

动态测量误差分解及溯源研究

摘 要

误差分解和溯源就是将动态系统最后输出的总误差分解为各单项误差成分，并进一步追溯到动态系统内部产生该项误差的母体组成单元或组成件，并进一步分析其误差特性。这是误差理论发展所面临的重要问题之一。

动态测量误差信号是包含多分量的非平稳信号，成分的复杂性决定了对它的分析和处理需要结合多种信号处理方法。本文分析了各种信号处理方法的原理及其在非平稳信号处理中的应用，在此基础上总结了动态测量综合误差分解的基本方法和一般步骤，并通过计算机仿真说明了此方法的实用性。将此方法应用于三坐标测量机的误差分解也取得了较好的效果。

本文设计了一套光栅测长仪动态误差分离的实验系统，以现有的光栅测长仪为研究对象，高精度双频激光干涉仪作为校准系统。利用 A-quad-B 脉冲信号触发激光干涉仪进行同步动态数据采集，由激光干涉仪软件（根据 ISO230-2 标准）来获取和显示位置误差数据，并同步绘出非常真实详细的动态误差图。最后将实验所得的动态误差进行分解和溯源，基本掌握了光栅测长仪动态测量误差的组成和特性。

关键词：动态测量误差 分解与溯源 信号处理 光栅测长仪 三坐标测量机

Research on Error Separating and Tracing of Dynamic Measurement

Abstract

Error decomposition and tracing is to decompose the measuring errors of the dynamic systems into the component errors and trace to their sources, i.e. the units within the measurement system. This is one of the important issues in development of error theory.

Error of dynamic measurement is a nonstationary signal comprising several components. Because of the complexity of its components, many methods of signal processing are needed to analyze the dynamic error. This paper analyzes the theory of several methods of signal processing and the application in nonstationary signal processing. With this understanding, the method and process of dynamic error decomposition is introduced. A simple simulation system shows the practicability of this method. Also, the good effect is gained applying this method to Coordinate Measuring Machine.

This paper designs a acquisition system of dynamic errors for grating-measurer. The Hewlett Packard 5529A laser interferometer performs dynamic errors calibration. Such method uses the A-quad-B pulses as the position trigger signals. The software package of the HP laser interferometer permits the data acquisition and presentation of the dynamic errors in accordance with ISO-232 standard, and provides a realistic and detailed picture of the errors synchronously. At last, the dynamic error is decomposed and traced. The characteristic and composition are mastered basically.

Keywords: Error of Dynamic Measurement, Separating and Tracing, Signal Processing, Grating Measurer, Coordinate Measuring Machine (CMM)

插图清单

图 2-1 自适应陷波原理	11
图 2-2 自适应线性元件	12
图 2-3 仿真信号波形	14
图 2-4 不含噪声的信号波形	14
图 2-5 小波阈值去噪结果	14
图 2-6 自适应噪声对消器原理	15
图 2-7 自适应消噪后的信号	15
图 2-8 仿真信号	16
图 2-9 最小二乘拟合结果	16
图 2-10 滤波结果	16
图 2-11 小波分解结果	16
图 2-12 短时傅立叶变换	17
图 2-13 Wigner—Ville 时频分布	17
图 2-14 仿真信号的小波分解	18
图 2-15 时频分析与综合	19
图 2-16 自适应陷波	19
图 2-17 带通滤波	19
图 2-18 频谱	20
图 2-19 Hough 变换	20
图 2-20 线性调频信号的时频分布	20
图 2-21 Morlet 小波尺度图	21
图 2-22 相乘同态系统	22
图 3-1 信号分解一般步骤	24
图 3-2 仿真误差信号	25
图 3-3 非周期性趋势项	25
图 3-4 滤除 s_1 后的剩余信号	25
图 3-5 剩余信号的短时傅立叶变换	25
图 3-6 周期成分 s_2	26
图 3-7 周期成分 s_3	26
图 3-8 周期成分 s_4	26
图 3-9 误差	26
图 3-10 MC850 结构示意图	27
图 3-11 测量机主要动态误差源	28
图 3-12 测量机动态误差信号	29
图 3-13 非周期性趋势项信号	29

图 3-14 时频分析	29
图 3-15 各信号分量	29
图 3-16 调制信号	29
图 3-17 噪声	29
图 4-1 光栅测长仪结构图	31
图 4-2 光栅测长仪原理图	32
图 4-3 测量原理图	33
图 4-4 光栅传感器输出信号波形	33
图 4-5 反向输入迟滞比较器电路	33
图 4-6 PCB 图	34
图 4-7 电路原理图	34
图 4-8 10887A 激光卡脉冲连接器	35
图 4-9 实验照片	35
图 4-10 软件参数设置	37
图 4-11 竖直阿贝臂不同	38
图 4-12 水平阿贝臂不同	38
图 4-13 速度不同	39
图 4-14 采样频率不同	39
图 4-15 测量方向不同	39
图 5-1 光栅测长仪系统的测量误差	40
图 5-2 光栅系统动态误差	41
图 5-3 光栅测长仪原始误差	46
图 5-4 五层小波分解示意图	46
图 5-5 'db6'小波分解	47
图 5-6 剩余信号	47
图 5-7 'db1'小波分解	47
图 5-8 剩余信号的时频分析	47
图 5-9 竖直方向阿贝误差	48
图 5-10 水平方向阿贝误差	48
图 5-11 小波分解	49
图 5-12 不同速度下的频谱图	50

表格清单

表 4-1 光栅传感器接插件管脚定义	35
--------------------	----

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标志和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得合肥工业大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

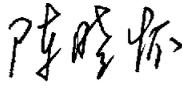
学位论文作者签字： 签字日期：2006年5月19日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解合肥工业大学有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅或借阅。本人授权合肥工业大学可以将学位论文的全部或部分论文内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

(保密的学位论文在解密后适用本授权书)

学位论文者签名：

导师签名：

签字日期：2006年5月19日

签字日期：2006年5月19日

学位论文作者毕业后去向：

工作单位：

电话：

通讯地址：

邮编：

致 谢

本论文是在我的导师陈晓怀教授的悉心指导下完成的。陈教授渊博的知识、精湛的学术水平和高尚的个人情操，使我受益匪浅。求实的工作作风和严谨治学的态度是我终身学习的榜样。几年来，陈老师不仅在学业上给予我指导，还在生活上给予我很多关心和帮助。在此，谨向陈老师表示最衷心的感谢！

在学习和实验研究过程中，黄强先老师也给予了我极大的指导和帮助，从实验方案的制定、具体实验步骤的进展以及实验报告的完成，无不渗透着他的智慧和心血。也感谢费老师提供的实验环境和条件，使我的实验研究得以顺利完成。

感谢赵前程老师、程真英老师在我的学习中给予我的无私指导和帮助。

我的同学卫兵、王琦、王霞、廖索引给予我许多帮助和支持，在此一并表示深深的感谢。

感谢我的父母和姐姐对我的理解和支持，感谢在这三年学习和生活中所有帮助、关心过我的人，衷心地谢谢大家！

作者：李晚惠

2006年4月

第一章 绪 论

测量技术水平是一个国家科技发展水平高低的重要评价标准^[1]。但是由于受人的认识能力及科学水平等的限制，测量结果总是与真实值不能绝对一致，即存在着误差，误差始终存在于一切科学实验与测量过程中^[2]，因而，对误差理论的研究，一直受到人们的关注与重视。误差理论自产生以来，经历了几百年的发展过程，已形成了较为完备的理论体系，尤其是静态测量误差理论的研究。近几十年来，由于动态测量技术的飞速发展，动态测量误差理论也因此被推上历史舞台，并逐渐成为现代误差理论研究的主流。动态误差分解与溯源作为动态测量误差分析与处理理论的重要组成部分和提高测量系统精度的基础，越来越受到人们的重视并成为未来误差理论的研究方向之一。

1.1 误差理论的发展与现状

1.1.1 误差理论的发展与研究现状

以前对误差理论的研究，均停留在经典误差理论的阶段，其特点表现为：对随机误差的研究，主要限于正态分布的偶然误差；对误差的处理，只限于单纯的测量数据系列，不涉及具体测量方法和仪器，即与具体测量过程无关；对被测量限于量值不变的静态测量，只研究单一不变的静态测量误差；减小误差的方法局限性大，不能做到准确高效。由于具有这些特点，经典误差理论已不能适应发展越来越快的科学技术与现代测量越来越复杂和高精度的要求，因此，误差理论需进一步发展。

近 30 年来，随着精密加工技术和精密测量技术的发展，动态测量技术越来越受到人们的重视，并逐渐成为现代测量技术的主流。相应的，动态测量误差理论被提上了日程，受到了高度的关注。误差理论的研究也因此上了一个新台阶，逐渐形成较为完整的现代误差理论体系，它集静态测量误差与动态测量误差于一体、随机误差与系统误差于一体、测量数据与测量方法及仪器于一体以及多种不同误差分布于一体，在理论上突破了以统计学理论为基础的传统研究方法，在实践上实现了误差理论与计算机应用技术、测量和计量实践以及与标准化之间的紧密结合，从而达到现代化、科学化、实用化和高精度的目标。

迄今为止，静态误差理论已发展得较为成熟，已有较为完善的数据处理方法与精度评定理论。1980 年公布的国际测量不确定度建议书（INC-1），是其趋于成熟的重要标志，1993 年，ISO 等国际组织共同制订的《测量不确定度表示指南》，使静态误差理论的研究更为完整，虽然仍存在着不足之处，但已基本上形成了较为完善的体系。

动态测量误差理论的研究，和静态误差理论相比，由于起步较晚，复杂程度较高，因此，其理论体系尚不完善，许多问题还处于探索阶段。但是，由于动态测量技术在现代测量技术中的主导地位，动态误差理论的研究也就成为现

代误差理论研究的主体，受到各国研究机构和学者的关注，如动态测量误差的分离、修正和评定等，均已成为研究热点。

1.1.2 动态测量与动态测量误差理论的发展

动态测量理论问题的研究，是以电测技术，特别是示波技术的需求为起点而发展起来的^[3]。前苏联学者 A.Корню 和 A.Блонлель 于 19 世纪 80 年代，在关于示波器测量元件动态性能的著作中提出了动态测量的概念，但并未将其作为独立的问题提出。现代动态测量理论的发展，应以 1909 年 A.Н.Крылов 发表的学术论文为起点。随后，随着科学技术和测量技术的进一步发展，动态测量越来越受到人们的重视。美国标准局建立了动态电测量工作组，并在 1974 年末举行了首次全会，在 1976 年伦敦第七届和 1980 年莫斯科第八届大会上，以及后来国际计量技术联合会 IMEKO 召开的大会上，都把动态测量列入会议议程。前苏联分别于 1975 年、1978 年、1981 年和 1984 年在列宁格勒举行了“动态测量”全苏联讨论会，大大促进了动态测量的发展。近年来，国内外许多专家学者均致力于动态测量理论的研究。苏联学者 B.A.格拉诺夫斯基（代表作：《动态测量》）、北京航空航天大学黄俊钦教授（代表作：《测试系统动力学》和《静、动态数学模型的实用建模方法》）、合肥工业大学费业泰教授（代表作：《动态测量误差修正原理》）、北京理工大学林洪桦教授（代表作：《动态测试数据处理》）等，均对动态测量理论的发展起到了不可忽视的作用。

动态测量误差可分为两类：一类是由组成系统的各部分元件本身的静态和动态性能不理想而引起的动态误差；另一类是由系统内外各种干扰引起的动态误差。

动态测量误差必然存在于动态测量过程中，因而，动态测量误差与精度理论的研究，是动态测量研究的重要基础内容之一^[4]。近年来，随着光电、数字化、微处理、自动化等技术的广泛应用以及智能化测试、柔性测试、计算机辅助测试等的发展，各种动态测试数据处理方法及测试误差分析方法层出不穷，使动态测量误差理论得到了相应的发展，取得了一定的成果：

动态测量数据处理方法的研究，一直受到各国学者的重视，提出了很多实用的方法。这些方法主要有谱分析、回归分析、滑动平均分析、时间序列分析、滤波分析、神经网络、小波变换、遗传算法等，其中各种分析方法又都经过了不断的演变和改进，如谱分析方法，从开始基于傅立叶变换的传统谱分析方法发展到现代的最大熵谱分析方法、最大似然谱分析方法、自回归谱分析方法和最小互熵谱分析方法等。有如回归分析方法，从开始的一元和多元线性回归分析、逐步舍选回归分析、正交多项式回归分析、分段回归、样条回归、加权回归等到现代的岭回归分析、递推回归分析、最小最大残差值回归和稳健性回归分析等^[5]。

1.2 动态测量误差分解及溯源理论

迄今为止，对误差与精度理论的研究，包括误差的获取、误差的分配与合成、误差分离与修正技术、精度评定、不确定度等，均是正向问题的研究，也就是说最终目的是要得到误差。误差溯源，正如其字面意思所表达的，是要根据输出结果中的误差，追溯其产生的源头，即测量系统内部实际的各误差源，因此，研究误差溯源，则是误差及精度理论的逆向问题。

误差分解和溯源就是将动态系统最后输出的总误差分解为各单项误差成分，并进一步追溯到动态系统内部产生该项误差的母体组成单元或组成件，并进一步分析其误差特性。这是误差理论发展所面临的重要问题之一。一旦实现了误差溯源，对测量系统的传输特性就有了深刻的了解，由此掌握了系统各环节误差对其输出总误差的影响及其随时间的变化规律，对系统中的薄弱环节或对总误差影响大的环节，可及时地采取有效措施，消除或减少其不良影响，从而提高动态测量系统的精度，以得到高精度测量的要求。

已有的动态误差溯源研究是建立在全系统精度理论“白化”建模的基础上^[10-11]。首先根据全系统精度理论的建模思想，建立实际测量系统的“白化”或“准白化”模型，以及误差传输的“白化”模型，将测量结果中所包含的总误差，以误差“白化”模型为依据分解成各单项分误差，并根据所得的各分误差特性找出产生这部分误差的母体即“源头”——系统各组成单元。此方法可以较好的实现误差分解和溯源，但前提是必须进行系统“白化”建模。建立系统“白化”模型有的时候并不是一件容易的事，当缺少必要信息时，建立系统“白化”模型就变得很困难，而且这种情况时有发生。这就有必要研究在建模无法实现情况下的动态误差分解和溯源的方法。

1.3 论文的研究目的与内容

1.3.1 课题来源与研究目的

本论文来源于国家自然科学基金项目“动态测量误差分解与溯源及不确定度研究（项目编号：50275047）”。主要研究目的为：

(1) 研究误差分解方法，为误差溯源提供依据，由此掌握各分误差产生原因、规律及在总误差中所占比重，为动态测量系统的最优化设计提供依据。

(2) 根据误差分解与溯源结果，针对不同误差，使用不同的误差处理方法进行误差修正。

(3) 深化全系统动态精度理论^[12]。在本论文中，将总误差进行分解，即找出引起此总误差的各组成单元带来的单项误差，此过程可看作动态精度理论的逆向问题，是全系统动态精度理论的深化。使动态精度理论更为全面，将为更精确地进行动态精度评定、动态误差修正（补偿）与控制，提供科学的理论依据。

1.3.2 主要研究内容

本论文所研究的内容，是一个跨学科的交叉性研究领域，它涉及机械、光学、计量学和现代信号分析数学等多种学科领域，在理论和实践上都有较大难度，主要包括：

(1) 动态误差分解方法研究。误差分解即将动态测量总误差分解为各组成单元的相应误差，以实现误差溯源。目前，对动态测量误差分解方法的研究大多停留在系统建模的基础上，在预知系统模型的前提下，结合小波分解和神经网络方法对误差信号进行分解。然而，当系统模型无法预知，且建模存在困难时，这种误差分解方法就显得无能为力。本论文在分析各种经典和现代信号处理方法的基础上，研究在系统模型未知情况下的动态误差分解方法。

(2) 动态误差分离实验研究。即研究解决从动态测量数据中将动态测量总误差有效地分离出来。本论文以光栅测长仪为研究对象，建立了一个动态测量误差分离实验系统。本系统将激光干涉仪作为高一级精度测量装置，采用比对法实时采集误差数据，完成动态误差的分离。

(3) 结合实例进行误差分解与溯源。基于对动态误差分解方法的研究，尝试对三坐标测量机和光栅测长仪的动态误差进行分解，并根据分解结果研究光栅测长仪动态误差的溯源。通过对实例的分析证明了动态误差分解方法的实用性，同时说明了在分解的基础上进行误差溯源的可行性。

第二章 动态误差分解理论基础

2.1 动态测量误差

何谓动态测量，至今仍未有一个严格的科学定义。普遍认为，符合下列条件之一的测量过程都是动态测量：被测对象的量值在时域上是变化的；被测对象的量值在时域上是恒定的，而在空间域上是连续（或间断）变化的，而测量系统处于运动状态下对被测量进行测量；被测对象的量值在时间域和空间域上都是恒定不变的，但与被测对象有关的测量信号是变化的。

动态测量具有以下四个基本特征^[13]：

(1) 时空性。在某些动态测量中，被测量或测量信号随时间而变，动态测量数据也表现为测量时间的函数，即动态测量具有时变性，可用时间参数来描述；而在有些情况下，例如对大多数几何量动态测量系统，尤其是在数据处理时，用空间参量描述更为方便合理，从这个意义上来说，动态测量具有空间性。因而，动态测量具有时空性。

(2) 随机性。由于在动态测量过程中，难免存在各种外界干扰，因此它是一个高斯或非高斯过程，总表现为时间的随机函数；另外，被测量自身也可能是一个随机函数，当测量系统对被测量进行采样时，得到的是若干个随机序列（或随机过程）。因而，动态测量具有随机性。

(3) 相关性。由于动态测量系统的输出值不仅和该时刻的输入值有关，而且和被测量在该时刻以前的量值变化历程有关，必须从所获取测量值的整体数据推估被测量的量值。因而，动态测量具有相关性。

(4) 动态性。在测量过程中，动态测量系统始终处于运动状态，需要用微分方程（或差分方程）来描述其所输入的含有被测量信息的信号与所输出的动态测量结果之间的关系，或以该动态测量系统内部状态变量形成的状态方程来描述，一般常用与之等价的传递函数、时域上的脉冲响应函数或频域上的频率响应函数等来反映该测量系统的动态特性。因而，动态测量具有动态性。

测量误差取决于测量系统静态和动态特性的不理想程度。若按其性质划分，动态测量误差一般可分为两种分量：静态误差和动态误差。测量的静态系统误差由测量系统的静态系统误差和测量方法、误差的静态分量构成，只有使用的测量系统在零频的通频带时它才有意义。测量的动态误差则是由于测量系统的动态特性不理想而引起的。

理想状况下，在 t 时刻，含有被测量信息的信号 $x_0(t)$ 进入动态测量装置，经过理想变换 $T_0[\cdot]$ 后，输出的测量信号为 $y_0(t)$ ，再经理想变换后，能还原成被测量真值 $Y_0(t)$ ，即

$$\begin{cases} y_0(t) = T_0[x_0(t)] \\ Y_0(t) = D_0[T_0[x_0(t)]] \end{cases} \quad (2-1)$$

然而，实际的动态测量系统并不能达到理想状况，其实际变换为 $T[\cdot]$ ，且在测量过程中必然存在外界干扰和噪声 $n(t)$ ，使其输出的信号为 $y(t) = T[x_0(t) + n(t)]$ ，另外，被测量真值的还原变换也不是理想变换，而变为 $D[\cdot]$ ，因此测量结果的示值为

$$Y(t) = D[y(t)] = D[T[x_0(t) + n(t)]] \quad (2-2)$$

由此可见，动态测量误差的定义应为：在动态测量过程中，动态测量结果减去被测量的真值，即

$$\Delta Y(t) = Y(t) - Y_0(t) \quad (2-3)$$

式中， $\Delta Y(t)$ 是动态测量误差，在实际应用中，常用误差对 $\Delta Y(t)$ 可忽略的约定真值来代替被测量真值 $Y_0(t)$ 。

2.2 动态测量误差分析

动态测量误差可分为一般定义下的系统误差、随机误差和粗大误差（即反常误差）三种类型^[5]。其中：系统误差主要由具有确定性变化规律的那些误差因素造成的，它表现为时间的确定函数（包括常量）；随机误差是由多种偶然性的误差因素造成的，它表现为时间的随机函数；粗大误差是偶尔由个别反常因素造成的，它有时表现为个别特大值、有时表现在某一小区间内出现一片特大值、有时也会周期性或不定期的重复出现这种值。

偶尔含有的粗大误差应在误差分析之前予以剔除。剔除粗大误差后，设动态测量误差为 $e(t)$ ， $e(t)$ 一般含有两种成分：确定函数 $f(t)$ 和随机函数 $X(t)$ 。 $f(t)$ 可再划分为：非周期函数 $d(t)$ 和周期函数 $p(t)$ 两类。 $d(t)$ 可由不同变化规律的若干初等函数组成，或展成代数多项式或广义多项式； $p(t)$ 可由不同周期或频率的若干谐波分量组成，或展成三角多项式等。 $X(t)$ 多为平稳随机过程，有时是非平稳随机过程（尤其在长过程的测试中）。综上，动态测量误差应视为非平稳随机过程，至少是均值非平稳的（因总是含有确定性变化成分），并可表示为：

$$e(t) = f(t) + X(t) = [d(t) + p(t)] + X(t) \quad (2-4)$$

这种动态测量误差组成成分的分析，即为拟定动态测量误差分析方案和基本方法的依据。

对动态测量误差的分析通常包括预处理和成分分离。

预处理阶段的主要目的在于快速初辨动态测量误差的统计特性，如独立性、平稳性、周期性等，及其所含的粗略成分，如趋势项、周期项等。预处理的基本方法有：随机过程的特征量估计、统计特征的显著性检验、中心平滑算法和时间序列建模分析法等。

成分分离是主要处理阶段，可划分为两部分：识别、提取确定性成分和表述、分解随机性成分。确定性成分的分析方法主要有拟合法和滤波法。拟合法主要应用各种广义回归分析方法，如传统的最小二乘回归分析、最小最大法回

归分析、有偏回归分析等。对于周期性成分常采用广义谐波分析方法来拟合，如传统的谐波分析法、离散傅立叶变换、周期图分析及检验、混合谱分析法等。滤波法包括数字滤波和递推数字滤波法等。目前常用于分析随机性成分的方法有：时域相关分析和频域谱分析的样本矩法、傅立叶谱分析法、最大熵谱分析法，对于非平稳随机过程常采用递推数字滤波或卡尔曼滤波方法等。

用于动态误差分析的方法很多，随着信号处理理论的发展，出现了很多更适用于分析非平稳信号的现代信号处理方法^[14]，符合动态测量误差的非平稳特性要求。因此，本文在讨论常用信号处理方法的基础上，重点分析了多种现代信号处理方法。

2.3 常见动态信号处理方法

传统的信号处理方法以信号的平稳性为前提，仅从时域和频域分别给出统计平均结果，不能同时兼顾信号在时域和频域的局部化和全貌。因此，无法对信号的非平稳性进行有效的分析和处理。因此，本节不仅分析了经典的信号处理方法，更注重适用于分析非平稳（即时变）信号的各种现代信号处理方法的研究。

不论是经典的还是现代的信号处理方法都在动态信号分析及处理中扮演了重要的角色。只有综合运用这些方法，才能使动态误差信号分析取得较好的效果。

2.3.1 经典的信号处理方法—Fourier 分析^[15]

设 $x(n)$ 是一个长度为 M 的有限长序列，则定义 $x(n)$ 的 N 点离散 Fourier 变换（DFT）为：

$$X(k) = DFT[x(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{kn}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2-5)$$

由于 DFT 的快速算法 FFT 的出现，使 DFT 在数字通信、语音信号处理、图像处理、功率谱估计、仿真、系统分析、雷达理论、光学、医学、地震以及数值分析等各个领域都得到广泛应用。DFT 常用于对信号做频谱分析，观察信号中的主要频率分量。

所谓信号的谱分析，就是计算信号的傅立叶变换。DFT 可用于对连续信号和数字信号进行谱分析。在实际分析过程中，要对连续信号采样和截断，有些非时限数据序列也要截断，由此可能引起分析误差，产生截断效应。截断效应是指泄漏和谱间干扰。泄漏使频谱变模糊，使谱分辨率降低。谱间干扰是指在主谱线两边形成很多旁瓣，引起不同频率分量间的干扰，影响频谱分辨率，特别是强信号谱的旁瓣可能湮没弱信号的主谱线，或者把强信号谱的旁瓣误认为是另一信号的谱线，从而造成假信号，这样就会使谱分析产生较大偏差。

减小截断效应的最好方法是用近代谱估计的方法，但谱估计只适用于不需

要相位信息的谱分析场合。

2.3.2 现代谱估计^[4]

利用给定的一组样本数据估计一个平稳随机信号的功率谱密度称为功率谱估计。在许多工程应用中，功率谱的分析与估计是十分重要的，因为它能给出被分析对象的能量随频率的分布情况。

功率谱估计分为两大类，一类是非参数化方法，另一类是参数化方法。非参数化方法又叫做经典谱估计法，它实质上仍依赖于传统的傅立叶变换法。经典的谱估计法通常又分为两种，一种是间接法。它先依信号序列估计其自相关函数值，然后以适当的方式对自相关函数的估计进行加权，最后对加权了的自相关函数做傅立叶变换以获得功率谱估计。另一种是直接法，通过对观测到的数据样本直接进行傅立叶变换，然后将所得结果的幅值平方后得到功率谱估计，这种方法又称为周期图法。

传统功率谱估计的主要优点为：可使用 FFT，计算效率高；功率谱的估计值正比与正弦波的信号的功率。但是，它也有明显的缺点：弱信号的主瓣易被强信号的旁瓣抑制；频率分辨率均为数据长度的倒数，而与数据的特征或信噪比无关；由于旁瓣的泄漏引入谱的畸变；需采用某种平滑或平均措施以改善谱估计的统计特性；某些加窗的相关函数会使功率谱估计出现负值。

总之，经典方法原理简单，便于实现，并有可采用 FFT 等技术而使计算量大为减小等优点，因此得到了广泛的应用。但它的主要问题是：由于假定信号的自相关函数在数据观测区以外等于零，因此估计出来的功率谱很难与信号的真实功率谱相匹配。在一般情况下，周期图的渐近性能无法给出实际功率谱的一个满意的近似，因而是一种低分辨率（分辨率大约为数据长度的倒数）的谱估计方法，这就使得这种方法难以应用于短数据记录等情况。

功率谱估计的分辨能力用参量法可以改进，如自回归模型法、最大熵法和最大似然估计等。由于这类参数化方法能够给出比周期图方法高得多的频率分辨率，故又称为高分辨率方法或现代谱估计方法。然而这些方法在信噪比较低时性能并不好，为此，人们陆续提出了多种基于矩阵奇异值分解或特征值分解的改进的谱估计方法，也叫做超分辨率方法。

现代功率谱估计的一些主要方法有：

- (1) ARMA 谱估计是以信号的差分模型为基础的现代谱估计；
- (2) Burg 的最大熵谱估计是来源于信息论的现代谱估计，它在不同的约束条件下，分别与 AR 谱估计和 ARMA 谱估计等价；
- (3) Pisarenko 谐波分解是一种以谐波信号为特定对象的谱估计方法，它将谐波频率的估计转化为信号相关矩阵的特征值分解；
- (4) 扩展 Prony 方法是一种利用复谐波模型拟合复信号的方法；
- (5) MUSIC 方法是一种估计信号空间参数的现代谱估计方法，它将功率

谱推广为空间谱，是最早问世的子空间方法；

(6) ESPRIT 方法是一种估计信号空间参数的旋转不变技术，虽然未使用任何谱的概念，但却可以达到谐波频率估计的目的。其基本思想使谐波频率的估计转变为矩阵束的广义特征值分解。

2.3.3 数字滤波器

滤波器可以实现滤波、平滑和预测等信息处理的基本任务是信号处理的重要方法。所谓数字滤波器，是指输入、输出均为数字信号，通过一定运算关系改变输入信号所含频率成分的相对比例或者滤除某些频率成分的器件^[16]。数字滤波器分为经典滤波器和现代滤波器。当信号和干扰的频带不重叠时，可以选择经典滤波器滤除干扰得到纯信号。而当信号和干扰的频带重叠时，就必须使用现代滤波器，例如维纳滤波器、卡尔曼滤波器、自适应滤波器等最佳滤波器。这些滤波器可按照随机信号内部的一些统计分布规律，从干扰中最佳地提取信号。

(1) 经典滤波器

经典数字滤波器从功能上分类，可以分成低通、高通、带通和带阻等滤波器。它的特点是输入信号中有用的频率成分和希望滤除的频率成分各占有不同的频带，通过一个合适的选频滤波器达到滤波的目的。

(2) 维纳滤波器

信号检测与处理的一个十分重要的内容就是从噪声中提取信号。实现这种功能的有效手段之一是设计一种具有最佳线性过滤特性的滤波器，当伴有噪声的信号通过这种滤波器时，它可以将信号尽可能精确地重现或对信号作出尽可能精确地估计，而对所伴噪声进行最大限度地抑制。维纳滤波器就是这种滤波器的典型代表之一。

(3) 卡尔曼滤波器

卡尔曼滤波和维纳滤波都是以最小均方误差为准则的最佳线性估计或滤波。但是，维纳滤波只适用于平稳随机过程（信号），而卡尔曼滤波则没有这个限制。这是它们的最大区别。另外，在处理方法上，它们也有很大不同。维纳滤波是根据全部过去的和当前的观测数据来估计信号的当前值，它的解是以均方误差最小条件下所得到的系统函数或冲激响应的形式给出的；而卡尔曼滤波则不需要全部过去的观测数据，它只是根据前一个估计值和最近一个观测数据来估计信号的当前值。它是用状态方程和递推方法进行估计的，而且所得的解是以估计值的形式给出的。

(4) 匹配滤波器

从噪声背景下检测波形已知信号的主要工具是匹配滤波器。它可视为一种优化设计的滤波器。其优化准则是使滤波器输出的信噪比达到最大值，而对输出信号波形是否与真实信号波形完全相同则无要求。即着眼点不是保持原信号

不失真，而是提高输出信噪比。

(5) 自适应滤波器

自适应滤波器由于其参数可以用递推方式自适应更新，更适合实时动态信号处理，得到了更广泛的应用^[17]。自适应噪声对消器、自适应信号分离器、自适应陷波器都是自适应滤波器的典型应用。其中，自适应陷波器用于分离信号中的正弦分量时，效果很好。

自适应陷波器原理：如图 2-1 所示，原始输入为任意信号 $s(t)$ 与正弦分量 $A\sin(\omega_0 t + a)$ 的叠加，经采样后送入期望输出端 $d_j = s_j + A\sin(\omega_0 T + a)$ ，参考输入为二个标准正弦波 $\sin(\omega_0 t)$ 和 $\cos(\omega_0 t)$ ，经采样后送入输入端 x_{1j} 和 x_{2j} ，两个权值 w_{1j} 和 w_{2j} 可以使得组合后的正弦波的幅度和相位都可以调整，因为两个权表示有两个自由度待调整。经过组合相加后得到输出 y_j ，其幅度和相位都可以与原始输入中的正弦分量相同。

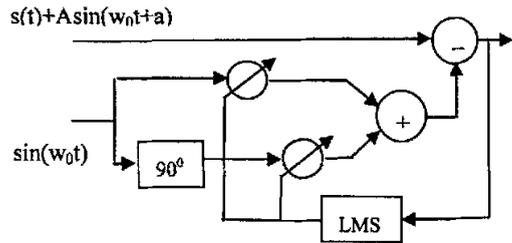


图 2-1 自适应陷波原理

2.3.4 神经网络

从网络结构和学习算法的角度，人工神经网络可分为单层前向网络、多层前向网络、反馈网络、随机神经网络和竞争神经网络。在众多人工神经网络模型中，最为简单的就是所谓的单层前向网络。自适应线性元件模型就是典型的单层前向网络，早在 1961 年 Widrow 和 Hoff 就已将自适应线性元件用于信号处理领域，并且提出了易实现但效率高的自适应滤波的 LMS (Least-Mean-Square algorithm) 算法^[18]。

自适应线性元件模型如图 2-2 所示。其中，神经元的输入信号向量为 $X_k = [x_{0k}, x_{1k}, \dots, x_{nk}]^T$ ，突触权值向量为 $W_k = [w_{0k}, w_{1k}, \dots, w_{nk}]^T$ ，模拟输出为 $y_k = X_k^T W = W^T X$ ，二值输出为 $q_k = \text{Sgn}(y_k)$ (sgn 为符号函数)，期望输出为 d_k 。

神经网络的学习也称为训练，指的是通过神经网络所在环境的刺激作用调整神经元的自由参数（突触权值），使神经网络以一种新的方式对外部环境做出反应的一个过程。不同的学习算法对神经元的突出权值调整的表达式有所不同。

基本 LMS 算法步骤为：

- 第一步，设定突触权值的初值为 $W_k = 0$ ，学习速率 $1 < \mu < 1/\lambda_{\max}$ ；
- 第二步，根据神经元的输入信号向量 X_k 计算模型输出 $y_k = W_k^T X_k$ ；
- 第三步，根据期望输出 d_k 计算误差 $e_k = d_k - y_k$ ；
- 第四步，计算 $k+1$ 时刻的突触权值 $W_{k+1} = W_k + 2\mu e_k X_k$ ；
- 第五步，将 k 增至 $k+1$ ，重复步骤 2-4。

设定最大学习周期为 n ，重复以上步骤，网络训练结束，此时的突触权值为 W_n ，网络输出为 $Y=W_n^T X$ 。

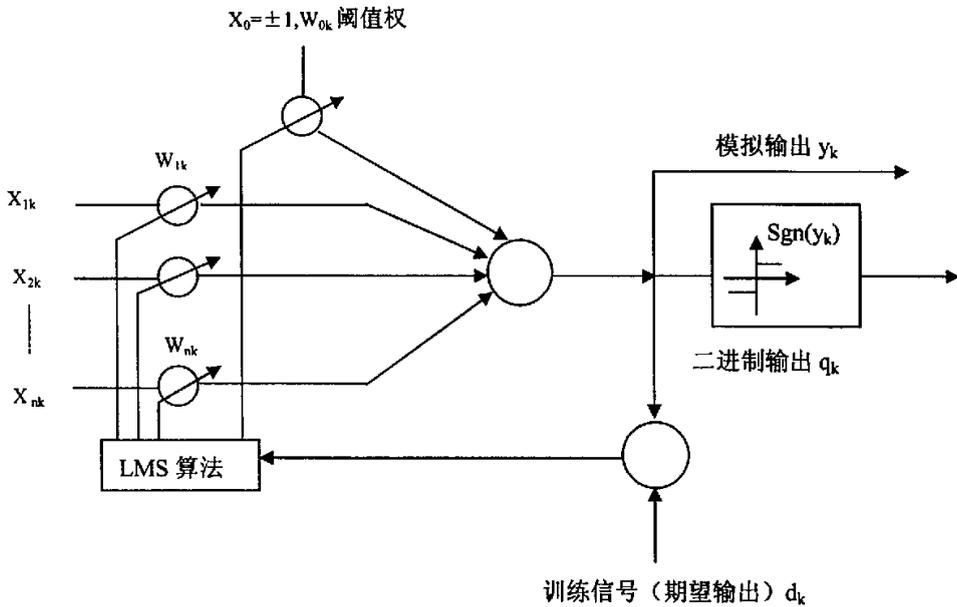


图 2-2 自适应线性元件

2.3.5 时频分析

信号的时域分析或频域分析方法，使用的主要数学工具是 Fourier 变换，只适用统计量不随时间变化的平稳信号。Kalman 滤波、RLS 算法等自适应滤波也适合非平稳信号，但只限于慢时变信号的跟踪，并不能得到一般时变信号的统计量等结果（如功率谱等）。对非平稳信号而言，需要使用时域和频域的二维联合表示即时频分析。非平稳信号的时频分析可以分为线性变换和非线性变换两大类。线性变换如短时 Fourier 变换、小波变换和 Gabor 变换，是使用时间和频率的联合函数描述信号的频谱随时间的变化情况。而使用时间和频率的联合函数来描述信号的能量密度随时间变化的情况，称为信号的时频分布，是非平稳信号的一种非线性变换，如 Wigner—Ville 时频分布。

(1) 短时傅立叶变换的原理：令 $g(t)$ 是一个时间宽度很短的窗函数，它沿时间轴滑动。于是，信号 $z(t)$ 的短时 Fourier 变换（缩写作 STFT）定义为：

$$STFT_z(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} [z(u)g^*(u-t)]e^{-j2\pi fu} du \quad (2-6)$$

其中 * 代表复数共轭^[14]。

(2) 小波变换

短时 Fourier 变换和 Gabor 变换都属于“加窗 Fourier 变换”，即都是以固定

的滑动窗对信号进行分析。很明显，这种时域等宽的滑动窗处理并不是对所有信号都合适。有些非平稳信号的线性时频分析我们希望在时频平面不同位置具有不同的分辨率，即应该是一种多分辨(率)分析方法。例如：人工地震勘探信号就有一个明显的特点，即在信号的低频端应具有很高的频率分辨率，而在高频端的频率分辨率可以很低。从时频不相容原理的角度看，这类信号的高频分量应具有高的时间分辨率，而低频分量的时间分辨率可以较低。小波变换就是这样一种多分辨分析方法。

对于任意函数 $f(t)$ 的一维连续小波变换为：

$$W_f(a, b) = \langle f, \psi_{a,b} \rangle = |a|^{-\frac{1}{2}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \overline{\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)} dt \quad (2-7)$$

其中 $\psi(t)$ 为小波函数^[19]。

小波变换是一种信号的时间—尺度分析方法，它具有多分辨分析的特点，且在时频两域都具有表征信号局部特征的能力，很适合探测信号中的奇异点。同时，小波分解可将信号分解到不同的频段，是观察信号成分和消噪的有效手段。

(3) Wigner—Ville 时频分布原理：对信号作双线性变换，使用时间冲激函数作窗函数进行滑窗处理，得信号的局部相关函数：

$$R(t, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(u-t) z\left(u+\frac{\tau}{2}\right) z^*\left(u-\frac{\tau}{2}\right) du = z\left(t+\frac{\tau}{2}\right) z^*\left(t-\frac{\tau}{2}\right) \quad (2-8)$$

对瞬时相关函数作关于滞后 τ 的 Fourier 变换，即得 Wigner—Ville 分布：

$$W_z(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} z\left(t+\frac{\tau}{2}\right) z^*\left(t-\frac{\tau}{2}\right) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (2-9)$$

短时傅立叶变换和时频分布除用于观察非平稳信号的主要成分和所占频带外，还可以通过在时频面上加窗对信号进行分解，都可取得较好的效果。短时傅立叶变换的时频聚集性没有 Wigner—Ville 时频分布好，但 Wigner—Ville 时频分布存在干扰项。

2.4 计算机仿真

对各种信号处理方法的理论知识的掌握是基础，应用则更为关键。本节通过基于 MATLAB 的计算机仿真说明以上所讨论的多种信号处理方法在消噪处理、奇异性检测、频谱分析、信号成份分析、信号分量分离等动态误差信号分析和处理过程中的应用^[20]。

(1) 信号消噪预处理

动态测量误差信号中常含有白噪声，为防止噪声对信号分析的影响，常常需要首先对信号进行消噪，常用的去噪方法有小波阈值消噪和自适应消噪^[21-22]。

计算机仿真信号为： $y=1.9\sin(2\pi t \cdot 0.09)+1.3\cos(2\pi t \cdot 0.1+\pi/4)+0.5\text{randn}(1,n)$ ；其中 $0.5\text{randn}(1,n)$ 为高斯白噪声，如图 2-3 所示，而不含噪声的信号波形如图 2-4 所示。

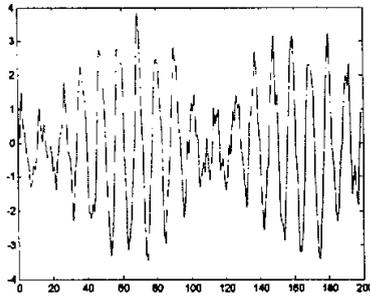


图 2-3 仿真信号波形

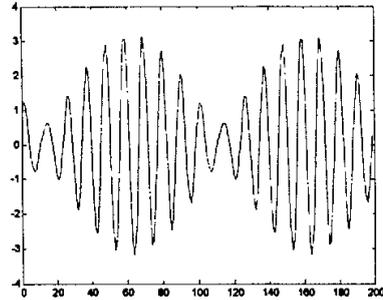


图 2-4 不含噪声的信号波形

方法一：小波域值去噪

小波域值去噪的基本思路是：

第一步，先对含噪信号做小波变换，得到一组小波系数 w ，小波系数由两部分组成，一部分是信号对应得小波系数 w_1 ，另一部分是噪声对应的小波系数 w_2 ；

第二步，通过对小波系数进行域值处理，得到估计小波系数 w' ，使得 $w'-w_1$ 尽可能小；

第三步，利用 w' 进行小波重构，得到估计信号，即为去噪之后的信号。

小波域值去噪中估计小波系数的方法有软域值和硬域值法。在硬域值处理过程中，得到的估计小波系数值（EWC）连续性差，可能重构信号的振荡；而软域值方法处理之后，EWC 虽然连续性好，易于处理，但由于当小波系数较大时，EWC 与原来的小波系数有固定的偏差，势必也会给重构信号带来不可避免的误差。基于此，我们考虑使用多项式差值法，软、硬域值折衷法和模平方处理法等改进方法。通过这些方法处理小波系数之后，EWC 在域值附近的连续性好，且当小波系数较大时，EWC 与原小波系数几乎没有偏差，保证了重构信号的精度。实验表明，软硬域值折衷法在众多改进方法中效果最好，故采用此方法对仿真信号进行处理。

仿真结果：图 2-5 为小波阈值去噪的结果。效果较好。

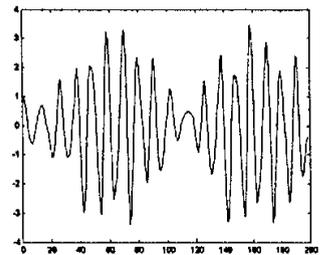


图 2-5 小波阈值去噪结果

方法二：自适应噪声对消器

如图 2-6 所示，自适应噪声对消器有两个输入，原始输入与参考输入。原始输入为受干扰信号 $x(n)=s(n)+v_0(n)$ ，而参考输入是与干扰信号 $v_0(n)$ 相关但与

信号 $s(n)$ 不相关的干扰信号 $v_1(n)$ 。原始输入加到自适应滤波器的期望输出端 d_j ，而参考输入加到输入端 x_j 。图中自适应滤波器接受误差信号 e_j 的控制调整权值 W_j ，使它的输出 y_j 趋于等于 d_j 中与它相关的 v_0 ，于是 e_j 作为 d_j 与 y_j 之差就非常接近或等于信号 $s(n)$ 。

适用性：噪声对消器使用在信号很弱，或者信号不可检测的噪声场中。虽然上述结果用维纳滤波器也能实现，但是设计维纳滤波器需要预先知道与或的统计特性。而自适应噪声对消器不需要，并且当信号或噪声统计特性变化时，自适应噪声对消器也能自适应的调节它的冲击响应特性来适应新的情况。

局限性：自适应对消器需要有一个参考输入，这个参考输入要求与原始输入中需要去除的噪声相关。故需知噪声的先验知识。

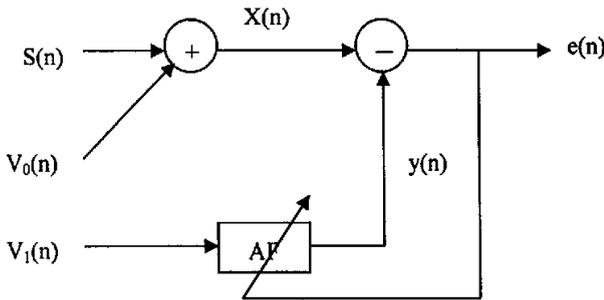


图 2-6 自适应噪声对消器原理

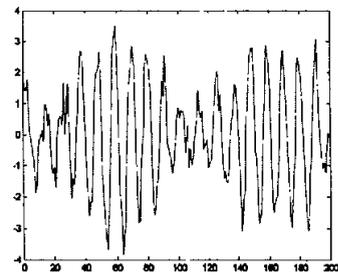


图 2-7 自适应消噪后的信号

仿真结果：图 2-7 为用自适应噪声对消器消噪后的波形图。从图中可以看出，自适应噪声对消器的消噪效果较好。

结论：信号消噪的方法很多，以上只是列举了两种。各方法都有其自身的优点和不可避免的局限，需根据不同情况选用不同的处理方法。

(2) 分离非周期性趋势项

仿真信号： $y=1.9\sin(2\pi t \cdot 0.09)+1.3\cos(2\pi t \cdot 0.1+\pi/4)+0.7t^2+0.6t+0.2+0.5\text{randn}(1,n)$ ，其中 $0.5\text{randn}(1,n)$ 为高斯白噪声，如图 2-8 所示。

方法一：最小二乘拟合

局限性：在用高阶多项式对某一函数进行曲线拟合时，并不是拟合出来的多项式与被拟合函数在整个区间上都能符合，只能保证在输入数据所能达到的区间上及其附近，求得的多项式可以最大限度的逼近原函数，而在其他的区间上，多项式并不一定能够很好的表示原函数，极有可能出现与原函数相差甚远的情况。

仿真结果：如图 2-9 所示，实线为拟合趋势项信号，‘+’为原始趋势项信号。显然，最小二乘曲线拟合的效果很好，误差较小。

方法二：滤波

趋势项属于低频信号，设计一个低通滤波器可滤出趋势项信号。但是，由

于白噪声所占频带很宽，与信号所占频带有重叠，故低通滤波不可能得到纯信号。

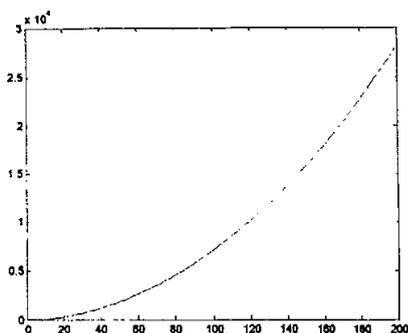


图 2-8 仿真信号

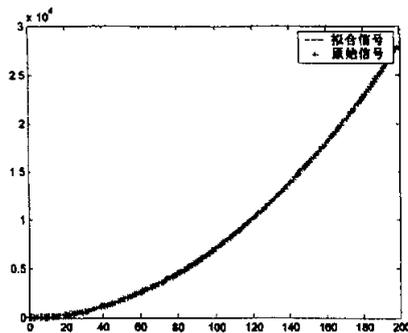


图 2-9 最小二乘拟合结果

仿真结果：如图 2-10 所示，位于下方的实线为滤波后的信号，位于上方的实线为原始趋势项信号。滤波结果有延迟。

方法三：小波分解

趋势项属于低频信号，对信号进行小波分解，将分解后的低频系数重构，即得趋势项。然而，与滤波方法相同，有用信号和干扰所占频带有重叠时，也不能得到纯信号。

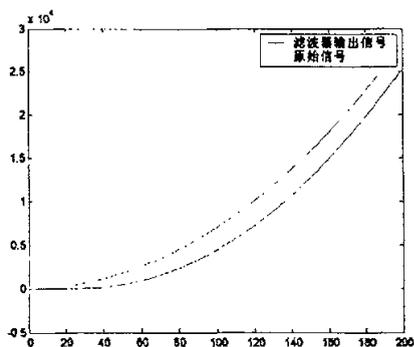


图 2-10 滤波结果

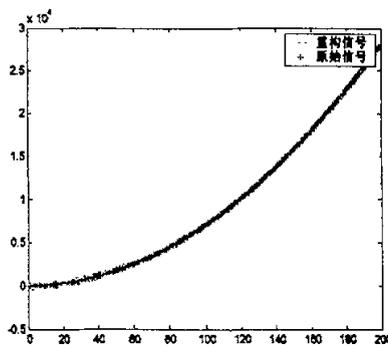


图 2-11 小波分解结果

仿真结果：图 2-11 中实线为通过小波分解滤出的趋势项信号，‘+’号代表原始趋势项信号。小波分解的效果较好。

结论：以上三种都是分离趋势项信号的有效方法，因各有特点应根据不同情况选用。

(3) 观察信号成分

仿真信号： $y = \text{fmlin}(n, 0.1, 0.3)' + 1.9\sin(2\pi t \cdot 0.09) + 1.3\cos(2\pi t \cdot 0.1 + \pi/4) + 0.5\text{randn}(1, n)$ ，其中 $\text{fmlin}(n, 0.1, 0.3)$ 为线性调频信号， $0.5\text{randn}(1, n)$ 为高斯白噪声。

方法一：短时傅立叶变换

瞬时频率和群延迟虽然是描述非平稳信号局部特性的两个有用的物理量，但是它们却不适用于多分量信号。为了获得各分量的瞬时频率，使用一个很窄的窗函数取出信号，并求其 Fourier 变换，得到信号的局部频谱。使用窄窗函数

的 Fourier 变换习惯称为短时 Fourier 变换。

局限性：分辨率不高，即时频聚集性不好。时频聚集性----时频分布是用来描述非平稳信号的时变或局部的时频特性的，所以我们希望它具有很好的时频局域性，即要求它在时频平面上是高度聚集的，这一性能称为时频分布的时频聚集性。

仿真结果：仿真信号中含有两个频率很接近的正弦分量，从图 2-12 短时傅立叶变换图中可以看出，很难将这两个正弦分量分辨出来。可见，短时傅立叶变换的分辨率不高，不适于分析频率较接近的多分量信号。

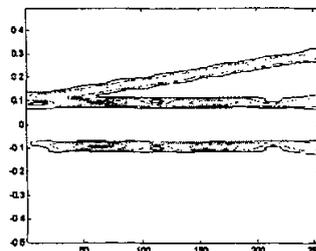


图 2-12 短时傅立叶变换

方法二：Wigner—Ville 时频分布

时频分布——对非平稳信号作双线性变换，并作滑窗处理，得信号的局部相关函数。对局部相关函数作 Fourier 变换，即得信号能量的时频分布。取不同形式的局部相关函数，可以得到不同的时频分布。

优点：具有较好的时频聚集性。

局限性：有较强的相干项。

仿真结果：从图 2-13 时频分布图中可以看出，此多分量信号中含有一个线性调频信号和两个正弦分量。两个正弦分量的频率虽然很接近，但从图中仍然可以分辨出来，可见，Wigner—Ville 时频分布的分辨率较高，时频聚集性比短时傅立叶变换好。但是，Wigner—Ville 时频分布具有相干项，影响对信号的分析 and 观察。

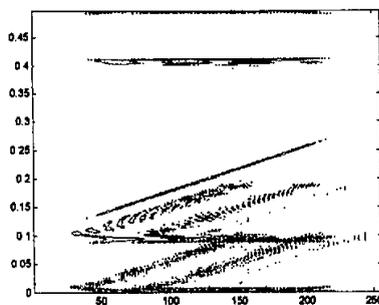


图 2-13 Wigner—Ville 时频分布

方法三：小波分解

在小波分解中，若将信号的最高频率成分看作是 1，则各层小波分解便是带通或低通滤波器，且各层所占的具体频带为

a1: 0~0.5	d1: 0.5~1
a2: 0~0.25	d2: 0.25~0.5
a3: 0~0.125	d3: 0.125~0.25

.....

故通过小波分解可以将信号中的不同频率分量分离开^[23-24]。

优点：由于小波分解是多分辨率分析方法，在分析很多非平稳信号时，比传统的信号分析方法具有明显的优越性。

局限性：小波分解在低频有较好的频率分辨率，但时间分辨率不高；而在

高频有较好的时间分辨率，但频率分辨率不高。故并不适用于所有的信号分析。

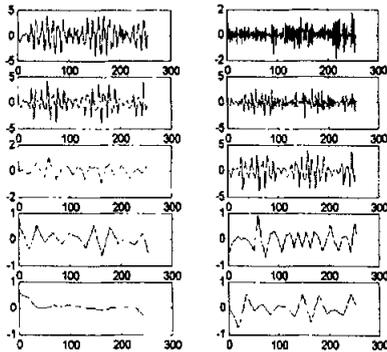


图 2-14 仿真信号的小波分解

仿真结果：

用‘db3’小波将仿真信号分解到五层，则各层所占的频带如下：

a5:0~0.015625 d5:0.015625~0.03125

a4:0~0.03125 d4:0.03125~0.0625

a3:0~0.0625 d3:0.0625~0.125

a2:0~0.125 d2:0.125~0.25

a1:0~0.25 d1:0.25~0.5

（由于采样频率是 1HZ，故仿真信号的最高频率为 0.5）

仿真信号中的各分量频率较接近，在小波分解中，如图 2-14 所示，不能由某一层表示一个信号分量。故小波分解并不是观察和分解非平稳信号的唯一最佳工具，它也有其局限性。

结论：以上三种方法各有其优缺点，应根据不同信号选用不同的信号分析方法。

（4）分离各信号分量

仿真信号： $y = \text{fmlin}(n, 0.1, 0.3)' + 1.9\sin(2\pi t \cdot 0.09) + 1.3\cos(2\pi t \cdot 0.1 + \pi/4) + 0.5\text{randn}(1, n)$ ，其中 $\text{fmlin}(n, 0.1, 0.3)$ 为线性调频信号， $0.5\text{randn}(1, n)$ 为高斯白噪声。

方法一：时频分析与综合

由于时频分析中的短时傅立叶变换和 Gabor 变换是线性变换，具有线性叠加性质，即各分量信号之和的时频表示等于各分量信号的时频表示之和。故可对多分量信号进行线性时频分析，并在时频平面上加窗函数，通过时频表示的求逆得到各分量信号。

局限性：如果多分量信号中含有频率较接近的成分，则分离效果不好，或无法分离。因为短时傅立叶变换和 Gabor 变换的分辨率都不高，无法较好的分辨频率较接近的信号分量，故不能较好分离。

仿真结果：图 2-15 中每个信号分量图中都有两条实线，分别为通过时频分析求逆分离出的信号分量和原始各分量信号。从图中可以看出，时频分析与综合分离信号分量的效果较好。

方法二：小波分解

分析过程与结果和上一节“观察信号成分”相同。

结论：如果各分量信号的频率不是很接近，时频分析和综合、小波分解的处理效果都较好。

（5）分离周期信号

计算机仿真信号为： $y = 1.9\sin(2\pi t \cdot 0.09) + 1.3\cos(2\pi t \cdot 0.1 + \pi/4) + 0.5\text{randn}(1, n)$;

其中 $0.5\text{randn}(1,n)$ 为高斯白噪声。

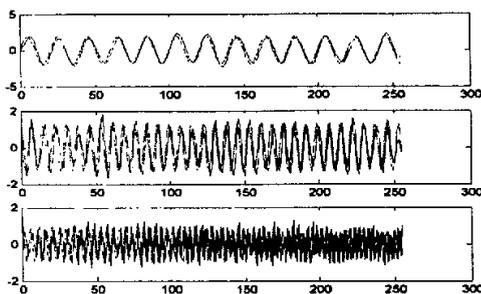


图 2-15 时频分析与综合

方法一：自适应陷波器

优点：自适应陷波器适用于从任意信号中分离出周期分量。当有用信号和干扰所占频带有重叠时，也能较理想的分离出其中的周期分量。当信号中含有多个周期分量，且频率比较接近时，分解结果也较理想。

局限性：使用自适应陷波器分离周期分量，必须已知各周期分量的频率。

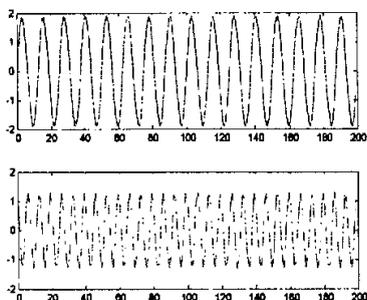


图 2-16 自适应陷波

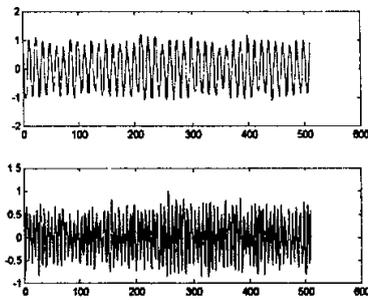


图 2-17 带通滤波

仿真结果：图 2-16 为自适应滤波的结果，经检测与原始信号误差很小。显然，自适应滤波分离周期分量的效果较好。

方法二：滤波

设计一个 FIR 带通滤波器，可以用作分离周期分量。

局限性：各周期分量的频率不能太近，或与其它信号分量的频率有重叠，否则滤波器不能正确分离。

仿真结果：图 2-17 为滤波器的输出信号，其频率与原始信号相同，但幅值有较大失真，且有延迟。

方法三：傅立叶变换^[25]

在做 DFT 时参数选择的一般原则：首先，若已知信号的最高频率 f_c ，为防止混叠，选定抽样频率 f_s ； $f_s \geq 2f_c$ 。其次，根据实际需要，选定频率分辨率 $\Delta f < f_1 - f_2$ ，其中 f_1 和 f_2 是实际信号中所包含的任意两个信号分量的频率。一旦 Δf 选定，即可确定作 DFT 所需的点数 N ： $N = f_s / \Delta f$ 。我们常希望 N 取 2 的整次幂（若 N 不能改变，可用补零的办法）。最后，在 f_s 和 N 确定后，即可确定所需

相应模拟信号的长度 $T=N/f_s=NT_s$ 。

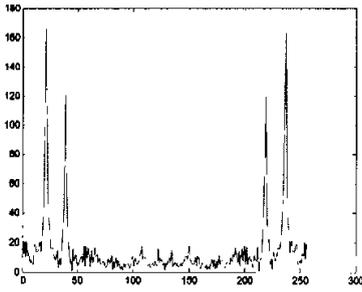


图 2-18 频谱

仿真结果：从信号的频谱图 2-18 中，可以很容易的估计信号中的两个周期分量的频率。通过频谱图也可以估计各正弦分量的幅值和相位。

结论：通过以上三种方法的比较易知，自适应滤波的精度较高且简单易于实现，是分离周期分量比较有效的方法。

(6) 线性调频信号的检测

方法：信号的时频分布及其图像的 Hough 变换

工程实践中线性调频信号是一种很典型也很常见的信号。通常，在频域或时域对线性调频信号进行检测是很困难的，而在时频表示内对其进行检测却很直观^[26]。

在离散情况下，线性调频信号的时频分布几乎完全集中在时频面的一条直线上，如图 2-20 所示。Hough 变换是用于检测图像中的直线的，对线性调频信号的时频分布图作 Hough 变换，则将产生一个带有峰值的表示，如图 2-19 所示。峰值的坐标给出了线性调频参数的估计（初始频率和扫描率）。

结论：该方法检测线性调频信号的效果较好。

(7) 信号奇异性的检测

信号奇异性是指信号在某处有间断或某阶导数不连续。奇异点，即突变点，

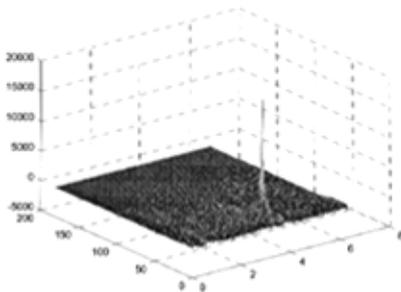


图 2-19 Hough 变换

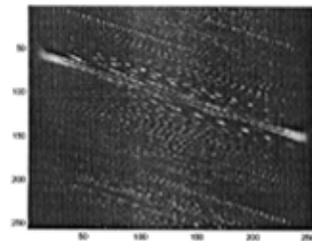


图 2-20 线性调频信号的时频分布

往往包含了信号的重要特征。小波变换具有时频局部化特征，能够有效的分析信号的奇异性，确定奇异点的位置与奇异度的大小。小波变换的模极大值点对应于信号的奇异点，通过检测模极大值点来找到信号的奇异点^[27]。

仿真信号： $s=\text{anasing}(64,32,-0.5)$ ，强度 $H=0.5$ ，以时间 $t=32$ 为中心，64 点的 Lipschitz 奇异信号。

方法一：基于尺度图和 Unterberger 分布局部奇异点的分析

如果说时频表示有助于表明信号频率随时间的变化情况，那么时间尺度表示则更适于分析不规则结构、奇异点和具有自相似性的信号。基于小波的方法本质上具有时间相关性，因而这种方法可以估计信号的局部规律。在信号的 Unterberger 分布图上，沿着尺度方向，它能够反映奇异点的强度 H ，沿着时间方向，它能够确定奇异点的位置。

仿真结果：图 2-21 为信号的 Morlet 小波尺度图。Holder 指数的估计值为 0.5107，接近 0.5。可见小波尺度图分析奇异点的效果较好。

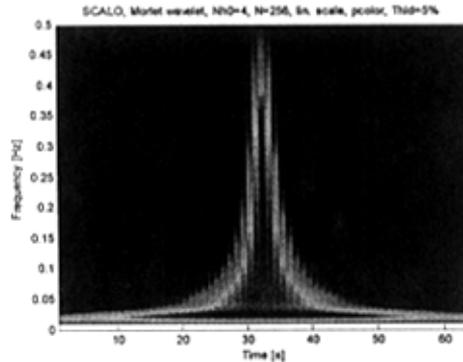


图 2-21 Morlet 小波尺度图

(8) 调幅信号中调制信号的分离

方法一：同态信号处理

在信号处理中，会经常遇到不属于相加性组合的信号。若单纯依靠线性滤波来分离或处理这些信号分量，是无法达到预期效果的，必须求助于非线性滤波。同态系统是一类满足广义叠加原理的特殊的非线性系统，其中乘法同态系统和卷积同态系统已在图像增强、语音参数估计、信道均衡、地震勘测等方面得到了成功的应用^[28]。

相乘同态系统：有时要碰到处理两个或多个分量相乘的信号。如：在有衰落的传输信道中，可以把衰落效应看作是一个缓变分量和被传输的信号相乘；调幅信号表示为载波信号和包络函数的乘积；在接收机中需要分离载波和包络；雷达信号的恒虚警处理、图像处理、自动增益控制、音频动态范围压缩等都是乘积组合信号的典型。

如图 2-22 所示，输入信号一般为： $x(n)=[x_1(n)]^a+[x_2(n)]^b$ 。若 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 为实的正序列，两边取对数： $\ln x(n)=a\ln x_1(n)+b\ln x_2(n)$ ，其中： $\hat{x}_1(n)=a\ln x_1(n), \hat{x}_2(n)=b\ln x_2(n)$ 。根据 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 的特性以及滤波要求适当选择线性系统对 $a\ln x_1(n)+b\ln x_2(n)$ 进行线性滤波，再对滤波后的信号做指数变换，即实现了对相乘信号各分量的分离。

局限性：若需要分离各分量或对各分量做独立的处理，前提条件是 $\hat{x}_1(n)$ 和 $\hat{x}_2(n)$ 的频谱不得有严重的重叠，也就是说，只有当一个分量变化快，而另

一个分量做相对缓慢变化时，相乘性同态滤波才是有效的。由于信号在处理过程中有较多数学运算，导致输出结果的精度不高，幅值有较大失真。

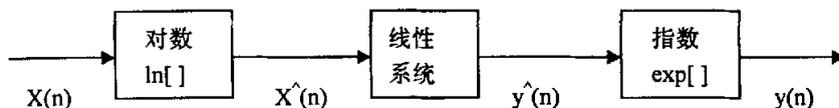


图 2-22 相乘同态系统

方法二：信号的调制与解调原理

从已调信号中检出调制信号的过程称为解调或检波。调幅信号就是被调信号的幅值随调制信号的值变化。因此，调幅信号的包络线形状与调制信号一致，只要能检出调幅信号的包络线即能实现解调。这种方法称为包络检波。

包络检波的步骤：首先，取调幅信号的绝对值；然后进行低通滤波，滤除高频信号，即得所需调制信号实现解调。

2.7 本章小结

动态测量误差信号是包含多分量的非平稳信号，成分的复杂性决定了对它的分析和处理需要结合多种信号处理方法。随着信号处理学科的发展，在经典信号处理方法的基础上，出现了许多现代信号处理方法。各种分析方法都有不同的特点和局限性。动态测量误差信号分析包括非周期性趋势项的分离、消噪、奇异点检测、正弦分量的分离、谐波估计、线性调频信号的检测等，每一个分析过程都可以通过不止一种方法实现，使用不同的方法将得到不同的效果。在较全面的分析各种方法的适用性的基础上，对动态测量误差信号进行分析将收到更好的效果。

第三章 动态测量误差分解的基本方法

在掌握了动态信号分析和处理方法后, 尝试总结动态测量综合误差分解的一般步骤和基本方法, 为动态误差分解的实际应用提供依据。动态误差分解的基本方法具有较普遍的适用性, 但也不可能适用于所有的情况, 动态误差分解的过程也不应拘泥于基本方法的分解步骤, 须根据情况灵活变动。

3.1 动态测量综合误差分解的基本步骤

动态测量误差信号通常为多分量的非平稳信号, 可能包含白噪声、有色噪声、正弦分量、脉冲突变信号、调幅信号、调频信号、非周期性趋势项信号中的两种或两种以上的信号分量。

(1) 误差分解的第一步是通过信号的时域图判断信号中是否含有非周期性趋势项成分, 因为这一成分的分离比较容易, 所以通常先分离此项。分离简单的非周期性趋势项信号的方法很多, 如最小二乘拟合、低通滤波器滤波、小波分解低频系数重构等, 这些方法的精度都比较高。应根据不同情况灵活选用。

(2) 误差信号通常由多种信号线性叠加而成, 故分解误差信号必须先知道信号中包含多少个分量信号, 以及各分信号的种类。故误差信号分解的第二步是对信号做时频分析。画信号的时频分析图, 从图中可以观察到信号分量的个数及种类。

时频分析方法各有优缺点, 根据不同的情况应选用不同的方法。如: 短时傅立叶变换的分辨率不高, 即时频聚集性不好, 适用于各分量的频率不太接近的情况。而 Wigner—Ville 时频分布具有较好的时频聚集性, 但有较强的相干项。小波分解在低频有较好的频率分辨率, 但时间分辨率不高; 而在高频有较好的时间分辨率, 但频率分辨率不高。

(3) 误差分解的第三步是使用不同的方法分离各误差分量。常见的信号分量有正弦信号、调幅信号、线性调频信号等。

分离正弦信号的方法很多, 如傅立叶变换、带通滤波、自适应陷波、小波分解等。其中, 自适应陷波兼有精度高和简单易行的优点, 可用线性神经网络实现自适应陷波, 避免繁杂的计算过程, 且噪声对自适应陷波的分离精度影响不大。小波分解在低频有较好的频率分辨率, 但时间分辨率不高; 而在高频有较好的时间分辨率, 但频率分辨率不高。故并不适用于所有的信号分析。应根据各种方法的优缺点决定其适用性。

调幅信号也用自适应陷波方法分离。调幅信号的进一步处理可以使用同态信号处理和包络检波两种方法, 实现解调, 获取调制信号。使用同态信号处理, 由于信号在处理过程中有较多数学运算, 导致输出结果的精度不高, 幅值有较大失真。而包络检波只需取调幅信号的绝对值, 再经低通滤波滤除高频信号, 即得所需调制信号, 精度相对较高。

工程实践中线性调频信号也是一种很常见的信号。通常, 在频域或时域对

线性调频信号进行检测是很困难的，而在时频表示内对其进行检测却很直观。在离散情况下，线性调频信号的时频分布几乎完全集中在时频面的一条直线上，Hough 变换是用于检测图像中的直线的，对线性调频信号的时频分布图作 Hough 变换，则将产生一个带有峰值的表示。峰值的坐标给出了线性调频参数的估计（初始频率和扫描率）。

信号中也有可能含有奇异点，由于小波变换具有空间局部化性质，故通过小波分解可以确定奇异点在空间的位置及分布情况^[29-30]。

以上是动态误差分解的基本方法，图 3-1 更清楚地表示出了信号分解的步骤。并不是每一个信号分量都能够精确而独立的分离出来，但是可以通过各种信号分析方法掌握每一个信号分量的特点以及某些重要参数。

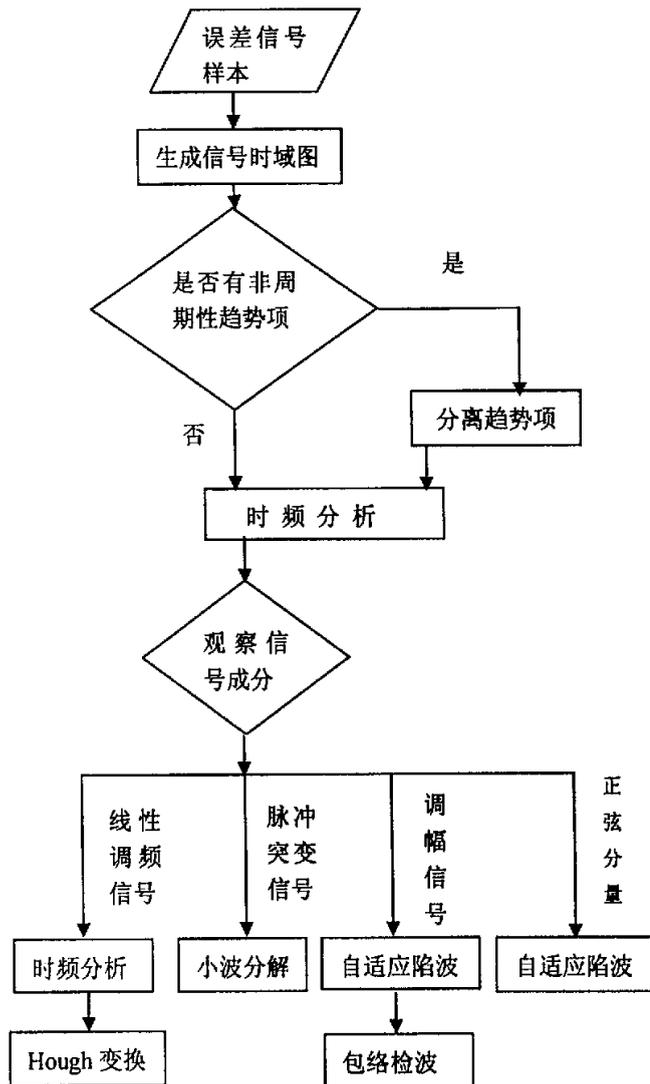


图 3-1 信号分解一般步骤

3.2 计算机仿真

为了说明误差分解基本方法的可行性，现使用 MATLAB 做一个仿真实验。设总误差信号 S 含有三个周期成分、一个非周期性趋势项成分和白噪声， $S=1.9\sin(2\pi t/20)+3.4\cos(2\pi t/10+\pi/4)+2.1\sin(2\pi t/5)+0.07t^2+0.26t+0.12+n_w$ ，其中

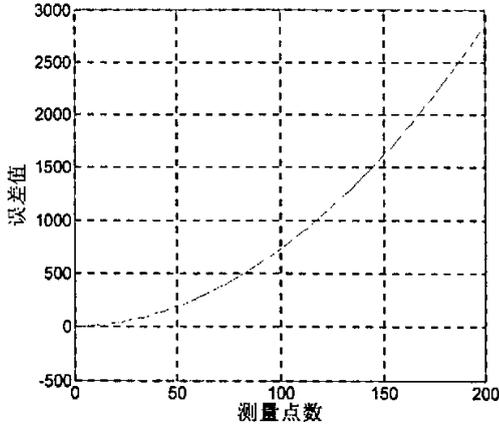


图 3-2 仿真误差信号

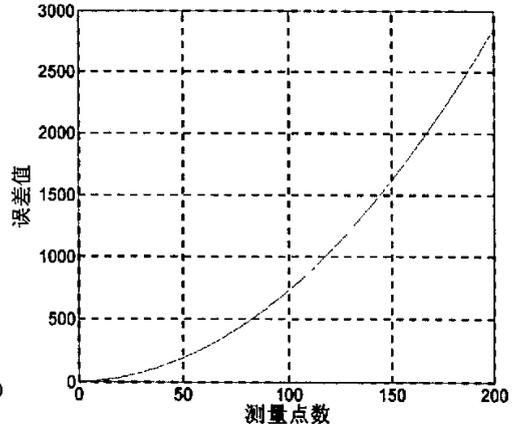


图 3-3 非周期性趋势项

$0.07t^2 + 0.26t + 0.12$ 为非周期性趋势项， n_w 为白噪声， t 为误差测量点数。误差曲线如图 (3-2) 所示，其中，横坐标为测量点数 t ，纵坐标为误差值。

从原误差信号图 3-2 中可以看出，总误差中可能存在非周期性趋势项误差，故在 MATLAB 中用最小二乘法对误差曲线进行拟合，从而分离出此误差成分 s_1 ，如图 (3-3) 所示。从原误差信号中去除此成分，就得到如图 3-4 所示误差成分 $s-s_1$ 。接着对误差信号作短时傅立叶变换，从图 3-5 中明显可见，信号中含有三个周期分量，放大时频分析图可以看出，频率分别为 $F=0.05$ 、 0.1 和 0.2 。

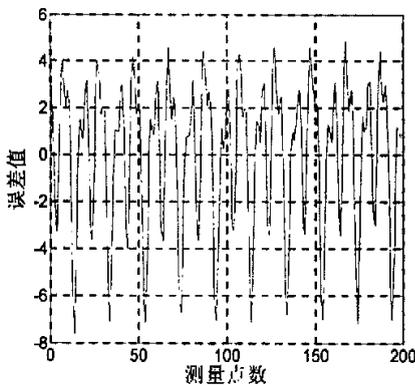


图 3-4 滤除 s_1 后的剩余信号

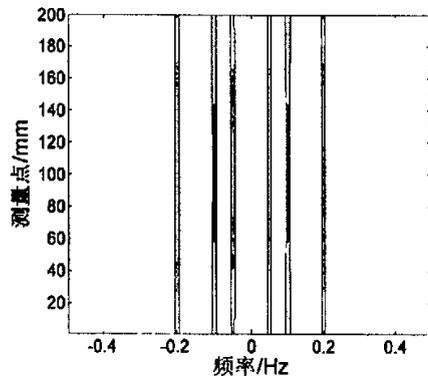


图 3-5 剩余信号的短时傅立叶变换

根据第二章对神经网络方法的讨论，现在可以使用基于 LMS 算法的自适应线性模型分离出误差中的三个周期成分^[31]。将 $x_1=\cos(2\pi t/20)$ 和 $x_2=\sin(2\pi t/20)$

作为网络输入，误差信号 $s-s_1$ 作为期望输出，经过网络训练，最终的神经网络输出即为频率为 0.05 的周期成分 s_2 ，如图 3-6 所示。再将 $x_1=\cos(2\pi t/10)$ 和 $x_2=\sin(2\pi t/10)$ 作为网络输入， $s-s_1-s_2$ 作为期望输出，经过网络训练，最终的神经网络输出即为频率为 0.1 的周期成分 s_3 ，如图 3-7 所示。最后将 $x_1=\cos(2\pi t/5)$ 和 $x_2=\sin(2\pi t/5)$ 作为网络输入， $s-s_1-s_2-s_3$ 作为期望输出，经过网络训练，最终的神经网络输出即为频率为 0.2 的周期成分 s_4 ，如图 3-8 所示。到此就完成了误差信号中周期成分的分离。从图中可以看出，分离出的信号波形平滑且规则，只要在 MATLAB 中对这些波形进行曲线拟合，就可以很容易的得出它们的幅值、频率和相位。

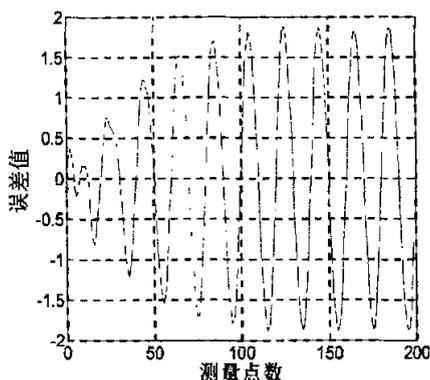


图 3-6 周期成分 s_2

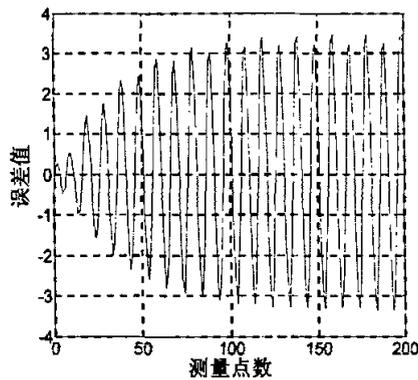


图 3-7 周期成分 s_3

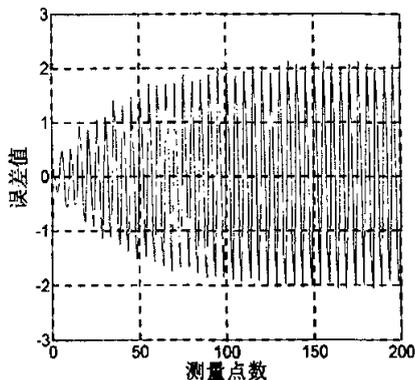


图 3-8 周期成分 s_4

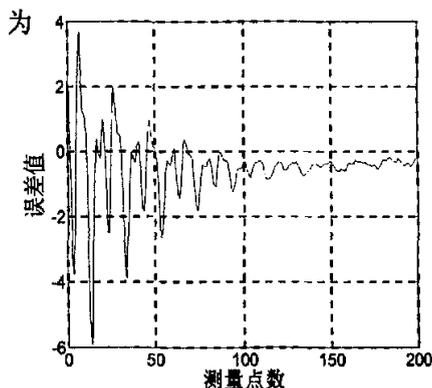


图 3-9 误差

为了说明对总误差信号分解的效果，现计算误差 $e=1.9\sin(2\pi t/20)+3.4\cos(2\pi t/10+\pi/4)+2.1\sin(2\pi t/5)+0.07t^2+0.26t+0.12-(s_1+s_2+s_3+s_4)$ ，误差曲线如图 3-9 所示，由于神经网络在训练初期误差较大，随着训练周期的增加，误差逐渐减小，平均误差 $E(e)=-0.0968$ 。由此可见，误差分解的效果较好。

3.3 实例分析

为了进一步说明误差分解方法的实用性，本节对三坐标测量机的动态误差进行分解。以下首先对三坐标测量机的原理、结构和误差源做了概述，它们与

误差分解结果一样都是误差溯源的依据。

3.3.1 三坐标测量机概述

三坐标测量机的基本测量原理是将各种几何元素的测量转化为对这些几何元素上一些点集坐标位置的测量，在测得这些点的坐标位置后，再由软件按一定的评定准则计算出这些几何元素的尺寸、形状、相对位置等等。这一原理给了测量机很大的通用性和柔性，测量机种类繁多、形式各异、性能各异。然而为实现这一测量功能，测量机一般由以下 5 个组成部分组成：主机（桥架、导轨、工作台）、测头系统、测量系统（一般为光栅系统）、驱动控制系统和测量软件。桥架和工作台组成测量空间，被测工件放置于测量空间内，导轨系统（一般为气浮导轨）支撑三轴，驱动控制系统驱动三轴带动测头在测量空间内做三维运动，测头跟踪待测点的位置，光栅测量系统记录三轴坐标，测量软件通过一定算法，由各点坐标计算被测的几何尺寸、形状和位置并给出测量结果。各个组成部分功能的实现方法、规格及精度的不同，决定了测量机的规格、总体精度和性能的差异。

本例中的三坐标测量机为 MC850 三坐标测量机，图 3-10 为其结构示意图，如图所示，整个由左右立柱及 Y 向横梁构成的桥形框架沿 X 方向移动，滑架在横梁上作 Y 方向移动，安装在滑架上的立柱带动测头结构沿 Z 方向移动。通过软件可以设定不同的测量速度参数（DCC 参数），由运动控制系统控制三轴移动。各轴由空气轴承结构联结，均为气浮导轨结构，移动桥结构是单边驱动，测头为触发式测头，测量系统为光栅测量系统。

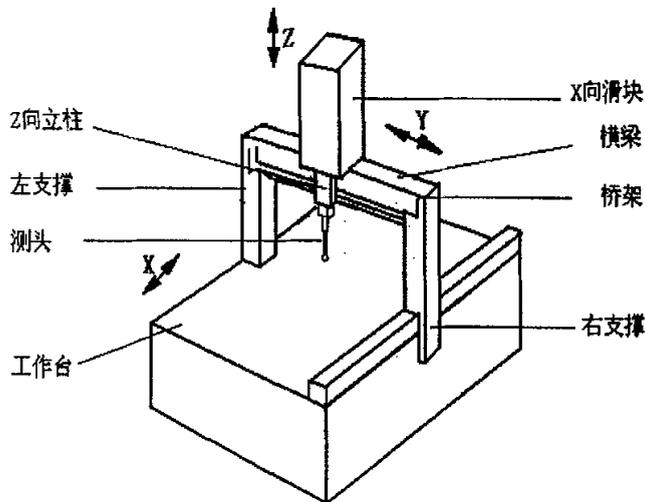


图 3-10 MC850 结构示意图

3.3.2 三坐标测量机主要动态误差源及相互关系^[32-34]

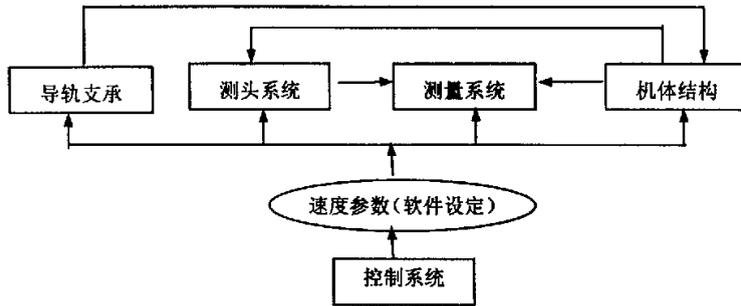


图 3-11 测量机主要动态误差源

三坐标测量机是一个由机体、导轨支承系统、驱动及控制系统、测头系统、测量系统、计算机及软件等组成的整体。对于笛卡尔坐标测量机，它的三个运动轴线应是三维正交的并沿直线方向平移，这样才能保证在测量空间的任意位置标尺系统能够如实反映实际的被测值。但由于测量任务需要，测量速度会经常发生变化时，各运动部件会受到较大的惯性力的影响，又由于运动部件的有限刚度和导轨支撑系统空气轴承的弱刚度和导轨的非理想性，在加速、减速的过程中，运动部件会产生较大的偏转和弯曲、扭曲等动力弹性变形，这些变形会造成各个运动轴线偏离正交位置，偏离直线平移运动。由于 X 方向结构不符合阿贝原则，在测头处还会产生阿贝误差。对于测头本身，测量速度的提高也会对测头的动态特性产生一定影响，如测头接触力、冲击力、测端等效直径的变化等。由空气轴承和导轨组成的导轨支承的稳定性随着三轴移动速度的改变而发生变化，并对整个机体的稳定性和运动精度产生影响。测量机的测量系统（通常采用光栅测量系统）的动态响应也会受到测量速度的影响，这些响应和其他各种随机因素的影响最终表现为测量结果的精度即测量机的动态测量不确定度。各个误差因素不独立，相互关联，共同影响测量结果精度，但速度是核心。根据以上分析，得到如图 3-11 所示的各个动态误差源及相互关联。

3.3.3 三坐标测量机动态测量误差分解

三坐标测量机在现代制造业中应用极其广泛，科技与生产的发展对其不断提出更新、更高的要求，从发展趋势看，三坐标测量机将越来越多的应用于生产线（shop floor），成为现代制造系统的一个重要组成部分。测量机的动态误差问题的解决将使测量机的运行及测量速度与现场生产节拍相符合，具有实际应用价值。

本例根据测量机动态误差的特性，使用数学工具，进行测量机动态误差的分解研究。分解的结果对于进一步的误差溯源，以及根据溯源结果对测量机各个部件进行结构设计优化，提高动态性能，或建立总动态误差补偿模型，对测量机的动态误差进行实时有效修正都具有重要意义。

图 3-12 为三坐标测量机的动态误差。从动态误差信号图中可以看出，信号中含有明显的非周期性趋势项，故首先用最小二乘曲线拟合分离出该趋势项，如图 3-13 所示。对分离出此项成分后的信号进行时频分析，短时傅立叶变换图如图 3-14 所示。从图中可以看出，信号中可能含有四个正弦信号或调幅信号。故对该信号进行自适应陷波，结果如图 3-15 所示。第三个信号分量可能为调幅信号，而其它三个为正弦分量。对调幅信号进行包络检波，实现解调，得到调制信号，如图 3-16 所示。至此，信号分解完毕。

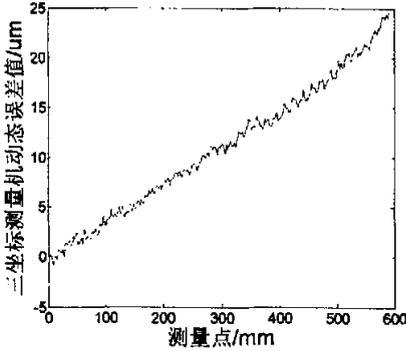


图 3-12 测量机动态误差信号

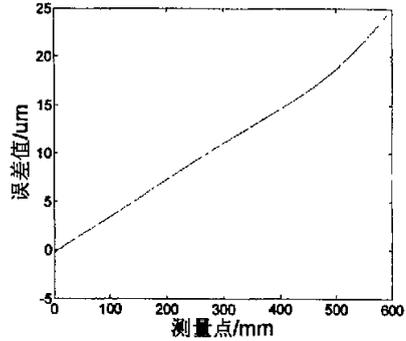


图 3-13 非周期性趋势项信号

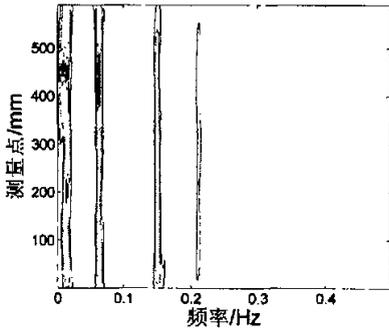


图 3-14 时频分析

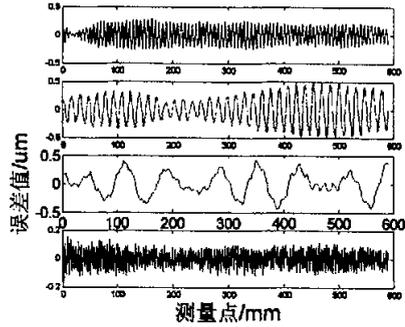


图 3-15 各信号分量

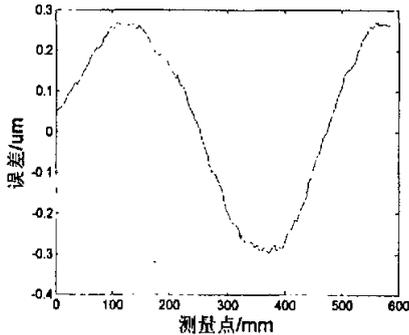


图 3-16 调制信号

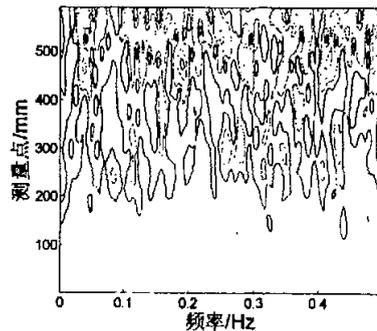


图 3-17 噪声

为检查有用信号（除噪声以外的信号）是否被全部分离出，对剩下的信号作时频分析，短时傅立叶变换图如图 3-17 所示。显然，剩余信号占据所有频段且能量均衡，可以看作噪声，信号分解没有遗漏。可见，以上所讨论的动态误差信号分解方法具有较好的实用性。

3.4 本章小节

本章总结了动态测量综合误差分解的基本方法和一般步骤，并通过计算机仿真说明了误差分解一般步骤的可行性。为了进一步说明误差分解方法的实用性，将此方法用于三坐标测量机的动态误差分解。通过分解掌握了三坐标测量机动态误差信号的主要成分和关键参数，同时也为误差溯源提供了依据。以上应用还说明了在使用误差分解一般步骤的同时，灵活运用多种信号分析方法才能保证动态测量误差分解达到较好的效果。即便不能把每一个信号分量独立精确的分离出来，也能够通过分析掌握综合误差的成分、特性及重要参数，为进一步的误差溯源提供依据。

第四章 光栅测长仪动态误差分离实验系统

4.1 光栅测长仪系统的测量原理

4.1.1 光栅测长仪结构说明

本实验所用光栅测量系统为 GX-6/GS-6 型长光栅位移数字显示系统，其结构示意图如图 4-1 所示，由长光栅传感器和光栅数显表组成，其传感器中精密检测元件采用带有零位窗口的铬线玻璃光栅尺。指示光栅同标尺光栅之间的相对运动为滚动摩擦，具有较高的可靠性和稳定性。

GS-7240W 型数显表可显示 8 位有效字长，配 50 线/mm 光栅尺。分辨率为 0.001mm，并具有 RS-232 串口通讯接口，可将数显表当前值传送至计算机。

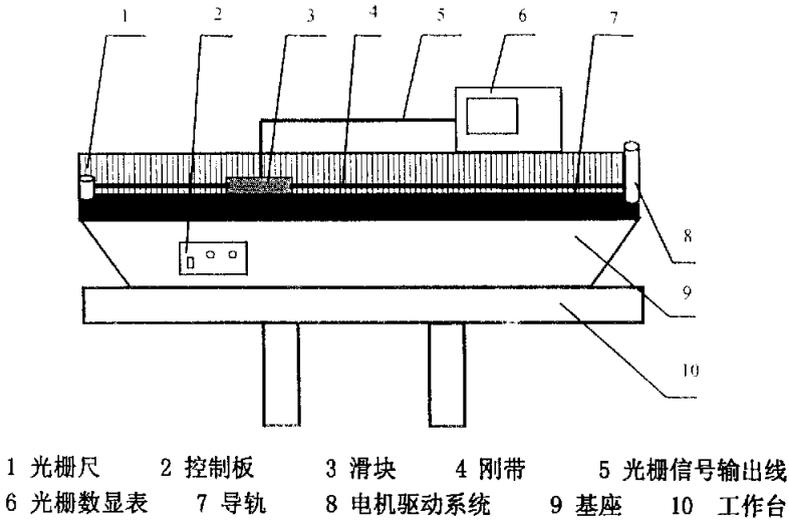


图 4-1 光栅测长仪结构图

4.1.2 光栅测长仪测量原理简介

如图 4-2 所示，从光源（发光二极管）发出的光照射到标尺光栅上，当标尺光栅与指示光栅相对平行移动时，在四个光电元件上产生彼此相差 90° 的四路信号。

光栅输出的这四路相位彼此相差 90° 的信号，可表示为：

$$u_1 = U_0 + U_m \sin \frac{2\pi x}{W} \quad (4-1)$$

$$u_2 = U_0 + U_m \sin \left(\frac{2\pi x}{W} + \frac{\pi}{2} \right) = U_0 + U_m \cos \left(\frac{2\pi x}{W} \right) \quad (4-2)$$

$$u_3 = U_0 + U_m \sin \left(\frac{2\pi x}{W} + \pi \right) = U_0 - U_m \sin \left(\frac{2\pi x}{W} \right) \quad (4-3)$$

$$u_4 = U_0 + U_m \sin \left(\frac{2\pi x}{W} + \frac{3\pi}{2} \right) = U_0 - U_m \cos \left(\frac{2\pi x}{W} \right) \quad (4-4)$$

式中 U_0 — 电信号的直流电平，对应于莫尔条纹的平均光强；
 U_m — 电信号的幅值，对应于莫尔条纹明暗的最大变化。

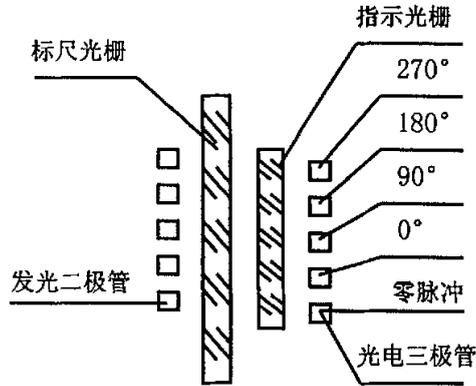


图 4-2 光栅测长仪原理图

这四相电信号的后续处理过程是：首先将 u_1 、 u_3 和 u_2 、 u_4 分别两两相减，消除信号中的直流电平，得到两路相位差为 90° 的正弦信号（即 A-quad-B 信号）。然后将它们送入数显表的电子细分和辨向电路，实现对位移的测量。

4.2 光栅测长仪动态误差分离实验设计

4.2.1 实验方案

本实验采用的误差分离方法为比对法，比对法的基本原理是用高一级精度的标准量或仪器对被修正的量值进行比对测量，从而分离出相应的误差值^[35]。

本实验所用的高一级精度的仪器为双频激光干涉仪，双频激光干涉仪（HP5529，精度： $0.05\mu\text{m}$ ）的触发模式有三种：手动触发、时间触发、编码器触发^[37-38]，本实验采用第三种触发方式。将光栅运动时的输出信号送入自制电箱，通过电箱信号被转换电路转换为 A-quad-B 脉冲信号，传输给激光干涉仪激光卡连接器（安装在工控机上），使用编码器触发方式触发激光与光栅测长仪同步读数，用激光干涉仪软件包同步采集动态测量数据，实时比对，存储动态测量误差数据。测量原理图（4-3）如下。

本实验所用器材为：一个 HP 5529A 激光头，一个 HP 10766A 线性干涉镜，一个 HP 10767A 反射镜，一张 HP 10887A 激光卡片（接收 A-quad-B 脉冲信号），自制电箱和一台工控机。

4.2.2 转换电路的设计

本实验的关键是转换电路的设计，即设计电路将光栅输出的两路正弦信号转换为四路差模方波信号。

（1）已知信息：光栅输出信号为两路正弦波，相位相差 90° ，均值约为

5V，如图 4-4 所示。激光卡片的输入要求为符合 RS422 标准的电平信号——四路差模方波信号。

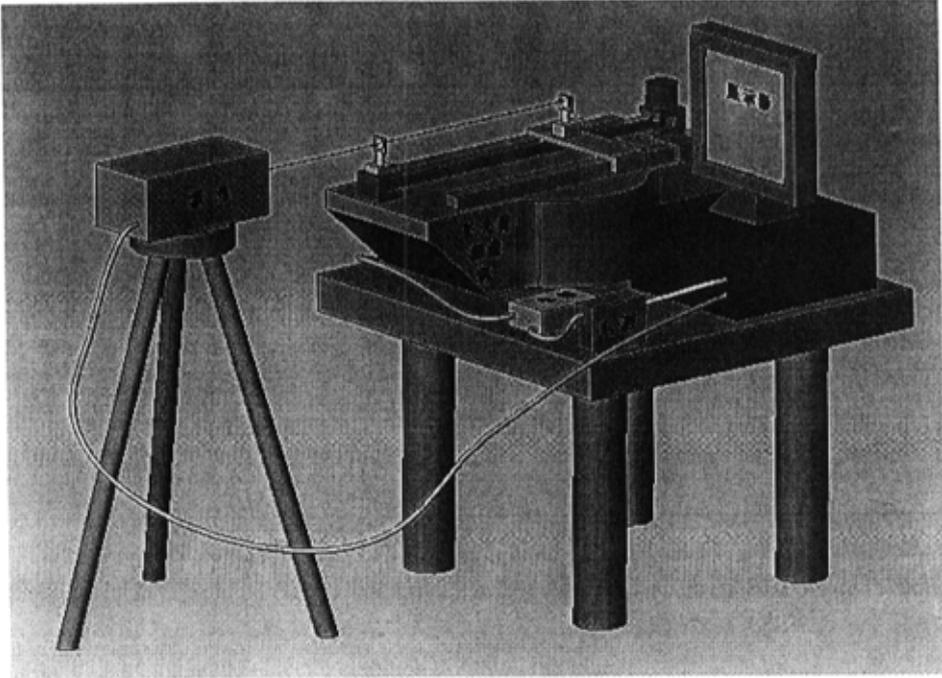


图 4-3 测量原理图

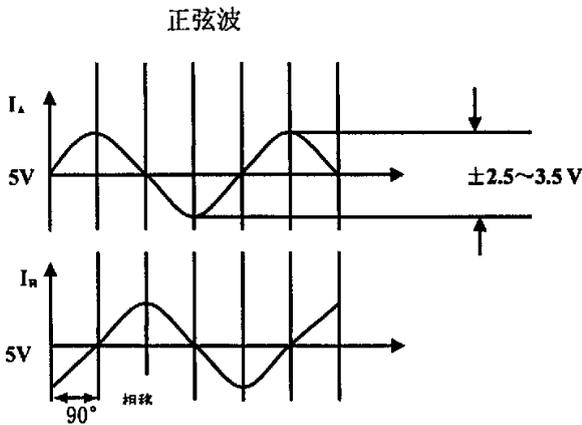


图 4-4 光栅传感器输出信号波形

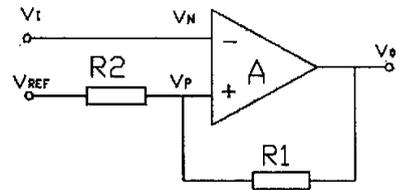


图 4-5 反相输入迟滞比较器电路

(2) 转换电路设计：因为比较电路可以将正弦信号转换为方波信号，其中迟滞比较器有较强的抗干扰能力，故采用迟滞比较电路。运算放大器在开环状态下工作时可用来比较两个模拟信号，所以采用 LM324（四运放）连接成迟滞比较电路。由于迟滞比较电路的输出为 TTL 电平（0~5V），所以要采用

SP485EEP 将输出信号转换为符合 RS422 标准的信号。

(3) 参数计算:

迟滞比较器的原理为^[36] (如图 4-5): V_I 为输入信号, V_P 为门限电压 V_{th} , 当 $V_I > V_P$, 输出电压 V_O 为低电平 V_{OL} ; 反之, V_O 为高电平 V_{OH} 。设运放是理想的, 利用叠加原理有:

$$V_P = V_{th} = \frac{R_1 V_{REF}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 V_O}{R_1 + R_2} \quad (4-5)$$

根据输出电压 V_O 的不同值 (V_{OH} 或 V_{OL}), 可分别求出上门限电压 V_{T+} 和下门限电压 V_{T-} 分别为:

$$V_{T+} = \frac{R_1 V_{REF}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 V_{OH}}{R_1 + R_2} \quad (4-6)$$

和

$$V_{T-} = \frac{R_1 V_{REF}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 V_{OL}}{R_1 + R_2} \quad (4-7)$$

设从 $V_I=0$, $V_O=V_{OH}$ 和 $V_P=V_{T+}$ 开始讨论。当 V_I 由零向正方向增加到接近 $V_P=V_{T+}$ 前, V_O 一直保持 $V_O=V_{OH}$ 不变。当 V_I 增加到略大于 $V_P=V_{T+}$, 则 V_O 由 V_{OH} 下跳到 V_{OL} , 同时使 V_P 下跳到 $V_P=V_{T-}$, V_I 再增加, V_O 保持 $V_O=V_{OL}$ 不变。若减小 V_I , 同理。

由此可知, 这种比较器的门限电压是随输出电压的变化而改变的, 它的抗干扰能力大大提高。

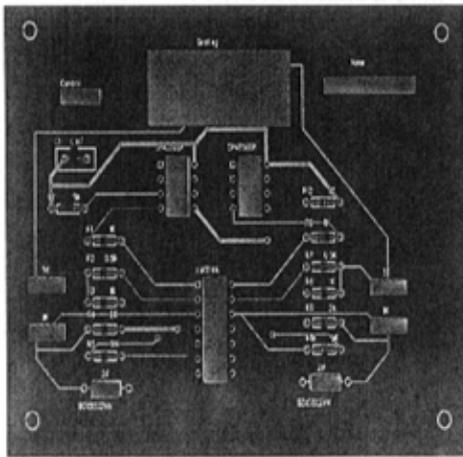


图 4-6 PCB 图

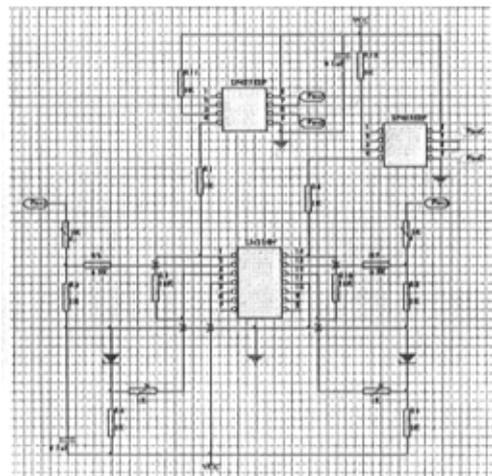


图 4-7 电路原理图

光栅输出信号在 3~7V 之间, 而 LM324 要求输入为 0~5V, 令 $R_3=1K$, 可变电阻 $R=5K$, 串联分压使输入符合要求, 接入 V_I 端。 R_3 和可变电阻 R 的位置参见原理图 4-7。用示波器检测分压后的输入信号的均值 V_j , 令 R_2 为 $1K$ 可

变电阻， $R_1=10K$ ，调节 R_2 的值使 $V_{T+}=V_j+0.2$ ， $V_{T-}=V_j-0.2$ 。

(4) 转换电路与光栅测长仪、激光干涉仪之间的连接。光栅传感器接插件管脚定义如下表 4-1 所示，图 4-8 中间为 A-quad-B 脉冲连接器接口定义。将转换电路制作成电箱。根据管脚定义将光栅输出信号通过信号光缆输入电箱，根据接口定义将电箱输出信号通过信号光缆接入激光卡脉冲连接器。完成实验系统的搭建，实验图片见图 4-9 所示。

表 4-1 光栅传感器接插件管脚定义

管脚	七芯	1	2	3	4	5	6	7
信号	正弦波	0 V	+5 V	A	B	+12 V	ABS	空
颜色		白	棕	蓝	绿	红	黄	

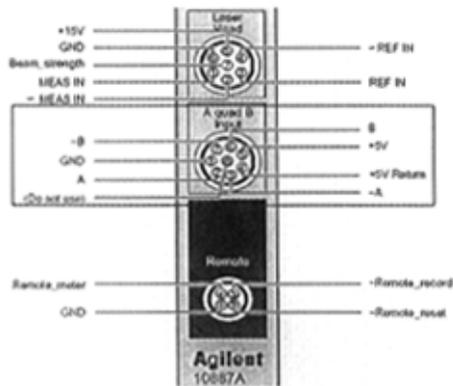


图 4-8 10887A 激光卡脉冲连接器



图 4-9 实验照片

4.2.3 实验步骤

第一步，在采集数据之前，须先打开软件并进行参数设置。在主菜单界面选择“线性”，如图 4-10 (a) 所示；进入第二个界面，如图 (b) 所示，点击“改变参数”进入第三个界面，分别设置位置单位、误差单位、激光方向感测、编码器、编码器分辨率和数值显示的值，如图 (c) 所示；点击确认回到第二个界面；点击“设置测量”进入第四个界面，分别设置行进模式、触发装置和设置目标，如图 (d) 所示；

起始位置和终止位置分别作为测试时导轨上的第一个目标位置点和最后一个目标位置点。目标位置点之间的间隔是一个恒定值。所有这些参数必须遵循下面这个公式：

$$\text{目标数/每个方向} = \frac{|\text{终点位置} - \text{起点位置}|}{\text{间距}} + 1 \quad (4-8)$$

目标位置的间距必须是译码器分辨率的确切倍数，此目的是为了产生脉冲数的整数倍。译码器的脉冲数表示如下：

$$N_p = \frac{\text{间距}(mm)}{\text{译码器分辨率}(mm)} \quad (4-9)$$

例如，如果间距=10mm，译码器的分辨率=1 μ m (0.001mm)，则 $N_p=10,000$ 个脉冲。在这种情况下，通过软件键入预定的间隔 (10mm)，译码器分辨率 (1 μ m)，计算机程序将每 10000 个脉冲获取一个激光采样点。这和 10mm 的间距值相对应。这是数据取得的基本原理。间距值不能太小，否则计算机软件将跟不上译码器的速度并且会在计算机监视器上出现一个错误信息 (“A-quad-B Error”)。如果出现这种情况，应该降低测量机的运行速度，增加目标位置间的间距。

周期数定义为：在同一方向上对同一点的测量次数。

第二步，点击“采集数据”进入第五个界面，首先设置上部数值显示和下部数值显示，复位位置后，点击“准备编码器触发”，然后就可以开始测量了。

第三步，打开电源，使光栅运动方向为靠近激光位置——远离激光位置，激光同步测量，软件自动采集数据并显示误差值和误差曲线图，如图 (e) 所示；数据采集结束后，点击“分析数据”进入第六个界面，显示线性误差图，如图 (f) 所示。多测几次，并存储数据。

第四步，分别改变光栅的运动方向、光栅运动速度、干涉镜和反射镜的位置和高度，测量不同情况下光栅测长仪的动态误差。



图 a

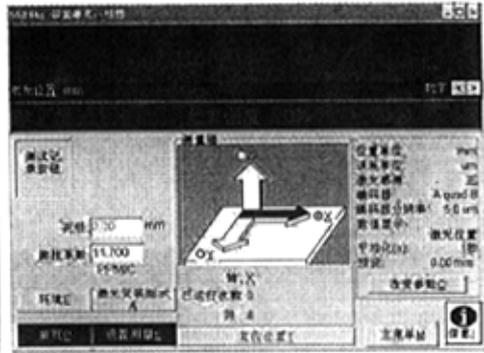


图 b



图 c



图 d

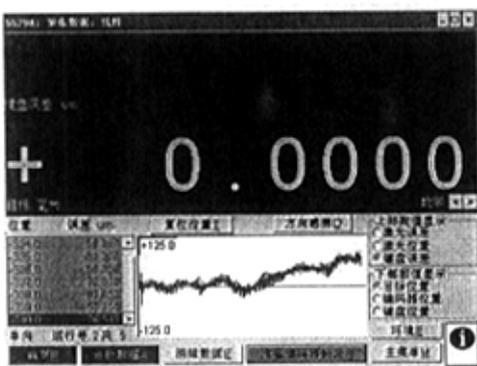


图 e

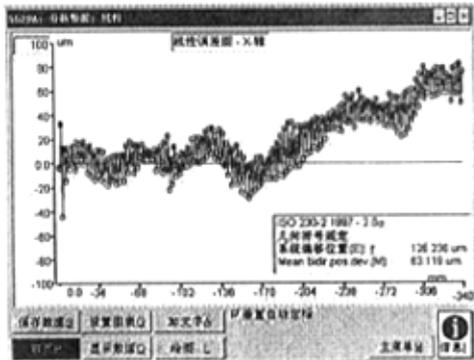


图 f

图 4-10 软件参数设置

4.2.4 实验数据的采集

首先，当速度恒定、采样频率不变、测量方向不变、水平阿贝臂为零时，改变干涉镜和反射镜的高度，即竖直阿贝臂的长度，分别采集动态测量误差值。

以便分析竖直方向阿贝误差对动态误差的影响。如图 4-11 所示。

其次，当速度、方向、采样率、竖直阿贝臂均为定值时，改变干涉镜和反射镜与测量线的水平距离，即水平阿贝臂的长度，分别采集动态测量误差值。以观察水平方向阿贝误差的特性。如图 4-12 所示。

令其它测量条件不变，在不同的测量速度下采集光栅测长仪的动态误差，通过对比研究速度对动态误差的影响。如图 4-13 所示。

接下来，在只改变采样频率的情况下测量动态误差值。采样频率不能过小，否则计算机软件跟不上译码器的速度，无法采集数据。采样率也不能太大，这样会遗漏掉高频周期分量等重要信息。如图 4-14 所示。

最后，由于本光栅系统不具有自动回程功能，所以只能单程测量。改变测量方向，在上述测量条件下，重复采集数据一次。如图 4-15 所示。

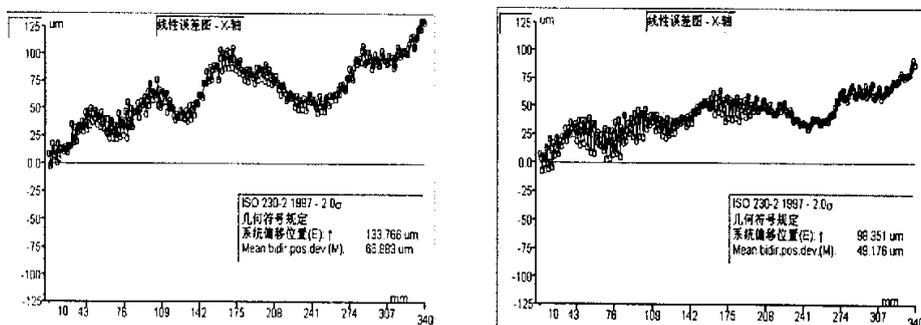


图 4-11 竖直阿贝臂不同

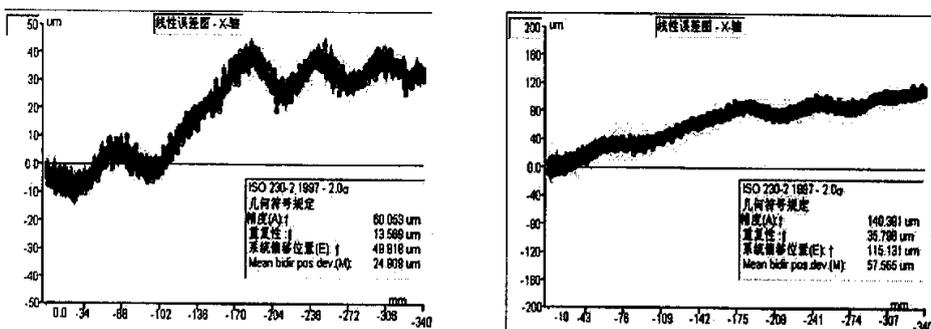


图 4-12 水平阿贝臂不同

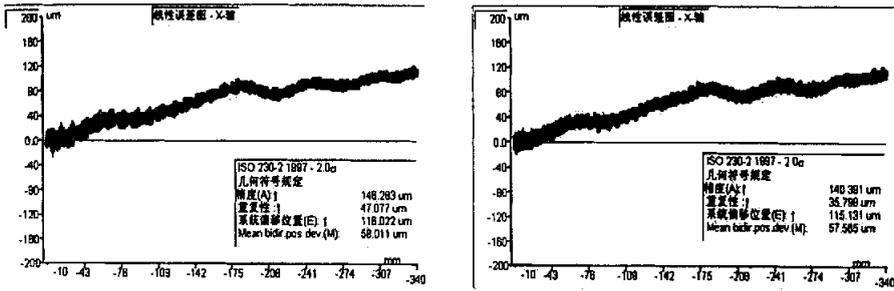


图 4-13 速度不同

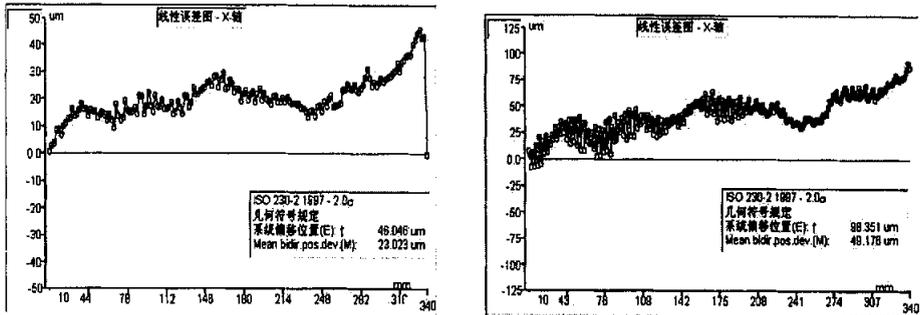


图 4-14 采样频率不同

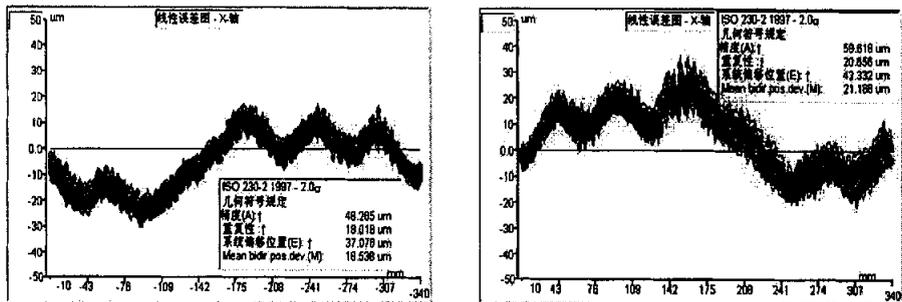


图 4-15 测量方向不同

4.3 本章小结

本章详细说明了光栅测长仪动态测量误差分离实验的原理和步骤。光栅测长仪动态误差分离采用比对法，使用高一级精度的激光干涉仪与光栅测长仪同步读数，实时比对采集误差数据。实验的关键是设计电路将光栅系统的输出信号转换为符合激光卡输入要求的信号，用转换后的信号触发激光同步读数。数据的采集要考虑到方便误差溯源，在不同的测量条件下，多测几次。

第五章 光栅测长仪动态误差分解与溯源

本章首先分析光栅测长仪系统的测量误差源，它和误差分解结果一起作为误差溯源的前提和基础。对各误差源及其特性的了解有助于误差溯源的进行并保证溯源的准确性。

5.1 光栅测长仪系统的测量误差分析

光栅测长仪系统的测量误差分为三个部分：标准量误差、机构误差和动态特性误差。其中光栅系统的误差为标准量误差。由于测量不符合阿贝原则，测量线和刻度线平行，故测量过程中存在水平和竖直方向上的阿贝误差。导轨和机构的其它结构部件本身的形变以及安装所造成的变形将产生机构的变形误差。阿贝误差和变形误差组成了机构误差。动态特性误差的主要影响因素是测量速度，测量速度的不同将带来动态特性误差的变化。光栅测长仪系统的测量误差源如图 5-1 所示。

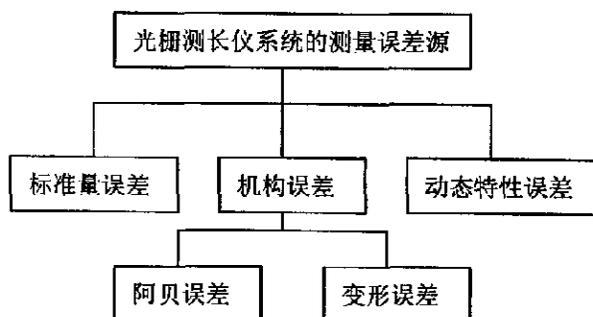


图 5-1 光栅测长仪系统的测量误差源

机构误差和动态特性误差的影响因素的组成较为简单，而光栅系统的误差相对复杂，以下重点对光栅测量系统引起的标准量误差进行分析。

莫尔条纹是由光栅的大量栅线（常为数百条）共同形成的。对光栅的刻划误差有平均作用，很大程度上消除了栅线的局部缺陷和短周期误差的影响^[39-40]，个别栅线的栅距误差或断线及疵病对莫尔条纹的影响很微小，从而提高了光栅传感器的测量精度。虽然莫尔条纹对刻划误差具有均化作用，但是，光栅测量系统仍存在一些测量误差，如图 5-2 所示，主要包括以下几个方面^[41-42]。

(1) 标尺光栅误差

标尺光栅误差主要包括两方面，即栅距误差和刻划时的均匀性误差。

栅距误差：莫尔条纹对光栅栅距误差具有平均效应，因而此误差可以忽略。

$$\Delta = \pm \frac{\delta}{\sqrt{N}} \quad (5-1)$$

式中， δ ——单个栅距误差；

N ——形成莫尔条纹区域内的刻线数。

N ——形成莫尔条纹区域内的刻线数。

均匀性误差是指光栅元件各部分透光量不均匀所造成的分度误差，如果整形电路采用过零触发，则当栅线质量和尺面质量不好而使信号直流电平有 ΔA_0 的变化时，由此引起的分度误差为：

$$\Delta_{分} = \frac{d}{2\pi} \times \frac{\Delta A_0}{A_1} \quad (5-2)$$

式中， d ——光栅栅距；

ΔA_0 ——信号直流电平漂移；

A_1 ——信号幅值。

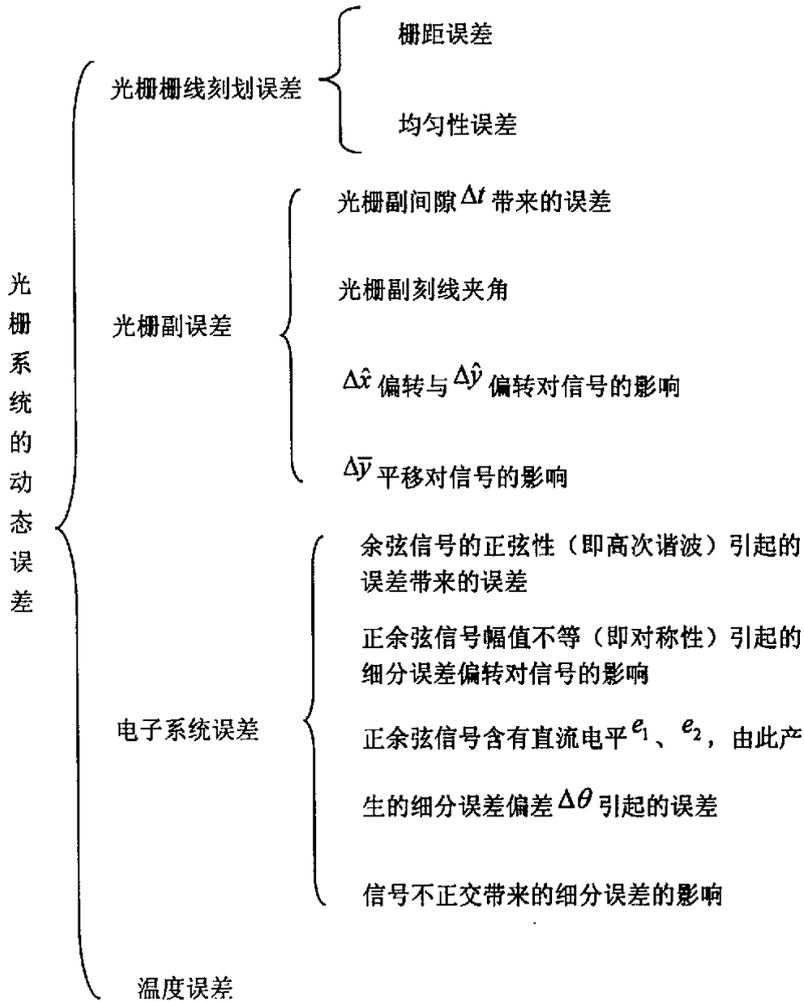


图 5-2 光栅系统动态误差

(2) 光栅副误差

光栅副间隙 Δt 带来的误差：光栅副的间隙误差 Δt 的存在，将会引起信号调制度的变化和直流电平的相对变化，从而给光栅系统的测量带来误差。

① 引起信号调制度变化

$$\begin{aligned} \varepsilon(t) &= \frac{\Delta K}{K} \left(\frac{dK}{dt} \cdot \Delta t \right) \cdot \frac{1}{K} = T(t) \cdot \Delta t \\ &= \left\{ \frac{2\pi \cdot \left(\frac{t}{L} + \frac{1}{2} \right) \cdot \text{ctg} \left[\pi \cdot \left(\frac{t}{L} + \frac{1}{2} \right) \right] - 2}{2t + L} - \frac{5\pi^2 s^2 t^2}{12d^2 f^2} \right\} \cdot \Delta t \end{aligned} \quad (5-3)$$

② 引起直流电平相对变化

$$\begin{aligned} \varepsilon_z(t) &= \frac{\Delta}{V_0(t)} = \left(\frac{dV_0(t)}{dt} \cdot \Delta t \right) \cdot \frac{1}{V_0(t)} = Z(t) \cdot \Delta t \\ &= \frac{6\pi \cdot \sin \left(2\pi \cdot \frac{t}{L} \right) \cdot \text{ctg} \left[\pi \cdot \left(\frac{t}{L} + \frac{1}{2} \right) \right] - 2}{L \left[103 - 3 \cos \left(2\pi \cdot \frac{t}{L} \right) \right]} \cdot \Delta t \end{aligned} \quad (5-4)$$

式中, t ——光栅副间隙; L ——光栅的第一菲涅尔焦距, $L = \frac{d^2}{\lambda}$;

λ ——光电器件的峰值响应波长; s ——光源宽度;

d ——光栅栅距; f ——聚光透镜焦距;

光栅副刻线夹角偏差 $\Delta\theta$ 引起的误差: 光栅副刻线之间的夹角偏差, 也会引起信号调制度的变化, 而且, 它还会引起信号正交性的变化, 从而给光栅测量系统带来误差。

① 引起信号调制度的相对变化

$$\varepsilon_z(\theta) = \frac{1}{K} \cdot \left(\frac{dK}{d\theta} \cdot \Delta\theta \right) = \left[\frac{\pi h \theta}{d} \cdot \text{ctg} \left(\frac{\pi h \theta}{d} \right) - 1 \right] \cdot \frac{\Delta\theta}{\theta} \quad (5-5)$$

式中, h ——接收光栏高度

② $\Delta\theta$ 引起的信号正交性变化

$\Delta\theta$ 使莫尔条纹宽度 d/θ 发生变化, $\Delta\theta$ 引起的信号正交性变化。设四象限硅光电池中每两象限的中心距为 a , 则相邻二相信号的相位差为

$$\varphi = \frac{2\pi a}{d/\theta} = \frac{2\pi a \theta}{d} \quad (5-6)$$

则由光栅副刻线夹角偏差 $\Delta\theta$ 引起二相信号的相位差误差为

$$\Delta\varphi = \frac{d\varphi}{d\theta} \cdot \Delta\theta = \frac{2\pi a}{d} \cdot \Delta\theta \quad (5-7)$$

③ $\Delta\theta$ 直接引起的测量误差

若 $\Delta\theta$ 偏转轴 z 与通过整个光阑中心的光轴平行相距 R , 则 $\Delta\theta$ 直接引起的测量误差为

$$\overline{\Delta x} = R_y \Delta\theta \quad (5-8)$$

式中, R_y —— R 在 y 方向的分量

$\Delta\hat{x}$ 偏转与 $\Delta\hat{y}$ 偏转对信号的影响: 若 $\Delta\hat{x}$ 偏转轴 x 与通过某相光阑中心的光轴垂直相交于一点, 则运动光栅偏转 $\Delta\hat{x}$ 后, 此相光阑前方的光栅平均间隙 \bar{d} 等于偏转前的原始间隙。当 $|\Delta\hat{x}| \leq 10'$ 时对信号影响甚小。若此二轴不交于一点, 而垂直相距 G , 则偏转 $\Delta\hat{x}$ 后, 引起平均间隙 \bar{d} 的变化为

$$\Delta\bar{d}_x = G\Delta\hat{x} \quad (5-9)$$

此平均间隙误差 $\Delta\bar{d}_x$ 对信号的影响与 Δd 对信号的影响等效, 在此不再重复。

$\Delta\hat{y}$ 偏转对信号的影响与 $\Delta\hat{x}$ 相同。

$\Delta\bar{y}$ 平移对信号的影响: $\Delta\bar{y}$ 使横向莫尔条纹在 y 方向平移, 直接引起 $\Delta\bar{x} = \Delta\bar{y} \cdot \theta$ 的测量误差。

(3) 电子系统误差:

光栅电子系统是光栅量仪的重要组成部分, 它决定了系统的分辨率和系统精度, 这部分误差主要有细分误差、电路稳定性及可靠性误差两项, 其中电路稳定性及可靠性的误差是随机的, 可通过多次测量的平均来克服或减小。细分误差为电子系统质量的关键。以细分电路是采用移相电阻链细分方法实现的光栅量仪为例, 其送入乘法器的原始信号的 $A\sin\varphi$ 、 $A\cos\varphi$ 质量, 即含有残余直流电平 e_1 、 e_2 , 高次谐波对称性、正交性等都会影响相位差 φ , 从而带来细分误差。

余弦信号的正弦性 (即高次谐波) 引起的误差: 因偶次谐波可以消除, 高次谐波幅值比较小, 主要考虑 3 次谐波, 正、余弦信号中的 $b_3\sin 3\varphi$ 、 $a_3\cos 3\varphi$ 引起的误差

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_3 &= \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{A\sin\varphi - b_3\sin 3\varphi}{A\cos\varphi + a_3\cos 3\varphi} \right) - \varphi \\ &= \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{b_3\sin 3\varphi \cos\varphi - a_3\sin\varphi \cos 3\varphi}{A + b_3\sin 3\varphi \sin\varphi + a_3\cos 3\varphi \cos\varphi} \right) \end{aligned} \quad (5-10)$$

式中, A —— 基波信号的幅值, 因为 $a_3, b_3 \ll A$, 且 $a_3 = b_3$, 则有:

$$\Delta\varphi_3 = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{b_3\sin 4\varphi}{A} \right) \quad (5-11)$$

当 $\sin 4\varphi = \pm 1$ 时，由此三次谐波引起的误差为：

$$\Delta\varphi_{3\max} = \pm \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{b_3}{A} \right) \approx \pm \frac{b_3}{A} \quad (5-12)$$

正余弦信号含有直流电平 e_1 、 e_2 ，由此产生的细分误差为：

$$\begin{aligned} \operatorname{tg}\Delta\varphi_e &= \frac{\operatorname{tg}(\varphi + \Delta\varphi_e) - \operatorname{tg}\varphi}{1 + \operatorname{tg}(\varphi + \Delta\varphi_e)\operatorname{tg}\varphi} \\ &= \frac{\frac{e_1 + A\sin\varphi}{e_2 + A\cos\varphi} \frac{\sin\varphi}{\cos\varphi}}{1 + \frac{e_1 + A\sin\varphi}{e_2 + A\cos\varphi} \frac{\sin\varphi}{\cos\varphi}} = \frac{e_1 \cos\varphi - e_2 \sin\varphi}{A + e_2 \cos\varphi + e_1 \sin\varphi} \end{aligned} \quad (5-13)$$

通常有 $e_1, e_2 \ll A$ ，则此细分误差为：

$$\Delta\varphi_e \approx \operatorname{tg}^{-1} \frac{e_1 \cos\varphi - e_2 \sin\varphi}{A} \quad (5-14)$$

当 $\operatorname{tg}\varphi = \frac{-e_2}{e_1}$ 时，由直流电平引起的细分误差达到极大值：

$$|\Delta\varphi_{e\max}| = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\sqrt{e_1^2 + e_2^2}}{A} \approx \frac{\sqrt{e_1^2 + e_2^2}}{A} \quad (5-15)$$

正余弦信号幅值不等（即对称性）引起的细分误差：如果系统输入的正弦信号和余弦信号的幅值不相等，即两路信号幅值不对称，也会引起系统的细分误差。设两路信号的幅值分别为 A ， $(1+\xi)A$ ，则由此引起系统的细分误差为：

$$\Delta\varphi_\xi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\sin\varphi}{(1+\xi)\cos\varphi} - \varphi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\xi}{\operatorname{ctg}\varphi + (1+\xi)\operatorname{tg}\varphi} \quad (5-16)$$

令 $\frac{d(\operatorname{tg}\Delta\varphi_\xi)}{d\varphi} = 0$ ，求极值得 $\operatorname{tg}\varphi = \operatorname{tg} \frac{1}{\sqrt{1+\xi}}$ ，可得由系统输入信号幅值不对称引起

的最大细分误差为：

$$\Delta\varphi_{\xi\max} = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\xi}{2\sqrt{1+\xi}} \quad (5-17)$$

信号不正交带来的细分误差：设系统输入的两路信号分别为 $A\sin\varphi$ ， $A\cos(\varphi+\alpha)$ ，即相互不正交，由此引起的相位误差为：

$$\Delta\varphi_\theta = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\sin\varphi}{\cos(\varphi+\alpha)} - \varphi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\sin\alpha - \operatorname{tg}^2\varphi \sin\alpha}{\cos\alpha + 2\operatorname{tg}\varphi \sin\alpha + \operatorname{tg}^2\varphi \cos\alpha} \quad (5-18)$$

式中， α ——移相角。

令 $\frac{d(\operatorname{tg}\Delta\varphi_\theta)}{d\varphi} = 0$ ，求 $\operatorname{tg}\varphi$ 的极值，得 $\operatorname{tg}\varphi = -\frac{2\cos\alpha}{\sin\alpha}$ ，可得由输入信号非正交引起的最大细分误差为：

$$\Delta\varphi_{\theta\max} \approx -\frac{\cos\alpha}{\sin\alpha} \approx -\alpha \quad (5-19)$$

从以上的分析可以看出，由输入细分电路的正余弦信号的各种缺陷引起的信号细分相位误差为：

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_\Sigma &= \Delta\varphi_3 + \Delta\varphi_e + \Delta\varphi_\xi + \Delta\varphi_\theta \\ &= \operatorname{tg}^{-1} \frac{b_3 \sin 4\varphi}{A} + \operatorname{tg}^{-1} \frac{e_1 \cos\varphi - e_2 \sin\varphi}{A} + \operatorname{tg}^{-1} \frac{\xi}{\operatorname{ctg}\varphi + (1+\xi)\operatorname{tg}\varphi} \\ &\quad + \operatorname{tg}^{-1} \frac{\sin\alpha - \operatorname{tg}^2\varphi \sin\alpha}{\cos\alpha + 2\operatorname{tg}\varphi \sin\alpha + \operatorname{tg}^2\varphi \cos\alpha} \end{aligned} \quad (5-20)$$

则对系统位移测量的细分误差为：

$$\begin{aligned} \Delta X_\Sigma &= \frac{W}{2\pi} \cdot \Delta\varphi_\Sigma \\ &= \frac{W}{2\pi} \left[\operatorname{tg}^{-1} \frac{b_3 \sin 4\varphi}{A} + \operatorname{tg}^{-1} \frac{e_1 \cos\varphi - e_2 \sin\varphi}{A} + \operatorname{tg}^{-1} \frac{\xi}{\operatorname{ctg}\varphi + (1+\xi)\operatorname{tg}\varphi} \right. \\ &\quad \left. + \operatorname{tg}^{-1} \frac{\sin\alpha - \operatorname{tg}^2\varphi \sin\alpha}{\cos\alpha + 2\operatorname{tg}\varphi \sin\alpha + \operatorname{tg}^2\varphi \cos\alpha} \right] \end{aligned} \quad (5-21)$$

(4) 温度误差

随着现代测量的精度要求越来越高，温度误差在测量总误差中的比重越来越大，对温度误差的测量越来越受到人们的关注。在光栅测量系统中，温度误差主要包括：光栅尺的温度变形误差；光栅尺线膨胀系数误差；测温误差；温度场不均匀误差。在一定的测量条件下，光栅测量系统的温度误差主要表现为第一项，即光栅尺的温度变形误差

$$\Delta W = \pm L_x \cdot \alpha (t_N - t) \quad (5-22)$$

式中， L_x ——标尺光栅位移； α ——线膨胀系数；

t_N ——标尺光栅温度； t ——环境温度。

以上分析了光栅测量系统存在的四类误差，可认为是光栅系统存在的主要误差。因此，光栅测量系统的总误差为

$$\Delta = \pm \sqrt{\Delta_{\text{分}}^2 + \Delta \bar{x}^2 + \Delta X_{\Sigma}^2 + \Delta W^2} \quad (5-23)$$

5.2 光栅测长仪动态测量综合误差分解

图 5-3 为单次测量所得长光栅测量机的动态误差。光栅运动方向为从靠近激光方向到远离激光方向，垂直方向阿贝臂为 150mm。

从动态误差信号图中可以看出，信号中含有明显的非周期性趋势项，故首先用‘db6’小波将信号分解到 5 层，如图 5-4 所示。信号分解波形如图 5-5 所示，从上到下分别为第五层低频信号、第五层高频信号、第四层高频信号...第一层高频信号。从图中可以看出，第三、二、一层高频信号的幅值较小，相对整个误差信号所占比重很小，故研究的重点应放在低频信号，高频信号只作简单的分析。

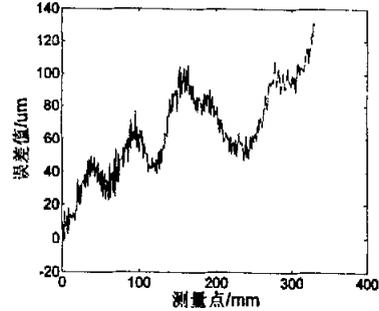


图 5-3 光栅测长仪原始误差

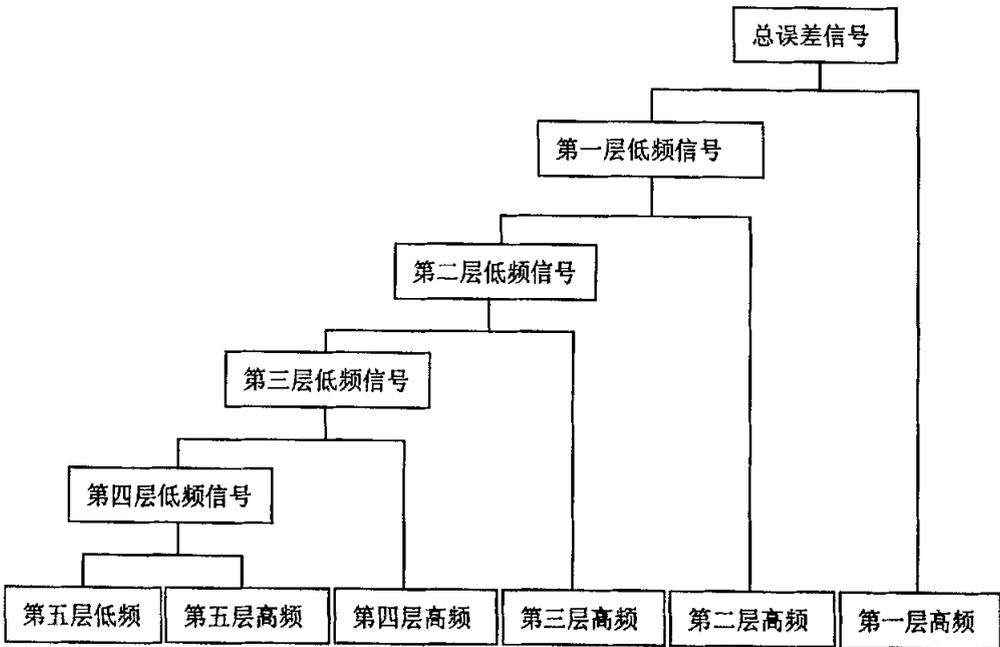


图 5-4 五层小波分解示意图

放大图 5-5 中的各层信号可以看出，第五层低频信号是非周期性趋势项，第五层高频信号和第四层高频信号具有明显的周期性，周期分别为 60mm 和 22mm，其他各层信号无明显特征。周期分量可能是机构变形误差。而非周期

性趋势项可能是由阿贝误差、光栅栅线刻划误差等多个误差源引起的。

图 5-6 为分离出此三项后的剩余信号，观察剩余信号的时域图发现误差信号的高频部分可能存在奇异性。由于 db1 小波正则性好，可以较好的观察信号的奇异性，所以用 db1 小波将剩余信号分解到第四层（图 5-7）。在第二层高频信号 d2 中可以观察到，横坐标为 150 处是信号的模极大值点，可以认为是突变点。对图 5-6 中的信号进行时频分析，短时傅立叶变换图如图 5-8 所示。从图中可以观察到，信号的主要频率集中在两个频带中：0.3-0.4Hz，0.1-0.2Hz；0.3-0.4Hz 的频带只在测量点为 0-250 的范围内出现。

至此，对长光栅测量机的动态误差信号分析完毕，基本掌握了信号的成分、特点以及重要参数，为误差信号的进一步处理提供了重要信息。

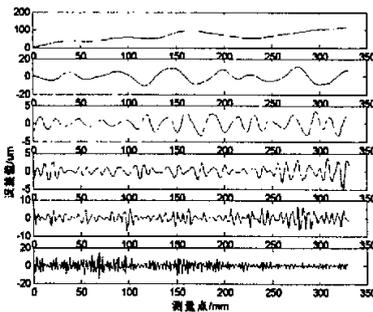


图 5-5 'db6'小波分解

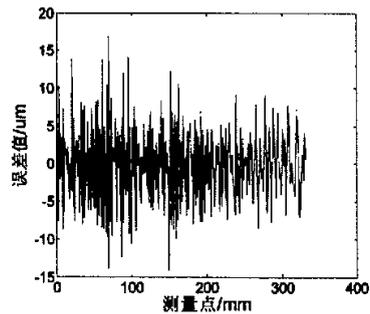


图 5-6 剩余信号

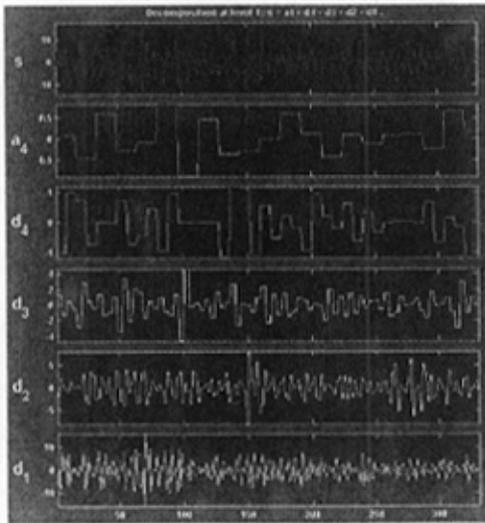


图 5-7 'db1'小波分解

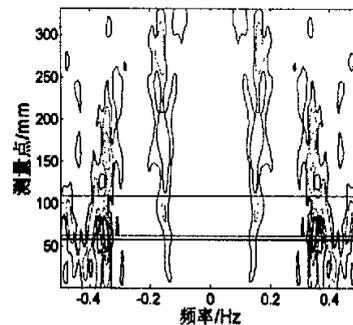


图 5-8 剩余信号的时频分析

5.3 光栅测长仪动态测量综合误差溯源

根据以上对光栅测长仪误差源的分析以及动态测量误差分解的研究，下面尝试对光栅测长仪的动态测量综合误差进行溯源。

(1) 通过误差分解得知，误差中包含一个周期为 60mm 的周期分量。对不同测量情况下所得的动态误差分别进行误差分解，发现均含有这个周期分量。说明此周期分量应该与系统自身的结构有关。因此，对光栅系统进行分析，发现导轨的固定螺钉两两之间的距离为 60mm。由此可见，这个周期误差是由光栅系统的导轨的安装变形引起的，属于机构误差中的变形误差。

(2) 对不同测量情况下所得的动态误差分别进行误差分解，发现误差中都含有一个周期为 22mm 的周期分量。与 (1) 同理，此误差也是机构变形误差，应该与系统本身的结构有关。在对光栅系统进行观察后，初步猜测可能与光栅尺的固定有关，由于光栅尺是封装的，不便拆卸，这个推测还有待进一步的验证。

(3) 当水平方向阿贝臂为 0，竖直方向阿贝臂分别为 90 和 150 时，采集动态测量误差并进行分析。因为除阿贝臂之外，两次测量时的测量条件都相同，所以可近似认为两次测量所得的动态误差中除阿贝误差外，其它误差分量都相等。竖直方向阿贝误差是由导轨的直线度引起的，两次测量时的偏转角 θ 近似相等。设两次测量所得动态误差分别为 E_1 和 E_2 ，阿贝误差^[30]分别为 $e_1=90*\theta$ 和 $e_2=150*\theta$ ，则

$$E_2 - E_1 = e_2 - e_1 = (150 - 90) * \theta = 60 * \theta$$

$$e_2 = 150 / 60 * (E_2 - E_1) = 2.5 * (E_2 - E_1)$$

所以将两次测量所得动态误差数据相减再乘 2.5，即近似得阿贝臂为 150mm 时的竖直方向阿贝误差，如图 5-9 所示。同理可得阿贝臂为 15mm 时的水平方向阿贝误差，如图 5-10 所示。从图中可以看出，阿贝误差的幅值较大，是误差信号的主要成分，应该在测量中尽量减小阿贝误差。竖直方向阿贝误差不可避免，但是阿贝误差与阿贝臂成正比，所以减小阿贝臂可以有效的控制阿贝误差的大小。水平方向阿贝误差是可以避免的，在测量时需注意使测量线在水平方向上与光栅读数线重合。

以上分析了变形误差和阿贝误差都属于机构误差，说明机构误差在总误差中所占比重较大，是误差的主要成分。

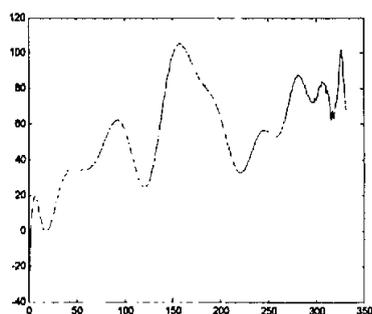


图 5-9 竖直方向阿贝误差

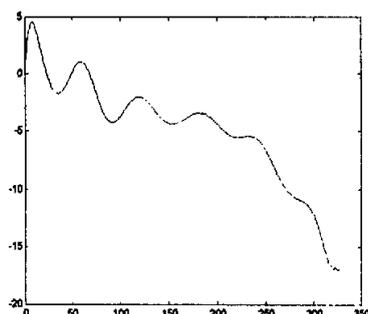


图 5-10 水平方向阿贝误差

(4) 标准量误差中的光栅栅线刻划误差是线性误差，因此是非周期性趋势项中的成分。在非周期性趋势项中去除阿贝误差，剩下的主要成分就是刻划误差。标准量误差中的其它成分主要为高频信号，因为高频信号所占比重较小，所以这部分误差不是误差中的主要成分。

(5) 对各种测量条件下所得的动态误差进行分析，使用 db1 对信号进行小波分解，发现所有信号在 150mm 左右均有奇异性，如图 5-11 所示。推测这可能与光栅的零位有关，这一推测还有待验证。

(6) 由于该光栅测长仪不具有自动回程控制功能，故本实验采用的是一维单向运行模式，反射镜的移动速度共定了四档（手动秒表测得）。对不同速度下所测得的动态误差进行分析。信号的低频部分具有类似的特征，对信号的高频部分作频谱分析，取点数 $N=256$ 。如图 5-12 所示，高频部分的能量随速度的增大而增大，但总体上变化不大。其主要原因可能是，一维短量程测量影响因素少，加上可调速度范围有限。所以测量受速度的影响较小。在测量中，尽量避免高速运动可以减小测量速度引起的动态特性误差。

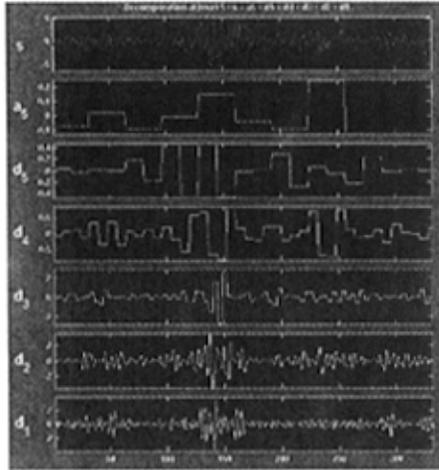
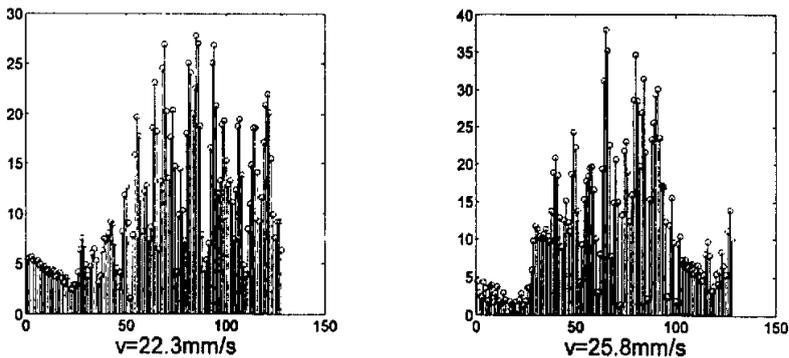


图 5-11 小波分解



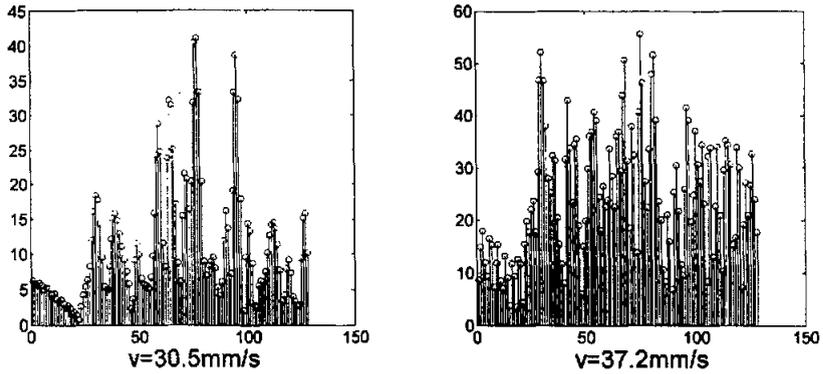


图 5-12 不同速度下的频谱图

5.4 本章小结

本章首先分析了光栅测长仪的测量误差，主要由标准量误差、机构误差和动态特性误差三部分组成。然后对单次测量所得的光栅测长仪动态误差进行分解，通过误差分解基本掌握了误差信号的特征和重要参数。在此基础上，分析不同测量条件下所得的动态误差以进行误差溯源。阿贝误差和变形误差组成的机构误差，以及标准量误差中的光栅栅线刻划误差是光栅测长仪动态误差的主要成分，而其它误差多为高频成分，在动态误差中所占成分较少。

第六章 总结与展望

6.1 研究总结

本论文的研究工作基于国家自然科学基金项目“动态测量误差分解与溯源及不确定度研究（项目编号：50275047）”，主要研究包括：

（1）分析了各种信号处理方法的特点及局限性，在此基础上讨论了各种信号处理方法在非平稳信号分析中的应用，并通过计算机仿真进行了说明和验证。

（2）动态测量综合误差分解基本方法的研究。在分析动态测量总误差的成分和特性的基础上，根据各种信号处理方法在非平稳信号分析中的适用性和局限性，研究动态测量总误差分解的一般步骤。

（3）三坐标测量机动态测量误差的分解研究可以为误差溯源提供依据，对于三坐标测量机的研究具有重要意义。本论文依据动态误差分解基本方法尝试对三坐标测量机的动态测量误差进行分解。最小二乘曲线拟合、时频分析、谱分析等多种信号分析方法的结合，避免了单一方法的局限性，使误差分解取得了较好的效果。

（4）光栅测长仪动态测量总误差分离的实验装置研究。误差分离方法采用比对法，即使用高一级精度的测量装置（激光干涉仪）与光栅测长仪同步测量，实时采集测量数据，两个仪器的测量结果之差即为动态测量总误差。使用编码器触发方式实现激光干涉仪与光栅测长仪同步读数。设计信号转换电路将光栅测长仪的输出信号转换为符合激光卡输入要求的信号，用此信号触发激光干涉仪同步测量，使用激光干涉仪软件包同步采集动态测量数据，实时比对，存储动态测量误差数据。分别改变光栅测长仪测量时的运动方向、测量速度、干涉镜和反射镜的位置及高度，采集不同测量条件下的动态误差数据。

（5）分析光栅测长仪的主要误差源，并根据动态误差分解一般步骤对单次测量所得的光栅测长仪动态误差进行分解。根据光栅测长仪误差信号的特点，使用多种信号处理方法对误差信号进行分析，从而掌握了误差信号的成分、特点和重要参数。在此基础上对不同测量条件下所得的动态误差进行分析以进行误差溯源，通过溯源掌握了光栅测长仪动态误差的主要误差源。

6.2 研究工作展望

误差信号可能含有更多复杂的成分，不同的成分具有不同的特性，必须采用不同的信号分析方法才能取得较好的效果。信号分析方法还有很多，各有其适用范围和优缺点。这些都有待进一步研究。其次，对光栅测长仪动态误差的溯源还不够深入，某些误差分量的溯源还有待进一步的实验验证。另外，三坐标测量机的结构和动态误差源的组成较光栅测长仪更为复杂，导致了对三坐标测量机动态误差的溯源更加困难，需要深入的研究测量机的结构和动态误差的特性，并进行大量的实验验证。

参考文献

- [1] 费业泰, 误差理论与数据处理(第四版), 北京, 机械工业出版社, 2000。
- [2] 费业泰, 卢荣胜, 动态测量误差修正原理与技术, 北京, 中国计量出版社, 2001年7月。
- [3] Г. Д. 布尔东, Б. Н. 马尔科夫[苏]. 计量学原理, 北京, 中国计量出版社, 1991。
- [4] W.R.Moore. Foundations of Mechanical Accuracy. The Moore Special Tool Company, 1970.
- [5] 林洪桦, 动态测试数据处理, 北京理工大学出版社, 1995。
- [6] 卢荣胜, 动态测量实时误差修正技术研究, 合肥, 合肥工业大学博士学位论文 1998.10。
- [7] 卢荣胜, 费业泰等. 动态测量误差评定, 全国现代误差理论及应用学术交流研讨会论文集, 1997, 140~144。
- [8] 童竞, 几何量测量, 北京, 机械工业出版社, 1988, 6。
- [9] 余晓芬, 现代几何量检测专家系统若干基础理论研究, 合肥工业大学博士学位论文, 2000年6月。
- [10] 许桢英 动态测量误差溯源与精度损失诊断的理论与方法研究 合肥工业大学博士学位论文, 2004年1月。
- [11] 许桢英、费业泰, 用多分辨分析方法进行动态测试误差溯源研究, 上海交通大学学报, 2003, Vol.37(No.1): 9~11。
- [12] 许桢英, 费业泰, 陈晓怀, 动态精度理论研究与发展. 仪器仪表学报, 2001, Vol.22(No.4), 70~71, 74.
- [13] 费业泰, 误差理论的研究与进展, 计量技术, 1998, No.8。
- [14] 张贤达, 现代信号处理, 北京, 清华大学出版社, 2002, 188-206。
- [15] 丁玉美等, 数字信号处理, 西安, 西安电子科技大学出版社, 2000, 68~92。
- [16] 吴湘洪, 信号、系统与信号处理, 北京, 电子工业出版社, 1996。
- [17] Alexander S T. Adaptive Signal Processing: Theory and Application[M]. New York: Springer—Verlag, 1986. 1~37。
- [18] 高隼, 人工神经网络原理及仿真实例, 北京, 机械工业出版社, 2003. 1--43。
- [19] 冯象初, 甘小冰, 宋国乡, 数值泛涵与小波理论, 西安, 西安电子科技大学, 2003, 88-95。
- [20] 郝红伟, MATLAB 6 实例教程, 北京, 中国电力出版社, 2001, 91-98。
- [21] (法)Stephane, Mallat 著, 杨力华等译, 信号处理的小波引导, 北京, 机械工业出版社, 2002。
- [22] 李勇, 徐震等, MATLAB 辅助现代工程数字信号处理, 西安, 西安电子科

- 技大学出版社, 2002, 114-127。
- [23] 胡昌华等, 基于 MATLAB 的系统分析与设计, 西安, 西安电子科技大学, 1999, 60-65。
- [24] 高志, 余啸海, Matlab 小波分析工具箱原理与应用, 北京, 国防工业出版社, 2004。
- [25] A. Boggess[美], 小波与傅立叶分析基础 (英文版), 北京, 电子工业出版社, 2002.8。
- [26] Mallat S.. Multiresolution approximations and wavelet orthogonal bases of $L_2(\mathbb{R})$ [J]. Trans of American Mathematical Society, 1989, 315(1): 69-87。
- [27] 程正兴, 小波分析算法与应用, 西安, 西安交通大小出版社, 1998.5。
- [28] 张国雄, 金篆芷, 测控电路, 北京, 机械工业出版社, 2001 年 1 月。
- [29] 何正嘉等, 机械设备非平稳信号的故障诊断原理及应用, 北京: 高等教育出版社, 2001。
- [30] 徐玉秀, 原培新, 杨文平, 复杂机械故障诊断的分形与小波方法, 北京, 机械工业出版社, 2003: 30-39。
- [31] 飞思科技产品研发中心, MATLAB6.5 辅助神经网络分析与设计, 北京, 电子工业出版社, 2003, 69-72。
- [32] 费业泰, 赵静, 王宏涛, 马修水, 三坐标测量机动态误差研究分析, 仪器仪表学报, 2004 年第 4 期增刊, P773-776。
- [33] 费业泰, 赵静, 陈维方, 三坐标测量机动态特性与动态精度研究, 第四届海峡两岸制造技术研讨会 (杭州) 2004 年 11 月, P277-284。
- [34] Weekers W. G., Schellekens P. H. J. Assessment of Dynamic Errors of CMMs for Fast Probing, Annals of the CIRP, 1995, Vol45。
- [35] 董晨松, 穆玉海, 张国雄, 用激光干涉仪测量坐标测量机的动态特性, 天津大学学报, 1998, Vol.31, No5。
- [36] 康华光等, 电子技术基础, 北京, 高等教育出版社, 1999.6。
- [37] 关信安, 双频激光干涉仪, 北京, 中国计量出版社, 1987。
- [38] 叶声华, 激光在精密计量中的应用, 机械工业出版社, 1980.7。
- [39] S.R. Postlethwaite, D.G. Ford, D. Morton, Dynamic calibration of CNC machine tools, Int. J. Mach. Tools and Manufacture 37 (3)(1997) 287-294。
- [40] 张善锺, 计量光栅技术, 北京, 机械工业出版社, 1985.12。
- [41] 强锡富, 传感器, 北京, 机械工业出版社 (第 3 版), 2001.5。
- [42] 许陇云, 动态测量不确定度初探, 宇航计测技术, 第 16 卷, 第 4, 5 期, 1996 年 8 月。

攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 李晓惠, 陈晓怀, 卫兵, 基于神经网络的动态测量误差分解研究, 工业计量, 2005年, Vol.15, NO.6, 6-9 页。
- [2] 陈晓怀, 李晓惠, 卫兵, 基于多种信号处理方法的动态测量误差分解, 仪器仪表学报 2006 年第 7 期增刊, 已录用。
- [3] 卫兵, 胡鹏浩, 王继臣, 李晓惠, 一种新型的纳米三坐标主体结构设计, 农业机械学报, 已录用。
- [4] Hu Penghao, Wei Bing, Li Xiaohui, Wang Jicheng, Fei Yetai, A Novel Analysis and Design of Nano-CMM Main Body, The 2006 SAE World Congress, 已录用。
- [5] 胡鹏浩, 卫兵, 王继臣, 李晓惠, 新型纳米三坐标测量机结构的动态特性分析, 重庆大学学报, 已录用。