

中图分类号: TN247

论文编号: 10006SY1117116

## 硕士学位论文

# 光纤激光 PDH 稳频系统的扫频控制和信号解调技术

作者姓名	耿伟彪	申请学位级别	工学硕士
指导教师姓名	邵洪峰	职 称	高级工程师
学科专业	光学工程	研究方向	激光稳频技术
学习时间自	2011 年 09 月 1 日	起至	2013 年 12 月 16 日止
论文提交日期	2013 年 12 月 6 日	论文答辩日期	2013 年 12 月 16 日
学位授予单位	北京航空航天大学	学位授予日期	年 月 日

## 关于学位论文的独创性声明

本人郑重声明：所呈交的论文是本人在指导教师指导下独立进行研究工作所取得的成果，论文中有关资料和数据是实事求是的。尽我所知，除文中已经加以标注和致谢外，本论文不包含其他人已经发表或撰写的研究成果，也不包含本人或他人为获得北京航空航天大学或其它教育机构的学位或学历证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对研究所做的任何贡献均已在论文中作出了明确的说明。

若有不实之处，本人愿意承担相关法律责任。

学位论文作者签名：

耿伟彪

日期：2013年12月19日

## 学位论文使用授权书

本人完全同意北京航空航天大学有权使用本学位论文(包括但不限于其印刷版和电子版)，使用方式包括但不限于：保留学位论文，按规定向国家有关部门(机构)送交学位论文，以学术交流为目的赠送和交换学位论文，允许学位论文被查阅、借阅和复印，将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，采用影印、缩印或其他复制手段保存学位论文。

保密学位论文在解密后的使用授权同上。

学位论文作者签名：

耿伟彪

日期：2013年12月19日

指导教师签名：

邵世峰

日期：2013年12月19日

## 摘 要

单频、高功率光纤激光器在激光雷达、激光陀螺、激光通信等领域有着非常广泛的应用，然而在高功率条件下，单频光纤激光器输出的激光不仅其谱线宽度大幅展宽，同时其频率稳定度也不高，需要对其进行稳频控制才能满足上述应用领域的要求。

激光稳频技术是激光物理学、光谱学和电子学高度结合的产物，在众多的激光稳频技术中，Pound-Drever-Hall (PDH) 稳频技术具有稳频精度高、能满足窄线宽激光稳频的要求、能适应各种波长的激光系统、能避开激光幅度噪声的影响等优势，是激光稳频技术中的主流技术，在现代科学技术中发挥着越来越重要的作用。

本文围绕PDH激光稳频技术，以单频光纤激光器为稳频对象，进行PDH稳频系统的理论分析、电路设计及实验研究。首先进行PDH稳频技术的理论分析和研究，详细阐述了PDH稳频技术的原理，获得系统鉴频曲线的表达式，为本文研究工作的开展奠定理论基础；其次根据对压电陶瓷及其驱动器特性的分析，设计基于DSP+DAC的F-P腔高压锯齿波驱动电路，用于对F-P腔腔长进行扫频控制；然后针对数字PDH稳频系统的发展趋势，设计基于FPGA的PDH稳频信号处理电路，为实现PDH误差信号的数字解调打下硬件基础；最后根据对PDH稳频信号的理论分析和仿真，总结常用的解调方案，并搭建PDH激光稳频系统，进行PDH稳频信号解调实验，完成激光相位调制谱、系统鉴频曲线以及误差信号的检测。计算结果表明，系统在调制深度 $1.12\text{rad}$ 下得到 $61.02\text{mV/MHz}$ 的鉴频斜率，经阿伦方差计算，在 $400\text{s}$ 的时间内，激光频率偏离F-P腔的中心频率大小的方差为 $1.05 \times 10^{-11}$ ，最大频率漂移为 $\pm 1.15\text{MHz}$ 。

**关键词：**光纤激光器、Pound-Drever-Hall稳频、F-P腔、信号解调

## Abstract

Single-frequency optical fiber laser with high-power has been widely used in laser radar, laser communications, laser gyro and many other fields. However, in high-power conditions, not only the linewidth of the output laser becomes wider greatly, but also the laser frequency stability becomes worse. Therefore, in the applications of the high-power single-frequency optical fiber laser, some measures of laser frequency stabilization control must be taken to meet the needs for laser frequency stability of the fields mentioned above.

The technique of laser frequency stabilization is combined with laser physics, spectroscopy and electronics. Among the all kinds of laser frequency stabilization techniques, the Pound-Drever-Hall (PDH) laser frequency stabilization technique has many advantages: high frequency stabilization, can meet the needs of narrow linewidth frequency stabilization, can be adapted for all kinds of wavelength and can avoid the effect of laser amplitude noise and so on. The PDH technique has become the most widely used laser frequency stabilization technique.

In this paper, the single-frequency optical fiber laser was used as the research object and researches on PDH theory, experiment and hardware design were carried out. Firstly, the PDH laser frequency stabilization theory was discussed and analyzed in detail, and the express of frequency discriminate curve was obtained. Thus, a theory base was established for the following researches. Secondly, according to the analysis on characteristic of piezoelectricity ceramic and its driver, a DSP+DAC based saw wave generator with high voltage was designed to drive F-P cavity for scanning the length of F-P cavity. Thirdly, a FPGA based data acquisition system for PDH laser frequency stabilization signal was designed since the digital PDH system has become the main developing trend of PDH technique, establishing a hardware foundation for digital demodulation of PDH error signal. Finally, according to the analysis and simulation of PDH error signal, some demodulation method of PDH error signal were summarized.

In order to carry out PDH error signal demodulation experiment, a PDH system was set up. And the laser phase modulation spectrum, frequency discrimination curve and error signal were obtained in the experiment. The calculating results show that the frequency

discrimination slope is 61.02mV/MHz with a modulation depth 1.12rad. The variance of laser frequency fluctuation relative to the center frequency of F-P cavity is  $1.05 \times 10^{-11}$  and the largest laser frequency fluctuation relative to the center frequency of F-P cavity is  $\pm 1.15$ MHz in 400ms.

**Key Words:** Optical fiber laser, PDH frequency stabilization, F-P cavity, Signal demodulation

# 目 录

第一章 绪论 .....	1
1.1 研究背景及意义 .....	1
1.2 PDH 稳频技术发展动态 .....	3
1.3 内容安排 .....	5
第二章 PDH 激光稳频技术 .....	7
2.1 PDH 稳频系统 .....	7
2.1.1 PDH 稳频系统概述 .....	7
2.1.2 PDH 稳频系统原理 .....	8
2.2 光学外差检测技术 .....	10
2.2.1 光外差检测原理 .....	11
2.2.2 光外差检测条件 .....	13
2.2.3 光外差检测特性 .....	14
2.3 F-P 腔驱动技术 .....	15
2.3.1 压电陶瓷特性 .....	15
2.3.2 压电陶瓷驱动器 .....	16
2.4 本章小结 .....	18
第三章 F-P 腔高压锯齿波驱动电路设计 .....	19
3.1 设计参数 .....	19
3.2 系统总体方案设计 .....	20
3.2.1 波形发生模块 .....	21
3.2.2 线性放大电路模块 .....	23
3.3 软件设计 .....	26
3.4 系统调试 .....	28
3.5 本章小结 .....	29
第四章 基于 FPGA 的 PDH 稳频信号处理电路设计 .....	30
4.1 系统总体方案设计 .....	30
4.1.1 系统总体方案原理 .....	30
4.1.2 器件选型 .....	30
4.2 电路原理图与 PCB 设计 .....	32
4.3 软件开发 .....	38
4.3.1 FPGA 开发流程 .....	38

4.3.2 软件设计与仿真.....	39
4.4 系统调试.....	41
4.4.1 ChipScope Pro 逻辑在线分析仪.....	41
4.4.2 调试结果.....	42
4.5 本章小结.....	43
<b>第五章 PDH 稳频信号解调技术理论及实验研究.....</b>	<b>44</b>
5.1 解调理论研究.....	44
5.1.1 PDH 稳频信号特征.....	44
5.1.2 PDH 稳频信号解调技术.....	47
5.1.3 PDH 稳频信号解调实现方案.....	49
5.2 解调实验研究.....	54
5.2.1 实验装置.....	54
5.2.2 激光相位调制谱检测实验.....	55
5.2.3 PDH 稳频信号解调实验.....	56
5.3 本章小结.....	59
总结.....	60
参考文献.....	61
攻读硕士学位期间取得的学术成果.....	65
致    谢.....	66

# 第一章 绪论

## 1.1 研究背景及意义

激光具有良好的单色性和相干性，作为现代科学技术重要标志之一的激光器，已经在精密干涉测量<sup>[1]</sup>、高分辨率光谱学<sup>[2]</sup>、激光通信<sup>[3]</sup>、激光陀螺<sup>[4]</sup>、激光雷达<sup>[5]</sup>等诸多领域得到了广泛的应用。在激光的众多指标参数中，激光频率稳定度是一个极其重要的指标参数。理想的激光器输出频率是单一的，但是自由运转的激光器由于一些内部和外部影响因素的存在，导致激光输出具有一定的谱线宽度。为了使激光器满足上述诸领域的应用要求，必须对激光器进行稳频控制。

频率稳定性通常指激光器在连续运转时，在一定的时间间隔内平均频率与该时间内频率的变化量之比。频率稳定性主要取决于激光器谐振腔振荡频率的稳定性，影响因素可分为外部影响因素和内部影响因素两类。外部影响因素主要包括温度、机械振动、大气变化和电磁场等；内部影响因素主要包括放电气压变化、放电电流变化以及自发辐射造成无规噪声等。激光稳频技术的实质是保持谐振腔光程长度的稳定性。

自20世纪80年代开始激光稳频技术获得了飞速发展，其主要原因有：（1）米定义复现的要求。1992年第八届米定义咨询委员会总结了激光稳频技术的最新发展，推荐了八种稳频激光辐射谱线作为复现米定义的标准辐射谱线；（2）引力波等对现今科学具有极限意义的高精度测量需要极高信噪比的信号源。美国在1998年由麻省理工大学与加州理工学院联合建成两个LIGO (the Laser Interferometer Gravitational-Wave Observatory) 中心，要在四公里长的测量臂上探测到厘米的微小变化。高稳定度的稳频激光器是实现其探测的先决条件。

激光稳频技术是激光物理学、光谱学和电子学高度结合的产物，并随着激光应用的发展而发展，已成为了现代精密测量技术中不可少的一种手段，也是尖端科学的关键组成部分。激光稳频技术根据有无频率参考标准可分为被动稳频<sup>[6]</sup>和主动稳频<sup>[7]</sup>。

被动稳频技术是在尽量不增加激光器附加元件的情况下，采取一定的措施，减小或者消除环境温度变化、机械振动等外部影响因素对激光频率稳定性的影响，实现激光频率的稳定。常用措施主要有恒温、防震、密封隔声、稳定电源、构建外腔等。

虽然被动稳频的种类较多，但均只能在一定程度上压窄线宽，很难保证频率长期稳定性和复现性，频率稳定度只能达到 $10^{-7}$ 。若要实现更高精度的频率稳定度，只依靠被

动稳频技术是无法实现的，必须依靠主动稳频技术。

主动稳频技术是选取一个稳定的频率参考标准，当激光频率偏离此标准频率时，利用鉴频装置检测误差信号，再通过电子伺服控制系统自动调节激光器谐振腔腔长，使激光频率回到特定的频率标准上，从而将激光频率稳定到标准频率上。

常用的频率参考标准主要有两类：一类是以原子或分子跃迁谱线中心频率作为频率参考标准；另一类是以光学谐振腔的共振频率作为频率参考标准<sup>[8]</sup>。因此主动稳频又可分为兰姆凹陷稳频<sup>[9]</sup>、原子光谱 Zeeman 效应稳频<sup>[10]</sup>、饱和吸收稳频<sup>[11,12]</sup>、偏频锁定稳频<sup>[13]</sup>、相位调制光外差稳频<sup>[14]</sup>（Pound-Drever-Hall, PDH）等。其中兰姆凹陷稳频、原子光谱 Zeeman 效应稳频与饱和吸收稳频是以原子或分子跃迁谱线中心频率作为频率参考标准；相位调制光外差稳频和偏频锁定稳频是以 Fabry-Perot 腔的谐振频率作为频率参考标准。

稳频技术应用地早期，主要采用被动稳频技术，对激光器所处环境的温度变化、机械振动、大气变化和电磁场采取减小或者消除的措施，实现激光器进行稳频。到了六十年代中期，主动稳频技术发展起来，人们利用兰姆凹陷稳频方法以及利用发光原子在磁场的 Zeeman 效应进行稳频。逐渐发现兰姆凹陷稳频和双频 Zeeman 效应稳频由于原子跃迁的中心频率易受放电条件等因素影响而发生变化，因此其稳定性和复现性就受到局限。利用外界参考频率进行稳频，饱和吸收稳频方法逐渐被采用。八十年代初，R. W. P. Drever 和 J. L. Hall 等人发明相位调制光外差稳频法，并取得线宽小于 100Hz 的稳频激光。表 1 为常用的稳频方法的对比<sup>[15-24]</sup>。

由表 1 常用稳频方法的对比可以看出，与其他稳频技术相比，PDH 技术具有以下优点：（1）F-P 腔可以具有极高的 Q 值，PDH 技术能满足窄线宽激光稳频的要求；（2）F-P 腔几乎能适应各种波长的激光系统，而不是局限在某一特定的波长上；（3）对激光进行射频调制，PDH 技术能避开激光幅度噪声的影响，可以达到散粒噪声的极限。所以，PDH 技术具有其它稳频技术无法相比的优势，已经成为激光稳频技术当中的主流和前沿技术。

本课题以单频光纤激光器为研究对象，探讨采用 PDH 稳频技术实现光纤激光器频率稳定输出的控制原理和实现方法。分析相位调制光外差稳频系统工作原理，设计频率扫描电路和相位调制光外差信号解调电路，鉴频得到用于反馈控制的光频误差信号，激光器经过伺服控制系统进行频率调谐后可以满足激光雷达等应用领域的要求，因此，开展对 PDH 稳频技术的相关研究具有十分重要的科学意义和实用价值。

表 1 常用稳频方法的对比

稳频方法	优点	缺点	稳定度
被动稳频	原理简单	精度低, 外腔稳频受外界干扰	$10^{-7}$
兰姆凹陷稳频	装置简单	预热时间长, 输出光束中有低频调制信号, 受光源内部多普勒加宽影响大, 复现性差	$10^{-9}$
原子光谱 Zeeman效应稳频	输出功率和频率均不需要低频调制	体积大、价格高, 适用激光系统种类较少, 系统输出功率较低	$10^{-10}$ - $10^{-11}$
气体饱和 吸收稳频	频率稳定性和复现性高	谱线频率覆盖范围有限, 输出波长受制于吸收介质, 系统输出功率低	$10^{-12}$ - $10^{-13}$
偏频锁定技术		系统抗干扰能力差, 光频跳变会导致失锁	$10^{-8}$
相位调制光外差 (PDH) 稳频	F-P腔可以有极高的Q值, 能满足窄线宽稳频的要求, 不受波段限制, 能避开激光幅度噪声的影响, 达到散粒噪声的极限	F-P腔易受外界干扰	$10^{-12}$ - $10^{-16}$

## 1.2 PDH 稳频技术发展动态

PDH 技术是八十年代发展起来的激光稳频技术, 它利用光学谐振腔的共振频率作为参考频率标准。其原理是将激光进行射频电光相位调制, 利用 F-P 腔的共振特性和光外差光谱检测技术, 得到具有良好鉴频特性的色散型谱线, 以及鉴频得到激光频率与 F-P 腔共振频率的误差信号, 通过反馈系统来控制激光器的腔长, 进而改变激光的频率, 将激光频率锁定在光学谐振腔的共振频率处。采用此技术锁定激光器的频率稳定性的精度主要由 F-P 腔腔长变化、探测器的噪声和伺服控制系统的控制精度决定。

PDH 稳频技术最早源于微波频率稳定, 早在 1946 年, 美国麻省理工 R. V. Pound 首先提出采用微波谐振腔来对微波进行稳频控制<sup>[25]</sup>。

20 世纪 80 年代初, IBM Research Laboratory 的 G. C. Bjorklund 和 M. D. Levenson 首次提出利用射频电光调制实现频率调制光外差光谱, 即 FM 光潜。调制光与吸收物质作用后, 由于载波和边带通过样品后的幅度衰减和相位延迟不同, 运用光外差相敏检测技术得到样品的吸收型和色散型谱线, 作为鉴频信号用于锁定激光频率<sup>[26]</sup>。

20 世纪 80 年代初,美国 R. W. P. Drever 和 J. L. Hall 等人受 R. V. Pound 微波稳频思想的启发,以 Fabry-Perot 腔作为频率参考标准,采用 RF 相位调制技术和光外差光谱检测技术成功地将激光频率锁定在光学参考腔的共振频率上,取得了线宽小于 100Hz 的稳频激光,以后人们就把这种稳频方法成为 Pound-Drever-Hall (PDH) 稳频法<sup>[27]</sup>。

1990 年,韩国标准研究机构的 Ho Song Lee 等人对半导体激光器直接进行调制,以 F-P 谐振腔中心频率为频率参考,通过检测 F-P 标准具透射光,得到频率误差信号,经伺服反馈作用于光源实现稳频,结果受光源输出功率波动的限制,稳定效果不佳<sup>[28]</sup>。

2000 年,美国加州 LIGO 中心的 Eric D. Black 系统总结了 PDH 稳频技术的理论模型,定性且定量的分析了 PDH 系统中鉴频曲线的特征及其形成过程,并分析了系统中主要噪声对系统性能的影响,为 PDH 技术的发展做出了突出贡献<sup>[29]</sup>。

2002 年,日本 Doshisha University 的 Shintaro Hisatake, Takahiro Kawamoto 等人对应用于相干通信光学锁相环系统的激光二极管,利用 PDH 方法进行稳频,输出 35mW 激光二极管光源线宽小于 40MHz<sup>[30]</sup>。

2003 年,巴西的 Davi R. Ortega, Wictor C. Magno 和 Flavio Caldas da Cruz 等人采用 PDH 技术对 657nm 外腔式激光二极管进行稳频实验,采用 F-P 标准具作为频率参考标准,将探测的误差信号经放大作用于 PZT,以调节谐振腔长,最终将激光频率锁定到 F-P 标准具谐振频率上,得到线宽低于 1MHz、频率稳定度约为 120kHz 的输出激光<sup>[31]</sup>。

2006 年,日本的 Hideyuki Yashiro 等人以 Fabry-Perot 谐振腔为频率标准,利用 PDH 技术对输出波长 400nm 的紫外激光二极管进行稳频,采用阿伦方差计算得出激光二极管工作 0.5s 时间内的频率稳定度为  $1.71 \times 10^{-10}$ <sup>[32]</sup>。

2010 年,澳大利亚的 Timothy T.-Y. Lam, Bram J. J. Slagmolen 等人采用数字信号处理技术设计并实现了一个数字 PDH 系统,在 FPGA 中实现了相位调制光外差信号的解调,获得稳频系统鉴频曲线,分析数字 PDH 系统中的噪声来源,并估计各种噪声对系统性能的影响。实验结果表明,数字 PDH 系统不但能实现误差信号的解调,而且还具有较好的低频性能<sup>[33]</sup>。

国内对 PDH 稳频技术的研究始于 20 世纪 80 年代末期。1989 年,华东师范大学的毕志毅、丁良恩、马龙生等人叙述了用相位调制光外差技术探测光学谐振腔反射特性的原理,并搭建了相位调制光外差稳频实验装置,获得了相位调制光谱线以及 F-P 腔色散和吸收曲线<sup>[34]</sup>。

1995 年,中国科学院物理研究所的李健、吴令安通过对单频激光的相位调制,利

用光学谐振腔的色散曲线得到鉴频信号, 将一个环形谐振腔和一个驻波谐振腔锁定在激光的频率上<sup>[35]</sup>。

1999 年, 无锡轻工业学院的陈国庆讨论了 F-P 腔光外差光谱理论及其光外差稳频系统中的应用, 通过实验获得了与数值计算完全一致的外差光谱, 并以此系统对输出波长为 1523nm 的 He-Ne 激光器进行相位调制光外差稳, 经阿伦方差计算, 测得激光器频率稳定度可达  $6.8 \times 10^{-13}$ <sup>[36]</sup>。

2008 年, 上海光学与精密机械研究所的孙旭涛、陈卫标等人通过对多普勒测风雷达光源: 1064nm, 200mW 激光二极管泵浦 Nd: YAG 激光器, 采用线宽 1.7MHz 的 F-P 标准具进行稳频试验, 将误差信号反馈到激光二极管电流输入端口, 实现输出激光频率稳定。实验结果得出在 1s 时间内频率漂移为  $\pm 25\text{kHz}$ , 在 1h 内频率漂移为  $\pm 55\text{kHz}$ 。最后经计算, 得到稳频系统绝对频率漂移小于 1MHz, 满足多普勒测风雷达对激光光源精度的要求<sup>[37]</sup>。

2012 年, 上海光学精密机械研究所针对多普勒测风激光雷达系统的应用需求研制了一套结构紧凑、操作灵活的 PDH 激光稳频系统, 直接数字频率合成器 DDS 产生激光器高频相位调制信号, 模拟混频器解调激光器的频率漂移信息, 高集成度的数字信号处理器 DSP 作为稳频控制系统的核心, 负责整个稳频系统的总线控制、信号处理及比例积分微分 PID 伺服控制等。实验表明。在 2.5h 内激光器的相对频率漂移不超过  $\pm 17\text{kHz}$ , 其均方根误差为 5 kHz, 绝对频率稳定度优于 200kHz, 在主动对 F-P 施加 6Hz 固定扰动时, 系统能够在 30ms 内迅速恢复稳定<sup>[38]</sup>。

数字 PDH 稳频系统是 PDH 技术发展的最新趋势<sup>[39, 40]</sup>, 主要是指采用数字电路及数字信号处理技术来实现对 PDH 稳频信号的处理以及激光器的反馈控制环节。国内对数字 PDH 稳频系统的研究稀少, 而国外已经有人实现了数字 PDH 稳频系统。所以开展对 PDH 稳频信号数字处理技术及数字反馈控制环节的研究具有重要研究价值。

### 1.3 内容安排

本论文以单频光纤激光器为研究对象, 构建单频激光器 PDH 稳频系统的理论模型, 进行 PDH 稳频系统搭建与实验研究。论文内容安排如下:

第一章: 绪论。指出论文的研究背景和意义, 介绍各种激光稳频技术的相关理论, 对其优缺点进行归纳总结, 并重点介绍 PDH 稳频技术国内外发展动态。

第二章: 相位调制光外差稳频技术理论分析。详细阐述 PDH 稳频技术的原理, 获

得系统鉴频曲线的表达式，为本文研究工作的开展奠定理论基础。

第三章：F-P 腔高压锯齿波驱动电路设计。根据对压电陶瓷及其驱动器特性的分析，设计基于 DSP+DAC 的 F-P 腔高压锯齿波驱动电路，用于对 F-P 腔腔长进行扫频控制。

第四章：基于 FPGA 的 PDH 稳频信号处理电路设计。设计基于 FPGA 的 PDH 稳频信号处理系统，为开展对数字 PDH 系统的研究以及实现 PDH 误差信号的数字解调打下硬件基础。

第五章：PDH 稳频信号解调理论及实验研究。根据对 PDH 稳频信号的理论分析和仿真，总结常用的解调方案，并搭建 PDH 激光稳频系统，进行 PDH 稳频信号解调实验，完成激光相位调制谱、系统鉴频曲线以及误差信号的检测。

最后：总结。针对第二、三、四、五章的研究内容，得出结论并提出下一步工作建议。

## 第二章 PDH 激光稳频技术

本章首先介绍 PDH 激光稳频系统的基本原理, 并对 PDH 激光稳频原理进行详细的理论分析和公式推导, 获得系统鉴频曲线的表达式; 其次分析 PDH 稳频技术中光学外差检测技术的原理、条件以及特性, 以进一步深入理解 PDH 稳频过程; 在 PDH 稳频实验中需要对 F-P 腔腔长进行扫描, 所以针对 F-P 腔驱动技术对压电陶瓷特性及其驱动器进行分析和讨论。

### 2.1 PDH 稳频系统

#### 2.1.2 PDH 稳频系统概述

PDH 稳频系统原理图如图 1 所示, 主要包括光路和电路两部分。从单频光纤激光器输出的信号光经过准直器输出后, 经过空间电光调制器(EOM)入射到 F-P 腔中。F-P 腔的反射光到达探测器上, 调制光谱边带与载波在探测器处拍频干涉<sup>[41]</sup>。若激光频率等于 F-P 腔谐振频率, 调制边带幅度相等、相位相反, 拍频输出为零。反之, 若激光频率偏离 F-P 腔谐振频率, 但失谐量仍在参考腔的线宽内, 边带的反对称性被破坏, 则有拍频电流输出, 得到频率为调制频率的拍频信号, 将此拍频信号适当放大后和射频参考信号一起输入平衡混频器, 参考信号取适当的相移, 使拍频信号与射频参考信号相位差为零, 解调得到 F-P 腔的光外差色散谱线, 它具有中心对称、中心谐振点为零的特征, 因而具有很好的鉴频特性。再通过反馈控制环节, 对激光器进行稳频控制, 使激光频率相对于 F-P 腔的偏移量回复到零, 从而将激光频率锁定在 F-P 腔谐振频率上。

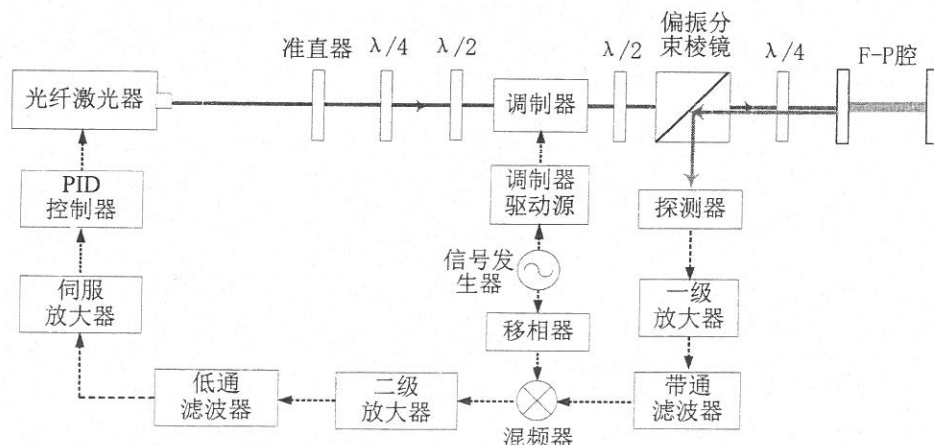


图 1 PDH 稳频系统原理图

## 2.1.2 PDH 稳频系统原理

PDH 稳频技术又叫相位调制光外差稳频技术, 在 PDH 稳频系统中, 对激光进行射频频电光相位调制, 得到调制边带, 调制边带频率与输入光束、反射光束的频率不相等, 但是它含有精确的相位关系, 为了确定激光频率在 F-P 腔内的谐振状态, 需要利用调制边带测量 F-P 腔反射光束的相位信息。根据光学外差探测原理, 调制边带和载波光束外差干涉得到频率为调制频率的拍频信号, 通过测量拍频信号的相位信息就可得知 F-P 腔反射光束的相位信息, 从而确定激光频率在 F-P 腔内的谐振状态。

设入射激光电场为

$$E = E_0 e^{i\omega t} \quad (2.1)$$

经过电光相位调制器后, 入射激光电场变为

$$E_{inc} = E_0 e^{i(\omega t + \beta \sin \Omega t)} \quad (2.2)$$

其中  $\Omega$  为相位调制频率,  $\beta$  为调制深度。

利用贝塞尔函数展开得

$$\begin{aligned} E_{inc} &\approx E_0 [J_0(\beta) + 2iJ_1(\beta) \sin \Omega t] e^{i\omega t} \\ &= E_0 [J_0(\beta) e^{i\omega t} + J_1(\beta) e^{i(\omega+\Omega)t} - J_1(\beta) e^{i(\omega-\Omega)t}] \end{aligned} \quad (2.3)$$

从上式可以看出, 入射到 F-P 腔的光束含有三种不同的频率成分: 载波 (角频率为  $\omega$ )、两个调制边带 (角频率为  $\omega \pm \Omega$ )。

若将该调制光直接用光电探测器探测, 一般情况下, 由于两个边带幅度相等、相位相反, 边带与载波光外差而产生的拍频电流大小相等、相位相反, 所以可以完全抵消, 探测器输出信号为零。

当该调制光束射入 F-P 腔时, 若激光频率等于 F-P 腔谐振频率, 调制边带仍然平衡对称, 拍频输出为零。反之, 当激光频率偏离 F-P 腔谐振频率, 将导致两侧边带的幅度及相位发生不等变化, 边带的反对称性被破坏, 则有拍频电流输出。

如果  $P_0 = |E_0|^2$  是总输入功率, 那么载波光功率为  $P_c = J_0^2(\beta)P_0$ , 一阶边带光功率为  $P_s = J_1^2(\beta)P_0$ 。利用光电探测器探测 F-P 腔反射光束的光强, 有

$$P_{ref} = |E_{ref}|^2 = P_c |F(\omega)|^2 + P_s \left\{ |F(\omega + \Omega)|^2 + |F(\omega - \Omega)|^2 \right\} + 2\sqrt{P_c P_s} \left\{ \begin{array}{l} \text{Re} \left[ F(\omega) F^*(\omega + \Omega) - F^*(\omega) F(\omega - \Omega) \right] \cos \Omega t - \\ \text{Im} \left[ F(\omega) F^*(\omega + \Omega) - F^*(\omega) F(\omega - \Omega) \right] \sin \Omega t \end{array} \right\} + (2\Omega \text{ terms}) \quad (2.4)$$

其中,  $F(\omega)$  为 F-P 腔的发射系数, 其表达式为

$$F(\omega) = \frac{r \left( \exp(i \frac{2\pi\omega}{\Delta\nu_{fsr}}) - 1 \right)}{1 - r^2 \exp(i \frac{2\pi\omega}{\Delta\nu_{fsr}})} \quad (2.5)$$

其中  $r$  为腔镜的反射系数,  $\Delta\nu_{fsr}$  为 F-P 腔的自由光谱范围。

式 (2.4) 表明探测器输出信号包含三种成分: 直流项;  $\Omega$  项: 由载波和边带拍频干涉形成;  $2\Omega$  项: 由两个边带拍频干涉形成。

当激光载波频率处于近谐振状态, 调制频率很高以致边带信号光波被全部反射, 此时,  $F(\omega \pm \Omega) \approx -1$ , 则可以得到

$$F(\omega) F^*(\omega + \Omega) - F^*(\omega) F(\omega - \Omega) \approx -i2 \text{Im}[F(\omega)] \quad (2.6)$$

式 (2.6) 为纯虚数, 此时, 式 (2.4) 中的余弦项可以忽略。

近谐振状态下, 反射光强基本上为零, 所以  $|F(\omega)|^2 \approx 0$ , 保留其中的一阶项, 通过近似得到探测器输出信号为

$$P_{ref} = 2P_s - 4\sqrt{P_c P_s} \text{Im}[F(\omega)] \sin \Omega t + (2\Omega \text{ terms}) \quad (2.7)$$

探测器输出信号经过滤波放大等调理环节后输入到混频器 RF 端口, 解调得到的信号为:

$$\varepsilon = -4P_0 J_0(\beta) J_1(\beta) \text{Im}[F(\omega)] \quad (2.8)$$

当激光频率处于 F-P 腔近谐振状态时, 由谐振腔的精细度及反射系数, 得到误差信号为:

$$\varepsilon = -8P_0 J_0(\beta) J_1(\beta) \frac{\delta\omega}{\Delta\nu} \quad (2.9)$$

其中,  $\Delta\nu = \Delta\nu_{fsr} / \text{Finesse}$  是谐振腔的线宽, 即误差信号为:

$$\varepsilon = D \cdot \delta\omega \quad (2.10)$$

其中  $D$  为鉴频斜率，其表达式为：

$$D = -8P_0 J_0(\beta) J_1(\beta) / \Delta\nu \quad (2.11)$$

可以看出鉴频斜率  $D$  与调制深度  $\beta$  有关系，PDH 稳频系统的最佳调制深度为  $1.08\text{rad}$ ，此时鉴频系统具有最大的灵敏度。

色散误差信号的仿真结果如图 2 所示。可以看出 F-P 腔的光外差色散谱线中心对称，中心谐振点为零，具有很好的鉴频特性，可以用作理想的频率误差控制信号。

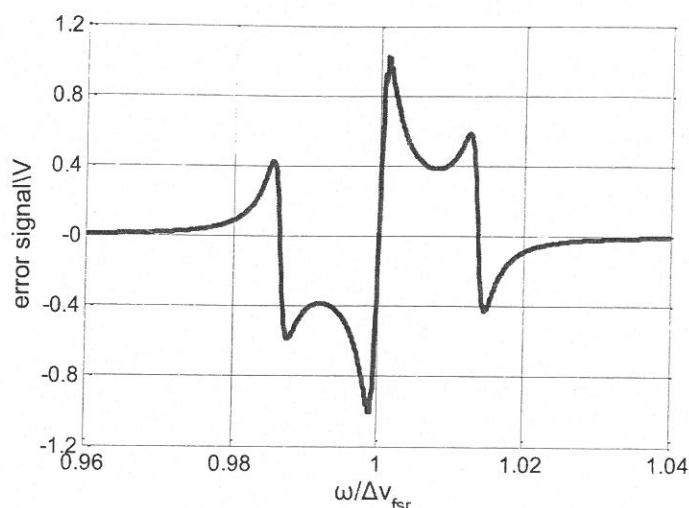


图 2 色散误差信号曲线

## 2.2 光学外差检测技术

光外差检测<sup>[42]</sup>是将包含有被测信息的相干光调制波和作为基准的本机振荡光波在满足波前匹配的条件下，在光电探测器上进行光学混频，光电探测器输出的是频率为两光波频率差的拍频信号。这个输出信号包含有调制信号的振幅、频率和相位特征。通过检测这种拍频信号，最终解调出被传送的信息。

这种差频检测的原理与微波及无线电外差探测原理相似，因而又被称为光外差检测。但由于光波比微波的波长高  $10^3-10^4$  数量级，因而其精度亦比微波高  $10^3-10^4$  数量级。与非相干检测的直接检测法相比，这种差频检测具有灵敏度高（比直接检测高 7-8 个数量级）、输出信噪比高、精度高、探测目标的作用距离远等优点，因而在精密测量中得到了广泛的应用。但它在远距离的大气中的光通信受到限制，因为激光受大气湍流效应的影响，破坏了激光的相干性。而在外层空间，特别是卫星之间的通信联系，已达到实用阶段。

### 2.2.1 光外差检测原理

光外差检测法是一种高灵敏、高信噪比的探测微弱光信号的有效方法，差频信号或拍频信号的获得，主要是利用具有平方律特性的光电检测器。因为光电倍增管或光电二极管等光电检测器件，在输入光强较弱的情况下，其光照特性具有平方律的性质。即输出光电流  $I_\phi$  和输入光振幅  $E$  的平方成正比。即

$$I_\phi \propto SE^2 \quad (2.12)$$

式中， $S$  为光电探测器的灵敏度。

光学外差探测的原理，如图 3 所示。

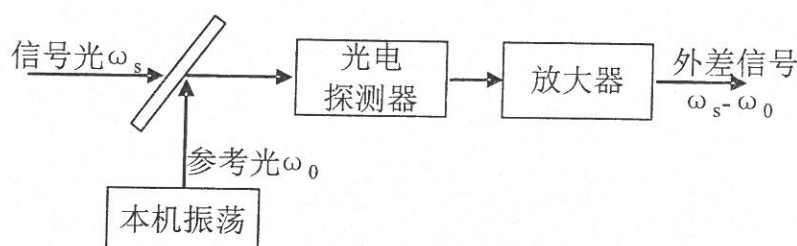


图 3 光外差探测原理图

设入射的信号光波的复振幅和参考光波的复振幅分别为  $E_s = A_s \sin(\omega_s t + \varphi_s)$ ， $E_0 = A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0)$ ，则光电探测器输出的光电流  $I_\phi$  为

$$\begin{aligned} I_\phi &= S(E_s + E_0)^2 \\ &= S[A_s \sin(\omega_s t + \varphi_s) + A_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0)]^2 \\ &= S\left\{\frac{A_s^2 + A_0^2}{2} - \frac{A_s^2}{2} \cos 2(\omega_s t + \varphi_s) - \frac{A_0^2}{2} \cos 2(\omega_0 t + \varphi_0) - \right. \\ &\quad \left. 2A_s A_0 \cos[(\omega_s + \omega_0)t + (\varphi_s + \varphi_0)] + 2A_s A_0 \cos[(\omega_s - \omega_0)t + (\varphi_s - \varphi_0)]\right\} \end{aligned} \quad (2.13)$$

可知，在输出信号中除直流分量外，在交变分量中包含有  $2\omega_s$ 、 $2\omega_0$ 、 $\omega_s + \omega_0$  和  $\omega_s - \omega_0$  等四个谐波成分。它们的频谱分布如图 4 所示。

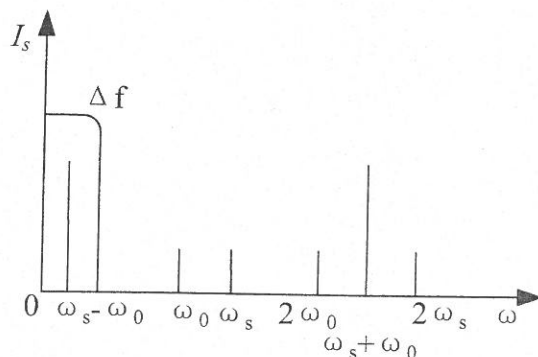


图 4 光外差信号频谱分布图

只要  $\omega_s$  和  $\omega_0$  比较接近，则  $\omega_s - \omega_0$  就比较小，因而处于光电检测器件的上限截止频

率之内。其余的倍频项与和频项，会远远超出通频带。所以光电检测器件能单独分离出差频信号分量（或称中频）。于是式（2.13）可简化为

$$I_{\phi} = 2A_s A_0 \cos[(\omega_s - \omega_0)t + (\varphi_s - \varphi_0)t] = 2A_s A_0 \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \quad (2.14)$$

式中， $\Delta\omega = \omega_s - \omega_0 = 2\pi(f_s - f_0)$ ； $\Delta\varphi = \varphi_s - \varphi_0$ ； $f_s$ 和 $f_0$ 是对应的光波频率； $\Delta\varphi = \varphi_s - \varphi_0$ 为两束光波的相位差。式（2.14）即为光学差频或光拍的表达式。

在外差干涉信号中，参考光束是两相干光的光频率和相位的比较基准。信号光可以由本振光分束后经调制形成，也可以采用独立的相干光源保持与本振光波的频率跟踪和相位同步。前者多用于干涉测量，后者多用于相干通信。不论哪种方式，由式（2.14）可知，在保持本振光的振幅、频率、相位不变的前提下，外差信号的振幅、频率、相位可以表征信号光波的振幅、频率和相位，也就是说，外差信号能以时序电信号的形式，反应相干场上各点处信号波的波动性质。即使是信号光的参量受被测信号调制，外差信号也能无畸变的精确复制这些调制信号。可用调幅信号对这一特性加以说明。

设信号光振幅  $A_s$  受频谱如图 5 的调制信号  $F(t)$  的调幅，则式（2.14）中的  $A_s(t)$  为

$$A_s(t) = A_n[1 + F(t)] = A_n[1 + \sum_{n=1}^M m_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n)] \quad (2.15)$$

式中  $A_n$  是调制信号的振幅， $m_n$ ， $\Omega_n$  和  $\varphi_n$  分别是调制信号各频谱分量的调制度、角频率和相位。

将式（2.15）带入式（2.14）中，可得外差信号为

$$\begin{aligned} I_{\phi} &= SA_0 A_n [1 + \sum_{n=1}^M m_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n)] \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \\ &= SA_0 A_n \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) + SA_0 A_n \sum_{n=1}^M \frac{m_n}{2} \cos[(\Delta\omega + \Omega_n)t + (\Delta\varphi + \varphi_n)] \\ &\quad + SA_0 A_n \sum_{n=1}^M \frac{m_n}{2} \cos[(\Delta\omega - \Omega_n)t + (\Delta\varphi - \varphi_n)] \end{aligned} \quad (2.16)$$

它的频谱分布如图 6 所示。

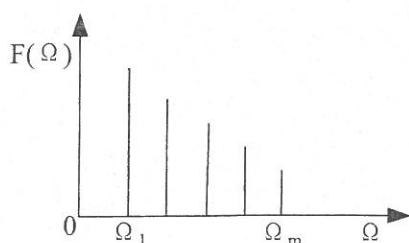


图 5 调幅信号频谱

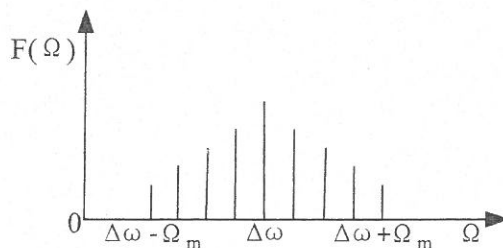


图 6 相干探测后电信号频谱

由图 5 和图 6 以及式 (2.16) 可见, 信号光波振幅上所载荷的调制信号, 双道带的转换到外差信号上去。对于其他调制方式, 也有类似的结果, 这是直接探测所不能达到的。

在特殊情况下, 若使本振光频率和信号光频率相同, 则式 (2.16) 变为

$$I_{\phi} = SA_0 A_s \cos \Delta\varphi \quad (2.17)$$

即为零差探测信号的表达式。式中  $A_s$  项也可以是调制信号。例如在式 (2.15) 的调幅信号情况下, 由式 (2.15) 可得零探测差信号为

$$\begin{aligned} I_{\phi} = & SA_0 A_n \cos \Delta\varphi + SA_0 A_n \sum_{n=1}^M \frac{m_n}{2} \cos(\Omega_n t + \Delta\varphi + \varphi_n) \\ & + SA_0 A_n \sum_{n=1}^M \frac{m_n}{2} \cos(\Omega_n t + \varphi_n - \Delta\varphi) \end{aligned} \quad (2.18)$$

令  $\Delta\varphi = 0$ , 可得

$$I_{\phi} = SA_0 A_n \left[ 1 + \sum_{n=1}^M m_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n) \right] \quad (2.19)$$

式 (2.19) 表明。零差探测能无畸变的获得信号的原形, 只是包含了本振光振幅的影响。此外, 在信号光不作调制时, 零差信号只能反映相干光振幅和相位的变化, 而不能反映频率的变化, 这也就是单一频率双光束干涉, 相位调制形成稳定干涉条纹的工作状态。

### 2.2.2 光外差检测条件

光外差检测必须满足一定的条件才能进行, 主要包括以下三个方面的条件:

#### 1) 光外差检测的空间条件

信号光和本振光的波前必须重合, 也就是说, 必须保持信号光和本振光在空间上的角准直。外差探测的空间准直要求是十分苛刻的。波长越短, 空间准直要求越苛刻。也正是这一严格的空间准直要求, 使得外差探测具有很好的空间滤波性能。

#### 2) 光外差检测的频率条件

光外差探测除了要求信号光和本振光必须保持空间准直、共轴以外, 还要求两者具有高度的单色性和频率稳定性。从物理光学的观点来看, 光外差探测是两束光波迭加后产生干涉的结果。显然, 这种干涉取决于信号光和本振光的单色性。一般情况下, 为了获得单色性好得激光输出, 必须选用单纵模运转的激光器作为相干探测的光源。

信号光和本振光的频率偏移如不能限制在一定范围之内,则光外差探测系统的性能就会变坏。因为如果信号光和本振光的频率漂移很大,两者频率之差就有可能大大超过中频滤波器带宽,从而使光混频器之后的前置放大和中频放大电路,对中频信号不能正常的放大。所以,在光外差探测中,需要采用专门的措施,来稳定信号光和本振光的频率和相位。通常,两束光取自同一激光器,通过频率偏移取得本振光,而用调制的方法得到信号光。

### 3) 光外差检测的偏振条件

在光电接收器上要求信号与本振光的偏振方向一致,这样两束光才能按照光束叠加的规律进行合成。一般情况下,上述要求都是通过在光电接收器的前面,放置偏振器来实现的。分别让两束信号中偏振方向与检偏器透光方向相同的信号光通过,以此来获得两束偏振方向相同的光信号。

## 2.2.3 光外差检测特性

光外差干涉测量具有以下优点:

### 1) 探测能力强,可获得全部信息

光波的振幅、相位和频率的变化,都会引起光电探测器的输出。在光外差探测中,由式(2.14)和式(2.16)可知,光电探测器输出的中频光电流的振幅、频率和相位,都随信号光的振幅、频率和相位的变化而变化。使我们能把频率调制和相位调制的信号光,像幅度调制或强度调制一样进行解调。因此,光外差探测不仅能检测出振幅和强度调制的光波信号,而且还可以检测出相位和频率调制的光波信号,所以它的探测能力非常强,可获得全部信息,是测试光的波动性的一种有效的方法。而这是非相干直接探测所无法比拟的。

### 2) 转换增益高

光外差探测的转换增益  $G$ ,可高达  $10^7$ - $10^8$  数量级。

### 3) 信噪比高,有利于弱光信号探测

### 4) 滤波性能好

外差探测能滤除背景光的影响,有较强的空间滤波能力。

### 5) 稳定性和可靠性高

外差信号通常是交变的射频或中频信号,并且多采用频率和相位调制,即使被测参量为零,载波信号仍然保持稳定的幅度。对这种交流的测量系统,系统直流分量的漂移

和光信号幅度的涨落,不直接影响检测性能,因而光外差探测系统能稳定可靠的工作。

## 2.3 F-P 腔驱动技术

Fabry-Perot 干涉仪是利用多光束干涉原理制成的一种光学器件<sup>[43]</sup>,它主要是由两个反射率很高的反射镜组成,并且两个反射镜保持高度平行。Fabry-Perot 腔以其频率分辨率高的特点而成为在光路实验中经常使用的光学器件,在高灵敏精密光谱检测、激光模式及线宽测量等领域中都有非常广泛的应用。在 PDH 激光稳频系统当中,F-P 腔作为频率参考标准,在稳频过程中需要对其腔长进行扫描。

F-P 腔的一个反射镜是固定的,而另外一个反射镜可以通过贴在其上的压电陶瓷(PZT)来进行移动,通过改变施加在 PZT 上的扫描压电,可以驱动 F-P 干涉仪,使其腔长相应的缩短或者伸长。

### 2.3.1 压电陶瓷特性

压电陶瓷<sup>[44]</sup>是一种能够将机械能和电能互相转化的功能材料,它具有正压电效应和逆压电效应,其中逆压电效应又叫做电致伸缩效应。压电陶瓷用作微位移装置的时候利用的正是其电致伸缩效应。压电陶瓷是在精密测量领域中经常使用的一种器件,它具有精度高、体积小、响应快、工作稳定、不发热以及输出力大等优点,是一种理想的微位移装置。然而压电陶瓷固有的迟滞、蠕变以及非线性等特性也严重影响了其应用。

#### 1) 迟滞特性

当压电陶瓷外加电压变化时,其内部极化状态也是要变化的,当压电陶瓷内部极化状态的变化跟不上外加电压的变化时,其升压曲线和降压曲线就不会重合,这种特性就叫做压电陶瓷的迟滞特性。压电陶瓷的滞环一般在 14%左右,并且会随着温度的变化而缓慢变化。当压电陶瓷用作位移驱动器时,其滞环在不同温度范围内差别较大。在温度大于 30℃时,滞环小于 5%,而在温度小于 10℃时,滞环大于 17%,且呈指数规律明显增加。

#### 2) 蠕变特性

蠕变特性是指压电陶瓷对时间的滞后效应,当对压电陶瓷施加电压之后,压电陶瓷并不能马上完成全部形变,而是分成两部分,第一部分形变是在施加电压后的几毫秒内完成的,第二部分形变则是在第一部分形变发生后的较长时间内完成的。这是由于电介质内部的晶格间存在内摩擦力,导致压电陶瓷在施加电场后极化作用不能立即完成,而

是存在一定的形变滞后。

### 3) 非线性特性

在理想条件下, 压电陶瓷的形变量与外加电压之间呈线性关系, 然而实际上, 其形变量与外加电压之间并非线性关系, 而是存在一定的非线性特性。大多数研究都认为这是由材料内部的摩擦或粘滞引起的。

### 4) 温度特性

在一些高精度定位以及某些特殊应用场合, 压电陶瓷的温度特性也是不容忽视的。压电陶瓷的温度特性主要表现在两个方面: 一是线膨胀, 指压电陶瓷随着温度的变化而伸长的特性, 由于叠堆型压电陶瓷是由多片压电陶瓷片粘接而成, 因而其线膨胀系数既受压电陶瓷片的影响, 也受陶瓷片之间连接材料的影响; 二是温度对压电效应的影响, 主要是指压电陶瓷的输出位移随着温度的增加而减小, 另外压电陶瓷的迟滞特性也会随温度的变化而变化。

在实际应用过程中, 压电陶瓷这些固有的特性会给高精度的位移控制带来一定的影响, 因此, 在具体的应用中要对这些特性进行针对性的研究, 以便使压电陶瓷满足系统要求, 必要的话可以针对这些特性进行补偿, 以便在实际应用中达到更高的精度。

## 2.3.2 压电陶瓷驱动器

压电陶瓷驱动器<sup>[45]</sup>的驱动电源是高压直流电源, 其位移精度和响应频率主要取决于其驱动电源的动态性能。国内外学者在 PZT 驱动电源领域做过大量的研究工作, 并取得一定的进展, 静态驱动电源的分辨率达到毫伏级, 动态电源的研制已经成为当今的研究热点。

压电陶瓷一般为堆叠结构, 如图 7 所示。在外加电场的作用下, 每个压电陶瓷片相当于一个平行平板电容器。所以, 在实际电路中, 压电陶瓷可近似看作容性负载, 其响应频率与其等效电容值的大小有关, 不同的应用场合, 不同特性的压电陶瓷, 对驱动电源都有不同的要求。因此, 在实际应用中, 需要针对压电陶瓷的不同应用场合及其特性研制适合其动态特性的驱动电源。

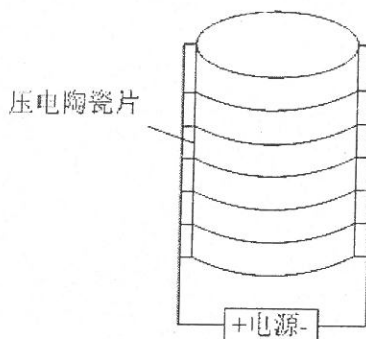


图7 压电陶瓷堆叠结构

根据压电陶瓷驱动电源的微位移产生机理及结构形式,实际应用常对驱动电源提出如下设计要求:

- (1) 要求驱动电源的输出电压为直流,并且在一定的范围内连续可调;
- (2) 驱动电源应具有很强的驱动能力,这主要取决于驱动电源驱动电流的大小;
- (3) 电源的电压调整率是主要因素,而电流调整率是次要因素;
- (4) 为适应高频响应的要求,驱动电源中应具有供容性负载快速放电的放电回路;
- (5) 驱动电源应稳定性的要求,由于压电陶瓷主要应用于微米、纳米技术领域,纹波可导致陶瓷伸缩波动,波动量的大小取决于纹波的大小,所以,为了保证输出位移精度在一定范围内,其输出纹波电压也应控制在很小的范围内;
- (6) 为了实现位移的自动控制,驱动电源应采用计算机控制。

压电陶瓷器件是一种高精度微位移器件,从理论上讲,它可以获得无限小的位移但是由于受到驱动电源分辨率和纹波的影响,压电陶瓷所能达到的分辨率是有限的,因此有必要研制高精度、高稳定性的压电陶瓷驱动电源。目前各种专用压电陶瓷驱动器驱动电源很多,但从原理上讲,驱动器电源可分为电压控制型和电荷控制型:

#### 1) 电压驱动型

电压驱动型电源主要有两种形式,一种是基于直流变换原理的开关式驱动电源,这种方法的功率损耗小、效率高、体积小,但高频干扰较大,电源输出纹波较大,频响范围较窄。直流放大式电源是电压控制型电源中的另一种,这种电源输出纹波小,频响范围较宽,目前高压运放技术日趋完善,直流放大式驱动电源已成为该领域的主流。

#### 2) 电荷驱动型

这种电源可以改善压电陶瓷的迟滞和蠕变,但由于压电陶瓷的内阻很高,因此充电电流小,响应时间长,更适合于静态或对频响要求不高的场合,以电阻分压的方式获得所需驱动电压,这种选择不能满足压电陶瓷驱动器高精度位移输出的要求,因而有人试

图参照普通的高压精密稳压电源自行设计专用电源，但增加了系统的复杂性。

然而，驱动电源的每种驱动方式都有其优缺点，适应的场合也不同。因此，在设计驱动器时应结合具体的应用背景来确定压电陶瓷的驱动方式。

## 2.4 本章小结

本章首先对 PDH 稳频技术的原理进行了详细的理论分析和公式推导，并通过仿真得到了色散鉴频曲线；其次对 PDH 技术中的光外差检测技术进行了深入的剖析，包括光外差检测技术的原理、条件以及特性，有助于加深对 PDH 稳频技术的理解；最后针对 F-P 腔驱动中用到的压电陶瓷的特性及其驱动器设计的要求进行了分析和探讨，为设计压电陶瓷驱动器奠定了理论基础。

### 第三章 F-P 腔高压锯齿波驱动电路设计

在 PDH 激光稳频系统当中, F-P 腔作为频率参考标准, 在稳频过程中对其腔长进行扫描。在对 F-P 腔进行扫描的过程中, 它是作为一种微位移器件来进行控制的, 本章主要完成 F-P 干涉仪高压锯齿波驱动电路的设计, 通过驱动压电陶瓷来改变 F-P 干涉仪的腔长, 从而实现对激光频率的扫描。

#### 3.1 设计参数

根据对国内 F-P 谐振腔的调研情况, PDH 稳频系统中的 F-P 标准具选用的是清华大学研制的 F-P 扫描干涉仪, 如图 8 所示, 其主要技术参数如表 2 所示。



图 8 F-P 干涉仪

表 2 F-P 标准具技术参数

谐振腔长	自由光谱区	分辨率	精细常数	透光孔径
20.412mm	7.349Ghz	7.735MHz	950	2mm

F-P 干涉仪采用温度系数为  $6 \times 10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}$  的石英玻璃制作, 当外界温度变化为  $0.001 \text{ } ^\circ\text{C}$ , 腔长变化  $1.22472 \times 10^{-11} \text{ m}$ , 其共振频率变化为  $173.684 \text{ kHz}$ 。

与此 F-P 腔配套的压电陶瓷驱动电源是一个采用模拟集成芯片制作的高压锯齿波发生器, 在使用过程中经常会出现锯齿波非线性以及波形不稳定等问题, 所以为了优化稳频系统, 需要制作一个线性度好、工作稳定的压电陶瓷驱动电源。

对原有的高压锯齿波发生器进行测试, 其主要参数如下:

- 1、输出电压：0-50V 连续可调，偏置可调
- 2、输出频率：0-150Hz 连续可调
- 3、输出波形：锯齿波且对称性可调

根据 PDH 稳频系统实验要求，提出本次设计的具体参数为：

- 1、输出电压：0~50V连续可调。
- 2、输出频率：0~200Hz连续可调。
- 3、输出波形：锯齿波且对称性可调

### 3.2 系统总体方案设计

F-P 腔对其驱动电源要求有较好的动态响应特性，根据前面对压电陶瓷驱动电源的分析，本设计方案采用直流放大式的电压控制型电路，以满足其对动态特性的要求。

F-P腔的驱动方式主要有三角波驱动方式和锯齿波驱动方式<sup>[46]</sup>两种，相对于锯齿波驱动的方式，三角波驱动方式存在一些不足之处，在三角波的上升沿和下降沿都会有反射信号，这样会增加后续电路处理的难度，而在锯齿波上升沿采集到的是低频信号，下降沿采集到的是高频信号，通过引入低通滤波器就很容易将高频信号滤除，这样便于后续电路对信号进行采集和处理。

对于压电陶瓷PZT这样的容性负载，使用模拟电路产生的波形不但存在着精度不高和频率调节不精确的缺点，而且容易产生失真。因此，在本设计方案中采用数字电路的方法产生波形，其系统总体方案设计原理图如图9所示。

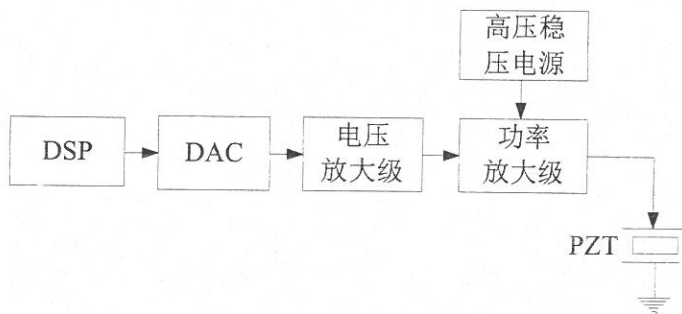


图9 驱动电路原理框图

数字信号处理器DSP通过控制高精度的数模转换器DAC作为波形发生模块为后续放大电路提供输入信号，后端电压放大和功率放大级完成对DAC输出信号的线性放大，以满足压电陶瓷对驱动电压和电流的要求。

### 3.2.1 波形发生模块

波形发生模块采用DSP+DAC的方案，通过编程，可灵活控制其输出波形的参数，其原理图如图10所示。

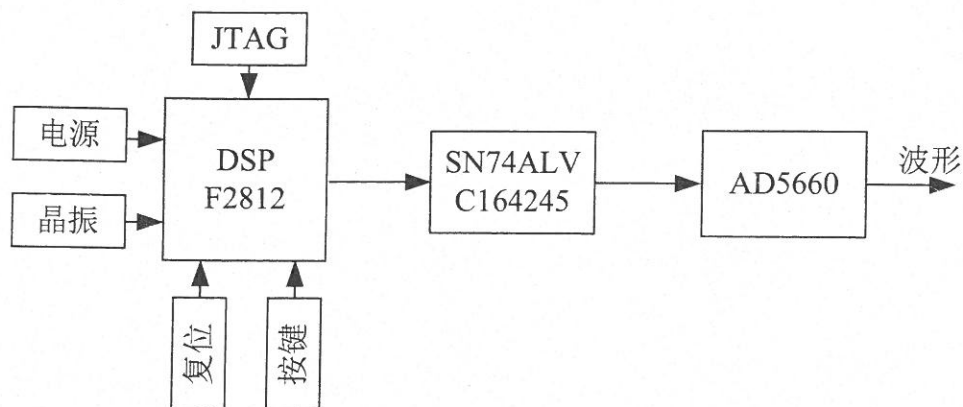


图10 波形发生模块原理图

DSP采用TI公司2000系列TMS320F2812，它是TI公司推出的一款32位定点DSP芯片，也是目前性价比最高的DSP芯片之一。它不但具有强大的数字信号处理能力，而且还具有较为完善的事件管理能力和嵌入式控制功能，在工业控制中具有广泛的应用，特别是应用在处理速度、处理精度方面要求较高的领域，或者是应用于需要大批量数据处理的测控场合。

TMS320F2812片内含有丰富的外设资源，包括事件管理器EV、ADC采样模块、串行通信接口SCI、串行外围设备接口SPI、局域网通信控制器CAN以及多通道缓冲串行接口McBSP等。丰富的片内外设不但基本满足了工业控制的需要，而且大大降低了硬件电路的设计难度。

数模转换器（DAC）采用美国Analog Devices公司的AD5660，属于nanoDAC系列，是一款低功耗、单通道、16位、缓冲电压输出DAC，通过设计保证单调性。AD5660-2内置2.5V、5 ppm/°C基准电压源，满量程输出电压范围则可达到5V。器件的参考电压可通过VREFOUT引脚获得。这些器件内置一个上电复位电路，确保DAC输出上电至0V或中间电平并保持该电平，直到执行一次有效的写操作为止。此外还具有关断特性，在关断模式下，器件在5V时的功耗降至480nA，并提供软件可选输出负载。5V时功耗为2.5mW，掉电模式下则降至1μW。AD5660内置片内精密输出放大器，能够实现轨至轨输出摆幅。AD5660采用多功能三线式串行接口，能够以最高30MHz的时钟速率工作，并与标准SPI、QSPI、MICROWIRE、DSP接口标准兼容。

DAC模块电路原理图如图11所示，SYNC信号是SPI接口的片选信号，SCLK是SPI

接口的串行时钟信号，DIN是数据接口，与SPI接口的主出从入MOSI接口相连。通过这三根信号线便可实现DSP与DAC之间的通信以及数据传输。

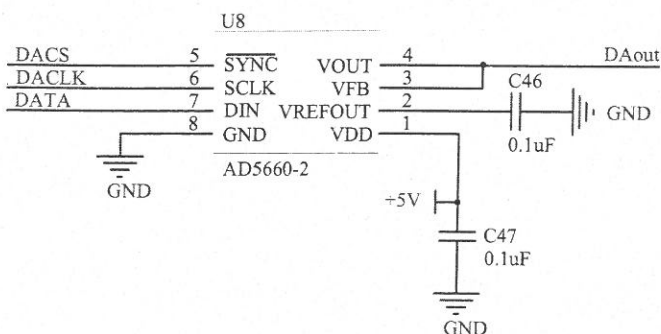


图11 DAC模块原理图

在本设计方案中，由于DSP F2812为3.3V器件，而所用的DAC AD5660-2为5V器件，所以在DSP和DAC之间需要加入一个电压转换芯片，SN74ALVC164245是德州仪器公司的一款2.5V转3.3V和3.3V转5V的电压转换芯片，在此利用的是其3.3V转5V的功能，其配置原理图如图12所示。

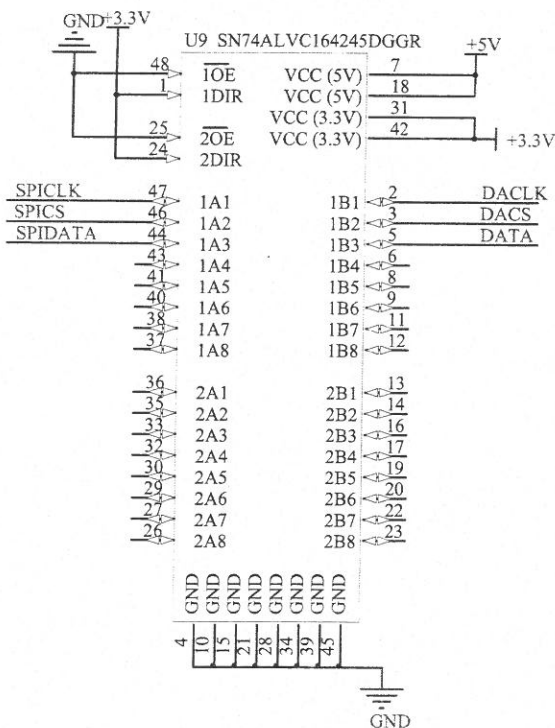


图12 电平转换模块原理图

输出波形的参数是通过外部按键来进行控制的，按键模块的电路原理图如图13所示。DSP通用引脚GPIO通过外部10k电阻上拉至3.3V高电平，按键按下之后相应引脚的电平由高电平变为低电平，通过检测这一变化便可判断相应的按键是否按下，从而控制输出波形的参数。

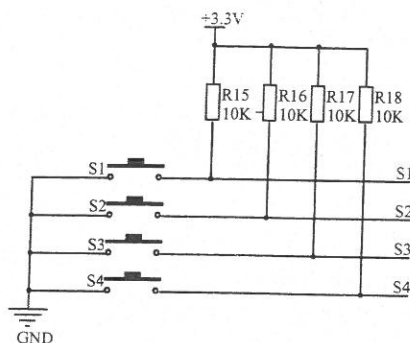


图13 按键电路模块

### 3.2.2 线性放大电路模块

线性放大电路的设计是整个驱动电源设计的关键,它直接关系到整个驱动电源性能的好坏。高压功率放大电路可以由分立器件组成,也可由集成的高压运算放大器组成。使用分立器件构成高压功率放大电路时,输出电压的非线性、纹波、频率响应以及自激振动等问题很难避免,而利用集成高压运算放大器配合少量的外围器件,可以有效解决输出电压的非线性问题,并能提高驱动电源的频率响应特性,减少自激现象,提高整个系统的输出特性<sup>[47]</sup>。

集成高压功率放大器的选择是由 PZT 的等效电容容值以及驱动电源的设计指标共同决定的。具体计算如下:

根据最高频率和最大电压输出范围计算放大器所需的转换速率:

$$S \cdot R = 2\pi fV \div 10^6 = 0.075V/\mu s \quad (3.1)$$

根据所用PZT负载的等效容值计算放大器所需的最大输出电流:

$$I_{op} = \frac{V_{op}}{Z_{op}} = \frac{V_{op}}{1/(2\pi fC)} = \frac{60}{1/(2 \times 3.14 \times 200 \times 0.1 \times 10^{-6})} = 7.54mA \quad (3.2)$$

根据以上计算数据,选择Burr-Brown公司的功率放大器OPA452。此放大器是一款低成本、可用于压电单元的功率放大器,具有较高的电压电流输出能力,采用 $\pm 10 \sim \pm 40V$ 供电。双端供电输出电压可达40V,单端供电时的输出电压可达80V。输出电流可达到50mA。OPA452的转换速率 $S \cdot R = 7.2V/\mu s$ ,增益带宽积达1.8MHz,完全满足此方案的需要。OPA452内部具有过热和电流过载保护,在整个供电电压范围内都能保证性能稳定。其内部的特殊设计不但使OPA452容易使用,而且不会出现在其它放大器中常出现的倒相问题。

线性放大电路部分的输入电压为0~5V,系统要求输出电压为0~50V,由此确定整

个放大电路的放大倍数为10。增益过大会影响放大器的稳定性，而且OPA452的最大放大倍数为5倍。所以在该线性放大电路中，选定OPA452的闭环放大倍数为5倍，并且在前级采用低噪声高精度运算放大器OP07优先对信号进行电压放大，两者共同提供10倍的放大倍数，

OP07是一款低噪声、高精度、非斩波稳零的双极性运算放大器，可采用 $\pm 3\text{V} \sim \pm 22\text{V}$ 供电，它具有非常低的输入失调电压，最大输入失调电压为 $75\mu\text{V}$ ，所以在OP07的许多应用场合不需要额外的调零措施。OP07同时还具有输入偏置电流低（ $\pm 1\text{nA}$ ）和开环增益高的特点，这种低失调、高开环增益使得OP07特别适用于高增益的测量以及放大微弱信号等场合。高达126dB的共模抑制比、宽的共模输入电压范围（ $\pm 14\text{V}$ ）和高输入阻抗的结合，使OP07具有很高的精度，即使在很高的闭环增益下也能保持极好的线性度和增益精度。

所以，整个线性放大电路有OP07和OPA452串联组合而成，二者构成串联负反馈放大电路，其仿真电路原理图如图14所示。

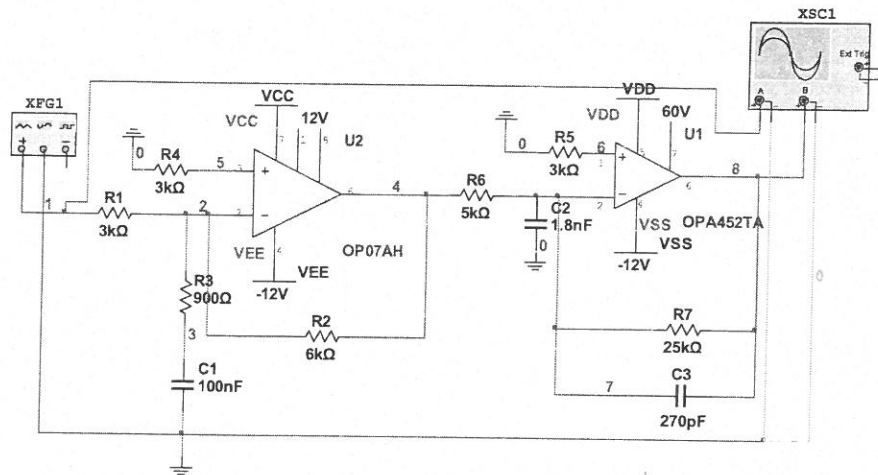


图 14 放大电路仿真原理图

在 OP07 采用 $\pm 12\text{V}$  供电，OPA452 采用 $+60\text{V}$  和 $-12\text{V}$  供电时，得到如图 15 所示的仿真结果。由仿真结果可以看出，所设计的级联放大电路无失真的实现了信号的线性放大，可以实现预定功能。

在室温及标准电源电压下，输入电压为零时，为使集成运放的输出电压为零，在输入端加的补偿电压叫做失调电压。在该线性放大电路中，由于采用OP07和OPA452组成两级放大电路，输入失调电压是由前置放大器OP07决定，而OP07的输入失调电压非常小，最大输入失调电压是 $75\mu\text{V}$ ，即使经过10倍放大也才为 $0.75\text{mV}$ ，所以整个线性放大电路的输入失调电压很小。

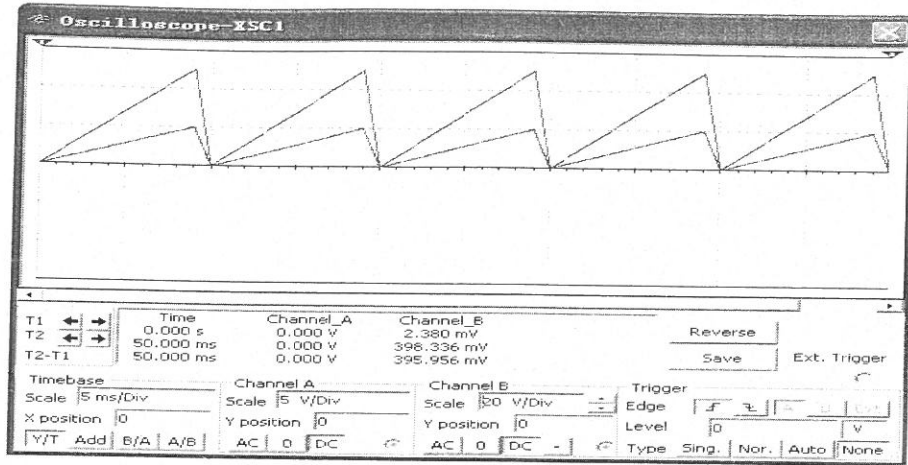


图 15 放大电路仿真结果

当集成运放的开环增益一定时，若相移过大，电路会产生高端提升及振荡现象。为了克服些现象，应对集成运放进行相位补偿。相位补偿不仅提高了放大电路的稳定性，而且还能扩展带宽。集成运放可通过在运放的引线端、输入端和输出引线端外接由电阻电容（RC）等补偿元件构成的相位补偿网络的方法来实现相位补偿。

线性放大电路的输出精度是由其输入信号的精度来决定的，其输入信号是由 DSP 控制高精度 DAC 产生的，采用的 DAC 芯片 AD5660 是一款 16 位的高精度 DA 芯片，由此可知输入信号的最小分辨率为： $5/2^{16} = 0.076mV$ 。这样驱动电源的最终输出精度就等于输入最小分辨率乘以放大倍数，当放大倍数为 10 的时候，分辨率为 0.76mV，可知精度较高。

所设计的线性放大电路的电路原理图如图 16 所示。

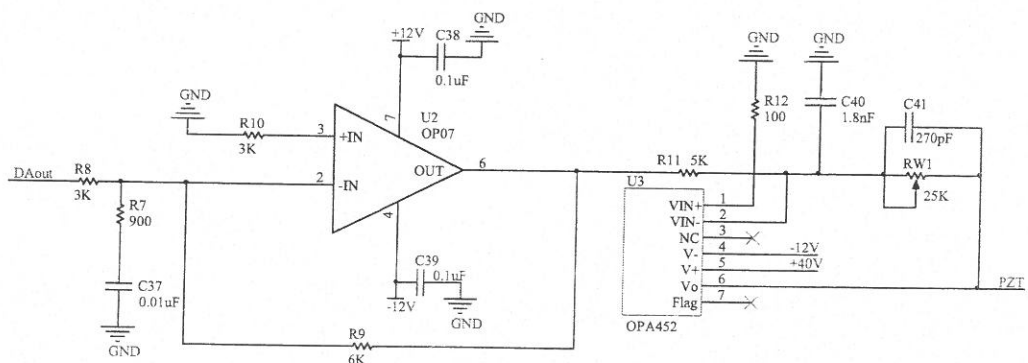


图 16 放大电路设计原理图

整个放大电路的输入电压为 0~5V，输出电压为 0~50V，由此确定整个放大电路的放大倍数为 10。增益过大会影响运放的稳定性，而且 OPA452 的最大放大倍数为 5 倍。在该电路中，选定 OPA452 的闭环放大倍数为 5 倍，OP07 与 OPA452 串联，两者共同提供 10 的放大倍数，根据放大倍数的分配确定  $R_8 = 3k\Omega$ 、 $R_9 = 6k\Omega$ 、 $R_{11} = 5k\Omega$ 、 $R_{W1}$  为  $25k\Omega$ 。

图中引入的 $R_7$ 和 $C_{37}$ 在OP07输入端进行相位补偿。

电路设计的 PCB 如图 17 所示, 图 18 为其实物图。

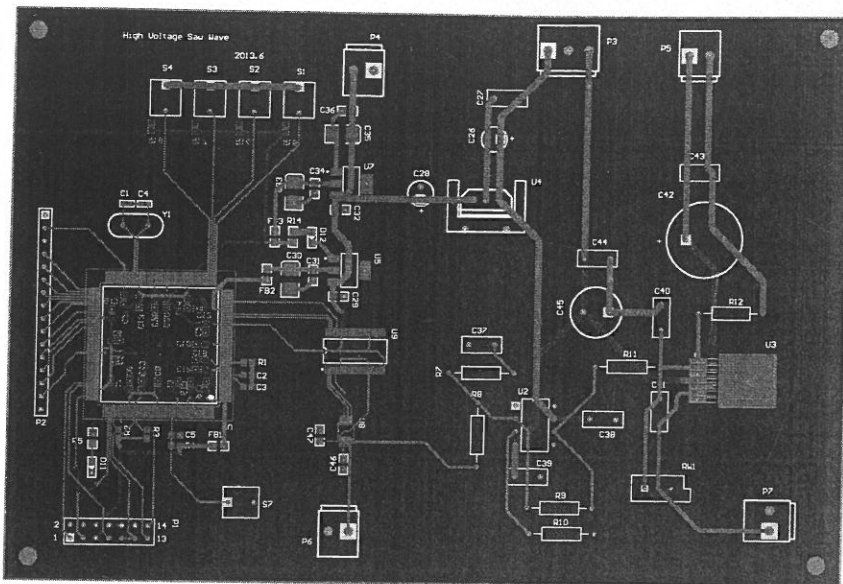


图 17 驱动电源 PCB 图

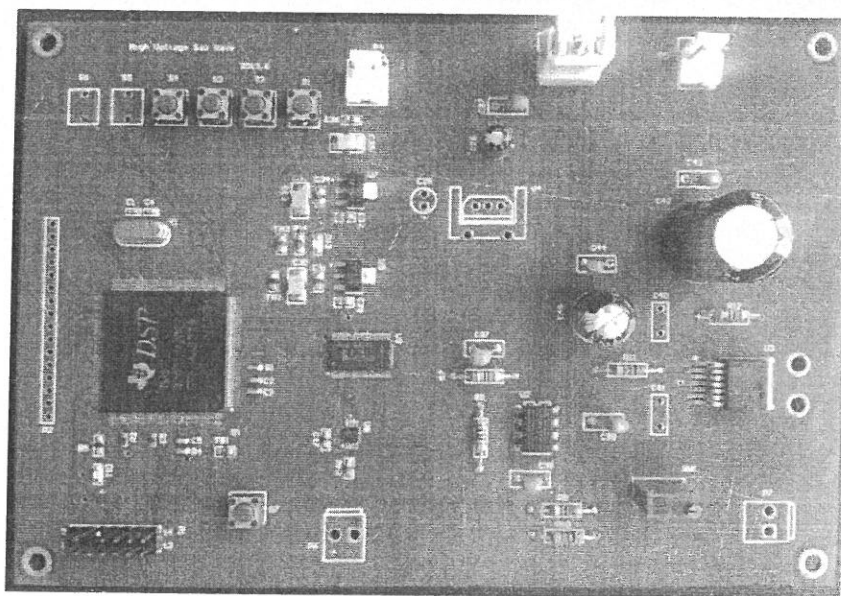


图 18 驱动电源实物图

### 3.3 软件设计

软件设计主要是针对波形发生部分, 其功能模块主要有两个: 波形发生模块及 DSP 和 DAC 之间的 SPI 协议通信模块。波形发生模块采用 DSP 内部的 CPU 定时器中断, 每间隔一段时间, 根据相应的波形变化规律, 写给 DAC 的数值增加或减小一个固定值, 作为新的数据发送给 DAC 进行数模转换。DSP 和 DAC 之间的通信方式为 SPI 接口通信方式。由于 F2812 具有 SPI 片内外设资源, 所以在软件开发过程中配置相应的寄存器

就可以使其正常工作。

SPI 接口采用四线制，其信号线如表 3 所示。

表 3 SPI 四线制接口

线路名称	功能
SCK	串行时钟线
MISO	主机输入/从机输出线
MOSI	主机输出/从机输入线
CS	低电平有效的从机选择线

当从设备的片选信号有效时，在 SCK 串行时钟信号的同步下，主设备通过 MOSI 引脚发送数据，从设备通过 MOSI 引脚接收数据，或者主设备通过 MISO 引脚接收数据，从设备通过 MISO 引脚发送数据。在本文的设计中，DSP 只发送数据，DAC 只接收数据，所以主设备 DSP 和从设备 DAC 之间只用到了 MOSI 数据线。

整个波形发生部分的软件流程图如图 19 所示。

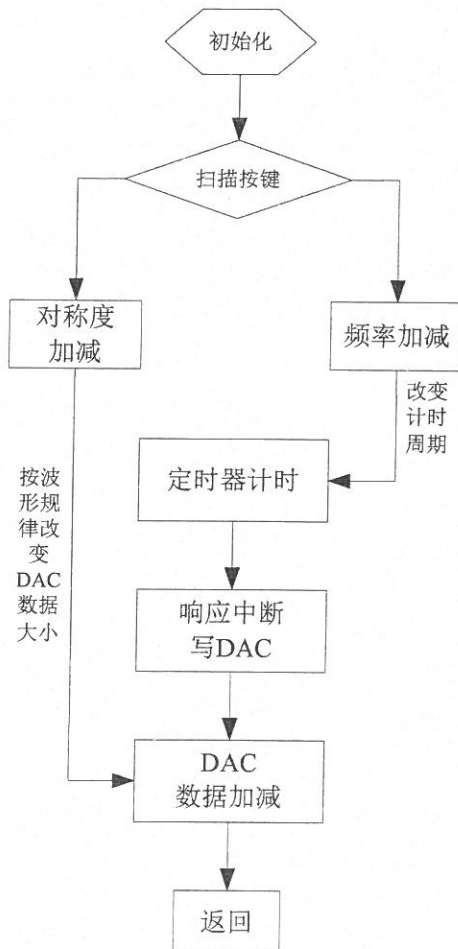
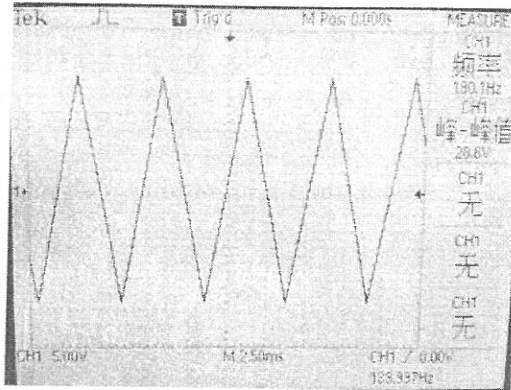


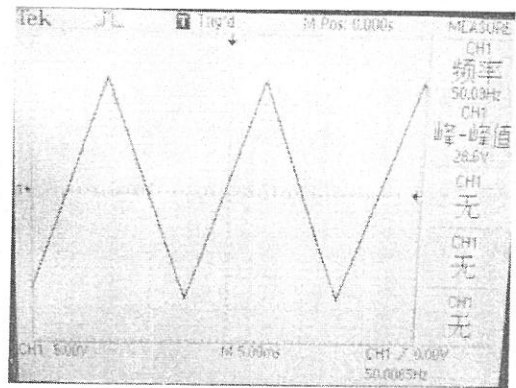
图 19 波形发生软件流程图

## 3.4 系统调试

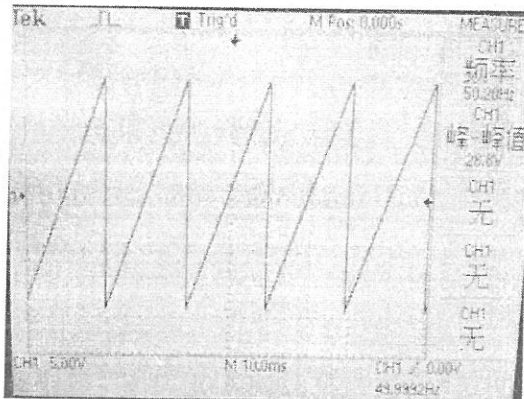
首先对制作的 F-P 腔锯齿波驱动电路进行调试,用示波器观察驱动电路输出信号的波形、频率及电压幅值,得到系统输出的信号如图 20 所示。



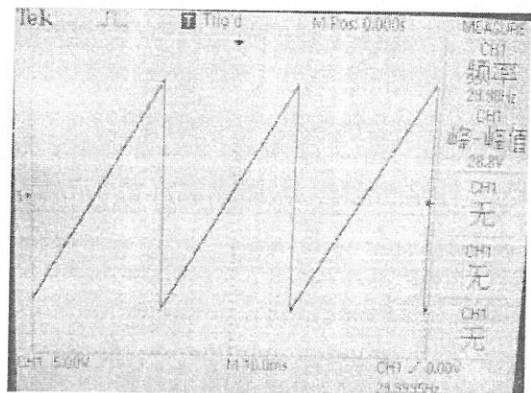
(a) 190Hz 对称三角波



(b) 50Hz 对称三角波



(c) 50Hz 锯齿波



(d) 30Hz 锯齿波

图 20 驱动电路调试结果图

结果表明,所设计的电路输出的锯齿波形对称度连续可调、频率在 200Hz 内连续可调。调试过程中放大器 OPA452 采用 0~30V 直流稳压电源供电,所以最大输出电压为 30V,采用更高的供电电压可实现 0~50V 连续可调。

为了验证驱动电路的带负载能力,用所设计的电路去驱动 F-P 腔,并进行激光纵模检测实验,得到如图 21 所示的实验结果。

图 21 表明,在驱动电路加载负载之后,输出波形并没有失真,电压也没有减小,说明驱动电路带负载能力能够满足要求。在驱动 PZT 扫描 F-P 腔腔长的过程中,得到了激光纵模,说明所设计驱动电路可以满足稳频系统要求。

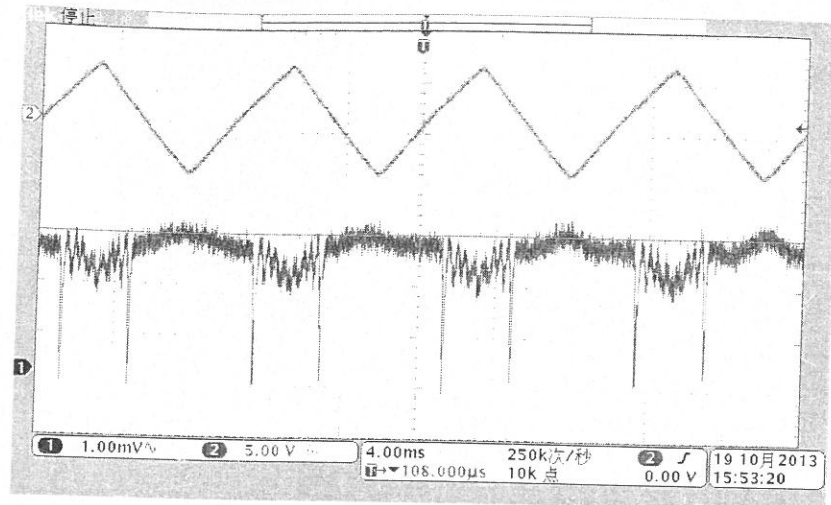


图 21 F-P 腔驱动实验结果图

### 3.5 本章小结

本章首先根据 PDH 系统中用到的 F-P 腔提出压电陶瓷驱动电路的设计参数，然后采用 DSP+DAC 的方案进行了 F-P 腔高压锯齿波驱动电路原理图以及 PCB 的设计，主要包括波形发生模块和线性放大电路模块，并对制做的电路板进行软件开发与调试，得到了与设计参数相符的驱动信号，且经过 F-P 腔驱动实验证明驱动电路带负载能力能够满足稳频系统要求。

## 第四章 基于 FPGA 的 PDH 稳频信号处理电路设计

得益于数字电路及数字信号处理技术的发展,人们越来越多的专注于数字 PDH 稳频系统的设计方案,即采用数字电路来对频率误差信号进行处理。本章针对数字 PDH 稳频系统的发展趋势,结合 PDH 误差信号的特征,设计基于 FPGA 的 PDH 误差信号处理电路,完成器件选型、系统电路原理图以及 PCB 的设计,并采用 ChipScope Pro 对制作的电路板进行调试。

### 4.1 系统总体方案设计

#### 4.1.1 系统总体方案原理

在基于 FPGA 的高速数据采集系统中<sup>[47]</sup>,FPGA 作为数据采集系统的控制核心,通过软件编程控制硬件实现数据采集功能,利用 FPGA 控制 ADC 实现 A/D 转换,并给出转换数据。此外,基于先入先出存储器 FIFO 的先进先出特性,可实现数据的缓冲存储,充分利用系统资源,节约系统成本,具有良好的可移植性和可扩展性,便于调试和修改。可以实现数据的实时高速采集,在高速实时数据采集与处理方面有较好的应用前景。

基于 FPGA 的数字信号处理电路一般主要有模拟信号调理模块、AD 转换模块和采集控制模块组成,据此设计的 PDH 稳频信号处理电路系统总体方案原理图如图 22 所示。

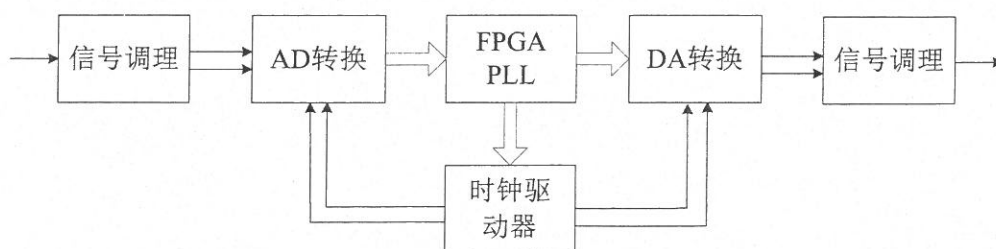


图 22 系统总体电路原理图

模拟输入信号经过信号调理模块调理之后输入到 ADC 中,ADC 在 FPGA 的控制下依照采集时序对信号进行采集,供后端处理模块进行处理。若将 FPGA 内部 PLL 或 DCM 输出的时钟信号直接作为 ADC 的采集时钟,由于其时钟信号抖动较大,难以满足高速 ADC 对时钟信号的要求,所以在 FPGA 和 ADC 之间加入时钟驱动器芯片,提高采集时钟信号的质量,从而提高整个电路的性能。

#### 4.1.2 器件选型

在 PDH 稳频系统中使用的相位调制器为 NEW FOCUS 公司的电光相位调制器

4003M, 其中心调制频率为 100MHz, 所以 PDH 稳频信号为 100MHz 的相位调制光外差拍频信号, 根据采样定理, 采样频率至少为 200MHz, 工程中常用的频率为 3~4 倍信号频率。

选用 Xilinx 公司 Virtex-5 系列中的 XC5VLX50-2FF324 作为核心设计采集电路。

Virtex-5 系列 FPGA 具有突出的优点:

(1) 采用最先进的最佳利用率高性能架构。真正的 6 输入查找表 (LUT) 技术, 并支持双 5-LUT 选项, 改进的布线减少了中间连线, 64 位分布式 RAM: SRL32/双 SRL16。

(2) 强大的时钟管理模块 (CMT)。具有零延迟缓冲、频率综合和时钟相移功能, 具有输入抖动滤波、零延迟缓冲、频率综合和相位匹配时钟分频功能。

(3) 采用先进的 65nm 铜 CMOS 工艺技术。

(4) 功耗低、内核电压仅为 1.0V。

(5) 高级 DSP48E Slice。

(6) 内嵌存储单元采用了 36kb Block RAM/FIFO 结构。该结构支持的特性为: 真双端口 RAM, 增强的可编程 FIFO, 可编程数据宽度。

XC5VLX50-2FF324 的主要性能参数如下:

逻辑单元 (Logic Cell) 数量: 46080

最大分布式 RAM 总量: 480Kbits

块 RAM 总量: 1728Kbits

最大用户 IO 数: 220

时钟管理: 包括 12 个 DCM 和 6 个 PLL, 最高可输出 500MHz 时钟信号, 片内模块最高工作频率可达 500MHz

I/O 口电平标准: 支持多种电平标准, 其中包括 1.25Gbps 差分 LVDS I/O 接口和 800MHz LVTTTL 单端 I/O 接口。

模数转换器 ADC 采用美国 ADI 公司的 AD9484, 它是 8 位的高速 ADC, 最高可支持 500MSPS 转换速率的模数转换器, 采用 1.8V 供电, 工作在 500MSPS 时功耗为 680mW。支持 LVDS 差分数字接口, 可以与 FPGA 的 IO 口直接连接。时钟输入支持单端和差分输入, 而且具有数据输出时钟, 使其更简单易用。具有出色的积分非线性 INL 和微分非线性 DNL, 两者均为  $\pm 0.1\text{LSB}$ , 无杂散动态范围 SFDR=79dBc@250MHz。具有 SPI 串行通信接口可配置其数据输出格式及低功耗工作模式等。

输入端的模拟信号调理模块的核心器件采用的是差分放大器 AD8352, 它是与差分

ADC 配套的 ADC 驱动器, 是 ADI 公司推出的高性能、超低失真差分 RF/IF 放大器, 在信号频率高达 200MHz 时, 依然可得到至少 80dB 的无杂散动态范围, -3dB 带宽为 2GHz, 可调增益范围为 3dB~25dB, 单端供电电压范围为 3V~5V, 是差分 ADC 理想的驱动器。

数模转换器(DAC)采用美国 MAXIM 公司的 MAX5886, 12 位, 最高支持 500MSPS 转换速率的电流输出型数模转换器, 满量程输出电流为 2-20mA。采用 3.3V 供电, 工作在 500MSPS 时功耗为 230mW。输入接口采用 LVDS 差分接口, 内置 100Ω 差分终端电阻和 1.2V 共模偏置电压, 可以与 FPGA 的 IO 口直接连接。无杂散动态范围 SFDR=76dBc@30MHz。

在高速数据采集中, 采样时钟对时钟抖动<sup>[48, 49]</sup> (Jitter) 非常敏感, 时钟抖动相对于采样周期越小, 采样数据越好。FPGA 输出时钟信号的抖动一般为 ns 级, 而高速 ADC 对采样时钟抖动的要求通常为 ps 级, 有的甚至为 fs 级, 若时钟抖动不能满足要求, 通常会导致采样结果很差, 有时甚至会导致采集时序错误而得到错误的采样数据。在本系统中, 采用时钟驱动器芯片 AD9514 来给 ADC 和 DAC 提供采样时钟, AD9514 具有两路独立的最高 1.6GHz 的 LVPECL 差分时钟输出, 其时钟抖动为 225fs rms。和一路独立的 800MHz/250MHz LVDS/CMOS 时钟输出, 其时钟抖动为 300fs rms/290 fs rms。

## 4.2 电路原理图与 PCB 设计

ADC 和 DAC 与 FPGA 之间的数据接口均为 LVDS 差分数据接口, 在原理图设计过程中主要注意的就是 LVDS 接口的连接方式。

LVDS (Low Voltage Differential Signaling) 是一种低摆幅的电流型差分信号技术, 它使得信号能在差分 PCB 线对或平衡电缆上以几百 Mbps 的速率传输, 其低压幅和低电流驱动输出实现了低噪声和低功耗。LVDS 驱动器由一个驱动差分线对的电流源组成, 是电流驱动器, 通常电流为 3.5mA, 如图 23 所示, 为直流耦合的 LVDS 驱动器, 在 LVDS 接收端电流通过跨接的终端电阻转换为电压信号。差分终端电阻的典型值为 100 欧姆, 但是具体还是要根据传输阻抗  $Z_0$  来确定, PCB 上的传输阻抗  $Z_0$  一般为 50 欧姆。

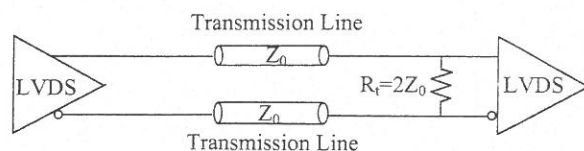


图 23 直流耦合 LVDS 驱动器

LVDS 接收器具有很高的输入阻抗，因此驱动器输出的电流大部分都流过  $100\Omega$  的匹配电阻，并在接收器的输入端产生大约  $350\text{mA}$  的电压。当驱动器翻转时，它改变流经电阻的电流方向，因此产生有效的逻辑 1 和逻辑 0 状态。

低摆幅驱动信号实现了高速操作并减小了功率消耗，差分信号提供了适当噪声边缘和功率消耗大幅减少的低压摆幅。功率的大幅降低允许在单个集成电路上集成多个接口驱动器和接收器。不管使用的 LVDS 传输媒质是 PCB 线对还是电缆，都必须采取措施防止信号在媒质终端发生反射，同时减少电磁干扰。LVDS 要求使用一个与媒质相匹配的终端电阻 ( $100\pm 20\Omega$ )，该电阻终止了环流信号，应该将它尽可能靠近接收器输入端放置。LVDS 驱动器能以超过  $155.5\text{Mbps}$  的速度驱动双绞线对，距离超过  $10\text{m}$ 。LVDS 接收器可以承受至少  $\pm 1\text{V}$  的驱动器与接收器之间的电压变化，LVDS 驱动器典型的偏置电压为  $+1.2\text{V}$ 。LVDS 数据连接经常用电容实现交流耦合，这有很多益处，比如电平转换、去除共模误差以及避免输入电压故障的发生等等。

ADC 模块的电路原理图如图 24 所示。

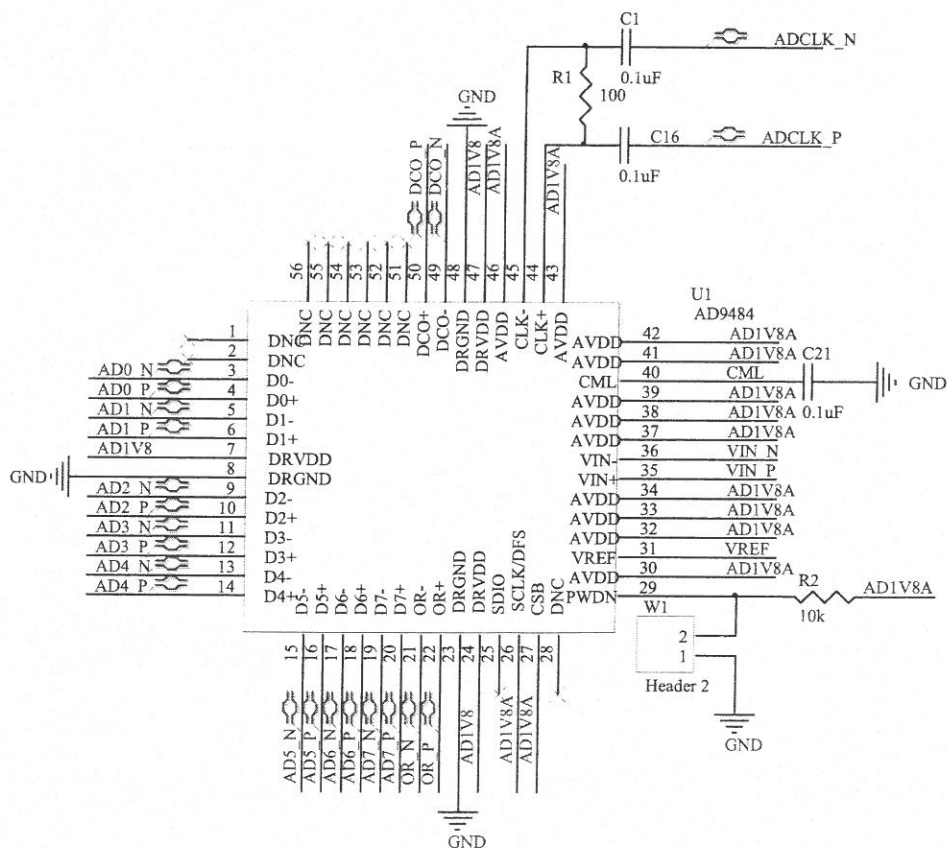


图 24 ADC 模块电路原理图

该器件由  $1.8\text{V}$  电压供电，模拟信号输入采用差分输入形式，采样时钟由 AD9514 提供一对 LVPECL 差分时钟信号作为采样时钟，可通过接通 W1 使器件工作在低功耗

模式，从而节省系统功耗。图中带标记的表示差分输出数据。

信号调理模块主要由单端差分转换模块和信号增益调整模块组成。模拟信号输入首先由 RF 变压器 T1-6T 实现单端到差分的转换，其电路原理图如图 25 所示。

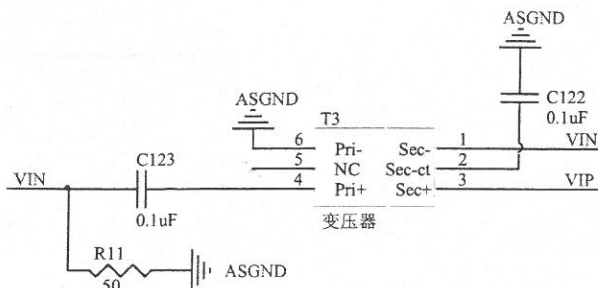


图 25 单端差分转换模块

ADC 差分驱动器 AD8352 为增益调整模块的核心器件，其电路原理图如图 26 所示。模拟信号输入采用差分输入和交流耦合形式，差分输入可获得更好的性能。调整电位器 R<sub>7</sub> 的阻值可以调整电路的放大倍数，从而使 ADC 模拟信号输入满足器件要求。

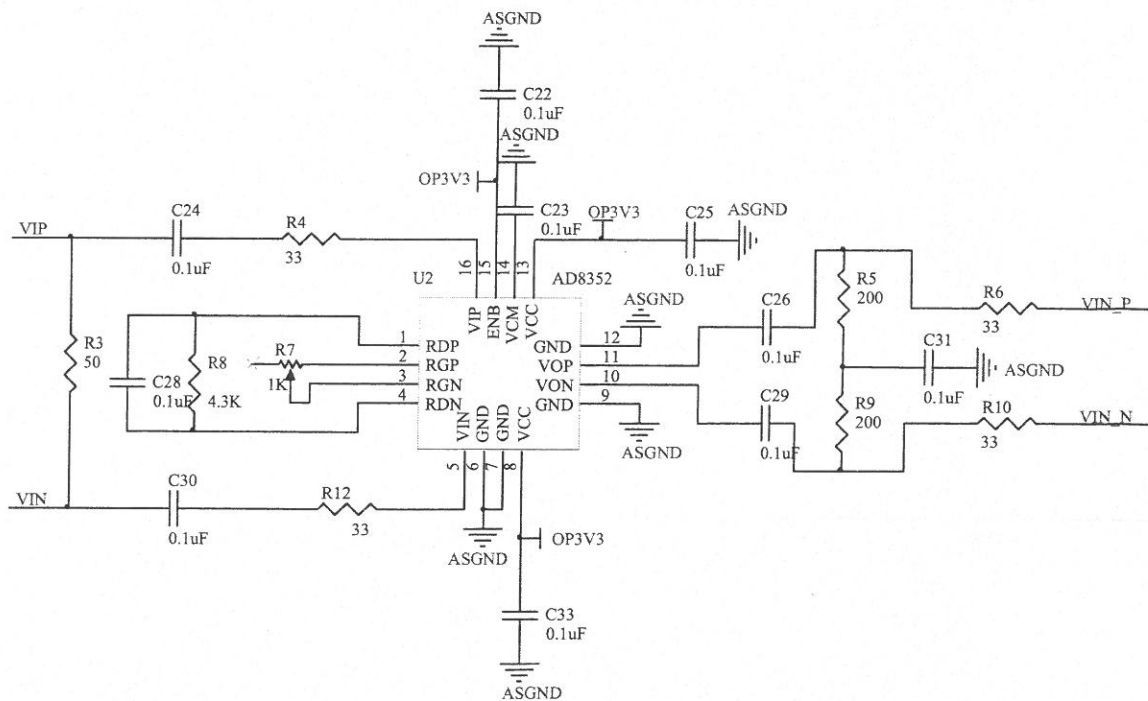


图 26 AD8352 信号调理模块

DAC 模块电路原理图如图 27 所示。器件工作时钟由时钟驱动芯片 AD9514 提供一路 LVPECL 差分时钟。带标记的为 12 位 LVDS 差分数据信号，器件内置 100Ω 差分终端电阻和 1.2V 共模偏置电压，可以与 FPGA 的 IO 口直接连接。可通过拉高 PD 引脚使 DAC 处在 Power-Down 模式，当拉低引脚 PD 后，MAX5886 需要 10ms 时间恢复到正常工作模式。

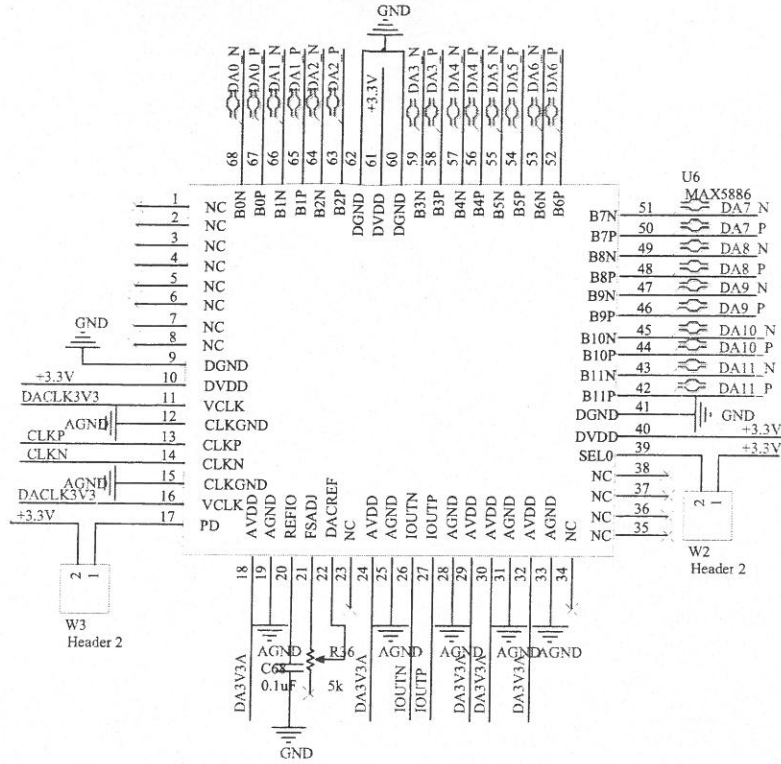


图 27 DAC 模块电路原理图

MAX5886 为电流输出型 DAC，其模拟信号输出存在于 IOUTP 和 IOUTN 之间，可采用宽带 RF 变压器完成差分到单端的转换，其输出部分电路原理图如图 28 所示。每个输出端通过 50 欧姆电阻接地，两个输出端之间跨接 100 欧姆电阻，第一级 RF 变压器进行阻抗匹配，第二级 RF 变压器完成差分到单端的转换。

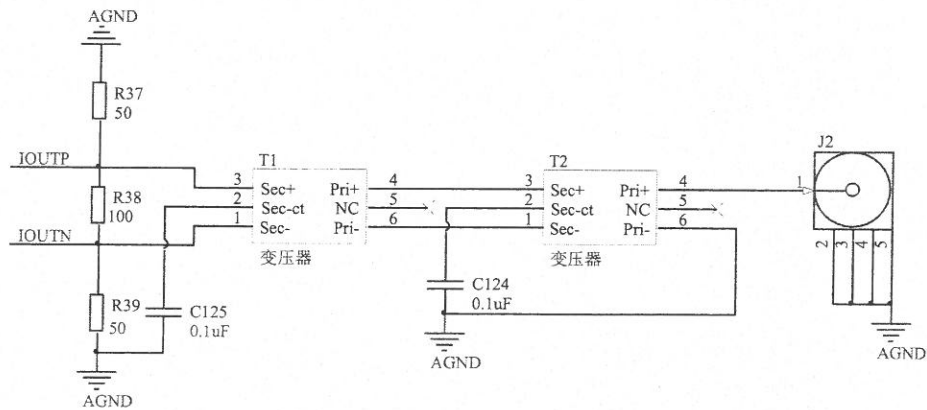


图 28 差分单端转换电路

时钟驱动器 AD9514 和 FPGA Flash 下载配置电路分别如图 29 和图 30 所示。

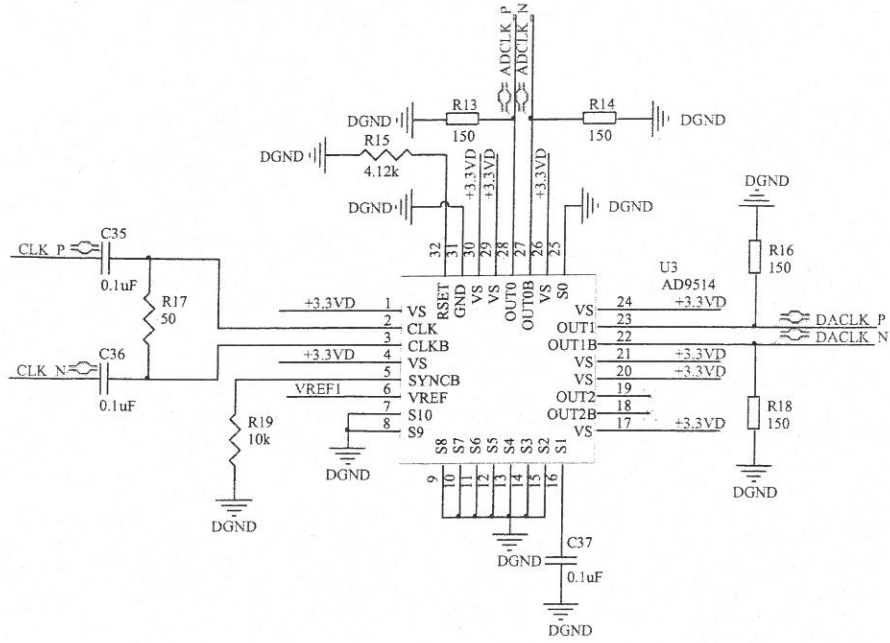


图 29 时钟驱动器 AD9514 原理图

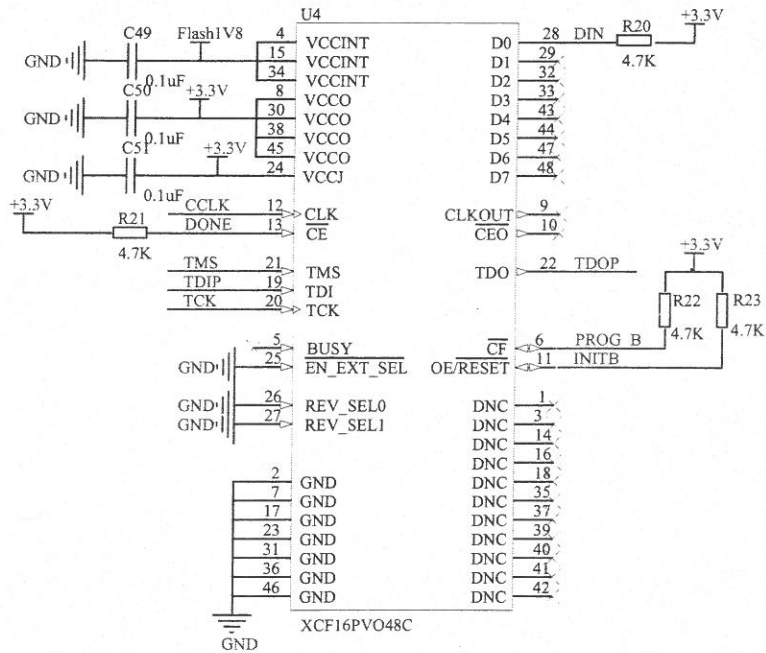


图 30 Flash 下载配置模块

在 PCB 设计中,由于时钟信号频率较高,且 ADC 和 DAC 均采用低压差分信号 LVDS 数字接口,所以整个电路的 PCB 设计至关重要。在 PCB 设计中首先要遵循差分信号的布局布线规则,并重点注意高频信号的信号完整性以及电磁干扰等方面的事项。

差分对走线的一般要求,即差分对的布线有两点要注意,一是两条线的长度要尽量一样长,等长是为了保证两个差分信号时刻保持相反极性,减少共模分量;另一是两线的间距(此间距由差分阻抗决定)要一直保持不变,也就是要保持平行。平行的方式有

两种，一为两条线走在同一走线层，一为两条线走在上下相邻两层。一般以前者实现的方式较多。等距主要是为了保证两者差分阻抗一致，减少反射。对差分对的布线方式应该要适当的靠近且平行。所谓适当的靠近是因为这间距会影响到差分阻抗的值，此值是设计差分对的重要参数。需要平行也是因为要保持差分阻抗的一致性。若两线忽远忽近，差分阻抗就会不一致，就会影响信号完整性及时间延迟。而且差分对之间的长度误差应控制在 100mil 以内，差分信号不宜与其他信号处在同一布线层，要严格保证每一差分布线层均有完整的参考地平面。

设计的 PCB 及其实物图分别如图 31 和图 32 所示

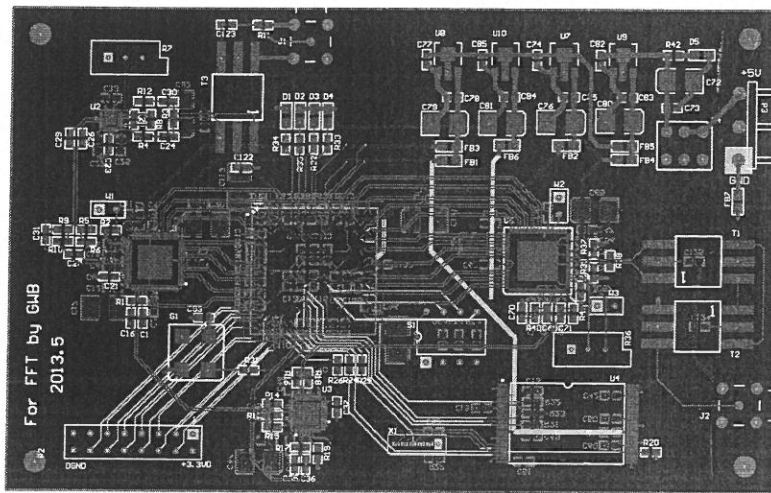


图 31 处理电路 PCB

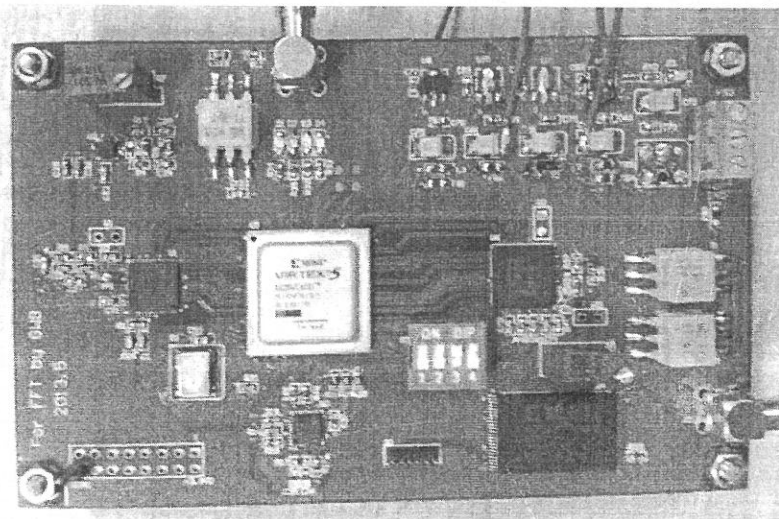


图 32 处理电路实物图

## 4.3 软件开发

### 4.3.1 FPGA 开发流程

ISE 是 Xilinx FPGA 的综合性集成开发设计平台，它是集成综合环境的缩写，该平台集成了设计输入、前仿真、逻辑综合、后仿真、实现与布局布线、时序分析、程序下载与配置、功耗分析等几乎所有的 FPGA 开发所有流程所需要的工具，FPGA 开发设计详细流程图如图 33 所示。

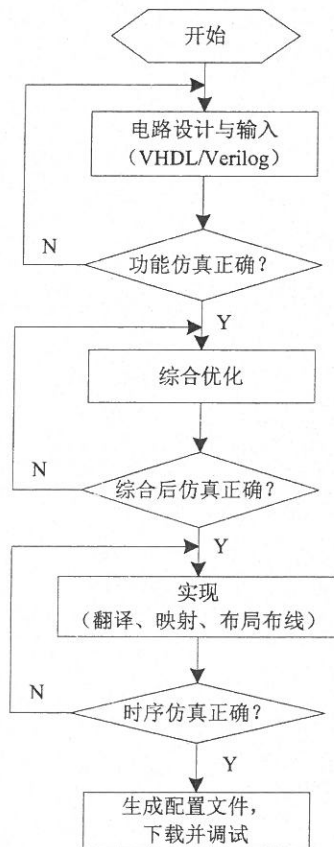


图 33 FPGA 开发流程图

#### (1) 电路设计与输入

按照设计方法将所需要设计的功能描述输入到 FPGA 开发软件中就是电路设计。常用的设计输入方法有硬件描述语言（VHDL 和 Verilog）和原理图输入设计方法。也可以应用波形输入和状态机输入方法。

#### (2) 功能仿真

在电路设计完成后，验证设计功能是不是符合设计要求为功能仿真。功能仿真通常被称为前仿真，MentorGraphics 公司的 ModelSim 及 Synopsys 公司的 VCS 是常用的第三方仿真工具。

### (3) 逻辑综合

将 HDL 语言及原理图等设计输入转换为“与”、“或”、“非”、和触发器等基本逻辑单元组成的逻辑连接的过程称为综合，输出 edif、edn 和 ngc 等格式的文件作为布局布线的输入。

### (4) 实现

将综合完成后的逻辑网表中的逻辑单元配置到具体的 FPGA 型号上为实现。实现的过程分为翻译 (Translate)、映射 (Map) 和布局布线 (Place & Route) 三步。在实现的过程中需要添加约束，分为引脚约束和时序约束，完成后会有时序报告生成。

### (5) 调试

在布局布线完成后，使用 ISE 的 iMPACT 工具可以使生成的配置文件加载到实际的硬件环境中进行测试，也可以由 CPU 或 PROM 通过 FPGA 的配置口加载。

ISE 的主要特点有良好的集成环境、简洁流畅的界面风格、丰富的在线帮助以及强大的设计辅助功能等。

ISE 软件的良好开发界面的特点，利用 ISE 实现设计时，在“Processes for Source”对话框中的各个环节的内容与在 ISE 下 FPGA 的设计流程中的步骤是对应的，设计时只需按照顺序依次实现就可以了，操作非常简便。

#### 4.3.2 软件设计与仿真

为了对所设计电路进行测试，进行 FPGA 软件开发，主要实现功能为：FPGA 控制 ADC 进行数据采集，经 FIFO 缓存之后，调用 FFT IP Core 对采集的数据进行傅里叶变换。

软件部分的核心功能模块是 FFT IP Core 功能模块，它具有丰富的控制引脚信号，如图 34 所示，它可以完成实数、复数信号的 FFT 以及 IFFT 运算。

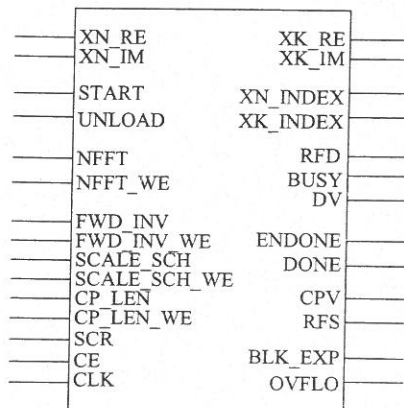


图 34 FFT IP Core

FFT 的 IP Core 提供了 3 种结构：(1) 流水线，Streaming I/O 结构，允许连续的数

据处理，在处理当前  $N$  点数据的同时，可导入下一帧  $N$  点数据，并同时输出前一帧的  $N$  点数据，执行速度较快，但占用逻辑资源较多。(2) 基 4, Burst I/O 结构：它提供数据导入/导出阶段和处理阶段，两者不能同时进行，此结构拥有较小的结构，但转换时间较长；(3) 基 2, Burst I/O 结构：与基 4 相同，也提供数据导入/导出阶段和处理阶段，两者不能同时进行，使用的逻辑资源最少。

首先分析数据采集控制模块，其主要实现数据采集和存储功能。采用的高速 ADC 为并行输出 ADC，并输出数据输出同步时钟信号，只要给它提供时钟信号就会一直采样并输出数据，将 ADC 的数据输出同步时钟信号作为 FIFO 的写时钟信号，通过控制 FIFO 的写使能信号来进行采样与存储控制。异步 FIFO 存储模块，通过在 ISE 中调用 FIFO IP Core 来实现，配置其深度为 1024，宽度为 8 位；

设计中 FFT IP Core 采用基 2, Burst I/O 结构，结合 FIFO 工作时序，设计采集控制模块的软件流程图如图 35 所示。

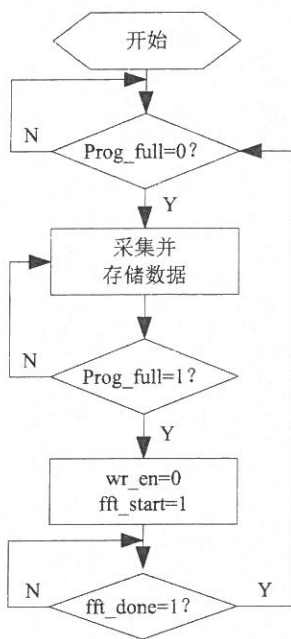


图 35 采集模块软件流程图

将可编程满信号  $Prog\_full$  信号作为半满信号来触发后续数据读取操作，当 FIFO 写一帧数据之后， $Prog\_full$  由 0 变为 1，并保持一个时钟周期高电平，此时 FIFO 写使能无效，不再写入数据，FFT 开始信号有效，启动 FFT，读取 FIFO 中的一帧数据。直到 FFT 功能模块完成一次 FFT 并输出  $fft\_done$  信号之后，再打开 FIFO 写使能，然后重复上述功能流程。其仿真结果如图 36 所示。

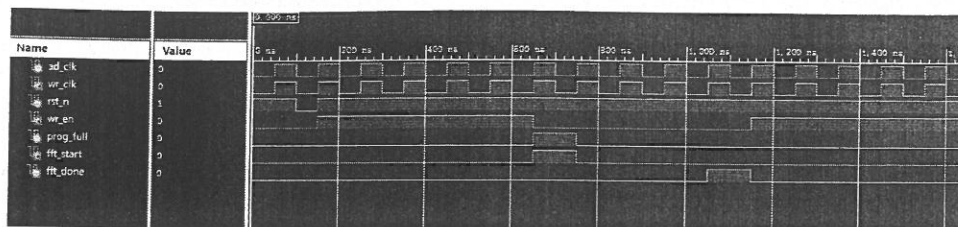


图 36 采集控制模块仿真结果图

由于 FFT 变换的结果为复数，所以还需要对转换结果进行复数求模，复数求模部分通过调用 Cordic 算法 IP Core 来实现。Cordic 算法是在 FPGA 数字信号处理中经常使用的算法模块，可以实现多种功能，利用其中的 Translate 功能可以实现复数或向量求模的功能。Cordic IP Core 输入输出数据位数可以不同，其对输入数据的格式有严格要求。Translate 功能求向量的模时要求其输入数据限制在-1 到 1 之间，数据采用 1QN 格式，整数部分为两位：符号位和数据位，例如  $0010110101=00.10110101=0.707$ 。相位输出采用 2QN 格式，整数部分为三位：1 位符号位和两位数据位，例如  $0000101011=000.0101011=0.336$ 。为了满足其要求，在 FFT IP Core 输出数据和 Cordic IP Core 输入数据之间加入算术移位功能模块。将 FFT IP Core 输出的数据算术右移一位便可满足要求。

## 4.4 系统调试

### 4.4.1 ChipScope Pro 逻辑在线分析仪

ChipScope Pro 是针对 Xilinx FPGA 的在线片内信号分析工具，它的主要功能是通过 JTAG 接口，在线、实时的读出 FPGA 内部的信号。ChipScope Pro 的基本原理是使用 FPGA 内部未使用的 BlockRam 资源，根据用户设定的触发条件将信号实时的保存到这些 BlockRam 中，然后通过 JTAG 接口上传到计算机中，从而在计算机屏幕上显示出时序波形。

使用 ChipScope Pro 观察 FPGA 内部的信号成本低廉，只要用这套软件和一根 JTAG 电缆就可以进行信号分析，观察信号的数量和存储深度由器件剩余的 BlockRam 数量决定，其数量越多，可观察的信号数量和存储深度就越大。ChipScope Pro 可以自动读取设计网表，自动将其 IP 核网表插入到原设计的网表中，ChipScope Pro 不但可以方便的选择待观察信号，还可以设置复杂的触发条件，而且 ChipScope Pro 的 IP 核只使用少量的查找表资源和寄存器资源，对原设计的影响很小。总而言之，ChipScope Pro 可以使 FPGA 不再是黑匣子，用户可以方便的观测 FPGA 内部的所有信号，使 FPGA 的调试工

作变的非常方便。

一般来说, 在使用 ChipScope Pro 时, 只需要在用户设计中例化两种 IP 核就可以, 一是集成逻辑分析仪核 (ILA Pro Core, Integrated Logic Analyzer Pro Core), 提供触发和跟踪捕获的功能。二是集成控制器核 (ICON Pro Core, Integrated Controller Pro Core), 负责 ILA Pro Core 和边界扫描接口的通信。一个 ICON 核可以连接 1~15 个 ILA 核。ChipScope Pro 在工作时, ILA 核根据用户设置的触发条件捕获数据, 然后在 ICON 核的控制下, 通过边界扫描 JTAG 接口上传到计算机上, 最后用 ChipScope Pro Analyzer 显示出信号波形。

#### 4.4.2 调试结果

在调试中使用 ChipScope Pro 对系统进行在线调试, 将系统通过 JTAG 与 PC 机连接, 用信号发生器为 ADC 输入 100MHz 模拟正弦信号, 配置 ILA 核和 ICON 核, 选定要观察的信号为 FFT 变换之后的信号, 设置其触发条件, 得到如图 37 所示的在线调试结果。

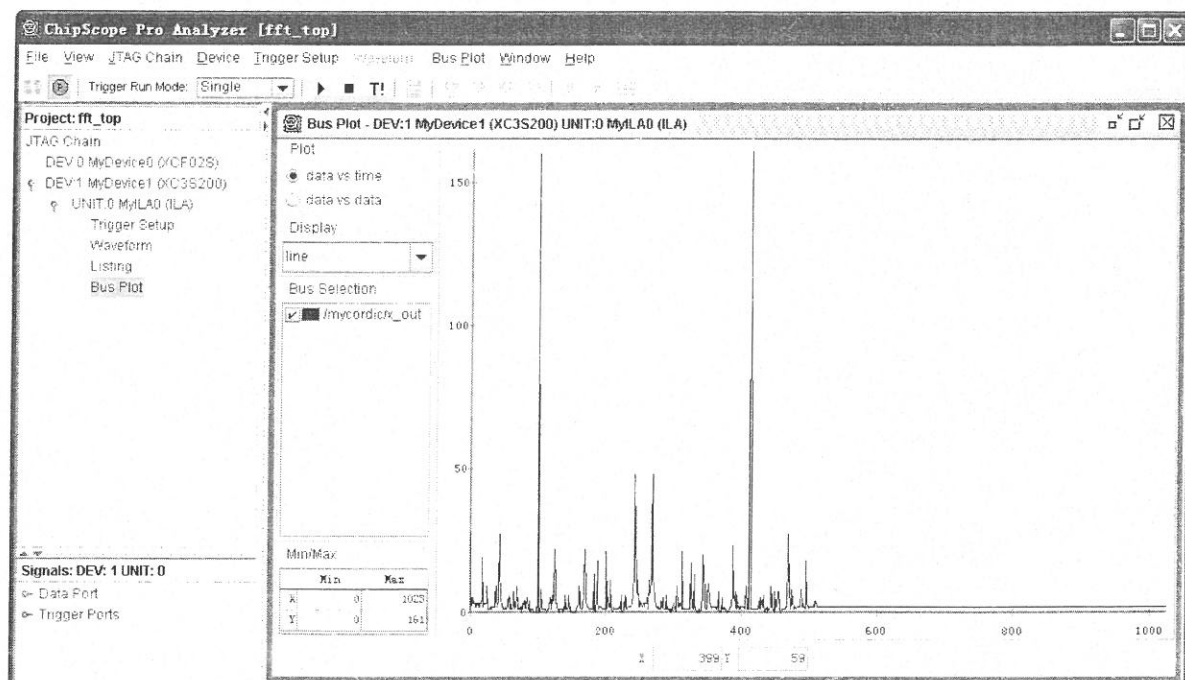


图 37 采集电路在线调试结果图

调试结果说明, 所设计的系统可以实现对 100MHz 信号的采样和处理, 基本实现了数据采集和处理功能。但是由于 PCB 设计以及系统时钟分配上的不足, 电路板噪声较大, 导致信噪比较低, 难以实现高精度的采集和处理。

## 4.5 本章小结

本章针对数字 PDH 稳频系统的发展趋势, 结合 PDH 误差信号的特征, 设计了基于 FPGA 的 PDH 误差信号处理电路, 完成了器件选型以及系统电路原理图和 PCB 的设计, 采用 ChipScope Pro 对制作的电路板进行了调试, 实验结果表明所设计的电路基本上可以实现信号采集和处理的功能, 但是由于 PCB 设计以及系统时钟分配上的不足, 电路板噪声较大, 导致信噪比较低, 难以实现高精度的采集和处理。

## 第五章 PDH 稳频信号解调技术理论及实验研究

本章主要根据 PDH 稳频技术的原理完成单频光纤激光相位调制光外差稳频系统的信号解调技术的理论及实验研究, 并实现频率误差信号的检测。首先根据 PDH 稳频原理, 对探测器输出信号进行理论推导并仿真; 其次对相敏解调技术进行理论分析, 并对 PDH 稳频信号常用的解调方案进行总结; 最后根据 PDH 稳频系统原理图搭建稳频系统, 进行激光相位调制谱的检测, 确定系统调制深度, 进行相位调制光外差信号解调实验, 获取鉴频曲线, 最终实现频率误差信号的检测。

### 5.1 解调理论研究

#### 5.1.1 PDH 稳频信号特征

调制光入射到 F-P 腔上, 当调制频率足够大时, 两个调制边带被完全反射。当激光载波频率等于 F-P 腔谐振频率时, 激光在腔内形成载波, 但是腔内载波会在 F-P 腔前端反射镜处泄露出一部分。所以 F-P 腔的反射光束主要有两部分组成: 直接被 F-P 腔前端腔镜反射回来的调制光束和腔内载波泄露光束。反射光信号光进入高速光电探测器, 在探测器处发生外差拍频干涉, 泄露光束作为参考光, 调制光波作为信号光。理想的情况下, 由于两个边带幅度相等、相位相反, 两个边带与载波光外差拍频而产生的光电流大小相等、相位相反, 所以可以完全抵消, 探测器输出拍频信号为零。当该调制光束射入 F-P 腔时, 若激光频率等于 F-P 腔谐振频率, 调制边带仍然平衡对称, 拍频信号依然为零; 若当激光频率偏离参考频率, 将导致两侧边带的幅度以及相位发生不等的变化, 边带的反对称性将被破坏, 则探测器有拍频电流输出。

在相位调制频率较高时, 可以用另外一个理论模型来分析 PDH 稳频信号。

光波的电场用在复平面上随光载波频率  $\omega$  变化而旋转的时间向量来表示。选择这个移动的参考系作为参考标准, 那么可以得到入射光载波电场部分总是位于复平面的实轴上。从 F-P 腔反射光载波部分可用复平面上的向量来表示, 在近谐振点时, F-P 腔反射系数可写为

$$F \approx \frac{i}{\pi} \frac{\delta\omega}{\delta\nu} \quad (5.1)$$

则光载波电场为

$$E_{carrier} = \sqrt{P_c} * F \approx i\sqrt{P_c} \frac{\delta\omega}{\pi\delta\nu} \quad (5.2)$$

两个边带和载波的频率不同，所以可以用复平面上由实轴旋转角度 $\Omega$ 的向量来表示，如图 38 所示。上边带 $\omega + \Omega$ 由正半实轴逆时针旋转角度 $\Omega$ 来表示，下边带 $\omega - \Omega$ 由负半实轴顺时针旋转角度 $\Omega$ 来表示。由于调制频率较高，两个调制边带均被 F-P 腔完全反射，它们的和是一个沿虚轴上下振动的向量，其电场为：

$$E_{sidebands} = -i2\sqrt{P_s} \sin \Omega t \quad (5.3)$$

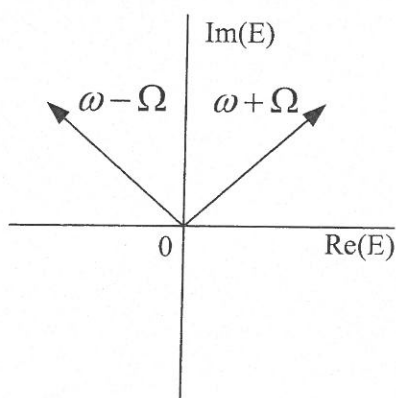


图 38 复平面上的两个边带

F-P 腔的反射光束是边带和载波的相干和，经高速光电探测器探测，输出电信号为光波振幅的平方，如下式所示：

$$\begin{aligned} P_{ref} &= |E_{carrier} + E_{sidebands}|^2 \\ &\approx P_c \left(\frac{\delta\omega}{\pi\delta\nu}\right)^2 + 2P_s - 4\sqrt{P_c P_s} \frac{\delta\omega}{\pi\delta\nu} \sin \Omega t - 2P_s \cos 2\Omega t \end{aligned} \quad (5.4)$$

用 Matlab 仿真得到如图 39 所示的光外差拍频信号。

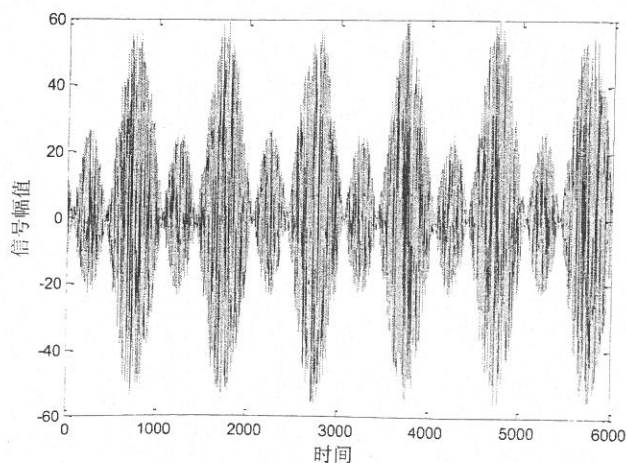


图 39 光外差拍频信号

经带通滤波器滤波，滤除直流成分和二倍频成分得到如图 40 所示的频率为调制频率的光外差拍频信号。

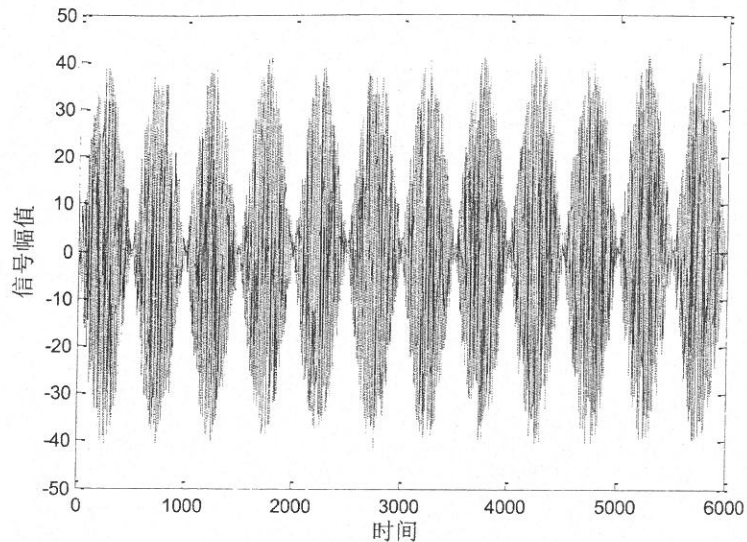


图 40 滤波后的光外差拍频信号

由以上分析可知，探测器输出信号主要包含三种成分：直流成分，频率为调制频率的有用信号成分和频率为两倍调制频率的信号成分。其中两倍调制频率是由两个边带拍频干涉形成的。PDH 稳频信号也即有用信号是由两个边带和载波拍频而形成的频率为调制频率的拍频信号，其频谱如图 41 所示。

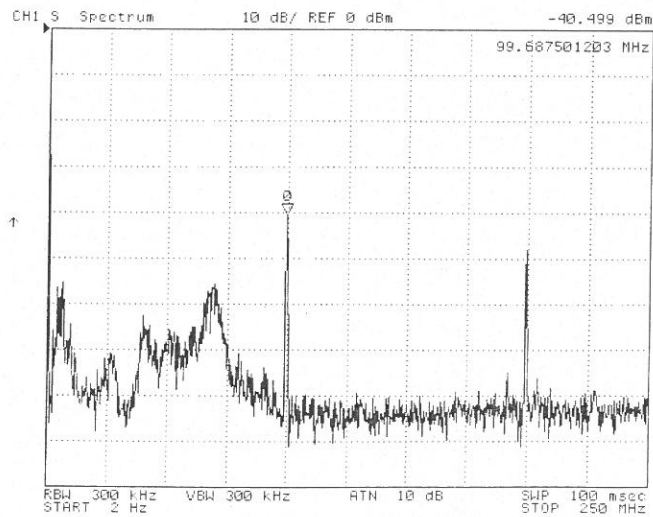


图 41 PDH 稳频信号频谱图

另外，在光谱测量等很多的光强信号测量中，光强本身是一个弱信号量，而且环境的杂散光以及光路中的散射光等又形成强大的背景噪声，使 PDH 稳频信号的信噪比很低，其检测存在一定的难度。

### 5.1.2 PDH 稳频信号解调技术

PDH 稳频信号为相位调制光外差拍频信号，它包含了信号光的相位信息，其解调为相敏解调<sup>[50]</sup>。相敏解调就是从载波信号中检测出有用信号的相位信息的过程。

在时域分析中，调制是将有用信息及其时间变化载荷到载波的特征参量之上，而解调则是从这些调制了的特征参量上再现出所需信息。从频域分析的角度，调制是将信号的频谱向以载波频率为中心频率的高频方向变换，而解调则是将变换了的频谱分布复原或反变换为初始的信号频谱分布。不同的调制信号有不同的解调方法。调幅波解调的直线律检波，以及能检测调制信号幅度与确定载波相位数值的解调的相敏检波。

#### (1) 相敏检波和同步解调

对于相位调制的载波信号，载波和参考信号间的相位差随被测信号改变。这种信号的解调，对载波的相位非常敏感，其检测器的输出电压，能反映出相位的变化。相位解调器的输出特性如图 42 所示。在另外的情况下，对于有些调幅信号，不仅要求检测变量变化的大小，而且希望确定变化的方向或极性，它的输出特性如图 43 所示。对于这种有极性变量的调制，通常可用载波的幅度大小表示变量的数值，而用载波的相位正反表示变量的极性。为处理这种调幅信号也需要有对相位敏感的解调方法。这种不仅能检测出调制信号的幅度，而且能确定载波相位数值的解调，称作相敏检波或同步解调。它的基本原理是乘积检波。

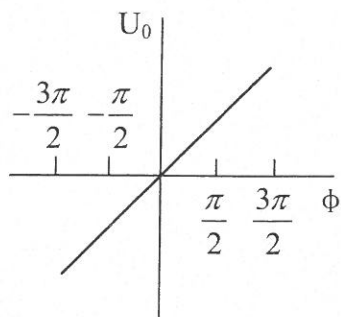


图 42 相敏检波的输出特性

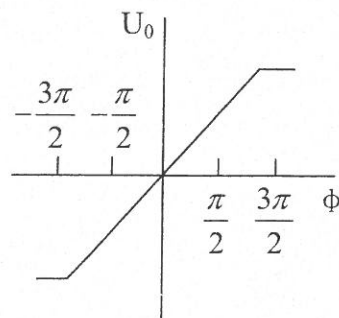


图 43 同步解调的输出特性

#### (2) 相敏检波的基本原理

相敏检波的原理如图 44 所示，它由解调器和低通滤波器串联组成。

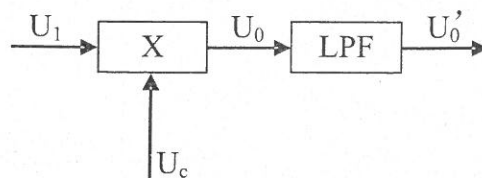


图 44 相敏检波的原理框图

设载波受单一频率谐波调幅，其调幅信号  $U_1$  为  $U_1 = U_m \cos \Omega t \cos \omega t$ ；

用作相位比较的参考信号  $U_c$  为  $U_c = U_{cm} \cos(\omega t + \varphi)$ 。

式中，两信号间的相位差  $\varphi$  可以作为变量。为简单起见，设  $U_m = U_{cm}$ 。在解调器中，信号  $U_1$  和  $U_c$  相乘，则输出信号  $U_0$  为：

$$\begin{aligned} U_0 &= U_1 \times U_c = U_m^2 [\cos \Omega t \cos \omega t] [\cos(\omega t + \varphi)] \\ &= \frac{1}{2} U_m^2 \cos \Omega t [\cos(2\omega t + \varphi) + \cos \varphi] \\ &= \frac{U_m^2}{2} \cos \varphi \cos \Omega t + \frac{U_m^2}{4} \cos[(2\omega + \Omega)t + \varphi] \\ &\quad + \frac{U_m^2}{4} \cos[(2\omega - \Omega)t + \varphi] \end{aligned} \quad (5.5)$$

式 (5.5) 表明，乘法器的输出信号包括： $\cos \Omega t$ 、 $\cos(2\omega + \Omega)t$ 、 $\cos(2\omega - \Omega)t$  三项。其频谱分布如图 45 所示。

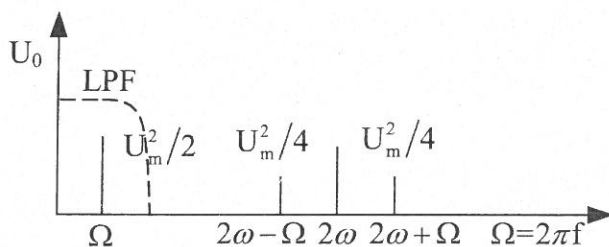


图 45 相敏检波频谱图

当  $\omega \gg \Omega$  时，用低通滤波器可以滤除  $U_0$  中的高频项，因此相敏检波器的最终输出为

$$U_0' = \frac{U_m^2}{2} \cos \varphi \cos \Omega t \quad (5.6)$$

式 (5.6) 表明：

1) 相敏检波器消除了高次谐波的影响，使输出信号幅度与载波信号的幅度成正比。因此，能解调和再现出调幅信号  $U_m \cos \Omega t$ ；

2) 相敏检波器的输出信号和载波与参考信号之间的相位差  $\varphi$  有关。在载波信号幅度不变的条件下，能单值的确定载波信号和参考信号间的相位差。

相敏检波除了具有上述性质外，还具有下列功能：

1) 对于幅度不变而单纯相位调制的情况，能解调出相位调制信息。

2) 对有极性的调幅信号, 载波信号的相位差只取  $\varphi = 0$  和  $\varphi = 180^\circ$  两种状态。这时, 利用式 (5.6) 有

$$\text{当 } \varphi = 0; U_0' = \frac{U_m^2}{2} \cos \Omega t$$

$$\text{当 } \varphi = 180^\circ; U_0' = -\frac{U_m^2}{2} \cos \Omega t$$

这表明, 当载波与参考信号同相位时, 输出信号为正值, 反之为负值。

3) 对于幅度和相位同时变化的情况, 相敏检波器的输出信号取决于载波信号和参考信号相位的瞬时值比较: 同极性输出为正值; 反极性输出为负值。这种方法在扫描调制测量中得到了广泛应用。

### 5.1.3 PDH 稳频信号解调实现方案

PDH 稳频信号解调方案主要有三种: 模拟混频器解调方案、锁相放大器解调方案及基于 FPGA 的数字信号解调方案。

#### 5.1.3.1 模拟混频器解调方案

此解调方案也是传统 PDH 系统中所采用的解调方案。其解调电路原理图如图 46 所示。探测器输出电信号非常微小, 需先进行一级放大, 然后通过中心频率为 100MHz 的带通滤波器, 滤除直流、二倍频以及高频干扰等成分之后输入混频器<sup>[51]</sup>, 与跟 EOM 驱动源为同源的射频信号进行混频解调, 混频器输出的信号再经二级放大、低通滤波后即可得到相敏解调信号输出, 该信号为光源频率波动误差信号。

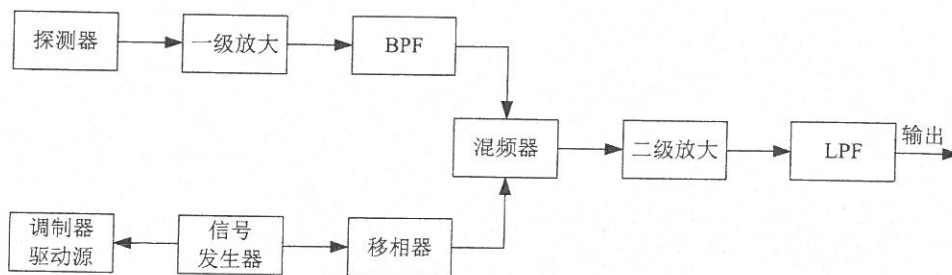


图 46 解调电路原理图

此解调方案中的核心器件是混频器, 一般采用双平衡混频器 DBM 来进行相敏解调。

混频器已广泛地应用于移动通信、微波通信以及各种高精度的微波测量系统中的前端电路, 是射频系统中的一个关键部分, 其性能的好坏直接影响到整个系统的性能。

混频器的作用是实现频率变换, 也称变频器。在接收机里常用混频器, 把信号频率

$f_R$  与本振信号频率  $f_L$  相减, 产生较低的中频信号  $f_I$ , 起到频谱平移的作用, 将信号频率  $f_R$  不失真的搬移到较低频率段, 变成  $f_I$ 。

二极管双平衡混频器是无源混频器, 尽管存在损耗, 但是噪声及杂波输出比晶体管混频器要少, 且具有电路结构简单、隔离度高, 组合频率少等优点, 用作下变频时在理论上对本振和射频的偶次谐波提高完全抑制。二极管双平衡混频器是工作在开关状态的相乘组件, 有本振端口、射频端口和中频端口三个端口。

双平衡混频器可以扩展为鉴相器来使用。中频端口输出直流的双平衡混频器就是鉴相器, 两个输入频率不同时为混频器, 当两个输入频率相同时为鉴相器。双平衡混频器是一个变电阻器件, 所以是一个宽带器件, 作为鉴相器使用时也是一个宽带鉴相器, 鉴相灵敏度高。混频器用作鉴相器时, 两路输入信号频率可以相等, 在频率源中被广泛使用。

双平衡混频器用作鉴相器是混频作用的一个特例。鉴相器的任务是比较两个射频输入信号之间的相位, 并产生一个与相位差成正比的直流误差电压。大多数双平衡混频器, 中频端为直流耦合, 再加上各端口之间有很高的隔离, 是用作鉴相器的理想器件。

在混频器中, 两个输入信号(本振和射频)的频率不同、振幅不同, 而它的相位却无关紧要, 此时感兴趣的是混频方程中的和频项和差频项。在鉴相器中, 两个输入信号的频率和振幅均不同, 而两个信号间的相位却很重要, 此时感兴趣的是混频方程中的直流分量。一般混频方程为:

$$V_0 = A_1 \cos[(\omega_L - \omega_R)t - (\Phi_L - \Phi_R)] + A_2 \cos[(\omega_L + \omega_R)t - (\Phi_L - \Phi_R)] \quad (5.7)$$

式中  $V_0$  为中频端输出电压;  $A_1$ 、 $A_2$  为常数;  $\omega_L$ 、 $\Phi_L$  为本振电压的角频率及其初始相位,  $\omega_R$ 、 $\Phi_R$  为射频电压的角频率及其初始相位。

在鉴相器应用中,  $\omega_L = \omega_R$ , 所以等式右边括号中的  $(\omega_L - \omega_R) = 0$ , 有

$$V_0 = A_1 \cos[(\Phi_L - \Phi_R)] + A_2 \cos[(\omega_L + \omega_R)t - (\Phi_L - \Phi_R)] \quad (5.8)$$

如果用适当的滤波器将  $2\omega t$  项和 高频项 滤去, 得到中频输出为:

$$V_0 = A_1 \cos(\Phi_L - \Phi_R) \quad (5.9)$$

由此可见, 鉴相器的输出电压与时间  $t$  无关, 是一项直流电压。该电压对输入电压之间的相位差的关系, 即鉴相器的输出特性, 是一条余弦曲线。当两电压的相位差为  $90^\circ$  时, 直流输出电压为零。大于  $90^\circ$  时, 输出电压为正, 小于  $90^\circ$  时, 输出电压为负。在  $90^\circ \pm 60^\circ$  的范围内, 可以认为是鉴相器的线性区域。

在使用此解调方案对 PDH 稳频信号进行解调时，由于光路以及电路中各路相位延时不同，需要不断调整混频器参考端输入信号的相位，直到得到解调信号输出。

### 5.1.3.2 锁相放大器解调方案

锁相放大器<sup>[52]</sup>是根据信号相关性原理制成的测量仪器，主要用途是检测噪声中的微弱信号，包括光信号和电信号。它实质上是一个交流电表，但是它具有很高的灵敏度，可测量 nV 级的电压，以及很强的噪声抑制能力，可从比信号大一千倍的噪声中提取出信号，这是一般交流仪表所无法达到的，所以锁相放大器具有很广的应用范围。

在一般弱电信号测量时，只要选取参考信号，并调整移相器使输出信号最大即可实现测量，但是在光强这一类信号测量中，光强信号本身不具备周期性的特点，因此若要用锁相放大器实现这一类信号的测量，必须人为的使信号作周期性的变化，这可以通过用某种装置对光源作周期性的调制来实现。PDH 稳频信号就是引入相位调制的光外差拍频信号，是周期性变化的信号，可以采用锁相放大器来进行检测。

锁相放大器的原理如图 47 所示，其主要由信号通道、参考通道和相敏检波三部分组成。信号通道包括低噪声前置放大器和带通滤波器，前置放大器对混有噪声的微弱信号进行初步的放大，带通滤波器对噪声作初步的窄带滤波后输出信号给后面的乘法器。参考通道包括锁相环和移相器，其主要作用是提供一个与被测信号同频且相位可调的参考信号。

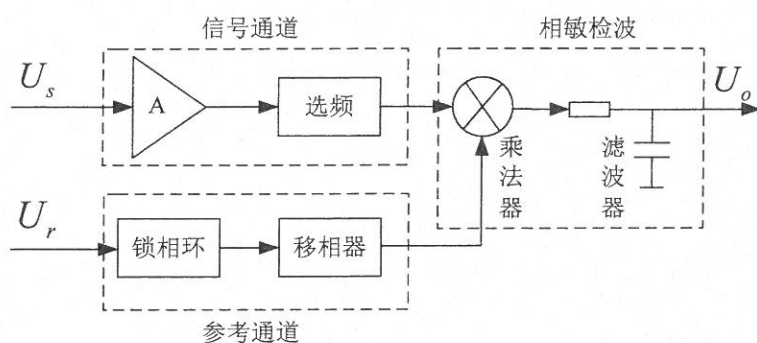


图 47 锁相放大器原理图

设输入信号为： $U_s = U_{sm} \cos \omega t$

参考信号为： $U_r = U_{rm} \cos(\omega t + \varphi)$

二者经过乘法器之后输出为

$$U_{sr} = \frac{1}{2} U_{sm} U_{rm} \cos \varphi + \frac{1}{2} U_{sm} U_{rm} \cos(2\omega t + \varphi) \quad (5.10)$$

其中  $\varphi$  为输入信号和参考信号的相位差。乘法器输出信号的频率由  $\omega$  变到零频（差频）与和频  $2\omega$  处，在经过后面的低通滤波器滤除和频项，得到差频项，所以锁相放大器输出为：

$$U_o = \frac{1}{2} U_{sm} U_{rm} \cos \varphi \quad (5.11)$$

由上式可知，锁相放大器的输出与输入信号和参考信号的幅值以及二者的相位差有关系，所以锁相放大器可以检测输入周期信号的幅值和相位。

在参考通道，通过移相器控制参考信号的相位  $\varphi$ ，可以调整锁相放大器的输出大小，当  $\varphi = 0$  时，输出最大； $\varphi = \pi/2$  时输出最小为零。表明当输入信号中有与参考信号同频同相的信号时，输出最大，而噪声则因为与参考信号不同频而被抑制掉，从而可以实现微弱信号的检测。

### 5.1.3.3 数字解调方案

数字解调方案也是最新的解调方案。随着数字电路技术的发展，尤其是 FPGA 技术的发展，人们越来越多的将数字信号处理及控制技术应用到主动稳频系统当中，这种数字稳频系统不但具有更强的灵活性，而且还可以实现远程操控和自动化控制。虽然数字系统中必须引入 ADC 和 DAC 会对稳频系统精度造成一定的影响，但是在数字 PDH 稳频系统当中，通过在调制频率处对 PDH 稳频信号进行数字化，可以避免由 ADC 和 DAC 带来的低频噪声的影响。而且数字信号处理对电子噪声免疫，使得数字 PDH 系统不会受到在模拟电子器件中存在的低频电子噪声的影响。因此，采用中低品质因数的 F-P 腔就可以实现高精度的稳频。

利用 FPGA 来进行 PDH 稳频信号解调，也是 PDH 稳频系统发展的最新趋势。数字 PDH 激光稳频系统如图 48 所示。

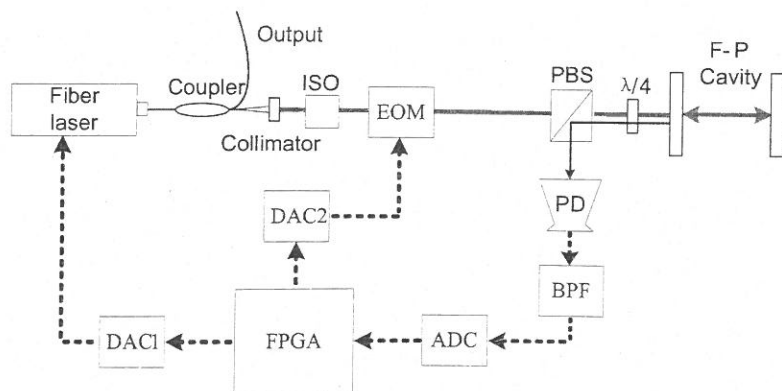


图 48 数字 PDH 系统图

F-P 腔反射光信号经探测器转变为电信号后, 首先经模拟带通滤波器作初步的带通滤波, 获得频率为调制频率的拍频信号。之后由高速 ADC 转换为数字信号, 采样频率必须满足采样定理。采样信号在 FPGA 中实现数字滤波和数字解调算法, 获得数字直流误差信号。误差信号经由数字比例积分微分 PID 控制器处理之后获得数字激光频率调谐信号, 此信号由高速数模转换器 DAC 转换为模拟信号, 作用于激光器的频率调谐端口, 实现激光器的稳频控制。系统中 DAC2 用于将 FPGA 内部输出的数字正弦信号转换为模拟信号作为调制器 EOM 的驱动信号。

数字滤波、乘法解调以及PID控制是在FPGA中实现的, FPGA是一款可以进行高速数字信号处理的数字芯片, 可以实现复杂、精确的滤波, 也可以实现低延时、高带宽的反馈控制。系统中FPGA内部实现的功能如图49所示。

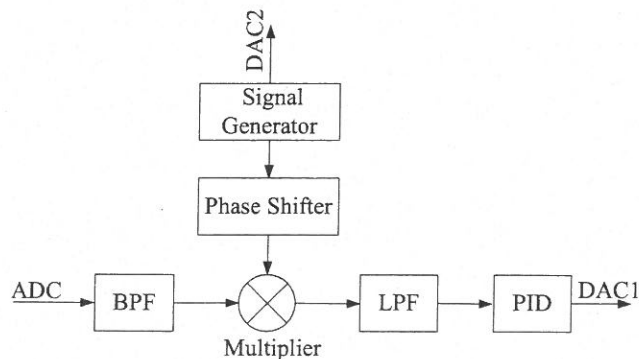


图 49 FPGA 中实现的功能图

探测器输出信号初步滤波后经ADC采样, 之后在FPGA内部首先经过中心频率为调制频率的数字带通滤波器进行二次滤波。通过调用FIR IP核即可进行编程开发。乘法解调可采用FPGA内的硬核乘法器实现, 通过调用乘加器IP核即可实现。通过调用直接频率合成DDS IP核可实现一个相位可调的正弦信号发生器, 经数字移相器为乘法解调提供参考信号, 同时从FPGA中输出作为调制器EOM的驱动信号, 数字移相器也通过调用DDS IP核实现。乘法解调之后输出的信号经过数字低通滤波器滤除高频成分, 即得到想要的直流误差信号。低通滤波器也可通过调用FIR IP核来实现。

整个PDH稳频信号的解调过程都是在FPGA中实现的, 针对不同调制频率以及其它参数均可通过编程来进行不同参数信号的解调, 系统具有很强的灵活性。

误差信号经过PID控制器处理之后作用于激光器调谐端口。数字PID控制器还可通过虚拟仪器LabView与FPGA的接口实现, 而且可多次重复编程直至满足系统要求。

所以采用FPGA来实现数字PDH稳频系统不但可实现高精度的稳频控制, 而且还可针对不同参数的稳频信号进行现场编程, 十分方便。

## 5.2 解调实验研究

### 5.2.1 实验装置

相位调制光外差稳频的原理是将激光进行射频电光相位调制, 利用 F-P 腔的共振特性和光外差光谱检测技术, 得到具有良好鉴频特性的色散型谱线, 以及鉴频得到激光频率偏离 F-P 腔共振频率的误差信号, 通过反馈系统来控制激光器的腔长, 进而改变激光的频率, 将激光频率锁定在 F-P 腔的共振频率上。本次实验的目的就是解调得到鉴频曲线及频率误差信号。本实验的实验装置原理图如图 50 所示。实验所用光纤激光器的中心波长为 1064nm。实验系统实物图如图 51 所示。

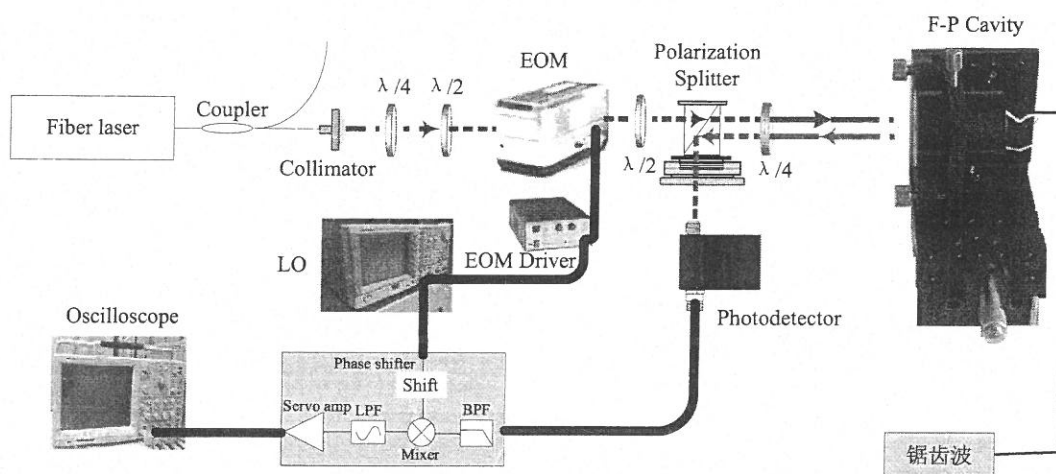


图 50 实验装置原理图

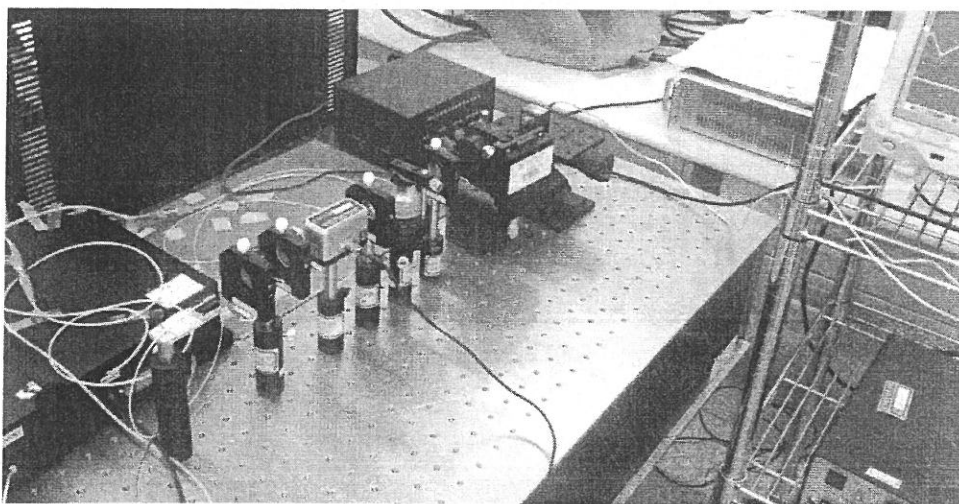


图 51 实验装置实物图

实验中光源为 DFB 结构的单频光纤激光器, 输出光功率为 1W, 经过 1: 9 光纤耦合器, 得到输出为 100mW 的激光作为系统的探测光, 另一路则作为输出整个系统光路输出。激光器由种子源和放大器两部分组成, 输出激光中心波长为 1064nm, 种子源带

1.2V-1.6V 温度调谐接口，最佳工作温控电压为 1.27V，放大器驱动电压为 5V。

F-P 腔为清华大学研制的 F-P 干涉仪，谐振腔长为 20.412mm，对应的自由光谱区为 7.349GHz，分辨率为 7.735MHz，精细常数为 950。为方便实验，F-P 腔驱动器采用系统中原有的高压大容量锯齿波发生器。相位调制器为 MgO:LiNbO<sub>3</sub> 电光相位调制器 4003M，波长范围 900-1600nm，中心频率 100MHz，输入阻抗 50Ω，能对激光相位调制产生较高的调制深度。探测器为 THORLABS 公司的 SIR5-FC 探测器，其主要参数如表 4 所示。

表 4 探测器参数

波长范围	900-1650nm
探测器材料	InGaAs
光敏面直径	80 微米
3dB 带宽	>5GHz
暗电流	<1.5nA@20V
动态范围	NEP-1V 输出输出阻抗 50ohm
输出阻抗	50ohm

### 5.2.2 激光相位调制谱检测实验

在测试激光频率误差信号之前，需要测量一些系统参数，主要是两个参数的检测：调制深度  $\beta$  和鉴频曲线电压峰峰值  $U$ 。

调制深度  $\beta$  是根据调制谱电压比  $U_s/U_c$  计算出来的，其关系式如下：

$$U_s/U_c = P_s/P_c = J_1^2(\beta)/J_0^2(\beta) \quad (5.12)$$

根据调制谱电压比与调制深度的关系曲线，如图 52 所示，计算得到对应调制深度  $\beta$  的大小。

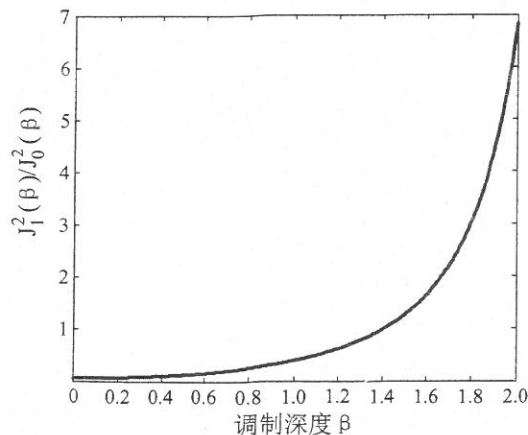


图 52 调制谱电压值比与调制深度关系

首先进行的是调制深度  $\beta$  的检测。实现激光调制常采用外调制的方法，外调制是指激光形成之后，在激光经过的光路上放置调制器，用调制信号改变调制器的物理特性，当激光通过调制器时，光波的某个参量就会受到调制。

激光相位调制谱检测实验原理如图 53 所示。采用扫描 F-P 干涉仪的方法测量激光相位调制谱。通过高压锯齿波驱动压电陶瓷扫描 F-P 腔长，使激光相位调制光谱的载波及两个边带依次在 F-P 腔内共振增强，利用光电探测器探测反射光强在扫描过程中的变化，使频率分布特性以强度形式在扫描时间轴上显示出来。

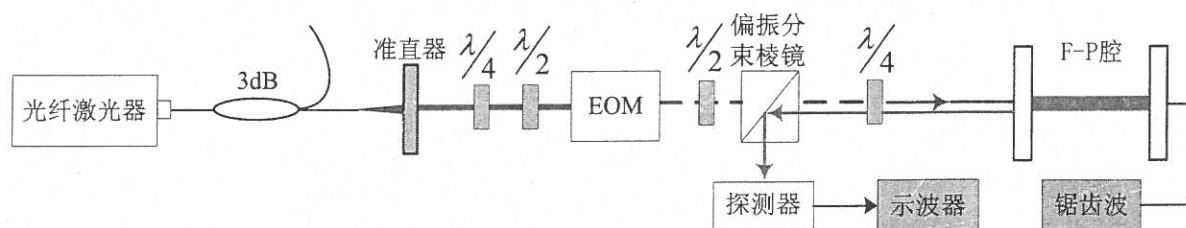


图 53 相位调制谱检测实验原理图

实验得到的激光电光相位调制谱如图 54 所示，为经过调制的激光的纵模。

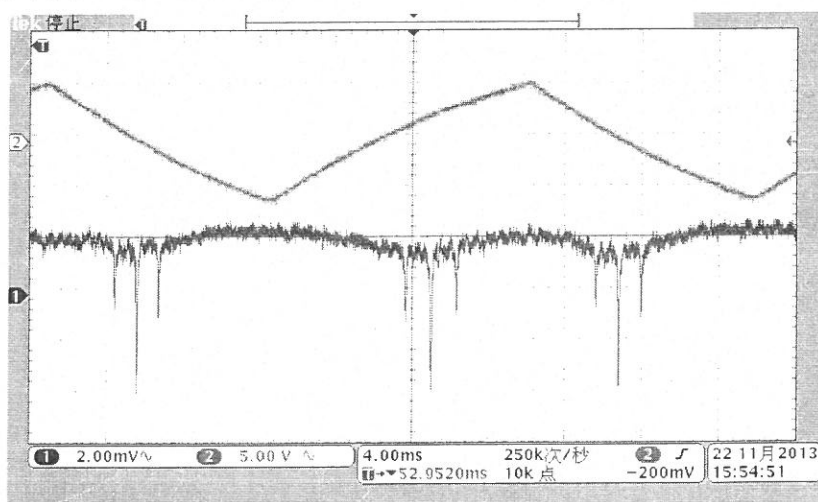


图 54 激光相位调制光谱

由图 53 可知， $U_s/U_c \approx 0.45$ ，利用公式  $U_s/U_c = P_s/P_c = J_1^2(\beta)/J_0^2(\beta)$  可以确定调制深度大小约为 1.12rad，接近系统的最佳调制深度 1.08rad。

### 5.2.3 PDH 稳频信号解调实验

#### 5.2.3.1 鉴频曲线解调实验

鉴频曲线解调实验原理图如图 55 所示，F-P 腔接锯齿波扫描电压，探测器输出信号输入解调电路，解调电路输出信号接入示波器进行观察，实验过程中不断调整混频器参考端输入信号的相位，直到在示波器中观察到鉴频曲线信号。

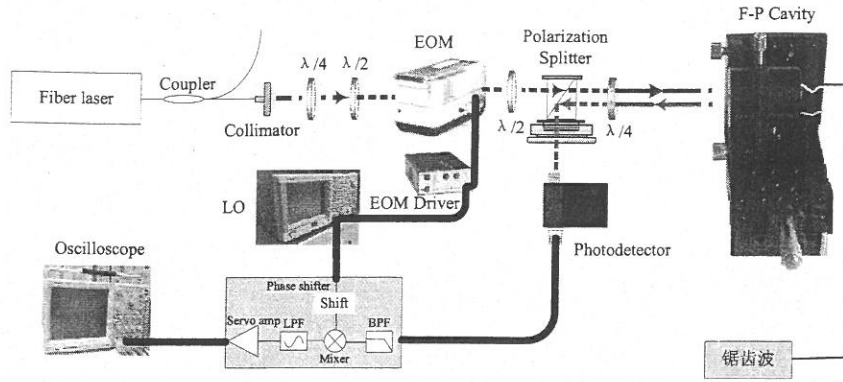


图55 鉴频曲线解调实验原理图

实验所采用的解调方案是模拟混频器解调方案，其解调电路如图56所示。

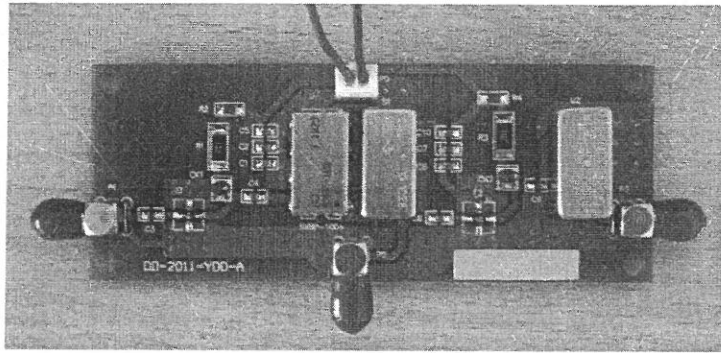


图56 实验用解调电路

实验获得的鉴频曲线如图57所示。

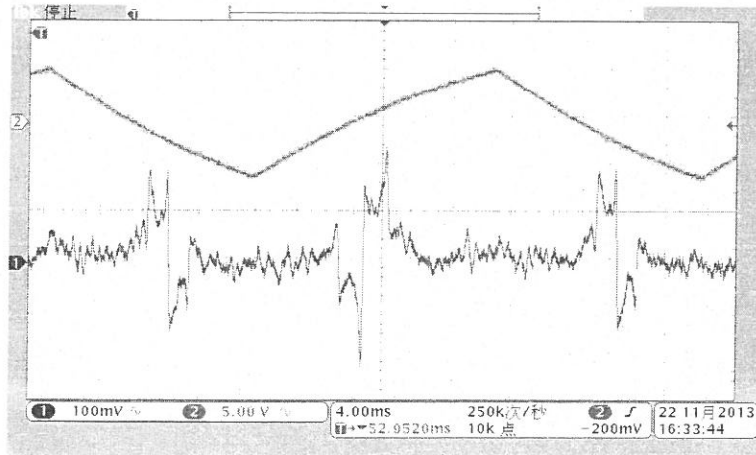


图57 鉴频曲线

在图57中，F-P腔在上边带、载波、下边带扫过谐振频率时，产生三段色散曲线，在谐振中心处的灵敏度最高。读取图57中的数据得到鉴频曲线的峰峰值电压为472mV。根据公式  $D = U / \Delta\nu$  得到鉴频曲线斜率  $D = 61.02\text{mV/MHz}$ 。

### 5.2.3.2 频率误差信号解调实验

误差信号解调实验原理图如图 58 所示，F-P 腔接直流偏压，其电压大小为激光纵

模谐振峰值处的锯齿波电压，实验中所加直流电压大小为 28V。探测器输出信号输入解调电路，解调电路输出信号接入示波器进行观察，实验过程中不断调整混频器参考端输入信号的相位，直到在示波器中观察到频率误差信号。

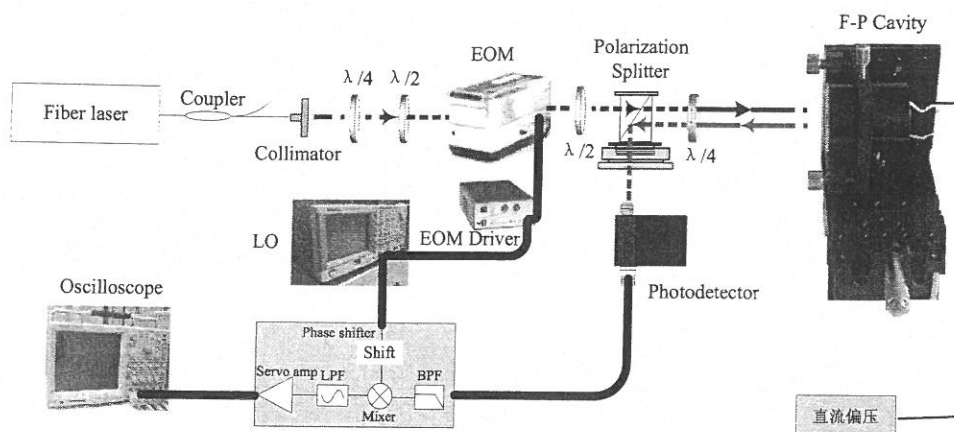


图58 频率误差信号解调实验原理图

实验得到的频率误差信号如图59所示。

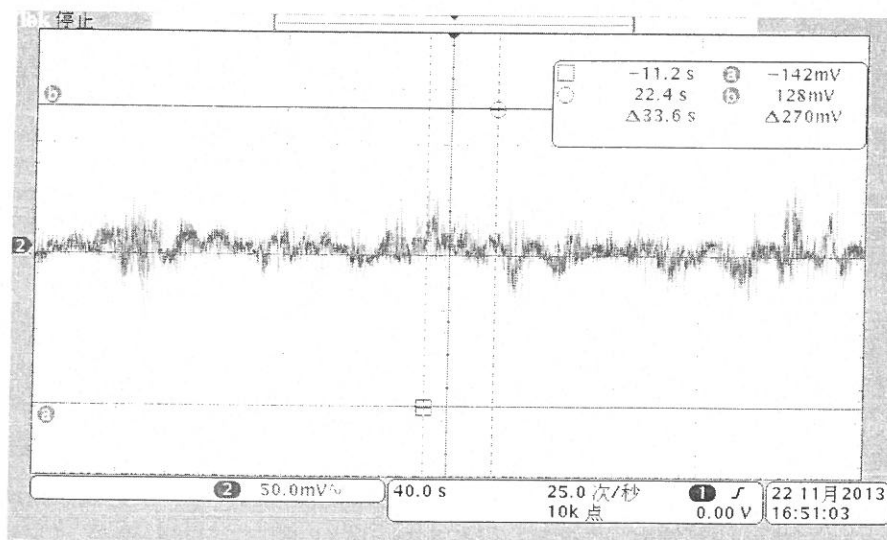


图59 频率误差信号

示波器采样频率为25Hz，采集时间为400s，因此样本数 $m=10000$ ，光纤激光器输出频率 $f_0$ 按波长1064nm计算，即 $f_0=3.08 \times 10^8 / (1064 \times 10^{-9})$ Hz。

将采集得到的数据，由以上测试得到的鉴频斜率 $D$ 计算得到光频率波动，并利用阿伦方差<sup>[53]</sup>公式计算得到频率漂移的方差值，公式如下：

$$\sigma_y^2 = \frac{1}{2(m-1)f_0^2} \sum_{i=1}^{m-1} (\overline{f_{i+1}} - \overline{f_i})^2 = \frac{1}{2(m-1)f_0^2} \sum_{i=1}^{m-1} (\overline{\Delta f_{i+1}} - \overline{\Delta f_i})^2 \quad (5.13)$$

其中， $m$ 为采样样本数， $f_0$ 为光纤激光器输出光波频率， $\overline{\Delta f_i}$ 为采样光频率波动。

计算得到频率漂移的方差为 $1.05 \times 10^{-11}$ ，根据鉴频斜率 $D=61.02$ mV/MHz，计算得到

在400s的时间内光纤激光器最大的频率漂移为 $\pm 1.15\text{MHz}$ 。

### 5.3 本章小结

本章主要完成了单频光纤激光 PDH 稳频系统信号解调技术的理论分析及实验研究，首先根据 PDH 稳频原理，对探测器输出信号进行了理论推导，根据推导的公式用 Matlab 仿真得到了光外差拍频信号；其次对相敏解调技术进行了理论分析，并对 PDH 稳频信号常用的解调方案进行了总结；最后根据 PDH 稳频系统原理图搭建了稳频系统，实验获得了激光相位调制谱及光外差色散曲线，经计算，调制深度为  $1.12\text{rad}$ ，鉴频斜率为  $61.02\text{mV/MHz}$ ，最终实现了频率误差信号的检测，用阿伦方差计算得到激光频率漂移的方差值为  $1.05 \times 10^{-11}$ ，400s 时间内光纤激光器最大频率漂移为  $\pm 1.15\text{MHz}$

## 总结

本文围绕 PDH 激光稳频技术,以单频光纤激光器为稳频对象,进行了 PDH 稳频系统的理论分析、相关电路的设计以及系统的实验研究,实现了 PDH 激光稳频系统鉴频曲线及频率误差信号的检测。

论文的主要工作总结如下:

1) PDH 稳频技术的理论分析和研究,详细阐述了 PDH 稳频技术的原理,获得系统鉴频曲线的表达式,为本文研究工作的开展奠定理论基础;

2) 根据对压电陶瓷及其驱动器特性的分析,设计基于 DSP+DAC 的 F-P 腔高压锯齿波驱动电路,用于在实验中对 F-P 腔腔长进行扫频控制;

3) 针对数字 PDH 稳频系统的发展趋势,设计基于 FPGA 的 PDH 稳频信号处理电路,为开展对 PDH 误差信号数字解调的研究打下硬件基础;

4) 根据对 PDH 稳频信号的理论分析和仿真,总结常用的解调方案,并搭建 PDH 激光稳频系统,进行 PDH 稳频信号解调实验,完成激光相位调制谱、系统鉴频曲线以及误差信号的检测。实验结果表明,系统在调制深度  $1.12\text{rad}$  下得到  $61.02\text{mV/MHz}$  的鉴频斜率,经阿伦方差计算,在  $400\text{s}$  的时间内,激光频率偏离 F-P 腔中心频率的方差值为  $1.05 \times 10^{-11}$ ,最大频率漂移为  $\pm 1.15\text{MHz}$ 。

以上工作都是为了实现 PDH 稳频系统当中激光频率误差信号的检测,这对整个稳频系统而言,只是其中的一部分,还有伺服反馈部分没有进行,因此下一步研究工作主要有以下几点:

1) 在 PDH 稳频系统中,开展对反馈控制部分的研究,将 PID 反馈控制部分添加到稳频系统当中,将误差信号反馈到光纤激光器调谐端口,真正实现光纤激光器的稳频控制。

2) 数字 PDH 稳频系统是 PDH 技术发展的最新趋势,开展对数字 PDH 稳频系统设计的研究具有重要意义。下一步工作要对基于 FPGA 的 PDH 稳频信号处理电路进行优化设计,并进行 PDH 稳频信号解调算法的程序开发,真正在 FPGA 中实现频率误差信号的解调。

## 参考文献

- [1] Oates C. W., Curtis E. A., and Hollberg L. Improved short-term stability of optical frequency standards: Approaching 1 Hz in 1s with the Ca standard at 657nm[J]. Opt Lett, 2000, 25(21) 121-126
- [2] Zibrov A. S., Fox R. W., Sen R. E., et al. High-resolution diode-laser spectroscopy of calcium[J]. Appl. Phys. B59, 1994, 327-331
- [3] Lin H, Wang T and Mossberg T. W.. Experimental demonstration of swept-carrier time-domain optical memory[J]. Opt. Common, 1995, Vol.20, p91
- [4] 叶炜, 周柯江, 王涛,等. 光纤陀螺光源稳定性研究[J]. 红外与激光工程, 1997, 26(1): 40-44
- [5] 陈湘君, 陈自来, 戴永江,等. 同体激光雷达的发展现状[J]. 红外与激光工程, 1998, 27(6): 24-28
- [6] 江东, 周鼎富, 侯天晋, 等. 激光主动成像雷达CO<sub>2</sub>激光器研究[J]. 中国激光, 2002, 29(5): 397-401
- [7] 陈翼翔, 程波涛, 薛大键, 等. 半导体激光器稳频技术[A]. 第五届全国光子大会会议论文集第五分册光电与光谱技术[C]: 172-180
- [8] 兰太和. PDH技术激光稳频技术研究[D]. 上海: 华东师范大学, 2009
- [9] 周炳琨, 高以智, 陈倜嵘, 等. 激光原理. 第4版. 国防工业出版社, 2000: 214-221
- [10] Umeda N.. Stabilized He-Ne Transverse Zeeman Lasers[J]. Appl Optics. 1980, 19(3): 442-450
- [11] 金杰, 郭曙光, 王宏杰, 等. 1.5 $\mu$ m波段饱和吸收稳频外腔半导体激光器[J]. 激光与光电子学进展, 2000, (3): 13-18
- [12] 孟腾飞, 武跃龙, 姬中华, 等. 铯分子饱和吸收谱的半导体激光器稳频[J]. 中国激光, 2010, 37(5): 1182-1185
- [13] 孙旭涛, 陈卫标. 基于法珀标准具的激光稳频方法理论研究. 光子学报. 2007, 36(12): 2219-2222
- [14] Martin Ostermeyer, A. S. Pound-Drever-Hall frequency stabilization of Q-switched solid state laser oscillators in the Sub-MHz range[A]. Conference on lasers and Electro-optics[C], San Jose, California, 2008.

- [15] Ibrahim Ozdur, Mehmetcan Akbulut. A Semiconductor-Based 10-GHz Optical Comb Source With Sub 3-fs Shot-Noise-Limited Timing Jitter and ~500-Hz Comb Linewidth. IEEE Photonics Technology Letters, 2010, 22(6): 431-433
- [16] Lally E. M. A Narrow-Linewidth Laser at 1550 nm Using the Pound-Drever-Hall Stabilization Technique[D]. Virginia: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2006
- [17] 周仁来. Tm:YAG单纵模激光器稳频技术的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学. 2009
- [18] Andreas Jechow. 1 W tunable near diffraction limited light from a broad area laser diode in an external cavity with a line width of 1.7 MHz[J]. Optics Communications.2007, 277(1): 161-165
- [19] Zhdanov B.V. Narrowband external cavity laser diode array[J]. Electronics Letters. 2007. 43(4): 221-222
- [20] Kerckhoff J. A., Bruzewicz C. D., Uhl R, et al. A frequency stabilization method for diode lasers utilizing low-field Faraday polarimetry[J]. Rev. Sci. Instrum, 2005, 76(9): 093108-1~093108-6
- [21] DE Jiaolin, GAO Liangdai, CHUN Yongyin, et al. Frequency stabilization of transverse Zeeman He-Ne laser by means of model predictive control [J]. Rev. Sci. Instrum, 2006, 77(12): 123301-1~123301-5
- [22] 李志全, 苏凤燕, 康莉莉. 用乙炔吸收方法实现光纤光栅外腔式半导体激光器稳频的研究[J]. 燕山大学学报, 2008, 32(1): 37-40
- [23] Nakano K., Maehara S., Yanagisawa M., et al. Frequency stabilization of semiconductor lasers for onboard interferometers using both Rb-saturated absorption profiles and double-optical feedback systems[A]. Proc. of SPIE[C], 2008: 701047-1~701047-10
- [24] Smith J. A., Chu Xin zhao. Labview-based laser frequency stabilization system with phase-sensitive detection servo loop for Doppler LIDAR applications[J]. Optical Engineering, 2008, 47(11):114201-1~114201-9
- [25] Pound R. V. Electronic Frequency Stabilization of Microwave Oscillators[J]. the Review of Scientific Instrument. 1946, 17: 1946-1961
- [26] Bjorklund G. C., Levenson M. D., Lenth W., et al. Frequency Modulation (FM)

- Spectroscopy[J]. Appl. Phys. 1983, B32: 145-152
- [27] W R., Drever P., Hall J. L., et al. Laser Phase and Frequency Stabilization using a resonator[J]. Appl. Phys. B31, 1983, 97-105
- [28] Lee Ho Seong, Yang Sung Hoon. Long-term stabilization of the frequency and power of a laser diode[J]. Rev. Sci. Instrum, 1995, 67 (8): 2671-2674
- [29] Black Eric D. An introduction to Pound–Drever–Hall laser frequency stabilization[J] Am. J. Phys. 69(1), January 2001
- [30] Shintaro Hisatake, Takahiro Kawamoto, Yoshihiro Kurokawa, et al. A Compact Frequency Stabilization System for a Master Laser Diode in Optical Phase Locked Loop Using a Single Reference Cavity for Simultaneous Application of Optical Feedback along with Pound-Drever-Hall Method[J]. Proc of SPIE, 2002, 4833: 825-832
- [31] Davi R Ortega, Wictor C Magnoand, Flávio Caldas da Cruz. Diode Laser Stabilization Using Pound-Drever-Hall Technique[J]. Annals of Optics, 2003, 5
- [32] Hideyuki Yashiro, Yukio Miura, Hidenori Tsuboi, et al. Analysis of Noise Properties in a Violet Laser Diode and its Frequency Stabilization based on Fabry-Perot Resonators[J]. Proceedings of SPIE, 2006, 6368
- [33] Timothy T.-Y. Lam, Bram J. J. Slagmolen, Jong H. Chow, et al. Digital Laser Frequency Stabilization Using an Optical Cavity[J]. IEEE Journal of Quantum Electronics. 2010 46(8): 1178-1183
- [34] 毕志毅, 丁良恩, 马龙生, 等. 光学谐振腔反射特性的光外差探测[J]. 华东师范大学学报. 1989, No.3, 41-46
- [35] 李健, 吴令安. 相位调制锁定光学谐振腔[J]. 光学学报. 1995, 15(12): 1641-1645
- [36] 陈国庆, 吴亚敏. 腔光外差光谱及其激光稳频系统[J]. 苏州大学学报. 1999, 15(4): 61-65
- [37] 孙旭涛, 刘继桥, 周军, 等. 激光稳频的共焦法布里2珀罗干涉仪[J]. 中国激光. 2008, 35(7): 1005-1008
- [38] 卞正兰, 黄崇德, 高敏, 等. 激光稳频控制技术研究[J]. 中国激光. 2012, 39(3): 0302001-1~0302001-5
- [39] XING Junhong, JIAO Mingxing, ZHENG Yi, et al. Design of digital Pound-Drever-Hall frequency stabilizing system for two-cavity dual-frequency Nd:YAG laser[J]. Proc. of

- SPIE. 2013, 8759: 875941-1~875941-1
- [40] Timothy T-Y. Lam, Sheon Chua, Bram J.J. Slagmolen, et al. A Comparison Between Digital and Analog Pound-Drever-Hall Laser Stabilization[J]. Optical Society of America. 2009
- [41] 赵建明, 尹王保, 赵延霆, 等. 采用射频频率调制光谱实现半导体激光器稳频[J]. 中国激光, 2004, 31(8): 935-938
- [42] 郭培源. 光电检测技术与应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2006: 110-133
- [43] 郁道银, 谈恒英. 工程光学[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006: 324-334
- [44] 刘欣. 压电陶瓷 (PZT) 特性的分析及实验测试[D]. 昆明: 昆明理工大学, 2006
- [45] 林海. 基于ARM的压电陶瓷驱动电源设计与研究[D]. 武汉: 武汉理工大学, 2007
- [46] 吴伟伟. 法布里-珀罗滤波器的驱动技术研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2012
- [47] 王振华. 基于FPGA的超高速数据采集系统的开发[D]. 北京: 清华大学, 2006
- [48] 齐红涛, 苏涛. 基于FPGA的高速AD采样设计[J]. 航空兵器2010, No.1: 35-39
- [49] 吴晓爽. 基于Virtex-5 FPGA的数字锁相检测系统[D]. 天津: 天津大学, 2010
- [50] 孙学军. 通信原理[M]. 第2版. 北京: 电子工业出版社, 2008:49-57
- [51] 高树廷, 高峰, 徐盛旺. 混频器电路分析与设计[J]. 兵器工业集团第206研究所. 378-382
- [52] 高晋占. 微弱信号检测. 北京: 清华大学出版社, 2002: 154-176
- [53] Greenhall C. A., Howe D. A., Percival D. B. Total Variance, an Estimator of Long-Term Frequency Stability[J]. IEEE transactions on ultrasonics, 1999, 46(5): 1183-1191

## 攻读硕士学位期间取得的学术成果

- [1] 胡姝玲, 耿伟彪, 苑丹丹, 等. 相位调制光外差稳频信号检测技术研究[J]. 红外与激光工程, 2013, 1(42): 233-238 已发表
- [2] 耿伟彪, 胡姝玲, 邵洪峰. 基于FPGA数字相位调制光外差激光稳频系统设计[J]. 激光技术 已录用
- [3] 陆乔乔, 胡姝玲, 王鑫龙, 耿伟彪, 张春熹, 牛燕雄. 一种大功率光纤准直器的建模与仿真分析[J]. 红外与激光工程, 2014, 43(5).
- [4] 胡姝玲, 陆乔乔, 王鑫龙, 耿伟彪, 章博. 一种适用于大功率光隔离器的法拉第旋转器[P] 中国 发明专利: 201310109957.5, 2013-03-29
- [5] Hu Shuling, Wang Xinlong, Sun Yu, Lu qiaoqiao, Geng Weibiao. Algorithm analysis on extracting the information of central fringe of low-coherence interference image of CMOS camera[J]. Laser & Optoelectronics Progress. 2012, 49(11):111002

## 致 谢

光阴荏苒，两年半的研究生学习生涯即将结束，在这段宝贵而难忘的人生经历中，有很多师长、同学和朋友给予了我许多的支持和帮助，在毕业论文即将完成之际，要向他们表达我最诚挚的谢意。

感谢我的指导老师胡姝玲老师，在论文的选题、理论验证、实验方案的制定、具体实验以及论文的修改等方面都倾注了导师的心血和汗水。无论从论文选题，还是到收集资料、论文成稿，导师都是严格把关，她那严谨的治学态度，扎实的理论知识，丰富的实践经验，平易近人的作风和高度的工作责任感使我受益非浅，无不令我钦佩。她真诚待人、和蔼可亲，是我们的良师益友。从导师身上我不仅看到了学者的风范，更看到了长者的谦和。饮水思源，师恩难忘，再次向胡老师表示衷心的感谢。

感谢我的导师邵洪峰老师，从入学开始，无论是学习上还是生活上，老师都给了我无私的关怀与帮助，对老师的感激之情无以言表。在学习上，老师渊博的知识、严谨的治学作风和孜孜不倦的科研精神感染着我，使我受益终生；在生活上，老师给了我无微不至的关怀，不但注重培养我们科研能力的提升，还尤其注重培养我们为人处事的能力。老师谦逊真诚的处世态度，热情宽厚的高尚品德将是我今后追求的目标。再次向邵老师表示衷心的感谢。

感谢实验室的林志立老师、孙鸣捷老师、牛燕雄老师、欧攀老师等老师以及范哲、黄杰、夏辉等师兄师姐和路想想、王鑫龙、陆乔乔，杨冰、孙绪印、韩凤山、尹俊杰等同学，他们对我的研究工作提供了许多宝贵意见和建议。另外，他们在工作以外的方面也给予了我很多帮助，使我的业余生活更加丰富多彩。

感谢北航光电技术研究所为我提供了良好的学习氛围和科研环境，在这里，我感受到了科技工作者刻苦钻研的精神。向光电技术研究所全体老师表达我的敬意。向关心指导过我的老师们表示衷心的感谢。

特别感谢我亲爱的父母，感谢他们把我抚养成成人，默默支持和鼓励我的求学之路，生育养育之恩无以为报。

在此还要感谢对论文提出过宝贵意见的老师和同学以及评审论文的各位专家教授。最后再次衷心的感谢所有帮助过我的老师、同学、家人和朋友！