

分类号: TP212

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2210330150



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题 目 基于 FPGA 的改进相位生成
载波解调技术研究

论 文 作 者 肖建

校 内 导 师 葛强(副教授)

校 外 导 师 郝文良

专业学位类别 电子信息 (085400)

研究方向 (领域) 先进传感与检测

论文提交日期: 2023 年 5 月 31 日

分类号: TP212

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2210330150

题 目 基于 FPGA 的改进相位生成载波解调技术研究

题 目 Research on Improved Phase Generation Carrier Demodulation
Technology based on FPGA

学 号: 2210330150

姓 名: 肖建

学 院: 电气工程学院

专 业(领域): 电子信息

研 究 方 向: 先进传感与检测

导 师 姓 名: 葛强

攻 读 学 位: 专业型硕士

论文答辩日期: 2024 年 5 月 15 日

安徽工程大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：我恪守学术道德，崇尚严谨学风。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。除文中已明确注明和引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品及成果的内容。论文为本人亲自撰写，我对所写的内容负责，并完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：

肖建

日期：2024年5月28日

安徽工程大学学位论文版权使用授权书

学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅或借阅。本人授权安徽工程大学可以将本学位论文的全部或部分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和汇编本学位论文。

保密 ☐，在 年解密后适用本版权书。

本学位论文属于

不保密 ☒。

学位论文作者签名：

肖建

指导教师签名：

陈

日期：2024年5月28日

日期：2024年5月28日

基于 FPGA 的改进相位生成载波解调技术研究

摘 要

相位解调技术是干涉型光纤传感器的核心技术之一，直接影响着传感器的性能。常用的相位解调技术主要有合成外差解调方案、 3×3 耦合器解调方案和相位生成载波(Phase Generated Carrier, PGC)解调方案。其中，PGC 解调方案因其具有线性度高、动态范围大等优点而得到广泛研究和应用。根据信号提取的方法，PGC 解调方案可以分为微分交叉相乘（Differential-and-Cross-Multiplying Approach of Phase Generated Carrier, PGC-DCM）和反正切（Arctangent Approach of Phase Generated Carrier, PGC-Arctan）两种解调算法。然而，调制深度波动、载波相位延迟、光强扰动等因素会在相位信号解调过程中引入非线性失真。针对该问题，本文在理论分析和软件仿真的基础上对 PGC-Arctan 解调算法进行了改进，以消除非线性失真。本文的主要研究内容和创新点如下：

首先，本文对 PGC 解调方案的研究现状及发展趋势进行了梳理，基于解调原理深入分析了调制深度波动、光强扰动和载波相位延迟等非线性因素对 PGC 解调方案的影响，进而提出了一种改进 PGC-Arctan 解调算法。该算法引入扩展卡尔曼滤波器（Extended Kalman Filter, EKF）对滤波后的正交信号进行椭圆拟合和校正，进而消除非线性失真。进一步地，使用比例积分微分（Proportion Integration Differentiation, PID）闭环控制算法控制相位调制深度维持在最佳值

(2.63 rad)。此外，本文创新性地通过粒子群优化 (Particle Swarm Optimization, PSO) 算法快速获取了 PID 算法的最优控制参数，避免了繁琐的调参过程。为了进一步提高系统的响应速度和稳定性，本文还首次将模糊 PID 算法引入了 PGC-Arctan 算法中。

其次，基于 LabVIEW 对所提算法进行程序设计，并搭建实验平台完成验证。实验结果表明模糊 PID 控制的响应速度和稳定性明显优于一般的 PID 控制。调制深度稳定时的标准差低至 0.0036 rad。所提方案解调结果的信纳比(Signal-to-Noise and Distortion Ratio, SINAD)高于 60 dB 且总谐波失真(Total Harmonic Distortion, THD)始终低于 0.1%，系统的动态范围达到 108.36 dB@1kHz。

最后，针对在高采样率场景下 LabVIEW 解调平台无法实现解调方案的问题，本文基于 FPGA 平台对提出的 PGC 改进方案进行了实现。通过 Vivado 软件完成了解调算法中各个模块的设计和仿真，随后将通过仿真验证的解调算法的比特流文件下载至板卡中进行实验验证。实验结果表明，椭圆校正之后的两路信号的李萨如图的离心率始终低于 0.01。记录 600 次 SINAD 的标准差低至 1.319 dB，明显低于常规 PGC-Arctan 解调算法的 3.296 dB。此外，该改进方案显示出极高的幅值响应线性度，达到了 99.99%。

关键词：相位生成载波；非线性失真抑制；椭圆拟合算法；现场可编辑门阵列

Research on Improved Phase Generation Carrier Demodulation Technology Based on FPGA

ABSTRACT

Phase demodulation technology is one of the core technologies of interferometric fiber optic sensors, directly affecting the performance of the sensor. The commonly used phase demodulation techniques mainly include the synthetic heterodyne demodulation scheme, the 3×3 coupler demodulation scheme, and the Phase Generated Carrier (PGC) demodulation scheme. Among them, the PGC demodulation scheme has been widely studied and applied due to its advantages of high linearity and large dynamic range. According to the method of signal extraction, the PGC demodulation scheme can be divided into two demodulation algorithms: the Differential-and-Cross-Multiplying Approach of Phase Generated Carrier (PGC-DCM) and the Arctangent Approach of Phase Generated Carrier (PGC-Arctan). However, factors such as modulation depth fluctuation, carrier phase delay, and light intensity disturbance can introduce nonlinear distortion during the phase signal demodulation process. To address this issue, this paper improves the PGC-Arctan demodulation algorithm based on theoretical analysis and software simulation to eliminate nonlinear distortion. The main research content and innovations of this paper are as follows:

Firstly, this paper reviews the current research status and development trends of the PGC demodulation scheme, and deeply analyzes the impact of nonlinear factors such as modulation depth fluctuation, light intensity disturbance, and carrier phase delay on the PGC demodulation scheme based on the demodulation principle. Subsequently, an improved PGC-Arctan demodulation algorithm is proposed. This algorithm introduces an Extended Kalman Filter (EKF) to perform elliptical fitting and correction on the filtered orthogonal signals, thereby eliminating nonlinear distortion. Furthermore, a Proportional-Integral-Derivative (PID) closed-loop control algorithm is used to maintain the phase modulation depth at the optimal value (2.63 rad). Additionally, this paper innovatively uses the Particle Swarm Optimization (PSO) algorithm to quickly obtain the optimal control parameters of the PID algorithm, avoiding the cumbersome tuning process. To further improve the system's response speed and stability, this paper also introduces the fuzzy PID algorithm into the PGC-Arctan algorithm for the first time.

Secondly, based on LabVIEW, the proposed algorithm was programmed and an experimental platform was established for verification. The experimental results show that the response speed and stability of fuzzy PID control are significantly better than those of conventional PID control. The standard deviation when the modulation depth is stable is as low as 0.0036 rad. The Signal-to-Noise and Distortion Ratio (SINAD) of the

demodulation results of the proposed scheme is higher than 60 dB, and the Total Harmonic Distortion (THD) is always lower than 0.1%, with the system's dynamic range reaching 108.36 dB@1kHz.

Finally, to address the issue that the LabVIEW demodulation platform cannot implement the demodulation scheme at high sampling rates, this paper realizes the proposed improved PGC scheme on an FPGA platform. The design and simulation of each module in the demodulation algorithm were completed using Vivado software, and then the bitstream file of the demodulation algorithm verified by simulation was downloaded to the board for experimental verification. The experimental results show that the eccentricity of the Lissajous figures of the two signals after elliptical correction is always lower than 0.01. The standard deviation of SINAD recorded 600 times is as low as 1.319 dB, which is significantly lower than the 3.296 dB of the conventional PGC-Arctan demodulation algorithm. In addition, this improved scheme shows extremely high amplitude response linearity, reaching 99.99%.

Xiao Jian(Electronic Information)

Supervised by Prof. Ge Qiang, Hao Wenliang

Key words: Phase generated carrier; Nonlinear distortion suppression; Extended Kalman filter; Field Programmable Gate Array

目 录

摘 要	I
ABSTRACT	III
第 1 章 绪论	1
1.1 课题背景与意义	1
1.2 国内外研究现状	2
1.3 本文主要研究内容	4
第 2 章 PGC 解调技术及椭圆拟合算法	6
2.1 Michelson 干涉型光纤传感器与内调制原理	6
2.2 PGC 解调算法原理及相关参数分析	7
2.2.1 PGC-DCM 和 PGC-Arctan 解调算法基本原理	7
2.2.2 解调过程中相关参数分析	9
2.3 椭圆拟合算法	11
2.3.1 基于最小二乘法的椭圆拟合算法	11
2.3.2 基于扩展卡尔曼滤波的椭圆拟合算法	12
2.4 本章小结	14
第 3 章 基于 LabVIEW 的 PGC-EKF-PID 算法设计与实现	15
3.1 PID 控制概述	15
3.1.1. 基于粒子群算法的 PID 参数最优搜索	15
3.1.2. 模糊 PID 控制	16
3.2 PGC-EKF-PID 解调算法原理	17
3.3 算法仿真	20
3.3.1. PID 参数整定	21
3.3.2. 非线性失真	22
3.4 实验装置搭建和 LabVIEW 程序设计	23
3.4.1 迈克尔逊干涉型光纤传感器实验平台	23
3.4.2 基于 LabVIEW 的解调程序设计	24
3.5 实验结果分析	27
3.6 本章小结	33
第 4 章 基于 FPGA 的 PGC-EKF-PID 解调算法设计与实现	34
4.1 PGC-Arctan 解调算法模块	34

4.1.1. 模块设计	34
4.1.2. 仿真验证	37
4.2 载波相位延迟计算模块	38
4.3 椭圆拟合模块的设计与验证	39
4.3.1 扩展卡尔曼滤波模块	39
4.3.2 椭圆校正模块	42
4.3.3 椭圆参数筛选模块	43
4.4 模糊 PID 模块的设计与验证	44
4.4.1 C 值计算模块	44
4.4.2 误差及误差变化量计算模块	46
4.4.3 误差量化模块	46
4.4.4 模糊查找表模块	47
4.4.5 PID 运算模块	47
4.5 实验系统的搭建与实验结果分析	48
4.5.1 实验平台设计	48
4.5.2 实验测试与分析	49
4.6 本章小结	54
第 5 章 总结与展望	55
5.1 论文主要工作	55
5.2 下一步研究计划	55
参考文献	57
攻读硕士的学术成果	62
致谢	63

第 1 章 绪论

1.1 课题背景与意义

随着科技的发展，传感器被广泛应用于各个领域，从电子设备到汽车、医疗保健、环境监测等，为人们的生活和工作提供了更便捷、更智能的解决方案。在众多传感器类型中，光纤传感器因其独特的优势逐渐崭露头角，成为研究和应用的热点之一^{[1][4]}。

相较于传统电学传感器，光纤传感器的优越性比较明显。首先，光纤传感器的电绝缘性能优越，使其在高压、高电磁干扰环境中表现出色。其次，光纤传感器对电磁场不敏感，避免了电学传感器在电磁噪声干扰下工作异常的问题。此外，光纤传感器还表现出耐高温、高压的特性，适用于一些极端环境下的工作^[5]。最为重要的是，由于它易于组网的特性，使得其在智慧城市和物联网中大显身手^{[6][7]}。

光纤传感器是基于光波在光纤中的传播，通过测量光波的强度、相位、波长等参数的变化，从而实现高精度探测^[8]。根据光纤在传感过程中的角色，光纤传感器可分为传光型光纤传感器和传感型光纤传感器。在传感型光纤传感器中，干涉型光纤传感器是一类备受研究和关注的传感器。目前，干涉型光纤传感器的最常用的解调方法为零差解调方案。而零差解调方案可分为无源零差和有源零差两大类。其中，基于 3×3 耦合器的解调方案是无源零差中最为代表性的一种，其结构简单，响应带宽较大^{[9]-[11]}。然而，由于需要多个光电探测器，采用基于 3×3 耦合器解调方案会增加解调系统的成本，而相位差偏离会导致解调结果产生非线性失真^{[12],[13]}。而相位生成载波解调方案作为有源零差解调的代表，以其动态范围大、灵敏度高、线性度好、谐波失真小、硬件实现简便等特点，在干涉型光纤传感器中得到了广泛应用。

然而，经典的 PGC 解调算法，尤其是 PGC-DCM 解调算法和 PGC-Arctan 解调算法，仍存在一些问题^{[14][15]}。PGC-DCM 解调算法难以消除光强扰动、容易受到光强扰动的影响， C 值的波动和载波相位延迟使得解调信号相位出现偏差^[16]。而 PGC-Arctan 解调方法虽然解决了光强扰动所带来的影响，但解调过程中始终包含与调制深度相关的系数，如果不能将系数置为最佳值，则通过 Arctan

函数后将会引入较大的谐波失真^{[17][18]}。因此为了获得较好的解调效果，对于 PGC-Arctan 解调算法， C 值需要调整至 2.63 rad。载波相位延迟的存在，也会使得 PGC-Arctan 解调过程中反正切运算产生谐波失真^{[19]~[22]}。

为提高解调系统的性能，必须深入研究扰动因素并提出针对方案。在实际应用中，特别是在一些对传感器性能要求较高的场景，这些问题可能会限制光纤传感器的应用效果。因此，进一步优化 PGC 解调方案，提高其稳定性和精确性，对于推动光纤传感器技术的发展至关重要。

1.2 国内外研究现状

最初，美国海军实验室于 1982 年提出了经典的 PGC-DCM 解调算法^[14]。该算法虽然相较于传统的解调算法在性能上大大提高，但是仍然存在解调结果易受光强扰动等因素的影响且存在无法对大信号进行解调的缺点。1994 年，美国海军实验室 T.R.Christian 等人提出基于反正切算法的 PGC 解调算法，即 PGC-Arctan 解调算法^[15]。该算法理论上解决了光强扰动对解调结果的影响，但该算法要求调制深度 C 值保持在最优值 2.63rad。在实际实验过程中还需要考虑载波相位延迟对解调的影响。两种算法的提出引起了学者们的广泛关注，随后越来越多的实验室与高校纷纷投入到对光纤解调算法的研究^[23]。2008 年，H.Nasktad 等人使用 PGC 解调算法成功搭建了光纤海底地震系统^[24]。T Pozar 等人于 2009 年提出增强椭圆拟合算法，实现了在李萨如图中仅 1/4 圆弧长度的情况下成功拟合出椭圆参数^[25]。2011 年，Alberto Vera-Salas 等人使用 FPGA 成功实现了基于 PGC 解调算的智能光纤传感器^[26]。2017 年，Anton V. Volkov 等人在解调中引入高倍频实现调制深度的计算并设计控制器将其调节至最佳并保持稳定^[27]。Aleksandr N. Nikitenko 等人在 2018 年通过使用正弦和余弦信号与干涉信号进行混频和低通滤波消除了载波相位延迟^[28]。2019 年，Moradi Hamed 等人在 PGC-Arctan 解调算法的基础上融合 Cordic 算法能够提高信噪比^[29]。2022 年，Elaskar Javier 等人提出了多音频混合的 PGC 解调算法，通过改变不同倍频信号的幅值提供对 C 值波动和光强扰动具有高容忍度的信号。使用该算法能够有效抑制信号失真，并且通过使用 FPGA 实现高速解调^[30]。

相较于国外，国内对于光纤传感器的研究的起步较晚但成果丰硕。国内对于这一领域的研究主要集中于科研机构 and 各个高校，并且已经将光纤传感器逐

步应用在工程应用, 医疗器械等领域。2005 年, 廖延彪等人对线性度和噪声对解调系统的影响做出了细致分析, 并通过查表法对 PGC-Arctan 解调算法进行改进^[31]。在 2011 年, 王利伟提出了一种能够实时消除载波相位延迟的解调算法^[32]。2016 年, 张爱玲等人提出了改进解调算法, 解决了光强扰动对解调结果的影响, 有效抑制了谐波失真。相较于 PGC-Arctan 解调算法和 PGC-DCM 解调算法, 改进解调算法使得传感器分别获得了 10.8dB 和 16.4dB 的增益^[33]。2017 年, 李树旺等人提出了基于同步载波恢复算法的改进 PGC 解调算法, 该算法的最大特点是直接由干涉信号获得载波信号下相关信息并同步完成载波信号恢复处理^[34]。2019 年, 谢建东等人提出了一种利用一阶、二阶和四阶正交谐波分量完成 CPD 提取和补偿。相位延迟的提取误差小于 0.01° , 并实现在 2.03rad 至 3.23rad 范围内任何相位延迟和调制深度都能够有效地完成计算和补偿^[35]。2020 年, 张世华等人提出了 PGC-DCDM 算法。通过对正交信号进行差分分频和乘法运算, 可以同时消除调制深度, 载波相位延迟和光强扰动的影响。实验结果证明该方案能够实现高稳定性, 低失真和大动态范围的相位解调^[36]。2020 年, 严利平等人提出通过卡尔曼滤波消除非线性失真并在 Verilog 语言完成程序设计与验证^[37]。次年, 该课题组提出了通过三个消去载波相位延迟的谐波分量及其差分分量来计算和补偿调制深度, 从而获得解调结果。载波相位延迟由载波信号的正余弦与干涉信号混频计算得出。该算法在 FPGA 中成功验证了其有效性, 结果表明该算法能够准确地计算和补偿载波相位延迟和调制深度^[38]。哈尔滨工程大学通过使用 FPGA 板卡成功完成基于最小二乘法的椭圆拟合模块设计与验证, 通过椭圆拟合能够获得椭圆参数, 校正正交信号。且该团队实现 FPGA 板卡到上位机之间的通讯, 使得解调过程在计算机中实时可控可观测^{[39]、[40]}。2021 年, 安徽大学的桂磊等人提出了基于参考干涉仪的降噪改进算法。该算法通过使用参考干涉仪实现抑制噪声的效果, 并且通过使用 Arctan 算法进一步降低系统的强度噪声和光强扰动。实验结果显示该算法在 0-2kHz 频带内的降噪效果显著, 相较于传统的 PGC-DCM 解调算法, SNR 高约 15dB^[41]。2022 年, 朱建灰等人提出了 PGC-EFA-DCM 解调算法。该算法通过基于最小二乘法的椭圆拟合有效地消除了非线性失真, 并且使用 PID 控制控制激光器的输入电流使调制深度快速达到最优值并保持稳定^[17]。2023 年, 穆盛全等人了解决干涉仪中由于不同光路

长度差引起相位调制深度不同的问题，提出通过辅助参考干涉仪与椭圆拟合算法相结合的方案^[42]。该技术通过实时评估两个干涉仪的光程差比率实现相位噪声的消除。2024 年，龚远飞等人提出使用快速傅里叶变换来提取一次到四次谐波信号中的载波相位延迟，然后通过混合运算实时消除其带来的影响。通过实验验证得到，在不同的载波相位延迟下，所提算法解调性能明显优于 PGC-Arctan 算法和 PGC-EFA 解调算法^[22]。朱明达等人提出了一种基于谐波混频和相位正交技术的 PGC-Arctan 解调改进算法，利用载波正弦和余弦分量的相位正交特性消除载波相位延迟，利用载波一次谐波、二次谐波、三次谐波和四次谐波信号与干扰信号混频消除调制深度和光强扰动，最终消除三种因素对解调结果的影响^[43]。

PGC 解调技术因其具有线性度高、动态范围大等特性被广泛应用。但 PGC-DCM 难以克服光强扰动，调制深度波动和载波相位延迟的存在也会降低解调结果的可靠性。PGC-Arctan 解调算法虽能够有效地消除光强扰动，但调制深度波动和载波相位延迟的存在使得算法难以通过反正切运算获得正确的解调结果。因此，至 PGC 解调技术提出以来，国内外的学者们针对其存在的问题提出了多种解决方案。例如，以 PGC-Arctan 解调算法为基础进行改进算法研究避免了光强扰动；通过对多次谐波信号能够实现调制深度的实时提取和消除；使用基频正余弦信号与干涉信号混频滤波能够实时消除载波相位延迟；借助椭圆拟合算法能够有效抑制扰动因素带来的非线性失真；而为了提升解调速度与满足复杂算法运算，FPGA 逐渐地被用于光纤传感器的研究中。

1.3 本文主要研究内容

本文主要实现基于 FPGA 完成改进载波生成相位解调技术研究。文章将分为五个章节：

第一章首先阐述了干涉型光纤传感器的作用以及在生活生产的使用场景，并对其中涉及到解调技术进行了简要介绍。随后，梳理了 PGC 解调方案的发展脉络和研究现状。最后，本文说明 PGC 解调方案中存在的问题，基于 FPGA 的改进相位载波生成解调技术研究，并对各个章节进行详细论述。

第二章首先对 Michelson 传感器的结构和以及内调制的原理进行说明。然后，着重对 PGC-DCM 和 PGC-Arctan 解调算法的原理进行介绍，并分析了相位调制

深度，载波相位延迟，光强扰动等因素对 PGC 解调方案产生干扰的原理。随后，文章对目前在 PGC 解调中较为常用的两种椭圆拟合进行了较为详细的说明。

第三章首先提出 PGC-EKF-PID 解调算法。该算法通过扩展卡尔曼滤波器完成正交信号的椭圆拟合和校正，消除非线性失真对解调结果的影响。通过使用粒子群优化（PSO）算法快速获得 PID 最佳参数，并结合模糊控制算法实现模糊 PID 控制，将 C 值稳定在 2.63rad 。使用判断程序对椭圆校正参数进行留存处理，解决小信号下难以正确进行正交信号校正的问题。随后，通过仿真测试所提算法的可行性，并基于 LabVIEW 实验平台进行实验验证。通过实验得出，模糊 PID 相较于一般的 PID 具有更高的响应速度，能够更加快速地将 C 值稳定在最佳值，稳定性也有所提升。所提方案能有效抑制载波相位延迟， C 值偏移对解调结果的影响。但也发现改进方案在 LabVIEW 平台持续运行的过程中会因为运算量较大导致中断。

第四章针对第三章中 LabVIEW 实验平台无法满足所提方案无法在高采样率下连续运行的问题，通过 Vivado2018.3 软件实现解调算法中各个模块的设计和仿真。随后，将通过仿真的程序以比特流文件的形式下载至开发板完成调试和实验验证。实验结果表明，相较于传统的 PGC-Arctan 解调算法，改进解调算法在 FPGA 板卡运行过程中能够有效抑制谐波失真对解调结果的影响， C 值在模糊控制器的参与下稳定在最佳值。所设计的程序能够解决椭圆拟合算法在小信号条件下无法正确运行的问题。相较于 PGC-Arctan 解调算法，所提解调算法在 FPGA 上运行时不仅解调性能良好而且更加稳定。

第五章对文章中所做的工作进行了总结，并根据工作内容指出其中可以进行进一步研究的地方。

第2章 PGC 解调技术及椭圆拟合算法

传统的 PGC 解调算法容易收到光强扰动，载波相位延迟，调制深度偏移等因素的影响。针对其存在的问题，研究人员提出了多种方式去解决这些因素对解调结果造成的影响。本章将详细介绍内调制的过程，逐步说明传统解调算法存在的问题。针对传统算法的缺陷提出解决办法并进行理论分析。

2.1 Michelson 干涉型光纤传感器与内调制原理

目前，干涉型光纤传感器种类繁多，其中包括迈克尔逊（Michelson）^[44]、马赫-曾德(Mach-Zehnder)^[45]、萨格纳克(Sagnac)^[46]和法布里-珀罗(Fabry-Perot)^[47]。相比之下，Michelson 干涉型光纤传感器制作工艺更简单，成本更低，更容易实现小型化。

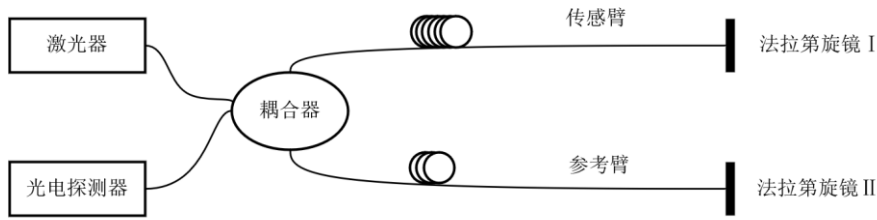


图 2-1 Michelson 干涉型光纤传感器

Michelson 干涉型光纤传感器其构成部件包括光纤，激光器、耦合器、法拉第旋镜和光电探测器，且由光纤构成的传感臂和参考臂并不是等长，存在着长度差。激光器输出的光被耦合器分为两束后分别传输至传感臂和参考臂中。随后两臂中的光并经过法拉第旋转镜反射后再进入耦合器完成干涉。当外部信号作用于传感臂时，光电探测器采集到的光强信号表示为：

$$I_{out} = I_m(1 - \alpha \cos \Delta\tau) \quad (2-1)$$

其中， I_m 为入射光的光强， α 为耦合系数， $\Delta\tau$ 是两臂的相位差，表示为：

$$\Delta\tau = \frac{4\pi n \Delta l}{\lambda_0} \quad (2-2)$$

Δl 为两臂之间的长度差， n 表示光纤折射率， λ_0 是入射光的中心波长。对于外调制，其原理是在干涉仪一臂上加上有源压电陶瓷。有源压电陶瓷的作用是作为相位调制器，通过对压电陶瓷的调制实现相位调制^{[48],[49]}。内调制则采用

非平衡式干涉仪，通过调制光源频率实现相位调制。本文实验过程中所采用的调制方式为内调制，干涉仪输出的干涉光强表示为：

$$I = A + B \cos \phi(t) \quad (2-3)$$

A 和 B 是与输入光功率成比例的常数，B 也取决于干涉仪的混合效率。对于相位差 $\phi(t)$ ，可以写成：

$$\phi(t) = \phi_0(t) + \phi_s(t) + \phi_n(t) \quad (2-4)$$

其中 $\phi_0(t)$ 是为进行 PGC 信号解调加入的相位载波， $\phi_s(t)$ 表示感测信号作用于干涉仪传感臂时产生的相位差， $\phi_n(t)$ 表示外界环境噪声产生的相位差以及初始相位差。由于 Michelson 光纤干涉仪两臂的光纤长度存在 1m 的臂长差，当光频存在调制时从信号臂和参考臂出来的光强产生相位差 θ ：

$$\theta = \frac{2\pi \cdot 2nl}{c} \nu \quad (2-5)$$

c 为真空中的光速。可以看出，相位差与光纤纤芯折射率 n 、光频 ν 的大小有关。通过余弦信号对激光器进行调制，得到激光器输出的光频 $\nu = \nu_0 + \Delta\nu \cos(\omega_c t)$ ， $\Delta\nu$ 为最大频移。经过调制，相位 $\phi_0(t)$ 可表示为：

$$\phi_0(t) = \frac{4\pi nl}{c} \Delta\nu \cos(\omega_c t) \quad (2-6)$$

令 $C = \frac{4\pi nl}{c} \Delta\nu$ ， $\phi(t) = \phi_s(t) + \phi_n(t)$ ，干涉光强最终表示为：

$$I = A + B[C \cos(\omega_c t) + \phi(t)] \quad (2-7)$$

2.2 PGC 解调算法原理及相关参数分析

本节将对 PGC-DCM 解调算法和 PGC-Arctan 解调算法的原理进行详细说明，并详细分析光强扰动、载波相位延迟和调制深度偏移对 PGC 解调算法带来的影响。

2.2.1 PGC-DCM 和 PGC-Arctan 解调算法基本原理

(1) PGC-DCM 解调算法

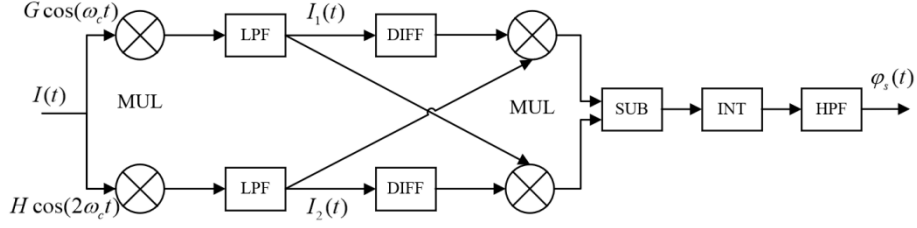


图 2-2 PGC-DCM 算法框图

传感器输出信号经过光电探测器转换得到的干涉信号 $I(t)$ 通过贝塞尔展开得到：

$$I(t) = A + B\{[J_0(C) + 2\sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(C) \cos 2k\omega_c t] \cos \varphi(t) - 2[\sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(C) \cos(2k+1)\omega_c t] \sin \varphi(t)\} \quad (2-8)$$

随后，干涉信号与基频信号和倍频信号分别进行混频和低通滤波后输出为：

$$\begin{aligned} I_1(t) &= -BGJ_1(C) \sin \varphi(t) \\ I_2(t) &= -BHJ_2(C) \cos \varphi(t) \end{aligned} \quad (2-9)$$

两路信号进行微分得：

$$\begin{aligned} \frac{dI_1(t)}{dt} &= -BGJ_1(C) \cos \varphi(t) \varphi'(t) \\ \frac{dI_2(t)}{dt} &= BHJ_2(C) \sin \varphi(t) \varphi'(t) \end{aligned} \quad (2-10)$$

然后进行交叉相乘，得：

$$\begin{aligned} \frac{dI_1(t)}{dt} \times I_2(t) &= B^2GHJ_1(C) \cos^2 \varphi(t) \varphi'(t) \\ \frac{dI_2(t)}{dt} \times I_1(t) &= -B^2GHJ_2(C) \sin^2 \varphi(t) \varphi'(t) \end{aligned} \quad (2-11)$$

将式(2-11)进行相减运算得到：

$$B^2GHJ_1(C)J_2(C)\varphi'(t) \quad (2-12)$$

将式(2-12)进行积分运算并通过高通滤波获得待测信号。PGC-DCM 解调算法输出结果可表示为：

$$\varphi_s(t) = B^2GHJ_1(C)J_2(C)\varphi(t) \quad (2-13)$$

(2) PGC-Arctan 解调算法

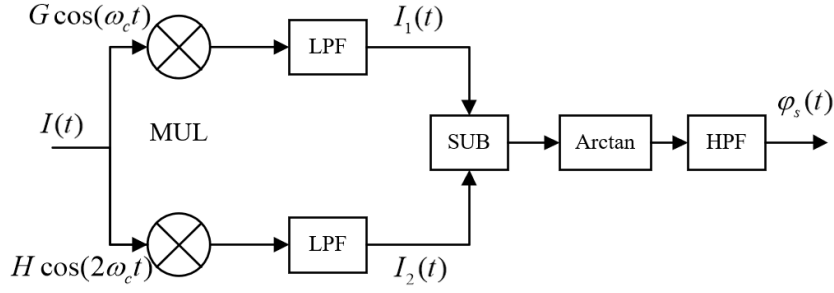


图 2-3 PGC-Arctan 算法框图

上图为 PGC-Arctan 解调算法原理框图，由框图可以看出，PGC-Arctan 解调算法中干涉信号在进行混频和低通滤波处理时与 PGC-DCM 解调算法是一样的。然后将正交信号相除：

$$\begin{aligned} \frac{I_1(t)}{I_2(t)} &= \frac{-BGJ_1(C) \sin \varphi(t)}{-BHJ_2(C) \cos \varphi(t)} \\ &= \frac{GJ_1(C)}{HJ_2(C)} \tan \varphi(t) \end{aligned} \quad (2-14)$$

随后，将式(2-13)中的信号进行反正切处理，得到：

$$\varphi_s(t) = \arctan \left[\frac{GJ_1(C)}{HJ_2(C)} \tan \varphi(t) \right] \quad (2-15)$$

一般情况下，G 和 H 设置为相同大小， $J_1(C)/J_2(C)$ 等于 1，因此反正切运算得到的信号经过高通滤波器之后能够获得待测信号。

2.2.2 解调过程中相关参数分析

传统的 PGC 解调算法在实际运行的过程中，会因为扰动因素的存在，导致解调信号出现谐波失真。研究表明，解调结果主要受到调制深度，载波相位延迟，光强扰动的影响。

(1) 调制深度

对于 PGC-DCM 解调算法，解调结果中包含 $J_1(C)J_2(C)$ ^[50]，因此调制深度的波动会直接影响解调结果幅值。因此，在选择 C 值是应确保 C 值波动尽可能使 $J_1(C)J_2(C)$ 的变化最小，既在 $J_1(C)J_2(C)$ 导数为 0 时选取。符合条件的 C 值有 2.37 rad、4.44 rad、6.03 rad 等。但在 2.37 rad 时， $J_1(C)J_2(C)$ 的乘积最大，因此，对于 PGC-DCM 解调算法，C 值选择 2.37 rad^[51]。而对于 PGC-Arctan 解调算法，

如式(2-15)显示在进行反正切运算时，信号中包含 $J_1(C)/J_2(C)$ 、G 和 H。一般 G 和 H 是设置为相同的，因此为获得正确的解调结果，需要保证 $J_1(C)/J_2(C)$ 等于 1。假如 C 值出现偏移时，式(2-15)则写为：

$$\begin{aligned}\sigma(t) &= \arctan \left[\frac{J_1(C)}{J_2(C)} \tan \varphi(t) \right] \\ &= \varphi(t) + \arctan \left[\frac{(v-1) \tan \varphi(t)}{v \tan^2 \varphi(t) + 1} \right]\end{aligned}\quad (2-16)$$

其中 $v = J_1(C)/J_2(C)$ ，可以看出当 $J_1(C) \neq J_2(C)$ 时，解调信号出现谐波失真。因此对于 PGC-Arctan 解调算法，C 值的最佳取值应为 2.63 rad。

(3)载波相位延迟

在实际过程中，光路传输，电路传输都会产生相位延迟效应。其次，干涉光经过光电转换器进行转换后，再经过模数转换后进入计算机进行 PGC 解调的过程中也会引起相位变化，此时的干涉信号可写为：

$$I(t) = A + B[C \cos(\omega_c t + \theta) + \varphi(t)] \quad (2-17)$$

其中 θ 为信号中存在载波相位延迟，此时混频信号可以表示为：

$$I_x = -GBJ_1(C) \sin \varphi(t) \cos \theta \quad (2-18)$$

$$I_y = -HBJ_2(C) \cos \varphi(t) \cos 2\theta \quad (2-19)$$

对于 PGC-Arctan 解调算法，此时两路信号进行反正切运算的结果 $\phi(t)$ 可以写为：

$$\begin{aligned}\phi(t) &= \arctan \left[\frac{J_1(C) \cos \theta}{J_2(C) \cos 2\theta} \tan \varphi(t) \right] \\ &= \varphi(t) + \arctan \left[\frac{(v-1) \tan \varphi(t)}{v \tan^2 \varphi(t) + 1} \right]\end{aligned}\quad (2-20)$$

其中 $v = J_1(C) \cos \theta / J_2(C) \cos 2\theta$ 。当载波相位延迟为 $k\pi/3$ ($k = 0, 1, 2, \dots$) 时，解调结果并未受到影响。而当载波相位延迟不为这些特殊角度时，即使 C 值调至 2.63rad 但由于有载波相位延迟的存在，此时 v 仍不等于 1，非线性误差依然存在^[52]。

(2)光强扰动

由此前内调制的原理部分可以得到，通过内调制，激光器输出信号的光功率是在一个稳定值上附加交变的光功率。此时，干涉信号经过混频滤波会得到两路信号为：

$$\begin{cases} I_1(t) = -(1 + m \cos \omega_m t) G J_1(C) \sin \phi(t) \\ I_2(t) = -(1 + m \cos \omega_m t) G J_2(C) \cos \phi(t) \end{cases} \quad (2-21)$$

PGC-Arctan 解调算法由于需要将两路信号进行除法运算，故消除了 LID 带来的影响。而通过 PGC-DCM 解调算法解调出的信号将变成：

$$S(t) = (1 + m \cos \omega_m t)^2 G H J_1(C) J_2(C) \phi_s(t) \quad (2-22)$$

其中 m 表示光强干扰的深度， ω_m 表示光强干扰的频率。设感测信号为正弦信号 $D \cos \omega_s t$ ， $S(t)$ 经过展开得到：

$$\begin{aligned} S(t) = G H J_1(C) J_2(C) \{ & (1 + m^2 / 2) \cos \omega_s t \\ & + m^2 [\cos(\omega_s + 2\omega_m)t + \cos \cos(\omega_s - 2\omega_m)t] / 4 \\ & + m [\cos(\omega_s + \omega_m)t + \cos \cos(\omega_s - \omega_m)t] \} \end{aligned} \quad (2-23)$$

可以看出由于光强扰动的存在，PGC-DCM 解调结果在 $\omega_s + \omega_m$ 、 $\omega_s - \omega_m$ 、 $\omega_s + 2\omega_m$ 、 $\omega_s - 2\omega_m$ 产生失真分量。

2.3 椭圆拟合算法

椭圆拟合算法的起源可以追溯到计算机图形学和数学建模的早期阶段，并在机器视觉，通信工程等领域发挥着重要作用。伴随着时代的发展，椭圆拟合算法经历了从基础理论到实际应用的多个阶段^[53]。它在不同领域的广泛应用推动了算法的不断创新和改进。当前，存在多种椭圆拟合算法被应用于解调算法中。

2.3.1 基于最小二乘法的椭圆拟合算法

在 PGC 解调过程中，载波相位延迟， C 值波动等因素会使得经过混频和低通滤波的正交信号存在非线性失真，此时两路信号可以表示为：

$$\begin{cases} I_x(t) = h + a \cos[\phi(t)] \\ I_y(t) = k + b \cos[\phi(t) - \delta] \end{cases} \quad (2-24)$$

将式(2-24)表示为椭圆公式可以得到：

$$\frac{(I_x - h)^2}{a^2} + \frac{(I_y - k)^2}{b^2} - 2 \cos \delta (I_x - h)(I_y - k) / ab = \sin^2 \delta \quad (2-25)$$

椭圆的标准方程可以表示为:

$$x^2 + Bxy + Cy^2 + Dx + Ey + F = 0 \quad (2-26)$$

因此, 通过获得椭圆参数就可以计算出信号中各参数的大小。在本课题中通过基于最小二乘法的椭圆拟合算法首先测量 n 组数据 $\{I_x, I_y\}$, 并将 n 组数据代入椭圆标准方程获得残差, n 组数据的残差通式可写作:

$$I_{xi}^2 + BI_{xi}I_{yi} + CI_{yi}^2 + DI_{xi} + EI_{yi} + F = r_i \quad (2-27)$$

那么, n 组数据的残差平方和为:

$$P = \sum_{i=1}^n r_i^2 \quad (2-28)$$

根据最小二乘法的原理, 若要确定椭圆参数, 需要满足:

$$\left. \frac{\partial P}{\partial u_i} \right|_{i=1}^5 = 0 \quad (2-29)$$

其中 $u_i = B, C, D, E, F$, 式(2-29)进行整理可以获得:

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n x_i^2 y_i^2 & \sum_{i=1}^n x_i y_i^3 & \sum_{i=1}^n x_i^2 y_i & \sum_{i=1}^n x_i y_i^2 & \sum_{i=1}^n x_i y_i \\ \sum_{i=1}^n x_i y_i^3 & \sum_{i=1}^n y_i^4 & \sum_{i=1}^n x_i y_i^2 & \sum_{i=1}^n y_i^3 & \sum_{i=1}^n y_i^2 \\ \sum_{i=1}^n x_i^2 y_i & \sum_{i=1}^n x_i y_i^2 & \sum_{i=1}^n x_i^2 & \sum_{i=1}^n x_i y_i & \sum_{i=1}^n x_i \\ \sum_{i=1}^n x_i y_i^2 & \sum_{i=1}^n y_i^3 & \sum_{i=1}^n x_i y_i & \sum_{i=1}^n y_i^2 & \sum_{i=1}^n y_i \\ \sum_{i=1}^n x_i y_i & \sum_{i=1}^n y_i^2 & \sum_{i=1}^n x_i & \sum_{i=1}^n y_i & \sum_{i=1}^n 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B \\ C \\ D \\ E \\ F \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n x_i^3 y_i \\ \sum_{i=1}^n x_i^2 y_i^2 \\ \sum_{i=1}^n x_i^3 \\ \sum_{i=1}^n x_i^2 y_i \\ \sum_{i=1}^n x_i^2 \end{bmatrix} \quad (2-30)$$

椭圆参数最终由式(2-30)计算得出。

2.3.2 基于扩展卡尔曼滤波的椭圆拟合算法

拓展卡尔曼滤波(EKF)是卡尔曼滤波的一种扩展形式, 其核心思想在于通过对非线性系统的状态转移方程和观测方程进行线性化处理, 实现对系统状态的精确估计。椭圆的一般方程可以表示为:

$$F(x, y) = ax^2 + bxy + cy^2 + dx + ey + f = 0 \quad (2-31)$$

其中 a, b, c, d, e, f 为椭圆拟合参数。为了防止拟合成为双曲线，椭圆方程归一化为：

$$a + c = 1 \quad (2-32)$$

由式(2-31)和式(2-32)可以得到：

$$F(x, y) = a(x^2 - y^2) + bxy + dx + ey + f + y^2 \quad (2-33)$$

在进行椭圆拟合的过程中首先需要对状态矩阵 S 和误差协方差矩阵 P 进行初始化设置：

$$S = [0, 0, 0, 0, 0]^T$$

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-34)$$

随后，计算状态先验矩阵和误差协方差先验矩阵：

$$S_{\bar{k}} = S_{k-1} + \omega_k$$

$$P_{\bar{k}} = P_{k-1} + Q_{k-1} \quad (2-35)$$

其中 $\omega=0$ ，为过程噪声。 Q_{k-1} 是过程噪声的协方差矩阵，所以也为0。接着 EKF 算法需要完成卡尔曼增益的计算：

$$K_k = P_{\bar{k}} H_k^T / (H_k P_{\bar{k}} H_k^T + R_k) \quad (2-36)$$

最后完成状态最优估计矩阵和误差协方差最优估计矩阵运算：

$$X_k = X_{k-1} + K_k (Z_k - H_k X_{\bar{k}})$$

$$P_k = P_{\bar{k}} - K_k H_k P_{\bar{k}} \quad (2-37)$$

根据 EKF 运行过程可以将 EKF 的算法流程分为初始化、预测和更新三个步骤：

- (1) 初始化，初始化过程主要完成状态矩阵 S 和协方差矩阵 P 的初始参数设置。
- (2) 预测，根据过程噪声和过程协方差矩阵完成状态先验矩阵和误差协方差先验矩阵的计算
- (3) 更新，将数据点带入迭代算法中求得卡尔曼增益，并根据卡尔曼增益以及数据点获得新的状态矩阵和协方差矩阵；
- (4) 将更新步骤中获得的状态矩阵和协方差矩阵作为下一次迭代运算中的初

始矩阵;

(5) 判断迭代结果, 如果满足要求则中止迭代, 否则重复(2)-(4);

最后, 数据迭代完成, 获得椭圆参数。

2.4 本章小结

本章首先介绍多种光纤传感器, 并对迈克尔逊干涉型光纤传感器和内调制进行理论分析。随后对 PGC-Arctan 解调算法和 PGC-DCM 解调算法的原理进行说明。随后, 分析了 C 值, 光强扰动和 CPD 这三个因素对 PGC-Arctan 解调算法和 PGC-DCM 解调算法的影响。最后本章对解调算法中常用的两种椭圆拟合算法的原理进行详细的阐述。

第3章 基于 LabVIEW 的 PGC-EKF-PID 算法设计与实现

在上文中对 PGC-DCM 和 PGC-Arctan 的原理进行说明，并分析了载波相位延迟、C 值波动和光强扰动在解调过程中所带来的影响。分析表明，PGC-DCM 对光强扰动敏感，PGC-Arctan 解调算法对调制深度和载波相位存在依赖性。在实际实验过程中，扰动因素带来的非线性失真是无法避免的，这会使得解调系统的性能下降。为抑制解调系统中存在的非线性失真，本章提出 PGC-EKF-PID 解调算法，并通过仿真和基于 LabVIEW 完成实验验证。

3.1 PID 控制概述

PID 控制是一种经典的反馈控制方法，通过实际值与期望值之间的误差调节控制器的输出，使系统稳定并快速响应。一般的 PID 控制具有简单易实现，适应性广泛、稳定性好的特点，但其自身也存在一些缺点。在实际过程中，一般的 PID 控制难以处理非线性系统，参数调节困难、难以在响应速度和稳定性之间找到平衡。针对一般 PID 存在的问题，人们通过使用 PSO 算法来寻求 PID 参数的最佳值，或者提出诸如自适应 PID、神经网络 PID、模糊 PID 等改进 PID 控制从而提高系统的稳定性。本文针对 PGC 解调算法中调制深度在最佳值时解调系统能够处于最佳性能的情况，提出使用 PSO 算法快速获得最佳 PID 参数，减少手动调整所花费的时间，并采用模糊控制器提高系统的响应速度和稳定性。

3.1.1. 基于粒子群算法的 PID 参数最优搜索

粒子群算法的思想起源于对人们鸟群觅食行为的观察与研究，鸟群通过集体的信息共享使群体找到最优的目的地^[54]。于是学者将鸟抽象为坐标系上的一个粒子，并将空间扩展至 N 维^[55]。于是空间中每个粒子 i 的位置可以用矢量表示为：

$$X_i = (x_1, x_2, \dots, x_N) \quad (3-1)$$

粒子的飞行速度可以用矢量表示为：

$$V_i = (v_1, v_2, \dots, v_N) \quad (3-2)$$

粒子具有记忆，能够记住经历的最好位置以及当前位置。粒子之间可以进行信息交流，每个粒子会知道区域内当前发现的最好位置。所以，每个粒子的

移动方向，移动速度会受到这些因素的影响^[56]。可表示为：

$$\begin{aligned} V_i &= V_i + c_1 \times rand() \times (pbest_i - x_i) + c_2 \times rand() \times (gbest_i - x_i) \\ x_i &= x_i + V_i \end{aligned} \quad (3-3)$$

其中 $i=1,2,\dots,M$ ， M 为群体规模； V_i 为粒子速度； $pbest$ 为群体局部最优位置； $gbest$ 为粒子群全局最优位置； $rand()$ 表示为 0-1 之间的随机数； x_i 为粒子当前位置； c_1, c_2 为学习因子。随后学者将惯性权重 ω 引入粒子群算法^[57]，因此标准 PSO 算法可表示为：

$$V_i = \omega V_i + c_1 \times rand() \times (pbest_i - x_i) + c_2 \times rand() \times (gbest_i - x_i) \quad (3-4)$$

ω 值增大，粒子群的全局范围内的寻优能力更强，但局部寻优能力变弱，易造成粒子飞跃最优点；反之，粒子易陷入局部最优。学习因子 c_1 若等于 0，粒子变为无私型粒子，易陷入局部最优，无法跳出。 c_2 为零会导致粒子收敛速度变缓。一般惯性权重会选择根据迭代次数变化的形式^[58]。通过这种形式可以提高粒子前期的全局搜索能力和增加粒子迭代后期局部搜索能力。

利用 PSO 算法来优化 PID 参数得最终目的是使控制系统达到最优性能。在这一过程中，选择合适的适应度函数至关重要。一般会使用误差绝对值乘时间积分(ITAE)作为算法适应度函数^[59]，即：

$$J = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \quad (3-5)$$

式中 $e(t)$ 为系统的偏差。在描述系统的性能的众多指标中，ITAE 是目前比较有效、易在计算机中实现的目标函数，且使用 ITAE 作为适应度搜索得到的 PID 参数具有稳定性好，超调量小，响应快等优点^[60]。

3.1.2. 模糊 PID 控制

模糊 PID 控制是融合模糊逻辑和传统 PID 控制的智能控制算法，其设计旨在更好地适应非线性、时变和复杂系统的控制需求。一般情况下，将被控参量的偏差(e)及偏差变化率(ec)作为控制器的输入，随后经过模糊控制器对 PID 控制参数进行调节整定。该算法通过模糊逻辑的引入，使得 PID 控制器的参数能够根据实际系统的动态特性实时调整，从而提高系统的鲁棒性和性能^[61]。

在模糊 PID 的设计过程中，模糊化是首要步骤，旨在将系统中的连续输入

映射到模糊集合上，以便后续的模糊规则应用。这一过程涉及两个主要方面：设定模糊集合和隶属度函数设定。首先确定每个输入可能的取值范围，例如误差的取值范围可能是-5 到 5。随后将输入变量的取值范围划分为若干个模糊子集，每个模糊集合代表了输入变量在某个方面的模糊程度。子集的划分可以均匀进行也可以根据实际问题的特性进行不均等划分。每个模糊集合通常用一个名称表示，如“NB, NM, ZO, PB, PM”。常见的隶属度函数包括三角形，梯形和高斯函数。这些函数的形状和参数的选择需要根据实际问题 and 经验进行调整。通过模糊化，系统输入变量就得到了一种模糊表示，使得在模糊规则的制定和模糊推理阶段能够更灵活地处理不确定性和复杂性。这为模糊 PID 提供了基础，使其能够适应各种实际系统的特性。

当完成模糊化的过程，在系统中，根据系统的复杂度和控制的要求，需要设置模糊规则的数量。模糊规则的制订通常依赖于知识和经验，人们可以根据他们对系统行为的理解，提供一组模糊规则，这些规则描述了在特定的输入条件下，应当采取的什么样的输出动作。模糊规则通常采用“IF...AND...THEN...”的形式。这一步旨在建立输入与输出之间的关系。

参数经过模糊控制规则处理后，需要经过去模糊化实现将模糊控制器输出的模糊值转化为非模糊值。去模糊化的方法有多种，如加权平均法，中心法，最大隶属度法。当输出值经过去模糊化处理之后，输出的即为清晰，具体的 $\Delta K_p, \Delta K_i, \Delta K_d$ 。因此模糊控制器的 PID 参数可表示为：

$$\begin{aligned} K_p &= K_{p0} + \Delta K_p \\ K_i &= K_{i0} + \Delta K_i \\ K_d &= K_{d0} + \Delta K_d \end{aligned} \quad (3-6)$$

模糊 PID 的目的就是根据实际情况，利用传统 PID 与模糊控制相结合的优点来控制调节 PID 的三个参数 K_p, K_i, K_d 。一般情况下，模糊控制器根据实时误差和误差变化率的变化，完成对 PID 参数的实时调整。在实际过程中，输入量会动态变化，因此 PID 的参数也会进行动态调整。

3.2 PGC-EKF-PID 解调算法原理

图 3-1 为本文所提出的 PGC-EKF-PID 解调算法的原理框图。Michelson 干涉仪输出端的光电探测器探测到的光强变化表示为：

$$I(t) = A + B[C \cos(\omega_0 t + \theta) + \phi(t)] \quad (3-7)$$

C 是相位调制深度, ω_0 是相位载波的角频率, θ 为载波相位延迟, $\phi(t)$ 为待测信号。干涉信号 $I(t)$ 分别与载波基频, 二倍频混频, 然后经过低通滤波得到:

$$\begin{cases} I_1(t) = -BGJ_1(C) \cos \theta \sin \phi(t) \\ I_2(t) = -BHJ_2(C) \cos 2\theta \cos \phi(t) \end{cases} \quad (3-8)$$

然而在实际实验过程中经过低通滤波器得到的信号会存在直流项, 且交流项的幅值并不相等, 两路信号也并不是完全正交。因此, 式(2-44)可写为:

$$\begin{cases} I_x(t) = h + a \cos[\phi(t)] \\ I_y(t) = k + b \cos[\phi(t) - \delta] \end{cases} \quad (3-9)$$

其中, h 和 k 表示的是直流偏置, a 和 b 为两路信号的交流振幅, $\phi(t)$ 表示待测信号, δ 是 $I_x(t)$ 和 $I_y(t)$ 之间的相位差。上式还可写作:

$$\begin{aligned} I_x^2(t) - \frac{2a \cos \delta}{b} I_x(t) I_y(t) + \frac{a^2}{b^2} I_y^2(t) + \left(\frac{2ak \cos \delta}{b} - 2h \right) I_x(t) \\ + \left(\frac{2ah \cos \delta}{b} - \frac{2a^2 k}{b^2} \right) I_y(t) + \left(h^2 + \frac{a^2 k^2}{b^2} - \frac{2hka \cos \delta}{b} - a^2 \sin^2 \delta \right) = 0 \end{aligned} \quad (3-10)$$

而标准的椭圆方程可表示为:

$$x^2 + A_1 xy + A_2 y^2 + A_3 x + A_4 y + A_5 = 0 \quad (3-11)$$

因此, 通过对比式(3-10)和式(3-11), 可以得到椭圆拟合参数与两路信号之间的关系为:

$$\begin{cases} A_1 = -(2a \cos \delta) / b \\ A_2 = a^2 / b^2 \\ A_3 = (2ak \cos \delta) / b - 2h \\ A_4 = (2ah \cos \delta) / b - (2a^2 k) / b^2 \\ A_5 = h^2 + (a^2 k^2) / b^2 - (2hka \cos \delta) / b - a^2 \sin^2 \delta \end{cases} \quad (3-12)$$

上式中的 A_1, A_2, A_3, A_4, A_5 可以通过基于 EKF 的椭圆拟合算法获得。那么, 直流偏置, 交流振幅, 相位差, 待测信号可由椭圆拟合参数求得。因此, 通过椭圆拟合算法可以得到椭圆校正参数为:

$$\begin{cases} h = (2A_2A_3 - A_1A_4) / (A_1^2 - 4A_2) \\ k = (2A_4 - A_1A_3) / (A_1^2 - 4A_2) \\ a = \left[\frac{(h^2 + k^2A_2 + hkA_1 - A_5)}{(1 - A_1^2) / 4A_2} \right]^{\frac{1}{2}} \\ b = \left[a^2 / A_2 \right]^{\frac{1}{2}} \\ \delta = \cos^{-1}(-A_1 / 2\sqrt{A_2}) \end{cases} \quad (3-13)$$

随后，两路非正交的信号被校正为两路严格正交信号：

$$\begin{cases} \cos \phi(t) = [I_1(t) - a(t)] / b(t) \\ \sin \phi(t) = \left[\frac{I_2(t) - c(t)}{d(t)} - \frac{I_1(t) - a(t)}{b(t)} \cos \delta(t) \right] / \sin \delta(t) \end{cases} \quad (3-14)$$

最终，两路信号通过反正切运算和高通滤波器获得待测信号：

$$\varphi(t) = HPF \left[\arctan \left(\frac{\sin \phi(t)}{\cos \phi(t)} \right) \right] \quad (3-15)$$

并且，由式(3-14)和式(3-15)可以得到：

$$\begin{cases} -BGJ_1(C) \cos \theta \sin \varphi(t) = a(t) + b(t) \cos \varphi(t) \\ -BHJ_2(C) \cos 2\theta \cos \varphi(t) = c(t) + d(t) \cos [\varphi(t) + \delta(t)] \end{cases} \quad (3-16)$$

因此，可以得出：

$$\begin{cases} a = -J_1(C)B \cos \theta \\ h = 0 \\ b = \frac{-BJ_2(C) \cos 2\theta}{\sin \delta} \\ k = 0 \\ \delta = \frac{\pi}{2} + n\pi \end{cases} \quad (3-17)$$

根据式(3-17)可以得到：

$$\frac{J_1(C) \cos \theta}{J_2(C) \cos 2\theta} = \frac{a}{b \sin \delta(t)} \quad (3-18)$$

为了完成调制深度的计算，首先需要获取 $J_1(C) / J_2(C)$ 。所以有必要计算出干涉信号中存在的载波相位延迟。通过将干涉信号与载波频率相同的正余弦信号混

频和低通滤波可以得到：

$$\begin{cases} L_1 = -BJ_1(C) \cos \theta \sin \varphi(t) \\ L_2 = -BJ_1(C) \sin \theta \sin \varphi(t) \end{cases} \quad (3-19)$$

将式(2-55)中的信号进行反正切运算，可以获得载波相位延迟：

$$\theta = \arctan \left[\frac{L_2}{L_1} \right] \quad (3-20)$$

通过这种方式能够消去载波相位延迟对计算 $J_1(C)/J_2(C)$ 的影响。实时 C 值可以根据 $J_1(C)/J_2(C)$ 获得。使用 PSO 算法获得 PID 参数之后，通过加入模糊控制器可以实现模糊 PID 控制器的设计，实现 PID 参数跟随误差和误差变化率实时可调。最终 C 值控制可表示为：

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3-21)$$

其中， $e(t)$ 为实时调制深度与最佳值的差值， K_p 、 K_i 和 K_d 分别为模糊 PID 控制器输出的实时变化的比例、积分和微分系数。通过控制输入至激光器的调制电压能够完成 C 值的实时校准。

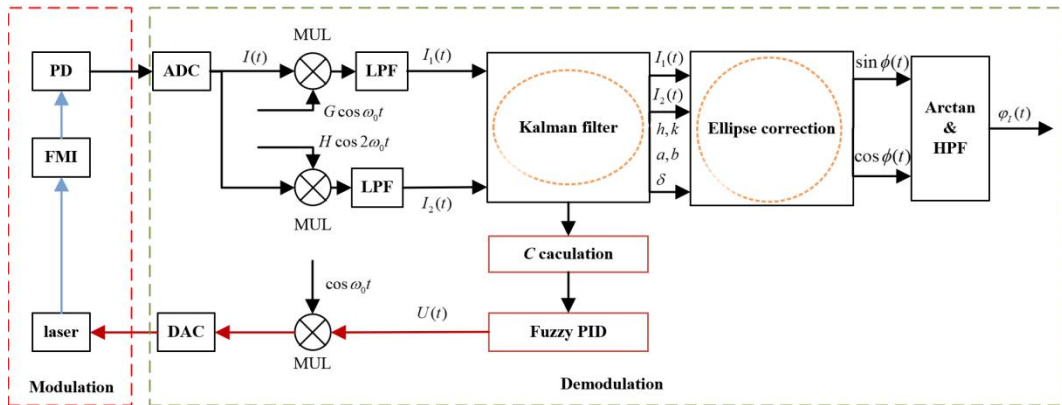


图 3-1 PGC-EKF-PID 解调算法原理框图

3.3 算法仿真

通过理论分析可以得到所提算法能够通过负反馈控制使得调制深度达到最佳值并保持稳定，在解调过程中椭圆拟合校正能够消除非线性失真。本节将通过仿真验证所提算法的可行性。

3.3.1. PID 参数整定

为了利用 PSO 算法的寻优特性对 PID 的三个参数进行整定, 本文使用 Matlab 完成 PSO 算法进行仿真分析。调制系统的模型选用 Matlab/Simlink 搭建, 为了实现 Matlab 中 m 文件与 Simlink 模型之间的连接, 使用了 sim 函数。其中控制算法在 m 文件中编辑, 其主要功能是完成粒子群算法的初始化, 粒子位置、速度的更新, 并将粒子在三个不同维度上的量赋给 PID 控制器的三个参数。所设计的 Simlink 模型主要进行仿真控制, 并完成适应度函数的计算传递至 PSO 算法中。其 PSO 优化过程如图 3-1 所示:

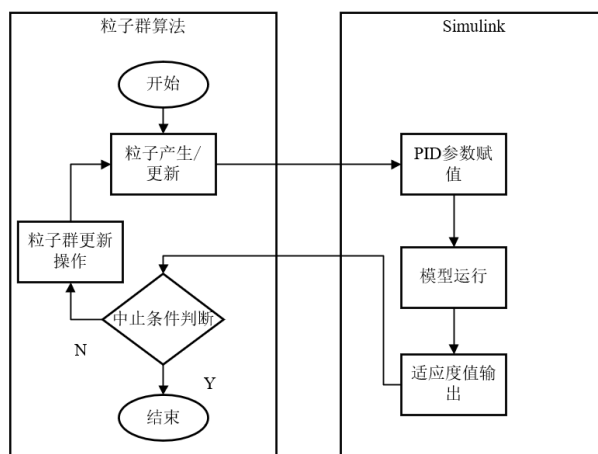


图 3-1 PSO 优化 PID 过程流程图

适应度函数的运行曲线如下图所示, PSO-PID 算法在经过 76 次迭代之后趋于稳定, 此时的适应度较低。这说明通过 PSO 算法得到的 PID 参数在仿真运行的过程中, 控制误差小且控制精度高。并且在所设定的范围内, 通过 PSO 算法寻找到 PID 参数的最佳值, K_p 、 K_i 、 K_d 迭代结果分别为: 0.01235、0.00251、0.00164。

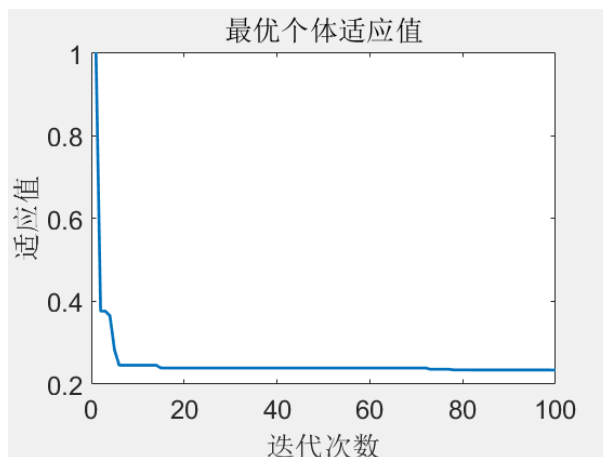


图 3-2 PSO-PID 适应度与迭代次数的关系

3.3.2. 非线性失真

前文中分析得出，通过椭圆拟合能够有效消除非线性失真给解调结果带来的影响。研究表明使用椭圆拟合的前提是数据所构成的李萨如图的椭圆弧至少为 $1/4$ ，因此在仿真时待测信号的幅值不能过小。仿真中选取幅值为 0.8V 、待测信号为 1kHz 的正弦信号，载波信号为 20kHz 的余弦信号， C 值分别设置为 1.6 rad 、 2.0 rad 、 2.4 rad 和 2.8 rad 。如图 3-3 所示， C 值的变化使得 PGC-Arctan 解调结果的幅值出现变化。而本文提出的解调算法对 C 值的变化并不敏感，不同的 C 值的仿真结果一致。为测试载波相位延迟对不同解调算法的影响，仿真中设置 C 值为 2.63 rad ，并将 CPD 分别设置为 40° 、 80° 和 160° 。解调结果如图 3-4 所示，即使 C 值被控制在 2.63 rad 但对于 PGC-Arctan 解调算法而言，载波相位延迟也会引入非线性失真，解调结果受到的影响不可避免。从波形上可以明显看出，PGC-Arctan 解调出来的信号波形出现了比较明显的畸变，解调结果的可靠性难以保证。对于 PGC-EKF-PID 解调算法，即便待测信号中存在载波相位延迟，仿真结果显示其对解调结果的影响并不明显。

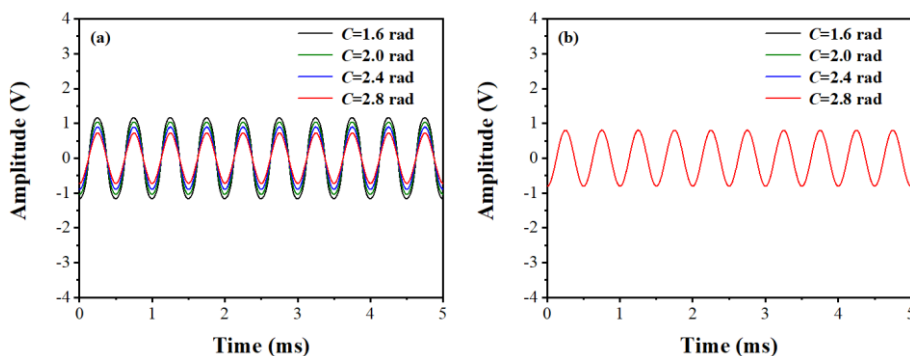


图 3-3 两种解调算法在不同 C 值时的解调结果 (a)PGC-Arctan; (b)改进解调算法

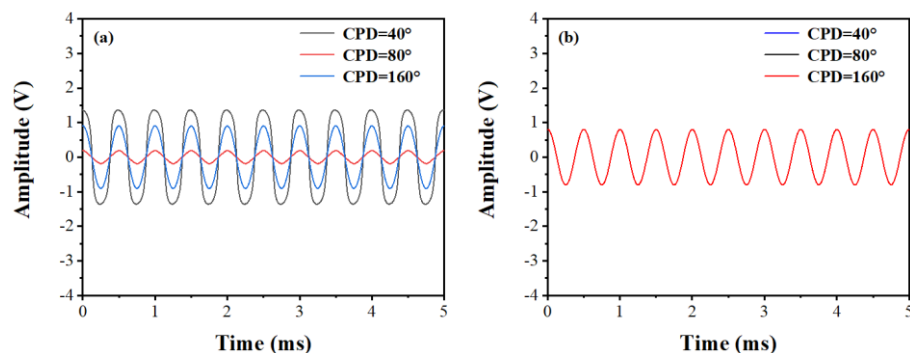


图 3-4 两种解调算法在不同载波相位延迟解调结果 (a)PGC-Arctan; (b)改进解调算法

由频谱图 3-5 可以明显看出，对于 PGC-Arctan 解调算法，当 $C=2\text{rad}$ 时，此时频谱图中包含 2kHz 、 4kHz 等谐波信号，且当干涉信号存在载波相位延迟时，

也出现这一现象。这说明， C 值偏移和载波相位延迟会导致解调结果包含不同频率的高频谐波分量，因此导致解调结果出现明显偏差。而对于本文所提算法，从频谱图可以看出，在高频区域并未出现新的波峰，这也说明其对非线性谐波失真有着显著的抑制能力。

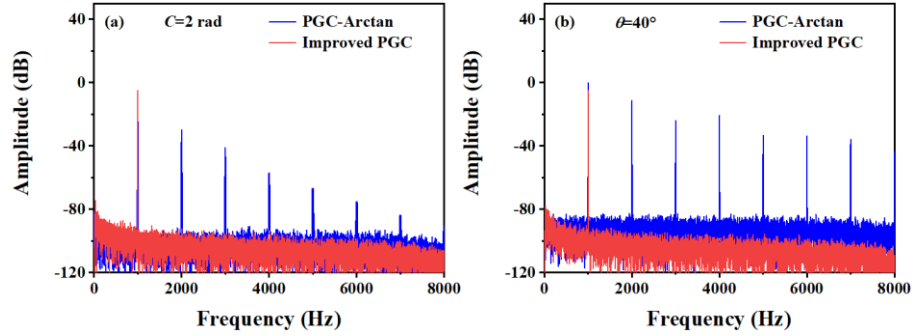


图 3-5 存在 C 值偏移和载波相位延迟时的解调结果频谱图 (a)调制深度为 2 rad 时频谱图；(b) 载波相位延迟为 40° 时频谱图

3.4 实验装置搭建和 LabVIEW 程序设计

通过仿真验证得到所提算法能够通过 PSO 算法在适应度值最低时获得 PID 的三个参数。且算法对载波相位延迟和 C 值偏移不敏感，能够有效消除非线性失真。仿真结果显示解调波形在存在非线性失真时并未出现畸变，在频谱图中显示，所提算法的解调结果能够明显抑制高频谐波分量的产生。本节将搭建实验装置，通过 LabVIEW 完成上位机程序设计并进行实验验证。

3.4.1 迈克尔逊干涉型光纤传感器实验平台

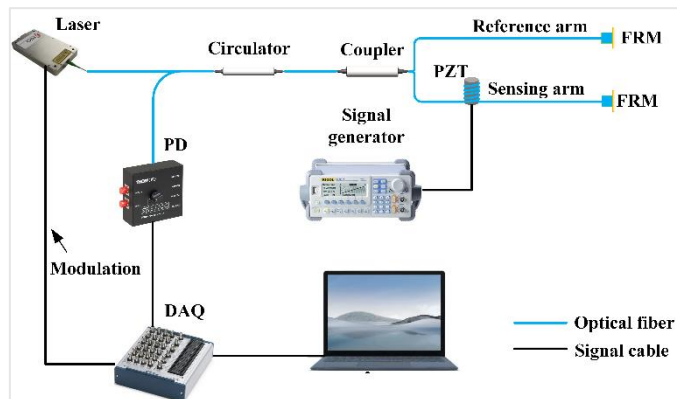




图 3-6 实验装置

为了实现通过 LabVIEW 进行算法验证, 首先需要搭建实验装置。LabVIEW 产生信号驱动中心波长为 1550nm 的窄线宽半导体激光器(RIO)。激光器输出光源经过光环形器后进入耦合器被分为两束属性相同的光分别进入传感器的传感臂和参考臂。传感端的压电陶瓷(PZT)受到信号发生器产生的信号驱动导致两臂光程差发生变化, 当两路光经过法拉第旋镜(FRM)反射进行干涉时产生干涉信号。光电探测器(PD)将传感器输出端的信号转换为模拟信号再经数据采集卡(DAQ)转换为数字信号连接至计算机。计算机中的 LabVIEW 对采集到的信号进行实时处理从而实现测量。

3.4.2 基于 LabVIEW 的解调程序设计

为了能够实现信号的调制和干涉信号的采集, 在 LabVIEW 安装了与采集卡匹配的驱动并通过调用 DAQ 控件实现载波信号的输出和干涉信号的采集。DAQ 程序框图如图 3-8 所示, 设计输入输出采样率为 500kS/s , 采样点数设置为 500K 。为了避免输出电压过大导致激光器受损, 将输出电压范围设置为 $\pm 2\text{V}$ 。光电探测器将干涉信号由光信号转换为电信号后, 采集卡将信号采集并传送至上位机, 输入电压的范围设置为 $\pm 10\text{V}$ 。

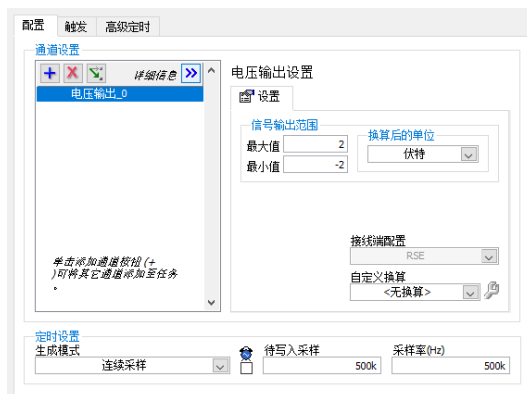


图 3-7 DAQ 设置界面

LabVIEW 中提供的模糊系统设计器是一种用于实现模糊逻辑控制的工具，它提供了直观的界面使用户能够轻松地建模和分析系统的模糊控制行为。在设计模糊 PID 的过程中首先需要确定模糊控制器的结构。模糊 PID 的目的是输出动态变化的 PID 参数并提高 C 值的稳定性，本课题中模糊系统采用双输入三输出的结构。在设计过程中将实时调制深度与目标值的偏差(e)以及变化率(ec)作为两个模糊输入量，将 K_p, K_i, K_d 作为模糊输出量。系统采用了五种模糊语言值来定义模糊变量。 $e, ec, K_p, K_i, K_d = \{NB, NM, ZO, PM, PB\}$ ； e 和 ec 的隶属函数均选择三角形函数，输出端选为高斯函数。控制器设计界面如图 3-8 所示：

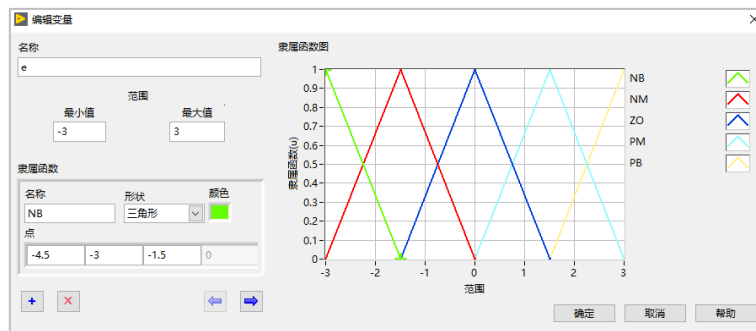


图 3-8 模糊控制器设计界面

e 的模糊论域定为 $[-3, 3]$ ， ec 的模糊论域定为 $[-0.3, 0.3]$ 。在 LabVIEW 中，模糊控制器的输出量作为 $\Delta K_p, \Delta K_i, \Delta K_d$ 通过模糊控制规则来调节变化从而实现 K_p, K_i, K_d 三个参数的实时变化。所以在设计模糊规则时需要考虑 PID 控制参数 K_p, K_i, K_d 对系统控制输出的影响，根据 e 和 ec 的大小调整模糊规则。例如当参数偏差较大时，需要提高比例参数提高响应速度，但为了避免出现超调，选择较小的积分参数。而当误差较小时，模糊控制器的输出 $\Delta K_p, \Delta K_i, \Delta K_d$ 降低。

当完成模糊控制器的设计之后，将模糊控制器输出的 $\Delta K_p, \Delta K_i, \Delta K_d$ 与由 PSO 算法得到的 K_p, K_i, K_d 相加并连接至 PID 控件的 PID 参数端口。PID 控件通过将实时的数值与目标值进行比较，根据偏差来改变 PID 的输出。而 PID 的输出值作为载波调制信号的幅值经过 DAQ 连接至激光器从而实现 C 值的改变。

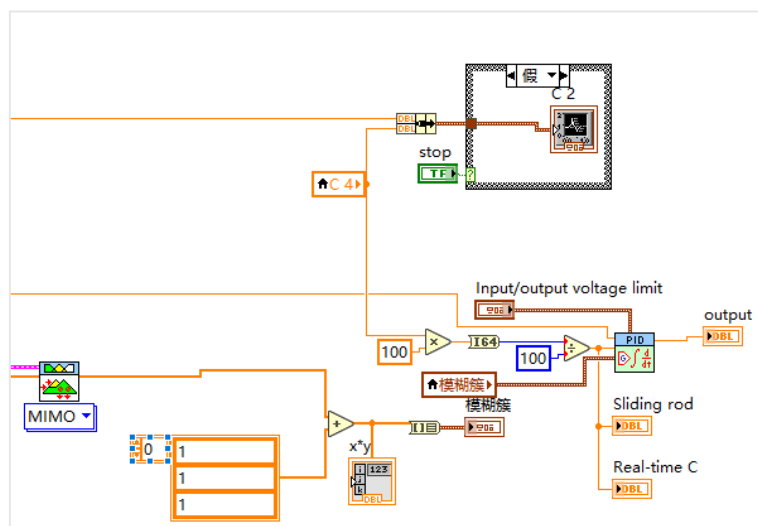


图 3-9 模糊 PID 控制程序

对于算法中的混频，滤波，反正切等步骤，LabVIEW 可以通过使用多种图形编程语言完成。而对于较为复杂的 EKF 算法，在 LabVIEW 程序中则使用 Matlab 脚本控件实现。基于 EKF 的椭圆拟合的程序框图如图 3-10 所示。输入端为经过低通滤波后的两路信号。输出端口 x_1, y_1 为两路完成校正后的信。为了能够在实验过程中实时观测椭圆参数的变化，将椭圆参数也设置为输出端。

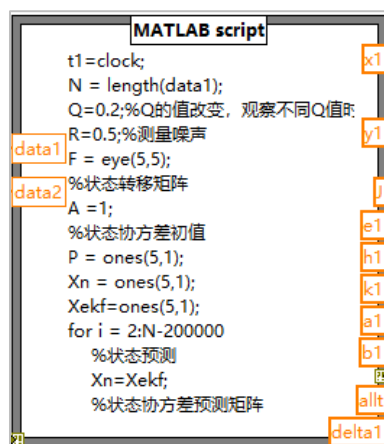


图 3-10 EKF 模块

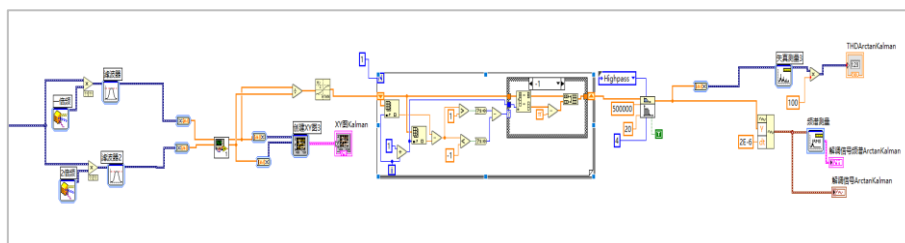


图 3-11 解调程序框图

所提算法的解调程序如图 3-11 所示，干涉信号通过混频滤波得到待校正的

两路信号，椭圆校正模块被封装为子 vi，信号经过校正之后通过反正切运算和高通滤波最终得到解调信号。为解决小信号下椭圆拟合准确度降低导致解调结果出现错误的，在程序设计时增加了椭圆参数判断模块。判断模块通过判断李萨如图中椭圆弧的长度是否超过 $1/2$ 椭圆，对迭代出来的椭圆参数进行取舍。当待测信号较大时，EKF 算法迭代出的椭圆参数比较精确，而信号较小时椭圆参数会出现偏差，程序会保存大信号时迭代得到的椭圆参数并当圆弧较小，实时迭代结果出现偏差时对其进行调用。最终，在 LabVIEW 中所设计的程序显示界面如图 3-12 所示，该界面能够实时观察解调过程中信号、椭圆参数等。

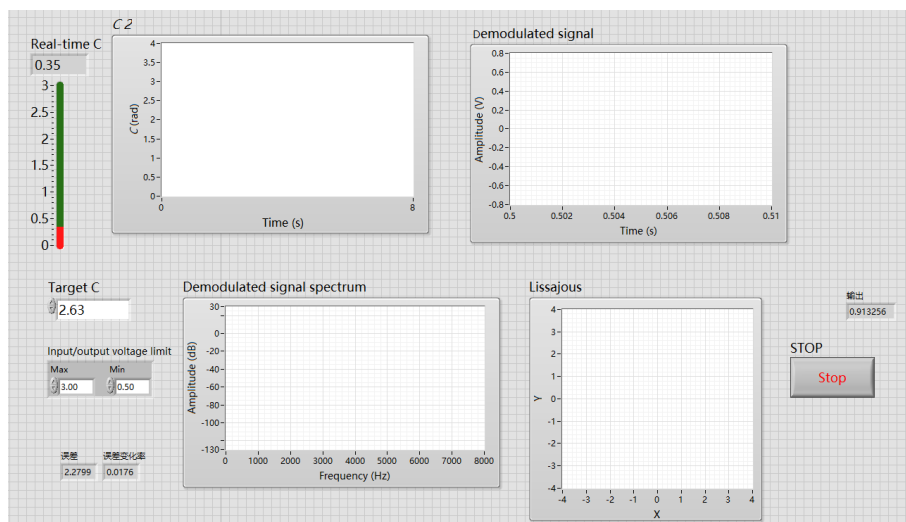


图 3-12 LabVIEW 程序主界面

3.5 实验结果分析

为验证 PSO 算法仿真所获得的 PID 参数是否满足预期的实验效果，实验中记录了不同情况下 C 值随时间变化的曲线。首先手动调整激光器的输入电压使得 C 值在 2.63rad 附近，并测量在不进行反馈控制下 C 值的稳定性。随后将 PSO-PID 和 PID 分别接入系统中，设置初始电压幅值为 0.5V ， C 值的目标值设置为 2.63rad 并连续运行。在实验过程中每隔 1 秒钟记录一次实验结果，并连续记录了 800 秒。实验结果如图 3-13，3-14 所示。

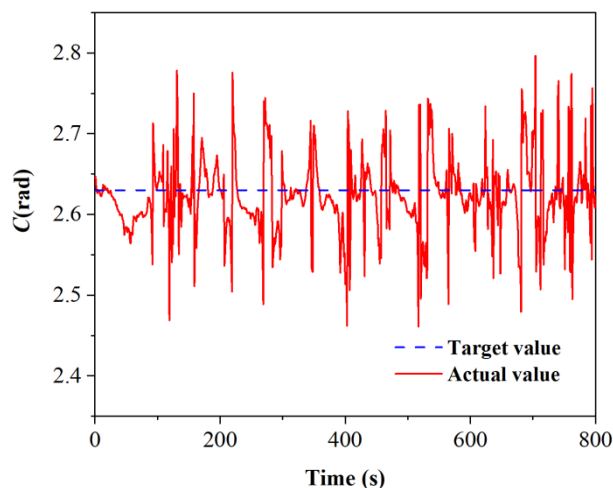


图 3-13 未加入 PID 系统的实时 C 值

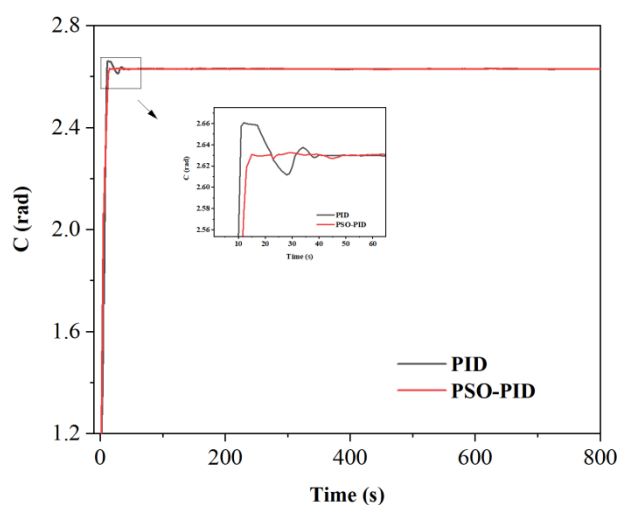


图 3-14 2 种 PID 控制的实时 C 值

图 3-13 显示当系统中并未加入 PID 控制时，从图中可以明显看出，实验过程中实时 C 值不稳定且整体偏离 2.630 rad，跳动剧烈。在检测的 800 秒的时间内， C 值的平均值为 2.622 rad，标准差为 0.046 rad。这说明在实际实验过程中，未使用 PID 控制的系统中 C 值是无法稳定处于最佳值。同时 C 值得大幅度波动难以保证的系统稳定性，因此有必要引入控制系统使得调制深度保持稳定，使得解调过程处于最佳状态。图 3-14 显示，虽然 2 种 PID 在实际运行过程中都能够实现将调制深度稳定在最佳值附近的功能，但常规 PID 在实验过程中出现了超调现象，而对于通过 PSO 算法获得的 PID 参数能够更快地达到最优且并未出现超调现象。在第 16 秒时 C 值达到了 2.63rad。当 C 值稳定之后，平均值为 2.630 rad，标准差低至 0.00714 rad。这一过程表明通过手动调整 PID 参数难以使得反馈控制系统能够处于最佳状态，易产生超调现象或者响应速度降低。而

PSO 算法能够快速获得最优 PID 参数，缩短了 PID 参数调整时间，有效地提高了实验效率。且系统在运行过程中并未产生超调现象且达到最佳值的时间明显优于一般 PID。

模糊 PID 控制的目的是缩短 C 至达到最佳值的时间、提高系统的响应速度和增加 C 值的稳定性。实验中设置激光调制的初始幅值为 $0.5V$ ， C 值的目标值设置为 2.63 rad 。实验实时记录 C 值在模糊 PID 控制下和 PSO-PID 的实时数据，并绘制为图 3-15。

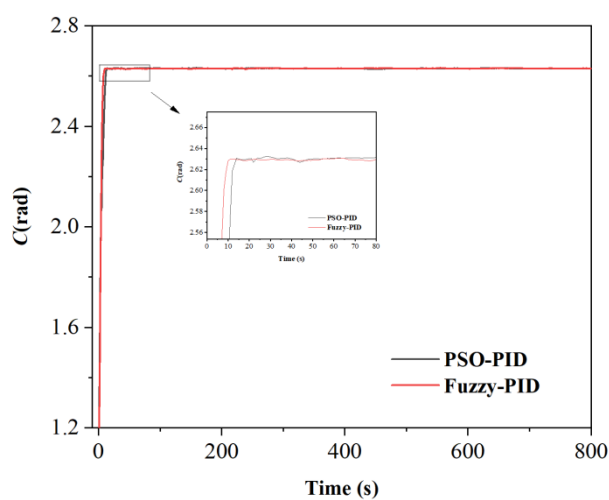


图 3-15 2 种 PID 控制的实时 C 值

实验结果表明，相比于 PSO-PID，模糊 PID 在实验初期通过加大 K_p 值使得 C 值上升的幅度明显大于 PSO-PID 控制。当系统运行至 10 秒时， C 值已经达到目标值，并且在 C 值变化的过程中，PID 的三个参数能够依照 C 值的误差和误差的变化率进行动态调整从而避免超调现象的发生。对于实验过程中产生的 C 值波动，模糊 PID 也能够很好地进行抑制。通过对 C 值达到期望值之后的数据进行测量得到它的平均值为 2.630 rad ，标准差为 0.0036 rad 。相较于一般的 PID 控制，模糊 PID 能够避免在实际系统中产生超调。并且通过添加模糊控制，相较于 PSO-PID，系统的响应速度有所提高，稳定性也得到了增强。

为验证椭圆拟合算法的实时校正能力，本文设置待测信号为幅值 $3V$ ，频率 1kHz 的正弦信号，载波信号频率为 20kHz ，采样率为 500kS/s 。在实验过程中，通过改变 CPD 和载波调制深度比较了在不同的条件下 PGC-Arctan 解调算法与基于 PGC-EKF-PID 解调算法的解调性能。

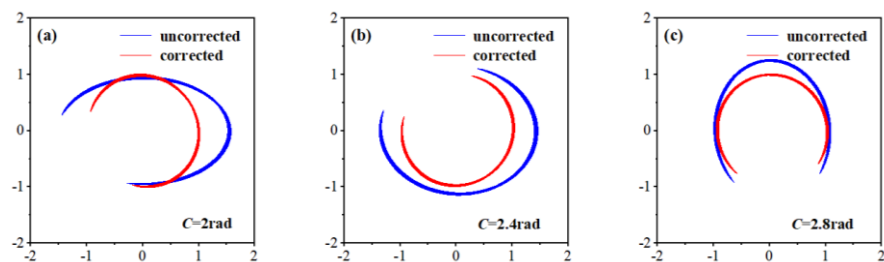


图 3-16 不同调制深度下校正前后李萨如图(a)2.0 rad; (b) 2.4 rad; (c)2.8 rad

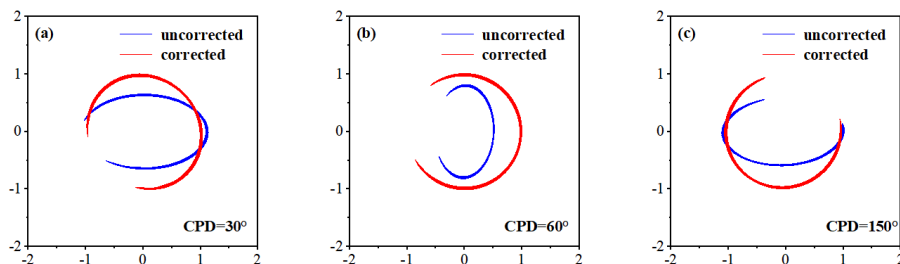


图 3-17 不同载波相位延迟下校正前后李萨如图 (a)30° ; (b) 60° ; (c)150°

如图 3-16 所示, 设置调制深度分别为 2.0 rad、2.4 rad 和 2.8 rad, 当 C 值发生变化时, 未进过校正的信号在李萨如图呈现为椭圆弧形, 这说明此时两路信号并不正交。当系统中的 C 值不同时, 椭圆的圆扁程度并不相同, 而改进解调算法的李萨如图始终能够保持为正圆弧形, 这说明椭圆拟合程序在运行过程中能够通过 EKF 算法能够快速迭代出正确的椭圆参数并完成校正。且系统对于载波相位延迟产生的扰动同样具有抑制作用。图 3-17 显示当系统中 CPD 分别为 30°、60° 和 150° 时, 通过 EKF 算法求得的椭圆参数对两路信号的校正也同样在李莎如图中呈现为标准圆弧。

在实验过程中, 通常通过信纳比(SINAD)和总谐波失真(THD)判断解调质量。THD 被定义为系统输出信号中包含的所有谐波信号的总功率与基波功率之比。SINAD 定义为信号的有效部分与信号中的噪声和失真的总和之间的比率。设置待测信号为幅值 1V、频率为 1kHz 的正弦信号。图 3-18 显示, 在载波相位延迟为 0 的情况下, 将调制深度由 1.5 rad 逐步增加至 3.5 rad 且每次增加 0.40 rad。实验过程中分别记录不同调制深度时 PGC-Arctan 解调算法与所提算法解调信号对应的 SINAD 和 THD。当调制深度发生变化时, PGC-Arctan 解调算法解调质量也随着产生较大变化。而本文所提解调算法的 SINAD 和 THD 受到 C 值偏移的干扰并不明显。PGC-Arctan 算法虽然在 2.63 rad 时取得最佳解调效果, 但由于系统中其他因素对其有所干扰, 因此其解调性能并不出色。当 C 值出现偏移

时，解调性能下滑明显，SINAD 随着 C 值偏移程度的增加而出现大幅度降低，总谐波失真也明显提高。而改进解调算法在调制深度从 1.5 rad 变化至 3.5 rad 的过程中，通过 EKF 校正算法对扰动的抑制，解调性能并未出现明显下滑。在 1.5 rad 至 3.5 rad 之间，所提解调算法的 SINAD 的平均值为 63.361dB，标准差为 0.597dB，THD 的平均值为 0.068%。

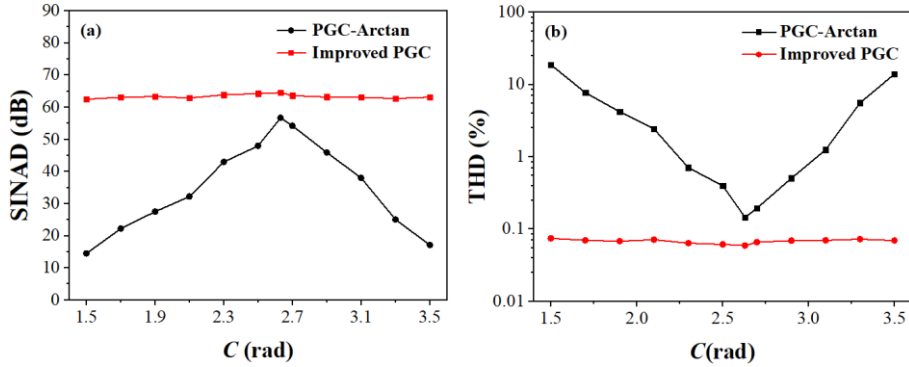


图 3-18 两种解调算法在不同 C 值下的 SINAD 和 THD

对于载波相位延迟，设置载波调制深度为 2.63rad，将 CPD 从 0° 持续增加至 180° ，每次增加 20° 。如图 3-19 所示，对于 PGC-Arctan 解调算法，即便调制深度已经设置为 2.63rad 使 $J_1(C)/J_2(C)$ 为 1，但存在的相位延迟也会使得反正切运算无法正确获得待测信号，解调过程出现严重的谐波分量。即使载波相位延迟处在特殊角度，CPD 对解调性能影响较小，但在相同的实验平台中，PGC-Arctan 解调算法的性能始终弱于 PGC-EKF-PID 解调算法。PGC-EKF-PID 算法在实验过程中，通过实时的椭圆校正处理，解调结果受到载波相位延迟的影响明显减弱，SINAD 始终高于 60dB，其平均值为 62.635dB，标准差为 0.717dB。THD 的平均值为 0.074%

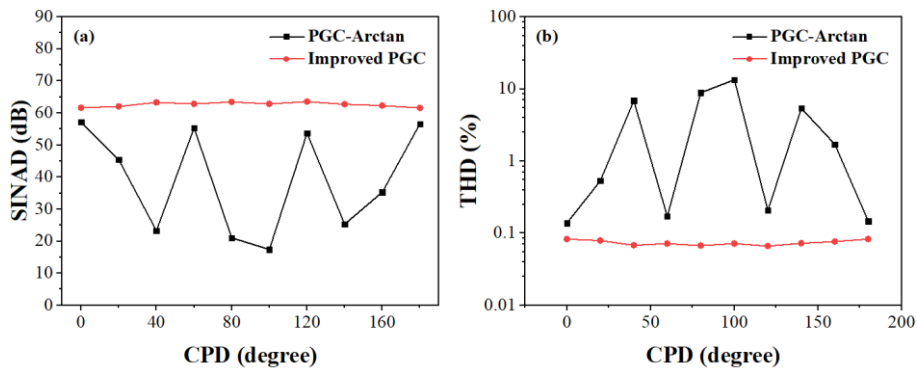


图 3-19 两种解调算法在不同 CPD 下的 SINAD 和 THD

线性度是描述传感器静态特性的重要指标。为测量所提解调算法的线性度，频率为 1kHz 的待测信号的幅值由 0.1V 逐步增加至 2.4V，分别记录其在不同幅

值的相应幅度。图 3-20 显示，经过线性拟合得出改进解调算法在 LabVIEW 实验过程中的线性度高达 99.98%。

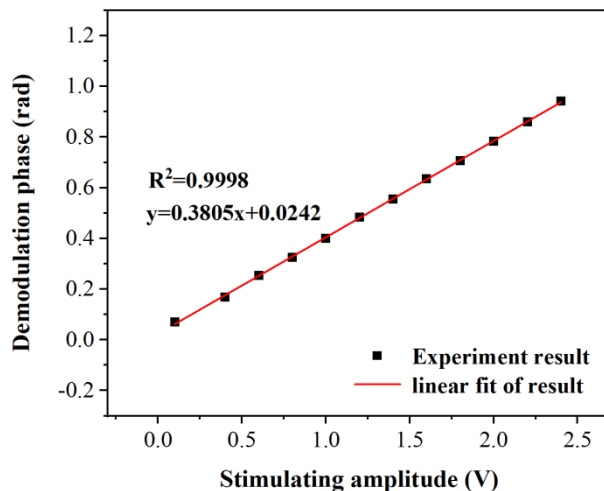


图 3-20 本文所提解调算法的线性度

动态范围被定义为系统检测最大信号幅度和最小信号幅度的比值。动态范围越大，表明系统可解调的信号范围就越大。当实验中并不增加待测信号时的频谱图如图 3-21(a)所示。由图可知，系统的相位自噪声为-97.682dB。图 3-21(b)显示 THD 为 1%时解调算法的频谱图。此时解调信号在振幅为 1kHz 时为 10.678dB，所以改进解调算法动态范围为 108.360dB。

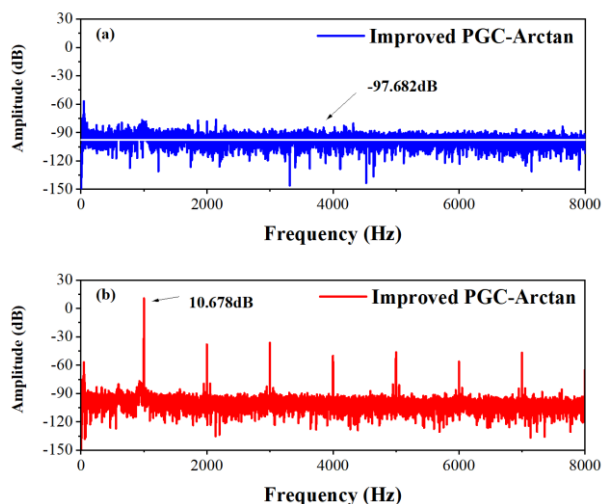


图 3-21 解调算法的动态范围 (a)噪声基底; (b)频谱

然而，对于所提出的解调算法在 LabVIEW 进行实验的过程中，计算机需要在短时间内快速地完成椭圆拟合，信号校正， C 值控制等运算。这一过程是始终连续运行的且数据量较大，这导致计算机很难连续进而程序发生中断。因此，有必要采用其他实验平台来满足实验需求。

3.6 本章小结

本章节主要提出的改进 PGC 解调算法，并在 LABVIEW 中进行了仿真和实验验证。实验结果表明，当系统对调制深度不进行反馈控制时， C 值始终与最佳值存在较大的误差且波动幅度较大。PSO 算法得到的 PID 参数能够使 C 值快速地达到最佳值并保持稳定并且在实验过程中并未出现超调现象。为构建模糊 PID 系统，文中采用 LabVIEW 提供的工具建立模糊控制器。实验表明，模糊 PID 相较于 PSO-PID 控制器，其稳定性，响应速度都明显提升。PGC-EKF-PID 解调算法的解调性能在 LabVIEW 实验中的表现明显优于传统的 PGC 解调算法，其对 C 值偏移，载波相位延迟，光强扰动都不敏感。实验结果表明，当调制深度和载波相位延迟发生变化时，通过椭圆校正，PGC-EKF-PID 解调算法的 SINAD 始终高于 60dB，THD 低于 0.1%。但通过 LabVIEW 进行实验也暴露出其存在的问题。对于这种较为复杂的系统，在进行实验过程中不仅需要完成信号的解调还需要进行椭圆拟合以及 C 值的控制，然而在实际情况下，计算机难以快速完成大量运算，这从而导致在实际运行过程中会出现强行中断的情况。因此，有必要将算法移植到能够满足连续采集并完成复杂运算的平台。

第4章 基于FPGA的PGC-EKF-PID解调算法设计与实现

在第三章中，针对经典 PGC 解调算法易受扰动因素影响产生非线性失真，提出了 PGC-EKF-PID 解调算法，并通过 LabVIEW 对所提的算法进行了实验验证。实验结果表明，PSO 算法能够寻找到 PID 的最优参数并且将 PID 参数与模糊控制相结合能够完成模糊 PID 的构建。模糊 PID 具有较高的鲁棒性且能够快速使调制深度达到最佳值。解调结果表明 PGC-EKF-PID 解调算法能够明显抑制非线性失真带来的影响。但通过 LabVIEW 进行实验难以满足快速采集和信号处理的要求。因此本章将通过 FPGA 实现解调算法的模块设计和实验验证。通过 Vivado2018.3 完成各个模块的创建和仿真验证，并搭建实验系统在板卡中完成验证。

4.1 PGC-Arctan 解调算法模块

由原理部分可以得知，所提出的改进解调算法在 PGC-Arctan 解调算法的基础上添加模糊 PID，椭圆拟合校正等算法。因此在 FPGA 中实现算法验证时需要首先完成 PGC-Arctan 解调算法的设计，这既能验证算法实现的可行性也能够为复杂算法设计提供经验参考。PGC-Arctan 解调算法中需要完成信号的混频，滤波，反正切等运算，Vivado2018.3 能够通过结合 Verilog 编程和 IP 核实现模块设计。本节将完成 PGC-Arctan 解调算法的程序设计与仿真验证。

4.1.1. 模块设计

在进行 PGC 解调的过程中，信号源模块需要分别生成与载波频率相同的余弦波和二倍频率的余弦波，本课题通过调用 DDS IP 核完成。DDS IP 核是一种用于生成数字信号的 IP 核，其原理是通过相位累加器和查找表来输出正弦波。在对 IP 核进行配置时，本文采用频率控制字($pinc$)和相位控制字($poff$)完成正弦信号的频率和初始相位的设置。DDS 频率控制字与相位控制字的计算公式为：

$$pinc = \frac{2^N * f_{out}}{f_{clk}} \quad (4-1)$$

$$poff = 2^M * \frac{\theta}{2\pi} \quad (4-2)$$

其中, N 为输出信号的位宽; M 为输出频率的位宽; f_{out} 和 f_{clk} 分别为输出信号所需频率和时钟频率; θ 为信号的初始相位。

为了实现干涉信号与载波基频和载波二倍频分别完成混频滤波功能, 本文使用 Verilog 语言完成了乘法器的设计。从被乘数的最低位开始, 逐位将被乘数的每一位与乘数的每一位相乘。在二进制中, 乘数的每一位只能是 0 或 1, 因此乘法的结果也只能是 0 或者被乘数的值, 最后将所有的乘积进行移位相加。二进制乘法运算的实现原理与十进制运算相同。而对于低通滤波器模块的设计, 首先需要通过 MATLAB 中的 Filter Designer 完成滤波器相关参数的设计。Filter Designer 可以根据所需滤波器功能的不同进行差异化的设计。它支持多种滤波器设计方法, 包括有限脉冲相应 (FIR) 和无限脉冲响应 (IIR) 滤波器。在工具界面中, 它提供不同的窗函数进行选择, 常见的包括矩形窗, 汉宁窗, 汉明窗, 布莱克曼窗等。用户可以根据本底噪声要求设置通带波纹以及调整通带截止频率和阻带截止频率。为了满足本课题的低通滤波器要求, 设置滤波器的通带截止频率为 5kHz, 阻带频率设置为 15kHz, 设置通带纹波为 0.1dB, 阻带衰减设置为 120dB。最终设置生成的低通滤波器的阶数为 227 阶。FDAtool 配置图如图 4-1 所示:

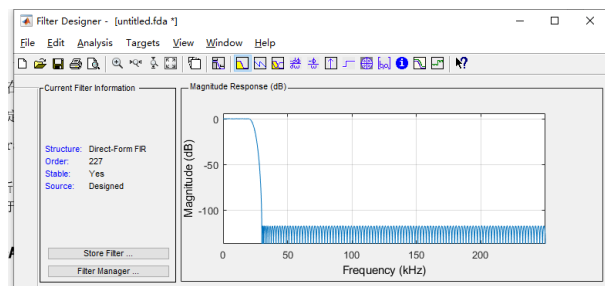


图 4-1 FDA tool 配置图

由于所需要的滤波器必须在 FPGA 上实现的, 所以还必须把滤波器系数输出成 ASCII 的文本文件。将生成的滤波器系数输出为系数文件后, 在 Vivado 中设置了 FIR Compiler 的 IP 核。在 FIR compiler IP 核中装入由 MATLAB 输出的滤波器系数文件, 并设定滤波器系数通道数量为 2, 采样形式选择 Frequency Specification, 输入数据的采样频率和时钟频率与 FDAtool 中一致。对于优化配置选择面积优先, 所设计低通滤波器的频率响应如图 4-2 所示。

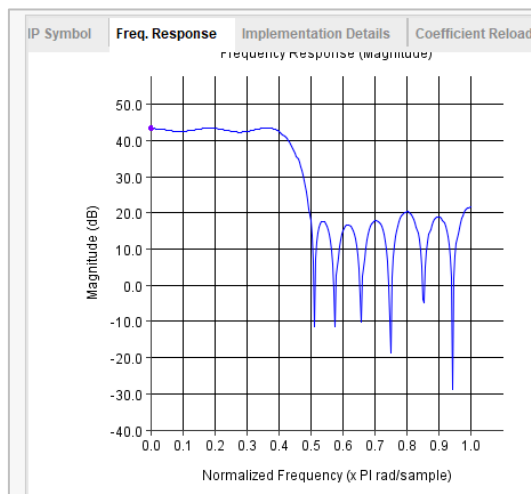


图 4-2 低通滤波器的频率响应

图 4-3 为 CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computer) IP 核，其功能是实现反正切运算。在配置 CORDIC IP 核时，选择模式为反正切运算模式，输出数据的位宽为 40 位。CORDIC IP 核的输出相位范围为 $\pm \frac{\pi}{2}$ ，所以当解调结果超过这一范围时，IP 核输出信号溢出。所以还需要通过 Verilog 语言设计正切细分模块解决这一问题。



图 4-3 CORDIC IP 核

为了确定相位值是否出现跳变，我们采用了一种基于符号位变化的判断方法。具体而言，我们观察 CORDIC 求解出的相位值前后的符号变化情况，以推断相位是否发生跳变，并进一步确定跳变的方向。首先，我们关注符号位的变化，一般情况下，0 表示正，1 表示负。接着，我们观察前后两个数据之间的大小差距。如果前后两个值的符号位由 0 变为 1 且两个数值之间差距过大，那么我们可以推断 CORDIC 求解出的相位值在此处出现负跳变。相反，如果相位前后值的符号位由 1 变为 0，那么我们可以推断 CORDIC 求解出的相位值发生了正跳变。通过这种方法，我们可以根据符号位的变化情况动态调整计算过程，

从而确保最终得到的正切值更加准确。程序设计的思路为设计寄存器比较前后数据实现跳变点的检测，当程序检测到正跳变后，后续的数据将进行消减处理，反之则进行补偿处理。为防止程序在实际运行过程中，CORDIC IP 核输出的为连续信号但接包裹模块输出的仍然是补偿或者消减后的信号，还需要添加判断程序使得系统产生第三种输出，既模块输出与 IP 核输出一致。

4.1.2. 仿真验证

为验证所构建的解调算法模块在实现过程中的可行性，本文通过 MATLAB 完成了干涉信号的设置。设置待测信号的频率为 1kHz，幅值为 1V 的正弦信号。载波信号为频率为 20kHz 的余弦信号，由 MATLAB 完成干涉信号的生成。为了使所设计的干涉信号能够在 FPGA 仿真中使用，当信号生成之后将数据存入在 coe 文本文件中。为了保证数据点能够在 ROM IP 核中正确的读出，需要将数据点量化为十进制的整数形式。在 Vivado2018.3 中选择 ROM IP 核将包含干涉信号的文件导入至 IP 核中并选择合适的输出数据位宽和数据深度，以确保存储器足够容纳所有的数据点。最后，通过 Verilog 语言编写读 ROM 程序能够实现将 IP 核中的数据循环读取，形成连续不间断的波形数据。由图 4-5 可以看出，通过这种方式可以在 FPGA 仿真界面中被连续读取并且成功地获得随时间变化的干涉信号。通过将干涉信号连接至 PGC-Arctan 解调算法模块就可以根据各个环节的数据变化情况判断模块是否能够成功完成解调，通过仿真验证。

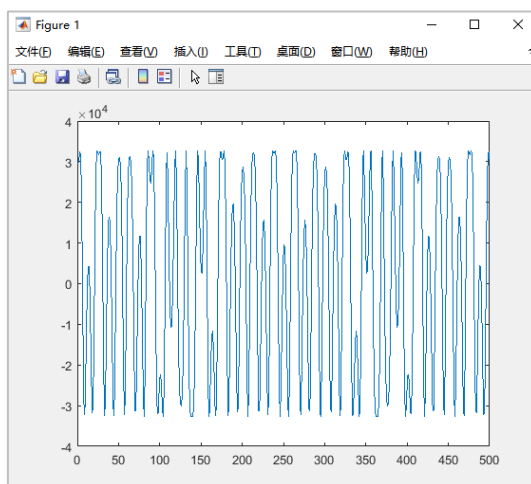


图 4-4 MATLAB 生成干涉信号

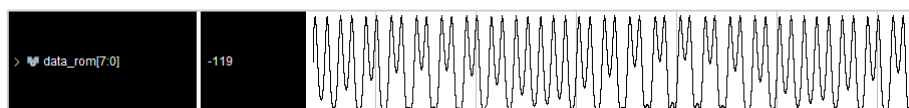


图 4-5 ROM IP 读取干涉信号

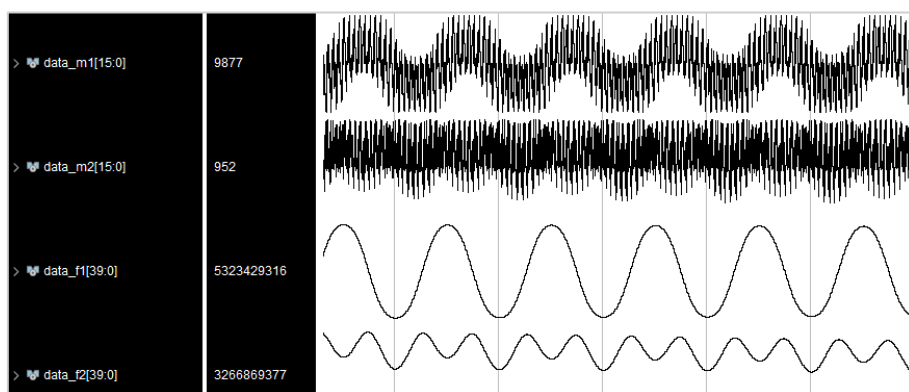


图 4-6 混频滤波之后的两路信号

当信号从 ROM 中读取之后，与由 DDS IP 核所产生的两路正弦信号分别完成混频后经过配置生成的低通滤波器就可以获得两路正交信号。图 4-7 显示将两路正交信号连接至 CORDIC IP 核之后，由于相位超出 CORDIC IP 核的输出范围，导致波形图中显示出信号出现连续跳变。通过将 CORDIC IP 核的输出结果连接到正切细分模块输入端口，此时解调信号波形连续。

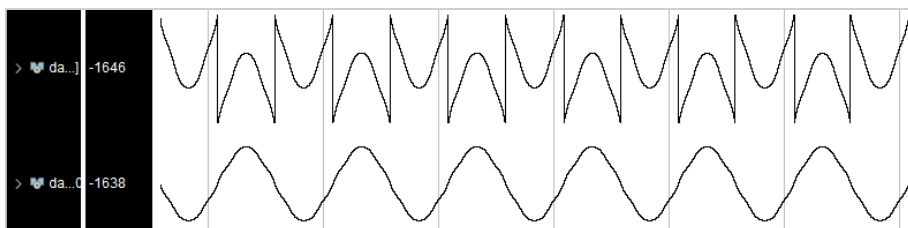


图 4-7 PGC-Arctan 解调模块的解调结果

通过仿真实验验证所设计的程序和 IP 核的配置在解调过程中能够完成连续运行并能够实现相对应的功能，仿真结果符合预期。通过完成 PGC-Arctan 解调算法模块的设计和仿真验证也为接下来实现更加复杂的椭圆拟合校正模块和模糊 PID 控制模块提供了经验和参考。

4.2 载波相位延迟计算模块

由原理部分可以得到，通过椭圆参数能够完成 C 值得计算。但当系统存在载波相位延迟时，需要对其进行实时测量。并且可以看出载波相位延迟模块与 PGC-Arctan 同样都需要使用 DDS IP 核，乘法器，FIR IP 核，CORDIC IP 核。只需要通过改变 DDS IP 核的频率控制字调整输出信号频率。在实现载波相位延迟的测量时，首先干涉信号需要与 DDS IP 核所产生的基频正余弦信号分别相乘，

并通过低通滤波器后对两路信号进行反正切运算得到干涉信号中存在的 CPD。为了验证所设计的模块的可行性，本文在仿真过程中，将载波相位延迟设置为 60° 的干涉信号输入至本模块。最终输出结果如图所示：

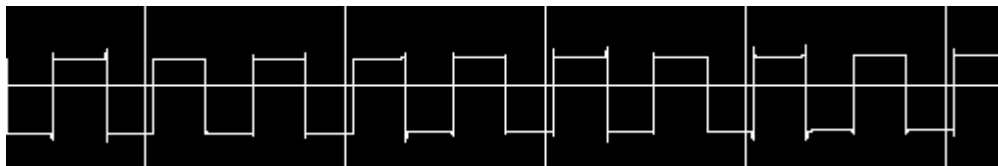


图 4-8 载波相位延迟模块仿真结果

仿真结果在波形图上显示的为一个为矩形的波形，分别代表载波相位延迟模块计算出两个输出结果，经过计算得出分别为 60.0486° 和 -119.9514° ，与实际延迟的误差仅为 0.0486° 。

4.3 椭圆拟合模块的设计与验证

由第二章可知，椭圆拟合通过扩展卡尔曼滤波迭代获得椭圆参数，并通过得到的椭圆参数对两路谐波信号校正，消除非线性失真。在模块设计的过程中椭圆拟合模块分为两部分：拓展卡尔曼滤波模块和椭圆校正模块。本节通过使用 Vivado HLS 和 System Generator 分别实现拓展卡尔曼滤波 IP 核、椭圆校正 IP 核的设计和封装并通过 Vivado 2018.3 完成仿真验证。

4.3.1 扩展卡尔曼滤波模块

在之前的原理部分得知，椭圆拟合获取椭圆参数的运算较为复杂，如果通过 Verilog 语言进行编程较为困难。因此为实现扩展卡尔曼滤波的功能，本课题采用了 Xilinx 开发的高级综合工具 Vivado HLS 进行设计。Vivado HLS 是由 XILINX 开发的一种高级综合工具，它在 FPGA 开发领域扮演着重要的角色。在 Vivado HLS 中可以通过 C/C++ 代码完成模块的功能设计与验证，并能够将程序转换为硬件描述语言代码，在 FPGA 上快速实现硬件功能。由第二章可以得到，EKF 算法在 PGC 解调的过程的功能是得到椭圆参数。算法中需要进行大量的矩阵运算，例如矩阵相数乘，相减，相加等功能。为实现这些功能，在 Vivado HLS 中通过 C 语言完成矩阵运算程序的编写并在主函数中进行调用。由于算法在实现过程中需要的运算量较大，因此模块在运行过程中需要占用较长的时钟周期。为缩短模块运行时间，本课题通过软件中的 directive 对代码进行标记。矩阵运算函数中需要使用 for 循环进行，在 Vivado HLS 中，使用 Pipeline

Directive 指令对 for 循环进行优化可以将循环内的计算划分为多个阶段，并使这些阶段并行执行。针对代码中定义的多组数组，Array Partition Directive 指令能够将一个数组划分为多个子集，每个子集在 FPGA 上占用不同的存储器资源可以提高存储器的并行访问能力，减少访问冲突，优化资源使用。当算法在 Vivado HLS 上完成设计后最终通过综合以 IP 核的形式保留供 FPGA 设计使用。所生成的 IP 核的目的是完成单次 EKF 运算，并将状态矩阵、协方差矩阵和两路谐波信号作为输入，将迭代运算更新得到的状态矩阵、协方差矩阵和椭圆参数作为输出。为实现椭圆循环迭代运算，当 EKF IP 核在运行完成时输出端的数据有效信号会处于高电平，将输出的状态矩阵和协方差矩阵连接至输入端的相对应的接口并将高电平时的迭代结果保留。当数据有效信号由低电平转变为高电平，程序将通过计数器记录，当计数器到一定次数时程序将 EKF IP 核进行复位处理并保留复位前的迭代结果。

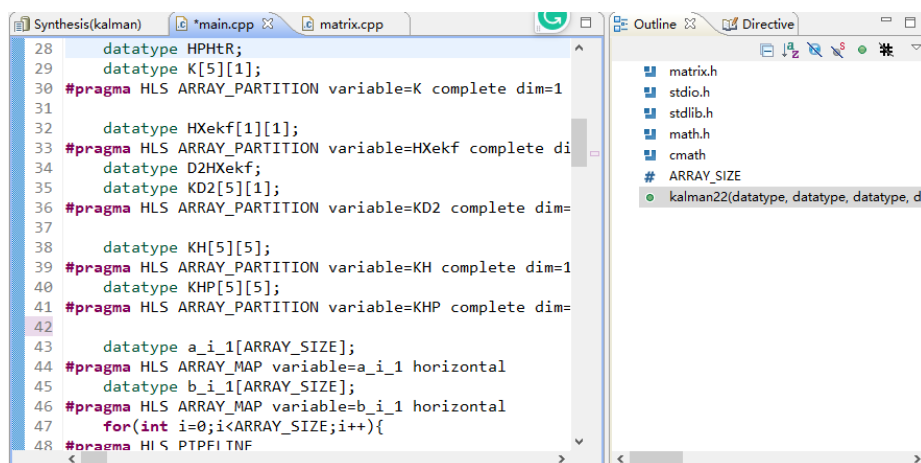


图 4-9 Vivado HLS 中 EKF 程序设计界面

为验证所设计的 IP 核在 FPGA 中运行的可靠性，通过 MATLAB 设计了两路待校正信号，设置参数 h, k, a, b, δ 分别为 0.001, 0.001, 1, 1.25 和 90° 。两路信号设置完成后将一个周期内的数据点依次存储在文本文件中并通过 ROM IP 进行连续读取。将读取到的信号连接至 EKF IP 核的输入端口并完成复位、使能、输出端口配置。设置时钟频率为 20MHz，仿真运行界面如图 4-10 显示，当输出端的数据有效信号为高电平时，代表此时 IP 核对应的端口完成运行并在此时输出计算结果，而当数据有效信号处于低电平时 IP 核输出的数据无效。通过设置判断模块，保留数据有效信号为高电平时的输出结果获得连续的椭圆拟合结果。实验统计输出数据随时间变化情况并绘制成曲线图 4-11。在当仿真运行至 3.5ms

时，记录输出结果如表 3-1 所示。

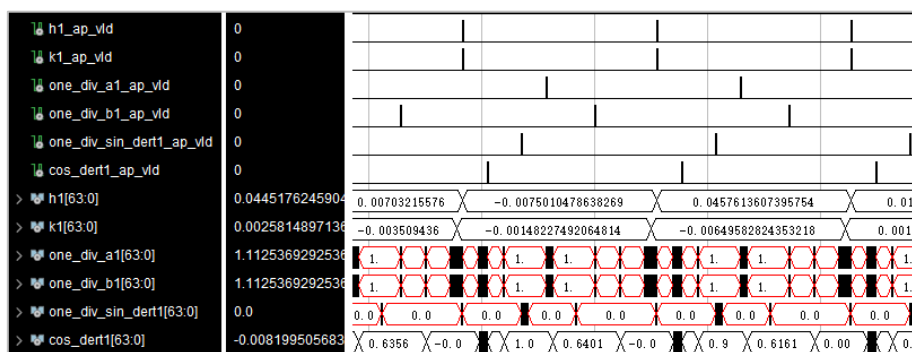


图 4-10 EKF IP 核仿真运行界面

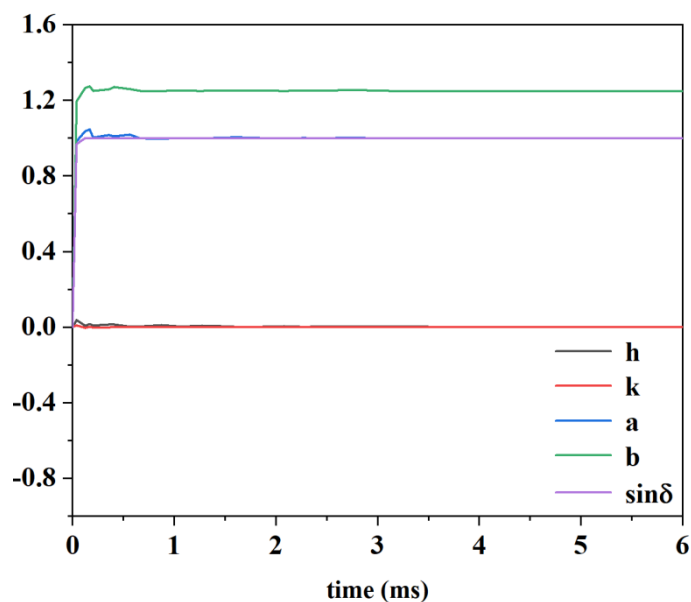


图 4-11 EKF IP 核仿真运行结果

表 4-1 EKF IP 核拟合结果统计

Parameter	Reference	Actual	Relative error (%)
h	0.001	0.001000259	0.025890
k	0.001	0.001000316	0.031560
a	2.000	1.999989988	0.000501
b	1.250	1.250000540	0.000043
$\sin \delta$	1.000	0.999999987	0.000001

扩展卡尔曼滤波模块仿真实验结果表明，在运行过程中，随着时间的推移，计算结果逐步趋近于参考值。在时钟频率为 20MHz 的情况下，仿真运行 1 毫秒时迭代结果的误差低于 0.001，并在随后的一段时间始终保持低误差。说明所设

计的 IP 核在运行过程中具有收敛速度快，迭代精度高的特点。通过表 4-1 可见，在第 3.5 毫秒时，实际值与参考值的相对误差均维持在小于 0.05% 的高度精度水平，其中 $a, b, \sin \delta$ 的相对误差更低至 0.002%。

4.3.2 椭圆校正模块

本课题采用 System Generator 完成椭圆校正模块的设计。System Generator 是 MathWorks 公司提供的工具，用于在 Xilinx FPGA 平台上进行硬件设计。它是 Simulink 的一个附加工具，允许设计者使用 Simulink 环境中的模块化图形化编程进行 FPGA 设计。通过 System Generator 用户可以使用 Simulink 中的块图设计方法来描述数字信号处理和通信系统的硬件。然后，System Generator 将这些图形化的设计转换为硬件描述语言（如 VHDL 或 Verilog），以在 FPGA 上进行实现。在进行椭圆校正模块设计时，输入端为待校正的信号 $I_x(t), I_y(t)$ 以及从 EKF 模块得到的椭圆参数，输出端为校正完成的信号 $\cos \phi(t), \sin \phi(t)$ 。由第二章原理部分可知由于两路信号所需的运算量不同，完成运算所需的时间周期会有所不同。为了使校正后模块输出的信号能够保持同步，在设计过程中使用延迟模块，根据两路所需运算时钟周期差值进行补偿使得两路运算所需时间周期统一。当在 System Generator 上完成模块设计后，为能够在 Vivado 中使用，将模块封装为 IP 核。为了验证计算结果是否正确，在输入端输入数据并进行仿真运行。

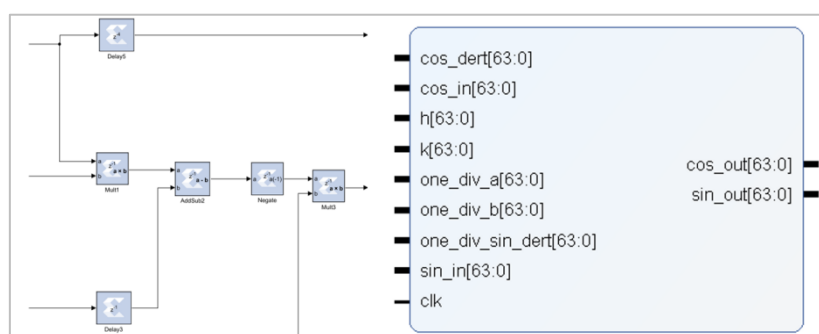


图 4-12 椭圆校正模块设计图和 IP 核

为验证所设计 IP 核是否能够完成信号的连续校正功能，在 Vivado 中进行仿真实验。仿真中使用与 EKF 模块输入端相同的谐波分量作为待校正信号并将椭圆参数输入接口连接至由 EKF IP 核迭代出的椭圆参数。通过完成时钟，复位等信号的配置，运行仿真程序，仿真界面如图 4-13 所示。

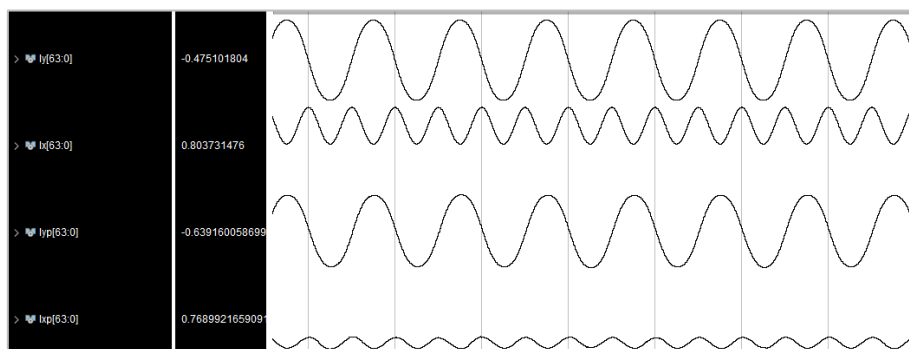


图 4-13 椭圆校正 IP 核仿真运行界面

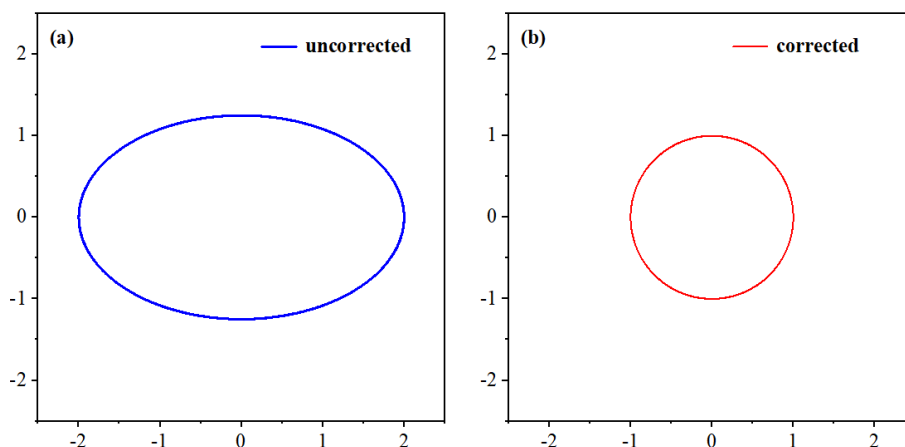


图 4-14 校正前后信号李萨如图对比 (a)未校正；(b)校正之后

图 4-13 表明，通过使用 System Generator 设计的椭圆校正 IP 核在仿真过程中能够保证校正结果连续输出，且输出结果符合实验预期。通过将校正前后的信号导出并绘制李萨如图，图 4-14(a)显示当信号未完成校正时，李萨如图呈现为椭圆形状，这表明通过混频滤波得到的信号存在非线性失真。当两路信号经过拓展卡尔曼滤波 IP 核获得椭圆参数并经过椭圆校正模块处理之后，图 4-14(b)中李萨图近似为一个标准圆，说明所设计模块能够实现椭圆参数的精确获取并完成校正。通过对校正后的信号进行计算得到图 4-14(b)中的圆的离心率为 0.000069。仿真实验证实所设计的校正模块计算准确且能够连续运行，满足实验需求。

4.3.3 椭圆参数筛选模块

在实际实验过程中，当干涉信号分别与一倍频，二倍频完成混频滤波后，得到的信号绘制在李萨图上为一个圆弧。然而当待测信号较小，圆弧显示过小时 EKF 模块输出的结果会出现误差导致椭圆校正失败，使得系统无法消除谐波失真带来的影响。只有当圆弧超过 $\frac{1}{2}\pi$ 时，椭圆参数的准确性才能够得到保

证。因此，为了实现在小信号下能够完成椭圆的校正，设计了椭圆参数筛选算法对参数进行判断。在实验的过程中，当待测信号较大时，椭圆参数拟合较为准确且当 $\sin \delta$ 的变化最小且始终在 1 附近，然而当待测信号较小时，迭代出的椭圆参数并不正确， $\sin \delta$ 就会明显偏离 1。参数筛选模块以 $\sin \delta$ 的偏离程度作为依据，当偏离过大时，模块将舍去迭代结果并继续使用此前留存的迭代结果；当偏离程度较小则继续更新迭代结果供校正模块使用。

4.4 模糊 PID 模块的设计与验证

对于模糊 PID 模块的设计，如果采用第二章中的方式设置隶属度函数，选择去模糊化的方式会增加系统设计的难度，且在实现改进 PGC 解调算法的过程中，PID 只对 C 值进行控制并未参与更为复杂的控制中。因此本节将简化模糊 PID 模块的设计。

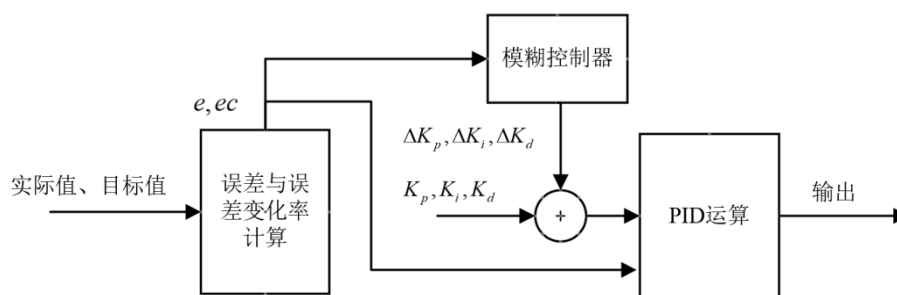


图 4-15 FPGA 中模糊 PID 运行流程

模糊 PID 在 FPGA 实现的流程如图 4-15 所示，当实际的调制深度与目标值输入至系统时，误差和误差变化率计算模块会率先完成误差和误差变化率的计算并将计算结果导入至模糊控制器。模糊控制器根据输入量的变化输出动态变化的 $\Delta K_p, \Delta K_i, \Delta K_d$ ，并将输出结果与 K_p, K_i, K_d 相加后传输至 PID 运算模块。PID 运算模块根据输入的 e 、 ec 和 PID 参数输出计算结果。所以在程序设计时需要获得系统实时的调制深度，完成模糊控制器和 PID 运算模块的设计。

4.4.1 C 值计算模块

为使系统能够获取实时的调制深度，本节首先设计 C 值计算模块。由此前的章节可以得到一阶贝塞尔函数与二阶贝塞尔函数可以由椭圆校正参数获得，且当 C 值处在 $0-3.8\text{rad}$ 之间时，不会出现一个 $J_1(C)/J_2(C)$ 的值对应多个 C 值的情况。因此，可以通过比值反求出 C 值。在 LabVIEW 中实现方法是通过将实时

计算得到的 $J_1(C)/J_2(C)$ 与一阶的贝塞尔函数和二阶贝塞尔函数的比值进行比较。在实现过程中为了使算得的 C 值比较精确，需要将 0-4 内的调制深度值以及相对应的比值均分为 4000 组数据， $J_1(C)/J_2(C)$ 需要与 4000 组数据的最小值开始比较直到找到对应的 C 值。这种方法需要通过使用 for 循环实现，且一般循环的次数较高。如果将 LabVIEW 中使用的方式在 FPGA 中实现的话，不仅计算得到的 C 值精度无法保证且使用 for 循环会延长计算周期。因此为了在 FPGA 中实现快速计算 C 值的功能，采用对数据点进行非线性拟合得到 $J_2(C)/J_1(C)$ 与 C 值之间的表达式的方式。首先，在 MATLAB 中将 $J_2(C)/J_1(C)$ 作为 x 轴， C 值作为 y 轴。然后在 MATLAB 中提供的非线性拟合 APP 中导入数据，选择合适的函数类型作为输出函数类型。

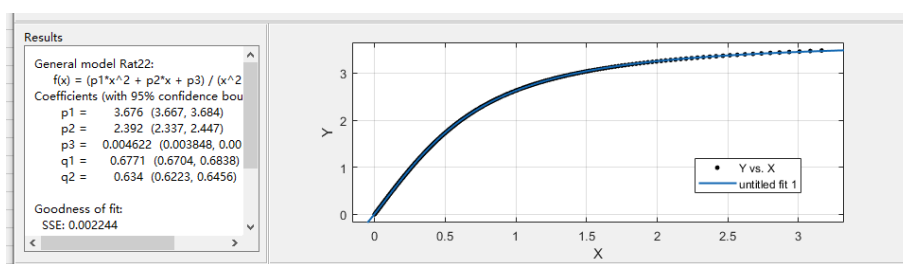


图 4-16 MATLAB 实现 C 值与 $J_2(C)/J_1(C)$ 的非线性拟合

拟合函数的残差平方和为 0.002244。在 Vivado HLS 中，通过 C 语言设计程序将 $J_2(C)/J_1(C)$ 作为输入端，将计算结果作为输出端。为了使得模块能够在 FPGA 中使用，将该函数综合并生成 IP 核。

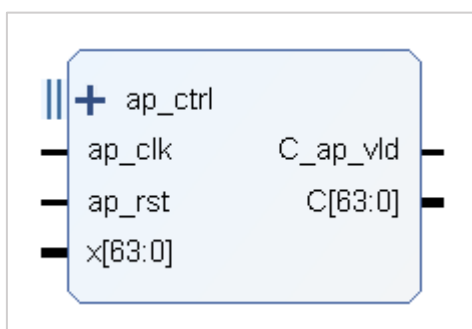


图 4-17 C 值计算 IP 核

图中显示，所设计的 IP 核只需要将 $J_1(C)/J_2(C)$ 的连接至输入端，模块就能够输出对应的 C 值。图 4-18 显示该 IP 核运行界面，当数据有效信号处于高位

时，模块输出结果输出计算结果。

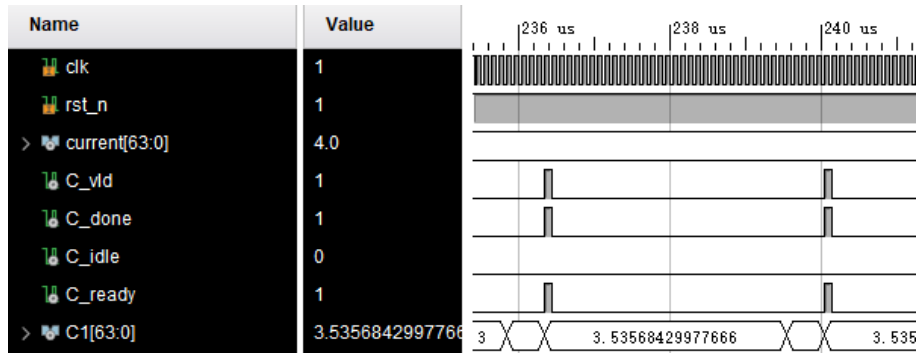


图 4-18 C 值计算模块仿真

4.4.2 误差及误差变化量计算模块

该模块的设计中输出为 e 和 ec 。误差变化率由两个连续误差的差值计算得到，而误差是目标值与实际值的差值。在离散化论域中，误差变化率由误差变化量代替。为得到误差变化率，程序需要保留上一时刻的误差，并与当前误差完成减法运算。该模块在设计过程中使用寄存器模块和减法器模块。当减法器完成运算并输出计算结果时，数据有效信号会置为高电平，寄存器根据数据有效信号的变化寄存新的误差，模块将第 k 次和第 $k-1$ 次误差差送至第二个减法器，输出误差变化量。

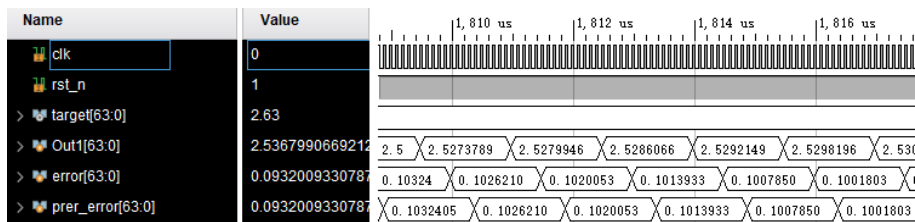


图 4-19 误差和误差计算模块仿真

4.4.3 误差量化模块

在上一小节中，我们实现误差以及误差变化量的运算，但是这些数据还需要通过量化处理使得其由精确的数据转变为模糊值。在误差量化模块的设计中，本文将 e 和 ec 的模糊论域分成五段，在实际过程中可以均匀分段也可以根据实际情况进行分段处理。在本文中，误差的论域是 $[-3,3]$ ，因此经过分段后五个区间分别为 $[-3,-1.8]$, $[-1.8,-0.6]$, $[-0.6,0.6]$, $[0.6,1.8]$, $[1.8,3]$ 。这五段分别对应模糊子集 NB, NM, ZO, PM, PB。为方便在程序中实现，将这五段以二进制的形式设计了编号，分别定义为：000, 001, 010, 011, 100。误差变化率也同样经过分段处理获得不同的分段编号。将误差与误差变化率的分辨编号拼接可以获得一个八位

宽的编号供后续模块使用。当输入的数据发生变化时，误差和误差变化率都会发生变化从而使编号发生变化。

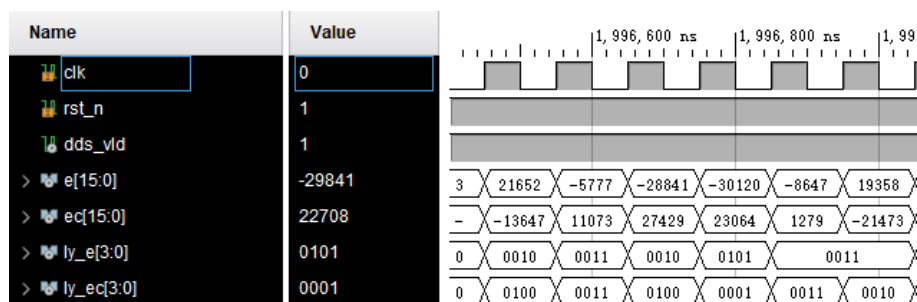


图 4-20 误差量化模块仿真

4.4.4 模糊参数输出模块

由于在实际运算过程中，模糊控制器在进行模糊化运算的过程较为复杂，在 FPGA 中实现的话编写程序比较困难。且在本文的实验过程中，需要的演算量较小，因此本文采用较为简单的方式实现这一部分。在上一节中，我们设计了误差量化模块，实现了将精确的误差和误差变化量转换为编号的过程。为了获得模糊 PID 的参数，我们通过 3 个 ROM IP 核分别存储不同 e 和 ec 对应的 K_p, K_i, K_d 。将误差和误差变化率的编码转换为地址信号连接至 IP 核中，IP 核根据地址信号输出对应位置存储的 PID 参。通过这种方式简化了模糊 PID 的去模糊化过程。

4.4.5 PID 运算模块

这一模块主要实现 PID 运算，其主要分为三个部分：积分运算，微分运算，输出量运算。积分运算可以通过使用累加器完成。在 FPGA 中实现这一功能时，输入端口分别为误差和 $k-1$ 次累加结果，输出端设置为第 k 次累加结果。当程序完成初始化， $k-1$ 次累加值为 0，误差端口连接至误差计算模块输出的 e 值。当模块完成运算输出结果时，运算完成信号置为高电平，此时通过 Verilog 语言设计程序将输出结果传递至输入端。通过这种方式从而实现循环相加，完成积分运算。

在 FPGA 实现微分运算时，通常选取第 k 次误差与第 $k-1$ 次误差的差值作为微分值，在 FPGA 上只需要使用减法器就可实现这一功能。在 FPGA 实现 PID 控制时，PID 的表达式可以写作：

$$Y = K_p \cdot e + K_i \cdot i + K_d \cdot d \quad (4-3)$$

其中, Y 为输出量, i 为积分运算结果, d 为微分计算结果。输出量运算过程在 FPGA 实现时可以通过乘法器和加法器结合使用。仿真运行如下:

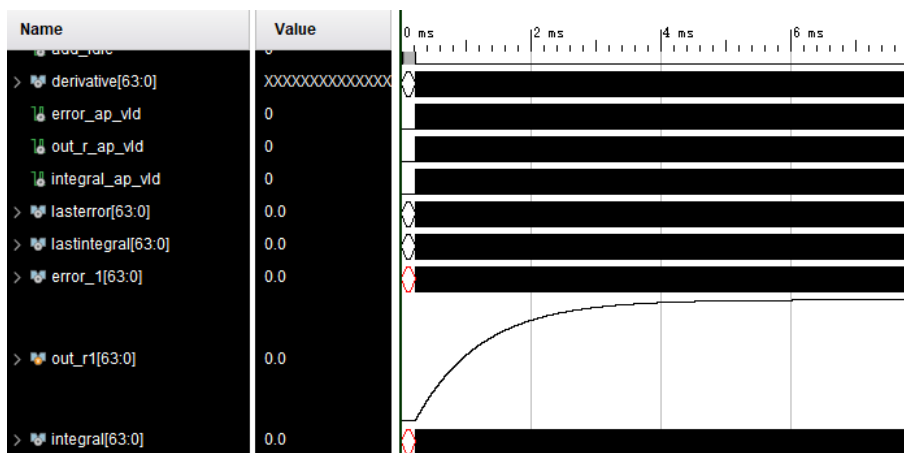


图 4-21PID 运算模块仿真

值得注意的是, 当干涉信号由数据采集卡采集至 FPGA 板卡中, 并通过与载波的一倍频, 二倍频混频和低通滤波器获得正交信号的过程以及进行正切细分运算的过程都是在定点数数据类型下完成。但在椭圆拟合的过程中, 为了保证数据精度, 数据类型采用了双精度浮点型。双精度浮点型是浮点数, 能够提供更高的精度也能够表示较大的数值范围, 涵盖了极小到极大的值, 更加适用于椭圆拟合过程。

4.5 实验系统的搭建与实验结果分析

4.5.1 实验平台设计

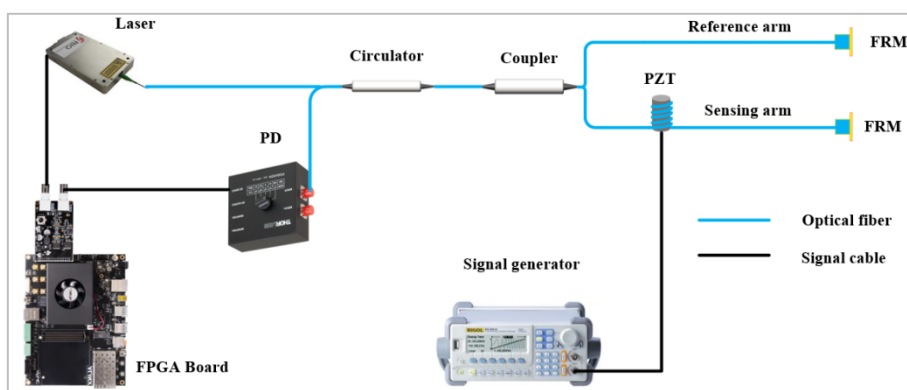


图 4-23 实验装置

实验装置如图 4-23 所示, 相较于 LabVIEW 的实验装置, 本实验装置中将计算机和 DAQ 替换为 FPGA 板卡, 办卡上还接有 AD 模块和 DA 模块。AD 模块负责采集由光电探测器输出的电信号至板卡中, DA 模输出的为激光器的调制电压。实验中使用的开发板为 Zynq UltraScale+ MPSoCs EG 系列的芯片。板卡

需要完成数据采集卡的控制程序，PGC-Arctan 模块程序，基于扩展卡尔曼滤波的椭圆拟合模块程序，模糊PID控制程序。当程序以比特流的形式下载至FPGA后，程序在板卡中所占用的资源如表所示：

表 4-2 FPGA 资源消耗统计

FPGA 资源	资源总数/个	使用数/个	使用占比
FlipFlops	682580	125364	18.37%
LUT	3341280	146520	4.39%
DSPs	3528	1264	35.83%
Block RAMs	1488	560	37.63%

可以看出，由于程序需要进行大量的运算，这会导致组合逻辑增加。在系统中需要完成多个滤波器的设计，因此 Block RAM 资源会有所消耗。LUT 资源明显大于 FlipFlops 资源，这是因为算法中需要完成大量的运算，使得组合逻辑明显增强。

4.5.2 实验测试与分析

为了验证椭圆拟合模块在实际实验过程中能否正常实现其功能，在实验中设置待测信号为幅值为 3V，频率为 1kHz 的正弦信号。由 DA 模块输出幅值为 1V，频率为 20kHz 的正弦调制信号。待测信号由信号发生器产生并施加在 PZT 上。FPGA 板卡上的 AD 模块将由光电探测器转换的电信号采集至板卡中并进行处理。为验证小信号下信号筛选功能，在实验中设置先将信号设置在 3V 运行一段时间后将待测信号的幅值降低至 1V 并记录在 1V 时校正模块使用的椭圆参数。如图所示：

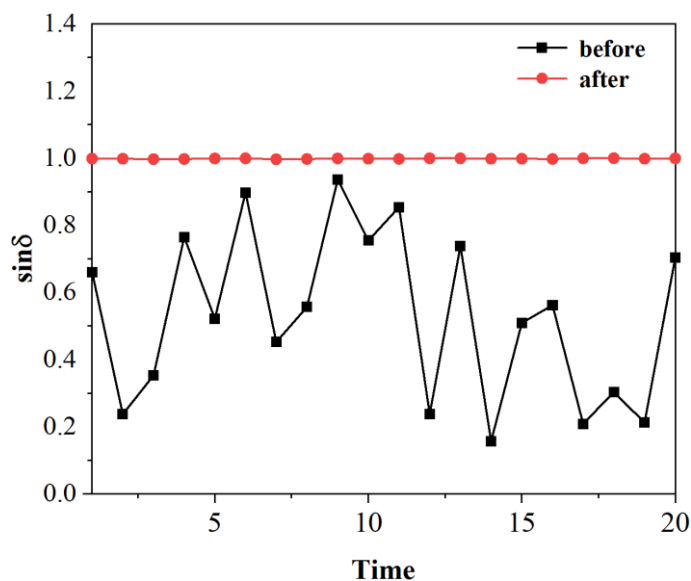


图 4-24 小信号时椭圆参数输出对比

当信号幅值较小时，椭圆拟合模块无法正确拟合出结果。椭圆参数无法作为校正模块的输入进行波形的校正。而通过加入小信号下参数保存的模块，输入至校正模块的椭圆参数始终能够保证它的准确性。图中 $\sin \delta$ 为参考，可以看出椭圆参数筛选模块输出的结果始终接近于 1。而若该模块，对应的值明显偏离。实验验证了椭圆模块能够持续稳定的实现大信号下椭圆参数的正确拟合。同时对于待测信号幅值较小的情况也能够通过小信号椭圆参数筛选模块实现输出正确的参数，保证校正模块输入端能够接收正确的椭圆参数。

为了验证两路信号是否成功完成校正，在实验中对由校正模块输出的两路信号输入至椭圆拟合模块中重新获得校正后的椭圆参数。当新的参数获得之后，我们根据参数计算了离心率。离心率为 0 时，代表信号正交，在李萨如图中表现为信号为单位圆的圆弧，而当离心率增加，信号在李萨如图中变为椭圆圆弧：当离心率等于 1 时，李萨如图显示为直线段。实验中设置调制深度由 1.6rad 逐步增加至 3.4rad，每次增加 0.2rad。统计了不同调制深度下，校正前后两路信号的离心率。如图 4-25 所示，当信号未经过椭圆拟合校正之后，离心率较大，说明两路信号非正交存在谐波失真。此时在李萨如图中显示的应为椭圆弧。当信号经过 EKF 校正处理之后，离心率明显降低并接近于 0，说明此时的两路信号在李萨如图上显示的应为接近于单位圆的圆弧。

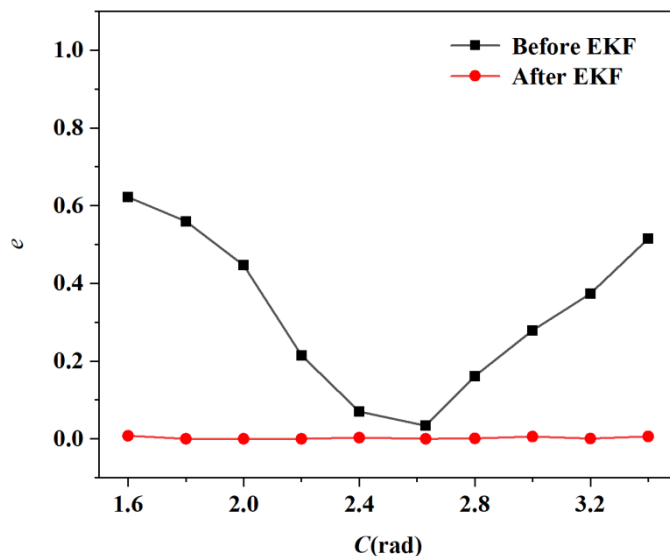


图 4-25 校正前后离心率对比

表 4-3 不同 C 值时离心率

$C(\text{rad})$	未校正信号离心率	校正后信号离心率
1.6	0.62179	0.00791
2.0	0.44663	0.00428
2.4	0.07000	0.00330
2.8	0.16150	0.00107
3.2	0.37377	0.00325

两种解调算法在不同载波相位延迟下解调结果 SINAD 和 THD 如图所示，当系统存在载波相位延迟时，PGC-Arctan 解调算法解调结果出现严重的谐波失真。对于 PGC-EKF-PID 解调算法，SINAD 始终大于 37dB，其平均 SINAD 为 38.73dB，标准差为 0.34dB。这一结果说明改进解调算法能够很好地抑制载波相位延迟带来的非线性失真。

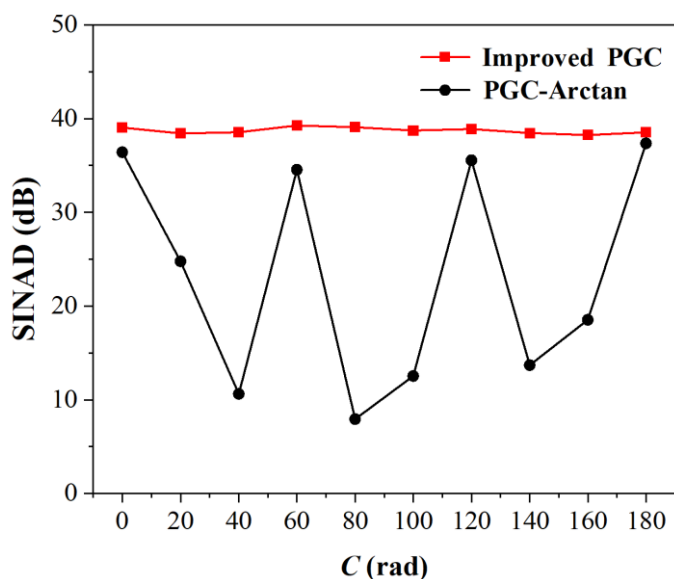


图 4-26 两种解调算法在不同载波相位延迟下的 SINAD

图 4-27 显示了两算法在 C 值发生偏移时，解调结果的 SINAD 变化情况。图中显示，当 C 值发生偏移时，PGC-Arctan 算法的解调结果会受到较大影响，而改进解调算法对 C 值的偏移并不敏感，SINAD 始终保持的比较稳定。SINAD 的平均值为 38.03dB，标准差为 0.78dB。

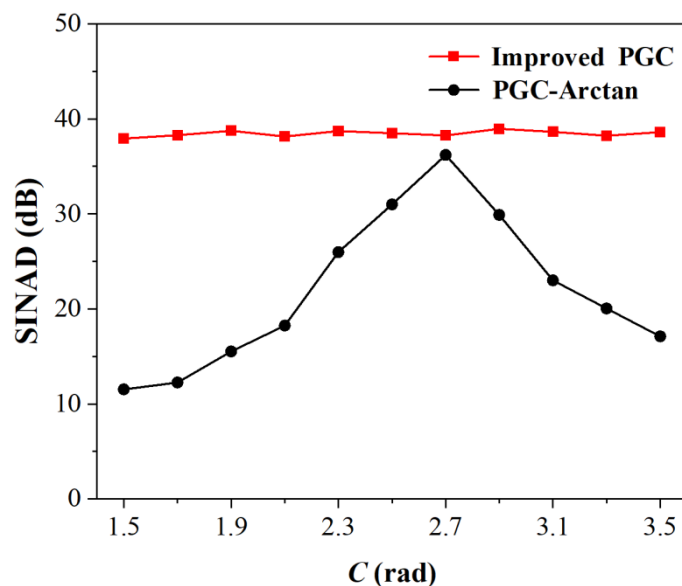
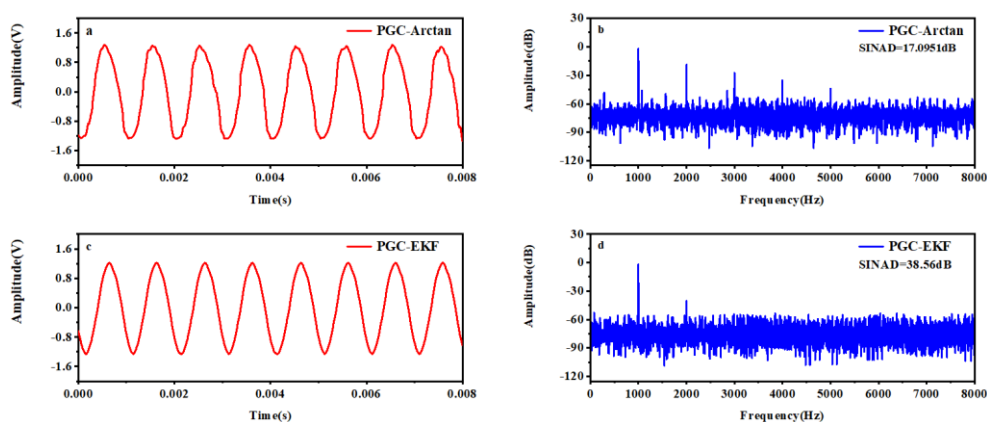


图 4-27 两种解调算法在不同调制深度下的 SINAD

图 4-28 显示为调制深度为 2.10 rad 时 PGC-Arctan 解调算法的解调波形出现明显畸变，从图 4-28(b)显示的频谱图中出现了多个高频谐波分量。而对于改进解调算法，其输出结果为连续、标准的信号。通过椭圆拟合算法能够明显抑制非线性失真，因此图 4-28(d)的频谱中高频谐波分量受到明显抑制。

图 4-28 C 值等于 2.10 rad 时两种解调算法的解调结果波形图和频谱图 (a) PGC-Arctan 波形图; (b) PGC-Arctan 频谱图; (c) 改进解调算法波形图; (d) 改进解调算法频谱图

为了测量改进解调算法的线性度，实验首先将待测信号的幅值设置 2.5V，这一操作的目的是在大信号下获得椭圆参数供小信号时椭圆校正使用。将待测信号幅值由 0.1V 逐步增加至 2.5V，并记录通过解调算法解调出的信号的幅度。通过将测量得到的数据进行线性拟合获得待测信号电压与解调相位幅度之间的关系、线性表达式和拟合度。经过测量，改进的 PGC 解调算法在本实验中的具有 99.988% 的高线性度。

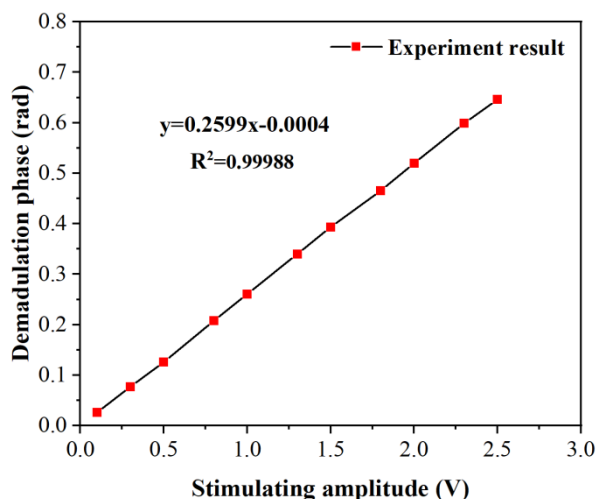


图 4-29 改进解调算法线性度

实验中连续不中断地检测 600 秒的时长内两种解调算法的 SINAD。如图 4-30 所示, PGC-Arctan 解调算法在实际运行过程中极易受到外部因素的干扰, 导致解调结果质量差, SINAD 也会发生较大波动。而对于改进解调算法, 由于使用椭圆拟合能够有效抑制非线性失真造成的影响, 在长时间的运行过程中, SINAD 不但高于 PGC-Arctan 解调算法且扰动因素对它造成的影响小, 更稳定。实验结果显示, 改进解调算法在 600 秒运行过程中 SINAD 的平均值为 38.231dB。而且, PGC-Arctan 解调算法的 SINAD 标准差为 3.296dB, 改进解调算法的 SINAD 标准差为 1.319dB。这充分反映了改进解调算法在 FPGA 板卡上运行具有较高的稳定性。

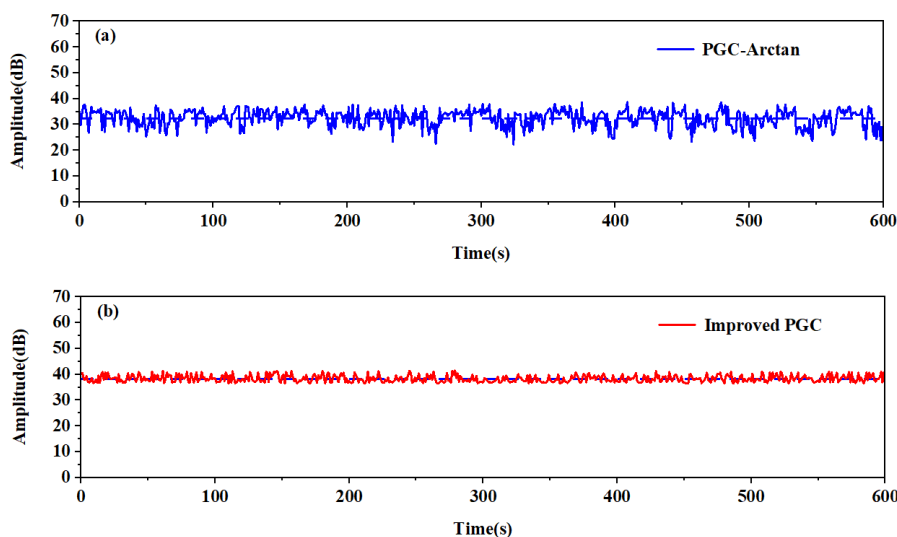


图 4-30 两种解调算法 600 秒内 SINAD 曲线 (a)PGC-Arctan; (b)改进解调算法

4.6 本章小结

本章节针对 LABVIEW 在运行复杂算法时存在的缺陷，提出使用 FPGA 来完成改进解调算法的设计和实验验证。通过调用 IP 核，编写 Verilog 程序，自己封装 IP 核等方式完成了所需模块的设计。通过仿真对各个模块的功能进行了一一验证。验证结果表明，PGC-Arctan 模块由 DDS IP 核，乘法器 IP 核，FIR 滤波器 IP 核，CORDIC IP 核和 Verilog 语言编写的相关程序共同搭建完成，在对由 ROM 产生的干涉信号能够成功解调出待测信号。椭圆校正模块能够成功迭代出椭圆参数且该模块能够实现迭代次数的可控。仿真结果表明，当时钟频率为 20MHz 时，只需要 1ms 就可以获得椭圆参数且精度高。两路非正交信号通过使用椭圆拟合获得的参数能够成功被校正为正交信号。模糊 PID 模块由误差和误差变化量模块完成误差和误差变化率的计算，通过使用误差量化模块将实际值转换为模糊值。最后将模糊值导入至模糊查找表模块中，模糊查找表模块记录了不同模糊值对应的 PID 参数。仿真结果表明，模糊 PID 模块在运行过程中，PID 参数能够根据 C 值的误差和误差变化率进行实时调整，最终将 C 值稳定在设定值。

在进行实验的过程中，首先完成了实验系统的搭建并且统计了程序在板卡中占用的资源。随后对椭圆拟合的效果进行了验证。实验结果表明，在小信号下，椭圆拟合会因为圆弧较小导致拟合结果出现错误，而通过添加参数筛选的功能能够筛选出正确的椭圆参数对信号进行校正。当信号完成校正之后，离心率能够反映出两路信号是否正交。在实验过程中，统计了 C 值由 1.5rad 逐步递增至 3.5rad 时校正前后的离心率。实验结果表明。通过校正，在不同的 C 值下，离心率始终接近于 0，这说明两路谐波分量在通过椭圆拟合模块后成功地被校正为正交信号。最终，对实验结果进行分析得出，改进 PGC 解调算法在 FPGA 板卡中运行时，解调结果的 SINAD 和 THD 对 C 值偏移，载波相位延迟，光强扰动不敏感。在对波形和频谱进行分析得出，改进解调算法的输出波形未出现畸变，在频谱图中高频谐波也明显得到抑制。所提算法在 FPGA 中的线性度达到了 99.988%。在长时间的实验运行过程中，改进 PGC 解调算法能够始终稳定，SINAD 的平均值为 38.231dB，标准差为 1.319dB。

第 5 章 总结与展望

5.1 论文主要工作

本文首先对 Michelson 干涉型光纤传感器的原理和内调制的原理进行了简要阐述。随后, 文章对 PGC-Arctan 和 PGC-DCM 解调算法原理进行详细介绍并分析光强扰动, 载波相位延迟, C 值偏移这些因素存在时对解调结果的影响。针对这 PGC 解调技术存在的问题提出新的解决方案, 并通过仿真和实验进行验证。本论文的主要工作如下:

(1) 本文首先分析了分析 PGC-Arctan 和 PGC-Arctan 解调算法的原理, 并对调制深度、光强扰动和载波相位延迟因素进行了理论分析。针对 PGC 解调算法存在的问题, 提出 PGC-EKF-PID 解调算法。该算法结合 PGC-Arctan 解调算法对光强扰动不敏感的特性, 通过基于 EKF 的椭圆拟合抑制非线性失真。通过 PSO 算法快速获得 PID 最优参数, 并与模糊控制算法相结合使得调制深度处在最佳值。

(2) 基于 LabVIEW, 通过图形化编程语言和 Matlab 程序完成所提算法的设计, 并搭建实验平台进行验证。实验结果表明, 相较于传统 PID 需要 16 秒才能够使 C 值达到 2.63 rad, 模糊 PID 只需要 10 秒就能够实现且并未出现超调。模糊 PID 的稳定性明显优于一般 PID, C 值稳定时的标准差低至 0.0036 rad。此外, 所提算法在不同程度的扰动环境中的 SINAD 高于 60dB, THD 始终在 0.1%之下, 动态范围为 108.36dB@1kHz。

(3) 为解决 LabVIEW 实验平台无法满足在高采样率完成解调的问题, 将改进解调方案布局到处理速度更快的 FPGA 上。通过使用 IP 核和 Verilog 语言完成模块的设计和仿真, 并将所完成的程序以比特流文件的形式下载至板卡中完成实验验证。实验结果表明, 校正后的正交信号李萨如图始终低于 0.01。在 FPGA 板卡长时间的运行过程中, SINAD 的标准差低至 1.319dB, 明显低于 PGC-Arctan 解调算法的 3.296dB。系统的线性度达到了 99.99%。

5.2 下一步研究计划

本文主要对 PGC 解调算法进行研究并通过 FPGA 实现。所提算法能够很好地消除非线性失真。但还存在一些不足。接下来计划在以下方面进一步完善论

文相关工作：

(1)本文程序使用了多个 IP 核，对于椭圆拟合部分也是通过 C 语言完成并封装为 IP 核。这导致该程序在实现的过程中占用了大量的资源。因此还需要通过 Verilog 语言减少资源占用。

(2)本文在板卡中完成信号解调和 C 值控制。对于上位机的开发不足，导致程序在运行时可视化程度不高。因此，还需要继续开发上位机程序从而对解调过程的数据变化进行实时监控。

(3)本文在 FPGA 中所使用的 AD 和 DA 模块需要进行升级，这样能够提高系统采样率也能够提高系统分辨率从而获得更好的解调性能。

参考文献

- [1] Nowak S. V. Novel Uses of Distributed Optical Fiber Sensing for Geomechanical Monitoring[D] Missouri: Missouri University of Science and Technology,2023.
- [2] Wang Y, Li J, Guo L-N, et al. Development of fabrication technique and sensing performance of optical fiber humidity sensors in the most recent decade[J]. Optical Fiber Technology, 2023,82:112888.
- [3] Liu F, Zhang W, Lang X, Liu X, et al. Development of Taper-in-Taper-Based Optical Fiber Sensors for Chemical and Biological Sensing[J]. *Photonics*. 2023, 10(5): 567.
- [4] 陈安, 韩倩倩, 谷江英等. 光纤传感器在智慧医疗领域的应用综述[J]. 医疗卫生装备, 2022,43(12): 95-99.
- [5] Wang X, and Wolfbeis O. S, Fiber-Optic Chemical Sensors and Biosensors (2015–2019)[J]. *Analytical Chemistry*. 2022, 92(1): 397-43.
- [6] Pendão C, and Silva I. Optical Fiber Sensors and Sensing Networks: Overview of the Main Principles and Applications[J]. *Sensors*, 2022, 22(19):7554.
- [7] 刘舒馨, 祝苒, 刘忠富. 分布式光纤传感器在地震监测中的应用综述[J]. 山西电子技术, 2023(05):108-110.
- [8] 孟洲, 陈伟, 王建飞等. 光纤水听器技术的研究进展[J]. 激光与光电子学进展, 2021,58(13):123-143.
- [9] Gu S, Zhang G, Ge Q, Xu L, et al. Ameliorated 3*3 coupler-based demodulation algorithm using iteratively reweighted ellipse specific fitting[J] *Opt. Express* , 2024,32(2):1108-1122 .
- [10] Wu Y, Li C, Wang C, et al. Self-calibration phase demodulation scheme for stabilization based on an auxiliary reference fiber-optic interferometer and ellipse fitting algorithm[J]. *Opt. Express* , 2023,31(3): 4639-4651.
- [11] Zhang J, Huang W, Zhang W, et al. Improved DFB-FL Sensor Interrogation With Low Harmonic Distortion Based on Extended Kalman Filter[J]. *J. Lightwave Technol.* 2021,39(15): 5183-5190.
- [12] Fang C, Shi J, Fu Z, et al. Improved ellipse-fitting phase demodulation technique to suppress the effect of light source intensity noise in interferometric system[J].*Opt. Lett.* 2023,48(7): 1690-1693.

- [13] Zhang J, Wu X, et al. A Low Noise Floor 3×3 Coupler Phase Demodulation Scheme[J]. J. Lightwave Technol, 2024, 42(1): 470-476 .
- [14] Dandridge A, Tveten A, and Giallorenzi T. Homodyne demodulation scheme for fiber optic sensors using phase generated carrier[J]. IEEE J. Quantum Electron.1982,18(10): 1647-1653 .
- [15] Christian T R, Frank P A, Houston B H. Real-time analog and digital demodulator for interferometric fiber optic sensors[J]. Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering, 1994,2191: 324-336.
- [16] Zhou W, Yu B. L, Zhang J, et al. Ameliorated PGC demodulation technique based on the ODR algorithm with insensitivity to phase modulation depth[J]. Optics Express, 2023, 31(5): 7175-7186.
- [17] Ge Q, Zhu J, Zhang G, et al. High Stability PGC-EFA-DCM Demodulation Algorithm Integrated With a PID Module[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022,40(24):7961-7968.
- [18] Gong Y. F, Shi J. H, Guang D, et al. Improved Algorithm for Phase Generation Carrier to Eliminate the Influence of Modulation Depth With Multi-Harmonics Frequency Mixing[J]. J. Lightwave Technol. 2023,41(5): 1357-1363.
- [19] Yuan Y, Li J, Zhu Y, et al. A high-stable self-referenced PGC demodulation algorithm for fiber-optic interferometric sensor[J]. Opt. Fiber Technol. 2023,76: 103246.
- [20] Li Y, Gao H, Zhao L, Fu Z, et al. Improved PGC demodulation algorithm to eliminate modulation depth and intensity disturbance[J]. Appl. Opt. 2022, 61(19): 5722-5727.
- [21] Chen B, Jiang J, Lou Y, et al. Active linearized PGC demodulation with fusion of PGC-Arctan and PGC-DCM schemes for nonlinear error elimination in SPM interferometer[J]. Opt Express 2022, 30(13): 22999-23010.
- [22] Gong Y, Yu B, Shi J, Guang D et al. Ameliorted algorithm for PGC to eliminate the influence of carrier phase delay with FFT[J]. Optical Fiber Technology. 2024,82:103554.
- [23] Davis A. R, Kirkendall C. K, et al. 64 Channel All Optical Deployable Acoustic Array[R]. 12th International Conference on Optical Fiber Sensors, 1997. 616-619 .
- [24] Hilde N, and Jon Thomas K. Realisation of a full-scale fibre optic ocean bottom seismic system[J]. Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering, 2008, 700436.
- [25] Požar T, Možina J. Enhanced ellipse fitting in a two-detector homodyne quadrature laser

- p>interferometer[J]. Measurement science & technology, 2011,22(8):85301.
- [26] Vera-Salas L. A, Moreno-Tapia S. V, Garcia-Perez A, et al. FPGA-Based Smart Sensor for Online Displacement Measurements Using a Heterodyne Interferometer[J]. Sensors, 2011 11(8):7710-7723.
- [27] Volkov A V, Plotnikov M Y, Mekhrehgin M V, et al. Phase Modulation Depth Evaluation and Correction Technique for the PGC Demodulation Scheme in Fiber-Optic Interferometric Sensors[J]. IEEE Sensors Journal, 2017,17(13):4143-4150.
- [28] Nikitenko A N, Plotnikov M Y, Volkov A V, et al. PGC-Atan Demodulation Scheme With the Carrier Phase Delay Compensation for Fiber-Optic Interferometric Sensors[J]. IEEE sensors journal, 2018,18(5):1985-1992.
- [29] Moradi H, Hosseinibalam F, Hassanzadeh S. Simulation and experimental investigation about interferometric optical fiber acoustic sensor for sensitivity enhancement[J]. Measurement, 2019,137:556-561.
- [30] Elaskar J, Luda M A, Tozzetti L, et al. FPGA-Based High-Speed Optical Fiber Sensor Based on Multitone-Mixing Interferometry[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2022,71:1-11.
- [31] 柏林厚, 廖延彪, 张敏等. 干涉型光纤传感器相位生成载波解调方法改进与研究[J]. 光子学报, 2005,(09):1324-1327.
- [32] Qingping S, Qian T, Liwei W, et al. Performance improvement of phase-generated carrier method by eliminating laser-intensity modulation for optical seismometer[J]. Optical Engineering. 2010 49(2): 024402.
- [33] Zhang A, and Zhang S, et al. High Stability Fiber Optics Sensors with an improved PGC demodulation algorithm[J]. IEEE Sensors Journal. 2016, 16(21): 7681-7684 .
- [34] Li S, Shao S, Mei H, Hao Q, et al. Analysis and mitigation of the carrier phase delay effect of the digital phase generated carrier algorithm[J]. Applied Optics. 2017, 56(3): 731-738.
- [35] Xie J, Yan L, Chen B, et al. Extraction of Carrier Phase Delay for Nonlinear Errors Compensation of PGC Demodulation in an SPM Interferometer[J]. Journal of Lightwave Technology. 2019, 37(13): 3422-3430.
- [36] Zhang S, Chen Y, Chen B, Yan L, Xie J, et al. A PGC-DCDM demodulation scheme insensitive to phase modulation depth and carrier phase delay in an EOM-based SPM

- p>interferometer[J]. Optics Communications. 2020, 474:126183.
- [37] Yan L, Chen Z, Chen B, et al. Nonlinear Error Compensation Method for PGC Demodulation Based on Kalman Filtering[J]. Chinese Journal of Lasers 2020, 47(9): 0904002.
- [38] Yan L, Chen Z, Chen B, et al. Nonlinear Error Compensation of PGC Demodulation With the Calculation of Carrier Phase Delay and Phase Modulation Depth[J]. Journal of Lightwave Technology. 2021, 39(8): 2327-2335.
- [39] 张晨硕. 四通道光纤传感器数字 PGC 解调技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2019.
- [40] 郭帅. 光纤地震计 PGC 解调算法研究及实现[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2021.
- [41] Gui L, Wu X, Yu B, Guang D, Shi J, et al. High-Stability PGC Demodulation Algorithm Based On a Reference Fiber-Optic Interferometer With Insensitivity to Phase Modulation Depth[J]. Journal of Lightwave Technology. 2021, 39(21): 6968-6975.
- [42] Mu S, Wu X, Yu B, et al. Improved Phase Noise Cancellation Technology for Auxiliary Reference Interferometer Demodulation Scheme[J]. Journal of Lightwave Technology. 2023, 41(9): 2747 - 2755.
- [43] Zhu M, Wang X, Chang J, et al. Improved PGC demodulation algorithm for fiber optic interferometric sensors[J]. Optics Express. 2024, 31(2): 2162-2178.
- [44] Kai C. The digitization of Michelson Interferometer[R]. Proceedings of 2011 International Conference on Electronics and Optoelectronics. 2011.
- [45] Lim T. K, Zhou Y, et al. Fiber optic acoustic hydrophone with double Mach-Zehnder interferometers for optical path length compensation[J]. Optics Communications, 1999, 159(4): 301-308.
- [46] Ge Q, Zhu J, Cui Y, et al. Fiber optic temperature sensor utilizing thin PMF based Sagnac loop[J]. Optics Communications, 2022, 502: 127417.
- [47] Rao Y. J, Cooper M. R, et al. Absolute strain measurement using an in-fibre-Bragg-grating-based Fabry-Perot sensor[J]. Electron. Lett., 8, Institution of Engineering and Technol, 2000, 708-709.
- [48] Xiao H, Li F, and Liu Y, et al. Crosstalk Analysis of a Fiber Laser Sensor Array System Based on Digital Phase-Generated Carrier Scheme[J]. Journal of Lightwave Technology, 2008, 26(10): 1249-1255.
- [49] Liu Y, Wang L, Tian C, et al. Analysis and Optimization of the PGC Method in All Digital

- Demodulation Systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2008, 26(18): 3225-3233.
- [50] Wu B, Yuan Y, Yang J, et al. Optimized Phase Generated Carrier (PGC) demodulation algorithm insensitive to C value[J]. Proc.SPIE, 2015, 96550.
- [51] Ma T, Zhao L, Gao H, et al. An improved PGC demodulation algorithm for optical fiber interferometers with insensitive to carrier phase delay and modulation depth[J]. Optical Fiber Technology, 2022, 74:103121.
- [52] Zhang Z, Zhang Z, et al. An improved phase generated carrier demodulation algorithm with high stability and low harmonic distortion[J]. Optics Communications, 2022, 524:128800.
- [53] Zhang X, Mu R, et al. Intelligent Hough Transform With Jaya to Detect the Diameter of Red-Hot Circular Workpiece[J]. IEEE Sensors Journal, 2021, 21(1): 560-567.
- [54] Kennedy J, and Eberhart R. C, Particle swarm optimization, Piscataway, NJ: IEEE Service Center, 1995.
- [55] Eberhart R. C. Comparison between genetic algorithms and particle swarm optimization[C]// Porto, V. W. Evolutionary Programming VII, Berlin, Heidelberg, 1998.:611-616.
- [56] 章魁, 曲立国, 黄友锐. 一种改进的 PSO 算法在 PID 参数优化中的应用[J]. 电光与控制, 2008, (02):58-61.
- [57] Engineering M O (G Y ,Technology O U H ,Wuhan , et al.A Modified Particle Swarm Optimizer Algorithm[C]//Chinese Institute of Electronics (CIE) .Proceedings of 2007 8th International Conference on Electronic Measurement Instruments (ICEMI'2007) Vol. II ,2007:5.
- [58] 尹徐珊. 基于改进 PSO 算法的投资组合优化方法的设计和实现[D]. 南京: 东南大学, 2015.
- [59] 张玉明. 一种基于 PSO 的 PID 控制器的 FPGA 设计与实现[D]. 昆明: 云南大学, 2021.
- [60] 康日晖. 基于改进 PSO-PID 算法的四轴飞行器飞控系统研究[D]. 太原: 太原理工大学, 2018.
- [61] 汤龙. 基于 FPGA 的大时滞温度控制系统[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2023
- [62] 徐淑静. 基于 FPGA 的并行模糊控制算法的研究与实现[D]. 北京: 中国科学院大学(中国科学院光电技术研究所), 2023.

攻读硕士的学术成果

- [1] Xiao J, Xu D, et al. Realization of high stability PGC-EKF demodulation algorithm based on FPGA[J]. SPIE, 2023, 12968:1296827.

致谢

论文撰写的完毕意味着我的硕士研究生生活也来到了尾声。至 2021 年我被录取为研究生，就开始了与本科阶段截然不同的生活。心有惶恐，是因为本科阶段并没有真正意义上对某个领域开始研究。如今回首研究之路，感谢这三年中陪伴过我的人。

首先，最应该感谢的是我课题组的三位导师。葛强老师温和细心地指导使我逐渐适应科研生活。葛老师总是积极闻讯我们学习生活中有没有遇见困难，使我们在科研生活中没有后顾之忧。张刚老师学识渊博，治学严谨让我受益匪浅。在我实验和写作中遇见难题时，张老师总能够提出具有创新性的解决方案并总在我遇见无法理解的问题时耐心细致地指点迷津。许林广老师积极引导我进行思想碰撞并指导我完成论文写作。三位导师师恩深重，此生难忘。

感谢我的室友和学弟学妹们。我虽没有同窗相伴，但他们在日常生活中积极地给予我帮助，在学习过程中提供有价值的建议。他们带我接触新鲜事物，相互鼓励，共同奋斗让我感觉充实快乐，并不孤单。

感谢我的家人，家人们对我的支持，让我从家乡走出安心求学。他们默默无私的付出，让我顺利完成学习，使我得以站在更高处眺望未来。

最后，由衷地感谢参加本论文评审的各位专家和老师。

尚德敏学 唯实惟新

