

学校代码: 10246
学 号: 20210860011

復旦大學

硕士 学位 论文 (学术学位)

基于粒子群算法的双频激光干涉仪环境误差的 软硬件补偿方法

**Software and hardware compensation method for
environmental error of dual frequency laser interferometer
based on particle swarm optimization algorithm**

院 系: 工程与应用技术研究院

专 业: 微电子学与固体电子学

姓 名: 廖永超

指 导 教 师: 张志平 青年研究员

完 成 日 期: 2023 年 2 月 21 日

指导小组成员

张三 教授

李四 教授

王五六 研究员

目 录

插图目录	v
摘要	ix
Abstract	xi
第 1 章 绪论	1
1.1 课题来源	1
1.2 研究背景及意义	1
1.3 国内外研究现状	3
1.3.1 直接测量法	3
1.3.2 间接测量法	5
1.4 本文的主要工作及组织结构	8
1.4.1 本文的主要工作	8
1.4.2 本文的组织结构	10
第 2 章 双频激光干涉仪的环境误差及 Edlen 公式补偿方法	13
2.1 激光位移测量理论基础	13
2.1.1 多普勒频移	13
2.1.2 拍频现象	14
2.2 激光干涉仪原理	15
2.2.1 单频激光干涉仪	15
2.2.2 双频激光干涉仪	16
2.3 双频激光干涉仪的环境误差及其成因	17
2.4 基于 Edlen 公式的补偿方法及其局限性	18
2.4.1 Edlen 公式补偿方法	18
2.4.2 局限性	19
2.5 本章小结	20
第 3 章 双频激光干涉仪的环境误差补偿实验系统	21
3.1 基于 PT100 的八通道温度测量系统	21

3.1.1 上位机系统	21
3.1.2 标定过程及结果	23
3.2 气压测量系统	24
3.3 补偿系统总体方案	24
3.4 实验方案及其改进	26
3.4.1 实验设备改进	26
3.4.2 实验变量改进	26
3.4.3 实验环境改进	27
3.4.4 最终实验方案	27
3.5 实验系统安装和调试	28
3.6 补偿性能测试与实验结果	30
3.6.1 短时测量	30
3.6.2 长时测量	31
3.6.3 大范围温度变化测量	33
3.7 本章小结	34
 第 4 章 基于粒子群算法的软件补偿方法及算法硬化	 35
4.1 粒子群算法	35
4.1.1 粒子群算法基本原理	35
4.1.2 线性惯性权值递减策略	36
4.2 基于粒子群算法优化后的 Edlen 公式补偿方法	37
4.2.1 数据预处理	37
4.2.2 使用粒子群算法进行数据训练	37
4.3 整段式粒子群算法补偿效果	38
4.3.1 短时测量	38
4.3.2 长时测量	39
4.3.3 大范围温度变化测量	40
4.3.4 优越性	41
4.3.5 局限性	42
4.4 基于温度梯度的分段式粒子群算法补偿方法	43
4.4.1 算法原理	43
4.4.2 算法流程图	44
4.4.3 补偿效果	45
4.4.4 不足之处	46
4.5 算法硬化	47

4.5.1	数据定点方案及截断方案	47
4.5.2	补码运算	48
4.5.3	乘除转换转换	49
4.5.4	四舍五入方案	50
4.6	硬化前后的算法验证框架	50
4.6.1	进制转换与字符串操作	50
4.6.2	RTL model 验证框架	50
4.6.3	验证激励和结果	51
4.7	本章小结	52
第 5 章 用于干涉仪环境补偿的粒子群算法的硬件加速补偿系统设计		53
5.1	硬件设计方法	53
5.1.1	流水线技术	53
5.1.2	握手控制方案	54
5.1.3	逻辑复制与资源共享技术	56
5.1.4	门控时钟技术	56
5.1.5	随机数生成设计	58
5.2	粒子群算法加速补偿系统架构	59
5.2.1	适应度计算模块架构	60
5.2.2	种群信息更新模块架构	61
5.2.3	速度和位置更新模块架构	63
5.2.4	多起点训练方法及寄存器配置	64
5.3	双差分验证框架	65
5.4	本章小结	67
第 6 章 软硬件补偿方法的性能对比		69
6.1	运行时间对比	69
6.2	所需资源对比	71
6.3	补偿效果对比	72
6.4	优缺点总结	73
6.5	本章小结	74
第 7 章 总结和展望		75
7.1	研究工作总结	75
7.2	研究工作展望	77
参考文献		79

插图目录

1-1 Agilent 10717A 波长跟踪器示意图	4
1-2 新型波长跟踪器示意图	5
1-3 光学频率梳校准的扫频干涉法测量空气折射率实意图	5
1-4 基于变长真空腔调相零差干涉仪的空气折射率测量装置示意图	6
1-5 Sabre 750 VMC 布局和温度传感器位置示意图	6
1-6 周毅冰等人设计的压传感器的检定装置图	7
1-7 双频激光干涉仪环境误差补偿实验平台图	8
1-8 基于激光单频干涉和 PTF 传感融合的空气折射率测量装置图	9
1-9 论文组织架构图	12
2-1 多普勒频移示意图	13
2-2 多普勒频测速示意图	14
2-3 拍频波形示意图 ^[1]	15
2-4 单频激光干涉仪原理图	16
2-5 双频激光干涉仪原理图	17
2-6 折射率变化图	19
3-1 上位机程序示意图	21
3-2 温度测量上位机前面板	22
3-3 标定示意图	23
3-4 标定程序用户界面	23
3-5 PACE1000 气压传感器	24
3-6 激光器实物图	25
3-7 干涉仪实物图	25
3-8 信号采集卡实物图	25
3-9 带金属外壳的干涉仪	27
3-10 实验系统图-带外壳干涉仪	27
3-11 带外壳干涉仪的实验数据	28
3-12 实验系统图-带微晶玻璃	28
3-13 实验数据-带微晶玻璃	29

3-14 带温控箱的实验装置图	29
3-15 带温控箱的实验数据	30
3-16 最终实验方案	31
3-17 短时测量实验数据	32
3-18 长时测量实验数据	32
3-19 大范围温度测量实验数据	33
4-1 粒子群算法流程图	35
4-2 粒子群算法优化后的短时测量补偿效果	39
4-3 粒子群算法优化后的长时测量补偿效果	40
4-4 粒子群算法优化后的大范围温度变化测量补偿效果	41
4-5 粒子群算法训练过程	42
4-6 温度梯度实验数据	43
4-7 基于温度梯度的分段式粒子群算法补偿流程图	44
4-8 基于温度梯度的分段粒子群算法补偿效果	45
4-9 定点数示意图	47
4-10 补码计算示意图	49
4-11 RTL model 验证框架	51
5-1 流水线示意图	54
5-2 握手控制模块时序图	55
5-3 握手控制模块逻辑结构图	56
5-4 逻辑复制技术示意图	57
5-5 锁存门控的结构图和波形图	58
5-6 LSFR 架构图	58
5-7 粒子群算法加速补偿系统架构图	59
5-8 适应度计算模块架构图	61
5-9 种群信息更新模块架构	62
5-10 速度和位置更新模块架构图	64
5-11 单起点训练时序图	65
5-12 多起点训练时序图	65
5-13 双差分验证环境框架图	66
6-1 软件运行时间结果图	69
6-2 输入输出延迟示意图	70
6-3 时序检查结果图	71

6-4 硬件运行时间结果图	71
6-5 运行时间和种群大小的关系图	72
6-6 软硬件补偿效果对比图	73

摘要

随着半导体技术的不断发展，半导体尺寸不断逼近物理极限，光刻机等半导体设备也对位移测量系统提出了更高的要求：亚纳米级分辨率、纳米级测量精度、数米级的测量速度和米级的测量量程。在常见的位移测量方法中，双频激光干涉仪能满足上述所有需求，因此在超精密测量领域有着重要作用。但是双频激光干涉仪的测量精度以激光波长为基准，容易受到环境因素的影响，因此需要对空气折射率进行修正。广泛用于双频激光干涉仪环境误差补偿的 Edlen 公式因其总结条件的局限性，存在着温度不匹配、波长不匹配、主观性强等局限性，这严重阻碍了双频激光干涉仪测量精度的提高。针对上述问题，本文提出一种基于粒子群算法优化后的 Edlen 公式软硬件补偿方法，主要研究内容和结论如下：

首先，对双频激光干涉仪环境误差的产生机理进行了分析，介绍了传统的 Edlen 公式补偿方法，并搭建了一套环境误差补偿专用的双光程对比实验系统并进行了实验，并从实验设备、实验变量、实验环境、实验方法等多个方面对实验系统进行了改进，使用测量臂长度为 45mm 和 90mm 的两套干涉仪进行性能测试，测试数据的均方根误差为 11.8869nm 和 23.3770，近似成两倍关系，这说明实验系统能较好地测量到双频激光干涉仪的环境误差。

其次，为了解决 Edlen 公式自身的局限性，结合使用粒子群算法和 Edlen 公式，提出了基于粒子群算法的整段式补偿方法。基于粒子群算法的整段式补偿方法以 Edlen 公式作为粒子群算法的目标函数，以避免粒子群算法自身的早熟收敛问题，用粒子群算法对 Edlen 公式进行优化，以解决 Edlen 公式自身的局限性。实验结果证明，相比于原始的 Edlen 公式补偿方法，使用粒子群算法进行优化后，补偿效果能平均提升 10% – 15%。

再次，为了更加恶劣条件下的双频激光干涉仪环境误差补偿，提出了一种基于温度梯度的分段式粒子群算法补偿方法。实验数据发现，在温度变化过快的条件下，原始的线性 Edlen 公式并不适用，于是采用微积分的思想，在每一个极小的微分元内将非线性看成线性，提出了基于温度梯度的分段式粒子群算法补偿方法，实验证明该方法能够适用于温度梯度变化较大的场景。

最后，为了解决高速补偿的需求，并且解决分段式补偿方法带来的计算量骤增问题，设计了一种用于干涉仪环境补偿的粒子群算法的硬件加速补偿系统。根据补偿算法的特点，设计了适应度计算模块，种群信息更新模块以及速度和

位置更新模块等，针对模块间数据的强依赖性，使用多起点训练方法，掩盖流水线的初始延迟，以提升计算性能。仿真结果证明该系统能将补偿时间从毫秒级提升到微秒级，并且只带来不超过 8% 的误差。

本文针对双频激光干涉仪环境误差补偿提出了两套软件解决方案和一套硬件加速方案，解决了 Edlen 公式自身局限性、温度变化过快情况下的环境误差补偿、高速补偿需求和软件补偿方案计算量骤增等问题，覆盖范围广泛，有助于提升了双频激光干涉仪的测量精度。

关键字：位移测量；双频激光干涉仪；环境误差；粒子群算法；误差补偿

Abstract

With the continuous development of semiconductor technology, the semiconductor size is approaching the physical limit, and semiconductor equipment such as semiconductor equipment lithography also puts higher requirements on the displacement measurement system: sub-nanometer resolution, nanometer-level measurement accuracy, several meters-level measurement speed and meter-level measurement range. Among the common displacement measurement methods, dual-frequency laser interferometer can meet all these requirements and therefore has an important role in the field of ultra-precision measurement. However, the measurement accuracy of dual-frequency laser interferometer is based on the laser wavelength, which is easily affected by environmental factors and therefore requires correction of the air refractive index. Edlen's formula, which is widely used for environmental error compensation of dual-frequency laser interferometer, has limitations such as temperature mismatch, wavelength mismatch and subjectivity due to the limitation of its summary conditions, which seriously hinders the improvement of measurement accuracy of dual-frequency laser interferometer. To address the above problems, this paper proposes a software and hardware compensation method for Edlen's formula based on the optimization of particle swarm algorithm, and the main research contents and conclusions are as follows.

Firstly, the mechanism of environmental error generation of dual-frequency laser interferometer is analyzed, the traditional Edlen formula compensation method is introduced, and a set of dual-optical range comparison experimental system dedicated to environmental error compensation is built and experimented, and the experimental system is improved from many aspects such as equipment, experimental variables, experimental environment, experimental methods, etc., and the measurement arm lengths of 45mm and 90mm are used to The two sets of interferometers with the measurement arm lengths of 45mm and 90mm were tested for their performance, and the root mean square error of the test data was 11.8869nm and 23.3770, which was approximately twice the relationship, which showed that the experimental system could better measure the environmental error of the dual-frequency laser interferometer.

Secondly, in order to solve the limitation of Edlen formula itself, the whole-segment compensation method based on particle swarm algorithm is proposed by com-

bining the use of particle swarm algorithm and Edlen formula. The whole-segment compensation method based on particle swarm algorithm takes Edlen formula as the objective function of particle swarm algorithm to avoid the premature convergence problem of particle swarm algorithm itself, and optimizes Edlen formula with particle swarm algorithm to solve the limitations of Edlen formula itself. The experimental results prove that, compared with the original Edlen formula compensation method, the compensation effect can be improved by 10% – 15% on average after using the particle swarm algorithm for optimization.

Again, a segmented particle swarm algorithm compensation method based on temperature gradient is proposed for the compensation of environmental errors of dual-frequency laser interferometer under more severe conditions. The experimental data found that the original linear Edlen formula is not used under the condition of too fast temperature change, so the idea of calculus is used to consider the nonlinearity as linear within each very small differential element, and the segmented particle swarm algorithm compensation method based on temperature gradient is proposed, and the experiment proves that the method can be applied to the scenario of large temperature gradient change.

Finally, a hardware-accelerated compensation system of particle swarm algorithm for interferometer environment compensation is designed in order to address the demand of high-speed compensation and to solve the problem of abrupt increase in computation caused by the segmented compensation method. According to the characteristics of the compensation algorithm, an adaptation calculation module, a population information update module, and a velocity and position update module are designed, etc. For the strong dependence of data between modules, a multi-start training method is used to mask the initial delay of the pipeline in order to improve the computational performance. Simulation results demonstrate that the system can improve the compensation time from milliseconds to microseconds and bring only an error of no more than 8%.

In this paper, two software solutions and one hardware acceleration scheme are proposed for the environmental error compensation of dual-frequency laser interferometer, which solve the problems of Edlen's formula own limitations, environmental error compensation in the case of rapid temperature change, high-speed compensation demand and abrupt increase in computation of software compensation scheme, covering a wide range and helping to improve the measurement accuracy of dual-frequency laser interferometer.

Keywords: Displacement Measurement; Dual Frequency Laser Interferometer; Environmental Error; Particle Swarm Algorithm; Error Compensation

第1章 绪论

1.1 课题来源

本课题来源于长春国科精密光学技术有限公司的横向项目：“激光测长干涉仪研制”（课题编号 KCH2310069）。

1.2 研究背景及意义

随着信息技术和数字经济的不断发展，半导体技术及集成电路产业不断高歌猛进，已广泛应用于消费电子、医疗电子、通信产业、汽车工业和国防事业等领域，是一个国家科技水平高低的重要标志之一，也是我国经济发展和国防安全的支柱产业。中国半导体行业协会（China Semiconductor Industry Association，简称CSIA）的相关数据显示，我国的集成电路产业稳步成长，在2021年度行业的销售额首次突破万亿大关，达到10458.3亿元，同比增长18.2%，2022年度仍然保持着的良好增长速度，2022上半年的销售额达到4763.5亿元，同比增长16.1%^[2]。而半导体设备是半导体行业的基石，根据国际半导体产业协会（简称SEMI）的相关数据显示，中国已经成为全球最大的半导体市场，在2021年度半导体设备的销售额已经达到1026亿美元，同比激增44%^[3]。而我国也早已开展半导体设备的相关研发工作，以光刻机中的核心系统——投影物镜为例，在十三五期间就已进行了单独立项研究（项目编号：2016ZX02201001）。

为了补偿波像差，光刻机中的投影物镜系统需要同时使用多个可以调节的驱动镜片，并且实现闭环反馈控制，这对位移传感器的精度有了较大的依赖；同时，随着半导体尺寸的不断减小，对于芯片制造商而言，时间就是金钱，所以为了适应光刻机产率的提高，掩模台和硅片台的运动速度也不断增大，如今已经达到了3m/s，并且以先进的EUV光刻机（NXE:3400C，ASML）为例，其吞吐量可以达到170片/小时，在光刻机如此高产率的前提下仍然要保持位移传感器的正确率，这对位移传感器的测量速度提出了新的挑战；而近几年来大尺寸电子设备的显示需求的增加也导致了光刻机的测量尺寸和运动行程越来越大，这导致对位移传感器的量程提出了很高的要求。综上所述，由于半导体技术的不断发展，对位移传感器提出了亚纳米级分辨率、纳米级测量精度、数米级的测量速度和米级的测量量程等要求。在光刻机对位移传感器有着如此高要求的前提下，国外的很多知名公司（如Heidenhain公司）在超高精密测量领域并不对中国

提供定制化的高精度传感器，而国内也仅有部分高校研制出了原理样机，距离实用还有一定距离，在此情形下，自主研发高精度的位移传感器已经迫在眉睫。当前比较常见的高精度位移传感器主要有电容位移传感器、光栅尺以及双频激光干涉仪，相关文献和研究者的研究工作表明双频激光干涉仪能满足上述的测量需求^[1,4-8]。

电容传感器的原理是将位移等物理量的变化情况以电容的变化反映出来，传感器的敏感元件是由一个参数可变的电容构成的，主要由上下极板、绝缘介质和衬底组成，当由于位移等物理量变化使得上下极板之间的相对距离、相对面积或者绝缘介质的介电常数发生变化时^[9]，电容值也会发生变化，然后由电容检测电路检出。但由于电容传感器结构和体积的限制，其电容一般只能达到皮法量级，有的甚至只能达到飞法量级，这会给电容检测电路带来很大困难，并且由于电容检测电路的非线性使得传感器的测量曲线线性度不好，但电容的微小值使得其在微小位移检测上具有较大优势^[10-12]。目前市面上高精度的电容传感器供应商主要为美国的 MTI 公司和德国的米铱公司，而我国对于电容位移传感器的研究起源于 20 世纪 70 年代，起步较晚，目前的产品普遍量程较小，分辨率较低^[13]。

纳米级光栅尺的基本原理主要是利用在入射光源照射下，标尺与光栅扫描图像掩模之间的相对运动形成的莫尔条纹，莫尔条纹通过多个光电探测器转换，变成近似正弦波和余弦波的光电信号，然后反推出位移值^[14]。光栅尺由于具有较短的光路，使其对环境具有一定的鲁棒性^[15]，但是光栅间距一般为 $2\mu\text{m}$ 或 $0.5\mu\text{m}$ ^[16]，并且光栅间距的均匀性会严重影响光栅尺测量的重复测量精度，这对光栅的制造工艺是个挑战。并且大长度、高线数的光栅尺制造较为困难，这导致光栅尺较难保障高测量分辨率的前提下做到较大的测量量程^[17]。目前市面上高精度的光栅尺主要由德国的 Heidenhain 公司提供。

激光干涉仪分为单频（零差式）激光干涉仪和双频（外差式）激光干涉仪，单频激光干涉仪受光强波动的影响较大，鲁棒性较差，而双频激光干涉仪将直流信号转换为交流信号进行测量，抗干扰能力强、对光强波动不明显。市面上的双频激光干涉仪均以氦氖双频激光器为光源，采用迈克尔逊干涉技术实现长距离纳米级测量精度，它可以追溯到米的基准定义，所以测量结果非常可信，它是最权威的线性测量和在线测量仪器^[18]。美国国家标准技术局研制的“校准式原子力显微镜”中就含有双频激光干涉仪，精度可达 0.1nm 。我国也于 20 世纪 70 年代就开始了激光干涉仪的研究^[19]，目前哈工大光电所的 D150 激光干涉仪的测量分辨率已达到亚纳米级别^[20]。而双频激光干涉仪的最大测量速度如式(1.1)所示^[18]， Δf 为激光的频差，通常在几十到几百 MHz 量级， λ 为激光波长，通常在几百纳米量级，两者相乘其结果很容易达到米级。

$$v_{max} = \frac{1}{2} \Delta f \lambda \quad (1.1)$$

综上所述，双频激光干涉仪满足亚纳米级分辨率、纳米级测量精度、数米级的测量速度和米级的测量量程等测量要求，或是最适合用于半导体设备的位移测量系统中的产品之一。但是由于双频激光干涉仪的位移测量是以真空环境下的激光波长为基准的，而激光波长跟空气折射率息息相关，而空气折射率容易受到温度、气压等环境因素的影响，这通常会使得实际测量环境下的激光波长小于真空环境下的波长^[21]，从而对测量产生误差。根据相关文献的描述^[22]，在对上述环境因素不进行任何控制或补偿的情况下，空气折射率的变化可能会达到50ppm，如果仅对测量环境温度进行控制，其余因素的变化也可能导致空气折射率变化20ppm以上，这会严重影响双频激光干涉仪的测量精度，而光刻机等半导体设备对位移传感器的精度要求极高，所以急需对双频激光干涉仪的环境误差进行补偿，而且需要尽可能提高补偿精度。

1.3 国内外研究现状

目前常见的补偿空气折射率的方法主要分为两类：直接测量法和间接测量法。光的干涉现象是与波长紧密关联的，利用干涉的某些特点就可以从结果直接反推出空气折射率，这种方法称为直接测量法，例如荷兰爱因霍芬科技大学使用的抽气法、波长跟踪器等。而间接测量法又可以称为PTF法^[23]，是利用对应的传感器间接测量出环境的温度、气压、湿度等影响空气折射率的因素，然后使用经验公式计算出空气折射率，常见的方法有Edlen公式、Birch公式等，Edlen公式补偿方法已广泛用于激光干涉仪的环境误差补偿。

1.3.1 直接测量法

1988年英国国家物理实验室的Birch K P等人使用抽气法进行空气折射率的测量，测量光路共分为两部分：真空腔中心管和外管，其中真空腔与气泵相连。入射光经分光镜后产生两束测量光，分别进入真空腔的中心管和外管，随后汇聚产生干涉，利用气泵进行抽气和放气，周期性地改变真空腔中心管的真空度，使其空气折射率发生改变，利用光电探测器记录下干涉信号，并解调出信号的相位差值，从而反推出空气折射率。实验结果表明，在不考虑水蒸气的情况下，该测量方法的测量值与Edlen公式的计算值误差均在 $\pm 3.2 \times 10^{-8}$ 的测量不确定度范围内^[24]。

2003年，清华大学的陈强华等人提出了一种基于等效合成波方法的空气折射率测量方法，即使用两个长度不同的真空管构成两个虚拟波，从而实现双波长测量，并使用合成理论求解合成波长从而实现空气折射率的测量^[25]。实验结

果表明，与 Edlen 公式相比，其测量精度好于 1×10^{-7} ，并且具有较好的抗干扰能力，并且结构小巧，使用方便。

Agilent 公司设计的 10717A 的波长跟踪器示意图如图1-1所示^[26]，使用的是迈克尔逊干涉仪形式，标准具使用微晶玻璃制造，微晶玻璃受温度等环境因素的影响较小，并且标准具已经在工厂中进行了真空预对准，为此标准具能够保证一个较为固定的光程，作为波长跟踪的基准；而干涉仪的另外一臂暴露在空气中，当温度等环境因素变化时，会使得该臂的光程长度发生变化，产生干涉后将结果与标准具进行对比，即可以得到折射率相对于初始折射率的变化情况，并作为折射率修正的依据。10717A 波长跟踪器的精度为 0.14ppm。

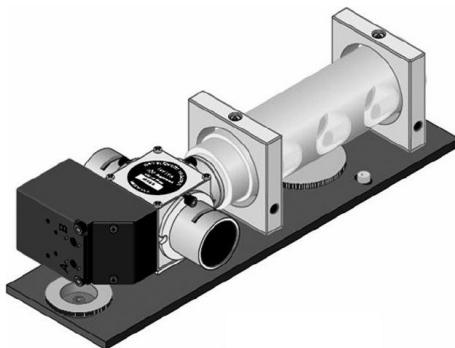


图 1-1 Agilent 10717A 波长跟踪器示意图

2014 年清华大学的池峰等人设计了一种新型的波长跟踪器，具有结构简单、制造成本低等特点，如图1-2所示^[27]。该波长跟踪器本质上也是一个激光干涉仪，将干涉仪和被测物镜固定在一个零膨胀底板上，由于底板的热膨胀系数很小，所以其长度几乎不随温度等环境因素变化，所以它能提供一个“标准腔长”（长度 200mm），因此通过波长跟踪器测量到的光程变化可以认为全部是由环境折射率变化所导致的，由此可以计算出环境的折射率变化和波长变化，对测量值进行补偿。经过实验验证，在光程长度为 200mm 时，使用该波长跟踪器进行补偿后，测量误差的 3σ 值由 24.4nm 下降到 6.9nm；光程长度为 1000mm 时，测量误差的 3σ 值由 109.7nm 下降到 25.8nm，补偿效果明显，目前该波长跟踪器已成功应用于 90nm 光刻机中。

2017 年 Yang 等人提出了一种光学频率梳校准的扫频干涉法测量空气折射率。当快速扫描可调谐外腔半导体激光器 (ECDL) 时，通过窄带带通 (BP) 滤波器从带有频率梳的拍信号生成校准标记，利用实时的激光频率校准标记和两束光束通过双间隔玻璃盒内外区域的干涉信号，可以得到激光频率与干涉位相之间的关系，用于计算空气折射率，实验示意图如图1-3所示^[28]。实验结果表明，连续测量空气折射率 2h，测量结果相比于 Ciddor 方程的误差小于 9.6×10^{-8} ，标

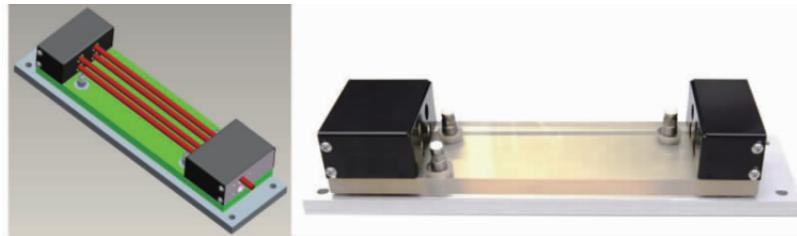


图 1-2 新型波长跟踪器示意图

准偏差为 5.9×10^{-8} ，空气折射率测量的相对不确定度为 8.6×10^{-8} ，测量原理和结构简单，结构紧凑，易于操作，一次完整的测量只需要 5s。

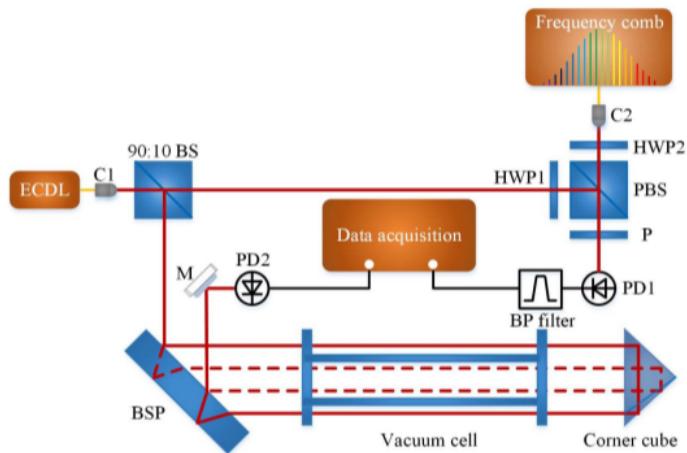


图 1-3 光学频率梳校准的扫频干涉法测量空气折射率实意图

2019 年，Chen B 等人提出了一种基于变长真空腔调相零差干涉仪测量空气折射率的新方法，通过改变真空腔长度使得空气环境和真空环境之间产生连续的光路变化，并用 PGC-Arctan 解调方法对干涉仪的相位变化进行解调。该方法最大的优点是能够对振动和空气波动有较强的鲁棒性，在这种情况下也能准确地计算出真空腔长度改变过程中的积分条纹，从而精确解调真空腔长度改变前后的相位。测量装置示意图如图 1-4 所示^[29]，M1 为参考镜，固定在压电驱动器 (PZT) 上，M2 为被测镜，一个具有固定腔长 (W1) 和可变腔长 (W2) 的真空腔放置在 PBS 和 M2 之间，W2 被放置在一个工作台上，在测量过程中可以移动以改变腔长，PC 用于计算信号的相位，MC 是运动控制器，用于控制工作台的移动，该方法在实验中与 Edlen 公式的结果进行了对比，验证了方法的可行性，实验结果表明，其标准偏差在 20min 内优于 2.6×10^{-8} ，在 8.5h 内优于 4.6×10^{-8} 。

1.3.2 间接测量法

2000 年，美国的 Okafor A C 和 Ertekin Y M 使用 Renishaw 的低功耗氦氖激光器校准单元以及环境控制器单元 (EC10) 对立式加工中心 (Vertical Machining

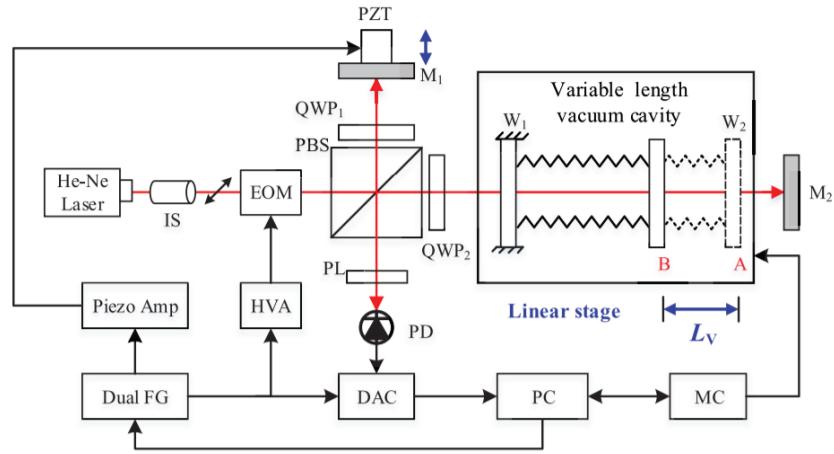


图 1-4 基于变长真空腔调相零差干涉仪的空气折射率测量装置示意图

Center, VMC) 的温度变化误差进行精度表征, 如图 1-5 所示^[30]。三个材料温度传感器磁性连接到 X 轴 (左侧)、Y 轴 (背面) 和 Z 轴电机外壳上, 除此之外, 气压和湿度传感器探头一起磁性地附着在机器工作台上, 用于监测环境影响, 而气压和湿度传感器本体位于环境控制器单元 (EC10) 内。上位机 Gateway 2000 使用 EC10 的实时传感器输出, 使用 Edlen 公式自动计算获取的激光数据的环境补 偿值。

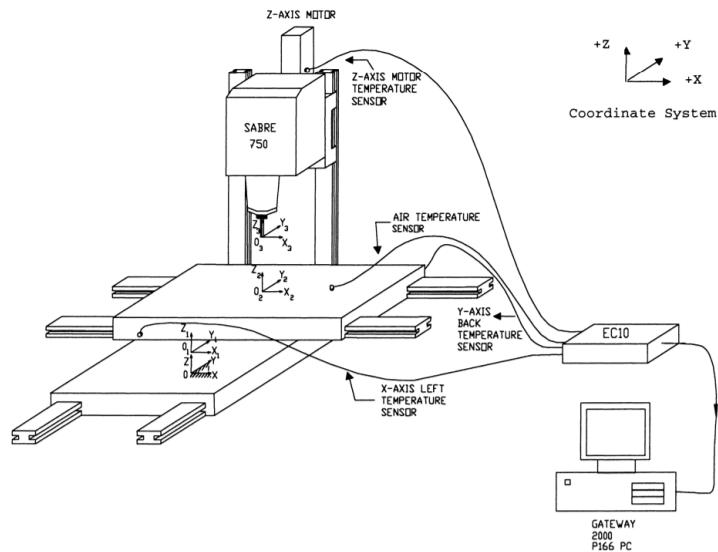


图 1-5 Sabre 750 VMC 布局和温度传感器位置示意图

由于间接补偿法依赖于 Edlen 公式进行空气折射率的计算, 但是该公式是经验的, 并不完全准确, 为了提高重复测量精度, 满足光刻机等超精密平台对重复定位精度的高要求, 2012 年 GAO 等人在 Birch 和 Down 修正的 Edlén 公式的假设的基础上, 推导了采用间接补偿法时环境参数的重复测量精度与重复性之间的关系, 举例分析了 Bonsch 的修正公式与 Down 的修正的 Edleen 公式之间的差

异，说明了该假设的合理性。仿真结果说明，使用 Edlen 公式的间接补偿法可以达到亚纳米级别的重复测量精度。

2015 年，上海市计量测试技术研究院的周毅冰等人为保证激光干涉仪的测量准确度，设计了一套用于激光干涉仪环境误差补偿单元中气压传感器的检定装置，如图 1-6 所示^[31]，主要包括气压密封罐、压力控制器和计算机终端三部分。所用的气压传感器的精度等级属于 0.1 级（根据 JJG1084-2013），压力空气制的量程为 0-350kPa，气压密封罐的泄露速率在控制器的可控范围之内。实验数据表明，其重复性和稳定性良好，整套装置符合 JJG1084-2013 要求，可用于激光干涉仪的环境误差补偿单元。

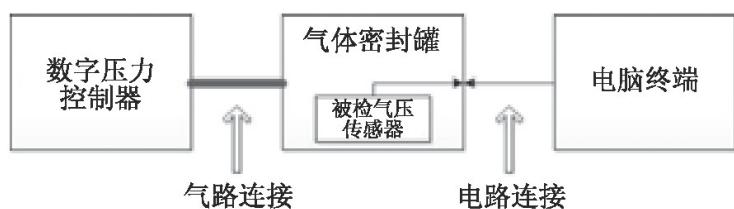


图 1-6 周毅冰等人设计的压传感器的检定装置图

2016 年，韩国的 K. Lee 等人提出了一种使用拉格朗日乘数法对双频激光干涉仪的环境误差进行补偿，即使用拉格朗日乘数法来最小化目标函数，在约束条件下寻找最优解。如式(1.2)和式(1.3)所示^[32]，式中 Φ 代表理想情况下的的无噪声相位； I_x 和 I_y 是包含相位信息 Φ 的强度信号， a 、 h 、 b 和 v 是用于表示环境误差模型的不确定性参数，采用最小二乘法进行估计。实验使用电容位移传感器进行纳米级的测量，结果表明该方法相比于使用最小二乘法进行估计，有着更小的均方根值误差。

$$\tilde{I}_x \propto \left(\frac{AB}{2} + \Delta\alpha\right) \cos\Phi + h = aI_x + h. \quad (1.2)$$

$$\tilde{I}_y \propto \left(\frac{AB}{2} + \Delta\beta\right) \cos\Phi + v = bI_y + v. \quad (1.3)$$

2018 年，天津大学的吴炳阳等人提出一种利用气压传感器和二等标准铂电阻温度计对数字传感器测量值进行校准和修正的方法，并利用温度值对大气压值进行修正^[33]。该方法使用瑞 Sensirion 公司 SHT75 数字式温湿度传感器，温度的精度为 $\pm 0.3^{\circ}\text{C}$ ，相对湿度的精度为 $\pm 1.8\%$ ；气压传感器为美国 Measurement Specialties Inc 公司的 Ms5803 传感器，测量范围为 10-1300hPa，精度水平为 $\pm 1.5\text{hPa}$ 。校准后实现标定好长度的真空管，测量出抽真空前后光程长度的变化值，并以此计算空气折射率值。实验结果表明，使用该方法修正后的空气折射率测量值精度为 10^{-8} ，准确度估计等级达到 10^{-7} 量级。

2021年，桂林电子科技大学的丁子婷等人进行了对比实验，使用Edlen公式对不同光程长度的双频激光干涉仪的环境误差进行了补偿，仿真分析了温度、压强、湿度以及多变量情况下，环境因素变化对空气折射率的影响，减小热膨胀误差的干扰，对震动因素进行了模态分析，搭建了如图1-7所示的实验系统^[34]，包含一套分立式干涉仪、激光器、高精度的温度传感器、高精度的压强传感器以及隔震平台。实验结果表明，在光程为18mm和30mm情况下，使用Edlen公式补偿后的位移值的 3σ 值均有下降。

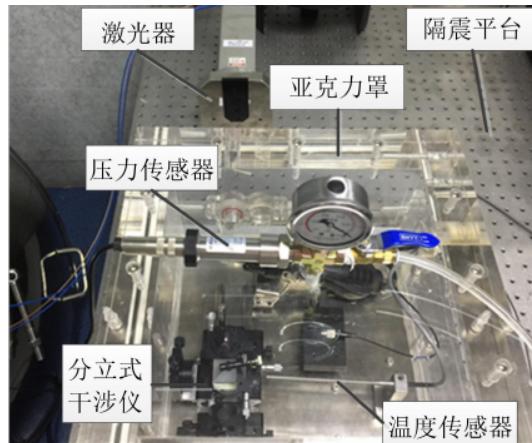


图1-7 双频激光干涉仪环境误差补偿实验平台图

2022年，为解决PTF法对高精度传感器的依赖问题，浙江理工大学纳米测量技术实验室的严利平等，提出了一种基于激光单频干涉和PTF传感融合的空气折射率测量方法，即使用低精度传感器获得低精度的空气折射率预测值，并以此确定干涉条纹的整数周期数；并在干涉仪测量臂上构建了两束测量光，分别经过真空腔内部和真空腔外部，并测量这两束测量光干涉的相位差即可得到相位的小数部分，并使用PGC-Arctan解调方法，以实现空气折射率的测量。实验设备如图1-8所示^[35]，主要包括激光器（ECDL）、PTF传感器、线性导轨滑块（GCD-040101M）、RedPitaya开发板以及Renishaw的空气折射率补偿单元（XC-80）。实验结果证明，与使用Edlen公式法得到的空气折射率测量结果相比，1小时内的标准偏差为 2.3×10^{-8} 。

1.4 本文的主要工作及组织结构

1.4.1 本文的主要工作

本文针对光刻机物镜可动机构的超精密位移的超高精度检测需求，开展基于双频激光干涉仪的精度的相关研究，而环境误差作为双频激光干涉仪的主要误差之一，是限制双频激光干涉仪测量精度的主要因素之一。本文结合使用Edlen

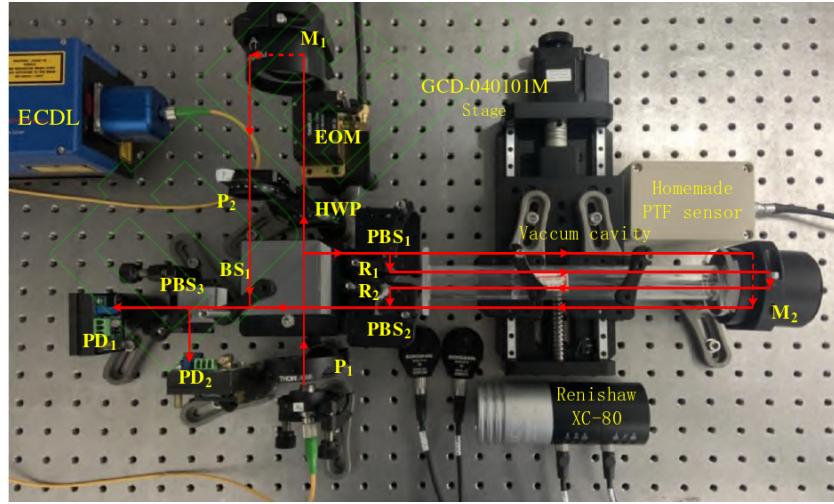


图 1-8 基于激光单频干涉和 PTF 传感融合的空气折射率测量装置图

公式和粒子群算法，从软件补偿和硬件补偿两个层面开展相关研究，主要包含以下研究内容：

1. 实验系统的搭建、改进与实验测量。为了采样到更为精准的温度数据，开发了基于 PT100 温度传感器的多通道温度采集系统，基于 LabVIEW 开发了配套的上位机系统和标定系统，并且进行了标定过程，各通道的拟合优度值都大于 0.9999。并且为了能够测量到精准的环境误差，从实验设备、实验变量、实验环境和实验方法等多个角度对实验系统进行了改进，例如为了减小材料热胀冷缩的影响，开发了一套环境误差测量专用的干涉仪，不含任何的金属外壳，而是使用光学元件直接粘接制成，并且将底座粘接在微晶玻璃上。在实验测量方面，为了保证补偿场景的完善性，进行了短时测量、长时测量以及大范围温度变化三种场景下的多次数据采集。
2. 结合使用 Edlen 公式和粒子群算法进行补偿，以消除两种方法自身的局限性。现有的 Edlen 公式是根据 644.0nm、508.7nm、480.1nm 和 467.9nm 四个波长段在 20°C 测量数据得出的，而如今双频激光干涉仪的激光波长大多为 633nm，并且光刻机中的工作温度为 22°C，两者在波长段和使用温度上并不匹配。而粒子群算法当粒子群到达局部最优解附近时，粒子速度的更新主要由自身速度决定，这会使得粒子难以跳出当前的局部最优解，发生早熟收敛问题。将两者结合使用，以 Edlen 公式作为粒子群算法的搜索模型，能充分挖掘训练样本中的数据关系，解决 Edlen 公式条件不匹配问题，并且由于原始的 Edlen 公式为粒子群算法提供了一个优秀的搜索起点，相当于大幅压缩了粒子群算法的搜索空间，这能非常有效地避免早熟收敛问题的出现。

3. 基于软件层面的补偿方法。使用整段式的粒子群算法补偿方法对实验数据进行补偿，补偿效果较未优化前的 Edlen 公式均得到了明显提升。但通过实验发现，传统的线性 Edlen 公式似乎并不适用于温度梯度变化较大的场景，为此进行了额外的实验，并且采用微积分的思想，在每一个极小的微分元内将非线性看成线性，提出了基于温度梯度的分段式粒子群算法补偿方法，实验证明该方法能够适用于温度梯度变化较大的场景。
4. 基于硬件层面的加速补偿方法。基于温度梯度的分段式粒子群算法补偿方法的提出对粒子群算法的运算速度有着更高的要求，而提升运算速度的一大有效方法就是设计专用的加速结构。为此将软件层面的补偿算法进行了算法硬化，让其更加适合于硬件设计，并提出了双差分验证框架以保证硬件设计的正确性和可靠性。在设计过程中使用流水线技术提高系统吞吐率，并且设计了专用的流水线握手方案，针对粒子群算法的运算过程，设计专用的适应度计算模块、种群信息更新模块以及速度和位置更新模块对粒子群算法进行加速。
5. 软硬件补偿方法的性能对比。软件补偿方法和硬件补偿方法各有优劣，通过真实的实验数据和仿真信息比较了两种方法在运行时间、硬件资源和补偿性能等方面的优劣，并对两种补偿方法进行了总结。

1.4.2 本文的组织结构

本文的研究工作主要分为七章，各章的主要安排如下：

第一章：绪论。本章首先会介绍课题的具体来源，论文的研究背景及意义，介绍国内外的研究人员在干涉仪环境误差补偿上所开展的相关研究工作，提出本文主要的研究内容，以及全文的章节架构。

第二章：双频激光干涉仪的环境误差及 Edlen 公式补偿方法。本章首先对激光位移测量理论基础进行了梳理，介绍了多普勒频移和拍频现象，并以此为基础扩展出单频激光干涉仪和双频激光干涉仪的测量原理，并从双频激光干涉仪的测量原理中推导出环境误差的成因和原理公式。随后介绍了 Edlen 公式，对公式的变化曲线进行了分析，并根据 Edlen 公式的诞生条件分析其局限性，为后续粒子群算法补偿方法的提出做了铺垫。

第三章：双频激光干涉仪的环境误差补偿实验系统。本章首先介绍了基于 PT100 的八通道温度测量系统的设计情况，包含其上位机软件的设计、标定程序的设计以及标定过程和标定结果，随后介绍了气压传感器以及补偿系统的总体方案，并从实验设备、实验变量、实验环境和实验方法四个方面对实验系统进行了多次改进，以便于测量到更加准确的环境误差。随后介绍了实验系统安装和

调试过程，并采集了短时测量、长时测量以及大范围温度变化测量三种测量场景下的实验数据，使用原始的 Edlen 公式对实验数据进行补偿，验证了 Edlen 公式的补偿效果，便于后续工作开展时进行对比。

第四章：基于粒子群算法的软件补偿方法及算法硬化。本章首先介绍了粒子群算法的原理及算法过程，还有本文工作所使用的线性惯性权值递减策略。随后介绍基于粒子群算法优化后的 Edlen 公式补偿方法，包含数据预处理和训练过程。然后使用短时测量、长时测量以及大范围温度变化测量三种测量场景下的实验数据进行补偿，并与原始 Edlen 公式的补偿效果进行对比。但在实验过程中发现传统的线性 Edlen 公式似乎并不适用于温度梯度变化较大的场景，为此又开展了更多的实验，并使用微积分的思想，在每一个极小的微分元内将非线性看成线性，从而提出了基于温度梯度的分段式粒子群算法补偿方法，介绍了该方法的具体算法原理和流程图，并通过实验验证了算法的可行性。为了解决该方法对粒子群算法运行速度的高要求，将补偿算法进行算法硬化，主要包含：数据定点方案及截断方案、补码运算、乘除转换转换方案、四舍五入方案等，并在硬化过程中提出专用的差分验证环境，便于后续硬件设计工作的开展。

第五章：用于干涉仪环境补偿的粒子群算法的硬件加速补偿系统设计。本章首先介绍了在设计过程中使用到的流水线技术、握手控制技术、逻辑复制和资源共享技术、门控时钟技术以及基于线性反馈移位寄存器的随机数生成技术。然后介绍了粒子群算法加速补偿系统的总体架构，包含架构图、parameter 定义表以及所有的接口信号表，并且分模块地介绍了适应度计算模块 (pso_fitness_cal)、种群信息更新模块 (pso_population_upda) 以及速度和位置更新模块 (pso_velocity_cal) 三个模块的架构图和接口信号表。然后介绍了系统顶层的寄存器配置顺序以及多起点训练方法，最后提出双差分验证框架，即上述的差分验证框架中进行更新，引入硬件和算法硬化模型，在验证过程中进行两次验证。

第六章：软硬件补偿方法的性能对比。本章首先对比分析了软件补偿方法和硬件补偿方法的运行时间、资源消耗以及补偿效果，并对两种补偿方法的使用条件进行了总结。

第七章：总结和展望。本章主要是对全文的工作进行了总结，并对后续可能的研究方向进行了展望。

为了更加清晰地展示本文的组织结构，本文通过图1-9进一步展示各章节的内容和章节之间的脉络。

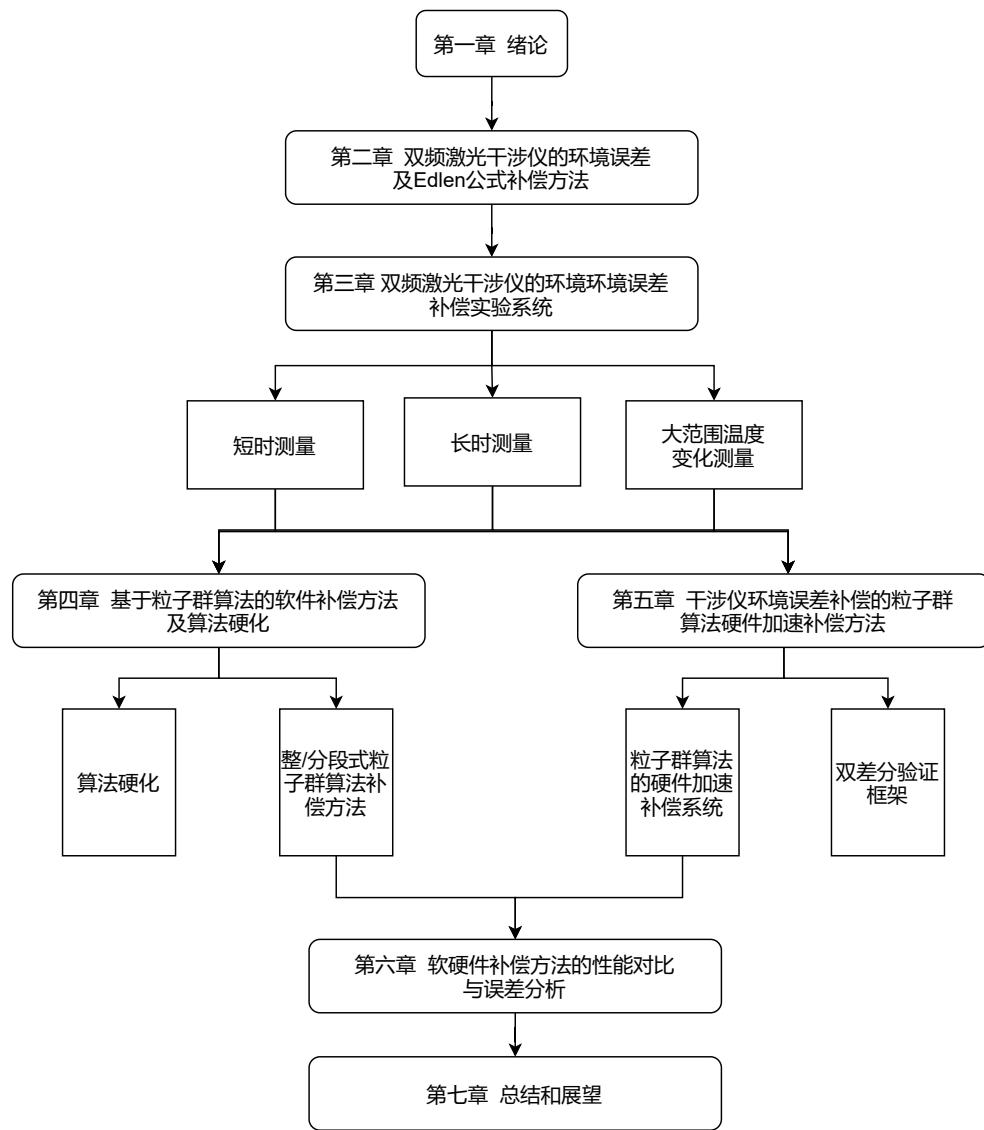


图 1-9 论文组织架构图

第 2 章 双频激光干涉仪的环境误差及 Edlen 公式补偿方法

2.1 激光位移测量理论基础

目前许多常见的激光位移测量方法，其原理大多基于多普勒频移，即将位移/速度变化转变为信号的相位变化进行测量；同时为了提高测量精度，并且减小低频噪声的干扰，往往利用拍频现象，将测量信息挂载在两个波叠加产生的拍上，由于拍的幅值是随着时间周期变化的，从而将测量信号从直流量转变为交流量。

2.1.1 多普勒频移

多普勒频移 (Doppler Shift) 是由奥地利科学家 Christian Johann Doppler 于 19 世纪发现提出的^[36]，该效应指的是当接收体与波源之间存在相对运动时，接收体接收到的波的频率与波源发出的频率不相同，是在波源本身频率的基础上发生了一定的频移，即为多普勒频移。

多普勒频移的产生是由于运动导致波的传播路程差发生了变化，使得波对于接收体而言在空间中不是均匀分布了，如图2-1所示，当波源位置从 S1 变为 S2 时，接收体所在的 P 点单位时间内接收到的波的个数增加，即接收体处的波的频率增加，反之则频率减小。一般的，当波源和接收体相互靠近时，波被压缩，接收体单位时间内接收到的波的个数增加，即频率变高；当波源和接收体相互远离时，波被拓展，接收体单位时间内接收到的波的个数减少，即频率变低。

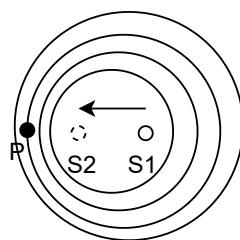


图 2-1 多普勒频移示意图

由于波源和接收体之间的相对运动而产生的频率变化值的大小与相对运动的速度之间存在定量推导关系，从而使得多普勒频移广泛应用于激光速度/位移

测量领域。如图2-2所示，接收体处在P点，波源从点S1以速度v朝着点S2运动时，有：

$$\Delta L = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta. \quad (2.1)$$

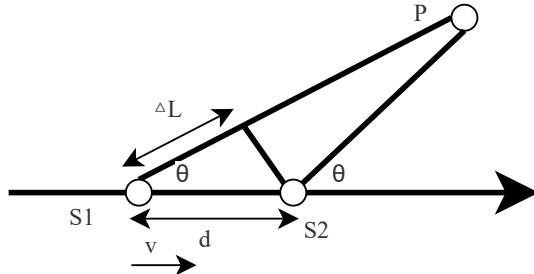


图 2-2 多普勒频测速示意图

式(2.1)中 θ 是 S1 和 S2 处出射波的夹角， ΔL 两处位置的波程差， Δt 为运动所需的时间。由于在实际测量中，波源或者接收体在单位时间内运动距离相比于波源和接收体之间的距离很小，所以可以近似认为 S1 和 S2 两处的 θ 是相同的^[37]，由于波的传播路程差导致的相位变化值为：

$$\varphi = \frac{2\pi \Delta L}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \theta. \quad (2.2)$$

对式(2.2)左边进行变换，即可得到多普勒频移与运动速度 v 之间的关系：

$$\varphi_d = \frac{\Delta \varphi}{2\pi \Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta. \quad (2.3)$$

2.1.2 拍频现象

对于两个振动方向相同、振动频率相同并且相位差恒定的简谐波叠加，会在空间中产生强弱相间的固定分布，这种现象称为干涉。如若两个简谐波的振动频率略有差异，其叠加时会在空间中产生幅值随时间变化的周期性分布，这种现象则称为拍^[38]，拍频则定义为单位时间内合振幅周期性强弱变化的次数。

假设两个振动方向相同的简谐波的方程为

$$x_1 = A_1 \cos \omega_1 t. \quad (2.4)$$

$$x_2 = A_2 \cos \omega_2 t. \quad (2.5)$$

上式中 $A_1 = A_2$, 并且 $|\omega_1 - \omega_2| \ll \omega_1 + \omega_2$, 那么 x_1 和 x_2 在空间中相遇叠加产生的拍的方程为:

$$x = x_1 + x_2 = 2A\cos(\omega_1 t + \omega_2 t). \quad (2.6)$$

对式(2.6)进行化简后可以得到:

$$x = x_1 + x_2 = 2A\cos\left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2}t\right)\cos\left(\frac{\omega_2 + \omega_1}{2}t\right). \quad (2.7)$$

上式中 $|2A\cos(\frac{\omega_2 - \omega_1}{2}t)|$ 为 x_1 和 x_2 在空间中叠加后拍的幅值, 可以看出这是一个随时间周期性变化的值, 而 $\frac{\omega_2 + \omega_1}{2}$ 则为拍的角频率, 这也是一个随着时间周期性变化的值, 两者共同导致了拍在波形上表现为周期性变化的形式, 如图2-3所示。

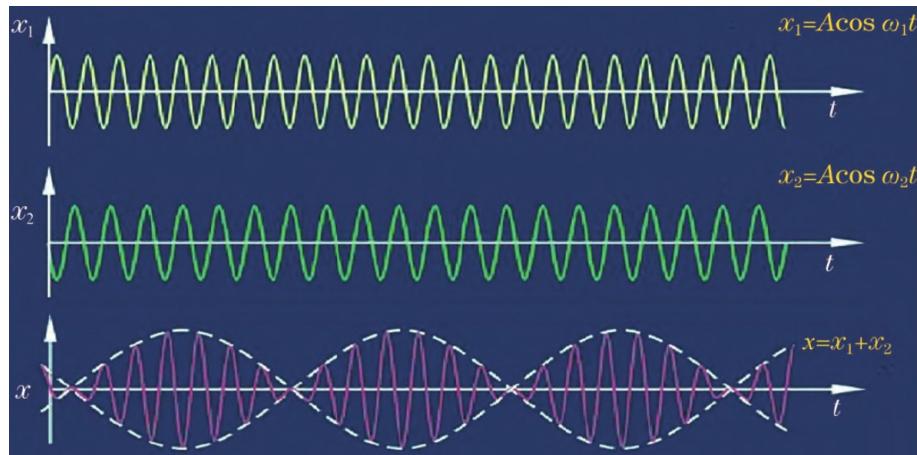


图 2-3 拍频波形示意图^[1]

并且根据角频率和频率之间的转换关系: $\omega = 2\pi f$ 和式(2.7)可以看出, 拍的频率为两个简谐波的原始频率之差的一半, 即:

$$f = \frac{f_1 - f_2}{2}. \quad (2.8)$$

虽然当前激光的频率通常很高(约为 10^{14}Hz 量级), 这使得目前的光电探测器无法响应^[1], 但通过拍频现象, 即可将高频的信息转变为低频信息, 便于光电探测器响应。

2.2 激光干涉仪原理

2.2.1 单频激光干涉仪

单频激光干涉仪, 也可以称为零差干涉仪, 具有精度高、稳定可靠, 且相对成本较低等特点^[39]。其示意图如图2-4所示。

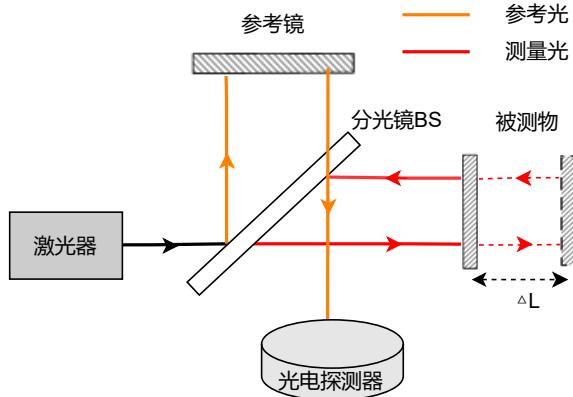


图 2-4 单频激光干涉仪原理图

激光器出射的激光经过分光镜 BS 后产生两束光：一束进入参考臂，并被参考镜反射，另一束进入测量臂，并被被测物体反射，当被测物体位移为 ΔL 时，测量光会携带上对应的多普勒频移 f_d ，两束光分别经参考镜和被测物体反射后会再次汇聚，随后射入光电探测器，根据相位的变化即可反推被测物体的位移。

2.2.2 双频激光干涉仪

双频激光干涉仪结构如图2-5所示，激光出射的含有 f_1 和 f_2 两个频率成分的激光经过偏振分光棱镜 (polarization beam splitter,PBS) 分为测量光 f_1 和参考光 f_2 ，测量光 f_1 进入测量臂之后，携带上被测物体位移 ΔL 的多普勒频移 Δf 。由于测量臂和参考臂上各放置了一块四分之一玻片 (Quarter Wave Plate,QWB)，测量光和参考光在返回 PBS 之前都经过两次 QWB，使得其偏振态发生改变，原本透射的测量光再次返回 PBS 时变为反射，原本反射的参考光再次返回 PBS 时变为透射，参考光和测量光汇聚，耦合进光纤，由采集板卡从多普勒频移 Δf 解调出被测物体的位移 ΔL 。

从图2-5可以看出，激光从激光器出射后经过一次反射才达到接收体，不同于图2-2中波源直接抵达接收器的情况，所在双频激光干涉仪中物体移动的距离应是两倍的影响，即式(2.1)应乘 2，并且一般都为垂直入射，所以 θ 可近似认为 0，所以式(2.3)可改写为：

$$\varphi_d = \frac{2v}{\lambda}. \quad (2.9)$$

并且由于 $v = dl/dt$ ，带入式(2.9)中可得：

$$dl = vdt = \frac{\lambda}{2}\Delta f dt. \quad (2.10)$$

上式中 dl 被测物体单位时间内的位移，即位移的微分量， Δf 为 dl 对应的多普勒频移，对式(2.9)进行积分可得：

$$L = \int_0^t vdt = \int_0^t \left(\frac{\lambda\Delta f}{2}\right) dt = \frac{N\lambda}{2}. \quad (2.11)$$

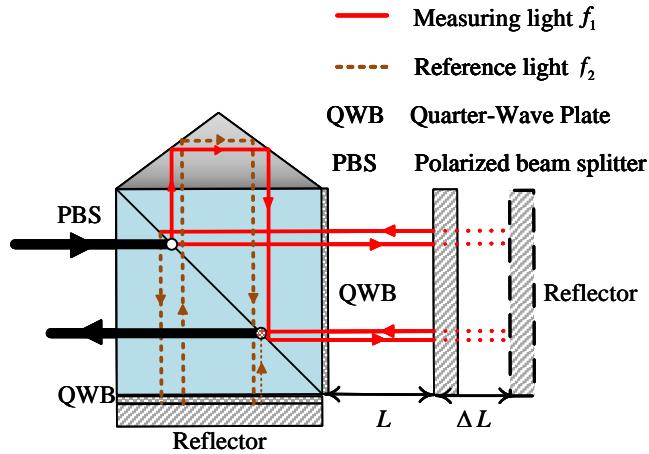


图 2-5 双频激光干涉仪原理图

式(2.11)即为双频激光干涉仪位移测量的基本公式^[34]。

2.3 双频激光干涉仪的环境误差及其成因

但在真实的测量场景中，双频激光干涉仪的测量值 D 是指干涉仪系统实际输出的位移值，是由条纹数 N 乘上干涉仪系统的分辨率 R_{es} 得到的，而条纹数 N 与光程的变化有关，即：

$$D = R_{es} \times N = R_{es} \times \frac{\Delta L \times n_0 \times M_o}{\lambda \div M_e} = \Delta L \times n_0. \quad (2.12)$$

式(2.12)中， n_0 为真空中的空气折射率，近似可认为 1，干涉仪的分辨率 R_{es} 与激光的实际波长 λ 、电子细分 M_e 和光学细分 M_o 有关。电子细分 M_e 由干涉仪系统的采集板卡决定，常见的有 32、64、128、256……2048 等，而光学细分 M_o 只与干涉仪的设计结构有关，对于采用角锥镜为被测对象的干涉仪，光学细分一般为 2，采用平面镜为被测对象的干涉仪，光学细分一般为 4，干涉仪的分辨率具体计算公式如下：

$$R_{es} = \frac{\lambda}{M_o \times M_e}. \quad (2.13)$$

电子细分和光学细分在测量过程中一般不会引入太大的误差，但是激光的波长跟测量环境中的空气折射率有关，而外界环境因素（温度、气压等）的变化也会导致空气折射率变化 Δn ，此时，干涉仪系统测量值 D 不仅包括被测物体的位移 ΔL ，还包括由于折射率变化引起的光程变化 Δl ，即：

$$D = \Delta L(\Delta n + n_0) + L\Delta n. \quad (2.14)$$

但由于测量臂长度 L 一般远大于被测物体位移 ΔL ，由式(2.12)和式(2.14)可

得, 由于外界环境因素 (温度、气压等) 引起的误差为:

$$D = [\Delta L(\Delta n + n_0) + L\Delta n] - \Delta L n_0 = \Delta n(\Delta L + L) \approx \Delta n L. \quad (2.15)$$

当进行零位测量时, 即被测物体的位移 $\Delta L = 0$ 时, 式(2.15)中的约等号即可变为等号, 此时从公式可以看出, 干涉仪的环境误差是与测量臂长成正比的, 这也是判断干涉仪环境误差补偿是否精准的标志。

根据相关文献的描述^[22], 在对上述环境因素不进行任何控制或补偿的情况下, 空气折射率的变化可能会达到 50ppm, 如果仅对测量环境温度进行控制, 其余因素的变化也可能导致空气折射率变化 20ppm 以上。放在双频激光干涉仪领域, 根据式(2.15)可知, 空气折射率变化需要乘上测量臂长度才是双频激光干涉仪的环境误差, 这就导致当测量臂长度较小时, 这部分的误差是可以忽略不计的, 但随着测量臂长度的增加, 双频激光干涉仪的环境误差也随着增大。以 10mm 的测量臂长度为例, 当温度变化超过 0.1°C 时, 这部分的误差就可能已经超过 1nm 了, 所以需要对上述的环境误差进行补偿。

2.4 基于 Edlen 公式的补偿方法及其局限性

2.4.1 Edlen 公式补偿方法

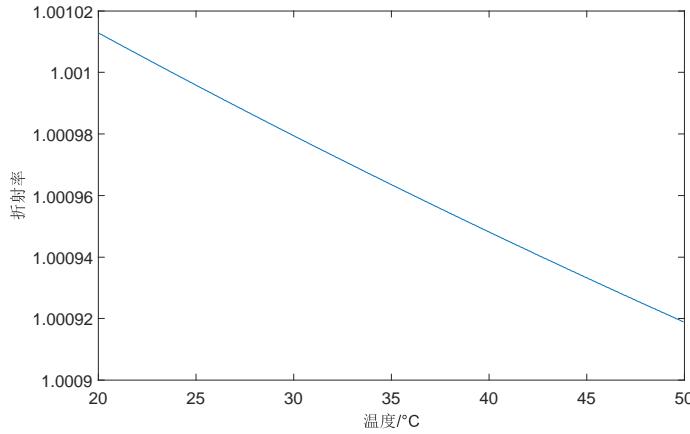
1965 年, Edlén 基于洛伦兹方程和空气密度方程推导出了空气密度因子, 并基于空气密度因子提出 Edlen 公式用于空气折射率的修正^[40]。最近一次广泛承认的修正是 Boensch 等^[41]于 1998 年优化的 Edlen 公式, 其中关于空气折射率与温度和气压的关系如式(2.16)所示。

$$(n - 1)_{tp} = \frac{Pn_0}{93214.60} \frac{[1 + 10^{-8}(0.5953 - 0.009876T)]}{1 + 0.0036610T}. \quad (2.16)$$

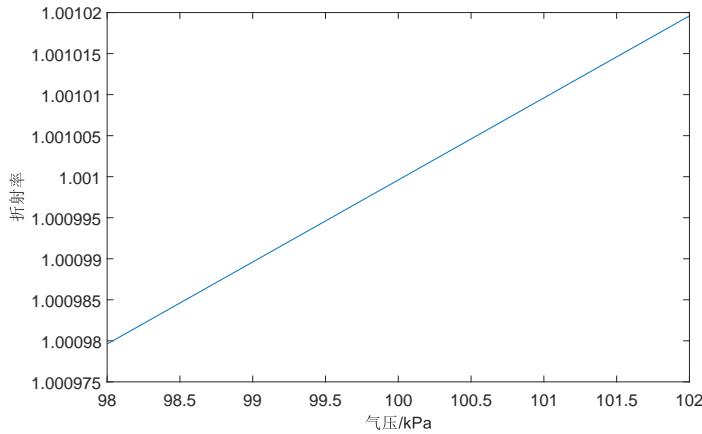
式(2.16)中 $(n - 1)_{tp}$ 为考虑温度与气压时的空气折射率, n_0 为理想情况下空气折射率, P 为环境气压, T 为环境温度。当气压 P 取一个标准大气压 (101.325kPa), 温度 T 从 20°C 变化到 30°C 时, 折射率随温度的变化如图2-6(a)所示; 当温度 T 取 20°C, 而气压 P 在一个标准大气压附近变化时, 折射率随着气压的变化如图2-6(b)所示。

可以看出, 在上述范围内, 空气折射率和温度/气压变化呈近似线性^[42]。对式(2.16)中各因子求偏导数, 可以得到空气折射率变化 10^{-8} 时温度和气压的变化因子分别为 3.73Pa 和 0.01°C^[43]。通过仿真分析, 可得出温度和气压对空气折射率的影响呈线性或近线性关系, (2.16)可简化如下^[44]:

$$\Delta n = \frac{\delta n}{\delta T} \Delta T + \frac{\delta n}{\delta P} \Delta P = -9.36 * 10^{-7} \Delta T + 2.68 * 10^{-9} \Delta P. \quad (2.17)$$



(a) 折射率随温度变化



(b) 折射率随气压变化

图 2-6 折射率变化图

式(2.17)中 Δn 为空气折射率的变化值, ΔT 为温度变化值, 单位为 $^{\circ}\text{C}$, ΔP 为气压变化值, 单位为 Pa 。由温度传感器和压力传感器测量出对应的温度值和压力值, 带入式(2.17)计算出空气折射率变化值, 再由式(2.15)即可求出干涉仪的环境误差。

2.4.2 局限性

现有的 Edlen 公式用于干涉仪环境补偿有着如下局限性:

1. 波长不匹配: 现有的 Edlen 公式是根据 644.0nm 、 508.7nm 、 480.1nm 和 467.9nm 四个波长段的测量数据得出的^[45], 而干涉仪由于对光束横模模式和频率稳定性的高要求, 所用的激光光源多为波长段为 633nm 的氦氖激光器, 两者在波长段上并不匹配。
2. 温度不匹配: 现有的 Edlen 公式的适用温度为标准条件下温度 20°C ^[45], 而

双频激光干涉仪广泛使用于光刻机中或其它超精密测量领域，其工作环境温度大多为 22°C 或常温范围（24°C-26°C）。

3. 主观性强：有的 Edlen 公式是根据实验数据人为总结的，带有很大的主观性。

2.5 本章小结

本章主要介绍了激光位移测量的基本理论和干涉仪环境误差的成因及 Edlen 公式补偿方法。首先阐述了激光位移测量领域广泛利用的两个原理：多普勒频移和拍频。随后介绍了单频激光干涉仪和双频激光干涉仪结构和光路，并从双频激光干涉仪一些参数值说起，其中包括分辨率、电子细分、光学细分等，详细分析了环境误差的成因以及影响大小。最后介绍了目前广泛应用于双频激光干涉仪环境误差补偿的 Edlen 公式，并说明当前 Edlen 公式存在着波长不匹配、温度不匹配、主观性强三个局限性，为后文的工作提供了基础。

第3章 双频激光干涉仪的环境误差补偿实验系统

3.1 基于 PT100 的八通道温度测量系统

本文工作所采用的温度传感器为基于 PT100 电阻的多通道温度测量系统，最多支持 8 个通道的同时测量，供电电压为 +12~+24VDC，能够支持 $22^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$ 范围内的温度测量，测量精度 $\leq \pm 0.04^{\circ}\text{C}$ 。

3.1.1 上位机系统

基于 PT100 电阻的多通道温度测量系统上位机采用美国国家仪器 (NI) 公司研制的 LabVIEW 程序开发环境开发，并且需要 NI LabVIEW Runtime 和 NI-VISA 模组。该上位机软件能够实现数据的测量、显示、存储并且自带标定数据分析功能，包含一个主 vi: main.vi 和两个子 vi: 数据处理.vi 和数据存储.vi，上位机软件流程图以及部分关键代码如图3-1所示。

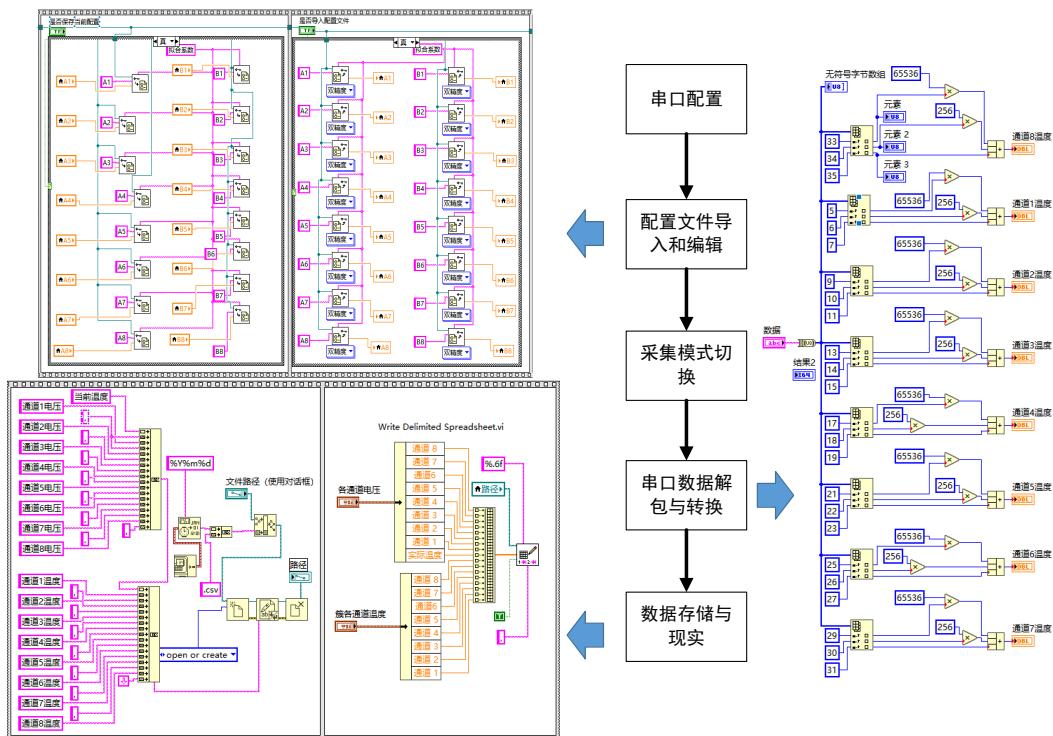


图 3-1 上位机程序示意图

程序的面向用户界面如图3-2所示：



图 3-2 温度测量上位机前面板

图3-2分为两个部分：中间的显示区和左侧的配置区。显示区可见 8 个通道当前的标定系数，以及温度的实时测量值，并且过去一段时间内的温度测量值的变化趋势则会以曲线的形式显示，用户界面的左列配置区可进行以下参数的设定：

1. 数据文件保存路径：选择测量数据保存的文件夹路径，程序会自动在该文件夹下产生.csv 文件，文件的命名格式为年月日，如 20210129。
2. 配置文件的路径：选择配置文件路径，上位机软件会根据该配置文件里的系数计算温度值，配置文件通常由程序自带的标定拟合功能产生。
3. 自动发送：自动采集模式与手动采集模式的选择开关，若为自动采集模式，则根据“发送间隔”和“发送次数”两个参数，每隔一段时间进行一次采集，达到设定的采集次数之后程序停止；若为手动采集模式则每次单击“发送”按钮后进行一次采集。
4. 发送间隔：自动发送模式下，每次发送采集命令之间的时间间隔。
5. 发送次数：自动发送模式下，发送采集命令的总次数（即采集次数），-1 为无穷次。
6. 实际温度：用于记录当前的实际温度，会在产生的.csv 文件中有记录，该项主要用于系统标定时。
7. 串口配置：设置串口的波特率、数据比特位宽以及奇偶校验位。

3.1.2 标定过程及结果

基于 PT100 电阻的多通道温度测量系统标定过程如图3-3所示, 在中空的热承中灌导热系数较好的油, 并在热承下放置半导体制冷片, 半半导体制冷片下方放置散热片, 两者接触面均匀涂抹导热硅脂, 其余位置用黑色保温棉包裹, 将待标定的 PT100 温度传感器捆绑在一起, 减少温度不均性带来的误差。使用 TCM-X107 数字温控模块控制半导体制冷片, 并在 $16^{\circ}\text{C} \sim 26^{\circ}\text{C}$ 范围内取定几个温度点作为标定点, 采用高精度温度传感器 T520 进行标定, 每个标定点待温度稳定之后, 以 0.5Hz 的采样频率, 采集一百个数据, 去除最大值和最小值之后, 以这 98 个点的平均值作为待标定数据。

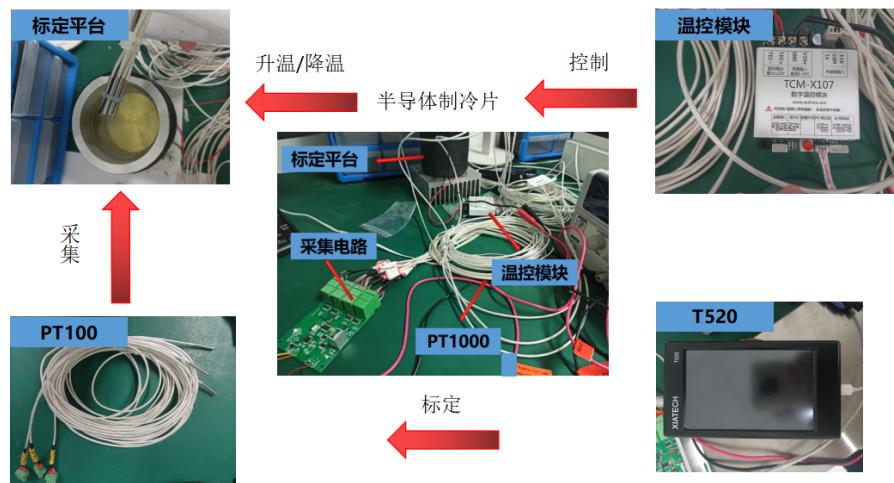


图 3-3 标定示意图

标定程序界面如图3-4所示, 红色的点为 8 个通道采集到的离散的温度数据, 蓝色曲线为标定程序输出的拟合曲线, 程序会自动根据标定结果生成.ini 配置文件, 供测量系统上位机使用。

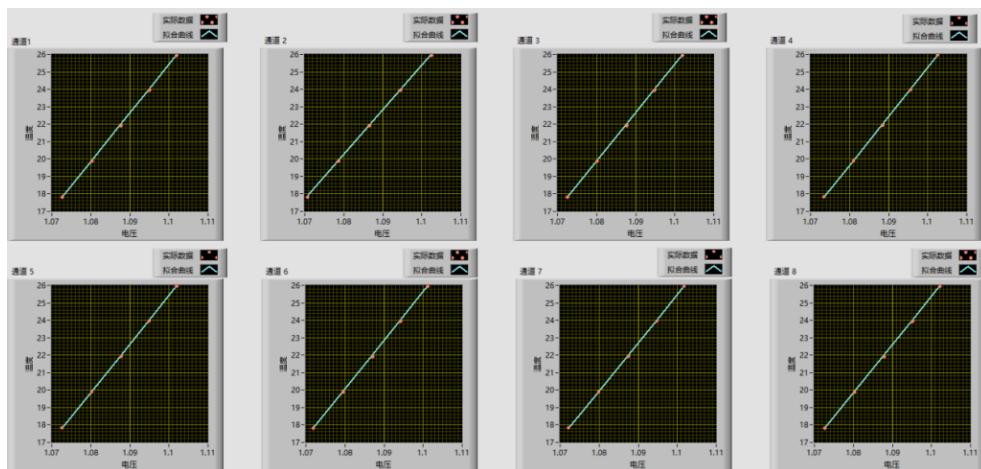


图 3-4 标定程序用户界面

部分标定结果如表3-1所示，在所有标定结果中最大误差为 0.038°C ，部分点误差大于 0.01°C ，绝大部分点误差小于 0.01°C ，并且8个通道的拟合优度 R^2 值都大于0.9999。

表 3-1 标定误差值

	通道 1/ $^{\circ}\text{C}$	通道 2/ $^{\circ}\text{C}$	通道 3/ $^{\circ}\text{C}$	通道 4/ $^{\circ}\text{C}$	通道 5/ $^{\circ}\text{C}$	通道 6/ $^{\circ}\text{C}$	通道 7/ $^{\circ}\text{C}$	通道 8/ $^{\circ}\text{C}$
17.804 $^{\circ}\text{C}$	-0.0037	0.0037	0.0176	0.0072	-0.0112	0.0101	-0.0192	-0.0279
19.879 $^{\circ}\text{C}$	0.0008	0.0142	0.0209	0.0075	0.0030	0.0161	-0.0052	-0.0127
21.944 $^{\circ}\text{C}$	-0.0042	0.0022	0.0051	-0.0037	0.0008	-0.0015	-0.0029	-0.0030
24.047 $^{\circ}\text{C}$	0.0008	0.0049	0.0123	0.0068	0.0033	0.0039	-0.0074	-0.0169
26.107 $^{\circ}\text{C}$	0.0071	0.0017	0.0173	0.0116	0.0016	0.0078	-0.0108	-0.0162

3.2 气压测量系统

气压测量系统采用美国 GE Druck 公司 PACE1000 传感器，如图3-5所示，精度为4Pa，能够支持最小值/最大值/平均值显示，长期稳定性高达0.01%Rdg每年，带有可选择的图形显示以及数据存储功能^[46]。



图 3-5 PACE1000 气压传感器

3.3 补偿系统总体方案

补偿系统总体包括一套单轴双频激光干涉仪测量系统、隔震光学平台、温度测量模块和压力传感器四个部分，单轴双频激光干涉仪测量系统所用的激光器为 Agilent 公司的 5517A 双频激光器，其名义波长为 632.991354nm，1 小时内的激光波长稳定性为 0.002ppm，在 90mm 光程下，激光器自带的波长误差约为 0.18nm，实物图如图3-6所示。

干涉仪的光学细分为 4，为了减小温度对材料热胀冷缩的影响，本文工作所用的干涉仪为实验室自制，使用光学元件直接粘接制成，并无任何的金属外壳，并且将底座粘接在微晶玻璃上，如图3-7所示，微晶玻璃为德国肖特 SCHOTT 公司 Class0 级的微晶玻璃，其热膨胀系数小于 2×10^{-8} ，对于本文采用的测量臂长度为 45mm 和 90mm 的两套单轴双频激光干涉仪，当温度变化 1°C 时，由于材



图 3-6 激光器实物图

料热胀冷缩引入的误差不会超过 1.8nm ，相对于环境误差而言，这是可以忽略不计的。

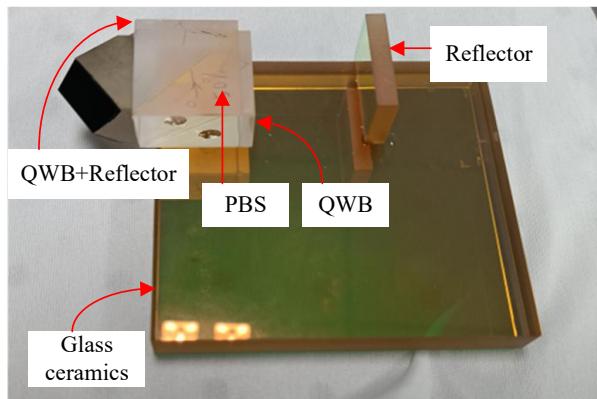


图 3-7 干涉仪实物图

系统中使用的信号采集卡为上海拍频光电科技有限公司的 ELIB0306A 三轴外差信号解调器，如图3-8所示，电子细分为 32，信号采样率为 10MHz ，最多支持 3 个通道同时采样^[47]。根据式(2.13)可知，该单轴双频激光干涉仪系统的分辨率约为 4.9nm ，这也再次说明了，上述的激光器自带的波长误差以及微晶玻璃热胀冷缩的影响可以忽略不计。



图 3-8 信号采集卡实物图

3.4 实验方案及其改进

在本文所述工作中，为了能够更精准地测量到干涉仪的环境误差，在实验方案上进行了多次改进：

1. 实验设备方面：将干涉仪从常见的带有金属外壳的干涉仪改变为将各光学器件直接粘接制成的干涉仪以减少热胀冷缩带来的误差。
2. 实验变量方面：从仅测量温度变为温度气压同时测量，虽然温度是影响干涉仪环境误差的最重要因素，但是仅仅对温度变量进行补偿无法满足精度要求，所以增加气压变量的补偿。
3. 实验环境方面：从不采取任何隔震措施变为使用带有气浮隔震功能的光学平台，以减小震动带来的误差干扰；从有直接热源控制温度测量环境误差变为完全使用环境温度的自然变化来测量环境误差，以消除热源带来的误差干扰。
4. 实验方法方面：从单一实验变为对比实验，由式(2.15)可以看出，干涉仪的环境误差是跟测量臂长度成正比的，所以衡量干涉仪环境误差补偿是否精准的方式为判断不同测量臂长度下补偿后残差是否一致，一致即为精准补偿，所以设立了 45mm 和 90mm 两种测量臂长度的实验组。

3.4.1 实验设备改进

传统的干涉仪如图3-9所示，光学元器件粘贴在金属底座上，并且置有金属外壳。采用该种干涉仪的实验装置图如图3-10所示，进行零位测量得到的测量数据如图3-11所示。可以看出在 7h 的测量时间里温度变化了约 0.6°C，但是干涉仪测出的位移却达到了 3000nm，这个数量级的误差明显超出环境误差的范畴。并且由图2-6(a)可以看出，温度升高，空气折射率是降低的，带入(2.15)可知，由环境误差导致的干涉仪测量值应该是个负数，而实际测量值却是一个正数，所以大致可以断定是由于温度升高，导致干涉仪的金属底座以及被测物底座受热膨胀而导致出现正向位移误差值。所以后续采用如图3-7所示的干涉仪，将 PBS、反射镜、玻片等用光学胶直接粘接制成，并且干涉仪和被测物（反射镜）都直接粘在微晶玻璃上，以减小热胀冷缩带来的误差。

3.4.2 实验变量改进

将干涉仪和被测物体粘接在微晶玻璃后的实验装置如图3-12所示，如前文所述，此时由于热胀冷缩带来的误差是可以忽略不计的。进行零位测量得到的测量数据如图3-13所示，从图中可以看出约 480nm 的环境误差，如果仅仅对温度

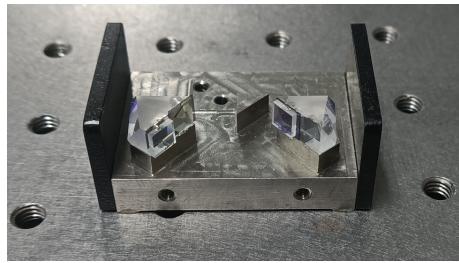


图 3-9 带金属外壳的干涉仪

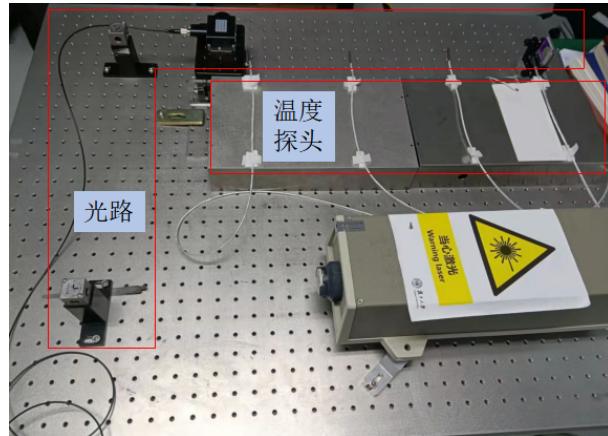


图 3-10 实验系统图-带外壳干涉仪

这一单一变量进行误差补偿，残留误差仍有约 180nm，虽然补偿了约 60% 的误差，但是残余值仍不可以忽略，所以需要增加实验变量，即对气压也进行补偿。

3.4.3 实验环境改进

带温控箱的实验装置图如图3-14所示，图3-14(a)为示意图，图3-14(b)为实物图。实验数据如图3-15所示，5h的测量时间内，温度变化约为 0.1°C，气压变化约为 0.25kPa，排除了热胀冷缩的影响之后，位移的误差值降到了几十 nm 级别，属于环境误差的合理范畴。但从图中可以明显看出，相较于平滑的压力曲线，温度曲线有着较多的毛刺，这也使得干涉仪系统的位移测量值也有着较多毛刺，这是由于温控箱工作导致的温度不均匀引起的。所以后续大部分实验采用测量环境温度的自然变化，并且增加气浮功能用于隔震。

3.4.4 最终实验方案

最终实验方案如图3-16所示，图3-16(a)为示意图，图3-16(b)为实物图。测量臂长度为 45mm 和 90mm 的两套干涉仪都是粘接在微晶玻璃上，并且放置在亚克力罩内，温度传感器探头和压力传感器探头也固定在亚克力罩内。激光器出射的激光经过 50% 分光镜分成两束强度均匀的光后分别进入两套干涉仪系统，并且经两个光纤耦合器后接入采集板卡。所有光学器件都由卡座固定在光学平台

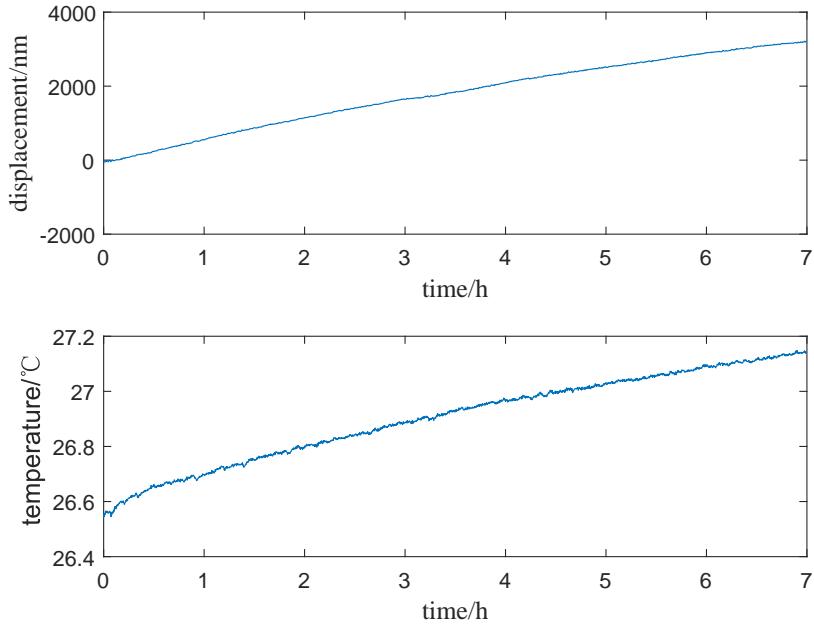


图 3-11 带外壳干涉仪的实验数据

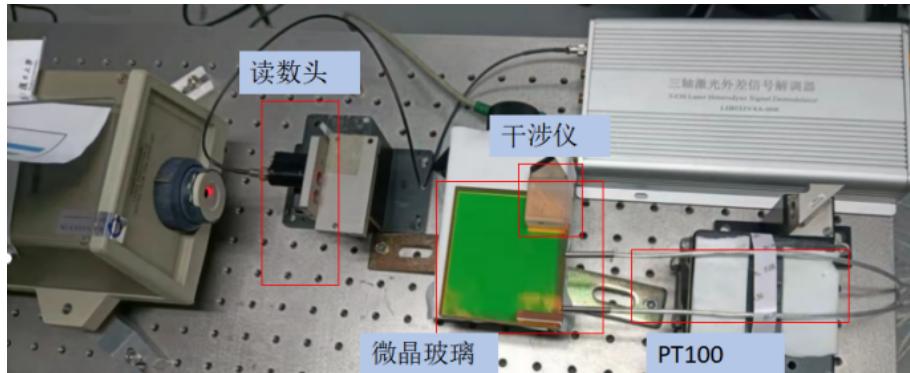


图 3-12 实验系统图-带微晶玻璃

上，并且光学平台开启了气浮功能以减少震动的影响。

3.5 实验系统安装和调试

上述实验系统的搭建时，主要按照以下基本流程进行：

1. 将激光器放置在光学平台上，并进行固定，通电点亮激光器进行预热，待激光器尾部的指示灯亮起时说明预热结束，然后再次固定激光器。
2. 将分光镜、干涉仪放置在光学平台上，并进行预固定。旋转激光器出口光阑，选择大光斑，随后调分光镜的位置，确保光束从分光镜外壳通光孔的中心入射，并且没有出现消光现象，然后将激光器的光斑从大光斑调整为小光斑，调整干涉仪位置，确保干涉仪的反射镜与入射光束垂直；随后

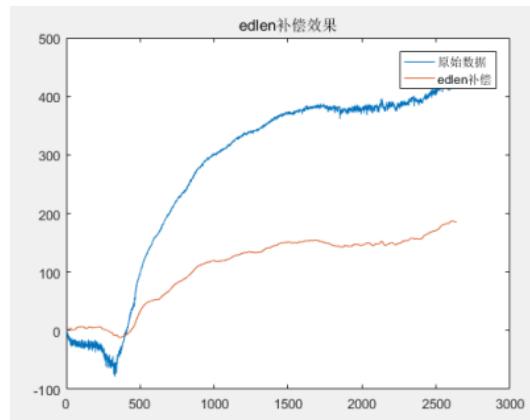
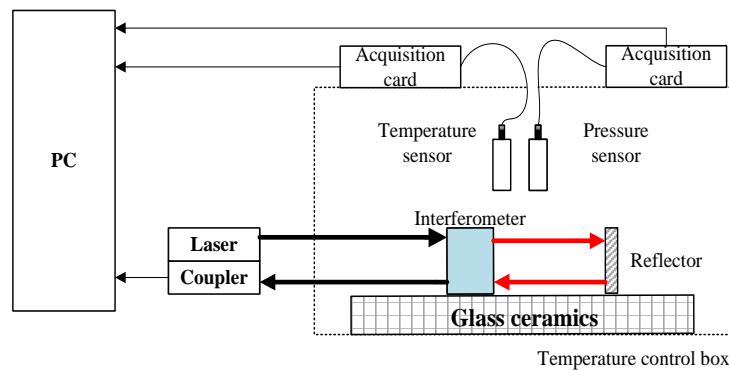


图 3-13 实验数据-带微晶玻璃



(a) 实验示意图-带温控箱



(b) 实验系统图-带温控箱

图 3-14 带温控箱的实验装置图

微调分光镜俯仰角以及干涉仪位置，使得干涉仪的测量光斑和参考光斑重合，并且光斑形状为圆形，然后固定分光镜和干涉仪位置。并将激光器的光斑调整为合适测量的光斑大小。

3. 将亚克力罩罩在干涉仪上方，并且固定温度传感器和压力传感器，随后将

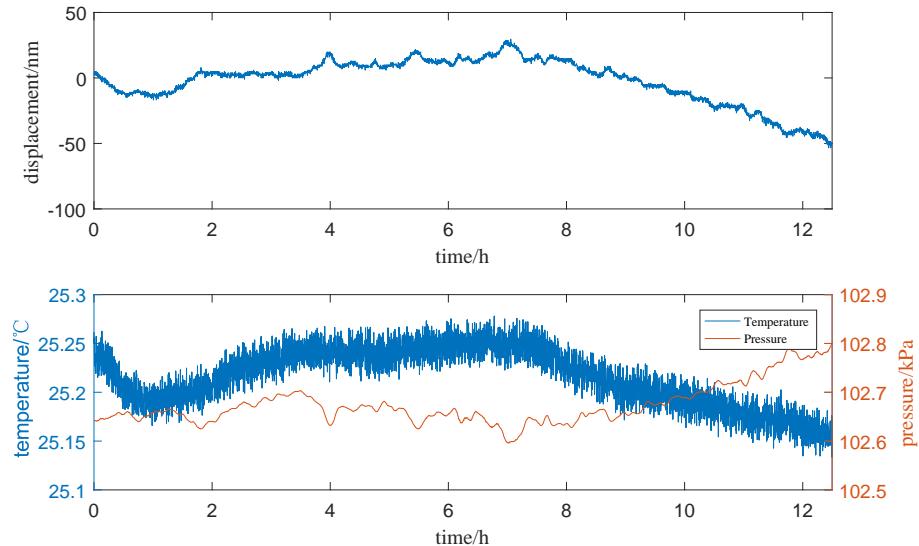


图 3-15 带温控箱的实验数据

亚克力罩也固定在光学平台上。

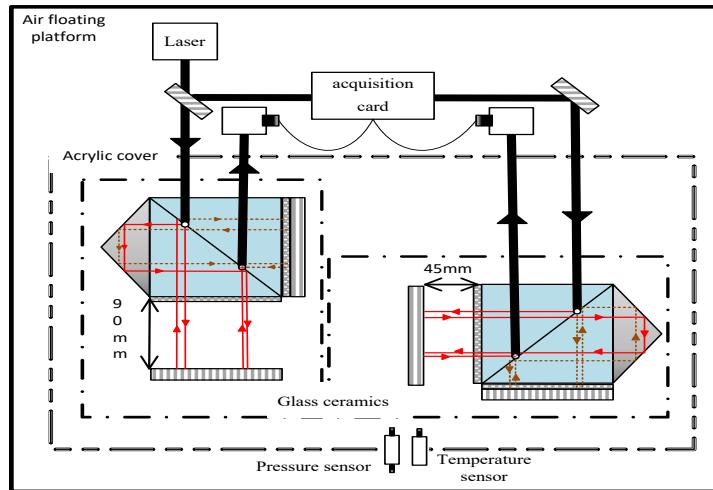
4. 安装光纤耦合器，并将光纤接到采集板卡。

3.6 补偿性能测试与实验结果

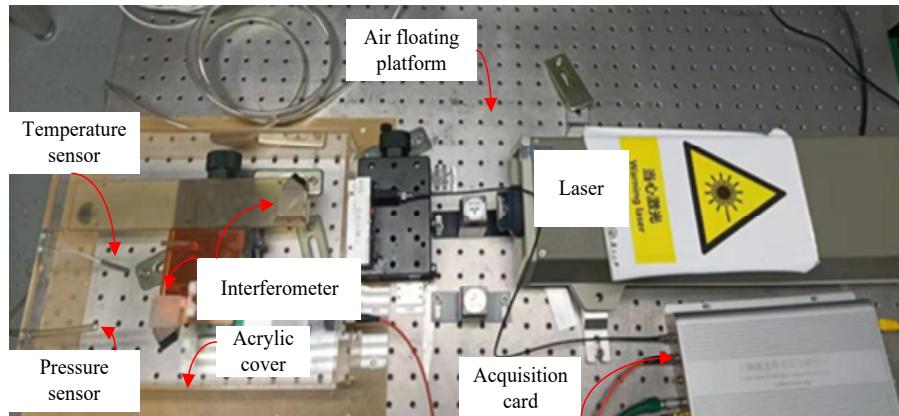
为了验证 Edlen 公式在波长不匹配、温度范围不匹配的情况下，仍然能对干涉仪的环境误差进行一定程度的补偿，但会使得精度所损失，进行了多次实验数据采集，部分结果如下文所述。所有实验的采样周期均为 2s，所有测量均为零位测量，即理论位移应为 0。并且从式(2.15)可以看出，干涉仪的环境误差是与测量臂长度成正比的，而其它误差（例如随机误差、非线性误差等）往往都与测量臂长度无关，由此可以得出判断干涉仪环境误差补偿是否精准的标志就是看补偿后的残差是否一致。

3.6.1 短时测量

如图3-17所示，(a) 图为测量臂长度为 45mm 的位移测量数据，(b) 图为测量臂长度为 90mm 的位移测量数据，(c) 图为对应的温度和气压数据，(a)、(b)、(c) 三图的横轴均为时间，单位为 h；(a) 和 (b) 图中的竖轴为位移数据，单位为 nm，其中带圆圈标注的蓝色曲线为原始的位移测量数据，带黄色方块标注的为使用原始 Edlen 公式补偿后的位移数据，(c) 图的竖轴为温度和气压数据，单位为 °C 和 kPa，其中带圆圈标注的蓝色曲线为温度数据，红色曲线为气压数据。从图中可以看出，测量时间约为 1h，温度变化范围为 [26.16 26.23]°C，气压变化范围为 [101.6 101.5]kPa，测量臂长度为 45mm 和 90mm 的两套干涉仪的原始位移数据的变化范围为 [0 19.78]nm 和 [0 34.62]nm，在考虑可能含有随机误差等其他



(a) 最终实验示意图



(b) 最终实验系统图

图 3-16 最终实验方案

误差的情况下，可近似认为两者成两倍关系。并且对于零位测量而言，上述位移变化都可以认为是误差，对应的均方根误差分别为 11.8869nm 和 23.3770nm ，也符合式(2.15)中描述的关系，这也说明在测量过程中并未引入太多其他误差，导致干涉仪测量值变化的主要原因为环境因素。

经过 Edlen 公式补偿后的均方根误差为 3.1377nm 和 5.8401nm ，补偿效果约为 71% 和 75%。可以看出使用 Edlen 公式进行干涉仪的环境误差补偿可以得到较好的补偿效果，但是经过 Edlen 公式补偿之后的残留均方根误差仍然近似成两倍关系，这说明由于温度不匹配、波长不匹配以及 Edlen 公式人为总结的局限性，使得 Edlen 公式在补偿后仍有部分环境误差残留。

3.6.2 长时测量

短时测量的时间 1h 左右，为了探究 Edlen 公式在长时间测量情况下的补偿效果，将测量时间增加到 7.5h，得到的实验数据如图3-18。

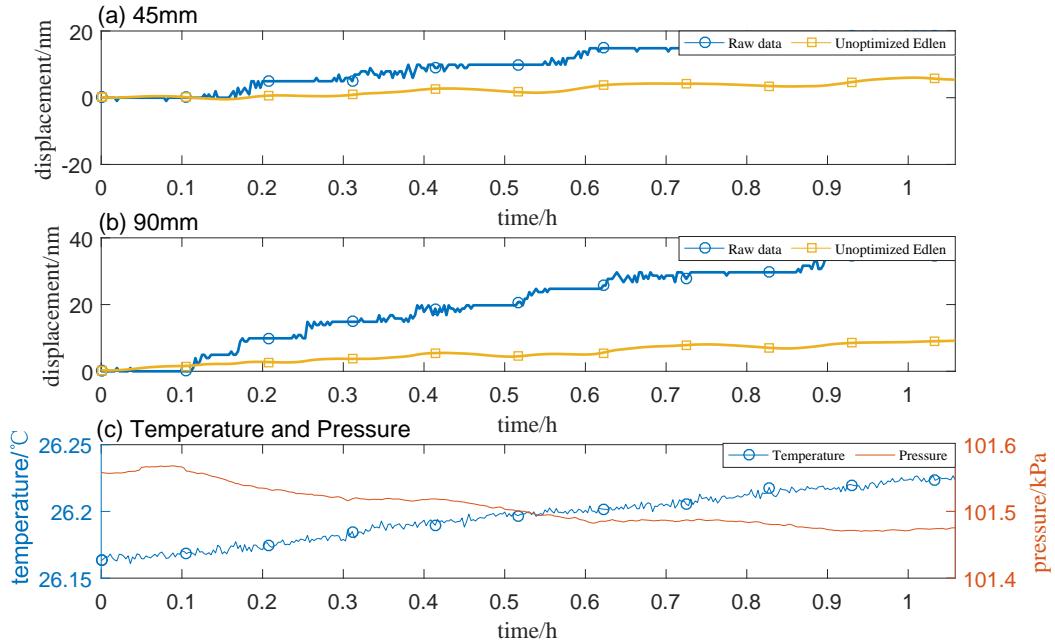


图 3-17 短时测量实验数据

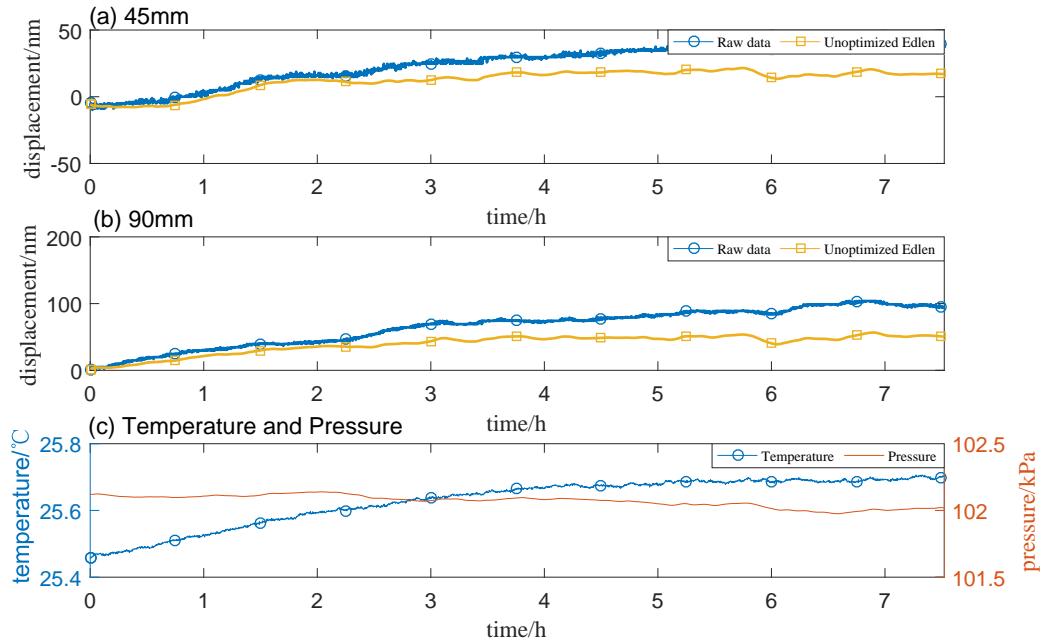


图 3-18 长时测量实验数据

从图中可以看出，测量时间约为 7.5h，温度变化范围为 $[25.46 \text{ } 25.69]^\circ\text{C}$ ，气压变化范围为 $[102.0 \text{ } 102.1]\text{kPa}$ ，测量臂长度为 45mm 和 90mm 的两套干涉仪的原始位移数据的变化范围为 $[0 \text{ } 35.62]\text{nm}$ 和 $[0 \text{ } 89.01]\text{nm}$ ，在考虑可能含有随机误差等其他误差的情况下，可近似认为两者成两倍关系。并且对于零位测量而言，上述位移变化都可以认为是误差，对应的均方根误差分别为 30.5299nm 和

75.0362nm，经过 Edlen 公式补偿后的均方根误差为 14.9957nm 和 41.9108nm，补偿效果约为 50.8% 和 45%。

可以看出在进行长时间测量的情况下使用 Edlen 公式进行干涉仪的环境误差补偿也可以取得一定的补偿效果，但是补偿效果并没有短时测量的效果好，应是测量时间增长使得温度、气压、位移的累计测量误差变大导致，除此之外，仍可以发现补偿后的残留均方根误差依旧有一定差距，补偿效果有提升空间。

3.6.3 大范围温度变化测量

为了更加验证原始 Edlen 公式由于其温度不匹配问题造成的使用局限性，将测量时温度温度设置的更加远离 Edlen 公式的提出温度 20°C，并且增大温度变化区间，进一步增加测量时间，得到的实验数据如图3-19。从图中可以看

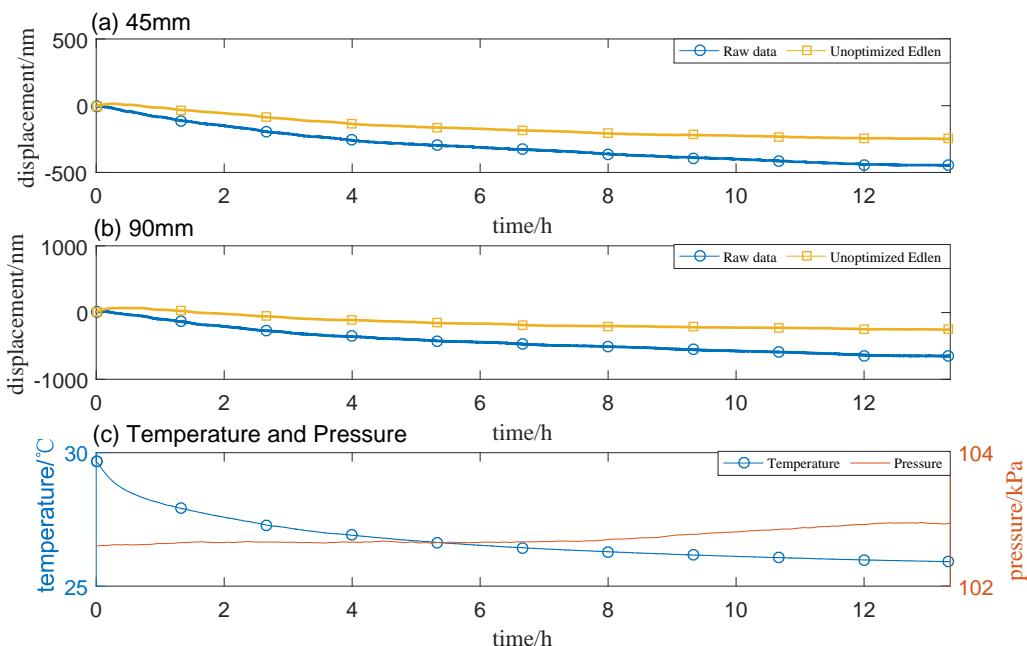


图 3-19 大范围温度测量实验数据

出，测量时间为 12.5h，温度变化范围为 [25.91 29.67]°C，气压变化范围为 [102.6 102.9]kPa，测量臂长度为 45mm 和 90mm 的两套干涉仪的原始位移数据的变化范围为 [0 – 248.3]nm 和 [0 – 652.8]nm，在考虑可能含有随机误差等其他误差的情况下，可近似认为两者成两倍关系。并且对于零位测量而言，上述位移变化都可以认为是误差，对应的均方根误差分别为 325.0990nm 和 465.0772nm。经过 Edlen 公式补偿后的均方根误差为 153.6245nm 和 176.6071nm，补偿效果约为 53% 和 62%。

可以看出使用 Edlen 公式进行干涉仪的环境误差补偿可以得到较好的补偿效果，但是经过 Edlen 公式补偿之后的残留均方根误差仍有较大差距，并且相比

于短时测量的差值 2.7024nm 而言，由于温度更加远离 20°C ，并且温度变化范围也更大了，导致残留误差的差值也增大到了 22.983nm ，再次验证了温度不匹配导致原始 Edlen 公式的补偿效果降低。

从图中还可以看出，在前 0.8h 的测量时间段内，经过 Edlen 公式补偿后的值有一个正向的凸起，高度约为 70nm (测量臂长度 90mm 的数据)，而干涉仪的位移测量值一直都是处于负数范围内，此时补偿结果的变化趋势是与干涉仪位移值的变化趋势相反的，即由于进行了补偿，导致干涉仪的位移值从负数跨越零点达到正数，并且距离零点有一点距离，这说明发生了过补偿的现象。但在剩余 12h 的测量时间内，补偿结果的变化趋势是与干涉仪位移值的变化趋势都是相同的（即变小）。从（c）图中可以看出，前 0.8h 时间内，测量温度是最远离 Edlen 公式的提出温度 20°C ，这段时间内发生过补偿进一步说明了温度不匹配造成 Edlen 公式补偿效果的下降。而且这 0.8h 内温度从 29.67°C 减小到了 28.22°C ，即在约 6.4% 的时间内，完成了约整个过程约 38.6% 的温度变化，这一数据说明，当温度梯度过大时，可能会对干涉仪的位移测量引入其他误差，这部分将在下文介绍。

3.7 本章小结

本章主要介绍了实验设备的组成，包括：双频激光干涉仪的光路设计及其分析、基于 PT100 的多通道温度测量系统，包含其上位机软件以及标定过程和标定结果、PACE1000 气压传感器。并介绍了部分不太完善的实验方案及其结果分析，从实验设备、实验变量、实验环境以及实验方法四个方面不断改进，并得到最终的实验方案，并进行了短时测量、长时测量等对照实验，从具体的数据分析验证了 Edlen 公式在波长不匹配、温度范围不匹配的情况下，仍然能对干涉仪的环境误差进行一定程度的补偿，但会有一定的性能损失。

第4章 基于粒子群算法的软件补偿方法及算法硬化

4.1 粒子群算法

4.1.1 粒子群算法基本原理

粒子群算法 (Particle Swarm optimization,PSO) 是一种启发于鸟群协同捕食行为的智能算法，利用种群与个体之间的信息交互来寻找问题的最优解，具有较高的搜索效率和精度^[48]，已广泛应用于函数优化等领域^[49]。

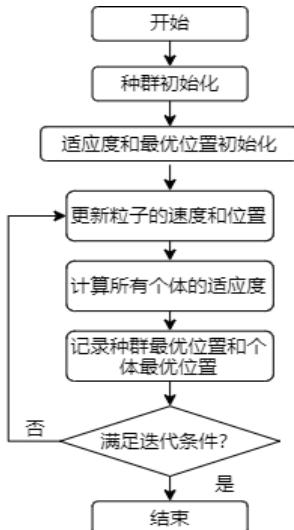


图 4-1 粒子群算法流程图

可以假设这样一个场景：一群鸟在随机的搜寻食物，并且搜寻空间里只有一块食物，所有的鸟都不知道食物在哪里，并且所有鸟的初始位置和搜寻方向都是随机的。在该场景下，一个找寻食物的最优策略就是搜寻离食物最近的鸟的周围。距离食物的远近就代表着优化效果的好坏，而鸟群每个时刻所处在的位置，就代表着粒子群算法覆盖到的迭代值，整个空间即为粒子群算法的搜索空间，将该方式抽象成算法，如图4-1所示。

由图4-1中可以看出，粒子群算法的第一步是对种群进行初始化，即设定优化对象的初始迭代起点，并根据目标函数计算出与初始起点对应的适应度 (Fitness, 下文简称 fit)，并在所有个体的适应度中筛选出最优的，用其对应的迭代初始起

点作为整个种群目前的种群最优解 (Global best, 下文简称 gbest), 而所有个体的初始起点即为该个体的个体最优解 (Person best, 下文简称 pbest), 这样就完成了整个算法的初始化。随后使用 gbest、pbest 对粒子的速度和位置更新进行控制, 使迭代方向不断朝着最优的方向进行, 即上述“搜寻离食物最近的鸟的周围”的策略, 具体的速度更新公式和位置更新公式如下式所示:

$$V_i^{k+1} = \omega V_i^k + c_p r_{and}(pbest_i - X_i^{(k)}) + c_g r_{and}(gbest - X_i^{(k)}). \quad (4.1)$$

$$X_i^{k+1} = X_i^{(k)} + V_i^{k+1}. \quad (4.2)$$

上式中 V_i^k 和 X_i^k 中分别表示粒子的速度和位置, 下标 i 表示种群中第 i 个粒子, 上标 (k+1) 表示当前种群为第 (k+1) 次迭代, ω 称为惯性因子, 是一个衡量全局寻优能力和局部寻优能力的非负参数; c_p 和 c_g 为非负常数, 通常设为 2; r_{and} 为 [0,1] 范围内的随机数, $pbest_i$ 为第 i 个粒子的个体历史最优位置, $gbest$ 为整个种群的历史最优位置。

4.1.2 线性惯性权值递减策略

由式(4.1)可以看出惯性因子主要控制粒子的历史速度对当前速度的影响, 历史速度在当前速度中占比大, 则速度的更新将主要集中在历史速度附近, 此时粒子群算法的局部寻优能力较强, 并且收敛速度较快; 若历史速度在当前速度中占比小, 则速度的更新将在整个搜索域中进行, 此时粒子群算法的全局寻优能力较强, 使得搜索结果容易跳出局部优值。

为了在迭代初期, 能够有更好的全局寻优能力, 尽可能找到搜索域中所有可能的最优解, 在迭代后期拥有更好的局部寻优能力, 以便快速收敛, 在惯性因子的取值上采用线性递减策略^[50], 即惯性因子 ω 由下式更新。

$$\omega^k = \omega_e + \frac{(\omega_i - \omega_e)(k_{max} - k)}{k_{max}}. \quad (4.3)$$

其中 ω_i 和 ω_e 分别为迭代开始时的惯性因子和迭代结束时的惯性因子, k_{max} 为最大迭代次数, k 为当前的迭代次数。通过对惯性因子使用线性递减策略, 可以在迭代过程中不断调整全局寻优能力和局部寻优能力。

但是粒子群算法存在早熟收敛的问题, 即当粒子群到达局部最优解附近时, 粒子速度的更新主要由自身速度决定, 并且由于粒子群算法的惯性因子 ω^k 通常小于 1, 使得粒子速度的更新幅度将会越来越小, 难以跳出该局部最优解^[51]。

虽然 Edlen 公式的诞生方法使其补偿精度和使用条件受到一定影响, 但原始的 Edlen 公式为 PSO 算法提供了一个优秀的搜索起点, 相当于大幅压缩了 PSO 算法的搜索空间, 这能非常有效地避免早熟收敛问题的出现。

4.2 基于粒子群算法优化后的 Edlen 公式补偿方法

为了解决上述的 Edlen 公式存在的问题，本文提出一种使用粒子群算法对 Edlen 公式进行优化的方法。

对于粒子群算法而言，目标函数的形式会严重影响算法优化的结果，而 Edlen 公式作为一个几十年来广泛使用的经验公式，虽然由于其诞生条件的局限性使得其使用范围受限，但 Edlen 公式的形式仍然具有重要的借鉴意义，将 Edlen 公式与粒子群算法相结合，不仅可以有效地避免粒子群算法寻找到局部最优解，避免早熟收敛现象的发生，还可以减小搜索空间，减小收敛时间，保证训练时不会影响实时数据测量及补偿。

4.2.1 数据预处理

使用粒子群算法对 Edlen 公式进行优化的第一步是对位移、温度、气压数据进行预处理，这点主要是基于下面两点考虑：

1. 虽然所有被测量的采样周期均为 2s，但是由于位移测量的上位机采用 C-SHOP 编写，而温度测量的上位机是基于 LabVIEW 开发的，气压测量主要依靠 PACE1000 气压传感器，这导致三者在定时功能上可能会有细微差别，而导致最终采样的点数不相同，所需要进行数据的裁剪。
2. 为了不漏采任何有效信息，所以将采样周期设置为 2s，但是温度和气压都是缓变量，并不可能在这么短的时间内明显变化，所以为了数据的可靠性，避免偶然性数据造成训练效果降低，需要对数据进行均值滤波。

在进行数裁剪的时候采用如下策略：将位移、温度、气压三组中数据个数最少的作为基准，计算另外两组数据个数与基准的差值，这个差值即为需要裁剪的数据个数，将数据个数除以裁剪个数，然后向下取整即可得到每组数据对应的裁剪窗口长度，在每个裁剪窗口内将最后两个数取平均值，用平均值代替这两个数，这样即可实现数据裁剪。

在进行均值滤波的时候采用如下策略：取窗口长度为 30s，即 15 个数据点，在整个数据段内进行滑动窗口的均值滤波。

4.2.2 使用粒子群算法进行数据训练

将式(2.17)作为粒子群算法的目标函数，温度因子 $\frac{\delta n}{\delta T}$ 和气压因子 $\frac{\delta n}{\delta P}$ 作为两个搜索目标，第一次迭代的搜索起点分别为 $-9.36 * 10^{-7}$ 和 $2.68 * 10^{-9}$ ，即搜索点由下式更新：

$$\delta_i^{(n+1)} = \delta_i^{(n)} + (\delta_o^{(n)} - \delta_i^{(n)}). \quad (4.4)$$

式(4.4)中 $\delta_i^{(n+1)}$ 为第 $n+1$ 次训练时温度因子、气压因子初始搜索点, 即 $\delta_i = (\frac{\delta n}{\delta T} \quad \frac{\delta n}{\delta P})$, 所以该式描述的是第 $n+1$ 的搜索起点与第 n 次搜索起点之间的关系。特别地, 当 $n=0$ 时, 即第一次搜索的搜索起点为 $\delta_i = (-9.36*10^{-7} \quad 2.68*10^{-9})$, 即原始 Edlen 公式的温度因子值和气压因子值。 $\delta_o^{(n)}$ 为第 n 次训练后粒子群算法计算出的温度因子和气压因子。

而每次训练计算 $\delta_o^{(n)}$ 的适应度时, 采用均方根误差作为评价指标, 其计算方法如式(4.5)所示:

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (x - \hat{x})^2}{N}}. \quad (4.5)$$

4.3 整段式粒子群算法补偿效果

将一整组的测量数据作为粒子群算法的训练样本, 从给定的搜索起点开始, 根据式(4.5)计算初始适应度, 并且进行种群最优位置和个体最优位置的初始化, 然后根据式(4.1)和式(4.2)更新种群中所有个体的速度和位置, 然后循环迭代多次, 直至达到迭代次数上限, 此时种群的最优位置即为粒子群算法优化后的 Edlen 公式中的温度因子和气压因子, 然后对测量数据进行补偿。训练样本统一使用测量臂长度 90mm 的干涉仪的测量数据, 使用优化结果对测量臂长度 45mm 和 90mm 测量数据同时进行补偿, 补偿结果如下。

4.3.1 短时测量

如图4-2所示, (a) 图为测量臂长度为 45mm 的位移测量数据, (b) 图为测量臂长度为 90mm 的位移测量数据, (c) 图为对应的温度和气压数据, (a)、(b)、(c) 三图的横轴均为时间, 单位为 h; (a) 和 (b) 图中的竖轴为位移数据, 单位为 nm, 其中带圆圈标注的蓝色曲线为原始的位移测量数据, 带黄色方块标注的为使用原始 Edlen 公式补偿后的位移数据, 带红色菱形标注的为使用粒子群算法优化后的补偿后位移数据, (c) 图的竖轴为温度和气压数据, 单位为 °C 和 kPa, 其中带圆圈标注的蓝色曲线为温度数据, 红色曲线为气压数据。

如图4-2所示, 优化后的红色曲线相比于未经优化的黄色曲线, 无论是 45mm 还是 90mm 情况下, 都更加接近于理论位移值 0nm, 这说明使用粒子群算法对 Edlen 公式进行优化之后在进行补偿可以比较明显地提升补偿效果。从数据层面分析, 使用粒子群算法进行优化之后再进行补偿, 测量臂长度为 45mm 的干涉仪的残留均方根误差从 3.1377nm 降低为 0.8541nm, 而 90mm 长度的则从 5.8401nm 降低为 1.034nm, 分别同比减小了 72.7% 和 82.3%, 并且两者残差的差值只有 0.1799nm, 相较于未优化前的差值 2.7024nm 有着较大提升, 可以认为使用经过

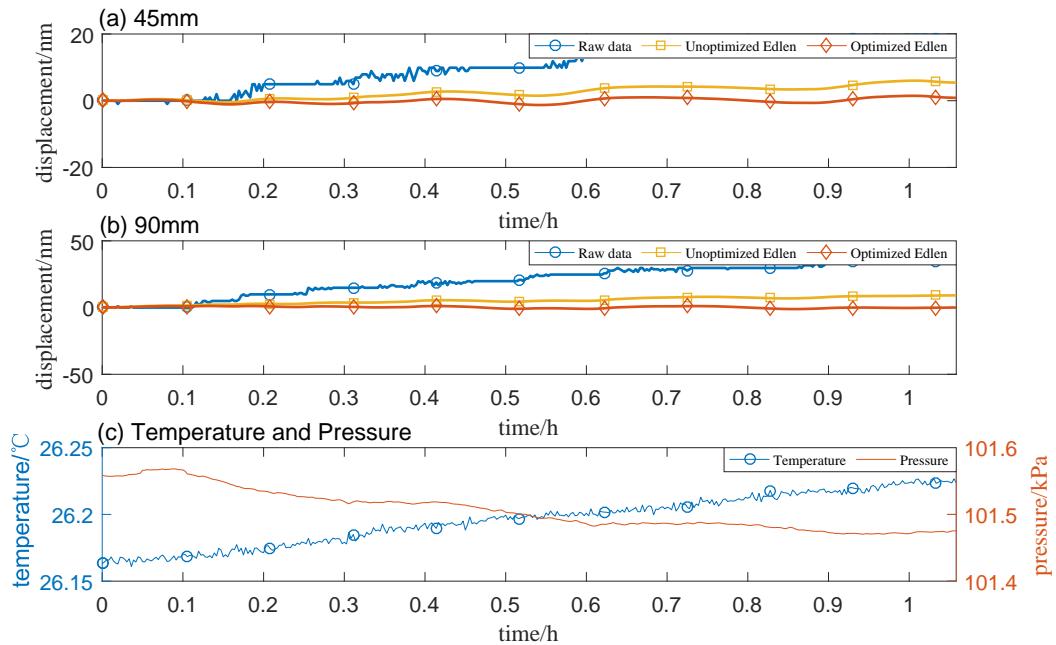


图 4-2 粒子群算法优化后的短时测量补偿效果

粒子群算法优化之后的 Edlen 公式进行补偿后的残差在不同测量臂长度情况下是近似相等的，这说明环境误差得到了比较精准并且完全的补偿。但是如果从百分比的角度分析， 0.1799nm 的残差差值占原始残差的比例约为 21%，这是一个比较大的百分比，可能的原因是由于该组实验数据温度变化较小，使得环境误差在总体误差中的比例不够大。

4.3.2 长时测量

对前文所述的长时测量的实验数据也使用粒子群算法优化后再进行补偿，结果如图4-3所示，虽然采样时长增加了，但是粒子群算法的优化效果依旧显著。从数据层面分析，使用粒子群算法进行优化之后再进行补偿，测量臂长度为 45mm 的干涉仪的残留均方根误差从 14.9957 降低为 6.8308 nm ，而 90mm 长度的则从 43.5806nm 降低为 3.6700nm ，两者残差的差值只有 3.16nm ，相较于未优化前的差值 28.5849nm 有着较大提升，可以认为使用经过粒子群算法优化之后的 Edlen 公式进行补偿后的残差在不同测量臂长度情况下是近似相等的，这说明环境误差得到了比较精准并且完全的补偿。

同时，从数据中可以发现，测量臂长度为 90mm 的数据经过粒子群算法优化后的补偿残差 3.6700 是小于 45mm 的 6.8308nm ，可能原因有：

1. 由于粒子群算法在训练过程中使用的是 90mm 的测量数据，并且该组试验的测量时间较长，使得粒子群算法较好地挖掘了数据中潜在的规律，达到比较完美的补偿效果。

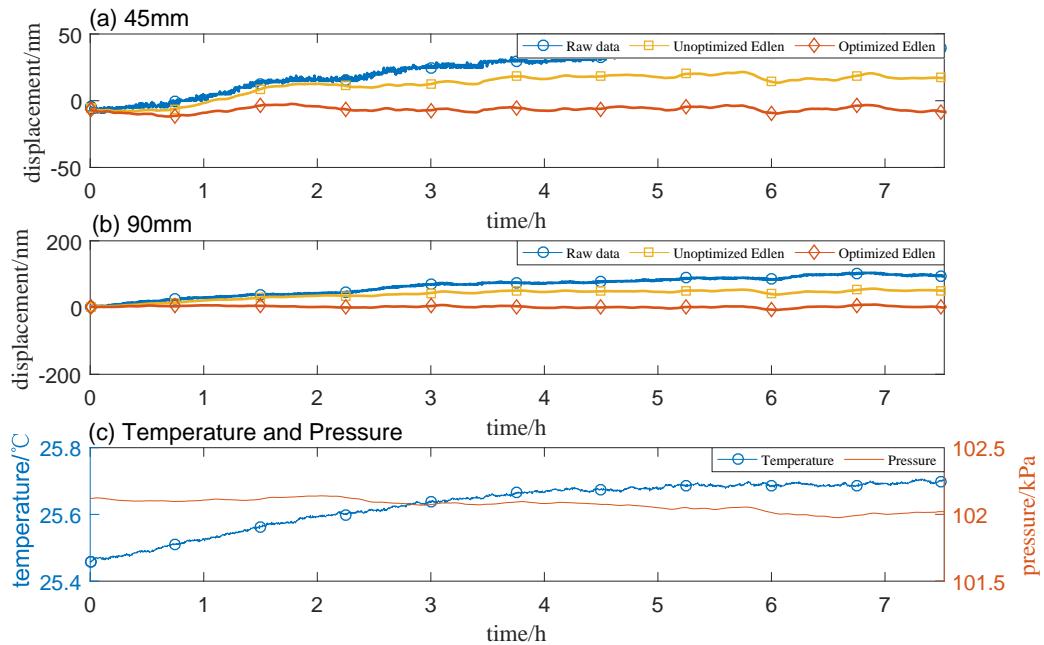


图 4-3 粒子群算法优化后的长时测量补偿效果

2. 45mm 的测量数据发生了过补偿。
3. 由于环境补偿后的残差较小，所以可能由于随机误差的干扰。

需要特别说明的是，从其他未给出的实验数据以及下文给出的大范围温度变化测量的结果分析，比较大的可能是由于随机误差的干扰。

4.3.3 大范围温度变化测量

对前文所述的大范围温度变化测量的实验数据也是用粒子群算法优化后再进行补偿，结果如图4-4所示，虽然采样时长以及温度变化范围都增加了，但是粒子群算法的优化效果依旧显著。从数据层面分析，使用粒子群算法进行优化之后再进行补偿，测量臂长度为 45mm 的干涉仪的残留均方根误差从 153.6245 降低为 29.3458 nm，而 90mm 长度的则从 176.6071nm 降低为 48.4996nm，两者残差的差值仍有 19.1538nm，相较于未优化前的差值 28.5849nm 有着一定提升，这说明环境误差的补偿效果得到一定改善，但是不同测量臂长度下的残差仍然不可以认为是相等的，说明该组实验数据哪怕经过整段式粒子群算法的优化，其补偿效果虽然也有提升了，但并未像前两组实验数据那样得到精准且完全的补偿。

但是从上述的分析数据中可以看出，该组的温度变化以及测量时间均比长时测量实验中长，但是经过粒子群算法优化后再进行补偿得到的残差值，并未出现长时测量实验中：测量臂长度为 45mm 的补偿残差大于测量臂长度为 90mm

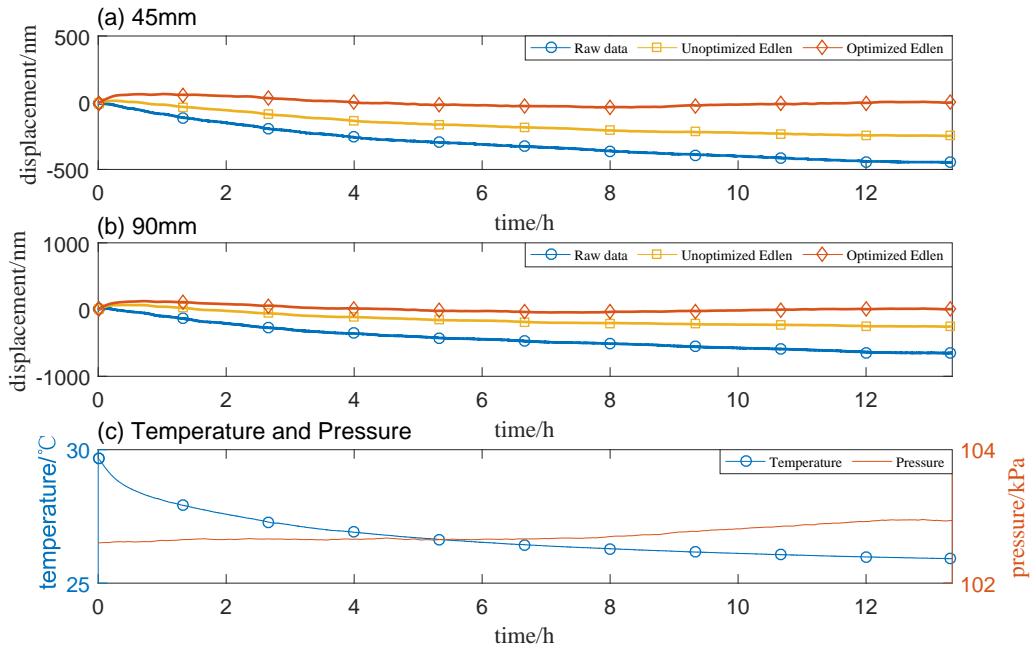


图 4-4 粒子群算法优化后的大范围温度变化测量补偿效果

的补偿残差，这进一步验证了长时测量实验中出现该现象的原因是由于偶然的随机误差，难以复现。

前 0.8h 时间内的过补偿现象变得更严重了，经粒子群算法优化后的补偿结果的凸起高度从 70nm 增大到了约 120nm，但是使用粒子群算法优化后在整个 12.5h 测量时间内的补偿效果是改善的，这说明粒子群算法已经比较完全地挖掘出了 Edlen 公式的补偿性能，只是在大温度梯度的情况下，可能引入了其他误差因素，导致线性形式的 Edlen 公式无法适用。

4.3.4 优越性

上述的实验结果可以说明，将 Edlen 公式与粒子群算法相结合，可以比较有效地减小 Edlen 公式本身温度不匹配、波长不匹配的问题，提高补偿效果。但在 4.1 节中也说明了，将 Edlen 公式与粒子群算法相结合，也可以很有效地避免粒子群算法自身早熟收敛的问题。如图 4-5 所示，图 4-5(a) 为以 Edlen 公式为搜索起点的三次训练过程数据，而图 4-5(b) 为以零点为搜索起点的三次训练过程数据，最大迭代次数均为 150 次。可以明显看出，若以 Edlen 公式为搜索起点，三次训练结果都能准确落在同一位置，对应的适应度为 0.06861，可以认为是找到了全局最优解；而若从零点开始搜索，三次训练结果落在了三个不同位置，对应的适应度分别为 0.07031、0.06861、0.08587，只有一次找到了全局最优解，而另外两次都只找到了局部最优解，并且最少又经历了 40 次迭代都没有跳出这个局部最优解，发生了早熟收敛现象。

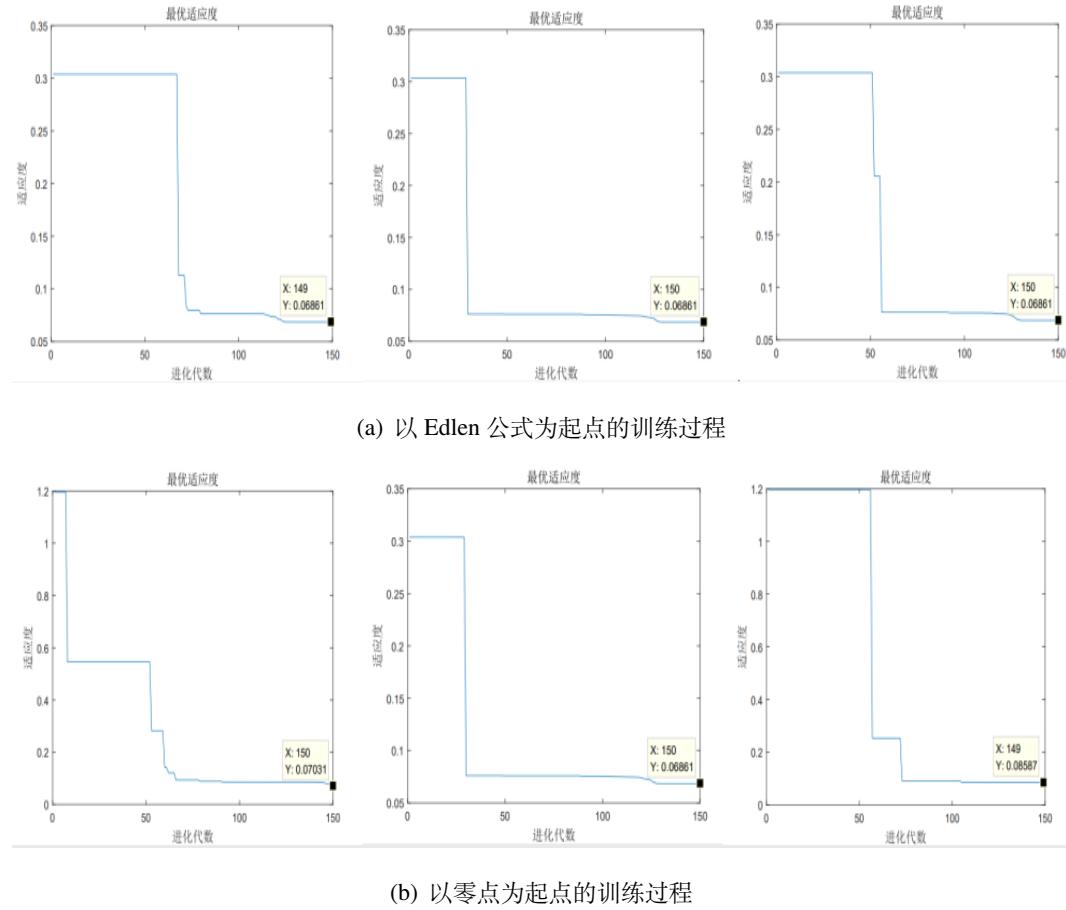


图 4-5 粒子群算法训练过程

4.3.5 局限性

为了探究温度梯度对 Edlen 公式补偿效果的影响，使得温度在 $25.64^{\circ}\text{C} \sim 28.85^{\circ}\text{C}$ 范围内来回变化，并使用原始 Edlen 公式以及经粒子群算法优化后的 Edlen 公式对其进行补偿，实验结果如图4-6所示。

测量时间为 10.2h，温度变化范围为 $[25.64 \sim 28.85]^{\circ}\text{C}$ ，气压变化范围为 $[102.7 \sim 102.4]\text{kPa}$ ，测量臂长度为 45mm 和 90mm 的两套干涉仪的原始位移数据的变化范围为 $[0 \sim 301.3]\text{nm}$ 和 $[0 \sim 582.4]\text{nm}$ ，在考虑可能含有随机误差等其他误差的情况下，可近似认为两者成两倍关系。并且对于零位测量而言，上述位移变化都可以认为是误差，对应的均方根误差分别为 201.8186nm 和 379.4892nm。经过 Edlen 公式补偿后的均方根误差为 108.9044nm 和 124.7847nm，补偿效果约为 46% 和 67%。使用粒子群算法进行优化之后再进行补偿，测量臂长度为 45mm 的干涉仪的残留均方根误差从 108.9044nm 降低为 30.4053 nm，而 90mm 长度的则从 124.7847nm 降低为 45.8778nm，两者残差的差值仍有 15.4725nm，相较于未优化前的差值 15.8803nm 几乎没有提升，这说明环境误差的补偿效果得到一定改善，但补偿的精准性却不一定有提升。

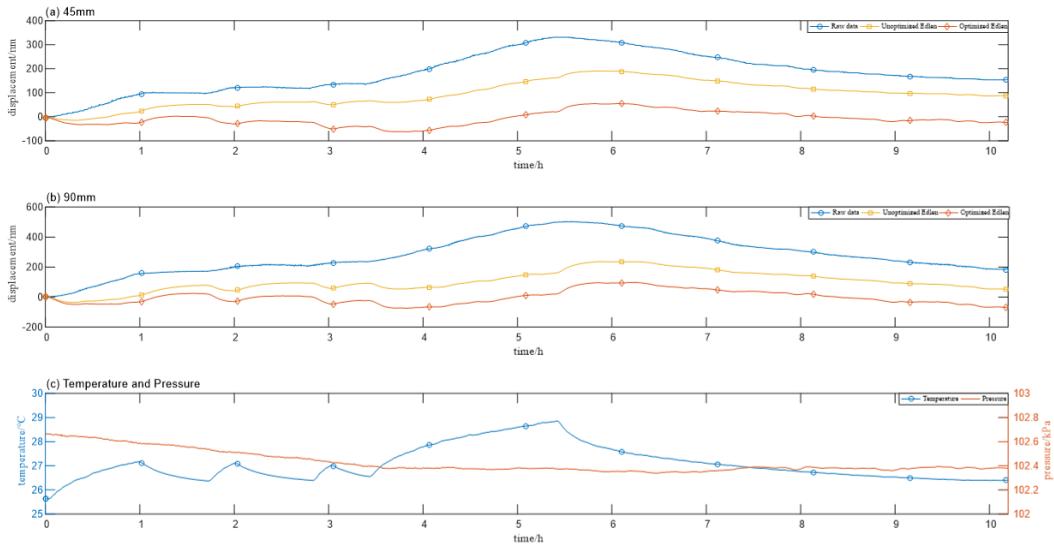


图 4-6 温度梯度实验数据

从图中可以看出， $1 \sim 2\text{h}$ 、 $2 \sim 3\text{h}$ 时间内，温度在 $26^\circ\text{C} \sim 27^\circ\text{C}$ 范围内来回变化，在 $3.4 \sim 10\text{h}$ 内，温度则从 26°C 上升到 28.85°C ，随后又回到 26°C ，前两次的温度梯度明显大于最后一次的温度梯度。从补偿结果也可以看出，红色曲线为经过粒子群算法优化后的 Edlen 公式的补偿效果，相较于原始 Edlen 公式的补偿效果（黄色曲线），红色曲线明显更加贴近理论位移值 0nm 。但黄色曲线以及红色曲线在上述三个温度波动范围内也有明显波动，并且第三个温度波动范围内对应的补偿结果波动较前两个显得更加平缓，这与温度梯度值的大小相对应。这进一步说明了，在大温度梯度的情况下，可能引入了其他误差因素，导致线性形式的 Edlen 公式无法适用。

4.4 基于温度梯度的分段式粒子群算法补偿方法

4.4.1 算法原理

由前文所述可知，在大温度梯度的情况下，可能引入了其他误差因素（例如大气湍流），导致线性形式的 Edlen 公式无法适用，此时的补偿模型可能是非线性的。但是由微积分的思想可知，一个非线性的函数只要微分的粒度足够小，在每一个 Δt 区间内都可以看做是线性的。所以只需要进行分段，然后在各个微分段内，Edlen 公式仍是可以使用的。由于温度梯度才是导致上述问题的原因，那么在进行分段补偿的时候，自然使用温度梯度作为分段的依据，在本文所述的工作中，采用如下两种分段的方法：

1. 采用单组温度传感器，使用自身温度的变化梯度作为分组依据，即在一定的时间内，温度的变化超过某个定值就进行一次分段。

2. 采用两组温度传感器，两组传感器放置的位置具有一定距离，采用同时刻两个传感器的差值作为分组依据，即在同一时刻，两个传感器的差值大于某个定值就进行一次分段。

值得说明的是，在本文进行的实验中，上述两种分段方法的补偿效果差别不大(不超过3.5%)，但是第一种方法操作较为简便，所以建议使用第一种方法，本文后续的工作使用的也是第一种方法，使用的阈值为：80个数据点内，温度的变化超过 0.05°C 。

4.4.2 算法流程图

算法的流程图如图4-7所示。

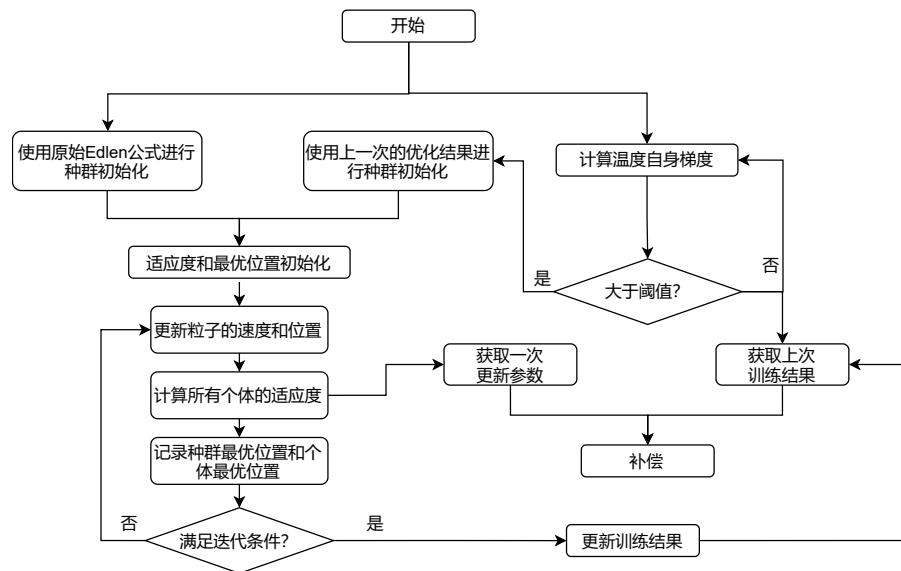


图 4-7 基于温度梯度的分段式粒子群算法补偿流程图

跟之前介绍的整段式粒子群算法补偿方法不同，当由于温度变化梯度过大导致触发分段进行新的一次粒子群算法训练时，种群的初始起点不再是原始的Edlen公式，而是设置为触发分段之前的粒子群算法的训练结果，这就意味着在进行新的一次分段训练的前期，进行补偿的Edlen公式模型并不是粒子群算法训练出来的最优解，而是一个跟上一次训练结果比较接近的次优解，这么做是为了让补偿结果的曲线比较平滑，防止在两次分段训练的交界处，由于补偿模型的突然改变而使得补偿结果曲线出现突然的断落。但由于使用了一个次优解而非最优解，势必会对补偿精度造成一定损失，损失的大小取决于采样周期与粒子群算法计算速度之间的关系。采样周期越长，粒子群算法计算速度越快，那么在进行新的一次分段补偿时，能够给粒子群算法训练的时间也就越多，训练效果也就越好，精度损失也就越小，反之亦然。由于温度梯度改变可能会导致触发

新的一次分段训练，但当前训练的迭代次数可能还没达到设置的迭代上限就开始了新一轮训练，从而使得上轮训练不彻底。所以迭代条件不能简单用迭代次数进行控制，为此增加了使用适应度大小进行控制，即迭代次数到达上限或者适应度小于设定的阈值，视为完成一轮迭代。

4.4.3 补偿效果

实验数据如图4-8所示。(a) 图为测量臂长度为 45mm 的位移测量数据，(b) 图为测量臂长度为 90mm 的位移测量数据，(c) 图为对应的温度和气压数据，(a)、(b)、(c) 三图的横轴均为时间，单位为 h；(a) 和 (b) 图中的竖轴为位移数据，单位为 nm，其中带圆圈标注的蓝色曲线为原始的位移测量数据，带黄色方块标注的为使用原始 Edlen 公式补偿后的位移数据，带红色菱形标注的为使用粒子群算法优化后的补偿后位移数据，带五角星形标注的绿色曲线则为基于温度梯度的分段粒子群算法补偿后的位移数据；(c) 图的竖轴为温度和气压数据，单位为 °C 和 kPa，其中带圆圈标注的蓝色曲线为温度数据，红色曲线为气压数据。

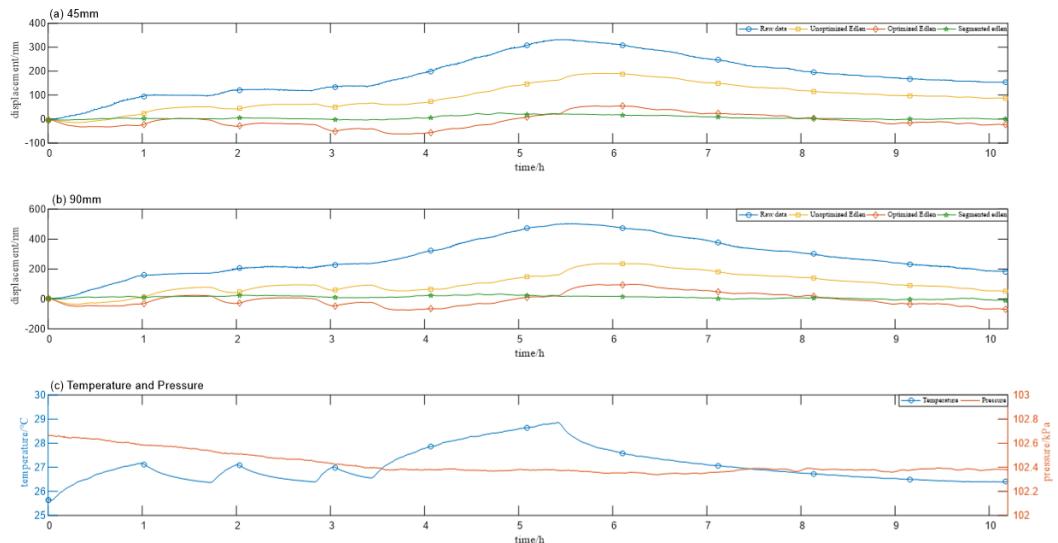


图 4-8 基于温度梯度的分段粒子群算法补偿效果

数据上，相比经过整段式粒子群算法的补偿效果，在经过基于温度梯度的分段粒子群算法补偿后的均方根误差从 30.4053nm 降低到了 10.7903nm (45mm)、从 45.8778nm 降低到了 13.1134nm (90mm)，剩余的残差也仅仅只有 2.3631nm，这个数值甚至小于干涉仪的分辨率，所以完全可以认为补偿后的残差是相等的，即可以说明环境误差得到了比较精确且完全的补偿。图形上也可以看出，绿色的线几乎全程保持一条直线，并没有过大的波动。

4.4.4 不足之处

需要特别指出的是，基于温度梯度的分段式粒子群算法补偿方法仍然有着以下几个不足之处：

1. 进行分段时所使用的依据：80个数据点内，温度的变化超过 0.05°C ，这也是一个经验值，是根据本文工作的实验数据分析出的一个补偿效果比较理想的值，这就意味着也可能存在上文所述的诸如温度不匹配或其他类似问题，这可能也会一定程度上影响补偿效果。
2. 如3.4.3节所述，本文的所有工作都未在亚克力罩中设置任何的直接热源，温度梯度的值无法做到太大，这就导致了未验证过当温度梯度进一步增大时，基于温度梯度的分段式粒子群算法补偿方法的效果如何。
3. 如4.4.2节所述，采样周期越长，粒子群算法计算速度越快，两者之间的差值越大，那么在每次分段补偿的初期补偿效果损失越小。但是当前干涉仪的应用场合下，大多无法做到过低的采样频率，所以需要想办法增加粒子群算法计算速度。
4. 如4.4.2节所述，可能会出现当前训练的迭代次数可能还没达到设置的迭代上限就开始了新一轮训练的情况，虽然使用适应度控制迭代条件能减少该情况的发生，但是适应度阈值的取值也有着一定的要求，适应度阈值过小则仍旧可能会发生上述现象。一般的，在同样的时间内，粒子群算法计算的越快，则迭代计算的结果更优，即适应度更小，需要想办法增加粒子群算法计算速度。
5. 由于进行了多次分段，这使得整个补偿程序的计算量是明显大于整段式粒子群算法补偿方法的，出于补偿及时性的考虑，计算量增大了需要增加计算速度才能动态平衡。

前两点算是本文工作真正存在的局限性，而后三点的解决办法都相同：提高粒子群算法的计算速度。粒子群算法本质上是一个迭代计算和并行计算相互组合的过程，在达到迭代条件之前需要一直迭代，并且每次迭代需要并行计算每个个体的适应度、更新种群信息、更新个体速度和位置等，其本身计算量就不小。而温度梯度的分段式粒子群算法补偿方法，由于根据温度变化梯度进行分段训练和补偿，将粒子群算法的这一缺点进行了放大。而在当前处理器中，专用处理器性能是大于通用处理器的性能，而粒子群这样一个含有大量并行计算的算法，提升其计算速度的一个有效方法就是设计粒子群算法的专用处理器。

4.5 算法硬化

软件层面和硬件层面的设计是不相同的，软件注重简洁性、高效性，而硬件注重的是面积、功耗、性能三者之间的权衡，所以通常在做硬件实现的时候，都需要对算法做一定更改，使其更加符合硬件设计的逻辑，这步称为算法硬化。硬化后的算法也可以作为最后的 RTL (Register Transfer Level，寄存器传输级) 的参考模型，称为 RTL model。

4.5.1 数据定点方案及截断方案

由于在硬件的视角中，只能识别两个电平：0 和 1，对应的即为二进制数，并且硬件是无法自动识别小数的，当前硬件中表示小数的常见方案有两种：定点和浮点。定点数指的是约定所有数据都有着一个隐含的小数点，并且这个小数点位置是固定的，例如 8bit 的数据 (bit7-bit0)，bit4 和 bit3 之间为小数点位置，那么高 4bit 数据 (bit7-bit4) 则表示整数部分，低 4bit 数据 (bit3-bit0) 则表示小数部分，如果是一个有符号数，那么往往在最高位增加 1bit (bit8) 用来表示正负，如图4-9所示，其中 1 表示负数，0 表示正数，例如一个 9bit 数 9'b001011010，由于 bit8 为 0，所以这是一个正数，而 bit7-bit4 为 4'b0101，对应的十进制数为 3，所以整数部分为 3，而 bit3-bit0 为 4'b1010，对应的十进制数为 10，由于这是小数部分，而且是 4bit 的小数，所以对应的小数精度为 $\frac{1}{2^4}$ ，所以该小数对应的十进制数为 $3 + 10 \times \frac{1}{2^4} = 3.625$ 。

浮点数则是指小数点的位置是不固定的，用尾数和阶码表示一个浮点数，其中尾数决定了浮点数的数值大小以及正负关系，阶码则决定了小数点在数据中的实际位置，尾数和阶码共同决定了数值的精度。科学计数法就是一种常见的浮点数表示方法，例如一个科学计数法表示的数 1.3564×10^2 ，其中 1.3564 则为尾数，它决定了这个数字的大小；2 则为阶码，它决定了小数点的实际位置是在 5 之后，两者共同决定了这个数字的精度为 0.01。

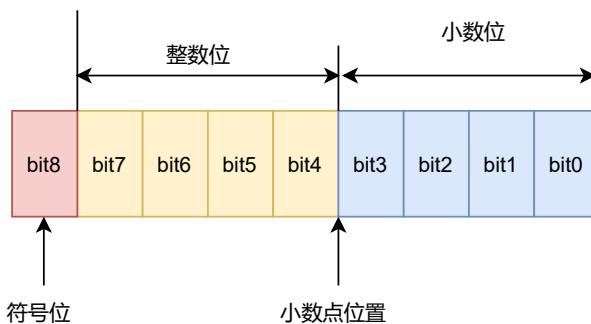


图 4-9 定点数示意图

定点数与浮点数相比，由于小数点的位置是固定的，所以能表示的数值范围

也是固定的并且是小于浮点数的表示范围的，这导致可能会存在数值溢出的问题，但是定点数有着一个最大的优点：定点数由于小数点位置确定，在进行运算时不用先确定小数点的位置，所以其对应的计算单元运算更快，并且消耗更少的资源和功率，所以为了提高粒子群算法的计算速度，定点数是比浮点数更好的选择^[52-55]。

所以本文采用 1bit 符号位加上 15bit 整数位和 8bit 小数位，共计 24bit 的定点方案，小数部分最大截断误差约为 0.0039，该方案能够表示的数据范围约为 -32768nm~32767nm，如果需要表示超过上述范围的数字，需要增加整数部分的比特位宽，想增加数字精度则需要增加小数部分的比特位宽，但这都会带来硬件资源的增加以及性能的下降。

需要注意的是，由于采用了定点方案使得能表示的数值精度是一定的，但是硬件计算加法和乘法的时候，计算结果的比特位宽是会变化，有如下规律：加法结果的数值比特位宽为两个加数之中最大的数值比特位宽 +1，乘法结果的数值比特位宽为两个乘数的数值比特位宽之和（注意是数值比特位宽，符号位另作计算）。而比特位宽的改变可能会使得在如上所述的 24bit 定点方案中的精度发生改变，这是错误的，所以需要实时进行截断。例如两个 24bit 的定点数相乘，其数值的比特位宽是 23bit 加 1bit 的符号位，所以其计算结果是 46bit 加上 1bit 的符号位，共计 47bit，但是这其中包含了 30bit 的整数部分和 16bit 的小数部分，而定点数的精度是一定的，为 8bit，经过乘法计算后却增大到了 16bit，所以需要将计算结果的最低 8bit 进行截断。一旦进行了截断就势必会引入误差，而且不同的截断方案引入的误差会是不一样，例如计算 $A \times B + C$ (A, B, C 均为 24bit 的定点数)，有两种截断方案：计算完 $A \times B$ 后截断和 $A \times B + C$ 全部计算完之后再截断，前者由于计算中途就进行了截断，从而损失了 8bit 的精度，这会导致误差的累计，但由于少了 8bit 数，所以可以减少硬件资源的消耗，有利有弊。本文综合使用两种截断方案，在需要较高精度的场合，例如适应度计算，采用第二种截断方案以提高计算精度，从而能够比较出适应度非常接近的两个粒子个体究竟谁更优，而在其余场合则使用第一种截断方案，从而达到节省硬件资源开销的目的。

4.5.2 补码运算

24bit 的定点数方案共定义了 1bit 符号位以及 23bit 的数值位，对于这样的有符号数，硬件需要区分数据的符号位以及数值位，并且一般的减法器的设计是比加法器更加复杂的，需要更多的硬件资源，所以使用补码将符号位和数值位、加法和减法相统一，这样做能简化硬件层面的设计^[56]。

在介绍补码之前需要先简单介绍补码和反码，原码就是指的有符号二进制

数本身，而正数的反码也等于它本身，负数的反码则等于其原码除符号位外所有比特位取反，补码等于其反码加上 1。对于正数而言，原码、反码、补码完全一致，所以实际上原码、反码和补码只对负数具有实际的应用意义。[4-10](#)给出了一个 8bit 有符号数（十进制为 -53）的补码计过程。

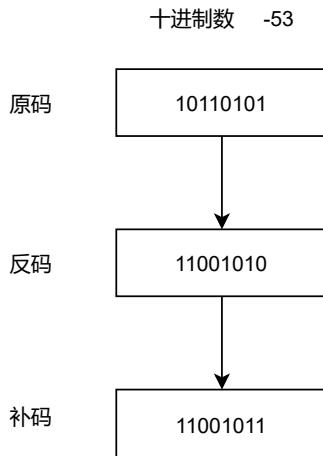


图 4-10 补码计算示意图

4.5.3 乘除转换转换

在硬件的世界中，四则运算所需要的资源量关系为：除法 > 乘法 > 加（减）法，导致性能下降的程度关系为：除法 > 乘法 > 加（减）法，但是其中有一个特殊情形，即 2 次幂乘法或除法。由于二进制数第 nbit 表示的十进制数大小为 2^{n-1} ，这说明距离为 l 的两个 bit 位其对应的倍数关系为 2^l ，所以如果是 2 的 n 次幂的乘法或除法，只需要将二进制数左移（对应乘法）或者右移（对应除法）nbit 即可，移位操作在硬件中是非常容易实现的，所以这并不会使用大量的硬件资源或者降低性能。而对于非 2 的 n 次幂的乘法或除法，可以转换为多个 2 的幂次方乘加，然后转换为移位操作。例如 $A \times 19$ 可以转换为 $A \times 16 + A \times 2 + A$ ，之后就可以使用移位操作替换乘法。但除了上述特殊情况，其余情况在硬件设计的时候需要尽可能避免除法的使用，并且减少乘法的使用。

由于在粒子群算法的适应度计算时采用的是均方根误差，而均方根误差的计算公式如式(4.5)所示，是需要进行一次除 N 的操作的，这个 N 取决于粒子群算法设置的种群个体数。由前文所述，如果这个 N 是 2 的幂乘法，那么就可以将除法的操作转变为移位操作，所以本文推荐粒子群算法的种群个体数设置为 16、32、64、128，这样在计算均方根误差时只需要将数据右移 4、5、6、7 位即可。

4.5.4 四舍五入方案

软件层面进行四舍五入非常简单，只需要判断是否小于阈值即可，放在硬件层面，判断数值是否小于阈值对应的基本逻辑单元是比较器，常见的基本逻辑单元面积关系为：加法器 > 比较器 > 选择器，比较器的面积不大不小，所以如果能减少比较器的使用数量，也能在资源消耗上带来一定收益。

所以本文进行四舍五入时采用如下方案：假设是在判断小数部分是否需要四舍五入时，即判断低 8bit 是否需要向第 9bit 进位时，可以将数值加上 8'b10000000，然后右移 8 位即可。这么做的原理是如果需要判断低 8bit 是否需要四舍五入，其实只需要判断第 8bit 的值是否为 1，如果为 1，那么这个数值是一定大于 8bit 数最大值（255）的一半的，这时就需要进位，然后进行移位即可舍去由于加法而导致的多余数据；如果第 8bit 为 0，那么即使加上 8'b10000000 也不会产生进位，进行移位后即可以完成舍入过程。而加上一个 2 的幂次方是可以通过异或门实现，这样做就可以减少资源消耗了。

4.6 硬化前后的算法验证框架

4.6.1 进制转换与字符串操作

由于补偿算法使用 matlab 编写，并且对应的硬化后的算法参考模型也是使用 matlab 编写的，而 matlab 本身对二进制计算并不友好，所以模型验证时采用了多次进制转换与字符串操作，这些操作使用 matlab 自带的 dec2hex、hex2dec、bin2dec、num2str 等函数。

4.6.2 RTL model 验证框架

RTL model 的验证框架示意图如图4-11所示，三角箭头表示数据类型为数值，蓝色线条代表进制为十六进制，绿色线条代表进制为二进制，黑色线条代表该处为其他类型操作（比较、控制等）。验证框架主要由 4 部分组成：stimulator、RTL model、software、scoreboard。其中 stimulator 主要功能为产生测试激励，主要包含 driver 和 monitor 两个部件，monitor 进行激励产生的控制，driver 产生受控的测试激励。RTL model 为硬化后的粒子群算法，包含三个部件：fitness_cal（进行适应度的计算）、population_upda（进行种群信息的更新）、velocity_upda（进行速度和位置的更新），三者的输出都是十六进制类型的数值，输入都是二进制类型的数值，所以在上一级模块输出和下一级模块输入之间需要进行进制的转换，但在三个模块内部计算时所有数据都为十进制。software 为软件版本的粒子群算法，即上文中用于实验中的补偿程序，RTL model 中每一部分在 software 中都有对应部分，作为验证 RTL model 正确性时的参考模型。scoreboard 为得分板，比

较 RTL model 和 software 的输出是否一致，并在误差大小超出设定阈值时进行报错。

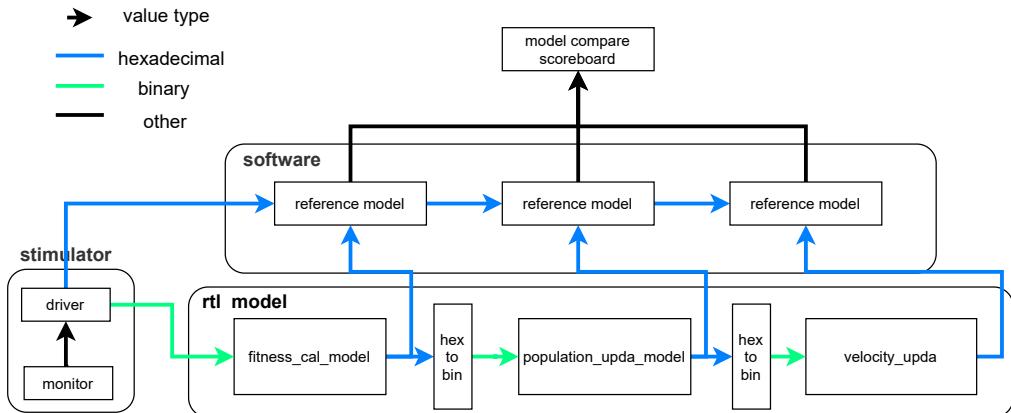


图 4-11 RTL model 验证框架

4.6.3 验证激励和结果

在单独模块的随机验证时（即每个模块的输入都是随机产生的，不来自上一模块，位移、温度、气压三个激励除外），激励产生约束如表所示。而在进行整个流水线的综合验证时，位移、气压和温度数据就采用实际的测量数据，初始搜索点则采用原始的 Edlen 公式，每一级模块的输入使用上一级模块的输出。

表 4-1 RTL model 激励产生约束

激励名	激励意义	数值范围	约束条件
fitness_cal_disp	输入的位移	[-500,500]	无
fitness_cal_pres	输入的气压	[-500,500]	无
fitness_cal_temp	输入的温度	[-500,500]	无
fitness_cal_para	当前搜索点	[-500,500]	无
population_upda_gbest	迭代结果的全局最优解	[0,5000]	无
population_upda_pbest	迭代结果的局部最优解	[0,5000]	小于 population_upda_gbest
velocity_upda_curpara	上一轮迭代的位置信息	[-500,500]	等于 fitness_cal_para
velocity_upda_lastv	上一轮迭代的速度增量	[0,1]	无
velocity_upda_randc	更新速度信息的随机数	[0,1]	无

设定的最大误差阈值如下：population_upda_pbest 模块的所有输出需要与 software 的输出完全一致，其余所有模块的输出的最大误差阈值为 $\pm 4\%$ 。误差产生的主要原因是上述的截断误差，截断误差虽然不大于 0.0039，但截断误差一旦

参与了乘法运算就会使得误差被放大，所以此处设定的阈值为 $\pm 4\%$ 。但需要特别强调的是，这 $\pm 4\%$ 的误差并不会给粒子群算法的结果带来太大影响，这是由于粒子群算法本身就有较大的随机性，从式(4.1)中两个随机数就可以看出，所以这个 $\pm 4\%$ 的误差只是又增加了一部分随机性而已，不会有太大影响。

单独模块的随机验产生了20组激励，每组2500个样本点，共计50000个激励测试点，而在整个流水线的综合验证时使用了所有的实际测量数据，所有验证结果的误差均未超过上述设定的阈值，可以认为算法的硬化达到了所需的要求。

4.7 本章小结

本章首先介绍了粒子群算法的基本原理以及本文使用的线性惯性权值递减策略，指出粒子群算法本身具有的早熟收敛问题，然后提出一种基于粒子群算法的优化的Edlen公式补偿方案，该方案将Edlen公式与粒子群算法相结合，不仅可以改善Edlen公式自身的温度不匹配、波长不匹配等问题，也可以解决粒子群算法自身早熟收敛的问题。并在第3章中的短时测量、长时测量和大范围温度变化测量的实验数据中进行补偿，补偿效果较原始Edlen公式有不错的提升，但同时也在实验中发现当温度变化梯度过大时，线性形式的Edlen公式并不适用，为此又进行了其它实验，并且基于微积分的思想提出一种基于温度梯度的分段式粒子群算法补偿方法，实验证该方法较原始Edlen公式和整段式粒子群算法补偿方法的效果均有提升，并且适用于较大温度变化梯度的情形。但该方法也有着一些不足之处，其中最为明显的是对粒子群算法的计算速度有较高的要求，为了解决该方法的不足，采用硬件加速的方法提升其运算速度，并介绍了算法的硬化方案，以及硬化算法正确性的验证框架，给出测试激励的产生条件和验证结果。

第 5 章 用于干涉仪环境补偿的粒子群 算法的硬件加速补偿系统设计

5.1 硬件设计方法

5.1.1 流水线技术

当前一般用吞吐率 (throughput) 作为硬件的性能指标，对于将要设计的用于干涉仪环境补偿的粒子群加速补偿模块，其吞吐率的计算公式可以使用下式：

$$throughput = \frac{Operation}{second} = \frac{PSO}{instructions} \times \frac{instructions}{clockcycle} \times \frac{clockcycle}{time(1s)}. \quad (5.1)$$

式(5.1)的含义为每秒钟能执行的操作数量，它由三部分组成：有效操作 (PSO 计算) 占所有指令的比例 $\frac{PSO}{instructions}$ 、每个周期能执行的指令数量 $\frac{instructions}{clockcycle}$ 以及 1 秒钟内包含的周期个数 $\frac{instructions}{clockcycle}$ ，其中前两项为强相关，可以合并为一个因素进行考虑，即一个周期能执行的 PSO 操作数量，所以最终决定设计出来的硬件的吞吐率的影响指标为：每个周期能执行的 PSO 操作数量和 1 秒钟内包含的周期个数。如果不采用流水线技术，仅仅只设计一个单周期的加速器，那么每一个周期能执行的 PSO 操作数量为 1，但是由于一次 PSO 操作需要涉及到适应度计算、位置和速度更新、种群信息更新三个步骤，而这中间又涉及到很多乘法，这会导致设计出来的加速器的信号延迟很大，从而使得一个周期所需要的时间增加，一秒钟内包含的周期个数较少，最后设计出来的加速器的吞吐率较低，所以需要采用流水线技术^[57-58]。

流水线技术的本质就是通过插入寄存器，将一个较长的组合逻辑分割成多个较短的组合逻辑，并在每个组合逻辑中使用寄存器暂存数据，信号在一个周期内必须通过的路径长度减小了，系统的时钟周期就可以降低了^[59-62]。这好像是在流水线上的工人，原本一件事情一个工人需要 10 秒钟才能完成，现在将这件事情分给 10 个工人去干，每个工人只需要 1 秒钟即可完成，这样就减少了所需要的时间，所以称为流水线技术。并且这不会导致每个周期能执行的操作数量下降，未采用流水线技术时，一个周期能完成的 PSO 操作数量为 1，现在采用 5 级流水线技术，假设所需要进行的 PSO 操作数量为 N，那么一个周期能完成的 PSO 操作数量为 $\frac{N}{N+5}$ ，根据极限的原理可知，当 N 足够大时，计算出来的

结果仍为1。所以采用流水线技术，根据式(5.1)可知，加速器的吞吐率即可以得到提升。流水线技术的示意图如图5-1所示。

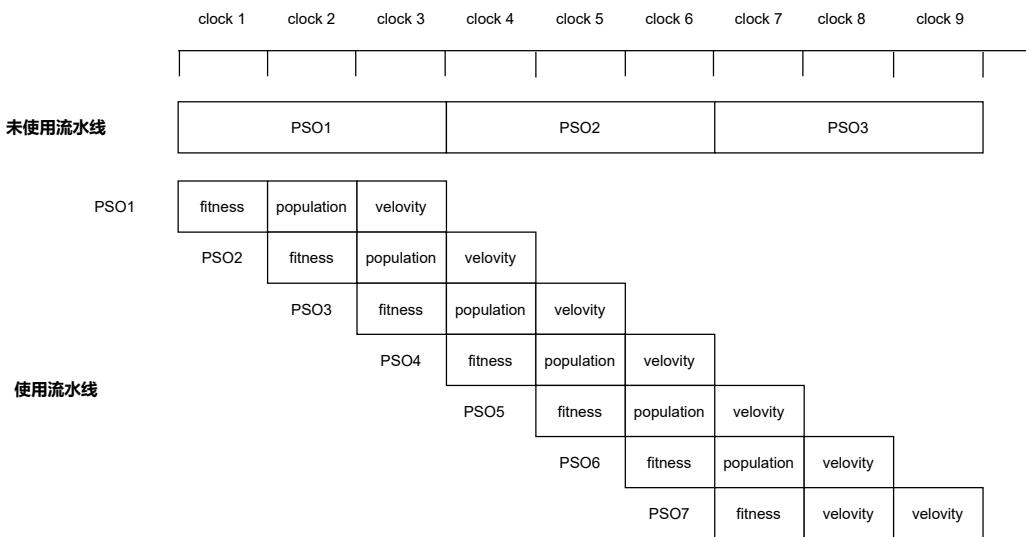


图 5-1 流水线示意图

图5-1画出了9个时钟周期内PSO操作情况，假设适应度计算(fitness)、速度和位置更新(velocity)以及种群信息更新(population)三个计算步骤需要的时间完全一致，都需要一个时钟周期，那么完成一次完整的PSO操作需要3个时钟周期。从图中可以看出，在未使用流水线技术时，9个时钟周期内只能完成3次PSO操作。如果采用了流水线技术，第一次PSO操作从第1个时钟周期开始，于第3个时钟周期完成，第二次PSO操作从第2个时钟周期开始，于第4个时钟周期结束，以此类推。可以看出在同一个时钟周期内，最多各只会有一次适应度计算、速度和位置更新以及种群信息更新，所以这不会引起硬件资源的冲突。采用流水线技术后，9个时钟周期内可以完成7次PSO操作，所以采用流水线技术可以很大程度上提升加速器的性能。

本文设计的用于干涉仪环境补偿的粒子群算法专用加速补偿系统为6级流水线，其中适应度计算模块由于含有大量乘法计算，所以设计为4级流水线，速度和位置更新以及种群信息更新模块乘法计算较少所以共为2级流水线。

5.1.2 握手控制方案

由于采用了流水线技术，将一次PSO操作分成了多级流水完成，对于相邻的两级流水线，上一级的输出是下一级的输入，所以如果上一级的输出尚未准备好，那么下一级的流水线是无法进行计算的，需要被阻塞，直至上一级流水线的输出准备就绪；或者如果上一级的输出已经准备好了，但是下一级处于忙碌状态无法接收数据，那么上一级的输出是没法给下一级流水的，需要阻塞到

下一级流水空闲了再把数据下发。上述这些情形导致相邻两级的流水需要一组控制信号进行通信，这样相邻的两级流水线才能知道自己什么时候能正常工作，这组信号就被称为握手信号^[63]。

本文设计的用于干涉仪环境补偿的粒子群算法加速补偿系统的握手控制方案中共含有 4 个握手信号：in_vld、in_rdy、out_vld、out_rdy，各信号含义如表 5-1 所示。如果两级流水线之间是直连的，无其他任何逻辑，那么通常上一级流水的 out_vld 和 out_rdy 分别连接的是本级流水的 in_vld、in_rdy，当 in_vld、in_rdy 同时为高时称为完成一次握手，此时可认为上一级流水输出的信号已经被本级流水所暂存，上一级流水可以继续进行其他运算了，具体的时序图如图 5-2 所示。

表 5-1 握手信号含义表

名称	含义	信号流向
in_vld	上一级流水的输出信号是否有效	上一级流水 → 本级流水
in_rdy	否能接收上一级流水的信号	本级流水 → 上一级流水
out_vld	本级流水的输出信号是否有效	本级流水 → 下一级流水
out_rdy	下一级流水能否接收信号	下一级流水 → 本级流水



图 5-2 握手控制模块时序图

本文设计的流水线握手控制模块名称为 pipe_ctrl_cell，其逻辑结构图为 5-3，其中 i_in_vld 即为上述的 in_vld 信号，i 表明这个信号对于 pipe_ctrl_cell 为输入信号（input），i_rst_n 为模块的复位信号，i_clk 为模块的时钟信号，o_pipe_hs 为成功握手信号。一个 pipe_ctrl_cell 模块需要的 FPGA 资源如表 5-2 所示，主要使用到的资源为查找表（Look-Up-Table，简称 LUT）以及寄存器。

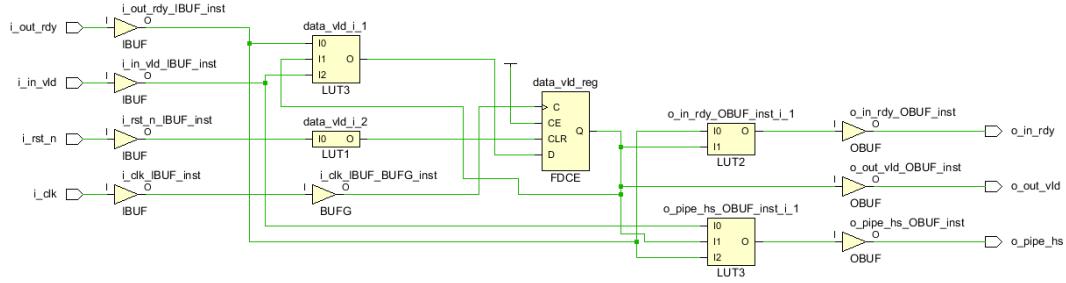


图 5-3 握手控制模块逻辑结构图

表 5-2 握手控制模块资源消耗表

资源类别	数量
Slice LUTs	3
Slice Register	1
Bonded IOB	7
BUFGCTRL	1

5.1.3 逻辑复制与资源共享技术

逻辑复制技术指的是在硬件设计的过程中，如果某级流水后负载过多，而且该处又为关键信号，就可以通过使用逻辑复制技术，将该处电路复制一份以降低该关键信号的扇出从而降低该关键信号的延迟，这样就可以提高电路的性能。在用于干涉仪环境补偿的粒子群算法加速补偿系统的设计过程中，如果设置的种群个体数过多，由式(4.1)和式(4.2)可以看出在进行每个个体的速度位置更新时所需的 p_{best_i} 和 g_{best} 都来源于种群信息更新模块，这就会导致种群信息更新模块后的负载过多而使得其延迟过大，所以可以对其采用逻辑复制技术，采用逻辑复制技术前后如如图5-4所示。

资源共享技术则是与逻辑复制技术相反，在不影响性能的非关键路径上，如果存在比较多的公共单元，则可以多个电路共同使用同一个公共单元，这么做可能会导致延时增大，但由于不是关键路径，所以影响较小，但这可以减小面积。

5.1.4 门控时钟技术

对于电路而言，其功耗主要分为两类：静态功耗和动态功耗。静态功耗又可以叫做待机功耗，它主要是由于电路中的漏电流导致的功耗，其计算公式如式(5.2)所示，其中 I_s 为静态工作电流， V_{DD} 为工作电压。而动态功耗又可以叫做开关功耗，它是由于逻辑翻转所产生的功耗，即电平发生 $0 \rightarrow 1$ 和 $1 \rightarrow 0$ 跳变时所产生的功耗，其计算方法如式(5.3)所示，式中 C_L 为寄生电容， S 为每个时钟周期内电路的平均翻转次数， f_{clk} 为时钟频率。而由于现在 FPGA 的时钟频

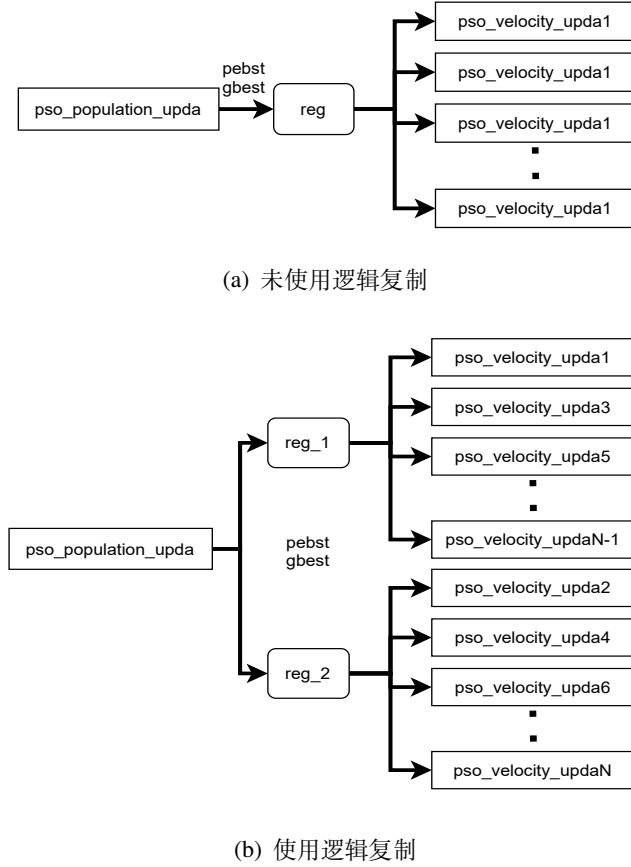


图 5-4 逻辑复制技术示意图

率一般为几十 MHz 到几百 MHz，这意味着时钟每秒会发生几百万次到几千万次的跳变，所以由时钟翻转带来的功耗是很大的。减少这部分功耗最简单的方法就是：判断每个模块是否处于工作状态，如果不处于工作状态则将该模块的输入的时钟关闭，这种技术称为门控时钟技术。

$$P_s = I_s \times V_{DD}. \quad (5.2)$$

$$P_{dynamic} = SC_L V_{DD}^2 f_{clk}. \quad (5.3)$$

为了判断每个模块是否处在工作状态，需要在每个模块的 I/O 中新增一个信号：`busy`，该信号为 1 代表该模块处于工作状态，为 0 则说明该模块处于空闲状态。有了 `busy` 信号之后，进行门控时钟的最简单的方法就是将 `busy` 信号和时钟信号 `clk` 相与，这样当模块处于空闲状态的时候，与门输出的结果就一直是 0，就将时钟关断了，如果模块正在工作，`busy` 信号为 1，`clk&busy` 的结果仍然是 `clk`，不会影响模块的正常工作。但是由于与门是电平逻辑，所以一旦 `busy` 信号有毛刺，就会导致经过门控时钟出来之后的时钟也有毛刺，而导致时钟信号错误的关断，这对电路的功能是致命的。所以当前门控时钟一般采用锁存门控或者寄存门控，这两种方法采用锁存器/寄存器对 `busy` 信号进行暂存，能很有效

地避免毛刺造成干扰。本文使用锁存门控技术，其结构图和波形图如图5-5所示。*clk_in* 为原始时钟，*clk_out* 为经过时钟门控之后的模块输入时钟。

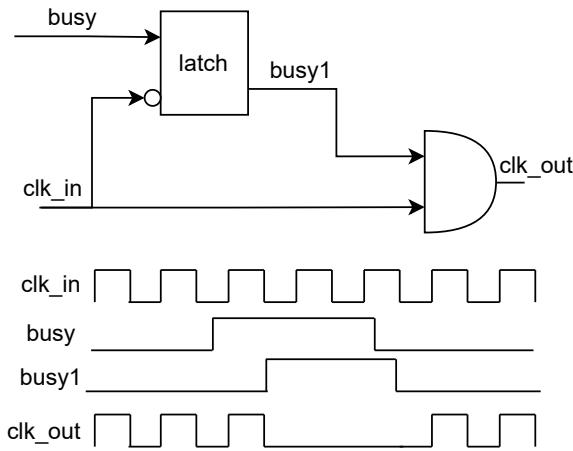


图 5-5 锁存门控的结构图和波形图

5.1.5 随机数生成设计

由于数字电路中只存在 0 和 1 两个值，并且要求任一时刻电路都处于确定的状态，并无中间态产生，否则会进入亚稳态，这导致对于数字电路而言，随机数的生成是一件非常困难的事情，电路生成的随机数大多都是伪随机数，即只在一定范围内进行随机，并且有规律可循。本文在随机数生成的设计上采用线性反馈移位寄存器（Linear Feedback Shift Register，简称 LSFR），LSFR 由若干个触发器和异或门组成，其原理是使用反馈函数改变 LSFR 中现存的序列，并将反馈函数的输出进行移位，从而在一定的序列长度内可以生成源源不断的伪随机输出。本文设计的随机数生成模块名称为 pso_lsfr_rangen，其架构图如图5-6所示，这是一个 8 位的 LSFR，反馈系数为 101110001，所能产生的最大不重复序列的长度为 $2^8 - 1 = 255$ 种，所以它能产生的最大 255 个随机值，并通过 seed 控制随机值的产生顺序。

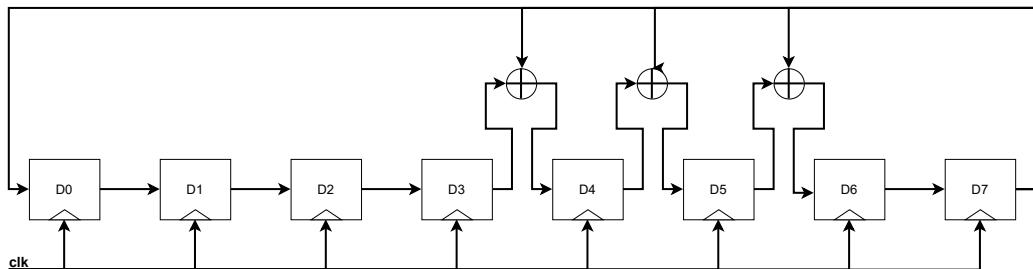


图 5-6 LSFR 架构图

5.2 粒子群算法加速补偿系统架构

整个粒子群算法加速补偿系统架构如图5-7，其中 pipe_ctrl_cell 为5.1.2节中介绍的握手控制模块，pso_fitness_cal 为适应度计算模块，并行放置了 N 个适应度计算模块，pso_population_upda 为种群信息更新模块，pso_velocity_cal 为速度和位置更新模块，也共放置了 N 个模块用于并行加速。

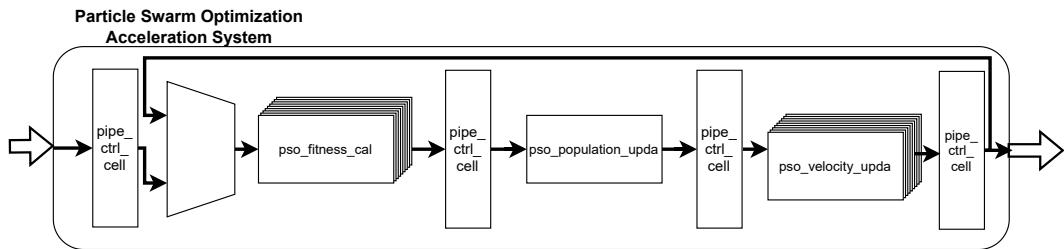


图 5-7 粒子群算法加速补偿系统架构图

为了兼顾硬件的灵活性和可维护性，某些可配置信息不使用寄存器配置方法，而采用 parameter 方法配置，具体参数含义及默认值如表5-3所示。

表 5-3 parameter 定义表

名称	含义	默认值
SAM_NUM	训练的样本数量，推荐为 2 的幂次方	128
IND_NUM	种群的个体数量，推荐为 2 的幂次方	32
PARA_NUM	待训练参数数量	2
GEN_NUM	迭代上限次数，推荐为 2 的幂次方	256
IW	整数部分位宽	16
FW	小数部分位宽	8

整个粒子群算法加速补偿系统的接口信号如表5-4所示，给出了顶层所有接口的名称、方向、位宽以及含义。其中 *i_* 或 *o_* 的前缀表明该信号是输入还是输出，*_cfg_* 标志代表是一个寄存器接口，*_pso_* 标志代表是系统的数据或控制信号输入，其余为系统的全局信号。

表 5-4 粒子群算法加速补偿系统接口信号表

接口名	接口方向	位宽	含义
i_clk	输入	1	系统时钟信号
i_RST_N	输入	1	系统复位信号
i_flush	输入	1	系统刷新信号
i_cfg_pso_in_initial_para	输入	PARA_NUM*(IW+FW)	训练起点
i_cfg_pso_in_initial_lastv	输入	PARA_NUM*(IW+FW)	训练的初始速度
i_cfg_pso_in_len	输出	8	测量臂长度
i_cfg_pso_start	输入	1	系统开始信号
o_cfg_pso_busy	输出	1	系统忙碌标志位
o_cfg_pso_done	输出	1	计算完成信号
i_pso_in_vld	输入	1	输入的有效信号
o_pso_in_rdy	输出	1	输入接收准备信号
i_pso_in_sample_temp	输入	SAM_NUM*(IW+FW)	输入的温度数据
i_pso_in_sample_pres	输入	SAM_NUM*(IW+FW)	输入的气压数据
i_pso_in_sample_disp	输入	SAM_NUM*(IW+FW)	输入的位移数据
o_pso_out_vld	输出	1	输出的有效信号
i_pso_out_rdy	输入	1	输出接收准备信号
o_pso_trained_temp	输出	(IW+FW)	训练后的温度因子
o_pso_trained_pres	输出	(IW+FW)	训练后的气压因子

5.2.1 适应度计算模块架构

适应度计算模块的架构如图5-8所示的四级流水结构，图中也画出了大致的数据流，其中 refractive_cal 为折射率计算，其计算方法如式(2.17)，compensation_value 为补偿值计算，其计算方法如式(2.15)；error_cal 为适应度计算，其计算方法跟式(4.5)类似，但是由于数字电路比较难实现算数平方根操作，所以将式中的算术平方根变为绝对值。要实现绝对值操作需要用到多个比较器，首先需要判断两个数符号位的关系，然后再判断数值位的大小关系，结合两次判断的结果得出两个数之间的大小关系，然后进行减法以实现绝对值操作。reg 则代表相邻两级相邻流水线之间暂存数据的寄存器堆，虚线框表示的 monitor 为监视器，主要是为适应度计算模块每级流水验证时提供比对值。

适应度计算模块的所有接口信号如表5-5所示，其中 pfc 为 pso_fitness_cal 的缩写首字母，标志着该信号为适应度计算模块的接口。

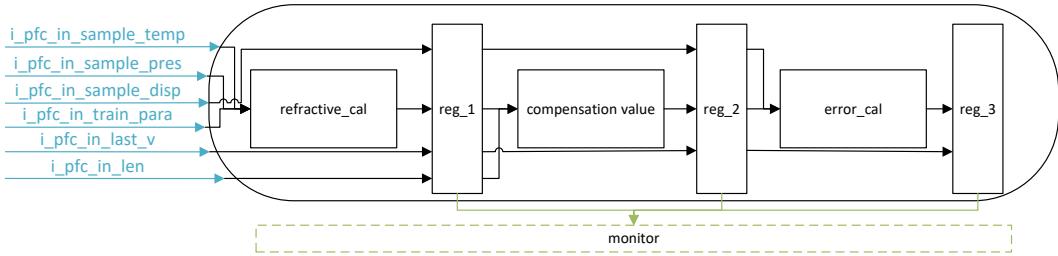


图 5-8 适应度计算模块架构图

表 5-5 适应度计算模块接口信号表

接口名	接口方向	位宽	含义
i_clk	输入	1	模块时钟信号
i_RST_N	输入	1	模块复位信号
i_flush	输入	1	模块刷新信号
i_pfc_in_vld	输入	1	模块输入的有效信号
o_pfc_in_rdy	输出	1	模块输入的准备信号
i_pfc_in_sample_temp	输入	SAM_NUM*(IW+FW)	模块输入的温度数据
i_pfc_in_sample_pres	输入	SAM_NUM*(IW+FW)	模块输入的气压数据
i_pfc_in_sample_disp	输入	SAM_NUM*(IW+FW)	模块输入的位移数据
i_pfc_in_train_para	输入	PARA_NUM*(IW+FW)	模块输入的当前训练参数
i_pfc_in_last_v	输入	PARA_NUM*(IW+FW)	模块输入的当前速度
i_pfc_in_len	输入	8	模块输入的测量臂长度
o_pfc_out_vld	输出	1	模块输出的有效信号
i_pfc_out_rdy	输入	1	模块输出的准备信号
o_pfc_out_busy	输出	1	模块工作标志位
o_pfc_out_train_para	输出	PARA_NUM*(IW+FW)	模块输出的当前训练参数
o_pfc_out_last_v	输出	PARA_NUM*(IW+FW)	模块输出的当前速度
o_pfc_out_fitness	输出	IW+IW+FW+8	模块输出的适应度结果

5.2.2 种群信息更新模块架构

种群信息更新模块的架构如图5-8所示的两级流水结构，图中也画出了大致的数据流。其中 32to1 是找出 32 个个体适应度最小的那个，并找出该个体对应的两个训练参数，其结构为 5 级比较器，其中第一级有 16 个二选一的比较器，从 32 组数据中找出较小的 16 组数据，第二级有 8 个二选一比较器，第三级有 4 个，以此类推，在最后一级比较器的输出即可选中 32 组数据中个体适应度最小的一组。

`global_upda` 是比较 `32to1` 中找出的最小适应度值，跟模块本身记录的最小适应度值相比较，如果 `32to1` 中的适应度小，则将模块记录的适应度值进行更新；`person_upda` 是将 32 个种群个体分开判断，比较当前周期的计算的适应度值是否比模块自身的记录的适应值小，如果小则进行更新。`global_upda` 和 `person_upda` 都是使用一个寄存器和一个比较器组合搭建的。`reg` 则代表相邻两级相邻流水线之间暂存数据的寄存器堆，虚线框表示的 `monitor` 为监视器，主要是用于验证时提供比对值。

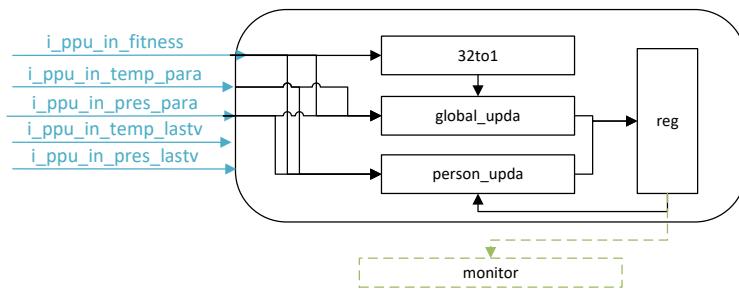


图 5-9 种群信息更新模块架构

种群信息更新模块的所有接口信号如表5-6所示，其中 `ppu` 为 `psp_population_upda` 的缩写首字母，标志着该信号为种群信息更新模块的接口。

表 5-6 种群信息更新模块接口信号表

接口名	接口方向	位宽	含义
i_clk	输入	1	模块时钟信号
i_RST_N	输入	1	模块复位信号
i_flush	输入	1	模块刷新信号
i_ppu_in_vld	输入	1	模块输入的有效信号
o_ppu_in_rdy	输出	1	模块输入的准备信号
i_ppu_in_fitness	输入	IND_NUM*(2*IW+FW+8)	模块输入的适应度
i_ppu_in_temp_para	输入	IND_NUM*(IW+FW)	模块输入的温度参数
i_ppu_in_pres_para	输入	IND_NUM*(IW+FW)	模块输入的气压参数
i_ppu_in_temp_lastv	输入	IND_NUM*(IW+FW)	模块输入的温度速度
i_ppu_in_pres_lastv	输入	IND_NUM*(IW+FW)	模块输入的气压速度
o_ppu_out_vld	输出	1	模块输出的有效信号
i_ppu_out_rdy	输入	1	模块输出的准备信号
o_ppu_out_temp_para	输出	IND_NUM*(IW+FW)	模块输出的温度参数
o_ppu_out_pres_para	输出	IND_NUM*(IW+FW)	模块输出的气压参数
o_ppu_out_temp_lastv	输出	IND_NUM*(IW+FW)	模块输出的温度速度
o_ppu_out_pres_lastv	输出	IND_NUM*(IW+FW)	模块输出的气压速度
o_ppu_out_global_temp	输出	(IW+FW)	全局最优温度参数
o_ppu_out_global_pres	输出	(IW+FW)	全局最优气压参数
o_ppu_out_person_temp	输出	IND_NUM*(IW+FW)	个体最优温度参数
o_ppu_out_person_pres	输出	IND_NUM*(IW+FW)	个体最优气压参数

5.2.3 速度和位置更新模块架构

速度和位置更新模块架构的架构如图5-10所示的两级流水结构，图中也画出了大致的数据流。其中 LFSR1 和 LFSR2 为 2 个 8 位的线性反馈移位寄存器，用于产生式(4.1)中的两个随机数，velocity_upda 和 position_upda 分别为计算式(4.1)和(4.2)。reg 则代表相邻两级相邻流水线之间暂存数据的寄存器堆，虚线框表示的 monitor 为监视器，主要是用于验证时提供比对值。

速度和位置更新模块的所有接口信号如表5-7所示，其中 pvc 为 pso_velocity_cal 的缩写首字母，标志着该信号为速度和位置更新模块的接口。

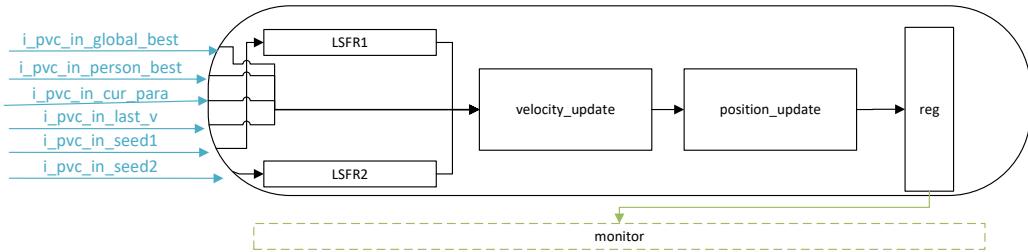


图 5-10 速度和位置更新模块架构图

表 5-7 速度和位置更新模块接口信号表

接口名	接口方向	位宽	含义
i_clk	输入	1	模块时钟信号
i_RST_N	输入	1	模块复位信号
i_FLUSH	输入	1	模块刷新信号
i_pvc_in_vld	输入	1	模块输入的有效信号
o_pvc_in_rdy	输出	1	模块输入的准备信号
i_pvc_in_cur_para	输入	PARA_NUM*(IW+FW)	模块输入的当前训练参数
i_pvc_in_global_temp	输出	(IW+FW)	模块输入全局最优温度参数
i_pvc_in_global_pres	输出	(IW+FW)	模块输入全局最优气压参数
i_pvc_in_person_temp	输出	IND_NUM*(IW+FW)	模块输入个体最优温度参数
i_pvc_in_person_pres	输出	IND_NUM*(IW+FW)	模块输入个体最优气压参数
i_pvc_in_lsfr_seed1	输入	8	模块输入的随机种子
i_pvc_in_lsfr_seed2	输入	8	模块输入的随机种子
o_pvc_out_vld	输出	1	模块输出的有效信号
i_pvc_out_rdy	输入	1	模块输出的准备信号
o_pfc_out_nxt_para	输出	PARA_NUM*(IW+FW)	模块输出的更新训练参数
o_pfc_out_nxt_v	输出	PARA_NUM*(IW+FW)	模块输出的更新速度

5.2.4 多起点训练方法及寄存器配置

常规的粒子群算法一般都是单起点训练的，但是由于本文提出的温度梯度的分段式粒子群算法补偿方法中在温度变化梯度过大触发一次分段训练时，采用的粒子群算法的训练起点是上一次的训练的训练结果，如4.4节所述，这就导致了设计的粒子群加速补偿系统需要支持多起点训练，同时在5.1.1节中也说明了整个粒子群算法加速补偿系统是一个6级流水线的设计，如果只用1个起点进行训练是无法覆盖整个流水线的初始延迟，其波形如图5-11所示。



图 5-11 单起点训练时序图

从图中可以看出由于流水线较深使得如果只从一个起点开始训练，每个模块仍然有较长的空闲状态，硬件的利用率较低，这与流水线设计的初衷相悖，所以采用多起点进行训练则可以很好地解决这个问题。

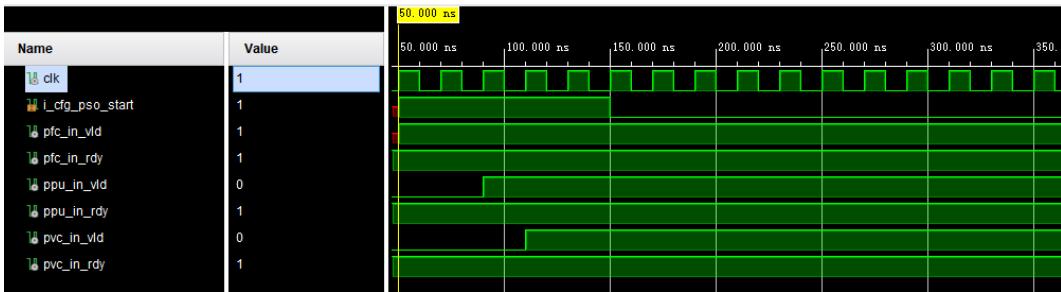


图 5-12 多起点训练时序图

如图5-12所示，由于是一个 6 级流水线的设计，所以将训练起点个数设为 5 就可以完美掩盖流水线的初始延迟，各级模块在开始工作之后，除非因为数据不足、阻塞等原因使得流水线反压导致模块空闲，其余情况下各模块都处于工作状态，硬件利用率较高。需要强调的是，虽然采用多起点训练的方法，但是种群信息更新模块仍然只有一份，所以这 5 个起点在进行速度和位置更新时使用的是同一份种群最优位置和个体最优位置，所以这并不会对粒子群算法的效果造成太大影响，但这需要在寄存器配置的时候注意一下。

如表5-4所示，按照配置顺序，粒子群算法加速补偿系统共有 `i_cfg_pso_in_initial_para`、`i_cfg_pso_in_initial_lastv`、`i_cfg_pso_in_len`、`i_cfg_pso_start4` 组寄存器，其中 `start` 寄存器只能维持 5 个周期的高电平，这 5 个周期内的 `para` 寄存器值和 `lastv` 寄存器值即为 5 个训练起点。

5.3 双差分验证框架

由于数字电路不像软件那样出了错误可以随时更改，所以数字电路往往需要经过非常完备的验证以确定其功能的正确性与可靠性。在4.6.2节中介绍了硬化后算法与原始补偿算法之间的差分验证环境，通过验证多组虚拟激励和真实

数据以保障硬化后算法的正确性，而正确的 RTL model 在 RTL 的验证环境中会作为参考的模型，即在原始补偿算法-RTL model、RTL model-RTL 之间进行两次差分比较，称为双差分验证框架，其示意图如图5-13所示。三角箭头表示数据类型为数值，菱形箭头表示数据类型为文本，蓝色线条代表进制为十六进制，绿色线条代表进制为二进制，黑色线条代表该处为其他类型操作（比较、控制等），并且在原先 4 个组成部件：stimulator、RTL model、software、scoreboard 的基础上多了一个部分：RTL，RTL 为根据 RTL model 设计出来的门级电路。由于 RTL 仿真采用的是 vivado，而验证环境、原始补偿算法以及参考模型都是使用 matlab 编写，而 vivado 和 matlab 两者之间的兼容性并不算优秀，所以使用 verilog 自带的系统函数 \$fopen 和 \$fdisplay，将每一个模块级每个计算周期的所有中间结果值写入 txt 文件，后续验证环境抓取 vivado 产生的 txt 文件进行对比分析。需要强调的是，式(4.1)中的两个随机数是由两个 LSFR 产生的，为了保证 RTL、RTL model 以及原始补偿算法的输入激励一样，需要将 LSFR 产生的随机数写入 txt 文件，供验证环境抓取使用，这就导致两次仿真不是同时进行的，必须先在 vivado 中进行 RTL 的仿真，生成对应的激励文件之后，才能在 matlab 中完成后续的仿真以及对比分析。

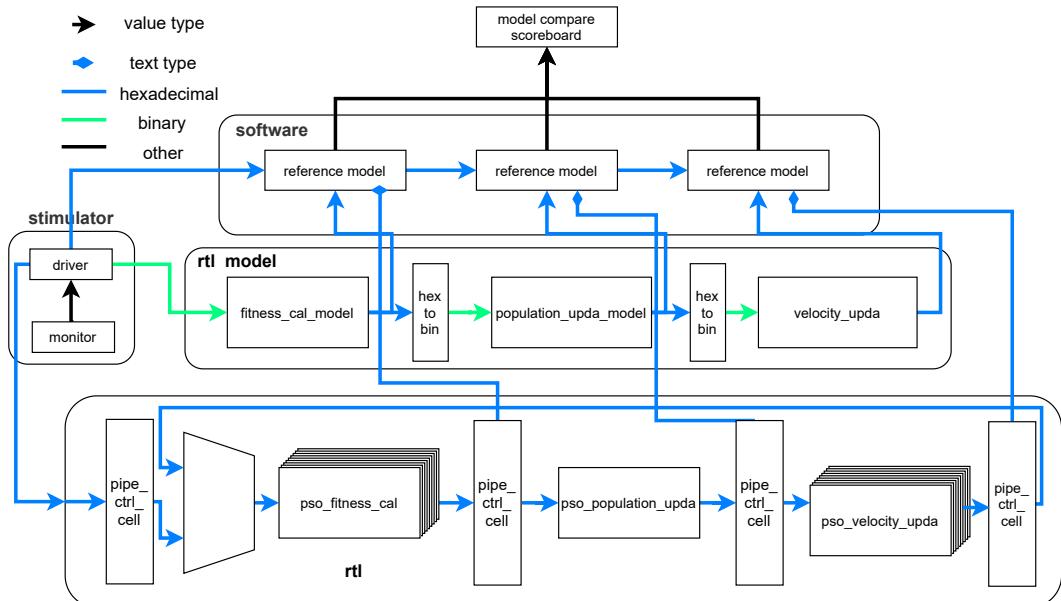


图 5-13 双差分验证环境框架图

跟 RTL model 的验证一样，输入的激励有两种：真实数据和随机产生的虚拟数据，真实数据需要先进行处理，让其变为 0.0039 的整数倍后才能用于验证，而随机产生的虚拟数据激励如表5-8所示。

表 5-8 RTL 激励产生约束

激励名	激励意义	数值范围	约束条件
pso_fitness_cal_disp	输入的位移	[-32768,32767]	分辨率为 0.0039
pso_fitness_cal_pres	输入的气压	[-32768,32767]	分辨率为 0.0039
pso_fitness_cal_temp	输入的温度	[-32768,32767]	分辨率为 0.0039
pso_population_upda_gbest	初始的全局最优解	32767	分辨率为 0.0039
pso_population_upda_pbest	初始的局部最优解	32767	分辨率为 0.0039
pso_velocity_upda_para	初始的位置信息	[-500,500]	分辨率为 0.0039
pso_velocity_upda_v	初始的速度增量	[0,1]	分辨率为 0.0039
pso_velocity_upda_seed	LSFR 的随机种子 i	[0,255]	分辨率为 0.0039

而在进行对比分析时，种群信息更新模块 pso_population_upda 的输出需要与 RTL model 的完全一致，而适应度计算模块 pso_fitness_cal 和速度和位置更新模块 pso_velocity_cal 的输出允许与 RTL model 有最大不超过 0.0039 的误差。随机产生的虚拟数据共生成了 20 组，每组 2500 个样本点，共计 50000 个激励测试点，所有结果的误差都不超过上述设定的条件，并且所以处理后的真实数据也都通过了验证。

5.4 本章小结

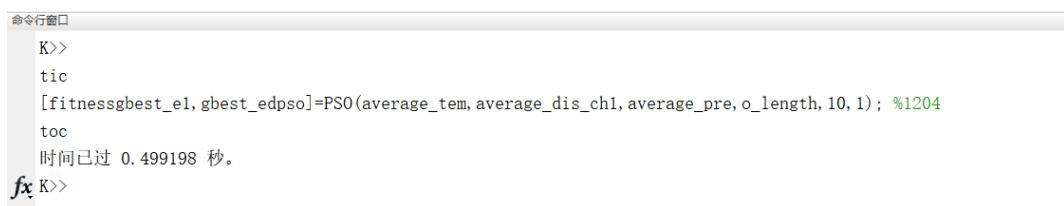
本章主要介绍了用于干涉仪环境补偿的粒子群算法加速补偿系统的硬件设计方案，首先从吞吐率这一指标出发，介绍了流水线设计的本质和必要性，随后介绍了粒子群加速补偿系统中的流水线设计方案以及对应的握手控制方案及模块 pipe_ctrl_cell 的时序图、接口、结构和资源消耗；在通用的设计技术上介绍了逻辑复制与资源共享技术，并介绍了逻辑复制技术在粒子群算法加速补偿系统中种群信息更新模块 pso_population_upda 中的应用；在功耗设计方面，介绍了基于各模块 busy 信号的锁存门控时钟方案；在随机数生成设计方面，介绍了基于 8 位线性反馈移位寄存器的随机数生成方案。然后介绍了整个粒子群算法加速补偿系统的总体硬件架构，以及适应度计算模块、种群信息更新模块和速度和位置更新模块的具体架构，也给出各层级的接口定义。最后介绍了在验证方面提出的基于 matlab 环境的原始补偿算法-RTL model、RTL model-RTL 之间双差分验证框架，也介绍了具体的验证激励和验证结果。

第 6 章 软硬件补偿方法的性能对比

在第 4 章和第 5 章分别介绍了干涉仪环境误差补偿在软件层面的解决方法和硬件层面的加速补偿方法，任何一者都可以实现基于粒子群算法的对双频激光干涉仪环境误差的补偿，但两者各有优劣，软件层面的基于温度梯度的分段式粒子群算法补偿效果能够较好地适用于各种场景下的环境误差补偿，并且补偿方法简单，只需要增加额外的温度传感器和气压传感器，但在 4.4.4 节中说明了该方法对运行时间有着较大的要求；而硬件层面的加速补偿方法，由于设计专用的并行加速模块，使得运行速度能得到一定提升，但是由于算法硬化过程中产生的截断误差、适应度模型改变等原因，使得其精度稍有降低，并且补偿方法较为复杂，不仅需要增加气压传感器和温度传感器，还需要增加专门的定制电路或 FPGA 开发板，而且在寄存器配置等软硬协同操作上复杂一些。所以两种方法各有优劣，本章将会详细对比一下两种方法的优缺之处，为了比较结果更加明显，若无特别强调，以下均是整段式粒子群算法，种群数量均为 32，迭代次数均为 100 次。

6.1 运行时间对比

运行时间是最关心的性能参数之一，它的快慢直接影响了补偿的性能与补偿的实时性。使用图 3-17 所示数据在 matlab 中进行粒子群算法的运行时间分析，结果如图 6-1 所示。处理后的样本长度约为 382 个点，迭代次数为 100，所需迭代时间为 0.499 秒。软件层面的运行时间与 CPU 性能息息相关，实验用电脑的 CPU 为 AMD 的 R7-6800H，8 核 16 线程，主频为 3.2GHz，多核睿频可达 4.0GHz，单核睿频可达 4.7GHz，TDP 热功耗为 45W。



```
命令行窗口
K>>
tic
[fitnessgbest_e1, gbest_edpso]=PSO(average_tem, average_dis_ch1, average_pre, o_length, 10, 1); %1204
toc
时间已过 0.499198 秒。
fx K>>
```

图 6-1 软件运行时间结果图

而硬件的运行时间取决于计算周期数和时钟周期大小，运算周期数由设计决定，同样的计算量运算周期数一般是固定的，而时钟周期大小由设计的时序

路径以及时序约束决定。本文所列的时序约束主要包含时钟约束、输入约束和输出约束等。时钟约束主要为设定主时钟，主时钟通常通过输入端口引入，指定周期以及可选的名称和波形（上升沿和下降沿时间），并描述占空比，设定的时钟周期为 20ns，占空比为 50%。输入延迟描述 FPGA 边界处的输入信号与时钟（通常是板时钟）之间的相对相位，如图6-2(a)所示，主要由 tco 和 trce_dly 两项组成，tco 是来自输入 FPGA 芯片的延迟，需要查阅 FPGA 手册得出，trce_dly 是来自 PCB 板的延迟，一般难以得到准确值。输出延迟描述参考时钟与 FPGA 边界处的输出信号之间的相对相位，由 tsu、thd 和 trce_dly 三项组成，tsu 和 thd 分别为建立时间和保持时间，需要查阅 FPGA 手册得到。

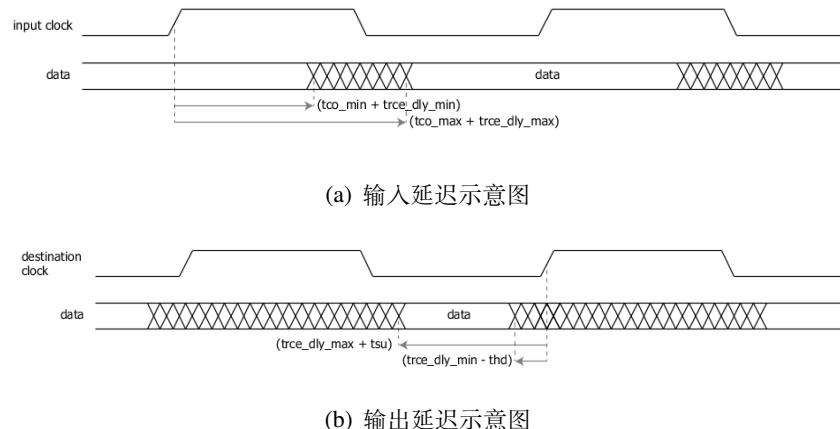


图 6-2 输入输出延迟示意图

以下是三种时序约束的部分示例：

1. 时钟约束：create_clock -period 20.000 -name i_clk -waveform 0.000 10.000
[get_ports i_clk]
2. 输入延迟约束：set_input_delay -clock [get_clocks i_clk] -min -add_delay 5.0
[get_ports i_pfc_in_last_v[0][*]]
3. 输出延迟约束：set_output_delay -clock [get_clocks i_clk] -min -add_delay 4.0
[get_ports o_pfc_out_fitness[*]]

时序检查的结果如图6-3，在设定检查频率为 50MHz 时最差的时序裕量还有 5.844ns，理论上可以跑通更高的时钟频率，但是为了可靠性考虑，留足了足够的时序裕量，最终粒子群算法加速补偿系统的时钟频率为 50MHz。

使用图3-17所示数据在 vivado 中进行粒子群算法的加速时间分析，结果如图6-4所示。处理后的样本长度约为 382 个点，最大迭代次数为 100，从图中可以看出前 4000ns 为软件配置寄存器的时间，第 4200ns 时 start 信号拉高，代表寄存

Setup	Hold	Pulse Width
Worst Negative Slack (WNS): 5.844 ns	Worst Hold Slack (WHS): 0.158 ns	Worst Pulse Width Slack (WPWS): 9.725 ns
Total Negative Slack (TNS): 0.000 ns	Total Hold Slack (THS): 0.000 ns	Total Pulse Width Negative Slack (TPWS): 0.000 ns
Number of Failing Endpoints: 0	Number of Failing Endpoints: 0	Number of Failing Endpoints: 0
Total Number of Endpoints: 7969	Total Number of Endpoints: 7969	Total Number of Endpoints: 4755

All user specified timing constraints are met.

图 6-3 时序检查结果图

器配置信息已经生成，可以开始对粒子群加速补偿系统进行配置，同时 busy 信号也拉高了，代表系统开始工作，在约 7000ns 时 done 信号产生脉冲，代表该次粒子群算法训练结束。

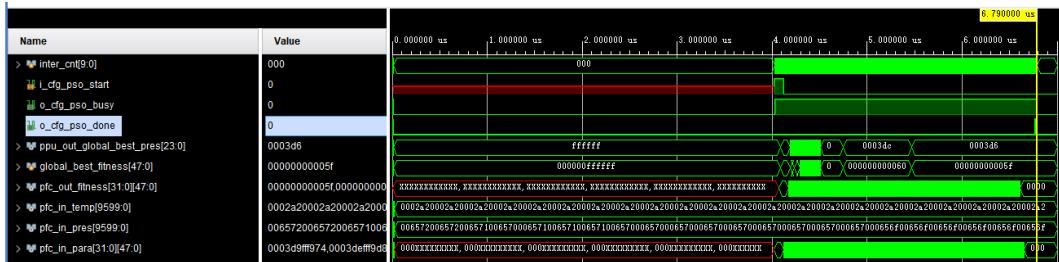


图 6-4 硬件运行时间结果图

但软硬和硬件的运行时间都是和所设置的种群个体数强相关的，如图6-5所示，展示了种群大小在 16-96 之间，软件和硬件的运行时间关系，其中蓝色曲线代表的是软件运行时间，随着种群大小的增大而不断增大；而绿色曲线是硬件运行时间，由于硬件并行设置的加速单元只有 32 个，所以硬件计算时间是每当种群大小增大 32 时翻一倍（寄存器配置时间的增长在此处忽略不计），因为种群大小每增加 32，在计算一次迭代时需要多运算一个周期。

6.2 所需资源对比

采用软件方法进行补偿，所有计算均在 CPU 上进行，无需任何其他辅助计算模块，而采用硬件方法进行补偿则需要使用大量的 FPGA 资源，如表6-1所示，主要使用的资源为 LUT、FF 和 DSP，LUT 为查找表（Look-Up-Table），常用于大部分的组合逻辑，FF 为触发器（Flip Flop），用于时序逻辑中存储数据，DSP 为数字信号处理器（Digital Signal Processing），用于各模块中的乘法逻辑。

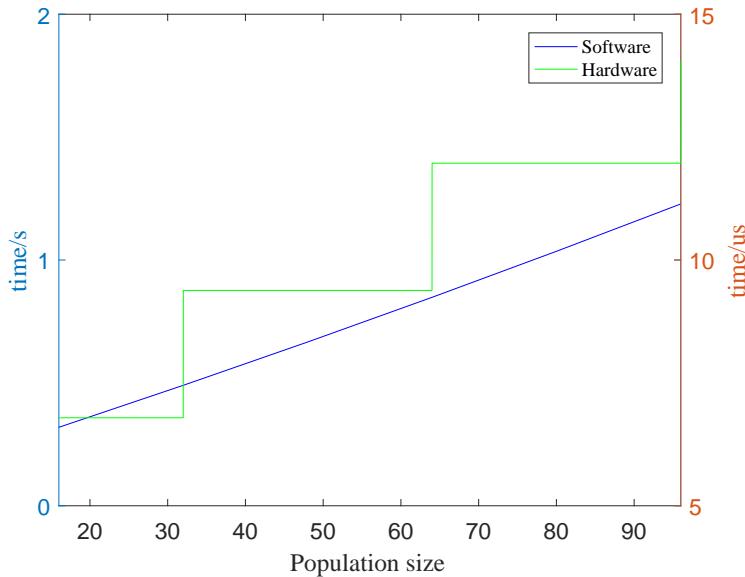


图 6-5 运行时间和种群大小的关系图

表 6-1 资源使用表

	LUT	FF	DSP
pso_fitness_cal	12761	4775	210
pso_population_upda	2389	5449	0
pso_velocity_cal	397	193	15

需要特别强调的是，pso_fitness_cal 模块和 pso_velocity_cal 模块是和种群的个体数强相关的，所以在预估资源消耗时需要进行乘法，而 pso_population_upda 模块则是弱相关，即使种群个体数改变也只需在表格数据的基础上进行轻微增加即可。资源瓶颈为 DSP 数量，所以在设定种群个体数 IND_NUM 这一 parameter 时需要先进行资源评估。

6.3 补偿效果对比

图6-6为软硬件补偿效果的对比图，所使用的数据为图3-17。(a)图为测量臂长度为 45mm 的位移测量数据，(b)图为测量臂长度为 45mm 的位移测量数据，(c)图为对应的温度和气压数据，(a)、(b)、(c)三图的横轴均为时间，单位为 h；(a)和(b)图中的竖轴为位移数据，单位为 nm，带方块标注的紫色曲线为经上文设计的粒子群算法加速补偿系统硬件补偿之后的位移数据，带红色菱形标注的为使用粒子群算法优化后的软件补偿后位移数据，(c)图的竖轴为温度和气压数据，单位为 °C 和 kPa，其中带圆圈标注的蓝色曲线为温度数据，红色曲线为气压数据。

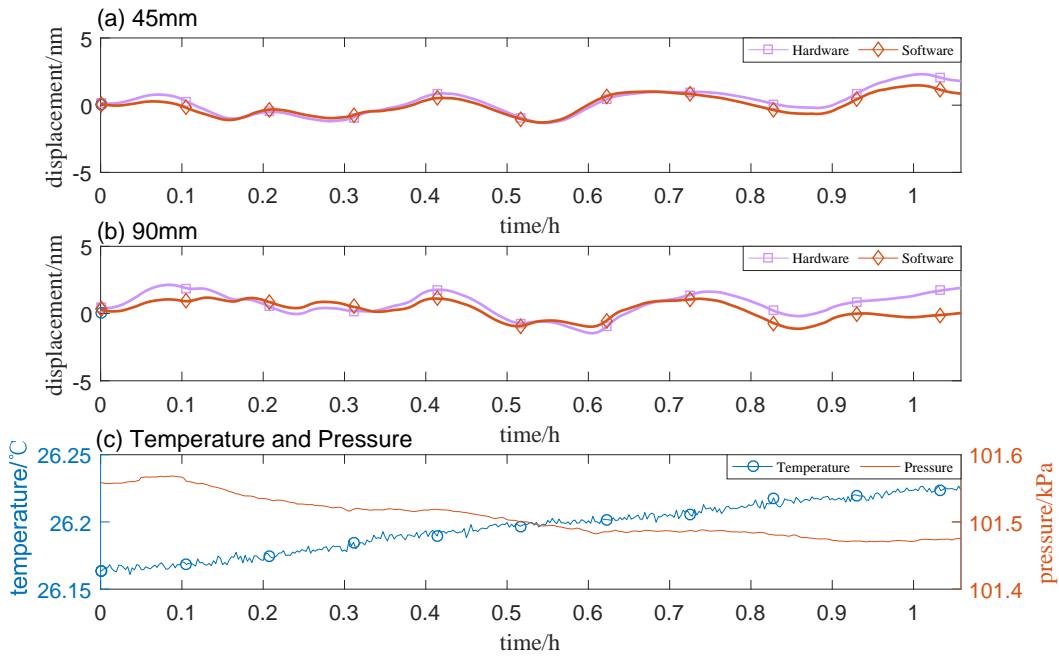


图 6-6 软硬件补偿效果对比图

如图6-6所示，代表硬件补偿效果的紫色曲线和软件补偿效果的黄色曲线都十分接近零点，这说明两者在对环境误差的补偿上较图3-17都取得了更好的补偿效果，并且两条曲线相隔的最大距离为0.9nm，这说明两种方法的补偿效果十分接近。红色曲线在测量臂长度为45mm和90mm的两组数据下，补偿后的残留均方根误差只有0.8541nm和1.034nm，而紫色曲线在测量臂长度为45mm和95mm的两组数据下，补偿后的残留均方根误差只有0.8225nm和1.112nm，最大误差约为7.5%。

并且可以看出在测量臂长度为45mm的数据组中，硬件补偿后的效果较软件补偿更好，这是由于虽然硬件补偿有截断误差，但是由于粒子群算法本身就有较大的随机性，这一点从式(4.1)中两个随机数就可以看出，所以截断误差可能在某些情况下会加剧粒子群算法的随机情况从而造成较好的补偿效果，但在大多数情况下，截断误差只会导致补偿效果变差。

6.4 优缺点总结

干涉仪环境误差补偿软件层面的解决方法和硬件层面的加速补偿方法，任何一者都可以实现基于粒子群算法的对双频激光干涉仪环境误差的补偿，但两者各有优劣。总体而言软件层面在资源、补偿效果和复杂程度等方面占有优势，而硬件加速补偿由于截断误差、设计方法较为复杂等原因在这些方面处于劣势，但是由于硬件上并行设置了大量的加速单元，所以使得硬件加速补偿方法在运行时间上占有较大优势，所以比较适用于对补偿速度要求较高的场合或者用于

前文提出的基于温度梯度分段补偿方法中的加速场合，而软件补偿方法由于其简便性和良好的补偿效果，适用于大部分的补偿场景，如表6-2所示。

表 6-2 软硬件优缺点总结表

	软件直接补偿	硬件加速补偿
运行时间	毫秒级	微秒级
电路资源	无需外加其他电路	需外加电路，DSP 资源紧张
补偿效果	较好	差一些，不超过 8% 的误差
复杂程度	低	较高
适用场合	适用于大部分场合	适用于高速场合或用于分段式补偿的加速场合

6.5 本章小结

本章主要介绍了干涉仪环境误差补偿软件层面的解决方法和硬件层面的加速补偿方法的优缺点，首先在运行时间方面介绍了软件补偿使用的 CPU 及运行时间，硬件加速补偿所下的时序约束及运行，并且介绍了两者运行时间随着种群大小的变化曲线。随后介绍了两种方法所消耗的资源以及补偿效果，通过数据分析硬件加速补偿的误差最大约为 8%，处在一个可接受的范围之内。最后对两种方法的优缺点及适用场合进行了一个总结。

第 7 章 总结和展望

7.1 研究工作总结

随着半导体技术的不断发展，半导体尺寸不断逼近物理极限，光刻机等半导体设备也对位移测量系统提出了更高的要求：亚纳米级分辨率、纳米级测量精度、数米级的测量速度和米级的测量量程。从原理上看，双频激光干涉仪满足上述所有要求，是最适合用于半导体设备中位移测量系统的产品之一。但是双频激光干涉仪以激光的真空波长为测量基准，实际的测量环境中由于温度和气压等因素的影响，实际的测量波长是不等于真空波长的，这就为测量带来误差，严重影响了双频激光干涉仪的测量精度。而目前常用 Edlen 公式补偿方法存在着：温度不匹配、波长不匹配、主观性强等不足之处，导致补偿效果受限。因此本文针对双频激光干涉仪的环境误差补偿问题进行研究方向，取得了以下成果：

1. 设计了一套专用于双频激光干涉仪环境误差研究的实验设备，包括一套多通道的温度采集系统和一套单轴干涉仪。为满足双频激光干涉仪环境误差研究中对温度测量的多样化需求，使用 PT100 电阻设计了一套最多支持 8 个通道同时采集的温度采集系统，并使用美国国家仪器（NI）公司研制的 LabVIEW 程序开发环境开发，以及配套的 NI LabVIEW Runtime 和 NI-VISA 模组，开发了一套专用的上位机软件和标定软件，标定结果显示各个通道的拟合优度值都大于 0.9999，最大误差小于 0.04°C 。市面上商用的干涉仪大多带有金属外壳和金属底座，但是金属材料的热胀冷缩会给环境误差的研究带来很大干扰，所以使用微晶玻璃和光学元件研制了一套专用的单轴干涉仪，由光学元件和光学胶直接粘接制成，并且直接粘接在微晶玻璃上，从而排除材料热胀冷缩带来的误差。
2. 搭建了一套环境误差补偿专用的双光程对比测量系统并进行了实验。该测量系统包括两套自制的光程长度为 90mm 和 45mm 单轴干涉仪、自制多通道温度采集系统、PACE1000 气压传感器、隔振功能的光学平台、亚克力罩等。该实验系统分别从实验设备、实验变量、实验环境、实验方法等方面进行了多次改进，并在性能测试时均方根误差为 11.8869nm 和 23.3770（理论值应为 0），两组数据近似成两倍关系，与两套干涉仪的光程长度关系相同，可认为经过多次改进，该实验系统可以比较准确地测量到双频激光干

涉仪的环境误差。

3. 理论分析了 Edlen 公式的缺陷并进行实验验证。现有的 Edlen 公式是根据 644.0nm、508.7nm、480.1nm 和 467.9nm 四个波长段在 20°C 测量数据得出的，而如今双频激光干涉仪的激光波长大多为 633nm，并且光刻机中的工作温度为 22°C，两者在波长段和使用温度上并不匹配，并且认为总结的公式容易带有较强的主观性，这些因素都会为 Edlen 公式的补偿效果带来影响。在测量系统中进行了短时测量、长时测量和大范围温度变化测量，实验发现在上述情形下 Edlen 公式均有不错的补偿效果，但具有提升空间。以短时测量为例，经过补偿后的均方根误差从 11.8869nm (45mm) 和 23.3770nm (90mm) 降低到了 3.1377nm 和 5.8401nm，补偿效果约为 71% 和 75%。并且实验发现，相比于短时测量的差值 2.7024nm 而言，在大范围温度变化测量时由于温度更加远离 20°C，并且温度变化范围也更大了，导致残留误差的差值也增大到了 22.983nm，再次验证了温度不匹配导致原始 Edlen 公式的补偿效果降低。并且温度变化过快会导致补偿结果出现异常波动也再次说明了这一点。
4. 提出一种基于粒子群算法优化的 Edlen 公式的软件补偿方法。以 Edlen 公式作为粒子群算法的搜索模型，能充分挖掘训练样本中的数据关系，解决 Edlen 公式条件不匹配问题，并且由于原始的 Edlen 公式为粒子群算法提供了一个优秀的搜索起点，相当于大幅压缩了粒子群算法的搜索空间，也能非常有效地避免粒子群算法自身早熟收敛问题的出现。实验证了该方法能够有效提升环境误差的补偿效果，以短时测量为例，补偿的残留均方根误差从 3.1377nm 和 5.8401nm 降低到了 0.8541nm 和 1.034nm，分别同比减小了 72.7% 和 82.3%。为解决实验中发现的温度变化过快时 Edlen 公式不适用问题，基于微积分思想提出了基于温度梯度的分段粒子群补偿方法，解决了温度变化较快情况下的双频激光干涉仪环境误差补偿问题。
5. 提出一种用于干涉仪误差环境补偿的粒子群算法的硬件加速补偿系统。为解决基于温度梯度的分段粒子群补偿方法对运算速度的高要求，也同时提升补偿的实时性，根据补偿算法的特点在数据定点方案及截断方案、补码运算、乘除转换转换方案、四舍五入等方案上对算法进行了硬化，并设计了适应度计算模块 (pso_fitness_cal)、种群信息更新模块 (pso_population_upda) 以及速度和位置更新模块 (pso_velocity_cal) 等专用加速模块，仿真分析该系统能将补偿时间从毫秒级提升到微秒级，并且只带来不超过 8% 的误差，以适用于高速补偿场合或用于分段式补偿的加速场合。

7.2 研究工作展望

本文提出基于粒子群算法优化的 Edlen 公式的软件补偿方法提升了常规情况下的补偿效果；提出基于温度梯度的分段粒子群补偿方法以解决温度变化较快情况下的双频激光干涉仪环境误差补偿问题；并设计了专用的加速结构以适用于高速补偿场合或用于分段式补偿的加速场合，取得了一些成果，但由于个人时间精力受限，还存在着诸多不足之处和有潜力的研究问题：

1. 超快温度变化情形下的干涉仪环境误差补偿。本文的工作为了保证环境误差测量的精确性，并未在测量环境中添加直接热源，所以导致温度的变化速度受限，无法验证本文提出的方法在温度变化速度进一步加快后的补偿效果。
2. 未将双频激光干涉仪的环境误差和镜组的热漂移误差做严格界限。为了减少材料热胀冷缩的影响，本文虽然将光学器件直接粘接在微晶玻璃上，但是干涉仪内部的光学器件也会发生热胀冷缩产生热漂移误差，而这一点也是与温度相关的。本文的工作在进行粒子群算法的训练时，未将这两种误差做严格区分，可能会导致对热漂移误差误补偿。
3. 轻量化的快速补偿系统。本文虽然提出了基于温度梯度的分段粒子群补偿方法以解决解决温度变化较快情况下的补偿问题，但这导致了补偿速度降低，虽然也设计了专用的加速系统以提升补偿速度，但这需要增加额外的硬件电路，导致补偿系统更为臃肿。所以如何在保证补偿系统的效果和速度的前提下，使得整个补偿系统做到轻量化，在实际的使用中具有重要意义，这或许是一个很有潜力的研究方向。

参考文献

- [1] 张志平, 杨晓峰. 激光外差干涉技术在光刻机中的应用[J]. 激光与光电子学进展, 2022, 59(9): 8.
- [2] 中国半导体行业协会. 中国半导体行业协会常务副理事长兼秘书长、中国电子信息产业发展研究院院长张立: 中国集成电路产业整体实力显著提升 [EB/OL]. 2022. <https://web.csia.net.cn/newsinfo/4647678.html>, Last accessed on 2022-11-17.
- [3] 张依依. 中国再次成为全球最大半导体设备市场[J]. 中国电子报, 2022.
- [4] FANG Y, A, HE Y, et al. resolution technology of lithography machine[J]. IOP Publishing Ltd, 2022.
- [5] 于海娇. 双频激光干涉仪的应用研究综述[J]. 电子测试, 2022(000-008).
- [6] ZHANG T, YANG C, DONG W, et al. Study on high speed dual-frequency laser interferometry in two longitudinal modes[J]. Proc Spie, 2007, 6723.
- [7] CHEN H, ZHANG S. Microchip nd:yag dual-frequency laser interferometer for displacement measurement.[J]. Optics express, 2021, 29(4): 6248-6256.
- [8] NGUYEN T D, DUONG Q A, HIGUCHI M, et al. 19-picometer mechanical step displacement measurement using heterodyne interferometer with phase-locked loop and piezoelectric driving flexure-stage[J]. Sensors and Actuators A Physical, 2020, 304: 111880.
- [9] 孙凤鸣, 傅星, 朱振宇, 等. 基于 MEMS 的微位移传感器及其应用研究[J]. 传感技术学报, 2013, 26(2): 4.
- [10] MAYA, CALVO, SANZ-PASCUAL, et al. Low cost autonomous lock-in amplifier for resistance/capacitance sensor measurements[J]. Electronics, 2019, 8(12): 1413.

- [11] GE J, YING Z, YING P, et al. A high-precision detection circuit for capacitive sensor[C]//2015 IEEE 16th International Conference on Communication Technology (ICCT). 2015.
- [12] 王晓立. 电容式位移传感器研究[D]. 湘潭大学, 2011.
- [13] 曹妍. 基于膜电极的电容微位移传感器研究与设计[D]. 合肥工业大学, 2019.
- [14] LI H, JI C. Study on raster-sensing technology[J]. OPTOELECFRONIC TECHNOLOGY, 1999.
- [15] LI S, WANG J, ZHANG W, et al. Real-time direction judgment system of sub-nanometer scale grating ruler[J]. IEEE Access, 2021, PP(99): 1-1.
- [16] SUN J, TIAN C. Cpld-based displacement measurement system for nanoscale grating ruler[J]. Journal of Chemistry, 2020, 2020(12): 1-8.
- [17] 苏绍璟. 大量程纳米级光栅位移测量理论及关键技术研究[D]. 国防科学技术大学, 2001.
- [18] RUI S, ZHI-JUN F, YAN L, et al. Novel way to increase measurement speed of dual frequency laser interferometer[C]//第三届国际仪器科学学术研讨会论文集. 2004.
- [19] 楚兴春. 纳米光栅干涉位移测量关键技术的研究[D]. 国防科学技术大学, 2005.
- [20] 马磊, 钟兴旺, 刘玄, 等. 星间激光干涉仪测距技术发展现状与趋势[J]. 空间电子技术, 2018, 15(6): 6.
- [21] 戴成睿. 面向激光追踪测量系统的空气折射率补偿方法研究[D]. 北京工业大学, 2019.
- [22] 徐建. 双频激光干涉仪系统线性测量误差主要来源及减小误差的方法分析[J]. 计量与测试技术, 2013, 40(8): 2.
- [23] 闵帅博, 严利平, 崔建军, 等. 高精度空气折射率测量系统设计与实现[J]. 计量学报, 2020, 41(11): 7.
- [24] BIRCH K P, DOWNS M J. The results of a comparison between calculated and measured values of the refractive index of air[J]. Journal of Physics E entific Instruments, 1988, 21(7): 694.

- [25] 陈强华, 闫聚群, 柳忠尧, 等. 基于等效合成波方法的双真空管空气折射率测量仪[J]. 计量学报, 2004, 25(3): 4.
- [26] 美一民. 折射率修正技术——激光干涉仪技术综述之四[J]. 工具技术, 2015, 49(1): 5.
- [27] 池峰, 朱煜, 张志平, 等. 双频激光干涉测量中的环境补偿技术[J]. 中国激光, 2014(4): 7.
- [28] YANG L, WU X, WEI H, et al. Frequency comb calibrated frequency-sweeping interferometry for absolute group refractive index measurement of air[J]. Applied Optics, 2017, 56(11): 3109.
- [29] CHEN B, YANG Y, YAN L, et al. Precision measurement of the refractive index of air using a phase modulated homodyne interferometer with a variable length vacuum cavity[J]. Measurement Science and Technology, 2019.
- [30] OKAFOR A C, ERTEKIN Y M. Vertical machining center accuracy characterization using laser interferometer[J]. Journal of Materials Processing Technology, 2000.
- [31] 周毅冰, 程文君, 张忠立. 激光干涉仪环境补偿单元气压传感器检定装置[J]. 上海计量测试, 2015, 42(4): 3.
- [32] LEE K, PYO Y, YOU K. Lagrange multiplier based error compensation of heterodyne interferometer[J]. Electronics Letters, 2016, 52(20): 1692-1694.
- [33] 吴炳阳, 于晋龙, 王菊, 等. 小型化空气折射率测量装置的精度修正[J]. 激光与光电子学进展, 2018, 55(4): 7.
- [34] 丁子婷. 双频激光干涉仪测量系统的环境误差研究[D]. 桂林电子科技大学, 2021.
- [35] 严利平, 蒋剑波, 楼盈天, 等. 双频激光干涉测量中的环境补偿技术[J]. 激光与光电子学进展, 2022(14): 1.
- [36] 杨荣岩, 王大勇. 基于激光多普勒测速的自由场空气声压测量研究[D]. 北京工业大学, 2021.
- [37] “科普中国”科学百科词条编写与应用工作项目. 多普勒频移[EB/OL]. 2022. <https://baike.baidu.com/item/%E5%A4%9A%E6%99%AE%E5%8B%92%E9%A2%91%E7%BB/2585005?fr=aladdin/>, Last accessed on 2022-03-30.

- [38] 杨琳琳. 基于拍频测量温度和旋光角的方法研究[D]. 河南师范大学, 2017.
- [39] 胡红波, 杨丽峰, 于梅. 零差干涉仪用于振动校准中关键技术的研究[J]. 计量学报, 2018, 39(3): 5.
- [40] CUI J, TAN J, WEN X, et al. Refractive index of air for interferometric length measurements[J]. Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering, 2015, 9446: 944640-944640-11.
- [41] BOENSCH G, POTULSKI E. Fit of edlen formulae to measure values of the refractive index of air[C]//Spies International Symposium on Optical Science. 1998.
- [42] 李博, 杨军, 谢兴娟, 等. 温度对激光干涉法测量气体动态压力的影响[J]. 光学技术, 2021, 47(5): 565-569,581.
- [43] ZHANG Y, GAO H, HAO W, et al. Approach to the measurement accuracy of laser wavelength in air[C]//AOPC 2015: Optical Test, Measurement, and Equipment. 2015.
- [44] 熊显名, 丁子婷, 曾启林, 等. Elden 公式法在双频激光干涉仪测量系统的应用[J]. 仪器仪表用户, 2021.
- [45] KOHMUN K, LIMSUWAN P, RANUSAUD M, et al. Effect of the carbon dioxide concentration on the refractive index of air in a long gauge block interferometer [J]. Instrumentation Science & Technology, 2020: 1-11.
- [46] 深圳市银飞电子科技有限公司. PACE1000[EB/OL]. 2022. <https://www.1001718.com/druck/11175.html>.
- [47] 上海拍频光电科技有限公司. 信号处理卡[EB/OL]. 2022. <http://www.spoe.com.cn/sys-pd/41.html>.
- [48] 潘红丽. 基于改进粒子群算法的垃圾清运车辆低碳路径规划[D]. 南京信息工程大学, 2022.
- [49] LIAO Y, ZHANG Z, WANG N, et al. Environmental compensation of laser interferometer based on particle swarm algorithm[J]. Applied optics, 2022(13): 61.
- [50] 冯浩, 李现伟. 一种改进的粒子群优化算法惯性权值递减策略[J]. 蚌埠学院学报, 2015, 4(006): 21-24.

- [51] 范培蕾, 张晓今, 杨涛. 克服早熟收敛现象的粒子群优化算法[J]. 计算机应用, 2009, 29(B06): 4.
- [52] 潘树朋, 刘有耀, 焦继业, 等. 基于 RISC-V 浮点指令集 FPU 的研究与设计[J]. 计算机工程与应用, 2021, 57(3): 7.
- [53] 徐飞. 基于 BOOM 的浮点单元的设计优化与验证[D]. 西安电子科技大学.
- [54] KANG L, WANG C. The design and implementation of multi-precision floating point arithmetic unit based on fpga[C]//International Conference on Intelligent Transportation. 2018: 587-591.
- [55] ZHANG J, LI G, LUO Y, et al. Higher precision integer operations instead of floating-point operations in computers or microprocessors[J]. Review of Scientific Instruments, 2021, 92(2): 025104.
- [56] 赵黎娜. 补码表示的定点数取值范围分析[J]. 科技信息, 2011(8): 1.
- [57] 李景琳, 姜晶菲, 窦勇, 等. 基于 Soft-NMS 的候选框去冗余加速器设计[J]. 计算机工程与科学, 2021, 043(004): 586-593.
- [58] 吴艳霞, 梁楷, 刘颖, 等. 深度学习 FPGA 加速器的进展与趋势[J]. 计算机学报, 2019, 42(11): 20.
- [59] 张立学, 尹东辉. 流水线技术在 FPGA 设计中的运用[J]. 计算机时代, 2016 (2): 3.
- [60] 田帆, 杨檬玮, 单长虹. 基于流水线技术的全数字锁相环设计[J]. 电子技术应用, 2019(4): 6.
- [61] VIJAYAKUMAR K N, SUMATHY V, PRAMOD P, et al. Design of high speed low power counter using pipelining[J]. Journal of Scientific & Industrial Research, 2014(2): 117-123.
- [62] LIU Q L, LIU M, WU X L, et al. Design and analysis of 2-stage pipelining high-performance sram[J]. Advanced Materials Research, 2013, 614-615: 1524-1529.
- [63] 李科. LDPC 解码器的异步流水线电路研究[D]. 华南理工大学, 2011.

复旦大学 学位论文独创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。论文中除特别标注的内容外，不包含任何其他个人或机构已经发表或撰写过的研究成果。对本研究做出重要贡献的个人和集体，均已在论文中作了明确的声明并表示了谢意。本声明的法律结果由本人承担。

作者签名：_____ 日期：_____

复旦大学 学位论文使用授权声明

本人完全了解复旦大学有关收藏和利用博士、硕士学位论文的规定，即：学校有权收藏、使用并向国家有关部门或机构送交论文的印刷本和电子版本；允许论文被查阅和借阅；学校可以公布论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。涉密学位论文在解密后遵守此规定。

作者签名：_____ 导师签名：_____ 日期：_____