字存储示波器校准规范》中的要求,接线如图 1 所示,选定数字示波器的测量通道及量程。示波器设置通道为直流耦合,设定直流偏置为零。示波器校准仪输出 50kHz 正弦波信号,调节被校数字示波器触发和时基,使信号稳定显示。调节信号幅度使其居中覆盖 80% 屏幕范围,利用数字示波器的峰-峰值自动测量功能,读取其幅度 U_m 。保持示波器校准仪的正弦波输出幅度不变,仅增加示波器校准仪输出信号频率 f ,从数字示波器读取其幅度 U_1 。找出使得 $U_1/U_m = 0.707$ 的频率 f_H ,则该通道的频带宽度 $B=f_H$ 。

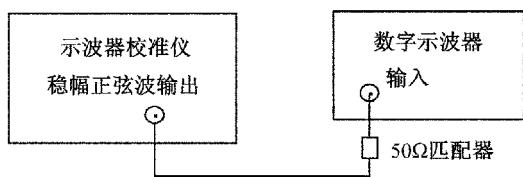


图 1 数字示波器频带宽度校准连接图

3 数字示波器频带宽度测量不确定度来源分析^[1]

由数字示波器频带宽度的定义可知,数字示波器的频带宽度与示波器校准仪稳幅正弦波的幅度不准,数字示波器幅度读数分辨力以及测量重复性均有关系,因此,不确定度主要来源有以下方面^[2~4]。

1) 测量重复性引入的标准不确定度 u_A ,它主要是所用仪器的稳定性和随机因素造成的;

2) 示波器校准仪稳幅正弦波幅度不平坦度引入的标准不确定度 u_{B1} ;

3) 数字示波器垂直分辨力引入的标准不确定度 u_{B2} ;

4) 示波器校准仪稳幅正弦波频率不准引入的标准不确定度,该值一般为 10^{-7} 量级,很小,可以忽略不计。

数字示波器频带宽度测量不确定度主要是由幅度不确定度引入的,标准不确定度分量是幅度单位,如 mV,而数字示波器频率带宽的校准值是频率单位,如 MHz。所以在校准结果的不确定度评定时

就应考虑幅度不确定度向频率不确定度转换时,增益特性曲线在频率边缘点上的斜率^[5]。这个是很困难准确计算的,有的采用比较保守的按照频带宽度符合一阶 RC 电路的特性情况来计算;有的按 -20dB/十倍频变化考虑,把示波器校准仪稳幅正弦信号输出电压的不平坦度引入的不确定度转换为频率不确定度^[6]。此两种方法都是比较保守的计算,会人为的把不确定度计算偏大,而且,以上两种方法主要是针对模拟示波器特性的估计,数字示波器和模拟示波器原理不一样,所以该方法并不适合数字示波器。

在泰克、安捷伦等数字示波器生产厂家提供的服务手册中,一般都详细叙述了数字示波器出厂检验的方法。他们一般都采用先用示波器测量低频 50kHz 时稳幅正弦波信号的幅度 U_m ,然后再用数字示波器测带宽频率点时稳幅正弦波信号的幅度 U_1 ,判断是否 $U_1 > 0.707 U_m$,如果是,被测数字示波器在给定频带宽度点上满足 -3dB 要求。本文以安捷伦公司的 DSO6052A 数字示波器为例,采用测量数字示波器低频 50kHz 和 500MHz 两个频率点的幅度,再计算频带宽度内下降的 dB 数,并对该测量结果进行不确定度评定。

数学模型如下

$$\text{频带宽度内下降的 dB} = 20 \lg \frac{U_1}{U_m} \quad (1)$$

式中: U_m ——基准频率点 (50kHz) 显示的幅度;
 U_1 ——高频点 (500MHz) 显示的幅度。

4 数字示波器频带宽度校准结果的不确定度评定

由公式(1)可知,对数字示波器频带宽度校准结果的评定,分别对低频 50kHz 和高频 500MHz 两个频率点的幅度测量不确定度分量进行评定,再计算频带宽度内下降的 dB 数的合成标准不确定度和扩展不确定度。

4.1 50kHz 频率点的幅度测量不确定度评定

1) 测量重复性引入的标准不确定度 u_A

示波器置 200mV/div 档,9500B 示波器校准仪给数字示波器输入峰-峰值为 1.2V 的稳幅正弦波信号,利用示波器“峰-峰值”自动测量功能,对峰-峰值进行 6 次测量,测量数据如表 1 所示。

表 1 50kHz 时正弦波信号峰-峰值的测量数据

序号	测量值 U_m/V	平均值 $\overline{U_m}/\text{V}$	实验标准偏差 $s(U_m)/\text{mV}$
1	1.186	1.185 5	0.55
2	1.185		
3	1.186		
4	1.185		
5	1.186		
6	1.185		

$$u_A = \frac{s(U_m)}{\sqrt{n}} = \frac{0.55}{\sqrt{6}} = 0.22 \text{ mV}$$

2)示波器校准仪稳幅正弦波幅度不平坦度引入的标准不确定度 u_{B1}

9500B 示波器校准仪稳幅正弦波的平坦度为 $\pm 1.5\%$,所以半宽度 a 为: $a = 1.5\% \times 1.185\text{ 5 V} = 17.782\text{mV}$,按均匀分布处理, $k = \sqrt{3}$,此项引入的不确定度分量为

$$u_{B1} = \frac{a}{k} = \frac{17.782}{\sqrt{3}} = 10 \text{ mV}$$

3)数字示波器垂直分辨力引入的标准不确定度 u_{B2}

该数字示波器垂直采集分辨率为 1024 点,量化误差为: $\text{LSB} = 1.185\text{ 5V}/1024 = 1.157\text{mV}$,分辨力误差为量化误差的一半, $a = \text{LSB}/2 = 1.157\text{mV}/2 = 0.578\text{mV}$,按均匀分布处理, $k = \sqrt{3}$,此项引入的不确定度分量为

$$u_{B2} = \frac{a}{k} = \frac{0.578}{\sqrt{3}} = 0.33\text{mV}$$

$$\begin{aligned} u_{50\text{kHz}} &= \sqrt{u_A^2 + u_{B1}^2 + u_{B2}^2} \\ &= \sqrt{0.22^2 + 10^2 + 0.33^2} = 10\text{mV} \end{aligned}$$

4.2 500MHz 频率点的幅度测量不确定度评定

1)测量重复性引入的标准不确定度 u_A

示波器置 200mV/div 档,9500B 示波器校准仪给数字示波器输入峰-峰值为 1.2V 的稳幅正弦波信号,利用示波器“峰-峰值”自动测量功能,对峰-峰值进行 6 次测量,测量数据如表 2 所示。

表 2 500MHz 时正弦波信号峰-峰值的测量数据

序号	测量值 U_1/mV	平均值 $\overline{U_1}/\text{mV}$	实验标准偏差 $s(U_1)/\text{mV}$
1	931	932.5	1.6
2	934		
3	931		
4	934		
5	931		
6	934		

$$u_A = \frac{s(U_1)}{\sqrt{n}} = \frac{1.6}{\sqrt{6}} = 0.65 \text{ mV}$$

2)示波器校准仪稳幅正弦波幅度不平坦度引入的标准不确定度 u_{B1}

9500B 示波器校准仪稳幅正弦波的平坦度为 $\pm 4\%$,所以半宽度 a 为: $a = 4\% \times 932.5\text{mV} = 37.300\text{ mV}$,按均匀分布处理, $k = \sqrt{3}$,此项引入的不确定度分量为

$$u_{B1} = \frac{a}{k} = \frac{37.300}{\sqrt{3}} = 22 \text{ mV}$$

3)数字示波器垂直分辨力引入的标准不确定度 u_{B2}

该数字示波器垂直采集分辨率为 1024 点,量化误差为: $\text{LSB} = 932.5\text{mV}/1024 = 0.911\text{mV}$,分辨力误差为量化误差的一半, $a = \text{LSB}/2 = 0.911\text{mV}/2 = 0.455\text{mV}$,按均匀分布处理, $k = \sqrt{3}$,此项引入的不确定度分量为

$$u_{B2} = \frac{a}{k} = \frac{0.455}{\sqrt{3}} = 0.26 \text{ mV}$$

$$\begin{aligned} u_{500\text{MHz}} &= \sqrt{u_A^2 + u_{B1}^2 + u_{B2}^2} \\ &= \sqrt{0.65^2 + 22^2 + 0.26^2} = 22\text{mV} \end{aligned}$$

4.3 频带宽度内下降的 dB 数的合成标准不确定度和扩展不确定度

频带宽度内下降的 dB 数是由公式(1)计算得到的,属于间接测量,合成标准不确定度的计算公式如下

令
$$F = 20\lg \frac{U_1}{U_m} \tag{2}$$

$$u_c(y) = \sqrt{\left(\frac{\partial F}{\partial U_1}\right)^2 u^2(U_1) + \left(\frac{\partial F}{\partial U_m}\right)^2 u^2(U_m)} \tag{3}$$

式中: $\frac{\partial F}{\partial U_m}, \frac{\partial F}{\partial U_1}$ ——称为灵敏度系数, 一般用 c_1, c_2

表示; $u^2(U_m)$ ——输入量 U_m 的标准不确定度, 此时是上面计算的 $u_{50\text{kHz}}$ 值; $u^2(U_1)$ ——输入量 U_1 的标准不确定度, 此时是上面计算的 $u_{500\text{MHz}}$ 值。

下面计算灵敏度系数 c_1, c_2 的值。

$$\begin{aligned} c_1 &= \frac{\partial F}{\partial U_1} = 20 \frac{1}{U_1 \ln 10} \\ &= 20 \times \frac{1}{0.9325 \times \ln 10} = 9.3 \frac{\text{dB}}{\text{V}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} c_2 &= \frac{\partial F}{\partial U_m} = -20 \frac{1}{U_m \ln 10} \\ &= -20 \times \frac{1}{1.1855 \times \ln 10} = -7.3 \frac{\text{dB}}{\text{V}} \end{aligned}$$

把 c_1, c_2 值带入公式(3)得

$$\begin{aligned} u_c(y) &= \sqrt{\left(\frac{\partial F}{\partial U_1}\right)^2 u^2(U_1) + \left(\frac{\partial F}{\partial U_m}\right)^2 u^2(U_m)} \\ &= \sqrt{(-9.3)^2 \times 0.022^2 + 7.3^2 \times 0.010^2} = 0.2 \text{ dB} \end{aligned}$$

扩展不确定度

取 $k=2$, 扩展不确定度 $U=k \times u_c$, 所以

$$U = k \times u_c = 2 \times 0.2 = 0.4 \text{ dB}$$

4.4 频带宽度测量结果的最终表述

由公式(1)得

$$\begin{aligned} \text{频带宽度内下降的 dB 数} &= 20 \lg \frac{U_1}{U_m} = 20 \lg \\ \frac{932.5}{1.1855} &= -2.1 \text{ dB}, U = 0.4 \text{ dB}, k=2 \end{aligned}$$

所以该示波器在其满带宽即 500MHz 时, 衰减的 dB 数为 -2.1dB, 满足说明书技术要求 $< -3\text{dB}$ 。

5 结束语

在数字示波器校准时, 一般采用 JJF 1057-1998 《数字存储示波器校准规范》中提供的方法, 先测量稳幅正弦波基准频率 50kHz 时的幅度, 再测量稳幅正弦波幅度衰减 -3dB 时的频率值, 为该示波器的带宽, 该带宽值大于技术说明书要求, 则该示波器的带宽满足要求。但在进行数字示波器带宽测量结果不确定度评定时, 没有准确的幅度和频率的转换关系公式, 而且, 不确定度主要来源于幅度测量, 所以, 我们在进行数字示波器带宽不确定度评定时, 归结到测量数字示波器满带宽时稳幅正弦波幅度衰减的 dB 数, 是否小于 -3dB, 并精确评定该测量结果的不确定度。经实践证明该方法准确、有效, 可供撰写示波器检定装置建标报告和示波器带宽不确定度评定方面参考。

参考文献

- [1] 叶德培, 宋振国, 汪贤至等. GJB3756-1999, 测量不确定度的表示及评定[M]. 北京: 中国人民解放军总装备部军标出版发行部, 1999, 09: 2 ~ 12.
- [2] 夏昱, 赵国荣, 张峰等. 数字示波器校准的不确定度评定[J]. 电子测量与仪器学报, 2008, 22(1): 70 ~ 72.
- [3] 杨艳霞, 刘建军. 示波器频带宽度的测量不确定度[J]. 工业计量, 2006, 16(5): 35 ~ 36.
- [4] 陈玉宽, 张馥生. 示波器检定装置不确定度分析评定[J]. 计量与测试技术, 2011, 38(5): 64 ~ 66.
- [5] 梁志国, 孙晞宇. 线性测量系统输入频带宽度的测量不确定度评定[J]. 测试技术学报, 2003, 17(3): 217 ~ 221.
- [6] 于卫平, 毕鹏. 示波器带宽检定的测量不确定度评定探讨[J]. 计量与测试技术, 2011, 37(3): 78 ~ 80.

电学量子计量技术的进展与趋势

黄晓钉¹ 蔡建臻¹ 王 路²

(1. 北京东方计量测试研究所, 北京 100086; 2. 北京无线电计量测试研究所, 北京 100039)

摘 要 介绍了电学计量在直流电压、直流电阻量子化溯源的新进展, 在交流电压、交流电阻量子化溯源的新突破, 以及电学量子三角形闭合互证的新方法, 并对电学量子计量技术在质量单位定义和普朗克常数测定中发挥的作用进行了描述。

关键词 量子 基本常数 电压 电阻 电流

The Recent Technique Trend and Progress of Quantum Metrology on Electricity

HUANG Xiao-ding¹ CAI Jian-zhen¹ WANG Lu²

(1. Beijing Orient Institute of Measurement and Test, Beijing 100086;

2. Beijing Institute of Radio Metrology and Measurement, Beijing 100039)

Abstract Recent progress of DC voltage and Quantum hall resistance of electrical metrology are introduced. The AC voltage and AC Quantum hall resistance have some breakthrough, which are discussed here. Moreover, electrical quantum triangle relation and its verification are present in this paper. Finally, the using in mass unit definition and Plank constant measurement of electrical metrology technique is also introduced here.

Key words Quantum Fundamental constant Voltage Resistance Current

1 引 言

在国际单位制 SI 的 7 个基本单位中与电磁量有关的是电流单位安培(A), 但很难实现按安培的定义复现其单位量值, 以往曾经采用电流天平的方法, 由质量基准绝对测定安培的单位量值, 也曾用静电引力的方式绝对测定电压的单位量值, 用机械功率与电功率的平衡导出电阻单位量值, 即通过力学的方法绝对测定电学单位量值, 不确定度在 $10^{-5} \sim 10^{-6}$ 量级。近半个世纪以来电学实物电压基准、电阻基准的稳定性已提高至 10^{-7} 量级, 但是没有长期

稳定性在 10^{-7} 量级的电流基准, 电流单位是由电压单位和电阻单位导出, 因此上述测定电学单位的方法早已不用。然而电学 10^{-7} 量级稳定性的实物基准仍不能满足科技高速发展的需要, 进一步提高电学计量单位的复现水平是计量界的重要课题。近代量子物理取得的重大成就为完成该课题提供了极好的途径, 两个诺贝尔物理奖——约瑟夫森效应和量子化霍尔效应^[1]的发现有效解决了电压基准和电阻基准在稳定性与复现性上存在的不足, 将其不确定度提高至 $10^{-8} \sim 10^{-9}$ 量级, 使电学计量技术步入新的时代, 并在近年不断取得新突破和进展, 研究方向

已从直流量子基准转向交流量子基准,同时在努力实现量子电流的实用化,从而实现量子电压、电阻、电流的三角闭合互证。电学的量子基准不仅满足了电学单位量值的复现需求,还在为质量单位实现用基本常数定义提供桥梁。

2 已应用的电学量子基准

2.1 量子电压基准

量子电压基准的基本原理是约瑟夫森效应,其物理特性为:当两个弱耦合的超导体,如相隔 1nm 的超导铅膜,在温度冷却到低于它的转变温度时,用频率为 f 的微波辐射下,其电流电压特性曲线上会呈现出电流阶梯,第 n 个阶梯的电压和辐射频率的关系如下^[2]

$$V = n f h / 2 e \quad (1)$$

式中: $2e/h$ ——称为约瑟夫森常数 K_J ; h ——是普朗克常数; e ——是电子电荷量; n ——是整数。

实用的量子电压基准就是由成千上万个约瑟夫森结串联而成,形成 1V, 10V 常用电压基准。

2.2 量子电阻基准

量子电阻的基本原理是量子化霍尔效应,其物理特性为:高迁移率的二维电子气半导体器件——如砷化镓超晶格结构器件被冷却到约 1K 左右温度时,在强磁场作用下,霍尔电阻随磁场强度变化的曲线上存在一些区域,当磁场强度变化时,霍尔电阻保持不变,这些区域以朗道能级完全充满的磁场位置为中心,在霍尔电阻——磁场曲线中呈平台状出现,这种现象称为量子化霍尔效应。该现象在 1980 年由德国科学家冯·克里青发现^[1],量子化的霍尔电阻 R_H 表示为

$$R_H = R_H / i = h / i e^2 \quad i = 1, 2 \quad (2)$$

式中: h/e^2 ——称为冯·克里青常数 R_H ; h ——普朗克常数; e ——电子电荷; i ——正整数。

实际应用中,一般使用 $i=2$ 号量子平台作为基准,这时量子霍尔电阻的量值为 $12\,906.403\,5\,\Omega$,使用高准确度的电流比较仪进行多次传递,将该量值传递到 $1\,\Omega$ 实物基准,为电阻工作基准提供溯源途径^[3]。

3 量子三角形

在量子电压基准和量子电阻基准取得成功后,

研究量子电流成为科技界的新热点,其基本原理是采用单电子隧道效应实现电流自然基准,目前在一些发达国家已经进入实验阶段,其意义在于若能实现常规量值的量子电流基准,就可实现量子三角形的闭合互证,如图 1 所示,可以验证电学量子基准是否存在系统性误差,使量子基准的可靠性进一步提高。但由于单电子隧道效应产生的电流仅在皮安量级,与其他两个常规量值的自然基准很难形成三角互证关系。因此目前解决问题的方法之一是采用高比例的电流比较仪实现电流放大,欧洲多个实验室正在进行相关研究,其中存在噪声干扰等技术难题。

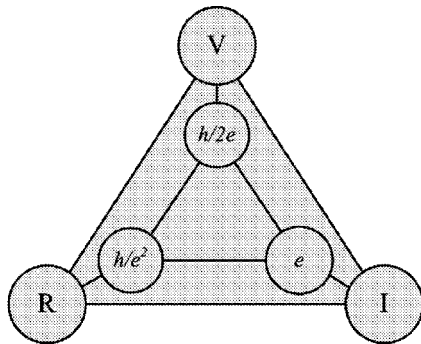


图1 量子三角形

4 电学量子基准的新进展

4.1 量子电压的进展与趋势

4.1.1 可编程约瑟夫森电压基准

可编程约瑟夫森电压标准是新一代电压自然基准,采用新型 SINIS 结阵,克服了以往 SIS 结阵电压台阶易跳跃、台阶存在“混沌”的现象,具有平台更稳定性的特点,并对串联阵列以二进制的形式分段,如图 2 所示,实现了输出电压可任意设定,目前 1V 较成熟,不确定度在 10^{-9} 量级。近年美国 NIST 在国际上首先实现了难度极高的 64000 结的二进制串联阵列,完成了 10V 可编程约瑟夫森电压基准,并在研究数十万的串联阵列。

4.1.2 交流电压的量子溯源

可编程约瑟夫森电压标准的分段控制结阵输出电压的方式,在高速驱动电源的激励下可合成动态电压信号,其另一个重要应用是实现交流电压的量子化溯源,目前有两种实现方式。

4.1.2.1 波形合成式

利用程控高速驱动电源,可编程约瑟夫森量子

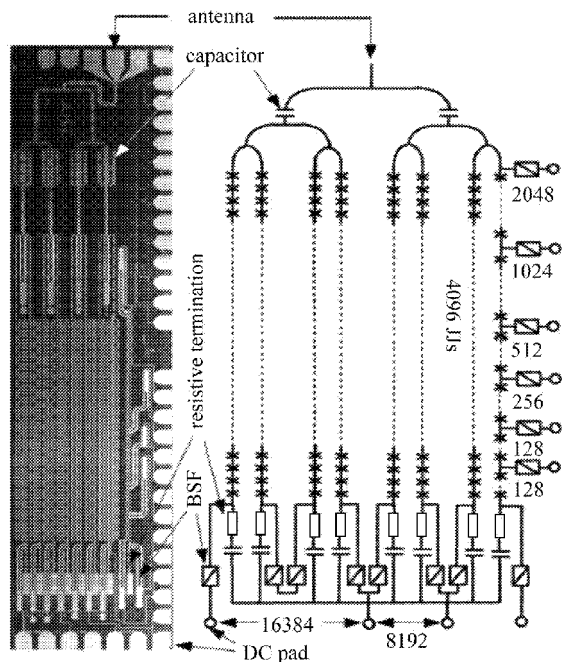


图2 可编程约瑟夫森阵列

电压合成正弦信号,其原理与数模转换 DAC 的方式一致。将一个周期 T 等分为 N 份,每一个 T/N 时间段内电压保持不变,其高度为量子电压 $p = fh/2e$ 的整数倍,如图 3 所示。

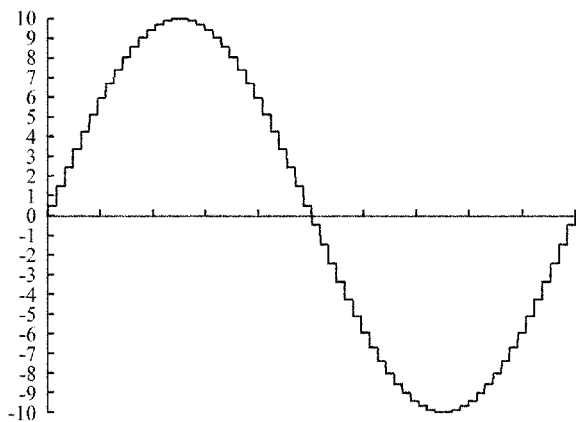


图3 波形合成交流量子电压

该方式在 1kHz 以下取得较好的效果,不确定度达 10^{-6} 量级。

4.1.2.2 脉冲驱动式或称为编码调制式

利用程控高速驱动电源,以编码调制的方式输出不同宽度的脉冲电压,通过滤波器后即可形成正弦波,实现交流量子电压基准,其特点是可达到较高的频率,如图 4 所示,目前美国 NIST 已实现 1MHz 交流量子电压标准。



图4 脉冲驱动式交流量子电压

4.2 量子电阻的进展与趋势

4.2.1 组合样品

量子电阻最适用的为第二个平台,其量值为 $12\,906.403\,5\,\Omega$,存在的问题是不太适传递。分数量子霍尔效应的发现可实现整数量值,但由于平台短,要求的磁场强度大,尚不实用。若将多个霍尔样品并联或串联形成组合样品,串联组合样品可以实现量子霍尔电阻平台整数倍量值,并联组合样品可以实现分数量值,使其在量值传递中具有很多优势。例如用 13 个霍尔样品并联即可实现 $1\,\text{k}\Omega$ 的量子电阻基准,使通过电流比较仪的传递更加方便和准确;而多个霍尔样品的串联可解决高阻基准的问题。国外一些发达国家实验室已经实现了约数十个量子霍尔电阻器件串联或并联的集成样品,但受到绝缘性能限制,串联组合的意义有限,而并联组合有望获得深入研究^[4,5]。

4.2.2 石墨烯样品

目前用于量子电阻标准的神化镓异质结样品的制作工艺复杂,1.2k 的运行温度要求较苛刻,综合成本很高。近年,一些发达国家的实验室正在研究采用石墨烯进行量子霍尔电阻效应实验,取得一些初步结果^[6,7]。研究石墨烯样品的意义在于,在不同种材料上验证了量子霍尔电阻效应的普适性,从而进一步确认了量子霍尔效应物理理论的可靠性。石墨烯样品相比传统材料样品有很大的优势,其可在较高的温度下实现量子霍尔电阻效应^[8],另外生长石墨烯样品的材料比传统样品成本低。存在的主要问题是平台窄、噪声大、接触电阻大等,因此不确定度较大,目前以 NIST 为代表的实验室正在对石墨烯样品进行深入研究,在未来将获得更大的进步^[9,10]。

4.2.3 量子电阻传递技术的进步

量子化霍尔电阻自然基准一般使用低温电流比较仪传递电阻量值。低温电流比较仪的核心器件之一是超导量子干涉器(SQUID),以往低温电流比较仪使用射频 SQUID,目前大部分国家仍沿用这种器件,存在的问题是:易受噪声干扰发生跳帧,失去锁

定。目前新研制低温电流比较的趋势是使用直流 SQUID, 这种新器件的优点是, 调节相对简单, 反馈增益可以做的较大, 能够更好地抑制噪声, 便于实现自动化控制。目前多个国家已经开始更新换代低温电流比较仪, 并在新的标准中使用这种直流 SQUID 器件^[11]。

4.2.4 交流量子霍尔效应

近年来国际上把复现交流阻抗 SI 单位的研究方向转向研究交流量子化霍尔效应, 即把量子化霍尔样品通以交流电流, 并假设公式 (2) 在交流状态仍然成立, 就可以得到交流电阻的标准量值。其优点是使交流阻抗和直流电阻的量值保持一致, 并可进一步提高交流阻抗量值的复现性水平^[12]。

但是量子霍尔电阻样品的结构具有较大的分布参数, 使得交流量子霍尔电阻存在较大的误差, 多个发达国家的实验室为此停止研究。德国 PTB 采用样品屏蔽措施解决了这个问题, 在国际上首次在 10^{-8} 量级实现了交流量子霍尔电阻标准, 成为近年电学计量技术的重要突破。

5 新的电学量子三角形互证方式

5.1 新一代计算电容

计算电容的发现是电学计量发展史上的一个重要的里程碑, 实现了用精密的几何测量解决电学阻抗单位的定义问题, 不确定度已达 10^{-7} 量级。由于它是采用另一种方式实现电学单位的定义, 因此也是旁证量子基准的一个重要方法, 由于量子基准的是由常数表达量值, 所以计算电容可实现对常数的测定。但对其不确定提出新的要求, 应到达 10^{-8} 量级, 才能满足需要。因此研究新一代计算电容是测定常数的需要, 也是旁证交流霍尔效应的需要, 还可实现一种新型量子三角形的互证方式。

5.2 新的量子三角形

以往量子三角形互证的难点在于隧道效应产生的皮安量级的量子电流量值太小, 无法直接形成量子三角形的闭合互证。采用高比例电流比较仪放大中还存在新的问题, 使量子三角形的互证步入困境。随着交流量子霍尔效应突破和计算电容的进展, 新的量子三角形业已形成, 如图 5 所示。其原理是用交流量子霍尔效应产生的交流电阻标准量值通过高准确度直角电桥校准一个皮法量级的电容, 该电容也通过了计算电容的校准, 两种方式保证了电容量

值的准确一致, 然后用隧道效应产生的皮安级电流给该电容充电, 当达到约 1V 电压时, 电容的量值和电荷量值均已知, 因此可以准确计算得到该电压量值, 若该结果与用约瑟夫森电压基准测量的结果一致, 则可完成量子三角形的闭合互证。

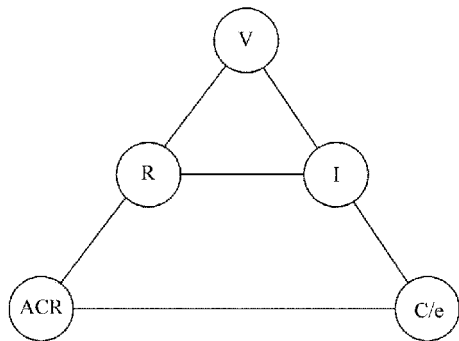


图 5 新型量子三角形

6 电学量子基准在质量单位常数表达和普朗克常数测定中的作用

目前在 7 个基本单位中, 只有质量单位千克还没有实现由基本常数定义。质量单位常数表达是目前国际计量界的研究热点, 正在沿着两条技术路线发展。

一是利用功率天平, 当电功率与机械功率平衡时, 其中电功率可由约瑟夫森电压和量子化霍尔电阻导出, 其平衡式为

$$\frac{U_J^2(n, f)}{R_H(i)} = \frac{in^2 f^2 h}{4} = mgv \quad (3)$$

其中重力加速度 g 和运动速度 v 可以准确测得, 因此质量单位 m 可以由普朗克常数 h 表达, 电学的量子基准是实现这一目标的桥梁。其反过程是用质量基准测定普朗克常数。

二是实现基于硅原子质量的宏观物体的质量自然基准, 实现质量单位由阿伏伽德罗常数表达。

目前在国际上以千克原器定义宏观的质量单位一千克, 以 ^{12}C 原子质量的 $1/12$ 来定义微观的原子质量单位, 由此出现两个质量单位如何协调一致的问题。硅球方案可将宏观质量与微观质量相连接, 把质量定义在一定数量的原子上^[13]。其基本原理: 制备一个高纯度的单晶硅球, 测量硅原子摩尔质量 M_{si} 、包含着 n_{si} 个硅原子的晶胞体积 V_{si} 和单晶硅球的体积 V , 则单晶硅球的质量 m 可以通过下式得

到

$$m = \frac{M_{\text{si}} \cdot V \cdot n_{\text{si}}}{N_A \cdot V_{\text{si}}} \quad (4)$$

式中: N_A ——阿伏伽德罗常数。

硅球方案的本质仍然是实物基准定义质量单位,即由纯度极高的单晶硅替代了铂铱合金。

2011 年在 NRC 实现了两种方式的比对,一致性达到 10^{-8} 量级,成为本年度国际计量领域最为关注的进展之一。

7 结束语

从电学量子技术的发展可以折射出计量单位的复现已由实物复现向实验复现转变,其核心已由以质量千克原器为代表的实物原器向以普朗克常数为代表的常数转变,国际计量技术发展趋势是用物理常数复现单位,实现基于光速 c 、普朗克常数 h 、电子电荷 e 及波尔兹曼常数 k 、阿伏伽德罗常数 N_A 等基本常数的新单位制。

参考文献

- [1] K. von Klitzing, G. Dorda and M. Pepper, Phys. Rev. Lett. 45, 494, 1980.
- [2] A. Hartland, et al, CONTEMP. PHYS. vol. 29, NO. 5, 477 ~ 498, 1988.
- [3] B. Jeckelmann and B. Jeanneret, Rep. Prog. Phys. 64 1 603 ~ 1 655, 2001.
- [4] W. Poirier, A. Bounouh, K. Hayashi, H. Fhina, F. Piquemal, G. Genevès, and J. P. André, “ RK/100 and

RK/200 quantum Hall array resistance standards,” J. Appl. Phys., vol. 92, no. 5, pp. 2 844 ~ 2 854, Sep. 2002.

- [5] G. Hein, B. Schumacher, and F. J. Ahlers, “Preparation of quantum Hall effect device arrays,” in Proc. CPEM Dig., London, U. K., 2004:273 ~ 274.
- [6] Novoselov, K. S. et al. Two-dimensional gas of massless Dirac fermions in graphene. Nature (London) 438, 197 ~ 200, 2005.
- [7] Zhang, Y. B., Tan, Y. W., Stormer, H. L. & Kim, P. Experimental observation of the quantum Hall effect and Berry’s phase in graphene. Nature (London) 438, 201 ~ 204, 2005.
- [8] Novoselov, K. S. et al. Room-temperature quantum hall effect in graphene. Science 315, 1 379 ~ 1 379, 2007.
- [9] Giesbers, A. J. M. et al. Quantum resistance metrology in graphene. Appl. Phys. Lett. 93, 222 109 ~ 222 103, 2008.
- [10] Tzalenchuk, A. et al. Towards a quantum resistance standard based on epitaxial graphene. Nature Nanotechnol. 5, 186 ~ 189, 2010.
- [11] Goetz M, Drung D, Pesel E, Barthelmess H, Hinnrichs C, ABmann C, Peters M, Scherer H, Schumacher B and Schurig T Improved cryogenic current comparator set-up with digital current sources IEEE Trans. Instrum. Meas. 58 1176 - 82, 2009.
- [12] J Schurr, J Kucera, K Pierz, and B P Kibble, Metrologia 48 47 ~ 57, 2011.
- [13] Glaeser M. Proposal for novel method of precisely determining the atomic mass by accumulation of ions, Rev Sci Instr, 1991, vol. 62, No. 10:2 493 ~ 2 494.

基于粒子群优化的光伏阵列最大功率点跟踪法研究

薛 蕾 赵建辉 李 帆 郝 博

(北京航空航天大学 仪器科学与光电工程学院, 北京 100191)

摘 要 光伏阵列在局部阴影条件下,出现反向雪崩效应,导致输出功率出现多个局部极大值点,此时常规的最大功率点跟踪(MPPT)失效。基于比较完善的光伏电池遮挡模型,对光伏阵列进行建模,验证其输出功率的多峰特性。提出一种基于粒子群优化算法(PSO)的多峰最大功率点跟踪方法,并积累粒子个体搜索经验,提高跟踪速度。仿真表明,当外界条件变化时,此方法可以快速跟踪光伏模块的最大功率,从而有效地利用能源。

关键词 光伏电池 *最大功率点跟踪 *粒子群优化算法 *局部阴影

Maximum Power Point Tracking of Photovoltaic Array based on PSO

XUE Lei ZHAO Jian-hui LI Fan HAO Bo

(School of Instrument Science and Optical-Electronics Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191)

Abstract Under partially shaded conditions, the reverse of avalanche effect occurs in the shadow of photovoltaic cells, resulting in multiple local maxima in the output power of photovoltaic array, then the conventional MPPT failures. This paper built the model of photovoltaic array under partially shaded conditions based on the perfect model of photovoltaic cells and verified the multi-peak characteristics of the output power. The paper proposed a global MPPT control method based on PSO, and improved the tracking speed by accumulating search experience of individual particle. The simulations indicate the MPPT method can track the global maxima quickly when the external conditions change and make full use of energy in the end.

Key words Photovoltaic cells *Maximum Power Point Tracking(MPPT) *Particle Swarm Optimization(PSO) algorithm *Partially shaded condition

1 引 言

光伏发电系统中,光伏阵列容易受到尘土、建筑、树木等造成的遮阴影响,造成光伏模块输出功率下降,严重时引起“热斑”效应。通常,为减少“热

斑”效应,一般在每十几片的串联模块两端并联旁路二极管,却使光伏模块输出呈现多峰值特性。

此时,传统的最大功率点跟踪(Maximum Power Point Tracking, MPPT)算法,如扰动观察法(Perturb and observe, P&O)、导纳增量法(InCond)等可能失

效,使光伏电池的工作点收敛于局部极值点上,而不是全局最大值点^[1]。

文献[2~5]介绍了并联功率补偿法,为阴影遮挡下的光伏模块提供一个补偿电流,其大小等于被遮挡模块与正常模块工作电流之差,使得整体输出不具备多极值点特性。但是,此方法实现比较复杂,需要附加多级斩波器和后级变流器。

文献[6]介绍了二步最大功率点跟踪算法(two-stage MPPT),光伏阵列的最佳工作电压和电流与其开路电压和短路电流有一定的比例关系,需要通过在线测量获取。此方法实施比较简单,但是需要附加测量电路,且在不同模式间跳变的时候功率会出现波动。

文献[7]介绍了 Fibonacci 搜索法,即引入 Fibonacci 数列作为调整搜索范围的参照,搜索范围按照序列元素的变化规律逐渐变小,当光照条件突然变化时,需适当地拓宽搜索范围,在一个控制周期两个不同时刻测量功率。

文献[8]介绍了基于状态空间的 MPPT,即采用开关状态平均法,分别对光伏阵列、滤波器、直流变换器以及负载构成的时变非线性系统建模,得到状态空间方程,最后根据稳定条件确定控制器的各项参数,该方法具有较强的鲁棒性和跟踪性能。

粒子群粒子群优化(Particle Swarm Optimization, PSO)算法是近年来发展起来的一种新的进化算法,和遗传算法相似,它也是从随机解出发,通过迭代寻找最优解,但其容易实现、多峰函数寻优能力强,收敛速度快,备受科学与工程领域的关注,已经成为发展最快的智能优化算法之一。基于光伏阵列在遮挡情况下输出呈现多峰特性,在 PSO 算法基础上,积累粒子个体搜索的经验,从而加快响应速度,应用于光伏模块的最大功率点跟踪系统中。

2 光伏阵列的多峰特性

2.1 部分阴影条件下光伏电池模型

光伏发电系统中,尘土、建筑物等造成光照不均匀,串联支路中被遮蔽的太阳电池组件成为负载,消耗其他有光照的太阳电池组件所产生的能量。被遮蔽的太阳电池组件此时会发热,这就是热斑效应。此时,被遮蔽部分的光伏电池两端为反向电压,达到一定程度时,结内载流子数目剧增,载流子的倍增情况就像在陡峻的积雪山坡上发生雪崩一样,并在反

向电压作用下作漂移运动,使反向电流急剧增大,即发生反向雪崩击穿进而损坏电池。因此在传统光伏电池的等效模型的基础上考虑反向雪崩击穿效应^[9,10],部分阴影的光伏电池元等效模型如图1所示。

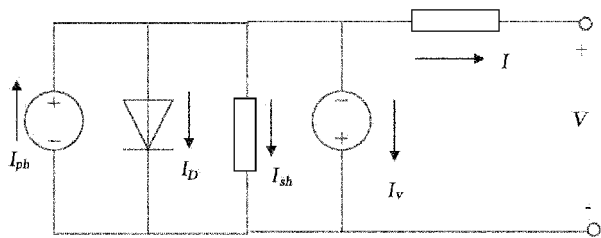


图1 光伏电池元等效模型电路图

光伏电池模块是由光伏电池元串并联而成的,光伏电池阵太阳能电池阵串并联数分别为 N_p 和 N_s , 则此光伏模块的数学模型为

$$I = N_p I_{ph} - N_p I_d \left[\exp \left(\frac{q(V/N_s + IR_s/N_p)}{AkT} \right) - 1 \right] - N_p \frac{V/N_s + IR_s/N_p}{R_{sh}} - m\alpha(V/N_s + IR_s/N_p) \left(1 - \frac{V_n + IR_s/N_p}{V_{br}} \right)^{-nm} \quad (1)$$

$$I_{ph} = [I_{sc} + K_t(T - 298)] \frac{G}{1000} \quad (2)$$

式中: I_{ph} ——光生电流; I_d ——二极管反向饱和电流; A ——二极管品质因子; R_{sh} ——光伏电池等效的并联电阻; R_s ——等效的串联电阻; V_{br} ——雪崩击穿电压; α, nm ——雪崩击穿特征常数; I_{sc} ——标准测试条件下的短路电流; K_t ——短路电流温度系数; G, T ——分别为光照强度和热力学温度(K); q ——电子电荷($1.6 \times 10^{-19} \text{C}$); k ——波尔兹曼常数($1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$); V 和 I ——分别为光伏电池模块的输出电压和输出电流。

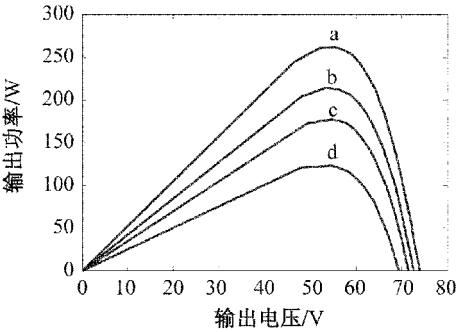
为了防止太阳电池由于热斑效应而遭受破坏,最好在太阳电池组件的正负极间并联一个旁路二极管,以避免光照组件所产生的能量被受遮蔽的组件所消耗。光照均匀时,旁路二极管处于反向截止,电池阵列正常工作;光照不均匀时,旁路二极管导通,保护光伏电池不被反向雪崩电流击穿,并提高输出效率。

2.2 光伏电池输出特性

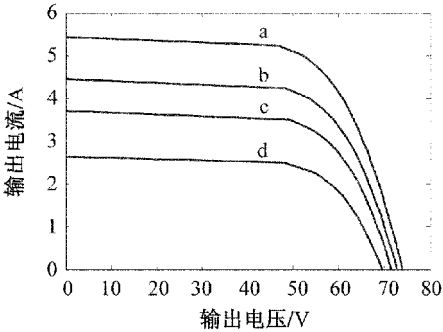
假设光伏阵列由三组光伏电池模块组成,电池

具体参数为短路电流 $I_{sc} = 5.45\text{A}$ 、开路电压 $V_{oc} = 22.2\text{V}$ 、最大功率点电流 $I_m = 4.95\text{A}$ 、最大功率点电压 $V_m = 17.2\text{V}$ 。

假设三组光伏电池模块均在均匀光照下,即 $a\text{—}1\,000\text{W}/\text{m}^2$, $b\text{—}800\text{W}/\text{m}^2$, $c\text{—}600\text{W}/\text{m}^2$ 和 $d\text{—}400\text{W}/\text{m}^2$,则光伏阵列的输出特性仿真曲线如图 2 所示。由图可知,光照增加时,输出功率和输出电流随之增加。



(a) P-V 输出特性



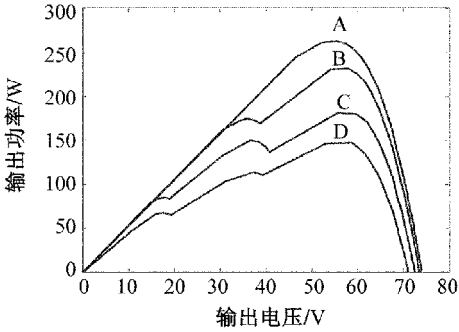
(b) I-V 输出特性

图 2 均匀光照条件下光伏阵列的输出特性曲线图

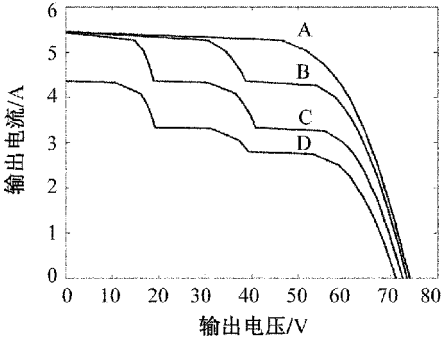
光照系数 $\gamma = G/1\,000$, G 为光照强度,假设电池表面温度不变。按照表 1 的四种不同光照条件(不同 γ)修改参数,进行仿真,得到的光伏阵列的输出特性仿真曲线如图 3 所示。

表 1 光伏阵列不同光照情况(γ)

光照情况	模块 1	模块 2	模块 3
A	1	1	1
B	1	1	0.8
C	1	0.8	0.6
D	0.8	0.6	0.4



(a) P-V 输出特性



(b) I-V 输出特性

图 3 不同光照条件下光伏阵列的输出特性曲线图

可以看出由于光伏模块并联旁路二极管,阴影条件下 P-V 和 I-V 特性曲线呈现多峰状。当光伏电池模块处于遮蔽情况时,旁路二极管导通,电流随负载增大而减小,当减小到一定程度时,旁路二极管反向截止。此时,被遮挡的光伏电池模块又处于工作状态,输出功率将继续增加。因此,遮挡情况下,其峰值个数与遮挡情况复杂程度成正比。

3 基于粒子群优化算法的多峰最大功率点跟踪

3.1 粒子群优化算法及改进

粒子群优化(PSO)算法是一种优化计算机技术,其模拟鸟群觅食过程中德迁徙和群集行为,最大优势在于简单易实现、收敛速度快、不易陷入局部最优^[11]。本文应用 PSO 算法,将光伏电池的总功率函数作为目标函数,输出电压为搜索空间的“粒子”,而每个粒子有由目标函数决定的适应度值,从而搜寻所有“粒子”中适应度值最优的“粒子”的位置^[12]。

根据 PSO 算法,每个粒子根据如下公式更新自

己的速度和位置^[13]

$$\begin{aligned} V_{t+1} &= \omega V_t + c_1 r_1 (p_t^l - X_t) + c_2 r_2 (p_t^g - X_t) \\ X_{t+1} &= X_t + V_{t+1} \end{aligned} \quad (3)$$

式中: c_1, c_2 ——正的常数, 称为加速因子; r_1, r_2 —— $[0, 1]$ 之间的随机数; ω ——惯性因子。

为了能够积累粒子个体搜索的经验, 从而加快算法的收敛, 公式(3)改为

$$\begin{aligned} V_{t+1} &= \omega V_t + c_1 r_1 [\lambda_t (p_t^l - X_t) + \lambda_{t-1} (p_{t-1}^l - X_{t-1})] + \\ &+ c_2 r_2 [\lambda_t (p_t^g - X_t) + \lambda_{t-1} (p_{t-1}^g - X_{t-1})] \\ X_{t+1} &= X_t + V_{t+1} \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $\sum_{i=0}^1 \lambda_{t-i} = 1$, λ_t 和 λ_{t-1} 分别为当前的有效因子和记忆的有效因子。其流程图如图4所示。

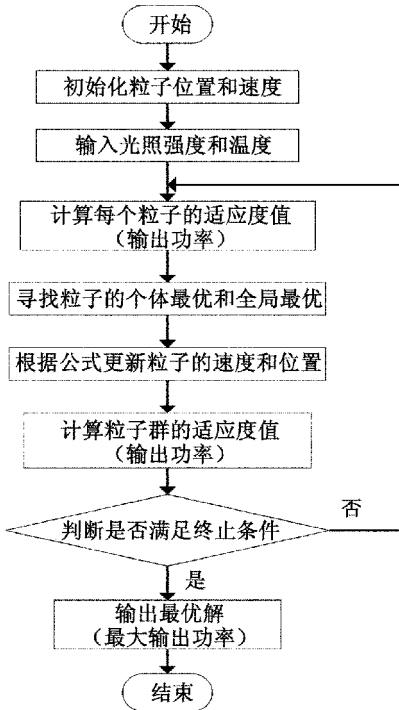


图4 PSO算法跟踪最大功率流程图

具体算法过程如下

1) 初始化粒子群, 设置种群大小为10, 维数为2, 最大迭代次数为50, 惯性因子由0.9到0.4线性递减, $c_1 = c_2 = 2.0$ 。随机产生各粒子的初始速度 V_i ;

2) 根据公式(1), 进行简化, 以两模块不均匀光照为例, 得适应度函数如下

$$V = n \left\{ \frac{AkT}{q} \ln \left[\frac{I_{ph} - I/m}{I_d} + 1 \right] - \frac{IR_s}{m} \right\} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} p &= I_1 n_1 \left\{ \frac{AkT_1}{q} \ln \left[\frac{I_{ph1} - I_1/m_1}{I_d} + 1 \right] - \frac{I_1 R_s}{m_1} \right\} + \\ &+ I_2 n_2 \left\{ \frac{AkT_2}{q} \ln \left[\frac{I_{ph2} - I_2/m_2}{I_d} + 1 \right] - \frac{I_2 R_s}{m_2} \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

从而计算每个粒子对应目标函数的适应度值, 其目标函数即为光伏阵列输出的总功率;

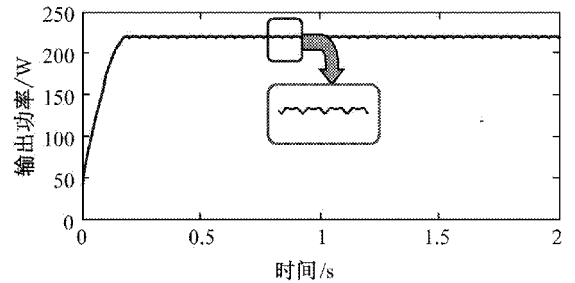
3) 每更新粒子的个体极值 p_i 和全局极值 p_g : 若粒子当前的适应度值优于个体极值, 则用粒子当前的位置和适应度值更新为当前值; 若种群中适应度值最优的粒子的适应度值优于全局极值, 则用适应度值最优粒子的位置和适应度值更新全局极值;

4) 按公式(4)对粒子的速度和位置进行更新;

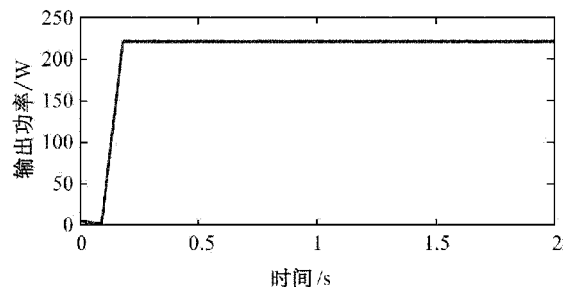
5) 判断是否满足结束条件, 是否达到最大进化代数, 若满足, 则寻优结束; 否则, $t = t + 1$, 继续转至步骤(2)。

3.2 仿真结果与分析

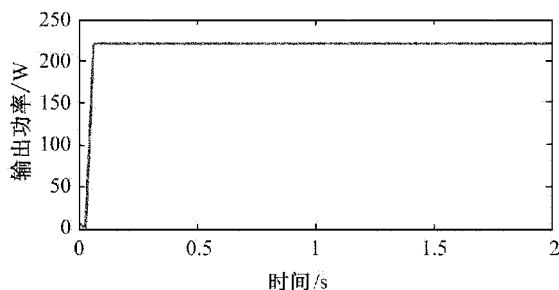
假设三组光伏模块所受光照条件如表1情况B, 即三个模块所受光照分别为 1000 W/m^2 , 1000 W/m^2 和 800 W/m^2 , 温度保持 25°C 不变。改进传统的扰动观察法, 使其能够跟踪多峰最大功率, 从而比较基于改进扰动观察法、粒子群优化算法和改进粒子群优化算法的多峰 MPPT, 光伏电池的输出功率如图5所示。



(a) 改进的扰动观察法



(b) 粒子群优化算法



(c) 改进的粒子群优化算法

图5 多峰峰值功率跟踪法输出功率结果图

由图5可以看出,改进扰动观察法和粒子群优化算法的跟踪时间均在0.2s左右,且扰动观察法到达稳态后存在一定的波动,即稳态平均值小于最大功率值,造成能量浪费。基于积累搜索经验的粒子群算法不仅可以如粒子群优化算法一样消除稳态后的波动,且跟踪速度为0.06s左右,速度提高约30%。

4 结束语

当外界环境发生变化,如温度、光照等,光伏阵列整个输出功率降低,P-V特性曲线出现拐点,输出功率出现局部极大值,此时传统的最大功率点跟踪法(如扰动观察法)失效。本文提出的多峰最大功率点跟踪方法,在粒子群优化的、算法基础上,积累粒子个体搜索经验,使收敛速度大大提高,且在稳态时在全局最大值点附近基本无震荡,能够跟踪光伏阵列的全局最大输出功率,从而为多峰功率跟踪的大规模实际应用奠定理论基础。

参考文献

[1] 白静晶. 基于遗传神经网络的光伏阵列多峰最大功率点追踪[D]. 广东:汕头大学,2011.

[2] Mishima T, Ohnishi T. Power Compensation System for Partially Shaded PV Array Using Electric Double Layer Capacitors [C]//IEEE Industrial Electronics Society Conference, Sevilla: IEEE, 2002, 4: 3 262 ~ 3 267.

[3] Shimizu T, Hirakata M, Kamezawa T, Watanabe H. Generation Control Circuit for Photovoltaic Modules [J]. IEEE Trans. On Power Electronic, 2001, 16 (3): 293 ~ 300.

[4] Mishima T, Ohnishi T. A Power Compensation Strategy Based on Electric Double Layer Capacitors for a Partially Shaded PV Array [C]//The 15th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Singapore: 2003, 2: 858 ~ 863.

[5] Shimizu T, Hashimoto O, Kimura G. A Novel High Performance Utility Interactive Photovoltaic Inverter System [J]. IEEE Trans. On Power Electronic, 2003, 18 (2): 704 ~ 711.

[6] Kobayashi K, Takano I, Sawada Y. A Study on a Two Stage Maximum Power Point Tracking Control of a Photovoltaic System under Partially Shaded Insolation Conditions [C]//IEEE Power Eng. Soc. Gen. Meet, Toronto, 2003: 2 612 ~ 2 617.

[7] Miyatake M, Inada T, Hiratsuka I, Hongyan Zhao. Control Characteristics of a Fibonacci Search Based Maximum Power Point Tracker when a Photovoltaic Array is Partially Shaded [C]//Power Electronics and Motion Control Conference, Xi'an: 2004, 2: 816 ~ 821.

[8] Solodovnik E V, Shengyvi Liu, Dougal R A. Power Controller Design for Maximum Power Tracking in Solar Installations [J]. Trans. On Power Electronics, 2004, 19 (5): 1 295 ~ 1 304.

[9] Patel H, Agarwal V. Matlab-based Modeling to Study the Effects of Partial Shading on PV Array Characteristics [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2008, 23 (1): 302 ~ 310.

[10] 周德佳, 赵争鸣, 吴理博, 等. 基于仿真模型的太阳能电池阵列特性的分析 [J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2007, 47 (7): 1 109 ~ 1 112.

[11] Kennedy J, Eberhart R. Particle Swarm Optimization [C]//In Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks, vol. IV, Perth: 1995, 1 942 ~ 1 948.

[12] 刘波. 粒子群优化算法及其工程应用 [M]. 1 版. 北京: 电子工业出版社, 2010. 27 ~ 46.

[13] 侯志荣, 吕振肃. 基于 MATLAB 的粒子群优化算法及其应用 [J]. 计算机仿真, 2003, 20 (10): 68 ~ 70.

串联电容法校准高值电容的不确定度分析

吴 康 李亚琛 刘 民
(北京东方计量测试研究所,北京 100086)

摘 要 分析与计算了利用高准确度自动电桥 AH2700A 及标准电容 Agilent 16380C(1 μF)为标准,采用串联电容法校准 10 μF ~ 1mF 高值电容的测量结果不确定度。经过不确定度分析,10 μF 电容的测量不确定达到 0.02%,100 μF 电容的测量不确定达到 0.1%,1mF 电容的测量不确定达到 0.6%。

关键词 串联电容法 高值标准电容 不确定度分析

Uncertainty Analysis of High Capacitance Calibration by Series Capacitor Method

WU Kang LI Ya-lu LIU Min
(Beijing Orient Institute of Measurement and Test, Beijing 100086)

Abstract The article analysis and calculate uncertainty of 10 μF ~ 1mF high capacitance's measurement results by series capacitor method which standard are high accuracy bridge AH2700A and standard capacitor Agilent 16380C(1 μF). Via uncertainty analysis, measurement uncertainty of capacitor of 10 μF is 0.02%, measurement uncertainty of capacitor of 100 μF is 0.1%, the measurement uncertainty of capacitor of 1mF is 0.6%.

Key words Series capacitor method High capacitance standard Uncertainty analysis

1 引 言

目前各计量所都未建立高值电容标准,高值电容的溯源问题处于研究阶段,本文提出了一种串联电容法测量高值电容的方法,这是一种解决高值电容溯源性的新方法,本文介绍了串联电容法测量高值电容的基本原理,并主要对其测量结果的不确定度进行了分析。

2 串联电容法原理概述

串联电容法校准高值电容所用计量标准为高准

确度自动电桥 AH2700A,标准电容 Agilent 16380C(1 μF)。被校对象为高值电容 CH12(10 μF,100 μF,1mF)。

校准方法的原理框图如图 1 所示

校准时首先采用电容电桥 AH2700A 测量标准电容 Agilent 16380C,得到 C_1 ,而后测量标准电容 Agilent 16380C 与被校电容 CH12 的串联值,得到 C_3 。

通过电容串联公式,计算得到被校电容 CH12 的电容值

$$C_2 = \frac{C_1 C_3}{C_1 - C_3} \quad (1)$$

但考虑到分布电容的影响,上式可修正为

$$C_2 = \frac{C_1 C_3 + C_3 C_g}{C_1 - C_3} \tag{2}$$

式中: C_1 ——由 AH2700A 测量标准电容 Agilent 16380C 的标准值; C_2 ——被校高值电容 CH12 的标准值; C_3 ——由 AH2700A 测量标准电容 Agilent 16380C 与被校电容 CH12 串联后的电容值; C_g ——由 AH2700A 测量两只电容串联后的分布电容。

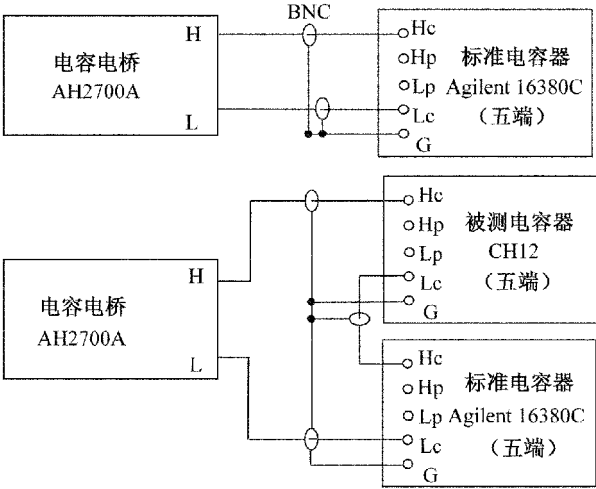


图 1 串联电容法校准高值电容的原理图

3 测量不确定度分析

3.1 测量不确定度来源

根据图 1 所示的校准线路和公式(1)的数学模型,分析测量过程,测量时引入的不确定度分量有

- 由 C_1 测量重复性引入的测量不确定度 u_1 ;
- 由 C_3 测量重复性引入的测量不确定度 u_2 ;
- 由 C_g 测量不准确引入的测量不确定度 u_3 ;
- 由五端屏蔽电容定义与测量不一致引入的不确定度 u_4 ;

由电容电桥 AH2700A 的性能引入的不确定度

u_5 。

3.2 灵敏系数的计算

由公式(1),各部分的灵敏度系数如下

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{\partial C_2}{\partial C_1} = -\frac{C_3^2 + C_3 C_g}{(C_1 - C_3)^2}; \\ a_2 &= \frac{\partial C_2}{\partial C_3} = \frac{C_1^2 + C_1 C_g}{(C_1 - C_3)^2}; \\ a_3 &= \frac{\partial C_2}{\partial C_g} = \frac{C_3}{C_1 - C_3} \end{aligned} \tag{4}$$

3.3 相关性分析及计算

虽然 C_1 和 C_3 是独立测量,但都由 AH2700A 读数得到,形成间接相关。 C_g 影响量较小可认为相互独立不相关。即可认为 C_1 和 C_3 具有相关性, C_1 和 C_3 与 C_g 不具有相关性。

C_1 和 C_3 的相关系数为

$$\begin{aligned} r(C_3, C_1) &= \frac{\sigma(C_3, C_1)}{s(C_3)s(C_1)} = \frac{1}{(n-1)s(C_3)s(C_1)} \\ &\sum_{i=1}^n \left(\frac{C_2 C_{1i}}{C_{1i} + C_2 + C_g} - \overline{C_3} \right) (C_{1i} - \overline{C_1}) \end{aligned} \tag{5}$$

式中: $r(C_3, C_1)$ —— C_3 与 C_1 的相关系数; $\sigma(C_3, C_1)$ —— C_3 与 C_1 的协方差; $s(\overline{C_3})$ 、 $s(\overline{C_1})$ —— C_3 与 C_1 平均值的实验标准偏差; C_{1i} —— 10 次测量 C_1 获得 C_{1i} , ($i=1 \sim 10$), 详见表 1。

4 各分量的测量不确定度评定

4.1 u_1 的评定

用 AH2700A 独立测量 Agilent 16380 (1μF) 电容器获得 10 次读数,以算术平均值作为测量结果,采用 A 类评定方法,自由度 $v_1=9$ 。

表 1 C_1 测量结果的重复性数据

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
C_1 (pF)	1 000 150	1 000 140	1 000 140	1 000 110	1 000 130	1 000 120	1 000 140	1 000 120	1 000 124	1 000 120

得到

$$u_1 = s(\overline{C_1}) = \frac{s(C_1)}{\sqrt{10}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{10} (C_{1i} - \overline{C_1})^2}{10 \times 9}} = 3.99 \text{pF} \tag{6}$$

4.2 u_2 的评定

用 AH2700A 测量 CH12 (10μF, 100μF, 1mF) 和 Agilent 16380 (1μF) 的串联后的电容值,获得 10 次读数,以算术平均值作为测量结果,采用 A 类评定方法,自由度 $v_1=9$ 。

表 2 C_3 测量结果的重复性数据

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
C_3 (pF) 串联 10μF	909 210	909 240	909 220	909 260	909 230	909 240	909 210	909 170	909 190	909 160
C_3 (pF) 串联 100μF	990 230	990 270	990 230	990 250	990 270	990 190	990 200	990 210	990 220	990 230
C_3 (pF) 串联 1mF	999 130	999 120	999 110	999 110	999 180	999 150	999 120	999 130	999 120	999 130

串联 10μF 时： $u_2 = s(\overline{C_3}) = 10.12\text{pF}$

串联 100μF 时： $u_2 = s(\overline{C_3}) = 8.56\text{pF}$

串联 1mF 时： $u_2 = s(\overline{C_3}) = 6.67\text{pF}$

4.3 u_3 的评定

C_g 是串联连接线和两电容器内部电极导体与屏蔽壳之间分布电容,用 AH2700A 分别测量连接线分布电容、Agilent 16380(1μF)以及 CH12 电容器的 H 端子、L 端子对屏蔽壳的分布电容。经过计算得到,测量模型如下^[1]。

$C_g = C_h + C_L + C_{cab} + C_{2T} + C_{2T} + \Delta C_f$ (7)
式中: C_g ——两只电容串联,中间导体与屏蔽壳、连接器芯皮之间、屏蔽线皮之间的分布电容,由计算获得; C_H, C_L ——分别为两只电容中间串联导体与屏蔽壳的分布电容,由 AH2700A 测量和计算获得,有两端法和三端法两种测量方法,对于 100μF 和 1mF 两只电容,只能采用两端法测量电容器 H, L 端子对屏蔽壳的并联电容; C_{cab} ——串联连接线的芯与皮之间的分布电容,由 AH2700A 测量和计算获得; C_{2T} ——两通连接器的芯与皮之间的分布电容,由 AH2700A 测量和计算获得; ΔC_f ——分布电容定义与测量端口不一致引入的测量不确定度分量,由估计获得。

$C_g = 92.65\text{pF}, u_3 = 1.4\text{pF}, k = 2, v_{\text{eff}} = 60.6$

同理可计算出

Agilent 16380(1μF)与 CH12(100μF)串联时测量结果

$C_g = 95.45\text{pF}, u_3 = 1.4\text{pF}, k = 2, v_{\text{eff}} = 60.6$

Agilent 16380(1μF)与 CH12(1mF)串联时测量结果

$C_g = 107.55\text{pF}, u_3 = 1.4\text{pF}, k = 2, v_{\text{eff}} = 60.6$

表 3 Agilent16380(1μF)与 CH 12(10μF) 串联时测量结果

分量	测量值 /pF	测量不确 定度/pF	估计 分布	置信因子 $k(95\%)$	自由度
C_H	11.5	0.5	正态	1.96	2
C_L	28.5	0.5	正态	1.96	2
C_{cab}	48.11	0.1	正态	1.96	2
C_{2T}	2.07	0.05	正态	1.96	2
ΔC_f	0.4	0.2	矩形	1.732	2
C_g	92.65	1.4	正态	2	60.6

4.4 u_4 的评定

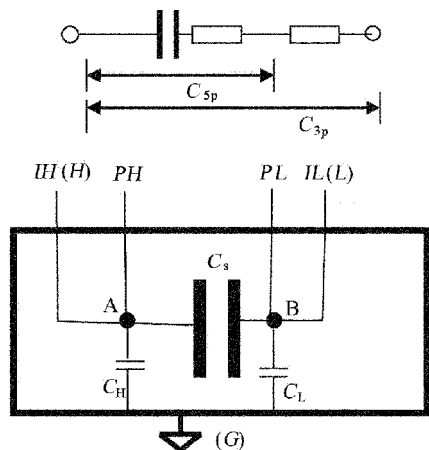
五端屏蔽电容定义 AB 点之间,如图 2 所示。

若电容器屏蔽壳 G 与测量端 IL 等电位,则 C_s 的定义不受分布电容 C_H, C_L 的影响。若电容器屏蔽壳 G 浮地,则 C_s 的定义包含 C_H, C_L 的串联值,见公式(5)。在五端电容器上选取两个端口 IH, IL 和屏蔽 G 作为三端口电容器来测量,测量值 C_{3p} 的定义包含 C_s 和引线电阻(含接触电阻)。虽然电容值不变,但是损耗值增加

$C_s = \frac{C_{3p}^2}{C_{3p} - k(C_H + C_L)}$ (8)

式中: k ——影响系数,若电容器屏蔽壳与数字电桥的 L 端完全等电位时 $k=0$,若浮地时 $k=0.25$ 。

由于在 100Hz 时等电位屏蔽比较完善 k 估计值小于 0.1, CH12 的 $C_H + C_L$ 在 100pF 均在以下,相对 10μF, 100μF, 1mF, 电容该项影响小于 1×10^{-6} , 该项分量可以忽略。

图2 五端屏蔽电容器 C_s 定义

4.5 u_5 的评定

u_5 是由电容电桥 AH2700A 的性能引入的不确定度,具体包括 AH2700A 的最大允差、分辨率及年稳定性,假设均匀分布, $k=1.732$, $v=\infty$;

将上述三项合成为示值误差引入的相对标准不确定度

$$u_{5\text{rel}} = u_{\text{rel}}(\Delta C_m) = \sqrt{\left(\frac{\text{最大允差}}{1.732}\right)^2 + \left(\frac{\text{分辨率}}{2 \times 1.732}\right)^2 + \left(\frac{\text{年}}{2 \times 1.732}\right)^2} = 0.0184\% \quad (9)$$

测量 C_1 时,

$$u_5 = 0.0184\% \times 1\,000\,129.4 = 183.5\text{pF}$$

4.6 合成标准不确定度的计算

根据合成公式

$$u_c(C_2) = \sqrt{a_1^2 u_1^2 + a_2^2 u_2^2 + a_3^2 u_3^2 + u_5^2 + 2a_1 a_2 r(C_3, C_1) u_1 u_2} \quad (10)$$

式中: u_5 是 AH2700A 技术指标引入的,视为未定系统误差,与随机误差合成时,视为独立不相关。

$r(C_3, C_1)$ 是 C_1 与 C_3 的相关系数估计值,当 C_1 和 C_3 的实验标准偏差通过 A 类评定获得后,还要进行检验计算,避免相关系数大于 1,造成不合理的误差传播。根据相关系数公式检验,当相关系数大于 1 时,按等于 1 来计算,即正强相关。

当测量 $10\mu\text{F}$ 时: $r(C_3, C_1) = 131.5 / (3.99 \times 10.12) = 3.26 > 1$, C_1 和 C_3 正强相关,即 $r(C_3, C_1) = 1$ 。

当测量 $100\mu\text{F}$ 时: $r(C_3, C_1) = 156.0 / (3.99 \times 8.56) > 1$, C_1 和 C_3 正强相关,即 $r(C_3, C_1) = 1$ 。

当测量 1mF 时: $r(C_3, C_1) = 158.8 / (3.99 \times 6.67) > 1$, C_1 和 C_3 正强相关,即 $r(C_3, C_1) = 1$ 。

有效自由度

$$v_{\text{eff}} = \frac{u_c^4(C_2)}{\frac{u_1^4}{9} + \frac{u_3^4}{9} + \frac{u_4^4}{60}}$$

当 Agilent 16380 ($1\mu\text{F}$) 与 CH12 ($10\mu\text{F}$) 电容串联时

$$u_c(C_2) = 845.7\text{pF}, C_2 = 10\,002\,760\text{pF}, u_{\text{crel}}(C_2) = 0.008\%$$

当 Agilent 16380 ($1\mu\text{F}$) 与 CH12 ($100\mu\text{F}$) 电容串联时

$$u_c(C_2) = 47\,436.2\text{pF}, C_2 = 100\,051\,767\text{pF}, u_{\text{crel}}(C_2) = 0.047\%$$

当 Agilent 16380 ($1\mu\text{F}$) 与 CH12 (1mF) 电容串联时

$$u_c(C_2) = 2\,690\,749.6\text{pF}, C_2 = 999\,966\,574\text{pF}, u_{\text{crel}}(C_2) = 0.27\%$$

4.7 扩展测量不确定度的计算

当测量 $10\mu\text{F}$ 时: $C_2 = 10.002\,8\mu\text{F}$, $U = 2u_c = 0.02\%$, $k=2$ 。

当测量 $100\mu\text{F}$ 时: $C_2 = 100.05\mu\text{F}$, $U = 2u_c = 0.09\%$, $k=2$ 。

当测量 1mF 时: $C_2 = 1\text{mF}$, $U = 2u_c = 0.6\%$, $k=2$ 。

5 结束语

本文简要介绍了串联电容法测量高值电容的原理,重点分析了串联电容法测量高值电容的不确定度评定方法,结合实例给出了测量结果不确定度的计算过程。本文还分析了五端口标准电容在三端测量时,由定义不完善引入的不确定度,给出了分布电容影响公式。

参考文献

- [1] AH2700A 50Hz ~ 20kHz 超精密电容电桥说明书, Andeen-Hagerling 公司。
- [2] 倪育才. 实用测量不确定度评定[M]. 中国计量出版社, 2004.
- [3] 国防科工委科技与质量司. 计量技术基础. 原子能出版社, 2002.

多路数据采集器自动校准系统的设计与实现

许兴明 刘国伟

(北京无线电计量测试研究所,北京 100039)

摘 要 数据采集器被广泛应用于科研生产的各个领域。针对现有数据采集器无法完全实现自动化校准的问题,本文设计出一套基于多路程控开关的数据采集器自动校准系统,并对系统的硬件组成、测试原理和系统软件进行了论述。该系统设计合理、性能可靠、便于扩展,具有较大的推广价值。

关键词 数据采集 自动校准 开关 LabVIEW

Designing and Implementation of Automatic Calibration System for Multi-channel Data Collector

XU Xing-ming LIU Guo-wei

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

Abstract Data collector has been widely used in the research and production field. According to the defects of automatic calibration for data collector, this paper design a new calibration system based on programmable multi-switch, and introduces the design of hardware and principle of test, and test system software. This system is reasonable and reliable. It can be extended easily and of great generalize value.

Key words Data collector Automatic calibration Switch LabVIEW

1 引 言

随着科学技术的发展,数据采集技术被应用于航空航天科研生产的各个领域。数据采集器可以实现对温度、压力、位置、流量等不同参量的测量、处理、控制及管理,实现测、控、管的自动化与系统化。现有的数据采集器正朝着小型化、智能化方向发展,多带主机,可配置不同类型的数据采集卡,如安捷伦公司的 34970A 就是一种高性能的数据采集主机,可配 34901A,34902A 等七种数据采集卡。

数据采集器采集信号的实质是通过不同的传感器将相应的测量信号转为电信号,或者是直接实现

对电信号的测量。因此数据采集器电压、电流等基本电信号指标的变化,反映了采集数据的准确性,因此必须定期校准。

通常数据采集器的采集路数多达数十路,校准的参数范围也较宽,受开关限制,无法同时接入进行自动校准,多采用分散、拆卸式的手工作业,存在着操作时间长、计算繁杂等一系列问题,影响了科研生产任务的顺利进行。为此建立一套准确度高、操作简便、通用性好的数据采集器自动校准系统,对于确保数据采集器数据采集的准确性,提高科研技术能力和保障能力,促进装备检定的现代化,都具有重要的意义^[1]。

2 校准系统的硬件设计及实现

现有的智能型数据采集器多内附五位半或六位半的数字多用表,工作时可以利用内附数字表配合各通道直接完成多路外界信号的数据采集,因此数据采集器的校准主要是对其内附数字表的交直流电压、交直流电流及电阻等基本电信号采样能力的校准。

2.1 系统组成及工作原理

数据采集器校准系统主要由多功能校准器、程控开关、GPIB 接口卡、GPIB 线缆、系统软件组成。其中多功能校准器选用 FLUKE 公司的 5720A 及配套放大器 5725A,可提供高精度的交直流电压、电流及两线、四线电阻信号;程控开关采用基于 I/O 卡控制的 44 路自研开关;由于现在的多路数据采集器都配有 GPIB 接口和相应内置数字表,因此可以利用 GPIB 接口卡通过回读数字表的读数来实现对多路数据采集器的校准。整个校准系统的组成如图 1 所示。

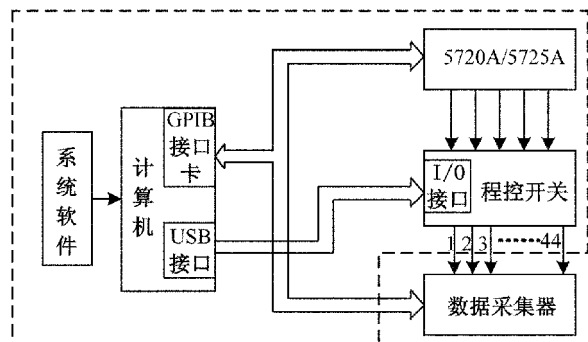


图 1 数据采集器校准系统组成框图

校准时将数据采集器的各个测试通道同时连接程控开关的输出端,并将多功能校准器的五个功能输出端连接多路程控开关的输入端。工作时通过控制校准源和程控开关的不同通道给数据采集器施加相应的信号。数据采集卡通过 GPIB 总线将数据回读至计算机进行数据的处理,并生成报告。

其中多路程控开关是系统控制转换的核心部分,程控开关可以进行不同校准功能和测试通道的自动切换,可以避免现有手动测试时存在的频繁拆卸的问题。

2.2 多路程控开关的设计

现有的程控开关无论从采集通道数还是过电流能力上都无法满足校准系统测试的需要。为了实现

一对多的输出,需要设计专门的程控开关。为了更好地实现对程控开关的运行控制,采用 NI 公司的高密度工业数字 I/O 卡 USB-6509 作为主控制卡,通过数字 I/O 信号来控制的继电器以达到开关切换的目的。USB-6509 包含 96 条双向 I/O 通道,可以兼容 5 V TTL/CMOS,但其输出驱动电流很小,故采用三极管放大来驱动继电器。为了保证继电器控制的安全可靠,提高继电器的开关转换速度,设计继电器开关控制电路如图 2 所示。

继电器线圈的放电时间常数与线圈电感 L 成正比,与线圈电阻 R 成反比。在二极管 D_1 处串联一个电阻 R_2 ,这种设计在控制信号到来时对电路无影响,却可以使开关释放速度变快,避免抖动现象。同时在线圈两端并入一个发光二极管 D_2 和电阻 R_3 ,当继电器动作时发光二极管正向导通,可接至程控开关前面板做指示用,表明程控开关对应通道的通断^[2]。

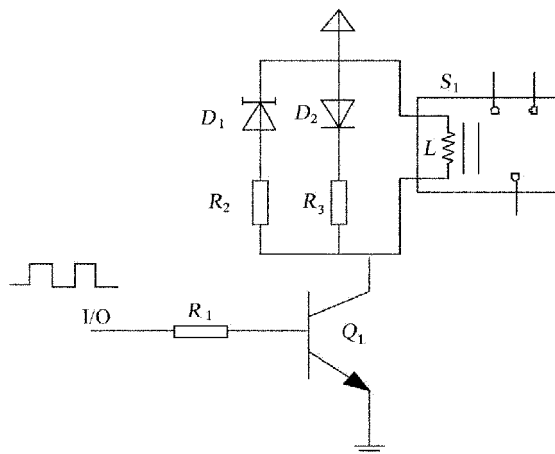


图 2 I/O 信号控制继电器开关电路图

开关中 1~40 路继电器选用欧姆龙公司的单稳型表面贴装继电器 G6S-2,其额定动作电流 30mA,导通电阻小于 50mΩ。其外形管脚如图 3 所示。

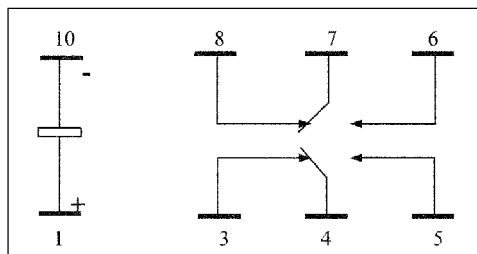


图 3 G6S-2 继电器管脚结构图

把信号的高低端分别接在继电器的两侧,形成两条独立通道。通过一路 I/O 信号控制继电器两路高低信号的通断,有效的提高了继电器的利用率。41~44 路继电器选用 C6B-2114P,其导通电阻小于 $30\text{m}\Omega$,主要用于电流的测量,其过电流能力可达 5A ,可以有效提高程控开关的电流校准范围。由于被测数据采集器内置数字表多为五位半或六位半,在进行电压、电流功能校准时导通电阻的影响量可以忽略。

设计时采用一路转换继电器来控制两线和四线电阻校准功能的切换。转换继电器不动作时 21~40 路继电器和 1~20 路继电器一样,连接在程控开关的高低输入端,可以进行电压、电流和两线电阻功能的校准。当继电器动作时,21~40 路继电器连接在感应端(sense)的高低输入端,配合 1~20 路继电器完成四线电阻功能的校准。

在四线测量方式下,测试电流通过一对引线加到待测件,同时由感应端的一对引线来测量电压,由于流经感应端的电流非常小,感应端的引线电阻被有效地消除了,因此可以把导通电阻的影响降低到最小^[3],四线连接方式更适合低电阻测量。程控开关整体硬件结构设计如图 4 所示。

低到最小^[3],四线连接方式更适合低电阻测量。程控开关整体硬件结构设计如图 4 所示。

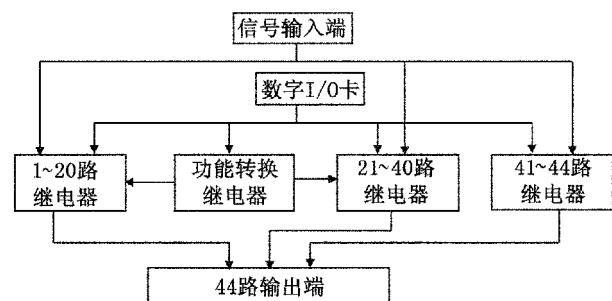


图4 程控开关的硬件结构图

3 校准软件的设计与实现

本系统采用 Windows XP 操作系统,测试软件采用美国国家仪器 NI 公司的 LabVIEW 作软件开发平台,采用直观的图形化编程语言,易于实现对数据采集器模块及通用标准仪器的程控操作。采用 Microsoft Excel 作为生成校准证书和测试报告的工具。

根据面向对象的思想,用户可以根据测试任务选择被测仪器及被测项目。待被测对象连接后运行测试软件,对所使用的仪器进行设置、运行相应的程

序、回读数据,对测试数据进行存储和处理,自动生成报告。

3.1 软件总体框架

该软件主要包括以下几个子程序:管理程序、自检程序、校准程序、证书报告管理程序。其各部分功能描述如下:

管理程序包括整个系统的操作说明和帮助、系统自检程序的调度和管理、各校准子程序的调度和管理以及存储程序的管理、仪器相关信息的设置等,为用户提供一套友好的操作程序界面,用于完成整个校准系统的管理。

系统自检程序包括用于整套校准系统的自检,主要完成程序的初始化自检、系统各功能模块的自检,用以判断整个系统是否工作正常。

校准程序主要是按照计量检定规程,对数据采集器的各项性能指标进行校准,由于计量校准工作要求必须严格遵守国家制定的检定规程,以保证整个校准结果的准确性、真实性和可靠性,并且具有可溯源性,因此编制本校准程序时,必须按照相关的检定规程进行编写。

证书报告管理程序的作用是根据被测模块的型号选择调用相应的证书模板,利用的 LabVIEW 自带的 DDE 功能函数把由数字表回读的校准数据存放到相应的证书中生成报告。软件整体结构框图如图 5 所示^[4]。

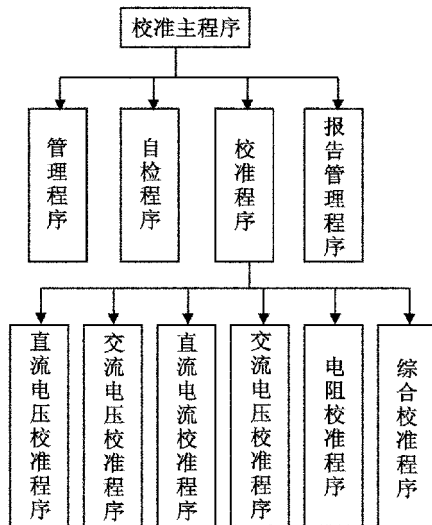


图5 软件整体结构框图

3.2 校准程序设计流程图

选用强大的图形化语言 LabVIEW 作为测试软件开发平台,利用 VISA 和仪器驱动构建测试程序,

该测试程序包括各个测试项目,其中每个测试项目设计成一个子 VI,便于系统的调用,用户也可以根据测试需求,自行进行配置,开发新的测试项目。校准主程序设计流程如图 6 所示^[5]。

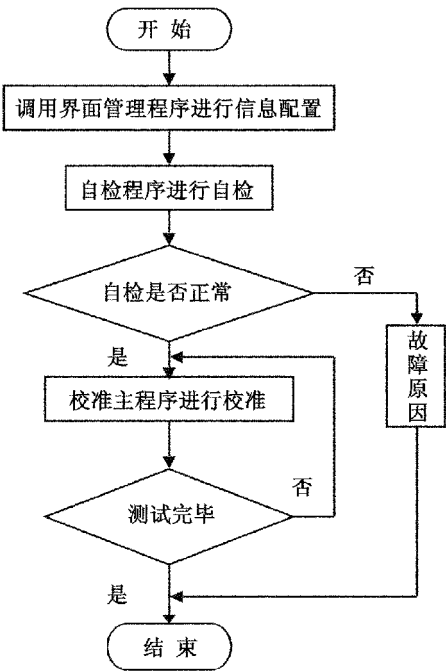


图 6 软件设计流程图

4 实验分析及验证

为了验证自动校准系统测试结果的可靠性,将数据采集器 34970A 中的 34901A 模块分别用自动校准程序和手动测试方法分别进行数据采集测试,然后对测试的结果进行比较。采集数据如表 1 所示。

通过表 1 可以看出,在各功能测试时,手动和自动测试结果基本保持一致,在受开关导通电阻影响量最大的电阻最小量程 10Ω,由于采用了四线测量方式,自动测试与手动测试结果也基本一致。实验

结果表明,本测试平台完全可以满足数据采集器电压、电流、电阻等基本参量的校准,测试数据准确可靠。

表 1 手动与自动测试结果

功能	测试点	自动测试	手动测试
DCV	100mV	99.997 5mV	99.997 2mV
	10V	10.000 1V	10.000 2V
DCI	1A	0.999 98A	0.999 97A
R	10Ω	9.998 5Ω	9.998 7Ω
	1kΩ	1.000 02kΩ	1.000 02kΩ

5 结束语

随着电子技术的发展,各类数据采集产品的校准任务也将会变得越来越繁重,对校准系统的自动化要求也不断提高。基于多路程控开关的多路数据采集器校准系统的成功研制,完全可以满足数据采集器校准的高精度和高可靠性需求。同时由于该系统具有良好的通用性、扩展性,通过适当增加部分硬件接口和编制相应的软件就能实现其他型号设备的检测,应用前景十分广阔。

参考文献

[1] 马瑞萍,杨海波,张磊等. 导弹测试设备自动计量检定系统的设计[J]. 计算机测量与控制,2003,11.

[2] 卢成健. 提高继电器开关转换速度的电路[J]. 广西工学院学报,1998,9.

[3] 中国计量科学研究院. JJG 724-9 直流数字式欧姆表检定规程, 1991,3.

[4] 姜杨, 陈健涛. 基于 PXI 总线的无人机飞控系统的设计与实现[J]. 宇航计测技术,2010,2.

[5] 殷贤华,彭彪. 基于 LabVIEW 的 LAN 结构自动测试系统[J]. 电子测量技术,2010,8.

大口径低温黑体标定装置研制

戴映红¹ 吴剑峰² 张亚洲³ 张 广¹ 徐 刚³

(1. 光学辐射重点实验室, 北京 100039; 2. 中国科学院理化技术研究所, 北京 100191;
3. 北京环境特性研究所, 北京 100039)

摘 要 为了实现更大范围的辐射测量, 研制了一套大口径低温黑体标定装置。该装置采用工质制冷技术, 避免了大量液氮消耗; 采用辐射面竖直放置, 有利于红外测量设备标定使用; 采取了双参数联动 PID 控制方案, 实现了宽温区辐射体的高稳定性控温。该装置研制中使用了低温黑体的防结霜技术、低温黑体辐射定标温度修正技术、低温黑体校准技术等, 为建立低温黑体辐射标准打下基础。

关键词 低温黑体 红外 标定

Development of a Calibration Device of Low Temperature Blackbody with Large Aperture

DAI Ying-hong¹ WU Jian-feng² ZHANG Ya-zhou³ ZHANG Guang¹ XU Gang³

(1. Science and Technology on Optical Radiation Laboratory, Beijing 100039; 2. Technique Institute of Physics and Chemistry, CAS, Beijing 100190; 3. Beijing Institute of Environmental Features, Beijing 100039)

Abstract A calibration device of low temperature blackbody with large aperture is developed in the need of measuring more ranges. This device adopts working medium refrigerating technology to avoid using large amount of liquid nitrogen. It adopts upright radiating plate to convenient for IR camera operation. It also adopts dual parameter linkage control to realize high accuracy temperature control in wide range. This device uses anti-frosting technology, temperature revision and correction technology to lay solid foundation for calibration standard establishment.

Key words Low temperature blackbody Infrared Calibration

1 引 言

为了得到红外测量系统的响应系数, 需要利用黑体辐射源对红外测量系统进行辐射响应度定标, 检测红外测量设备的响应系数和探测能力^[1]。目前通常的黑体辐射源是常温段到高温段的黑体, 低温段的黑体口径一般为 50mm 左右, 最低温度为 -50℃^[2]。常用的低温黑体最低温度在 -20℃ 至 -50℃^[3~5], 为了扩展红外辐射测量范围, 需要研制大口径的更低温度的低温黑体辐射源。采用新型工质

制冷技术及系统设计和计算方法, 研制了宽温区、大口径的低温黑体定标装置, 并成功的应用于红外测量系统的标定。

2 大口径低温黑体标定装置

2.1 装置组成及主要技术指标

低温黑体整套装置主要由黑体辐射源、控制机柜、数据采集计算机、标定装置、升降平台等组成。

黑体本体为立式; 黑体辐射面与地面垂直, 辐射出

口在侧面,黑体中心高度和倾角可调。如图 1 所示。

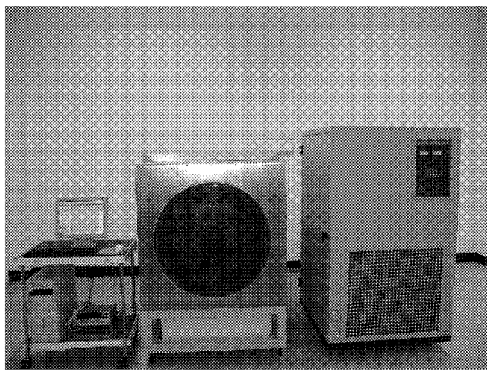


图 1 低温黑体辐射源装置(正面)实物图

图 1 中左侧为大口径低温黑体辐射源,右侧为黑体控制机柜。

低温黑体的温度范围为 -100.0°C 至 $+100.0^{\circ}\text{C}$,口径为 $\Phi 600\text{mm}$,温度均匀性为 $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ 。

2.2 工作原理

2.2.1 测温方式

黑体源体内放置 6 个铂电阻温度计安装孔,2 个位于黑体辐射面中心,其中 1 个孔用于温度控制用传感器,另一个用于作为温度标准的 1 支标准铂电阻温度传感器(用于测量源体温度绝对值,精度 $\pm 10\text{mK}$)。四个角上 4 个铂电阻温度计用于测量黑体的均匀性。铂电阻温度计探头通过导热硅脂与辐射板紧密接触,保证测温精度。

2.2.2 控制方式

低温黑体装置的基本工作原理是采取低温制冷机组产生低温,利用温控装置控制在设定温度。性能完全由制冷机组性能、温控方案以及温控体制冷剂盘管和加热元件的设计布置决定。最低温度由低温制冷机组决定,而温度稳定性由控制技术决定,该系统中的制冷系统流程如图 2 所示。制冷系统的设计主要是根据最大需求制冷量确定压缩机的大小。

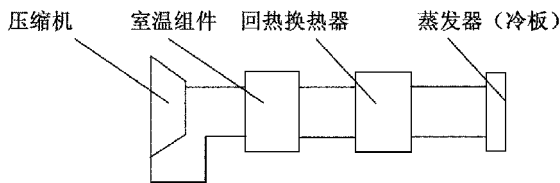


图 2 闭式制冷系统流程简图

2.2.3 数据采集

数据采集系统由高精度数字电压表、采集卡、计

算机、采集控制软件等组成。

由于对测温的精度要求为 $\pm 0.01^{\circ}\text{C}$,所以在采集温度测试数据时,需要高精度的采集显示仪表,配备 20 通道采集卡,使用 IEEE-488 通信接口进行数据传输。根据实验过程特性,编制相应的数据采集存储界面程序。该程序为单机版,安装卸载方便,操作界面友好,不但可以实时显示低温黑体装置不同位置的温度测量值,并且具有数据存储、与被标定系统定时等功能,方便后续的数据查询、监测和处理。如图 3 所示。

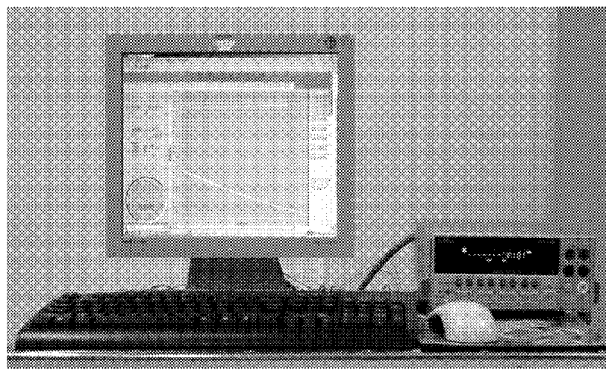


图 3 采集和显示部分实物图

2.3 采用的关键技术

2.3.1 竖直放置、大面积、宽温区辐射体的高精度和高稳定性温控

温度控制采用低温制冷机系统供冷结合电加热双控方式的带关联参数 PID 控制方案。低温制冷机组供冷和电加热组件均置于温控体内。温控系统方案如图 4 所示。带关联参数双自由度控制优势在于跨室温点的全温区温度控制上的连续性,极强的抗超调能力,可快速达到稳定,实现对执行器能力的精调,减小由于制冷机供冷不稳定带来的随机温度波动。

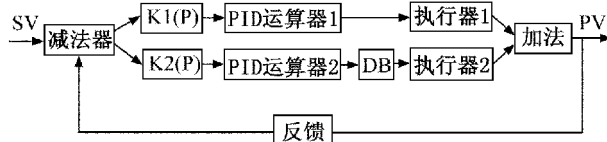


图 4 温度控制系统方案框图

2.3.2 基于反向蒙特卡洛的低温黑体辐射定标温度修正方法

由于实际工艺的限制,面源黑体辐射面的实际发射率为 0.94,引起反射率为 0.06,所以在使用该面源黑体进行设备定标时,设备接收的辐射能量包

含面源黑体的辐射和经过面源黑体辐射面反射的引导腔内壁的辐射。由于低温保护箱体的温度高于低温黑体温度,辐射能力强,经过面源黑体辐射面反射的引导腔内壁辐射不能忽略,这引起表观辐射温度偏离实际定标温度,影响定标结果的准确度,所以必须定量分析低温保护箱体内部面对定标的影响,修正定标温度偏差。

采用反向蒙特卡洛法^[6],借用射线踪迹法的优势完成定标温度偏差修正,计算结果准确,最后统计低温保护箱体内部表面和黑体辐射面获得关系数,根据马尔克夫链的可逆特点,分析探测器口面获得的辐射能量和定标温度偏差。该辐射定标温度修正方法可以考虑多种表面特性,相比传统的射线踪迹法计算结果更准确,计算量也大幅下降^[7]。

2.3.3 防水汽凝结技术措施

由于黑体采用垂直放置且系统侧卧,当黑体温度偏离室温时,极易在辐射面上形成自然对流,而且其程度随温度降低而增强,强的热对流一方面使黑体的温度均匀性难以控制,另外还会导致引导腔内形成一很强的热环流,将部分冷量从辐射面传递至室温端,会造成黑体表面的结霜。如何解决结霜问题成为一个技术难点。

除了较好的密封结构和较厚的保温材料外,还采取了以下方法:

1)设计一路排空气回路,配备扫气阀。并在室温端辐射口附近设计有一个气幕回路,配备气幕阀,确保黑体工作表面有干燥氩气保护。这样会很好地控制黑体表面结霜现象。

2)为了保证被标定系统或设备镜头在标定时不受低温制冷的影响,设计了低温辐射标定试验盖状结构装置如图5所示。该装置保证了进行定标的过程中防止惰性气体外泄及热交换,从而减小了结霜的可能性。

2.4 测试与验证方法

2.4.1 黑体温度准确性和均匀性的验证

为了验证低温黑体辐射面的温度准确性和均匀性,请中国计量科学院和中国科学院低温计量测试站等可测量温度的计量单位,中国计量科学院可以用辐射测温法检测 $-50^{\circ}\text{C} \sim 1\,000^{\circ}\text{C}$ 黑体辐射温度;中国科学院低温计量测试站可用接触测温法检测 $-200^{\circ}\text{C} \sim 0^{\circ}\text{C}$ 黑体表面温度。

检测报告显示,黑体表面测试点的测试温度与标称温度非常接近,除了 -100°C 设置点边缘温度点均匀

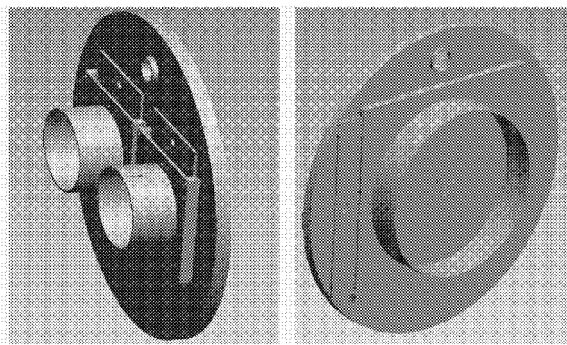


图5 大口径定标工装图

性略微超差外,其余温度点均匀性偏差均优于 $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ 。

2.4.2 用光谱仪扫描黑体辐射曲线

利用计量机构标定过的光谱仪(光谱分辨率可达 2cm^{-1})验证低温黑体辐射曲线是否符合普朗克公式理论曲线,结果显示,光谱仪测量还原的低温黑体辐射曲线与理论计算曲线基本一致,说明低温黑体具有很好的黑体光谱辐射特性。如图6所示,红色曲线为理论计算曲线,黑色曲线为光谱仪测量曲线。

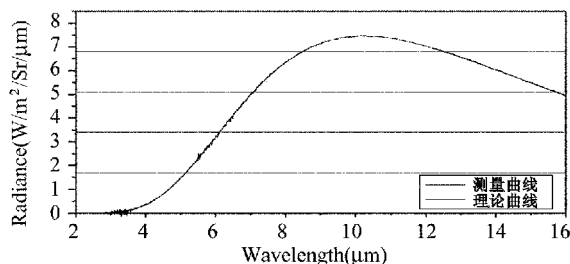


图6 黑体光谱辐射测量曲线和理论计算比较

2.4.3 低温黑体发射率测试

测试采用材料发射率测量系统进行测试。该系统内部为低温真空(80K 左右)环境,被测试片和标准片同时同环境测试。本低温黑体发射率的测试采用同材料测试法。即按照大口径低温黑体辐射板的制备工艺,制作同样材料同样工艺的试片用于发射率测试,试片规格 $\Phi 30\text{mm} \times 1\text{mm}$,测试装置如图7所示。

测试过程如下:

将待测试片和参考片安装在测量平台上,置于真空低温环境中,设定测量平台的温度,采用傅立叶变换光谱辐射计测量待测试片和参考片的辐射亮度,带入式(1),计算试片的发射率

$$\varepsilon_s(T) = \frac{L_s(T) - L_r(T)}{L_b(T) - L_r(T)} (\varepsilon_b(T) - \varepsilon_r(T)) + \varepsilon_r(T) \quad (1)$$

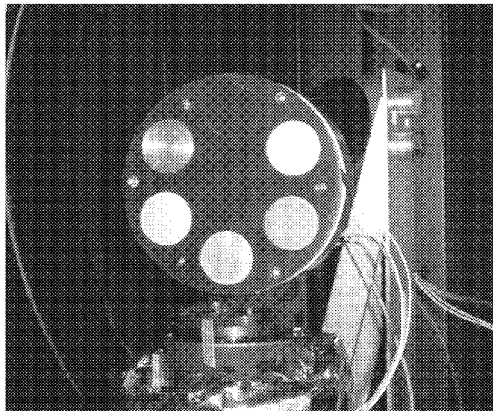


图7 材料发射率测量装置实物图

式中: $L(T)$, $\varepsilon(T)$ ——分别是目标在温度 T 时的辐射亮度、发射率;下标 s, b, r ——分别代表待测试片、参考黑体、低发射率参考体。黑体辐射面试片法向发射率测量计算结果为 0.94。

2.4.4 低温黑体校准方法

为了保证本低温黑体量值传递准确,按照国家计量技术规范 JJF1080-2002“-50℃ ~ +90℃ 黑体辐射源校准规范”的要求,制定了大口径低温黑体校准技术规范,校准步骤如下。

1) 利用中国计量院 -50℃ ~ +90℃ 标准黑体作为基准辐射源,将标准红外辐射计送检获得在该温度范围内的响应值,记录标准黑体在相应温度点对应的响应值;记录校准时的环境参数:温度、湿度;

2) 将标准红外辐射计作为量值传递仪器,正对被检设备入口处,辐射计出瞳光轴与大口径低温黑体辐射面垂直(垂直角度误差控制在 $\pm 5^\circ$ 之内);

3) 连接黑体电缆,检查无误后开启电源,设置到预定要校准的温度点;

4) 连接标准辐射计电缆,检查无误后开启设备电源,预热 30min 并检查状态是否与送检时一致;输入黑体发射率值。

5) 待大口径低温黑体到达预置温度并稳定 10min 后,开始用标准辐射计测量大口径低温黑体相应温度点对应的响应值,如果与标准黑体相应温度点对应的响应值不一致,则调整黑体温度设置,使标准辐射计测量大口径低温黑体的响应值与测量标准黑体一致,记录大口径低温黑体此时的测量温度和设置温度,以此类推校准其它温度点。

2.4.5 低温黑体不确定度的评定

低温黑体合成标准不确定度分析如下:

A 类不确定度分量包括

黑体温度均匀性测量(u_1): 1.2% (0.5K)

黑体温度稳定性测量(u_2): 0.2% (0.1K)

辐射亮度测量重复性(u_3): 0.2% (0.1K)

B 类不确定度分量包括

铂电阻接触导致的温度不准确:(u_4): 0.2% (0.1K)

标准辐射计传递不准确度(u_5): 0.2% (0.1K)

铂电阻温度计计量(u_6): 0.1% (0.05K)

辐射面法向发射率测量(u_7): 5 %

杂散辐射(u_8): 0.2% (0.1K)

数字电压表精度误差(u_9): 0.06%

合成标准不确定度计算公式如下

$$u_c = \left[\sum_{i=1}^n u_{Ai}^2 + \sum_{j=1}^m u_{Bj}^2 \right]^{1/2} \quad (2)$$

将各个不确定度分量带入式(2)计算,得到 $u_c = 5.2\%$ 。

3 结束语

利用研制的大口径低温黑体对热像仪等测量系统进行了标定,采用充满视场的形式,使背景辐射的影响基本忽略,周围环境的辐射可控并降到最小,充分的验证了红外测量系统及新型热像仪的低温测量能力,达到了预期的目的。

参考文献

- [1] 姚连兴,仇维礼,王福恒. 目标和环境的光学特性 [M]. 宇航出版社,1995. 8.
- [2] -50 ~ +90℃ 黑体辐射源校准规范, JJF1080-2002.
- [3] Frank Liebman. Infrared calibration development at Fluke Corporation Hart Scientific division. Proc. of SPIE Vol. 6939.
- [4] Lockheed Martin. Space Infrared Telescope Facility Observatory Description Document. LMMS/P458569, 674-SEIT-300 Version 1.2, November 1, 2002.
- [5] Neville, R. A., Schwarz, j. Laboratory calibration of electro-optical imagers at CCRS. Geo-science and Remote Sensing Symposium, 1994.
- [6] 董士奎,帅永,谈和平等. 反向蒙特卡罗法模拟参与性介质中热辐射传递[J]. 哈尔滨工业大学学报,2004, 36(12).
- [7] 王亚辉. 反向蒙特卡罗法分析低温面源黑体的标定误差,目标与环境特性研究,2009,52(4).

光纤功率计非线性因子测量的优化设计研究

全治科 高业胜

(中国电子科技集团公司第四十一研究所,山东青岛 266555)

摘 要 对光纤功率计非线性因子测量系统进行了优化设计。在理论分析和实验验证的基础上,优化了光路系统,抑制了光的干涉效应对光功率稳定性的影响,进行了实验验证;由光衰减器代替快门进行光的通断控制,扩展了测量范围,可以实现通用光纤功率计非线性因子的全量程测量。

关键词 光纤功率计 非线性因子 测量 优化设计

Optimal Design of the Nonlinearity Factor Measurement about Optical Fiber Power Meter

QUAN Zhi-ke GAO Ye-sheng

(The 41st Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Qingdao, Shandong 266555)

Abstract The optimal design of nonlinear factor measurement system for fiber power meter is given. Through the basis of analyze and experiment, the optical system is improved, the impact for optical power stability caused by the interference effect is confined, the result has been proved by the experiment; optical switch is used optical attenuation instead of the shutter, measurement range is more higher than before.

Key words Optical fiber power meter Nonlinearity factor Measurement Optimal design

1 引 言

光纤功率计是光的最基本测量仪器之一,在光通信设备、光电武器装备中光发射端机的功率输出、稳定度测量及各种无源光器件的插损测量等领域广泛应用^[1]。当前主流的光纤功率计光谱范围覆盖(0.4~1.7) μm ,测量灵敏度可达到-90dBm 甚至更高。非线性因子是光纤功率计重要的技术指标,表征光纤功率计在各个测量档位转化过程中功率测量的一致程度,是判断光纤功率计性能优劣的重要计量参数。

2 测量原理

光纤功率计非线性因子的测量方法有直接比较法、衰减法、差分法和功率叠加法等^[2]。由于功率叠加法具有不使用参考标准、原理简单、对测量结果的影响量少、数据准确等优点,很多计量技术机构如 NIST 等都以此建立了计量标准^[3,4]。

如图 1 为功率叠加法测量光纤功率计非线性因子的原理框图,激光器发出的光经衰减器衰减到需要校准的档位范围内,由光耦合装置分成功率相等的两束光,通过快门控制和光耦合装置,经被校光功率计分别测得两路分光光功率大小及分光再合为一束光的

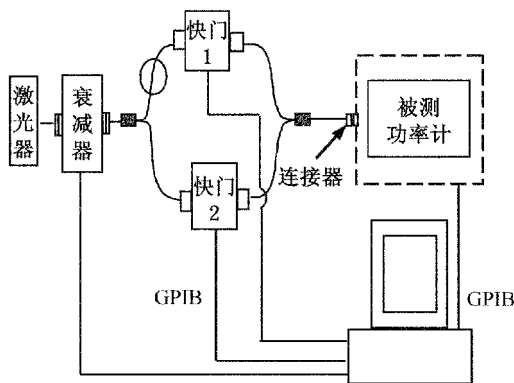


图1 功率叠加法测量光纤功率计非线性因子原理框图

光功率大小,由计算机软件采集数据,经分析计算,得到该被校光功率计在该档位上的非线性校准因子。测量时每组测量三个数据:快门分别打开时两个单独光功率测量值和快门同时打开时叠加两光束后的光功率值。对第 i 组的测量,可以建立三个等式

$$\begin{cases} P_{1i} = V_{1i} + \sum_{k=2}^n b_k V_{1i}^k \\ P_{2i} = V_{2i} + \sum_{k=2}^n b_k V_{2i}^k \\ P_{1i} + P_{2i} = V_{3i} + \sum_{k=2}^n b_k V_{3i}^k \end{cases} \quad (1)$$

式中: P_i ——未知入射光功率; V_i ——功率计显示值; $b_k = \frac{a_k}{a_1}$, a_k ——多项式的系数。

由式(1)的第三等式减去第一和第二式以消去 P_i ,得到一个新的等式

$$(V_{3i} - V_{1i} - V_{2i}) + \sum b_k (V_{3i}^k - V_{1i}^k - V_{2i}^k) = 0 \quad (2)$$

式(2)中的系数 b_k 可以根据采集到的光功率计测量数据,通过线性最小二乘法得到。

设 $[m]$ 表示量程 $m(m=1,2,3,\dots)$, $[c]$ 参考功率量程。校准确定参考点所在量程的系数 a_1 , P_c 为参考点的校准功率,近似为 $100\mu\text{W}$, V_c 为校准输出值

$$a_c = \frac{P_c}{V_c + \sum_{k=2}^n b_k(c) V_c^k} \quad (3)$$

功率计实际测量到的光辐射功率 P 可用下式表示

$$P = \frac{V}{F_c \cdot CF(m)} \quad (4)$$

式中: $F_c = V_c/P_c$ ——校准点的校准因子; $CF(m)$ —— m 量程转换偏差和非线性修正因子。

$$CF(m) = \frac{a_1(c)}{a_1(m)} \times \frac{1 + \sum_{k=2}^n b_k(c) V_c^{k-1}}{1 + \sum_{k=2}^n b_k(m) V_c^{k-1}} \quad (5)$$

除量程 $[c]$ 外,量程转换系数 $a_1[m]$ 可以由(6)和(7)式得到

$$\frac{a_1(c)}{a_1(m)} = \frac{a_1(c)}{a_1(c+1)} \times \dots \times \frac{a_1(m-1)}{a_1(m)} \quad (c < m) \quad (6)$$

$$\frac{a_1(c)}{a_1(m)} = \frac{1}{\frac{a_1(m)}{a_1(m+1)} \times \dots \times \frac{a_1(c-1)}{a_1(c)}} \quad (c > m) \quad (7)$$

公式(5)中转换函数系数 $b_k[m]$ 不需校准,可通过测量非线性用最小二乘法曲线拟合法来得到。两个相邻量程的比例系数 $a_1(m)/a_1(m+1)$ 可以通过测量量程转换偏差得到。一般情况下,利用三次方多项式($n=3$)来计算式(5)可以得到光纤功率计在某量程上的修正因子,功率计的每个量程都有相应的修正因子。

3 系统设计

3.1 光功率非线性测量范围扩展优化设计

叠加法测量光纤功率计非线性因子的测量过程中,如果通过快门进行光路开合控制(如图1),必然面临的问题是,由于光源输出功率可以足够大,但是快门不具备改变光衰减量的功能。因此,受输入到被测功率计的功率大小影响,整个测量系统针对被测光纤功率计的测量,只能限于有限几个档位,而不能全量程进行其非线性因子的测量。通过研究和反复试验,对测量系统进行了如图2的优化设计,将原有快门由光衰减器替代,三个衰减器的衰减范围分别为(0~60)dB,这样不仅可以大大扩展系统的测量范围,通过对两个分路中衰减器衰减量的各自精确控制,还能连续精确的将两路分光光功率比较严格的一分为二,控制输入被测功率计光功率大小,为系统高精度自动化测试带来方便。经过试验测试验证,该系统可以满足常见光纤功率计从(-60~0)dBm 全量程范围的非线性因子测量甚至可以向更小档位扩展。

利用图2所示的测量系统,可以测量在波长为1310nm,1550nm 等多个波长点,功率上限可达到2mW 的光纤功率计的非线性。表1为在1550nm 波

发动机推力线快速测量方法研究

李伟森 李 蕾 杜昌达

(中国电子科技集团公司第二十七研究所,河南郑州 450047)

摘 要 以某型号发动机喷管为测量对象,提出了一种使用激光雷达等高精度非接触测量仪器测量发动机推力线的快速测量方法。经误差仿真分析,该方法具有较高的测量精度,并具有测量速度快、成本低等特点,在航天工程测量体系中具有非常广阔的发展空间。

关键词 发动机 推力线 快速测量

Research on a Fast Measurement Method of Engine Thrust Line

LI Wei-sen LI Lei DU Chang-da

(The 27th Research Institute of CETC, Zhengzhou, Henan 450047)

Abstract Taking a certain type of engine nozzle as the measurement object, this paper proposed a rapid measurement method-using high-precision non-contact measuring instruments, such as laser radar, to measure engine thrust line. The error simulation analysis shows that this method has high measurement accuracy, high measurement speed and low cost. Therefore, it has broad space for development in the aerospace engineering measurement system.

Key words Engine Thrust line Fast measurement

1 引 言

航空航天设备的发动机在制造出来之后不可避免的会与设计产生一定的误差,如果该误差在允许的范围内,则发动机可正常安装。然而,因为各种的误差累计以及各种安装误差使得安装后的发动机与预先设计的姿态有着偏斜和横移,造成实际推力线与设计的推力线无法重合,使得在发动机的工作过程中产生偏向力矩,直接影响到其在飞行过程中的姿态控制。进而导致航空航天设备增加新的姿态控制系统以及复杂的校正对比程序^[1,2]。因此,对于速度、工作效率和载重量等有着很高要求的航空航天设备来说,获得精确的发动机喷管推力线是一个

非常重要的测量工作。

传统的航空航天设备发动机的推力线测量一般采用特殊点测量法。该方法是在设备的设计和制造过程中,在设备结构及发动机上设定特殊的测量点,通过水平测量仪(经纬仪)测量这些特殊点的坐标,再经过一系列的复杂计算后才可求得推力线的方程以及理论上特殊测量点的误差范围。这种测量方式因为是基于实际标定的特殊点来进行计算的,所以本身就存在较大的误差,同时在使用过程中需要对航空航天设备和经纬仪进行调平,一旦出现震动或是仪器或设备的移动就需要再次调平,耗时长、效率低、误差大,并且计算出的结果不能直接指导发动机推力线的修正以及装较工作。另一种测量方法是通过中心校正三脚架分别对发动机的喉管和喷管出

口进行配合,利用上面精确安装的千分尺等测量工具来进行测量从而确定发动机喷管的平均几何中心。因为喷管几何中心与发动机的推力线基本一致,所以可以近似的认为平均几何中心就是发动机的实际推力线,但是这种方法只能测量在发动机喷管未装配之前的推力线位置,当装配后就无法使用这种方法来进行测量。

随着现阶段非接触光电测量仪器的快速发展,如激光跟踪仪、IGPS、双目视觉测量系统、激光雷达测量系统已经研制成功并投入到实际的工业使用中,它们所具有的非接触、无破坏等特性,以及高分辨率、高精度、数据获取速度快的优点,使得发动机推力线的测量有了新的发展方向^[3~5]。本文通过激光雷达来获取发动机内型面的点云,研究了发动机推力线的快速非接触测量方法。

2 发动机的推力线测量

2.1 喷管测量

发动机的推力线由燃料燃烧产生的喷流与喷管内型面作用产生,发动机喉颈到喷管出口端面是其有效的作用区域。在实际工作中,喷管喉颈中心与喷管出口断面中心的连线,即发动机喷管的几何中心线可认为是发动机推力线。如果实际推力线与设计的推力线存在偏移,设备在飞行过程中的姿态就会产生偏差。图 1 为发动机推力线偏差参数示意。随着数值分析方法的不断发展,在发动机推力线的测量中,可以通过拟合测量喷管喉颈的内曲面中心来获得发动机推力线的实际矢量。因此,推力线的测量即归结为对发动机喷管内型面的测量。

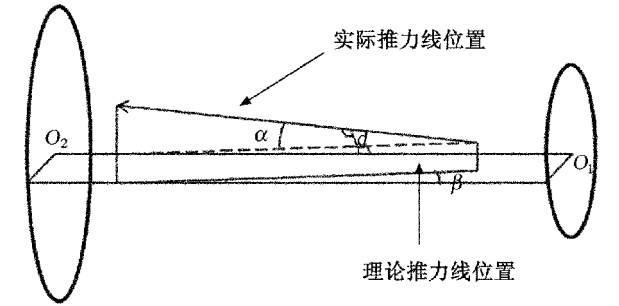


图 1 发动机推力线偏差参数示意图

喷管测量可由以下几个步骤完成。

1) 获取点云: 由于激光雷达具有速度快、精度高的优点,激光雷达的测量精度见表 1,对喷管内型

面的测量可以利用激光雷达测量完成。亦可使用激光雷达测量精度以上的测量设备进行测量。图 2 为激光雷达测量系统测量示意。

表 1 激光雷达测量精度

测量距离(m)	1	2	5	10	15	20	24	60
测量精度(μm)	16	24	53	102	152	201	241	600

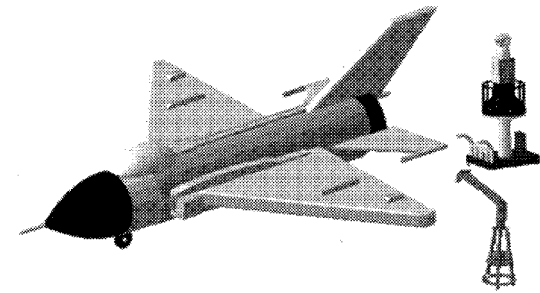


图 2 激光雷达测量系统测量示意图

2) 去噪: 因为点云数据量庞大,所以使用滤过功能将点云进行过滤处理,一般采用均匀过滤的方式进行过滤,并剔除明显存在的噪声点,如图 3 所示。

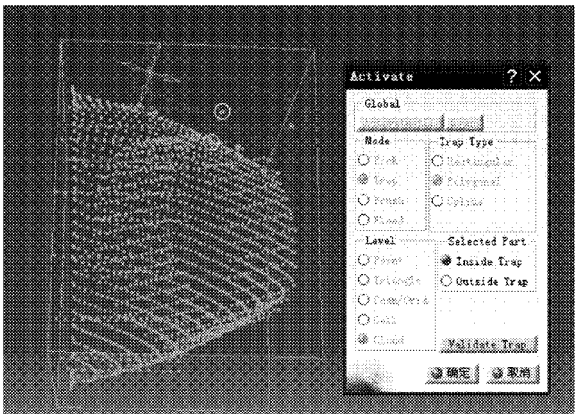


图 3 点云滤过图

3) 构造平面: 将喷管的末端面的点云拟合成平面作为端面,依次向喷管内部进行等距离切割,切割面的方向与拟合好的面平行,将喷管点云分布于不同直径的圆平面上,近似构造圆形。从图中可以看出喷管的点云数据曲率变化比较均匀,没有落差较为悬殊的地方,可以将喷管点云看成是由半径连续变化的多个圆环组合在一起构成,如图 4 和图 5 所示。

4) 拟合圆心,进行点云处理,拟合出来各个点云环的点云圆心,局部放大后的圆心并不都是在同

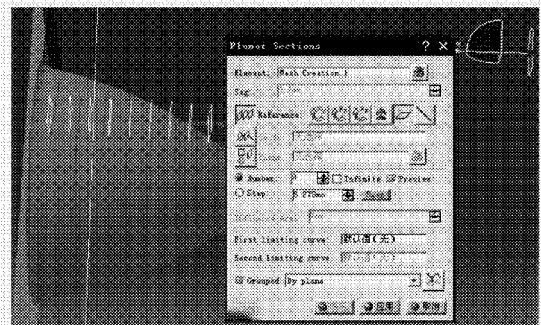


图 4 构造平面图

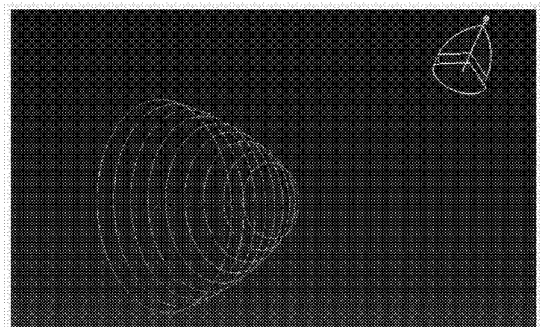


图 5 切割平面图

一点上,只有部分圆心重合,如图 6 所示。

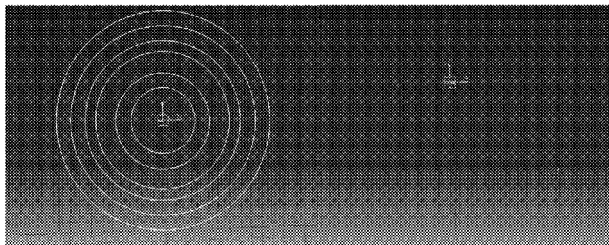


图 6 圆心拟合图

平面的拟合最常用的方法就是最小二乘法,由于点云的各个点的坐标已知,我们设为 (X_i, Y_i, Z_i) , $i = 1, 2, \dots, n$, 通过这些点拟合而成的平面可表示为

$$Z_i = a + bX_i + cY_i, (i = 1, 2, \dots, n)$$

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n 1 & \sum_{i=1}^n X_i & \sum_{i=1}^n Y_i \\ \sum_{i=1}^n X_i & \sum_{i=1}^n X_i^2 & \sum_{i=1}^n X_i Y_i \\ \sum_{i=1}^n Y_i & \sum_{i=1}^n X_i Y_i & \sum_{i=1}^n Y_i^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n Z_i \\ \sum_{i=1}^n X_i Z_i \\ \sum_{i=1}^n Y_i Z_i \end{bmatrix} \quad (1)$$

矩阵可简化为, $AX=B$, 所以当把被测得的点云拟合为平面时,只要有三点的坐标不在同一直线上,方程就有唯一的解,即 $|A| \neq 0$, X 的唯一解为 $X=A^{-1}B$ 。

5) 拟合中心线: 利用 CATIA 对所有切割的圆平面圆心进行初步拟合。当拟合结果显示某圆心距离几何中心线较远时,检查该圆心对应的圆的点云数据是否正确,必要时再次进行测量。当拟合结果显示大部分圆心分布在拟合直线周围时,将圆心投影在拟合直线垂直的平面上即喷管的末端平面上,图 7 为圆心多边形,计算出各个圆心投影的连线连接成的多边形的所有顶点距离和最小的点,即费马点。该点即为整个空间最佳拟合中心线的投影。将得到的空间矢量配合已知点,得到整个喷管空间中心直线,进而得到推力线方程。图 8 为拟合后的喷管型面与中心线,其中的绿线就是喷管的轴线,也就是推力线。

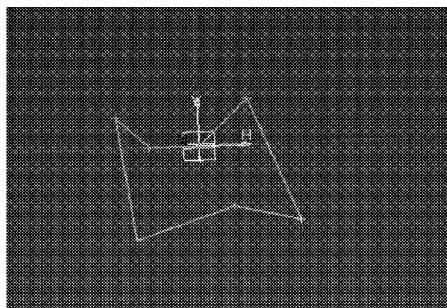


图 7 构造圆心多边形图

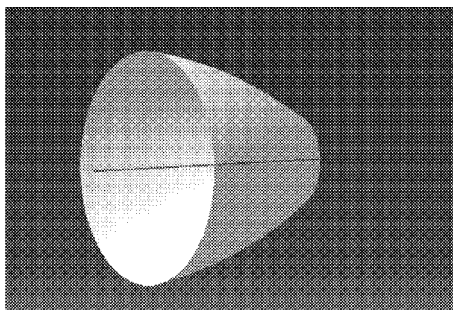


图 8 推力线拟合图

2.2 费马点计算程序

```
#include <stdio>
#include <cmath>
```

```
struct point {
    double x, y;
```



```

    point() {
        x = y = 0.0;
    }
};
inline double mydistance(point p1, point p2) {
    return sqrt((p1.x - p2.x) * (p1.x - p2.x)
        + (p1.y - p2.y) * (p1.y - p2.y));
}
double fermat_point(point p[], int n, point& p_
fermat) {
    point u, v;
    double step = 0.0, curlen, explen, minlen;
    int i, j, k, idx;
    bool flag;
    //u.x = u.y = v.x = v.y = 0.0;
    for(i = 0; i < n; i++) {
        step += fabs(p[i].x) + fabs(p[i].y);
        u.x += p[i].x;
        u.y += p[i].y;
    }
    u.x /= n;
    u.y /= n;
    flag = 0;
    while(step > 1e-10) {
        for(k = 0; k < 10; step /= 2, k++)
            for(i = -1; i <= 1; i++)
                for(j = -1; j <= 1; j++) {
                    v.x = u.x + step * i;

                    v.y = u.y + step * j;

                    curlen = explen = 0.0;

                    for(idx=0; idx<n; idx++) {

                        curlen+=mydistance(u, p[idx]);
                        explen+= mydistance(v, p[idx]);
                    }
                    if(curlen > explen) {
                        u = v;
                        minlen = explen;
                        flag = 1;
                    }
                }
            }
    }
}

```

```

    }
    p_fermat = u;
    return flag ? minlen : curlen;
}

int main() {
    point ploygon[101], p_fermat;
    double len;
    int n;
    while(scanf("%d", &n) != EOF) {
        for(int i = 0; i < n; i++)
            scanf("%lf %lf", &ploygon[i].x, &ploygon
[i].y);
        len = fermat_point(ploygon, n, p_fermat);

        // rounded to the nearest integer
        /* if(len - (int)len > 0.5)
            printf("%d\n", (int)(len + 1));
        else
            printf("%d\n", int(len)); */
        printf("%d\n", int(len + 0.5));
    }
    return 0;
}

```

通过程序可以求得费马点,即得到空间几何中心线在端平面上的投影位置,从而得到空间几何中心线的直线方程,即推力线方程。

2.3 精度分析

在装配前可通过点火实际测试,判断推力线是否计算正确。装配后一般不进行实际点火测试,因此可以通过将拟合后的喷管点云与原设计数据进行比对,通过拟合后的误差值来判断推力线的获取是否正确。

经过软件分析,如图9所示,与原设计数据相比90.91%左右的点云数据的平均误差在0.077 9mm以内,该精度已经达到有效数据使用要求。

为了得到更高的测量精度,在推力线求解过程中还可采用退火算法。首先,将喷管点云数据进行面型拟合并与原始点云数据进行优化比较,使得其两者的误差最小。然后,使用旋转体母线的各个控制点到旋转轴的位置以及与设定坐标轴的相对位置关系来得到进行拟合面型与原始点云的误差函数的

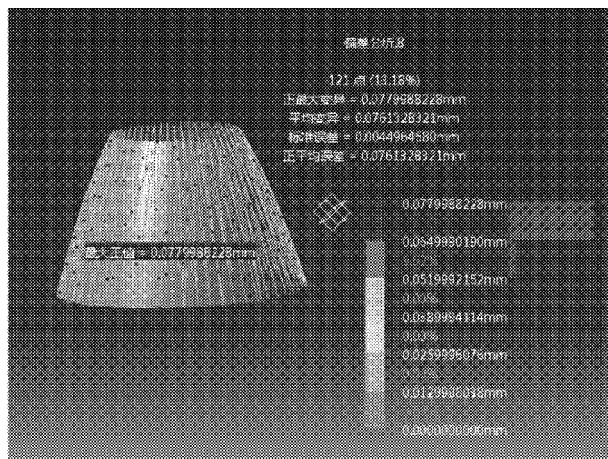


图9 精度分析图

最优解。最后,将其结果作为退火算法的初始值代入,使用退火算法的无限迭代的求解方式得到推力线方程。这种测量精度更高,拟合精度大概在0.05 mm 以内,但是使用时间过长,一般作为最后微调的辅助测量方案。

3 结束语

运用激光雷达、激光跟踪仪等先进的非接触测

量工具对发动机推力线进行测量,具有测量精度高,测量速度快、成本低等特点,使得发动机推力线的测量有了新的发展方向。本文以某发动机喷管为测量对象,研究了发动机推力线的快速非接触测量方法,是测量新方法的成功探索,其在航天工程测量体系中具有非常广阔的发展空间。

参考文献

- [1] 来平安,田维平等. 固体火箭发动机推力线横移和偏移模拟计算[J]. 固体火箭技术, 1999, 22(1): 35 ~ 38.
- [2] 张春富等. 激光跟踪仪在固体火箭发动机推力线测量中的应用[J]. 固体火箭技术, 2007, 30(6): 548 ~ 551.
- [3] 余国鑫. 逆向工程曲面重建技术的研究与应用[D]. 广东: 广东工业大学, 2008, 5.
- [4] 何秉高. 基于激光雷达的飞行器水平测量技术研究[D]. 吉林: 长春理工大学, 2008.
- [5] 朱筱茵. 基于激光雷达的数字化精密测量技术研究[D]. 长春: 长春理工大学, 2010, 3.

(上接第 55 页)

4 结束语

通过对功率叠加法测量光纤功率计非线性因子的原理进行分析,对测量系统进行了优化设计,针对光纤功率计非线性因子参数计量,不但扩展了测量范围,通过抑制干涉效应对光功率稳定性的影响,也大大提高了系统测量精度,自行设计的控制软件回避了功率叠加法采集数据量大等测试弊端,实现了高精度自动化测试,在光纤功率计计量校准方面,具有积极意义。

参考文献

- [1] 光学计量[M]. 原子能出版社, 773 ~ 774.
- [2] Yang S, Vayshener I, Li X, et al. Optical detector nonlinearity: a comparison of five methods. Digest, Conf Precision Electromagnetic Measurements. 1994, 455 ~ 456.
- [3] Yang S, Vayshener I, Li X, et al. Accurate measurement of optical detector nonlinearity. Proc., Natl. Conf. Standards Laboratories Workshop & Symposium, Session 5A. July-August, 1994, 353 ~ 362.
- [4] Vayshener I, Li X, Livigni D J, et al. Optical fiber power meter calibration at NIST To be published as Natl. Inst-Stand. Technol. Spec. Publ. 2000, 250 ~ 54.

恒压式气体流量计变容室截面面积 测量技术研究

赵 澜 冯 焱 成永军 张涤新 张瑞芳
(兰州空间技术物理研究所,甘肃兰州 730000)

摘 要 为了研制恒压式气体微流量计,设计了以波纹管为主体的变容室,并对波纹管变容室截面面积进行了测量。采用多项式拟合公式对波纹管截面面积测量结果进行了修正,避免了波纹管非线性的影响,结果表明修正后偏差小于 0.16%,截面面积的测量结果合成标准不确定度小于 0.53%,可以满足使用要求。

关键词 恒压式气体微流量计 波纹管变容室 截面面积 测量

Research on Section Area Measurement Technology of Variable Volume Chamber for Constant-pressure Gas Flow Meter

ZHAO Lan FENG Yan CHENG Yong-jun ZHANG Di-xin ZHANG Rui-fang
(Lanzhou Institute of Physics, Lanzhou, Gansu 730000)

Abstract For developing constant-pressure gas micro-flow meter, the bellows variable volume chamber has been designed. And the section area has been measured. The section area value of bellows variable volume chamber is corrected by polynomial formula to avoid non-linearity effect of bellows. The corrected deviation is less than 0.16%, and the relative combined standard uncertainty of measurement is less than 0.53%.

Key words Constant-pressure gas flow meter Bellow variable volume chamber Section area
Correction a measurement

1 引 言

在真空计量领域中,气体微流量计主要用于气体微流量的测量。国内外很多国家的真空计量实验室对气体微流量测量技术的研究方面已经取得了很大的发展,相继研制了几代气体微流量计。美国国家标准技术研究院(NIST)、德国物理技术研究院(PTB)、日本(NMIJ)、意大利国家计量研究所(IMGC)、中国兰州物理所(LIP)分别研制了几代恒

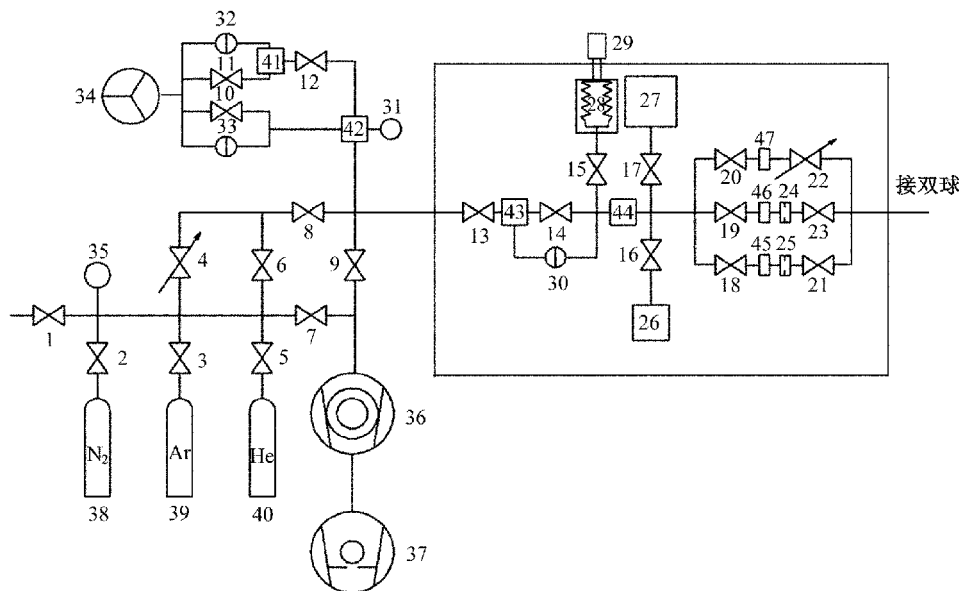
压式气体微流量计。常用的恒压式流量计分为滑动密封活塞式流量计、活塞式液压驱动波纹管结构流量计和全金属波纹管密封结构流量计等三种结构^[1~3],其核心的区别主要为变容室结构不同。滑动密封活塞式流量计的变容室主体结构是一个金属圆筒,测量流量时,活塞直接插入圆筒,通过驱动活塞产生气体流量;活塞式液压驱动波纹管结构流量计的变容室主体为波纹管,波纹管通过油室与活塞相连,当测量流量时,活塞通过挤压油来压缩波纹

管,使变容室体积发生改变来产生流量;全金属波纹管密封结构流量计的变容室主体为波纹管,测量流量时,通过微分螺旋计压缩波纹管产生流量。

为了延伸气体微流量的测量下限,在参考各国恒压式流量计的基础上,设计了活塞直接驱动波纹管密封结构的变容室,进而建立了恒压式气体微流量计。

2 恒压式气体微流量计

恒压式气体微流量计主要由稳压室、参考室、电容薄膜规、变容室、活塞、活塞驱动机构、分子泵、机械泵等构成,其原理图如图 1 所示。变容室为波纹管结构形式,整个流量计为全金属,可以烘烤到 150°C 。流量测量和校准范围设计为 $(10^{-3} \sim 10^{-8}) \text{Pa} \cdot \text{m}^3/\text{s}$ 。



1, 2, 3, 5, 6, 7, 8, 10, 11, 12, 13, 14, 14, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 23, 48, 49—全金属截止阀; 4, 22—针阀; 9—全金属角阀; 24, 25—O; 26, 27, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 47—容积; 28—波纹管变容室; 29—平动机构; 30, 32, 33—CDG; 31—SRG; 34—溅射离子泵; 35—精密真空压力表; 36, 63, 64—分子泵; 37—机械泵; 38, 39, 40—气瓶。

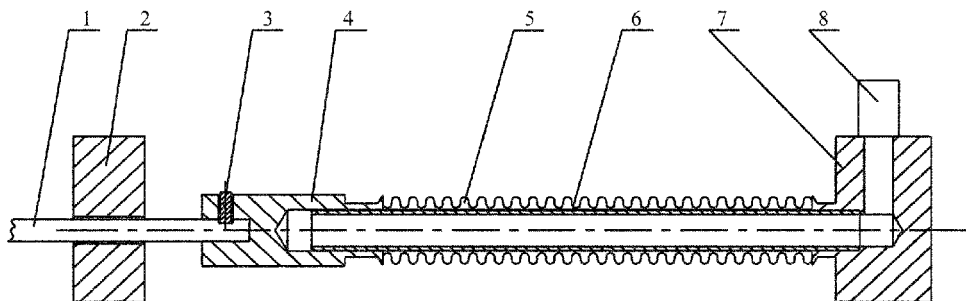
图 1 恒压式气体微流量计原理图

3 变容室波纹管有效横截面面积的测量

3.1 变容室结构组成

图 1 中 28 为波纹管变容室,波纹管变容室主要由活塞、支架、销钉、连接杆、波纹管、导轨筒、管道、接头等组成,详细结构图见图 2。气体流量计变容室主

体为液压薄壁成型波纹管,波纹管上端与连接杆相联,下端与管道相连;连接杆与活塞用销子连接,活塞拉动连接杆移动,连接杆压缩或拉伸波纹管;活塞通过支架中心的通孔;导轨筒在波纹管内且焊接在管道一端,管道另一端与接头相连。液压薄壁成型波纹管由不锈钢材料制成,具有可压缩、密封好等优点。



1—活塞; 2—支架; 3—销钉; 4—连接杆; 5—波纹管; 6—导轨筒; 7—管道; 8—接头。

图 2 波纹管变容室的结构图

波纹管变容室使用的材料均为不锈钢,具有结构简单、容积小、重量轻、成本低等优点。采用这种波纹管变容室,可以对气体微流量计整体烘烤到150℃,有利于流量计的除气,减小了式气体流量计器壁的放气,有效的延伸了气体流量计产生的流量下限。

3.2 变容室波纹管有效截面面积测量方法

变容室波纹管有效截面面积主要由波纹管容积变化和波纹管压缩位移确定,因此测量波纹管容积变化时,首先将气体通入标准容器中,测得波纹管在自然状态下的变容室容积。然后,向变容室中处于自然状态下的波纹管内通入气体,并压缩波纹管,使波纹管容积发生变化,变容室内压力上升,从而测得波纹管容积变化量,通过不同位移下测量波纹管容积变化量,得到一组有效截面面积值,取其平均值作为最终值。

由气体微流量计的测控系统伺服电机控制活塞驱动液压波纹管,移动距离 ΔL ,则可计算的到 $A_{\text{eff}} = \Delta V / \Delta L$ 。通过一系列实验值,求平均值及标准实验偏差可获得液压波纹管有效横截面积。如果容积变化量 ΔV 与长度位移 ΔL 成线性关系,则有效横截面

积 A_{eff} 不随 ΔL 变化,而且具有很好的重复性。波纹管的长度为自然状态时波纹管长100mm,最大压缩时波纹管90mm,活塞活动最大行程为10mm。波纹管的内径为9.3mm,外径为15.5mm。

3.3 变容室波纹管有效截面面积测量

由波纹管28及容积 V_{44} 作为容积 V 。测量原理为玻—马定律,即 $PV = C$ 。

通过供气系统向 $V_{41}, V_{42}, V_{43}, V_{44}, V_{28}$ 中充入压力为 P (由CDG32、CDG33测量)的气体。待气体平衡后,关闭阀门14,记录差压规30的读数为 P_0 。压缩波纹管 ΔL ,使变容室的容积变化 ΔV ,平衡后差压规30的读数为 P_1 。则

$$\Delta V = \frac{(p_1 - p_0) \times V}{p + p_1} \quad (1)$$

由测控系统控制活塞移动距离 L ,则可计算的到

$$A_{\text{eff}} = \frac{\Delta V}{L} = \frac{(p_1 - p_0) \times V}{(p + p_1) \times L} \quad (2)$$

根据公式(3),变容室内分别充入90Pa,1 000 Pa,10 000Pa压力的气体,进行变容室波纹管有效截面面积测量,测量数据见图3。

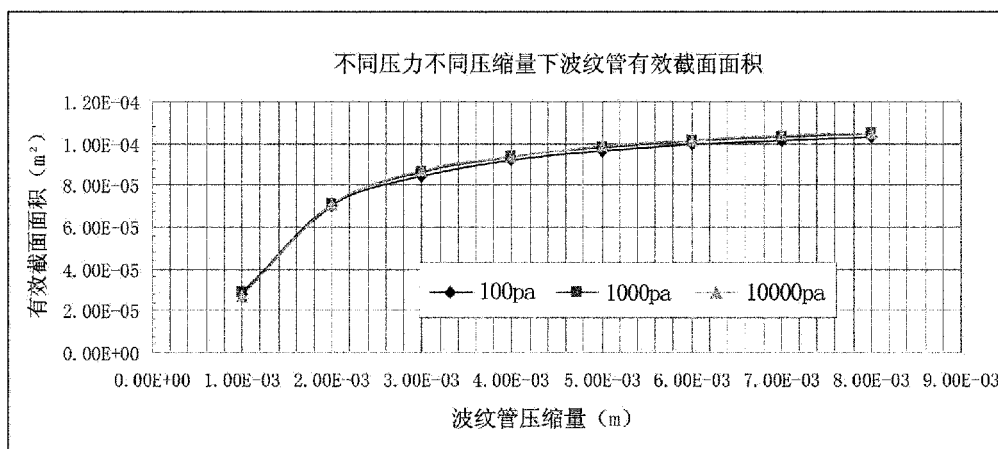


图3 各种压力下波纹管有效横截面积测量数据曲线图

由图3可以看出,液压波纹管的重复性比较好,它的线形较差,为了避免它的非线形的不利因素,利用(4~8)mm这段长度且进行修正。

波纹管有效横截面积(4~8)mm测量不确定度评定

由式(3)可得

$$A_{\text{eff}} = \frac{\Delta V}{L} = \frac{(p_1 - p_0) \times V}{(p + p_1) \times L} = \left(1 - \frac{p_0}{p_1}\right) \cdot \frac{V}{1 + \frac{p}{p_1}} \cdot \frac{1}{L \times p_1} \quad (3)$$

根据公式(4)可得容积 V 波纹管有效横截面积测量合成标准不确定度用(4)式计算

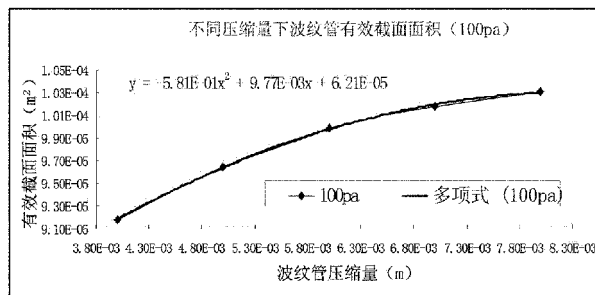


图4 波纹管有效横截面积(4~8) mm
测量数据拟合曲线图(100pa)

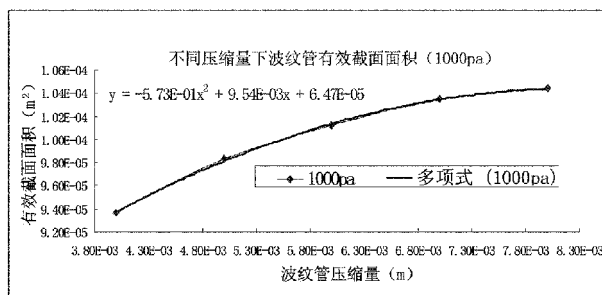


图5 波纹管有效横截面积(4~8) mm
测量数据拟合曲线图(1 000pa)

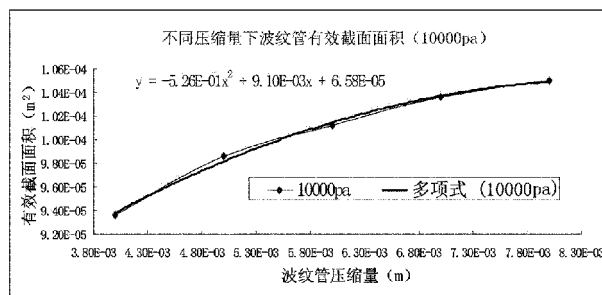


图6 波纹管有效横截面积(4~8) mm
测量数据拟合曲线图(10 000pa)

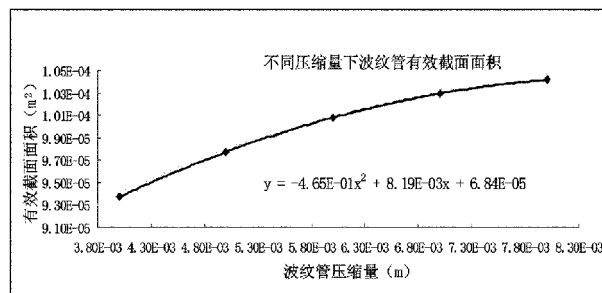


图7 波纹管有效横截面积(4~8) mm
测量数据平均值拟合曲线图

$$u_{c,r}^2(A_{\text{eff}}) = \frac{(\Delta V)^2}{V^2} + \frac{(\Delta L)^2}{L^2} + \frac{(\Delta p_1)^2}{p_1^2} + \frac{\left(\Delta\left(\frac{p_1 - p_0}{p + p_1}\right)\right)^2}{\left(\frac{p_1 - p_0}{p + p_1}\right)^2} \quad (4)$$

式(4)中第一项由已知容积的测量不确定度给出0.21%;第二项为活塞位移 L 的测量不确定度,位移由编码器测量,测量不确定度为0.01%;第三项由电容薄膜规的重复性给出,电容薄膜规的重复性引入的不确定度小于0.05%,第四项由电容薄膜规的线性给出,线性引入的不确定度也小于0.05%,则容积测量不确定度见表1所示。另外,还需考虑波纹管有效横截面积测量重复性引入的不确定度为0.47%,拟合公式引入的不确定度为0.09%。波纹管有效截面面积测量不确定分析见表1。

表1 波纹管有效横截面积测量不确定度

项 目	测量不确定度(%)	备 注
$u\left(\frac{\Delta V_0}{V_0}\right)$	0.21	标准容积的测量
$u\left(\frac{\Delta L}{L}\right)^2$	0.01	活塞位移的测量
$u\left(\frac{\Delta p_1}{p_1^2}\right)$	0.05	电容规压力 测量重复性
$u\left(\frac{\Delta\left(\frac{p_1 - p_0}{p + p_1}\right)}{\left(\frac{p_1 - p_0}{p + p_1}\right)^2}\right)^2$	0.05	电容规压力测量 的线性
测量重复性引入 的不确定度	0.47	测量重复性
拟合公式引入 的不确定度	0.09	
$u_{c,r}(V)$	0.53	合成标准不确定度

4 结束语

通过对不同压缩量下波纹管有效横截面积测量,可以得到波纹管有效横截面积随压缩量变化的拟合曲线,利用两者之间的关系可进行即时修正,避免了非线性不利因素。实验表明,拟合值与测量值的最大偏差小于0.16%,波纹管(下转第67页)

某型导弹专用测试设备检定系统设计

王卫华¹ 于建华¹ 江 峰²

(1. 中国人民解放军 91663 部队, 山东青岛 266071; 2. 北京振兴计量测试研究所, 北京 100074)

摘 要 论文针对某型号专用测试设备研究专用检定系统。系统设计采用了 GPIB 总线控制技术、通用适配器技术, 软件的设计利用虚拟仪器技术, 增加了交互性和灵活性。

关键词 专用测试设备 检定系统

Design of Verification System for a Certain Type Missile Test Equipment

WANG Wei-hua¹ YU Jian-hua¹ JIANG Feng²

(1. Unit 91663 of PLA, Qingdao, Shandong 266071;

2. Beijing Zhenxing Institute of Metrology and Measurement, Beijing 100074)

Abstract According to a certain type missile test equipment, the paper study on special verification system. The author used GPIB telecontrol technology and general adapter technology. The design of software based on virtual instrument technology which can increase interaction and flexibility of the system.

Key words Special test equipment Verification system

1 引 言

导弹检测设备是为了满足各型导弹性能检测、维护保养以及技术准备需要而配备的检测设备。导弹专用测试设备是导弹武器系统的重要组成部分, 是确保武器系统可靠性、测试数据准确性的重要检测设备。定期对它进行计量检定是保证导弹检测设备测量精度及武器系统整体性能的重要手段。

目前, 需要对导弹实施计量保障的检定设备有两大类, 一类是通用检定设备, 如压力表检定装置、数字万用表检定装置等; 另一类是专用测试设备。对通用检定设备, 国家、国防和总装有相应的计量管理规定、计量检定规程和校准规范。专用测试设备

是为一些特殊参量、合成量进行定量或定性分析而研制的, 大部分是跨专业、跨参数、多学科的综合检测设备, 接口都是专用接口, 需要计量检定的量值各不相同, 这种情况给计量管理和检测带来了很大的难度。由于导弹专用测试设备的准确度直接关系到导弹武器系统的可靠性及打击精度, 因此必须研制专用的检定系统。

2 硬件设计

在对某型导弹专用测试设备检定系统进行设计时, 首先确定研制的原则是: 充分利用计量技术机构现有测量标准, 减少重复建设; 专用测试设备检定系

统的所有参数都能够准确溯源到上一级标准,并涵盖所有现役导弹专用测试设备,满足国军标的建标要求,便于今后拓展;采用模块化设计,提高机动性能;加入了信息化的支持,实现操作简单、自动化,并具备操作和维护的提示功能。根据该型导弹专用测试设备特点,以系统集成设计技术、GPIB 总线控制技术、虚拟仪器技术、PXI 与 LXI 总线技术、通用适配器技术为基础设计并实现了检定系统,硬件主要由主控计算机、标准仪器、适配器、测试电缆、辅助设备等组成,见图 1。对于微波特殊频段的性能测量,必要时还需采用专用的测试模块和设备。

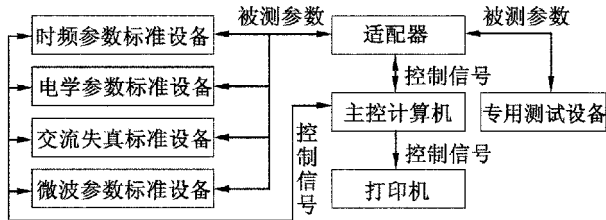


图 1 某型导弹专用测试设备检定系统组成框图

2.1 主控计算机

主控计算机是系统的控制核心,安装有完成检定工作的控制软件。通过总线实现对各计量仪器的管理和控制,以及各信号通道的连接和数据采集处理工作。

2.2 标准仪器

标准仪器能提供标准的量值,是保证专用测试设备测试数据准确的基础。测量范围和测量不确定度应满足量值传递要求,同时标准仪器应具有总线控制能力。

2.3 适配器

适配器主要用于为标准仪器和被检对象提供信号传递通道,由与标准仪器相连接的插座、与被检对象相连接的插座、GPIB/USB 接口、开关矩阵等组成。工作时,检定信号从标准仪器出发通过测试电缆到适配器前面板插座进入适配器,然后经开关矩阵建立的相应信号通道,使信号输送到相应的被检对象上。

由于各种信号都需要流经适配器,因此适配器具有良好的屏蔽,内部接线特别是传输交流信号的通道都使用屏蔽线作为导线。适配器内的矩阵开关由继电器板组成,主要用于构成纵横网络实现通道切换。同时,根据对被检设备检定项目的统计分析和被检信号的特征以及适配器设计要求,掌握被测

对象最多针脚数量以及在同一测试中所需测试仪器的数量,确定矩阵开关设计模型。在检定时,各继电器在计算机的控制下,联通开关矩阵的相关节点,为信号提供准确通道。由于开关矩阵是通过适配器内继电器板和接入插座之间的连线形成的,若矩阵设计与今后新列装检测设备不匹配,可通过改变插座之间的连线,来重构开关矩阵,完成对资源的切换使用。

2.4 测试电缆

测试电缆主要为信号由被检设备传递到适配器提供通道。其中与被检设备相连的插头(座)为专用的、要与设备相匹配,与适配器相连的是标准的通用插头(座)。制作测试电缆时要综合考虑被检设备信号数以及矩阵开关设计方案,合理确定两端插头和插座的连接方式。

2.5 辅助设备

辅助设备主要包括显示器和打印机等。

3 软件设计

检定系统的软件开发平台选用 LabVIEW,用以完成系统计量检定和主控模块等设计。LabVIEW 是 NI 公司推出的虚拟仪器开发工具,是一种图形化的编程语言和开发环境,并作为公认的标准数据采集和仪器控制软件被工业界、学术界和研究实验室一致接受。检定数据库类型选用 Access2003,数据库接口为 ADO 接口。ADO 是一种用于访问数据库的统一界面标准,是目前使用最广泛的接口之一。在 C/S 结构的数据库应用系统中,ADO 接口使得不同的数据源可以提供统一的数据访问界面,客户端应用通过 ADO 接口可以实现对不同数据源的访问。

软件采用模块化设计,由主菜单模块、信息登记模块、数据库管理模块、打印模块、检定规程录入模块、计量模块组成。计量模块主要实现各型导弹专用测试设备的计量检定,可以根据被检设备的变化随时增加,便于拓展保障的范围。各模块具体功能如下。

3.1 主菜单模块

主菜单模块是各种工作模块的母体,主要用于挂接各种模块。

3.2 信息登记模块

主要用于录入被检对象的信息,进行数据查询,判断是否有检定纪录,并进行信息处理和提示;系统

软件可根据查询结果自动装载数据库中该型号的检定规程,并初始化测试软件,以进行的正常检定工作。若为新型设备,则调用功能扩展窗体进行功能扩展。

3.3 数据库管理模块

该模块可有效管理软件数据,包括密码和权限的修改与管理、检定数据的查询和修改、用户单位基本信息的修改、数据库操作、故障现象与原因的添加、修改和查询等功能。

3.4 打印模块

实现检定证书、原始记录、工作量统计等信息的预览和打印功能。

3.5 检定规程录入模块

该模块专门为软件功能扩展和使用灵活而设计,能够根据录入的检定方法实现对该设备的自动计量检定。另外,针对不同的设备性能,用户可在检定过程中随时增减检定项目,而不会影响软件的正常使用。

3.6 计量模块

计量模块以直观的虚拟仪器面板形式出现,使用户对当前被检设备的结构和面板一目了然,大大加快了操作速度。同时,标准仪器的界面显示与设备实际工作状态一致的设计,使用户通过操作计算机屏幕上的标准设备就可以轻松实现对该设备的程

控控制,大大降低误操作概率。检定过程中可任意选择可行的检定项目,而不只局限于传统的检定步骤,增加了软件的灵活性。当发生异常情况时,可通过应急按键终止当前工作,不影响之前的检定数据。

4 结束语

按上述方案设计的检定系统已研制完成,并经过一段时间的实际使用。该系统能够完成某型号导弹专用测试设备电学、时频、信号、微波四类参数 300 多项技术指标的检定,实现了功能检查与参数检定的有机结合,能够将专用测试设备的溯源时间由一个月缩短至三天,大幅提高溯源效率,并有效消除了因设备运输带来的故障隐患。这种设计方案经过完善也可以推广到多个型号导弹测试设备中,实现通用化计量保障。

参考文献

[1] 电子测量仪器原理与应用[M]. 清华大学出版社, 1995.

[2] 吴伯修,沈连丰. 调频技术理论及新进展[M]. 人民邮电出版社,1988.

[3] 沈锦飞. 电源变换应用技术[M]. 机械工业出版社, 2007.

(上接第 64 页)

有效截面面积测量结果的合成标准不确定度小于 0.53%,可以满足气体微流量的测量要求。

参考文献

[1] McCulloh K E, Tilford C R, Ehrlich C D. Low-range flowmeters for use with vacuum and leak standards[J]. J Vac. Sci. Technol A,1987,5(3):376~380.

[2] 李得天. 德国联邦物理技术研究院(PTB)气体微流量计量评介[J]. 真空科学与技术,2003,23(4):289~294.

[3] Jousten K,Menzer H,Niepraschk R. A new fully automated gas flowmeter at the PTB for flow rates between 10^{-13} mol/s and 10^{-6} mol/s[J]. Metrologia, 2002,29,519~

529.

[4] H. Hojo, et al, An Automatic System for Pure Gas Flow-rate Measurements on the $(10^{-5} \sim 10^{-2})$ mbarL/s Range, Proc 7th Intern. Vac. Cogn. 1977: 117.

[5] A. Calcateli, G. Raiteri, G. Rumiano. The IMGC-CNR flow-meter for automatic measurements of low-range gas flows[J]. Measurement. 2003,34:121~132.

[6] S. S. Hong, Y. H. Shin and K. H. Chung. Measurement uncertainties for vacuum standards at Korea Research Institute of Standards and Science[J]. J. Vac. Sci. Technol A, 2006,24(5):1 831~1 838.

[7] 冯焱,成永军,赵定众等. 恒压式气体微流量计的性能测试[J]. 真空科学与技术,2005,25(3):217~220.

非接触高温测量技术发展现状

张 虎¹ 李世伟¹ 陈应航¹ 孙广尉¹ 魏建强¹ 刘亚平¹ 孙鹏飞²

(1. 北京振兴计量测试研究所光学室, 北京 100074; 2. 中国北方车辆研究所, 北京 100072)

摘 要 非接触高温测量技术已经成为 2 000℃ 以上高温目标温度测量的主要手段, 其发展水平直接制约着国防科技工业尤其是高速飞行器热防护及隐身性能等关键技术领域的发展。本文综述了当前各类非接触高温测量技术的研究现状、技术优缺点及应用前景, 并对未来非接触高温测量技术的发展进行了展望。

关键词 非接触 高温 温度测量

The Present Situation on Non-contact High Temperature Measurement Technology

ZHANG Hu¹ LI Shi-wei¹ CHEN Ying-hang¹ SUN Guang-wei¹
WEI Jian-qiang¹ LIU Ya-ping¹ SUN Peng-fei²

(1. Beijing Zhenxing Institute of Metrology and Measurement, Beijing 100074;

2. China North Vehicle Research Institute, Beijing 100072)

Abstract Non-contact high temperature measurement technology is already the main solution for temperature measurement above 2 000℃. It is very important for national defence technology and industry especially some key technology areas for example heat-defence and stealth performances of high-speed aircraft. In this paper, some kinds of non-contact high temperature measurement technology are commented. The statuses, defects and advantages and foreground are compared. Furthermore, the future of non-contact high temperature measurement technology is prospected.

Key words Non-contact High temperature Temperature measurement

1 引 言

随着国防科技工业的迅猛发展, 对高温目标温度的测量需求日益增加, 对测量准确度、温度测量上限及测量对象和环境的适应性要求也越来越高。传统的接触式测温技术尽管已经发展的很成熟且测量准确度很高, 但其测量响应速度慢、干扰目标温场且其温度上限受材料限制无法达到 2 000℃ 以上。近年来, 能够克服上述缺点的非接触式测温技术得到

了广泛的重视, 并且在工业生产中正在发挥越来越重要的作用。

2 红外辐射测温法

辐射测温仪在早期是以光学高温计为代表的亮度法测温仪表。光学高温计的出现和不断完善, 使高温温标的传递以及工业生产中接触法测温有些场合不能应用的问题, 得到了一定程度的解决。人们

利用光电检测元件发展了光电高温计、红外测温仪、全辐射测温仪等辐射温度计。

红外测温法按测量方法可以分为单色法、全辐射法、比色法、多波长法等多个种类。辐射测温法测量真实温度的最大障碍是受到被测对象发射率的影响。单色测温法和全辐射测温法测量模型简单,但受到被测对象发射率影响较大,在实际温度测量时难以得到理想的结果,因此应用较少。

比色法在一定程度上解决了发射率的影响。对于灰体,即发射率不随波长变化,比色温度即是真温;对于非灰体,只要两个波长上的发射率变化不大,物体的比色温度接近真温。一般来说,这种测温方法较全辐射测温 and 亮度法测温的准确度要高。只要选取适当的波段,使两个波长相差不太大,既可有效消除环境的影响,又可修正发射率的影响,使测量出的温度很接近于物体的真实温度。但是,比色法测温中不能有对两个波长中的某一波长选择性吸收的物质,否则测温误差会很大。所以比色法测温中,需要根据被测温度范围及环境吸收反射因素,精心设计比色测温中的两个波长和带宽,以提高全量程范围内的测量准确度。

1964年多波长测温的概念被提出,经过多年的发展,研究人员对多波长温度计进行了大量的研究。分别针对不同的测量对象研制开发了三波长、四波长、六波长辐射温度计,多波长测温理论与技术取得了发展,在一定程度上解决了测量真温的问题,也较好地实现了动态快速测量^[1]。

多波长测温的基本原理是利用多个光谱通道下物体的光谱辐射亮度信号,构建发射率与波长或者真温之间的模型,经过数据处理同时得到物体的真温和发射率。基于多个测量通道的辐射信号,辅以目标发射率的背景知识,计算出目标的温度值,针对特定的对象可以减小或消除发射率的影响。主要的研究方向为如何减小发射率模型误差对测量结果所造成的影响,而现行的主要方法是得到波长间隔尽可能小的多路辐射信号,比如采用干涉或者衍射方法得到的光学条纹,再用阵列探测器得到多路光谱信号。

在多波长测温的应用方面,哈尔滨工业大学做了大量的工作,最近几年的研究成果有:2007年为航天六院研制六目标光纤多波长测温系统,用于固体火箭发动机羽焰温度和发射率的同时测量^[2]。该系统的测量温度范围为(1 500~3 000)K,并采用

光纤传光,测量精度为3%。2010年研制的爆炸火焰温度测量系统,测量上限可达3 500℃。

3 荧光测温法

荧光测温是上世纪八十年代发展起来的测温技术,采用荧光物质受激发射出的荧光光强比或荧光寿命来实现测温。传感器体积小,无金属材料,具有完全的电绝缘性,不受高压、强电磁场的影响,抗化学腐蚀和无污染,可用于高压设备、电子线路、材料处理、食品加工和生物医学等领域,因此获得了广泛的重视与研究^[3]。

荧光温度传感器分为荧光强度型、荧光强度比型和荧光寿命型三种,其中荧光寿命型应用较为广泛。敏感材料在受激励光照射后,材料分子中的电子吸收光子能量而从低能级跃迁到激发态高能级,当从高能级返回到低能级时发生辐射跃迁产生荧光。激励光消除之后的持续荧光发射依赖于激发态的寿命。该发射通常以指数的形式衰落,衰落时间常数可以用于测量激发态的寿命,该寿命称为荧光寿命或荧光衰落时间。荧光寿命的长短决定于温度的高低。基于这种特性的温度传感器,就称为荧光寿命型温度传感器。这种方法测温的最大优点是温度转换关系单值决定于荧光寿命,不受其它外部条件如激励光源强度、光纤传输效率、耦合程度等条件变化的影响,因此相比于以光强作为温度传感信号的测温法(利用荧光峰值强度或强度比测温的方法)在原理上有显然的优势。

4 双谱线测温法

根据原子发射光谱理论,受激原子从高能级向低能级跃迁时,产生特定的原子光谱,以光的形式辐射出能量。双谱线法就是利用同种原子的两条发射光谱的强度比来计算温度的。双谱线测温系统的基本结构如图1所示,通过望远系统收集被测目标的原子发射光谱信号,经光纤传送至光谱分光系统,经由探测器转换成电信号进行采集计算。双谱线法一般应用于瞬态高温测量,南京理工大学在这方面做了很多工作,最高测量温度达到4 200K,时间分辨率最高可达0.1μs,所采用的两条谱线的波长分别为Cu I 510.5nm和Cu II 521.8nm^[4]。

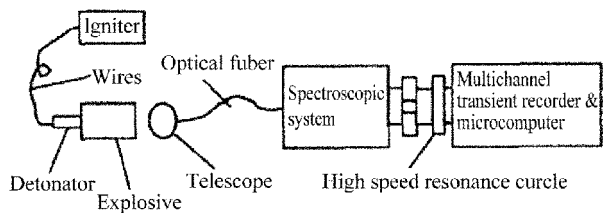


图1 双谱线测温系统

5 声学测温法

声学测温法处理的信号与传统的测温方法不同,主要是利用声音在介质中的传播速度与介质温度有关的特性,介质可以是固体、液体和气体。声学的温度计可以在极其恶劣的环境中工作,比如高温条件,破坏性物理损害甚至核反应堆中。测量方法可以分为两大类:一类是声波直接在被测介质中传播,测出声波速度即可知道被测介质的温度,即直接传播测量方法;另一类是间接传播测量,即声波在放入被测介质中的另外一种材料中传播,这种材料必须与被测介质达到热平衡,各种超声温度计就是基于这种测温方法。

声波传播速度与介质温度的单值函数关系为

$$c = (\gamma RT/M)^{1/2}$$

式中, c ——声波在气体介质中的传播速度; γ ——比热比; R ——气体常数; T ——气体的绝对温度; M ——气体分子量。

声速测温的间接传播测量方法可以用来测量气温、熔化温度乃至火箭发动机中的气体温度等,测量精度高、响应迅速、测量温度范围大,具有一定的实用价值。根据测试介质、环境条件以及测温范围的不同,目前已开发出多种声学温度计,如用于测量高温的超声气温计,测量低温的电声气体温度计以及石英温度计等。这种间接传播测量方法测量对象的空间范围较小,只能得到微小区域内的温度值,是一种逐点测量方法,无法直接获得温度场的分布,这也在一定程度上限制了其应用。

声波直接传播测温方法具有声学测温方法的共同优点,如温度测量精度高、测量温度范围广、可以实时连续测量、维护方便等。此外它是一种非接触式的测温方法,测量对象空间范围可达数十米,从根本上克服了间接传播测温方法的不足。这种方法对温度场的测量具有重要的实用价值。

超声波测温是近年发展起来的一种新型的测温

技术,其理论基础是超声波在气体、液体、固体中的传播速度与介质温度有确定的函数关系。在理想气体中声速与绝对温度的平方根成正比,在大多数液体中声速与温度的关系呈线性,在一般固体中,当温度升高时声波在其中的传播速度减小。所以通过测量介质中的声速,就可以决定介质温度按实际测量参量的不同,可分为两大类即超声波谐振测温法及超声波应用脉冲技术测温法,两类方法各有优势和不足。随着超声传感器的发展,人们开始探索把这种新型的超声波测温技术应用于工业中,并在理论研究和实际应用中取得了一系列成果。但是,以上方法中明显存在着自动化程度低、在线检测困难以及测量精度差等缺点^[5]。

6 光纤测温法

光纤透光谱段宽、传输损耗低,无论是就地使用或近距离传输均十分方便。而且光纤直径小,可以单根、成束、Y型或阵列方式使用,结构布置简单且体积小。因此,光纤温度传感器可用于其他温度传感器难以应用的特殊场合,如密封、高电压、强磁场、核辐射、严格防爆、防水、防腐、特小空间或特小工件等等^[6]。

在常规办法无法测量的场合,光纤测温得到较快发展。

1)用喇曼反向散射效应测量温度分布,用以检测埋于地下的油、气管线的泄漏。对温度敏感的光纤沿管线平行地敷设于管线下,测量泥土中的温度分布。泄漏的油或气会引起泄漏点附近温度反常,改变了光纤的微观特性,从而改变了反向散射光的强度,用时间分辨的办法分析强度的变化,即可确定泄漏位置。自动地比较已测量的正常状态下的温度分布与出现异常的温度分布,可以可靠地检测泄漏。这种方法可用于管线永久性监测。

2)用荧光衰减时间法测温。温度探头的前端是用受激发可发出荧光的材料制成的敏感元件(如铬-钇铝石榴石,即Cr-YAG),产生的荧光按指数曲线衰减,该指数是温度的函数。激发光及受激荧光通过光纤传输。测量记录衰减曲线并通过函数自动拟合,可得到荧光时间值,从而确定温度。温度探头使用晶状敏感元件时与光纤间需要耦合,常因耦合不良使测量不可靠。新的研究报导,如果在兰宝石光纤端部掺入Cr₃离子,则可根本上解决这个问题并可在-50℃~550℃宽广的范围使用。

7 激光技术测温法

激光法主要应用于高压火焰温度诊断方面,主要技术有激光拉曼光谱、激光诱导荧光光谱(LIFS)和可调谐半导体激光器吸收光谱 TDLAS。

当一频率为 ω_1 的泵浦光和另一频率为 ω_2 的斯忒克斯光按一定的匹配角同时入射到样品上时,调谐 $\omega_1 - \omega_2 = \omega_R$, 其中 ω_R 为分子拉曼活性模,由于介质的三阶非线性极化率的作用,就产生了频率为 $\omega_3 = \omega_1 + (\omega_1 - \omega_2) = 2\omega_1 - \omega_2$ 的共振相干辐射,即 CARS 信号,其光谱线型与温度存在确定的对应关系。因此通过采集到的光谱线型与特定温度下理论计算出的光谱线型相拟合即可得到温度信息。随着宽带 CARS 技术、交叉光束相位匹配技术、多色 CARS 技术等重要概念相继提出,标志着 CARS 技术体系的初步建立。与此同时,CARS 理论的进步和与理论光谱计算相关的光谱常数、拉曼微分散射截面、非共振三阶非线性极化率、拉曼线宽、计算方法等关键参数和影响因素得到详细的研究,并取得了很大进展,为 CARS 理论光谱数据的计算打下了坚实的基础。CARS 应用研究与理论光谱仿真技术的同步发展使 CARS 技术体系日益走向成熟。非共振背景抑制技术、信号噪声的处理技术及其他改进技术手段的出现也使 CARS 技术及应用研究在深度和广度上都日益扩展。因此,对 CARS 的现行研究就主要集中到测量结果的可靠性、测量的时间、空间和光谱分辨率以及在恶劣环境下测量设备等实际问题方面。

荧光是粒子被激发后的发射光谱,LIF 就是以激光作为激发光源的荧光光谱。由于 LIFS 可以做到共振激发,因此具有较高的灵敏度,对于燃烧流场的自由基等极性基团的测量较有优势。另外,通过柱面透镜将激光整形为平面激光,采用 CCD 探测器,就可以实现对二维的温度场进行测量,也叫 PLIF。随着图像测量技术的发展,具有很强时空分辨力的 PLIF 得到了广泛的应用并成为研究的热点。

TDLAS 利用激光能量被气体分子“选频”吸收形成吸收光谱的原理来测量气体浓度的一种技术,即半导体激光器发射出的特定波长的激光束穿过被测气体时,被测气体对激光束进行吸收导致激光强度产生衰减,激光强度的衰减与被测气体含量成正比,因此,通过测量激光强度衰减信息就可以分析获得被测气

体的浓度。TDLAS 技术,即可调谐半导体激光技术来进行其体浓度的测量。利用半导体激光的窄线宽和快速波长调谐的特点,通过扫描待测气体的一条吸收线,得到待测气体的浓度信息。国内采用 TDLAS 测量温度的研究并不多见,天津大学对 CO_2 气体温度在 (373 ~ 773) K 之间进行了测量,并与热电偶测量结果进行了比对,最大误差为 32K,其均方误差为 17K。美国空军研究实验室的 Robert J. Leiweke 等研究了采用 TDLAS 法测量高压排放气体的温度,在高压环境下原子的跃迁光谱的谱线展宽和频率漂移主要受压力主导,对压力在 (5 ~ 500) Torr 范围内的温度进行了测量,温度变化小于 100K。

8 结束语

在所有高温目标的非接触温度测量技术中,红外辐射测温法无疑是发展最为成熟、工程化应用最多的一种。但其测量结果受被测目标发射率的影响而无法得到真温,而且无法测量高温空气、液体火箭发动机尾焰等透明物体。激光技术测温法可以弥补这方面的缺点,但是存在测量系统建设成本高、需要使用光源进行主动测量、测量理论模型不完善等缺陷。同样,其他的非接触测温方法也各有优劣。在实际应用中,需要对各方法进行深入研究,不断完善,并结合自身优势特点,才能够更好的满足未来工业技术尤其是航空航天技术对高温温度测量的需要。

参考文献

- [1] 戴景民,孙晓刚. 多光谱辐射测温理论与应用[M]. 北京:高等教育出版社,2002.
- [2] 孙晓刚. 红外与毫米波学报,2001,20(2):151.
- [3] 贾丹平,林乐乐,苑玮琦. 林应文高精度光纤荧光测温法的稳定性研究[J]. 计量学报,2008,29(2).
- [4] FENG Hong-yan, LI Yan, ZHANG Lin, et al. Measurement of the Semiconductor Bridge(SCB) Plasma Temperature by the Double Line of Atomic Emission Spectroscopy[J]. Chinese Journal of Energetic Materials,2007.
- [5] 王明吉,王瑞雪. 两类声速测温方法的研究与比较[J]. 中国测试技术,2006,32(6).
- [6] 刘丽华,王军,新力等. 光纤温度传感器的应用及发展[J]. 仪器仪表学报,2003:547 ~ 550.

基于网络的航天研究院所两级 计量管理系统的创建及实施

李 兵

(中国航天科工集团第二研究院, 北京 100039)

摘 要 本文从航天研究院的计量管理的重要作用 and 现状谈起, 针对现阶段计量管理工作的需求, 提出了一种全新的计量管理模式——基于网络的院所两级计量管理系统, 并给出了实际的解决方案 and 实施效果。

关键词 网络 计量管理系统 创建 实施

Established and Practiced of Measurement Management System based on Network

LI Bing

(The Second Academy of China Aerospace Science & Industry Corp., Beijing 100039)

Abstract This article discusses the important effect and status of measurement management and brings up a new model of measurement management-measurement management system of two grades based on network. In the end, a basic scheme and result is given.

Key words Network Measurement management system Established Practiced

1 引 言

俄国科学家门捷列夫说过“科学从测量开始”。计量工作是航天研究院科研生产的重要组成部分, 是航天研究院技术发展、技术创新的基础, 在保障武器装备科研生产顺利进行以及武器装备研制、生产、试验、使用中, 都发挥着重要的计量保障作用, 担负着量值传递准确一致、测量数据可靠的重任。计量工作是提升航天研究院核心竞争能力的重要保证, 是提高武器装备产品质量和可靠性的重要手段, 计量管理和计量技术水平的高低是衡量一个单位质量保证能力的重要标志, 因此, 规范计量管理与监督, 对于提升航天计量保障能力具有重要作用。

最初的计量管理工作完全是由管理人员手工完成的, 计量检定均为人工核对, 不仅工作效率低, 而且容易出现差错。随着信息技术的发展, 计算机越来越多的应用到计量领域, 开发计量管理软件, 利用计算机辅助完成计量管理工作也就成为大势所趋。随着 2004 年 10 月电子签名法规的实施, 在国家的政策法规配套逐步完善后, 具备了全面的发展网络信息计量管理系统的政策支持条件。但是, 在现阶段完全利用信息化手段来实现计量管理工作的单位还不是很多, 特别是对于大型的航天研究院, 包含院机关与院属院所两级组织架构下, 探讨基于计算机网络的航天研究院及院所两级(以下简称“院所两级”)计量管理系统具有现实意义。

2 基于网络的院所两级计量管理系统创建

2.1 基于网络的院所两级计量管理系统目标和特性

基于网络的院所两级计量管理系统是由院本级和院属单位两级构成,是充分利用计算机网络技术和现有的计算机网络设施,开发院所两级计量管理信息系统,进行院所两级计量管理工作和计量信息服务的一种管理模式。基于网络的院所两级计量管理系统的目标是在对国家、上级和院计量管理规章制度体系文件全面系统梳理优化的基础上,利用先进的信息化管理手段使测量设备量值准确、统一、受控,使测量设备按周期检定/校准、检定/校准的全过程实现信息化管理;并对型号工程的计量保证、型号产品的测量过程控制等逐步实现计量监督与管理,为武器型号两总系统和院、厂所各级领导提供方便的测量设备计量状态查询统计、监督检查功能,提高院所两级计量管理水平,使计量管理规范化、科学化、系统化和信息化,以零缺陷的理念,实行精细化管理,提高计量管理的工作效率和工作水平。

基于网络的院所两级计量管理系统应具有以下特性:首先是先进性及针对性,在全院局域网上实现系统的设计和开发,要符合院所两级计量管理和计量监督工作实际和未来需求,其核心在于信息集成,使院所两级的计量管理部门能方便、及时地收集和處理相关数据,并能在其它部门特别是各单位决策部门需要时,能随时查阅信息,达到功能互通,信息共享;其次是开放性和扩展性,要考虑在计量信息集成环境下与其它系统(如OA、ERP)的连接,实现不同系统间的优化集成,方便实现与其它系统的无缝结合,并为以后系统的升级和二次开发提供保证;第三,标准化及规范化,包括计量信息指标体系、信息采集与质量控制、基本名词术语及定义、信息分类编码标准、软件工程规范、系统安全与保密,从系统建设总体的角度,对各个技术环节要提出符合国家、上级法规、标准的要求。最后,可靠性和经济性,系统要操作简便,可靠性和可维护性高,界面友好,系统与院其它系统集成运行,作为整体的一部分,而不形成第二个独立的系统,无论在引进、维护与维修等各方面都能降低成本。

2.2 基于网络的院所两级计量管理系统的功能

由院所两级构成的计量管理系统,其中,院级计

量管理的主要职责是对院属单位科研、生产、试验、服务全过程的计量工作实施监督管理,测量设备计量管理的责任主体是院属各单位,由其计量主管部门统一归口管理。从计量管理部门的工作性质和计量人员的需求出发,基于网络的院所两级计量管理系统应该是一个从网络层到应用层的信息服务系统,是一个办公自动化平台。该系统应具有下述功能。

1) 实现各类测量设备数据、计量人员数据、检定规程数据、测量设备管理流程历史数据的查询统计和管理流程实时追踪;

2) 院、各厂所多级范围内各类测量设备计量状态管理和维修管理、周检受检率、合格率统计、管理历史数据追溯;能够按选定时间范围,动态编制检定/校准通知单和抽检通知单,进行周检管理;

3) 建立公共的信息发布平台,以便各级各类人员能够快捷、方便的阅读各类信息;能针对不同用户在主页上进行工作提示;

4) 操作简单、使用方便、界面友好、各种信息一次录入,重复使用,能够方便的进行数据导出,各种表格均可以导出为 Excel、Word 或 PDF 文档;

5) 各模块的信息的编写、阅读、修改等权限能针对个人进行设置。

2.3 基于网络的院所两级计量管理系统的功能模块和主要内容

基于网络的院所两级计量管理系统共涵盖以下十一个功能模块,其功能模块图详见《图1 基于网络的院所两级计量管理系统功能模块图》,各模块主要内容如下所述。

1) 计量基础信息:计量机构、计量管理网络、专家信息、计量人员、培训管理、奖惩记录;

2) 计量法规:规章制度、管理办法、检定规程、校准规范、专测校准方法;

3) 溯源供方管理:合格供方名录、合格供方资质、能力证明、评价记录;

4) 个人办公:待办工作、联系方式、密码修改、系统配置;

5) 专测设备研制管理:A类专测计划、A类方案评审、A类校准规范评审、A类验收评审、BC类查询统计;

6) 装备计量保证管理:装备检测需求明细、检测校准设备推荐、检测校准需求汇总;

7) 监视和测量装置台帐:通用测量设备台帐、

专用测试设备台帐、测量标准台帐;

8) 监视和测量装置周期管理:全院受检率/合格率统计表、单位月周检计划、单位年度周检计划;

9) 大型试验计量管理:试验信息表、计量测试需求表、测量设备计量确认表、计量自查报告、院计量检查记录表、院计量检查报告、试验场计量复查;

10) 计量课题科研管理:年度计划、计量科研课题、论证报告、任务书、中期检查、课题验收;

11) 计量监督检查:计量监督检查项目、检查计划、检查策划、现场检查、问题整改单、检查情况总结。

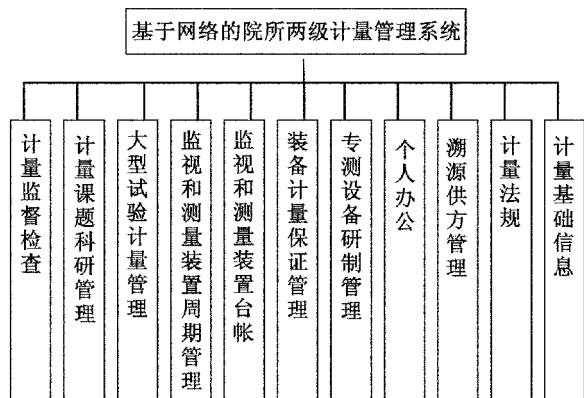


图1 基于网络的院所两级计量管理系统的功能模块图

3 基于网络的院所两级计量管理系统的实施

目前,院所两级各单位都建成了本单位内部的局域网办公自动化平台 OA,并且院所两级 OA 平台兼容。因此,充分利用现有硬件设备和软件环境,开发计量管理网络信息系统功能就成为实现基于网络的院所两级计量管理系统的核心。

基于网络的院所两级计量管理系统实施是用户通过院内局域网利用 IE 浏览器访问部署于本单位信息中心机房的应用系统服务器来使用系统各项功能,院所两级服务器通过安装于院信息技术中心的数据交换中心实现数据交换。计量管理网络信息系统运行在网络平台上,考虑到数据的安全性和系统的易维护性、可扩展性,结合院所计量分级管理的特点,采用 B/S (浏览器/服务器) Web 技术开发实现管理系统。在院信息技术中心部署院级系统应用以及数据交换中心服务器,在每个系统部署厂所级系

统应用,通过策略管理实现院所和院级应用系统之间的数据同步。基于网络的院所两级计量管理模式图详见图 2。

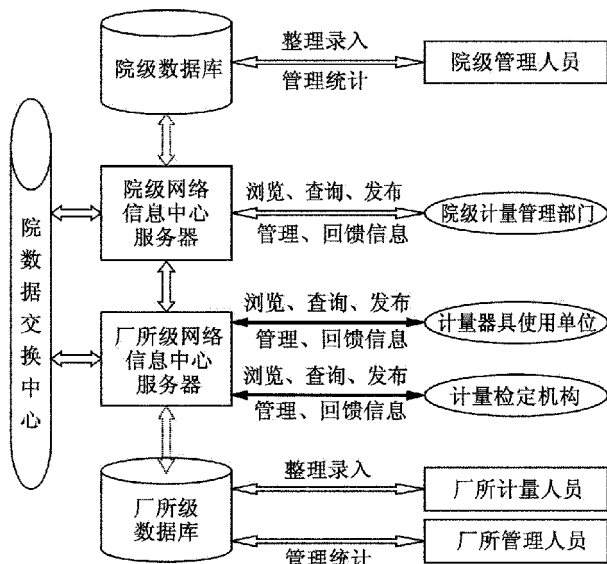


图2 基于网络的院所两级计量管理模式图

基于网络的院所两级计量管理系统实施的主要内容。

1) 系统业务模型的调研与建立:通过系统需求调研与需求分析,对计量管理规章制度体系文件进行全面系统的梳理优化,确定各厂所测量设备计量数据维护需求、流程化计量管理需求,包括各厂所组织机构、人员岗位、管理流程步骤与权限设置、数据操作权限控制等需求;确定院所两级行政线以及武器系统型号线对测量设备计量数据再利用的需求、测量设备计量基础数据之间的关联、各类电子报表需求的获取与分析,最终建立基于网络的院所两级计量业务模型;

2) 系统逻辑模型的分析与设计:在确定基于网络的院所两级计量业务模型的基础上,通过系统概要设计与详细设计,建立基于网络的院所两级计量业务的软件系统逻辑模型、技术架构,确定系统流程引擎、用户角色权限配置、访问控制管理、系统安全管理及数据备份策略的具体实施方案;

3) 系统实现、系统测试:基于系统的业务模型、逻辑模型,建立基于网络的院所两级计量管理系统,实现系统编码与各级测试,保证最终实现的系统功能同系统业务模型、逻辑模型相一致,完全满足系统技术指标;

4) 系统实施与培训:在院机关、各厂所间协调

部署,将开发完成的院所两级计量管理系统进行安装实施,多次组织院所两级的有关人员培训,切实帮助院所两级用户充分利用本管理系统高效地开展计量工作。

4 基于网络的院所两级计量管理系统优点

与传统的计量管理方式相比,基于网络的院所两级计量管理系统具有以下优点。

1) 基于网络的院所两级计量管理系统使得院所两级首次实现了计量管理统一信息化平台。这是一种开放式的管理平台,将院所两级计量管理部门、计量检定机构和使用单位更加紧密的结合在一起,实现了计量管理和计量信息服务的统一。在传统的计量管理工作中,计量管理部门、计量检定机构和使用单位之间相对封闭,缺乏及时有效的交流,计量信息资源很难实现共享,计量管理和计量信息服务被分割开。在基于网络的计量管理系统中,凡与计量管理有关的工作均可在网络上进行,计量管理信息高度集中,因此可以充分反映出一个单位的计量管理工作水平,便于从宏观上把握计量管理工作情况,为部门领导决策提供依据;

2) 基于网络的院所两级计量管理系统以测量设备计量管理、型号工程计量保证、型号产品测量过程控制等为主要内容,不但满足计量标准制度要求,适应院所两级武器装备计量保证需求,而且采用技术手段保证计量基础数据的正确性;实现了各类测量设备、计量人员、检定规程、测量设备管理流程历史数据的查询统计和管理流程实时追踪;院、所两级测量设备计量状态管理和维修管理、周检受检率、合格率统计、管理历史数据追溯;型号大型试验计量管理、专测设备研制管理、装备计量保证管理。例如大型试验进场仪器计量监督检查、确认,以前院属单位在接到大型试验通知后,要先由计量管理人员通知设计师填写进场仪器设备纸制清单,由管理人员负责将填写完整的清单进行层层审批,最后交到院本级,在院本级确认后,安排进场仪器设备的现场计量监督检查,由于中间环节全部需要人工传送,人为因素较多,等待时间长,有时因为清单数量较多,没有及时整理而造成发生问题时不好追溯的现象。在基

于网络的院所两级计量管理系统中,由于实现了院机关与院属单位联网,这些工作均可以在网上进行,大大提高了工作的准确性和效率;

3) 基于网络的院所两级计量管理系统具有高效快速的特点,能够降低院属各单位管理成本,提高工作效率。例如计量器具周检计划的编制、发放、实施,在传统的计量管理工作中,要先由人工整理或计算机打印成册后,由管理人员送往检定机构和使用单位,检定工作完成后再返回管理部门。这种管理方法,中间环节多,人员多,工作量大。在基于网络的计量管理系统中,这一切工作均可在网上进行,有关数据可通过网络传输,以上问题都已经不复存在;

4) 基于网络的研究院所两级计量管理系统能够对计量工作进行实时动态管理,提高了计量工作的管理水平。例如对计量器具的管理,传统方法是利用打台帐方式,把台帐下发到各单位供管理使用,由于前后时间间隔长,很难反映随时变化的情况,某种测量器具已经报废,但在计量器具台帐中却难以及时做出相应的调整,结果在使用中会产生很多矛盾。基于网络的院所两级计量管理系统由于实现了计量信息资源共享,对测量器具的变化情况可以随时进行相应调整,及时更新计量管理信息,从而实现了计量器具的动态管理,提高了计量工作的管理水平。

5 结束语

通过基于网络的院所两级计量管理系统的创建与实施,对规范航天研究院所两级单位的计量管理,提升航天研究院计量管理工作水平,推动航天研究院计量管理规范化、科学化、系统化和信息化发展迈向新台阶具有极其重要的意义。

参考文献

- [1] 张学峰. 基于网络的计量管理模式研究[J]. 国外电子测量技术, 2004, (4).
- [2] 杨平. 计量管理信息平台的设计与展望[J]. 宇航计测技术, 2010, 12.
- [3] 孙中泉, 李涛, 张华锋. 军用自动测试系统计量保障方法研究. 理论与方法, 2009, 28(3).

军事计量军民融合发展研究

任 伟

(北京 91635 部队,北京 102249)

摘 要 军事计量军民融合将是未来装备计量保障的重要内容,加强相关研究对计量保障体系建设具有非常实际的价值。文章分析装备计量保障军民融合的必要性和主要融合内容,探讨了在计量保障体系中发挥军事计量的作用。

关键词 军事计量 军民融合

Research on Development of Army-civilian Integration for Military Metrology

REN Wei

(91635 Army, Beijing 102249)

Abstract Army-civilian integration of military metrology is important content to equipment support in future. Requirement and content of army-civilian integration to equipment support are analyzed in this paper. This direction has great effect on system of metrology support to military equipment.

Key words Military metrology Army-civilian integration

1 引 言

军事计量工作是为保证武器装备性能参数的量值准确一致,实现测量溯源性和检测过程受控,确保装备始终处于良好技术状态的重要手段。计量保障贯穿装备的全寿命周期,涉及到设计、研制、试验、使用、维修等各阶段,而各阶段又对应于军队、地方不同的计量保障领域,因此如何有效地开展军民融合式装备计量保障是非常值得研究的课题。新时期,装备计量保障须贯彻党的十七大报告的要求,胡主席指出:实行军民融合式发展,进一步完善军民结合、寓军于民的武器装备科研生产体系、军队人才培养体系和保障体系,既有利于国防和军队现代化建设从国家经济建设中获得更加深厚的物质支撑和发

展后劲,也有利于经济建设从国防和军队现代化建设中获得更加有力的安全保障和技术支持。军民融合的计量保障,将成为装备计量保障的重要发展方向。根据信息化条件下联合作战的特点,不断创新计量保障模式,提高保障效率,探索军民融合保障模式的任务分工、协调机制、运作方式、法规制度等方面的问题,建立适应未来信息化战争要求、军民融和的装备计量保障模式,具有实际意义。

2 武器装备军民融合计量保障的必要性

武器装备作战能力和保障能力的形成是一项系统工程,装备的计量保障需要从装备的论证、研制等

各阶段,应明确装备需保障的参数和要求、保障用的检测设备及其校准设备相配套的要求,做好装备计量保障的规划和设计工作,预先对装备进行校准性设计,使得在装备交付使用后,依据装备的计量保障方案,综合利用各种资源,发挥军事计量、军工计量和地方计量的作用,对装备进行计量检定校准,满足作战使用要求。现代武器装备技术复杂,信息化程度高,需要计量的参数和范围明显增加,建立军民融合的军事计量技术体系,有效利用地方资源,是时代发展的客观要求,只有积极促进计量保障能力的形成,提高保障效益,避免重复建设,有效利用已有资源,走投入少、效益高的发展之路,才能适应未来战争的需求。同时,计量技术作为科学技术发展的技术基础,既是一种基础性技术,又是一种前沿性技术,只有积极推进军事计量军民融合式发展,才能更好地实现军事需求与国家科技力量的结合,形成军事计量需求对国家和军工计量技术发展方向和重点的牵引力,提高国家科技创新的能力和水平,才能促进高新技术的军地共享和相互转移,提高国家科技创新的整体效益。因此,军事计量的发展需要借助军民融合计量的平台,利用军工计量和地方计量增强对武器装备计量保障的能力,形成军民转换和平战转换的计量能力,以满足国家和平发展和军队有效履行新世纪、新阶段历史使命对军工计量的要求。

从实际工作来看,一是部队装备计量保障区域范围广,年度巡回计量保障任务重,频繁的计量机动保障对设备和标准的完好、准确造成较大的影响,给保障工作带来很大的困难,加强军民融合计量保障,可充分利用部队所在区域的军工和地方计量技术机构,提高保障效率;二是计量标准设备老旧、精确度不高,功能单一、自动化程度不高、新标准器具缺乏,难以满足部队装备新型装备计量保障的要求,目前部队维修检测设备大部分涵盖几何量、力学、热学、电磁学、无线电、时间频率、光学等计量领域,量值参数多,但凭部队计量技术机构的技术能力,还很难解决装备的计量覆盖率问题;三是部队以往配备的武器装备在研究、设计、制造时,没有考虑计量测试的要求,未设置计量检测接口和配备必须的计量设备,给部队计量技术机构计量校准工作的开展带来了困难,通过军民融合的方式,在一定程度上可解决此类问题;四是高技术武器装备及测试设备的技术含量高,对计量的要求高,需要配备高端的标准设备和高水平的人员,加强军民融合可有利于人员技术能力

的提升和技术能力的共享。

3 外军的借鉴经验

美军计量校准非常注重联合保障、联合建设,以实现最佳的军事计量效益。美国国防部设有全军最高计量领导机构,美国国防部后勤局制定了部队计量联合研究和发展计划,协调三军的计量研究和发展工作。在计量校准的科研方面,美国国防部内设有校准和测量技术联合技术协调组(JTCG-CMT),汇集各军兵种的计量需求,系统有效的利用各计量机构的技术研发能力,及时有效的解决新装备的TMDE的计量和校准问题,有力支持部队战斗力的提高。美国还采取私营化或承包的方式来为装备计量提供保障,如美军已经开始将原来由军士完成的测试和校准武器的工作如今已由地方技师接管。如为导弹制导系统维护、修理和校准,以及空军测量标准服务的原军事设施——航空航天导引计量中心,现在已经完全交到承包人手中;还有一些项目在考虑中,包括B-2轰炸机的所有软件维护和F-117战斗机的计量工作,空军还在研究开放其所有精确测量设备实验室的可能性。俄罗斯联邦武装力量的计量保障是国防计量保障的一部分,由俄罗斯联邦武装力量与国家计量局、国防工业综合体,以及完成俄罗斯联邦国防和安全任务的其他部队、军事单位和机关,共同协作实施,建立保障测量统一性和测量精确性的统一体系,旨在使国防和安全领域的计量保障实现必要的生存能力、灵活性、机动性和经济性,提高计量决策的可靠性和管理质量。在该体系下,俄军每一个物理量都拥有国家第一基准,通过测量设备保证能够复现或保存给定的物理量,通过检定流程图向下一级测量设备进行量值传递。德军针对测量设备的数量增加、要求提高与缩减成本、精简人员的矛盾,从上世纪90年代,开始了向现代化经济服务提供商的转型工作。

4 军事计量军民融合工作研究

军事计量军民融合目前涉及的核心工作内容是如何充分利用地方和军工计量资源,为部队装备的计量保障服务。国家计量科学研究院、各专业计量站、各省市县计量机构是地方开展法制计量,确保

国家在贸易结算、医疗卫生、安全防护、环境监测等领域的量值准确、统一的具体部门或单位;国防军工计量体系由计量测试研究中心、一级计量站、二级计量站和军工企事业单位的计量技术机构组成,形成了具有国防军工特色的,门类齐全、技术力量较强的,基本适应国防科技工业和武器装备发展需求的计量保障能力。计量测试研究中心、一级计量站除建立了涉及十大计量专业的国防最高计量标准,还建立了具有军工特色的防化、火炸药、水声等专业领域的国防最高计量标准。地方和军工的计量能力为开展军民融合计量保障,有效解决部队装备计量受检率和覆盖率的问题提供了技术支撑。

建设军民融合的计量保障体系是一个系统工程,既要理顺各方面的关系,又要准确定位各自的角色和作用。既要发挥地方和军工计量系统的保障作用,又要突出军事计量的主导地位和作用,要对新形势下军事计量工作的特点和规律进行分析,找出军民融合的着力点,建立一个高效、协调的军民融合的计量保障体系。应重点加强以下工作。

一应加强装备计量保障的融合。计量校准的核心是量值溯源,计量装备资源是开展计量工作的物质保证,包括计量基标准装置、校准测量设备等。开展此类工作,计量领域既有需求,又有经验和传统,利用军地不同精度等级的计量标准装置,共同构建完整的量值溯源链。

二应加强计量科研工作的融合。计量科研包括装备计量保障研究、计量装备研制、计量基础理论研究和前沿计量技术研究等。目前,地方装备研制部门,计量技术机构形成的科研力量体系,军队计量科研、保障力量不断增强,军地计量科研力量的融合,可促进军地计量科研队伍优势互补、技术共享、装备计量保障有效衔接。

三应加强计量技术法规的融合。计量技术法规是为了实现计量工作法制化、规范化管理,保证量值的可追溯性,而制定的一系列技术规章和文件的集

合。计量技术法规的融合,就是要使军事计量技术法规融入国家计量技术法规体系,实现技术法规的兼容共用。

四应加强计量人才队伍的融合。计量人才队伍是实施装备计量保障的关键要素,其主体是计量检定员。计量人才队伍的融合,就是要实现军地计量人员的联合培养,探索互认的人员管理制度,促进军地计量人才的交流使用。

5 结束语

计量保障军民融合,就是要在充分利用军地双方资源,以提升计量保障能力为核心,实现计量保障资源的合理布局和优化整合,提高计量保障的整体效益。武器装备的使用、维护离不开计量保障,面对新的军事变革,我军要打赢现代技术特别是高技术条件下局部战争,应积极探索新形势下军事计量工作的特点和规律,强化计量工作的创造性,建立一个高效、协调的军民融合的计量保障体系,使得装备在需求论证、项目监管、试验测试、使用维护等方面计量保障问题都能得到综合考虑,取得效益最大化,适应现代信息作战的需要。

参考文献

- [1] 朱可嘉,蒋家东.军民融合质量保障战略研究[J].航空标准化与质量,2012,03.
- [2] 闻晓歌,徐枫,詹银珍.论国有军工企业的军民融合[J].现代商贸工业,2010,19.
- [3] 舒本耀,谢文秀,王珍.关于军民融合思想的几点认识[J].装备指挥技术学院学报,2010,05.
- [4] 闻晓歌,徐枫.军民融合立法探析[J].法制与社会,2010,28.
- [5] 牛振喜.各国军民融合的历程及我国军民融合的对策[J].科技进步与对策,2011,23.