

分类号: TP273

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2210330176



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题 目 基于内调制 DFB 激光器的
FMCW 激光测距系统研究

论 文 作 者 程洪德
校 内 导 师 朱学华 副教授
校 外 导 师 柳士江
专业学位类别 电子信息(085400)
研究方向(领域) 检测技术与自动化装置

论文提交日期: 2024 年 5 月 31 日

分类号: TP273

单位代码: 10363

密类级: 公开

学 号: 2210330176

题 目

基于内调制 DFB 激光器的

FMCW 激光测距系统研究

题 目

RESEARCH ON FMCW LASER RANGING

SYSTEM BASED ON INTERNALLY

MODULATED DFB LASER

学 生 姓 名:

程洪德

校 内 导 师:

朱学华 副教授

校 外 导 师:

柳士江

专 业:

电子信息(085400)

研 究 方 向:

检测技术与自动化装置

论文答辩日期: 2024 年 5 月 16 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后果由本人承担。

学位论文作者签名：程洪德

日期：2024 年 5 月 24 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：程洪德

日期：2024 年 5 月 24 日

指导教师签名：朱学华

日期：2024 年 5 月 24 日

基于内调制 DFB 激光器的 FMCW 激光测距系统研究

摘 要

调频连续波(Frequency modulated continuous wave, FMCW)激光雷达测距范围大、距离分辨率高、可进行多普勒测速,与其它类型的激光雷达技术相比,展示出了更为广泛的适用性和优越性。它不仅能同步测量目标的距离和移动速度,而且在测量精度方面表现出色,其测距精度能够达到微米级水平。FMCW 激光雷达测距原理是通过对光载波频率的线性调制,将目标物的距离信息转化为回波信号与本振光的拍频信号的频率变化。本文通过对 FMCW 激光测距系统中半导体光源的驱动电路进行优化设计,采用内调制的方式实现光载波频率的线性扫描,提高测距系统的集成度并降低成本。

首先,通过研究半导体激光器的工作原理并对其进行性能测试与分析,可知半导体激光器的输出波长和功率与工作温度、驱动电流有关。研制了分布式反馈(Distributed feedback, DFB)激光器恒温恒流驱动电路。由三极管构成的负反馈闭环控制电路实现稳定的静态电流输入,以 MAX1978 为主控芯片,通过 PID 运算,实现激光器工作温度的稳定性控制。在此电路的驱动下,对激光器输出电流的稳定性进行测量,2 小时内电流长期稳定度为 0.0143%,设置工作温度 25℃,经过 2 小时的连续监测,温度飘移小于 0.012℃。

其次,在恒温控制电路基础上设计了基于温度调谐的扫频驱动电

路。使用 FPGA 结合脉宽调制(Pulse width modulation, PWM)技术产生三角波电压信号,接入改进的温控 H 电桥,H 电桥两端电压的改变,通过 MAX1978 芯片运算后改变施加于半导体致冷器的电压,调节激光器工作温度,从而实现激光波长(频率)的线性调节。采用一段掺铒光纤作为边缘滤波器,利用其 C 波段吸收谱的单调性,通过比例探测的方法测量激光波长。实验结果表明,此扫频驱动电路可以使 1550nm 窄线宽半导体激光器工作温度在 23~32.1℃内线性调节,实现 1.21nm(151.25GHz)动态范围的波长(频率)线性扫描。

再次,在恒流控制电路的基础上设计了基于电流调谐的扫频驱动电路。通过 FPGA 与 DAC 相结合,利用上述相同的方法产生高频的三角波电压信号,将其作为参考信号连接到恒流控制电路中,则激光器驱动电流按相同规律变化。同样采用掺铒光纤作为边缘滤波器,通过比例探测的方法测量激光波长。实验结果表明,电流调谐电路作用于 1550nm 窄线宽半导体激光器可实现 0.1251nm(15.6GHz)动态范围的波长(频率)线性扫描。

最后,利用所设计的内调制线性调频光源,进行了 FMCW 激光测距实验。通过对系统接收到的干涉拍频信号进行傅里叶分析,从拍频信号频率信息中解调出目标物体的距离,测量结果与预设距离符合得较好。实验结果也验证了论文设计方案的可行性。

关键词: 半导体激光器、温度扫频、电流扫频、波长调谐、FMCW 激光测距

RESEARCH ON FMCW LASER RANGING SYSTEM BASED ON INTERNALLY MODULATED DFB LASER

ABSTRACT

Frequency modulated continuous wave (FMCW) LiDAR has wide ranging range, high range resolution and Doppler velocity measurement. Compared with other types of LiDAR technology, FMCW LiDAR has shown more extensive applicability and advantages. It can not only measure the distance and moving speed of the target synchronously, but also perform well in the measurement accuracy, and its ranging accuracy can reach the micron level. The principle of FMCW LiDAR is to convert the distance information of the target into the frequency of the echo signal and the beat signal of the local oscillator through linear modulation of the optical carrier frequency. In this paper, the drive circuit of the semiconductor light source in the FMCW laser ranging system is optimized, and the linear scanning of the optical carrier frequency is realized by means of internal modulation, so as to improve the integration of the ranging system and reduce the cost.

Firstly, by studying the working principle of semiconductor laser and testing and analyzing its performance, we can see that the output

wavelength and power of semiconductor laser are related to the working temperature and driving current. The constant temperature and constant current drive circuit of Distributed feedback (DFB) laser is developed. The negative feedback closed-loop control circuit composed of triode realizes stable static current input. MAX1978 is the main control chip, and the stability control of laser operating temperature is realized through PID operation. Driven by this circuit, the stability of the output current of the laser is measured. The long-term stability of the current within 2 hours is 0.0143%, and the working temperature is set at 25°C. After 2 hours of continuous monitoring, the temperature drift is less than 0.012°C.

Secondly, the sweep-frequency driving circuit based on temperature tuning is designed on the basis of the constant temperature control circuit. Use FPGA combined with Pulse width modulation (PWM) technology to generate trigon-wave voltage signal, connect to the improved temperature-controlled H bridge, change the voltage at both ends of the H bridge, and adjust the operating temperature of the laser by changing the voltage applied to the semiconductor cooler after calculation by the MAX1978 chip. Thus the laser wavelength (frequency) can be adjusted linearly. Using an erbium-doped fiber as edge filter, the laser wavelength is measured by proportional detection based on the monotony of the C-band absorption spectrum. The experimental results show that the sweeping drive circuit can linearly adjust the operating temperature of the 1550nm narrow-width

semiconductor laser within 23~32.1°C, and realize the linear scanning of the wavelength (frequency) in the dynamic range of 1.21nm(151.25GHz).

Thirdly, a sweeping frequency driving circuit based on current tuning is designed on the basis of constant current control circuit. Through the combination of FPGA and DAC, the high frequency triangular wave voltage signal is generated by the same method above, which is connected to the constant current control circuit as a reference signal, and the laser drive current changes according to the same law. Also, erbium-doped fiber is used as edge filter to measure laser wavelength by proportional detection method. The experimental results show that a 1550nm narrow-width semiconductor laser with a current-tuned circuit can achieve linear scanning in the dynamic range of 0.1251nm(15.6GHz).

Finally, the FMCW laser ranging experiment is carried out by using the designed internally modulated linear frequency modulation light source. Through Fourier analysis of the interference beat signal received by the system, the distance of the target object is demodulated from the beat signal frequency information, and the measured results are in good agreement with the preset distance. The experimental results also verify the feasibility of the design scheme.

Cheng Hongde (Electronic information)

Supervised by Professor Zhu Xuehua

KEY WORDS: Semiconductor laser, temperature sweep, current sweep, wavelength tuning, FMCW laser ranging

目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	III
第 1 章 绪论.....	1
1.1 激光雷达的研究背景与意义.....	1
1.2 调频连续波激光雷达研究现状.....	2
1.3 调频连续波激光雷达的发展趋势.....	3
1.4 本论文的主要内容.....	5
第 2 章 半导体激光器工作原理及其驱动方案.....	7
2.1 DFB 激光器的介绍.....	7
2.1.1 DFB 激光器的原理.....	7
2.1.2 DFB 激光器封装结构.....	8
2.2 DFB 激光器的特性.....	8
2.2.1 DFB 激光器的 V-I、P-I 特性.....	8
2.2.2 DFB 激光器的温度特性.....	9
2.3 DFB 激光器驱动方案.....	11
2.3.1 恒温驱动工作原理.....	11
2.3.2 恒流驱动工作原理.....	13
2.3.3 激光器波长调谐原理.....	14
2.4 本章小结.....	15
第 3 章 基于温度调谐的扫频驱动电路设计.....	17
3.1 温度调谐扫频电路系统结构.....	17
3.2 电源电路模块设计.....	17
3.2.1 供电电路.....	17
3.2.2 静电保护电路.....	18
3.3 恒温电路模块设计.....	19
3.3.1 PID 控制设计.....	20

3.3.2 NTC 特性介绍.....	21
3.3.3 MAX1978 外围电路	22
3.4 温度调谐扫频电路.....	23
3.4.1 温度直调驱动电路的设计.....	24
3.4.2 温度直调驱动电路测试.....	26
3.4.3 激光器温控电路测试.....	26
3.4.4 激光器温控电路扫频测试.....	29
3.5 本章小结.....	31
第 4 章 基于电流调谐的扫频驱动电路设计.....	32
4.1 电流调谐扫频电路系统结构.....	32
4.2 恒流电路模块设计.....	32
4.2.1 电压源的设计.....	32
4.2.2 恒流电路原理分析.....	33
4.3 电流调谐的扫频电路.....	35
4.3.1 FPGA 控制电路的设计	35
4.3.2 FPGA 控制电路的测试	37
4.3.3 电流调谐电路的测试.....	38
4.4 恒流驱动与电流调谐的实验.....	39
4.4.1 驱动电路硬件实物.....	39
4.4.2 恒流源电路测试.....	39
4.4.3 功率稳定性测试.....	40
4.5 激光器电流扫频测试.....	41
4.6 本章小结.....	43
第 5 章 FMCW 激光测距实验	44
5.1 FMCW 测距系统原理	44
5.2 测距实验系统.....	48
5.3 本章小结.....	49
第 6 章 总结与展望.....	50
6.1 总结.....	50

6.2 展望.....	51
参考文献.....	52
攻读硕士学位期间成果.....	58
致谢.....	59

第 1 章 绪论

1.1 激光雷达的研究背景与意义

伴随着科技快速演进的步伐，激光雷达在包括军事、交通、航空航天在内的多个领域均展现出广泛而深远的影响。尤其是在汽车驾驶辅助系统及其安全性方面，激光雷达起着不可或缺的核心作用。其核心技术聚焦于对周边环境的高度敏感探测，这一基础能力涵盖了对细微环境特征、车辆实时行驶状态信息的变化监测，以及对整体道路交通状况的综合理解。在自动驾驶技术框架内，激光雷达通过实施定向或全方位扫描模式，有效地采集路面信息，精确地识别前方障碍物和临近物体的位置。此外，激光雷达因其具备高清晰度的成像能力和较强的抗假目标热辐射干扰性，能够基于生成的精密三维影像数据，精准确认和定位目标，进而显著提升诸如战术导弹等武器系统的打击准确性。

激光作为一种电磁波，其频率远超微波范畴，并且具有极佳的方向指向性和单色性特质，这使得激光雷达相比于传统的微波雷达系统，能够在同样的时间内承载和传达更多详尽的信息。基于激光雷达不同的工作原理，可以将其主要分为两大类：一是脉冲式激光雷达，二是调频连续波激光雷达。尽管脉冲式激光雷达在对远程目标的探测上有较强的应用效果，但在追求极高的目标距离测量精度时，却受限于当前电子组件性能以及计时技术的局限性^[1]；调频连续波激光雷达具有同步测距和测速的能力，并且相较于脉冲激光雷达，在测量准确性上表现出显著优势。它利用内在的调制机制，能够创造出多种不同的调制信号形态，借此有效抑制外部环境对雷达性能的不利影响。此外，当调制激光的带宽增加时，这种 FMCW 雷达系统的测距精确性能够达到微米级的高水平^[2-3]。调频连续波（Frequency modulated continuous wave, FMCW）激光雷达基本思想是用调制波形来代替传统的无线电，具体原理为调频信号经光学分束器分为两路信号，一路作为本振光信号，另一路作为探测信号照射到目标物体表面，待测目标物体的反射光信号由接收系统接收，通过接收光束集中处理系统后，与本振光信号合束，并通过光电探测器中进行相干拍频^[4]。

FMCW 激光测距技术借鉴了无线电探测技术在精确测距、节能性能、多样化信息探测和灵活距离分辨等方面的优越特性，并整合了激光传输高效能的优点。特别是在对抗无线电探测易受电磁干扰的短板上，FMCW 激光测距技术提出并实现了可靠的解决方案。通过采用光载波调制技术，FMCW 激光测距系统能够承载更广阔的调制频率范围，从而显著增强测距的精确细致程度。

1.2 调频连续波激光雷达研究现状

FMCW 技术的发展始于上世纪 20 年代，最早被英国物理学家 Appleton 和 Barnett 应用在探测大气电离层高度的实验中，首次直接证实了电离层的存在^[5]。但受限于当时的科学技术水平，其测量距离远没有像雷达那般能够达到上千公里甚至更多，因此并未受到人们的广泛关注，这也就导致 FMCW 技术的相关领域难题一直未被突破。直到 60 年代激光雷达的出现，有学者提出将 FMCW 技术与激光雷达结合形成 FMCW 激光雷达^[6]，并通过实验测得这种激光雷达具有高精度、结构简单等优点，因此它被广泛应用在测速、测距、检测大气物质浓度含量、测量大气电离层高度以及测量云层高度等方面。

随着科技水平的提高，FMCW 激光雷达在测距方面已经达到了超高测距精度，同时 FMCW 技术也被引入光学领域中用于光学测量^[7]。二十世纪八十年代末，美国加州理工大学 FMCW 激光雷达测距实验实现了在 2m 的距离达到 80nm 的分辨率^[8]。不久，德国学者 Dieckmann 等人在短距离内实现了 10cm 处 8 微米的超高测距精度^[9]。后来将锁模激光器应用在 FMCW 激光雷达的激光调制部分^[10,11]。

在大气测量方面，荷兰科学家首次在大气探测中采用了 FMCW 技术，并进行了初步的理论探讨与研究。之后，FMCW 激光雷达技术被运用于测量大气中微量物质的含量，如水蒸气、臭氧及大气污染体的空间浓度分布等^[12]。为了进一步提高 FMCW 技术的测距精度，许多相关领域学者提出并搭建了各种测距模型与实验^[13-16]。但随着车载激光雷达与机载激光雷达的逐渐兴起，FMCW 技术研究的重点已经由单一的静态测量转变为动态测量，其中车载 FMCW 激光雷达测距、测速最为常见^[17,18]，但是基本都是最简单的一维探测，因此为了实现激光雷达在三维立体层面的有效探测，全球知名公司都相继投入大量资金用于研发

各种车载激光三维雷达^[19]。相比之下,机载 FMCW 激光雷达主要用于测量云层高度、高空中的风速以及在某一高度对地面物体实现精准探测^[20-22]。2020 年阿斯顿光子技术研究所的 Vishal Sharma 在微波雷达的基础上提出一种改进型光子雷达^[23],具有高信噪比以及更大目标范围,这是继 FMCW 技术引入光学领域后又一新的理论成果。此外,美国研究科研人员 Okano Masayuki 等人通过可调谐垂直腔面发射激光器和单轴机械束扫描仪获得了三维点云数据^[24]。

国内对调频连续波激光测距技术的研究起步相对较晚,但自二十一世纪以来,国内许多学术带头人及其团队在 FMCW 技术的改进和应用中取得了不少进展,测距的测量范围也在慢慢地由小变大、由近及远。首先是清华大学的武勇军等人经过实验测得的测量范围最大为 1.5m、误差不超过 0.3mm,实现了较高的测距精度^[25-31]。扫频干涉仪系统补偿了光纤中存在的色散问题。实验结果显示,该装置在对 3.9 米远的目标进行距离测量时,能够实现 0.74 微米的高精度测距,其分辨率达到了 45.9 微米的水平^[32]。Fang Wei 及其团队将扫频范围和扫频速率分别提升到了 15GHz 和 2.5THz/s 的高水平,实验结果有力证明了利用高阶边带调制能够显著提高探测的精确度^[33]。在 2016 年,他们在精密宽带激光扫频技术基础上增加了一个多普勒测速仪用于测量目标偏移量,然后对偏移量进行补偿后得到真实距离值,结果显示在测量 16m 处的位置目标时,测量分辨力达到 65.5 μm ^[34]。哈尔滨工业大学利用非均匀时钟采样进行调频非线性校正,对距离 1m 的目标测量量块进行测量,获得了 4 μm 的重复测量精度^[35,36]。卢志永等提出了一种新的实时、高精度的相干系统三维激光雷达,实现了静态三维目标和动态目标成像验证,它以每秒 40 帧的速度获得三维成像,可以满足特殊情况下对高成像速度的要求^[37]。吴云涵等提出的多光束光纤相控阵,对约 2km 范围的目标进行检测,从理论上验证了二维相干 FMCW 激光雷达能够提取目标特征^[38]。这些成果不仅提高了测距精度与分辨率,而且极大地推动了我国激光雷达的发展,为以后大范围普及化奠定了坚实的基础。

1.3 调频连续波激光雷达的发展趋势

激光雷达技术在军事、交通及航天航空等领域展现了广泛的应用潜力,并在协助驾驶和保障行车安全方面扮演了决定性作用。其核心技术优势是对周围环境

的高敏锐探测性能,这主要表现在对微观环境细节的捕捉、驾驶状态的动态分析,以及对总体交通状况的智慧化认知。在自动驾驶场景下,激光雷达能够迅速而精确地获得环境深度信息,运用方向性或全方位扫描机制,确保了对道路数据的精确抓取、对障碍物的有效探测以及对邻近物体的精准识别;在自动停车场景中,安装在车辆上的激光雷达系统能够实时监控停车位周边的人车流动量和密集程度,提前预判并即时反馈障碍信息,有力保证了车辆在制定行驶策略时对环境信息获取的准确性与安全性。激光雷达还因其高分辨率和强韧的抗热辐射干扰能力而备受瞩目,它基于产生的高质量三维图像数据,能够对目标进行精密识别,极大地提升了诸如战术导弹等装备打击目标的精确度。另外,在侦查活动中,激光雷达收集的回波数据具有与众不同的三维属性和穿透植被的能力,使其在实战情况下能够对隐藏目标进行多维度的空间感知,从而增强了搜寻、跟踪和识别目标的能力。尤其引人关注的是,激光在穿透植被时会在树冠层、枝干层直到地面层产生多重反射,形成特有的多回波信号,这是其他种类雷达所没有的独特优点。传统方法常常难以精确测量树木高度与森林密度,而激光雷达却能借助完整记录回波波形数据,逆向推测出森林的竖直结构和生物资源总量;或者通过分析有限的分离回波,结合稠密的激光点云数据,精准估算每棵树的高度。为了获得三角波频率扫描的光信号,最常见和最有效的方法是从外部调制半导体激光器^[39-44]。外调制方案产生的线性扫频光源结构复杂且价格昂贵。另一种方案被称为内调制技术,通过对半导体激光器驱动电路的合理设计,在激光器内部直接产生扫频激光输出^[45-50]。通过对半导体激光器驱动电路的合理设计,在激光器内部直接产生扫频激光输出,这样可以大大提高扫频光源的集成度,并且成本也可以大幅降低,因此,这种方案受到了大量的关注。然而,对于大多数半导体激光器,输出频率不会随着注入激光器的驱动电流而线性变化。使用光学锁相环(OPLL)技术和失真预补偿技术来驱动半导体激光器可以产生高线性度的扫频光波。Roos 等人利用 OPLL 技术在 800ms 内产生了 5THz 宽动态范围的线性频率扫描光源,频率误差低至 170kHz^[47]。Li 等人提出了一种使用数字光学锁相环产生线性频率扫描光波的方法,在实验上实现了 31.1GHz 的扫频范围和 518THz/s 的扫频斜率,扫频非线性均方根值低于 1.4MHz^[48]。OPLL 技术在对抗随机频率噪声方面展现出了显著的效果,但其效能受限于锁相环固有的带宽设定原则,这意味着在遭遇

大的非线性频率偏移时，OPLL 的追踪补偿能力会出现局限性。Cao 等人提出了一种失真预补偿迭代算法用于产生 1550nm 分布式反馈激光器的线性频率扫描。在实验上残余非线性($1-R^2$)达到 5.19×10^{-8} ，已经与传统外调制线性扫频信号的线性度相当^[49]。Li 等人提出了一种简单的迭代预失真算法，仅用四次迭代就实现了半导体激光器的快速线性频率扫描。在实验上，使用 1550nm 分布式反馈(DFB)激光器验证该算法，实现了 30.26GHz 的扫频动态范围和 504THz/s 的扫频斜率，获得了小于 5MHz 的扫频非线性均方根值^[50]。失真预补偿技术可以有效地消除半导体激光器的扫频非线性，但由于其无法抑制其随机频率噪声，在对激光器的相干性提升方面效果不佳。

1.4 本论文的主要内容

本论文设计了一种 FMCW 激光测距系统，通过分析激光器温度、电流特性，设计了两种扫频驱动电路。使用 FPGA 控制器进行数字化控制，将数字控制与模拟电路相结合。由于激光器工作过程中受温度、驱动电路电流的影响，正是由于这样的影响，文章首先设计了一种基于运算放大器的恒温恒流电路来驱动半导体激光器，在电路中加入保护电路，保证恒温恒流电路不会超过激光器的最大工作电流。通过 FPGA 开发板控制数字电路，调谐激光器的工作温度与工作电流，从而实现调频的目的；在恒温电路中，采用以 MAX1978 为核心设计的恒温控制系统，利用芯片外设 PID 电路控制响应速度与准确性，保证温度激光器工作温度恒定。

本论文主要章节具体安排如下：

第 1 章主要介绍了本课题的研究背景、意义以及目前国内外半导体激光驱动方面的研究进展，并对论文的研究内容及章节进行了详细地论述。

第 2 章主要介绍了半导体激光器的工作原理及特性，确保工作过程中激光器工作的稳定性。详细介绍了半导体激光器恒温恒流驱动电路及温度调谐与电流调谐的激光调制两种方式、激光器内调制方案。

第 3 章介绍了温度控制与温度调谐，在温度调谐两个方面，激光器的输出波长受工作温度的影响，本章使用脉宽调制技术(PWM)作为外部调谐电压。在激光器工作电流保持稳定的同时，先使用 FPGA 数字控制电路控制温控芯片中

的平衡桥电路，提供变化的电压进而达到温度调谐的目的。介绍了各个模块的作用，最后，对温度调谐进行测试与分析。

第 4 章介绍了恒流控制与电流调谐。脉宽调制技术调制频率太低，同时由于激光器温度反应较慢，无法达到调频测试的效果，因此设计采用电流调谐电路，同样使用 FPGA 数字控制电路，使用 AD9708 作为数模转化芯片，采用负反馈压控式电流电路、电流限制电路以及保护电路，保证激光器工作过程中的安全。对电路实现线性调频。实现电流调谐的效果，对电流调谐进行测试与分析。

第 5 章首先对 FMCW 激光测距系统结构进行分析，其次对提出的 FMCW 激光测距原理进行系统平台搭建，采用第四章所设计的电流调谐电路，实验中使用马赫-曾德尔干涉原理，对该测距系统方案进行可行性实验，进而对测距系统进行实验验证，将拍频信号的频率与激光器带宽带入测距公式，得到实际的测量距离。

第 6 章总结与展望，总结本文所做的研究与设计，同时指出本文设计的不足之处，需要进一步研究与改进。

第 2 章 半导体激光器工作原理及其驱动方案

2.1 DFB 激光器的介绍

2.1.1 DFB 激光器的原理

半导体激光器^[51]依据其构造特征可分为四种类型。DBR 激光器和 DFB 激光器同属侧向发射激光器家族，它们释放出的光线沿着晶体基板的表面路径进行传播。在 DFB 激光器的构造设计中，有源区域与非有源区域是连续融合的；而相较之下，DBR 激光器的有源区域和非有源区域则是相互独立构建的。DBR 激光器在波长调谐宽度和开关速度上展现出更优的性能，这使得其在涉及长距离传输的应用场合中更具竞争力和实用性；VCSEL 则采用了夹心式的结构设计，在中心部分设置活性区。当向活性区施加电流时，产生的光会在两个镜面间反复振荡并不断增益，最终从顶部发射出高度相干的激光。通过调整活性层外部两片反射镜面间的间距以改变谐振腔长度，达到波长调谐的目的。VCSEL 因为其花钱少、轻巧方便，更快的和光纤连接，质量好被消费者所喜爱。可调谐外腔半导体激光器是一种通过集成半导体激光元件和外部光学反馈部件以形成精密谐振腔结构的装置。在标准操作状态下，通过采用先进的 MEMS 技术，能够实现对谐振腔尺寸、结构形态以及运行模式的细微调整，从而实现对激光波长的高精度调控。这种激光器的一大亮点在于其波长选择具有极高的灵活性，特别是在需要覆盖 L 波段和 C+L 波段时，其展现出的宽广波长调谐能力和优越性能表现，明显优于其他类型的激光器产品^[52]。

DFB 激光器是现阶段使用最多的电转化成光的一个器件，微小的外界环境变化，会带来温度和电流的改变，输出的激光也会变化。因此，在设计激光器驱动电路的过程中，由于环境变化对这温度与电流的变化，充分分析了激光器的工作原理，设计了激光器驱动电路方案。DFB 激光器最突出的特色在于其卓越的单频特性，即极高的光谱纯度，典型表现为其线宽能够窄至 1MHz 级别。此外，DFB 激光器还拥有极其出色的边模抑制性能，表现为边模抑制比能达到 40 至 50dB 以上的高水平。这意味着它能有效地抑制除主模以外的其他光模式，确保

激光输出的稳定性和精确性。通过半导体材料受激励后，光电子的跃迁来发射光束。半导体工作在有源区时，会有很高的温度产生，截止电流也会进行改变，激光器的输出功率也会改变。在别的一些方面，半导体也类似于一个温度传感的元件。温度的过高与过低会使其输出波长发生偏移。所以，使激光器稳定工作的前提，就是要保证温度与阈值电流的稳定。

2.1.2 DFB 激光器封装结构

激光器蝶形封装图如图所示，主要包括光电二极管模块、激光二极管模块、热敏电阻模块、热电制冷器模块。

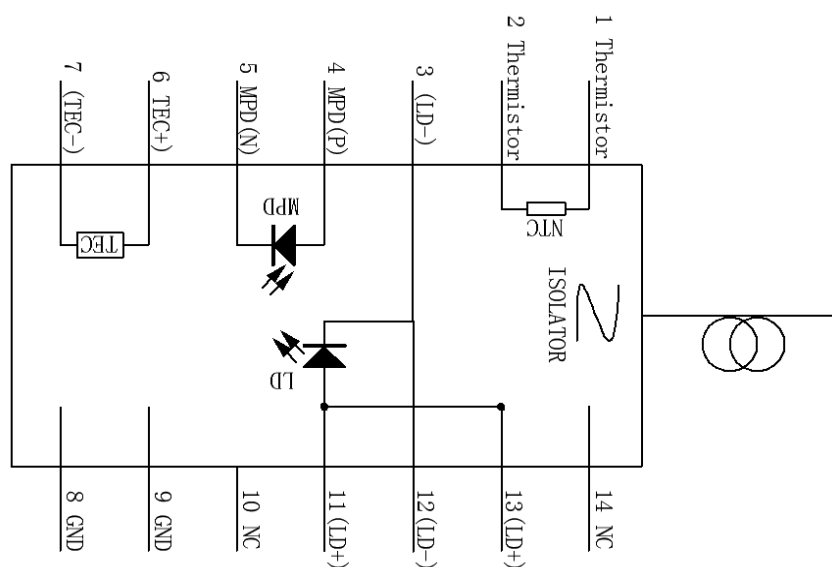


图 2-1 DFB 激光器封装图

2.2 DFB 激光器的特性

2.2.1 DFB 激光器的 V-I、P-I 特性

在实验中，激光器的一些性质于激光二极管的性质一样，当电压慢慢增大的时候，自发辐射的会占在优势位置，随着电压的慢慢加大，受激层会产生密度转换，受激辐射就会占在优势位置。

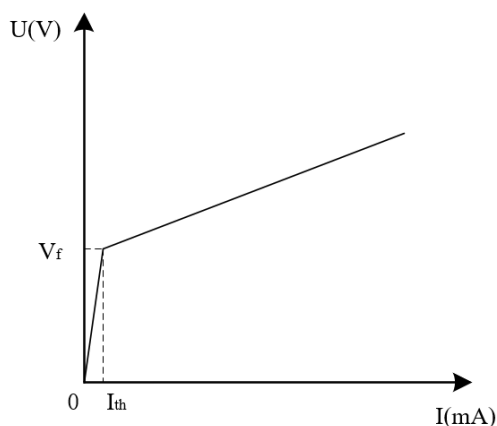
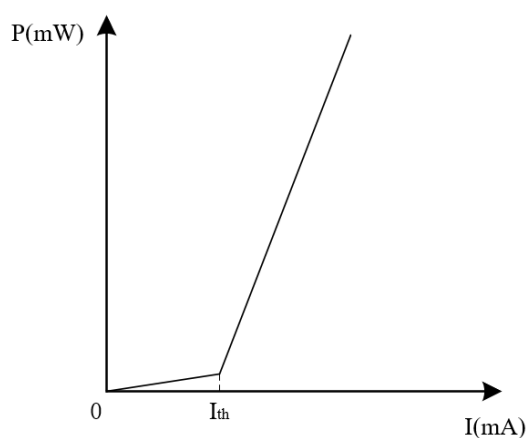
图 2-2 半导体激光器的 V-I 特性^[52]

图 2-3 半导体激光器的 P-I 特性

阈值电流 I_{th} 是激光器性能的一个重要参数^[53]，通过选择合适的阈值点可以使激光器的增益和损失保持一定的均衡，只有当激光到达临界点时，激光的净增益才会显现出来。激光只有在一定的正电压和电流下才能发出。

从图 2-3 特征曲线上可以看出，在不同的电流作用下，激光器的输出有很大差异变化，可以直观的看出来两者的线性变化。恒流电路通过稳定电流的变化，让激光器的输出变成稳定。

2.2.2 DFB 激光器的温度特性

半导体激光器的阈值特性、输出光功率也会随着工作温度的改变而改变^[54]。温度对半导体激光器性能的影响主要表现在其功率稳定性方面。

(1) 温度对 I_{th} 的影响

在某一特定的温度区间中，临界电流与温度之间的关系可以用以下公式来表达：

$$I_{th}(T) = I_{th}(T_0) \times e^{\frac{T-T_0}{T_0}} \quad (2-1)$$

其中， $I_{th}(T_0)$ 表示激光器在 T_0 时工作的特征阈值电流； $I_{th}(T)$ 表示激光器在 T 时工作的元件的阈值电流； T_0 表示为温度敏感性：随着 T_0 的提高，温度的敏感性相应的降低，激光器的稳定性也会随之提高，因此 T_0 反映了激光器的温度稳定性。同时激光器的 T_0 是一个常数，其值取决于激光器的结构和材料； T_t 表示元件工作时周围的环境温度。

从图 2-4 可以看出，当温度开始增大时，阈值电流也开始增加，呈现正温度系数。

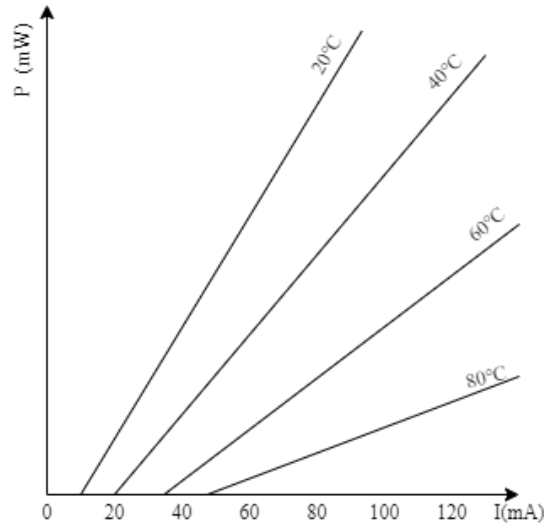


图 2-4 不同工作温度下半导体激光器的输出功率与电流关系曲线

(2)温度对输出功率 P 的影响

激光输出功率变动主要是由于温度变化引起的外微分量子效率和阈值电流变动所引起。半导体激光器输出功率一般可由以下公式表示^[55]：

$$P = \frac{\eta \cdot h\nu}{e} (I - I_{th}) \quad (2-2)$$

其中 P 表示为光功率； η 表示外微分量子效率，和温度变化成反比，但其变化不显著，在计算时其变化幅度可忽略不计； ν 表示着光频率； h 表示普朗克

常数； I_{th} 表示激光器阈值电流； I 表示驱动系统给予激光器的工作电流； e 表示单个电子。

由公式(2-2)可以看出，注入电流 I 保持不变时，阈值电流 I_{th} 和外微分量子效率 η 在温度影响下发生改变，这两种情况的变化都会引起输出功率的变化。

(3)温度对输出波长的影响

在连续运行的过程中，随着电流密度的增大和光功率的增强，器件内部产生的热量会逐渐累积，进而引发有源区域的温度上升。当温度升高时，按照公式^[56] $\lambda = 1240 / Eg$ 揭示的原理，有源层材料的禁带宽度会顺应性地减小，这一变化不可避免地会对激光器发射出的光波波长造成直接效应。随着禁带宽度的缩小，输出波长会发生位移，向更长波长的方向转变。此外，激光波长在长波段内究竟偏移多少，本质上是由器件的结构设计特性和有源区采用的材料特性两者共同作用的结果。

总之，激光器在工作的时候，不会把电能全转换成光能，肯定会有一些损耗，因为工作会产生热量，会让 P-I 曲线出现失真的情况。另外，太高的热量会让激光器的寿命降低，所以要在驱动电路中加入温度控制电路，进而让激光器的温度稳定，间接地控制半导体激光器的输出波长^[57]。

2.3 DFB 激光器驱动方案

2.3.1 恒温驱动工作原理

半导体激光器的输出光波特性和电流而言，更容易受到温度变化的影响。即使电流恒定，每升高或降低 1 摄氏度，半导体激光器的输出波长也会发生大约 0.1nm 的偏移。温度变化的原因既包括外部环境温度波动，也包括激光器内部因工作过程产生的热量积累。温度的变动会连带引起阈值电流、输出波长以及输出功率等多个关键性能参数的相应变化。

在实际工程设计中，为了维持半导体激光器的稳定工作，通常会内置热电冷却器(Thermoelectric Cooler, TEC)，利用帕尔帖效应进行精确的温度控制。这一技术基于帕尔帖效应，当电流流过由 N 型和 P 型半导体材料组合而成的热电偶

时，根据电流流向的不同，能够在接点位置产生制冷或加热的效果。帕尔帖效应最早由德国科学家托马斯·塞贝克在 19 世纪 20 年代观察到，但对其准确的理论诠释是在 19 世纪 30 年代由法国科学家让·查尔斯·安东尼·帕尔帖给出的。后来，俄国物理学家海因里希·楞次进一步研究并定量描述了这一现象，他指出热电制冷器所产生的吸热或放热效果的方向取决于电流方向，且吸收或释放的热量与电流强度成正比关系。这一技术应用于半导体激光器中具有便于实验操作、结构紧凑、无机械振动噪声以及使用寿命长等优点。

帕尔效应产生的热量由以下公式总结为：

$$Q = \pi I \quad (2-3)$$

其中 I 为通过制冷器的电流， π 为比例系数即帕尔贴系数。帕尔贴系数与制冷器产生温差时的电动势紧密相连，其中：

$$\pi = \alpha T \quad (2-4)$$

α 为制冷器温差时的电动势； T 为结点处的温度，单位 K。如图 2-5 所示是帕尔贴效应^[58]的原理图。

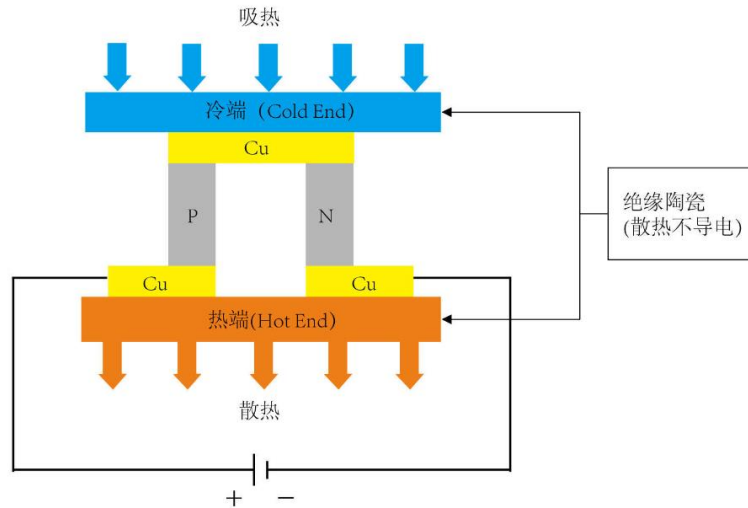


图 2-5 帕尔贴效应原理图

半导体器件主要由 N 型、P 型半导体材料、绝缘体部分以及金属导体部件集成构建而成。在运行时，热电制冷器(TEC)的低温端连接至待冷却的发热元件，而高温端则与散热器相连。

观察帕尔贴效应运作示意图可发现，利用该效应的制冷设备包含两种功能区段——冷却区和加热区。在 TEC 制冷设备运行期间，关键是通过调控直流电流

在冷热两区域间的循环，以此手段实现从冷却模式过渡至加热模式的操作转换。值得一提的是，通过反转输入电压的极性，即可轻松改变电流方向，从而在制冷和制热功能在设备哪一侧生效上实现切换。此外，帕尔帖效应的数学表达式揭示了制冷器的制冷和制热效率与通过其中的电流强度存在直接比例关系，这意味着增加电流强度会同时增强制冷或制热的功效。

总的来说，我们建立了一套严谨细致的温度控制反馈机制。在这个机制中，激光器内部的热敏电阻、TEC 制冷器以及激光二极管共同发挥作用。首先，外部的温度-电压检测单元测量热敏电阻上的电压读数，从而推算出其对应的阻值和实时温度值。随后，使用放大电路对预定的目标温度值所对应的电压值和热敏电阻实际测量的电压之间的差值进行处理。然后，放大后的误差信号经过 PID 控制器的深入处理和增益调节后，生成可用于激发 H 桥电路单元执行指令的控制信号，进而控制 TEC 制冷器启动制冷或加热功能。TEC 制冷器的动作引发激光器内部温度的相应改变，同时热敏电阻不断提供最新的温度变化反馈，并根据这些数据动态调整对 TEC 的控制命令，可以形成一个完整的反馈系统，让激光器的内部的温度值一直处在稳定的状态。

2.3.2 恒流驱动工作原理

DFB 激光器的电流供给机制包含两种基本策略：恒定电流驱动和恒定功率驱动。在恒定功率驱动模式下，系统依赖光电二极管检测激光器的输出光功率，并据此向控制系统提供反馈信息。系统依据反馈动态调整驱动电流，以维持恒定的输出功率。但是，这种方法的一个不足在于，驱动电流的频繁调整会导致激光器的输出波长随之发生变动，不利于激光器输出性能的稳定。相比之下，恒定电流驱动模式着重于通过对电流本身的反馈控制来精确调整驱动电流。这种驱动方式能够实现更高层次的电流控制精确性，将电流误差降至最低，从而确保激光器能够持续、稳定地输出光信号。这样的设计确保了即使面临外界因素(例如环境温度变化、供电电压波动、负载电阻不同等)的干扰，电流输出也能保持稳定。在实际工程设计环节中，重点是要抑制这些外界因素的影响，以提升恒流源输出的稳定性。

要保证激光器的平稳运行，需采用负反馈式的激光器恒流驱动方法，主要由

运算放大器控制电压输入、三极管、反馈电路等组成，再由反馈控制电路与输入的电压共同决定输出的工作电流，通过反馈的作用，使得激光器获得温度输入的电流。在输入恒流驱动电路模块的电压中，经过稳压器升压与降压的方式，输出稳定的直流电压。

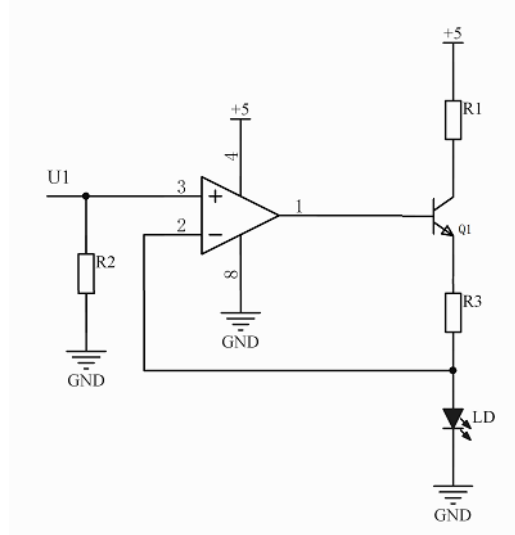


图 2-6 恒流驱动原理示意图

如图 2-6 所示电路，在发射极的输出端放一个与激光器内阻相同的电阻，同时运算放大器的反向段会受到反馈电压的作用，从而影响运算放大器的输出端的输出电压，使流经激光器的电流保持稳定。正是因为有负反馈电路的存在，使整个电路保持很长时间的持续输出，确保了输出电压的稳定。

2.3.3 激光器波长调谐原理

在光纤通信系统的核心技术中，频率调制占据关键地位，它涉及到对光学信号多方面的精密控制，包括但不限于频率、强度以及相位。半导体激光器的调制技术主要划分为内调制和外调制两大类，它们各自具有不同的优点和局限性。外部调制技术^[59]是间接改变激光的频率属性。相反，内调制技术包含三个基本的调控机制：电流调制、温度调制和机械调制，是直接性的调制。

在激光生成的过程中，遵循预设调制信号的规律来适时调整激光振荡过程的相关参数，可以全面掌控激光生成状态，这就是内调制的基本运作机理。具体来说，内调制是将调制信号直接整合进激光器的驱动电路中，以便实时地对激光器的输出信号执行动态调控。相比于只能通过影响输出光波波长的方式来

间接调制激光的外调制器，内调制的优势在于能直接作用于光源本体。换句话说，在内调制过程中，通过调整激光器的工作电流值或是改变激光谐振腔的物理尺寸等方式，可以直接作用于激光器的本质性能，从而高效地实现对激光信号的调制过程^[60]。

DFB 激光器的有效折射率主要被激光器内的载流子浓度所影响，而激光器的布拉格光栅主要被温度所影响，载流子的浓度改变主要由激光器的输入电流决定，因此改变激光器驱动电路的电流的大小，就会使其波长发生变化。所以，根据以上所述，激光器波长调谐^[61]的两种常见方法为电流调节和温度调节。首先，就温度调谐而言，当激光器的温度有所调整时，其内部布拉格光栅的周期性结构会发生变化，进而导致布拉格光栅的反射波长偏移，这一变化直接影响到激光器的输出波长，使其发生相应调整。其次，在电流调谐方法中，激光器驱动电流的大小改变内部载流子浓度，继而导致激光介质的折射率发生变异，这也同样会造成激光器输出波长的改变。

在激光器的调谐过程中，电流调谐与温度调谐虽然产生的作用使一样的。但两者的调谐速率却相差太大。在实验中，使用温度调谐，对激光器的输出波长影响很大，但温度变化慢，完成一次需要几秒的调谐时间，如果使用外部电路使温度变化加快，同时散热时间也会随之增加，所以，不管是温度低速调谐还是温度高速调谐，所需要的响应时间非常大；而电流调谐相比于温度调谐，激光器反应则比较快，电流的变化也可以很迅速展现，通过激光器波长的输出反应出来，在电流调谐的过程中，驱动电路与激光器也会产生热效应，因此在实验中使用温控电路使其进行散热。在波长调谐的过程中，同时又能保证温度的稳定性。

温度调谐与电流调谐相比，调谐速度慢，波长稳定时间长，在本文中使用温度控制芯片代替整改温度控制电路，激光器的热敏电阻，与温控芯片相连接，感应并控制激光器温度的变化。

2.4 本章小结

本章首先分析了 DFB 激光器的基本原理及其工作特性，介绍了波长调谐原理，通过改变影响激光器波长变化的两个方面，分别介绍了两种调谐方式的优缺点。根据设计要求，在温度不发生改变的情况下，分析了恒流电路的驱动原理，

为后面的设计做铺垫。最后，对文章所讨论的驱动电路设计方案进行了分析与介绍。

第3章 基于温度调谐的扫频驱动电路设计

3.1 温度调谐扫频电路系统结构

根据激光器的特点，驱动电路的设计包括电流电路、温度控制电路、电源电路、保护电路等，同时利用 FPGA 进行线性调频，将调频信号输入驱动电路，从而完成整个驱动电路的设计。整体框图如 3-1 所示。

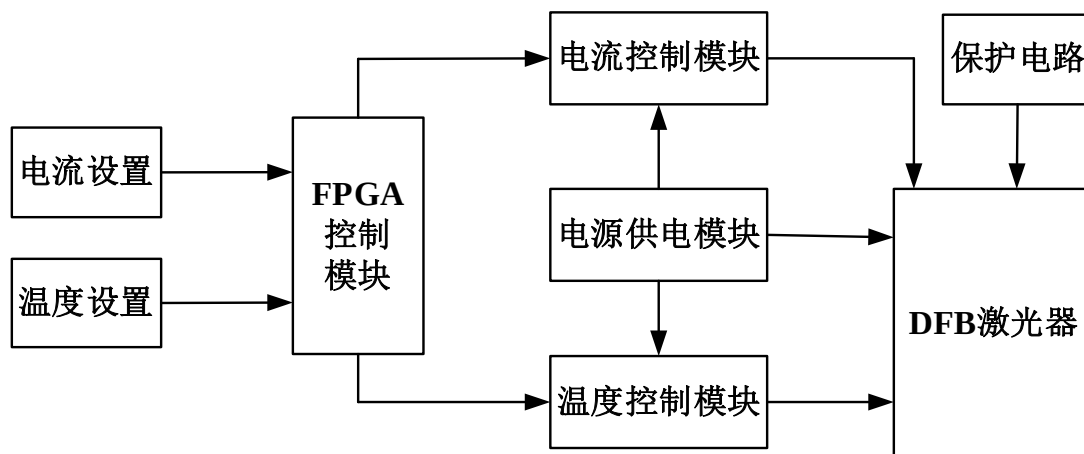


图 3-1 驱动电路整体框图

当 DFB 激光器运作时，其输入电流的强度与内部温度状况互为影响因素。电流调节过程会产生热量效应，进而引起激光器内部温度的变化。这意味着 DFB 激光器实际上是处于电流与温度两者互动变化的影响之下运行，这无疑增加了维持输出性能稳定性的难度。为了确保 DFB 激光器性能的稳定可控性，至关重要的是在恒定的温度环境中精确调控输入电流。因此，DFB 激光器驱动控制系统必须实现对电流和温度的同时精确控制，这样才能保证输出信号的长期稳定，并确保激光器始终保持在预设的理想温度区间内运作。

3.2 电源电路模块设计

3.2.1 供电电路

由于整个系统中各个模块所需的电压各不相同，必须对各个电路进行专门的设计，既要保证各个模块输入合适的电压，又要确保电压的稳定性。为了降低实

验成本，电源模块的输入选择 5V 的 USB 电源适配器进行供电，通过先升压，再降压，得到各个模块所需的电压。

本设计方案外接 5V 的 USB 电源适配器后，通过升压电压源，输出 12V 的工作电压，升压电路如图 3-2 所示。后使用降压模块，得到精度高，稳定性好的电压。降压电路如图 3-3 所示。电路的基本构成元素包含了保险丝、肖特基二极管以及多种电容器型号。保险丝在电路系统中扮演电流安全阀的角色，防止过大电流对下游芯片造成潜在破坏。肖特基二极管因其具有较低的反向耐压阈值特性，通常被用作电路中的整流元件和稳压元件。而不同容量规格的电容器，则在电路中负责滤波功能，有效去除直流电源中存在的高低频杂波，从而优化电源质量，确保电路各功能部分都能平稳可靠地运行。

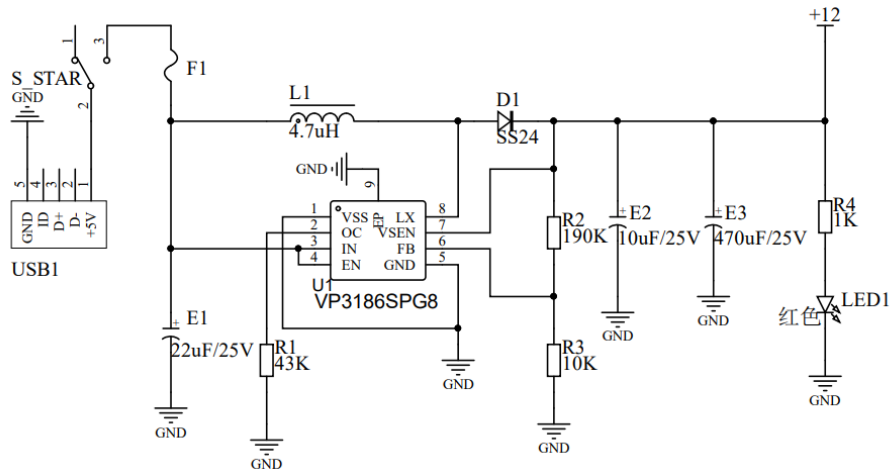


图 3-2 升压电路

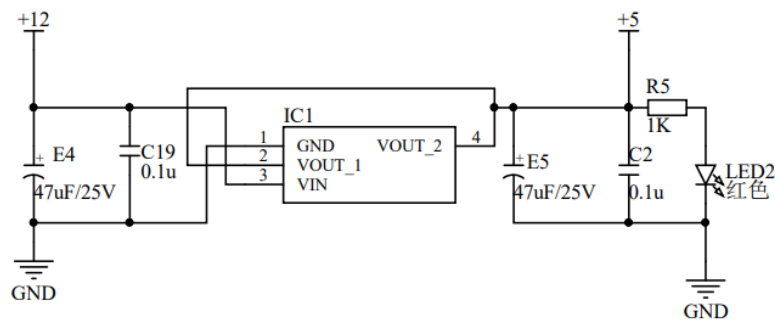


图 3-3 降压电路

3.2.2 静电保护电路

避免由静电引起的 LD 损坏，在 LD 上设置了一个小容量的旁路电容和一个

大的电容。为了避免在使用半导体激光器时由于操作失误导致其发生反向击穿，与之反向并联一个肖特基二极管以起到保护作用。这使得驱动电源工作时，抑制 LD 上的电压突然变化，过滤掉高频噪音，避免 LD 被损坏。电路结构如图 3-4 所示。

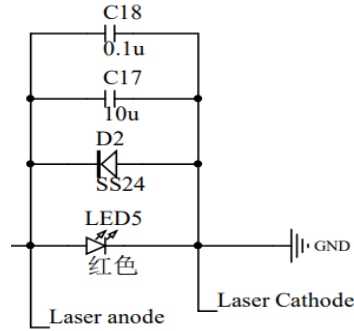


图 3-4 静电保护电路

3.3 恒温电路模块设计

激光器的工作过程中不可避免的会产生热量，使得激光器的波长与输出功率发生偏移，为了使激光器的工作过程中，环境因素不会有太大的影响，需设计恒温控制电路来保证激光器的工作稳定。温度控制系统原理框图如图 3-5 所示。

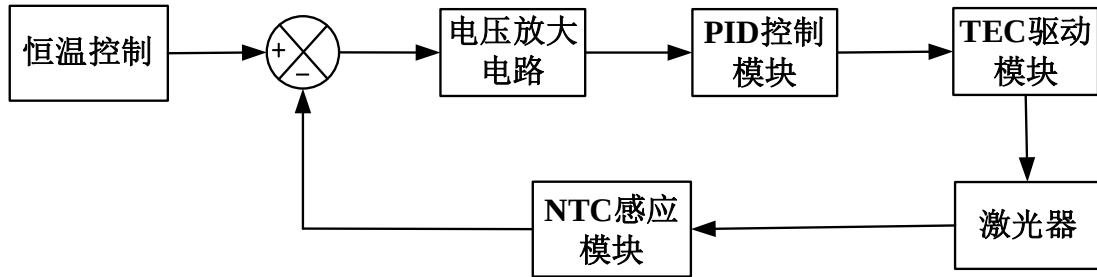


图 3-5 温度控制系统原理框图

在激光器运行的过程中，首要环节是利用嵌入激光器内部的温度传感器件，比如热敏电阻，实时监控激光器核心区域的温度值，并与系统设定的标准温度进行比对。一旦检测到实际温度与设定温度存在差异，系统会立即将此温度差异转化为误差信号并进行放大处理，随后将放大的信号送至 PID 控制器。PID 控制器在接收到信号后，会根据信号内容来调整 TEC 驱动单元的工作模式，进而启动激光器内置的温度调控装置，在电路设计过程中，采用 H 电桥设计，使用三个固定值电阻与一个热敏电阻构成，热敏电阻受温度发生变化，会使得 H 电桥不再

平衡，就会产生偏执电压，反馈到 TEC 两端，使其加热或制冷。在实际电路的设计中，因为 PWM 和 H 电桥之间的电路比较复杂，为了减少硬件的设计困难，同时优化设计电路，采用一种集成的温度控制芯片，对电子电路进行精细而准确的调节与控制。

3.3.1 PID 控制设计

PID 控制器是一种常见的反馈控制器，包括数字 PID 和模拟 PID，数字 PID 是通过算法实现其功能；模拟 PID 是通过硬件电路实现其功能。用于控制系统中的过程变量以达到期望的目标。PID 分别代表了控制器的三个部分。原理图如图 3-6 所示。其数学公式为^[62]：

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (3-1)$$

其中， K_p 是比例系数， T_i 是积分时间常数， T_d 是微分时间常数

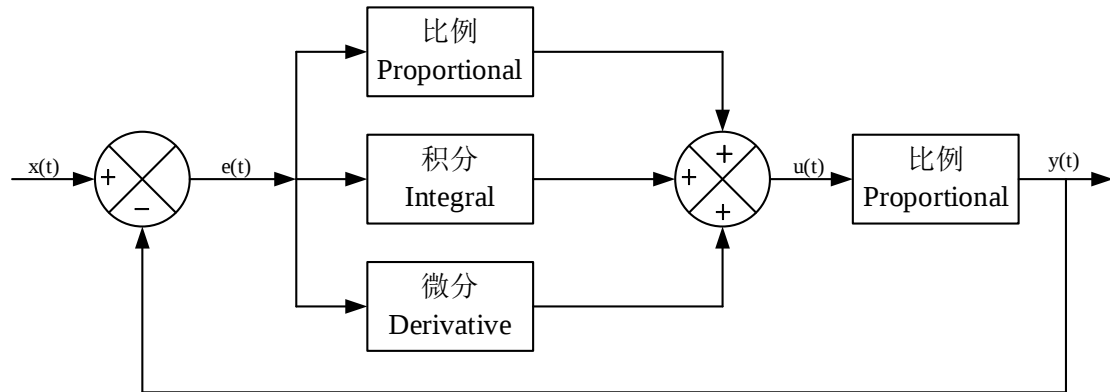


图 3-6 PID 控制器原理图

PID 控制器对应的传递函数是：

$$G(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (3-2)$$

PID 三个部分的主要特性：

比例控制单元会按照误差量的比例迅速做出反应，对误差信号进行放大或缩小处理，以推动被控对象朝着减少误差的方向行动。比例控制参数 K_p 的选取至关重要，它决定着控制力度的强弱。增加 K_p 可以增强纠正误差的能力，但如果设置过大，则可能引发系统过度反应，即超调现象，从而影响系统的稳定性。比

例控制的优点在于能够迅速响应误差并减少其大小，但可能会带来超调和振荡问题。

积分控制策略强调对误差累积效应的处理，通过累计误差总和来调整控制器的输出响应。其独特性在于，即使输入信号近乎为零，只要还有任何误差存在，控制器也会持续输出非零信号，以逐步校正静态误差。在控制系统中，积分环节扮演着核心角色，其作用是循序渐进地消除系统内部持久存在的误差，从而提高系统的精度性能。但是，积分控制的作用并非即刻奏效，它依赖于误差随时间逐步积累的过程。积分时间常数是衡量积分作用强度的重要参数，时间常数越大，则积分作用的强度就越温和；相反，时间常数越小，则积分作用越加强烈。需要注意的是，如果积分时间常数设定得过于小，可能会造成积分增益过高，这可能会对系统的稳定性造成不利影响。积分控制确实能够有效地减少系统的稳态误差，但同时，也可能导致响应速度降低以及系统可能出现振荡的风险。

微分控制：微分控制策略在误差信号大幅增加之前，减少系统达到平衡状态所需的时间，然而务必留意，若微分时间常数设置过大，可能导致系统增益过分增大，从而对系统的稳定性产生不良影响。微分控制是通过依据误差变化的速率来调整控制器输出，以预期并顺应潜在的趋势变化。尽管微分控制在抑制超调和减少振荡方面起到了积极效果，但也暴露了其对噪声较高的敏感度。

PID 控制器通过综合利用比例、积分和微分控制项，可以平衡快速响应、稳态精度和稳定性。调节 PID 控制器的参数可以优化系统的性能，适用于各种控制应用，如温度控制、速度控制和位置控制等。

3.3.2 NTC 特性介绍

温度传感器实际上是电阻值随环境温度变化而变化的器件，实时地反映出环境温度的变化状况。在本文的研究中，我们精心设计了一种电桥电路。在此电路中，FB+代表预设的理想温度基准值，而 FB-则对应着温度传感器实际探测到的即时温度数据。热敏电阻 NTC 遵循一个专门的数学模型，该模型阐明了电阻值与其所处温度之间的直接关系^[63]：

$$R_T = R_{T_0} e^{\beta(\frac{1}{T+273.15} - \frac{1}{T_0+273.15})} \quad (3-3)$$

其中： R_{T_0} 是热敏电阻在 T_0 温度时的阻值； R_T 是热敏电阻在 T 温度时的阻值； β

是热敏电阻的温度系数，根据激光器的使用说明得到， $\beta=3950$ 。

3.3.3 MAX1978 外围电路

温控电路的核心组件是 MAX1978 芯片，专门用于 PWM 控制输出电流，是一款高度精密且集成化的温控集成电路。MAX1978 芯片内部集成了高效的 TEC(热电制冷器)控制模块，堪称目前市场上最为紧凑且全面的单芯片温度控制器解决方案。该芯片内嵌有片上 FET，有利于在设计温度控制循环时提升效率并简化周边电路配置。它允许用户选择 500kHz 或 1MHz 两种开关频率，以减少系统噪声，同时优化元器件尺寸和整体能效，进一步减轻噪声影响。尤为重要的是，MAX1978 芯片采用了超低漂移的斩波型放大器设计，确保了温度控制的高稳定性^[64]。

输出的电压偏差经 PID 网络处理后，与内部基准电压相比较，进而指导芯片内部的 PWM 控制器来调节 H 桥电路的输出幅度和极性。当输出电压超过内部参考电压时，控制器将驱动 H 桥输出正向电流；相反，输出反向电流。此外，输出电压与基准电压之间的差距大小决定了 H 桥输出电流信号的强度。

在整个系统中，通过预先配置的限流限压保护措施，可以限制最大允许的正向和反向电压电流值。这样一来，进而实现对温度的实时控制。当前温度的变化状态，可以通过热敏电阻电阻值的实时变化直观地呈现出来。并与 PID 补偿回路紧密配合，形成一个闭环的温度控制系统，确保 TEC 制冷器能够根据需要精确控制温度。MAX1978 共有 48 个管脚，外部电路图如图 3-7 所示。

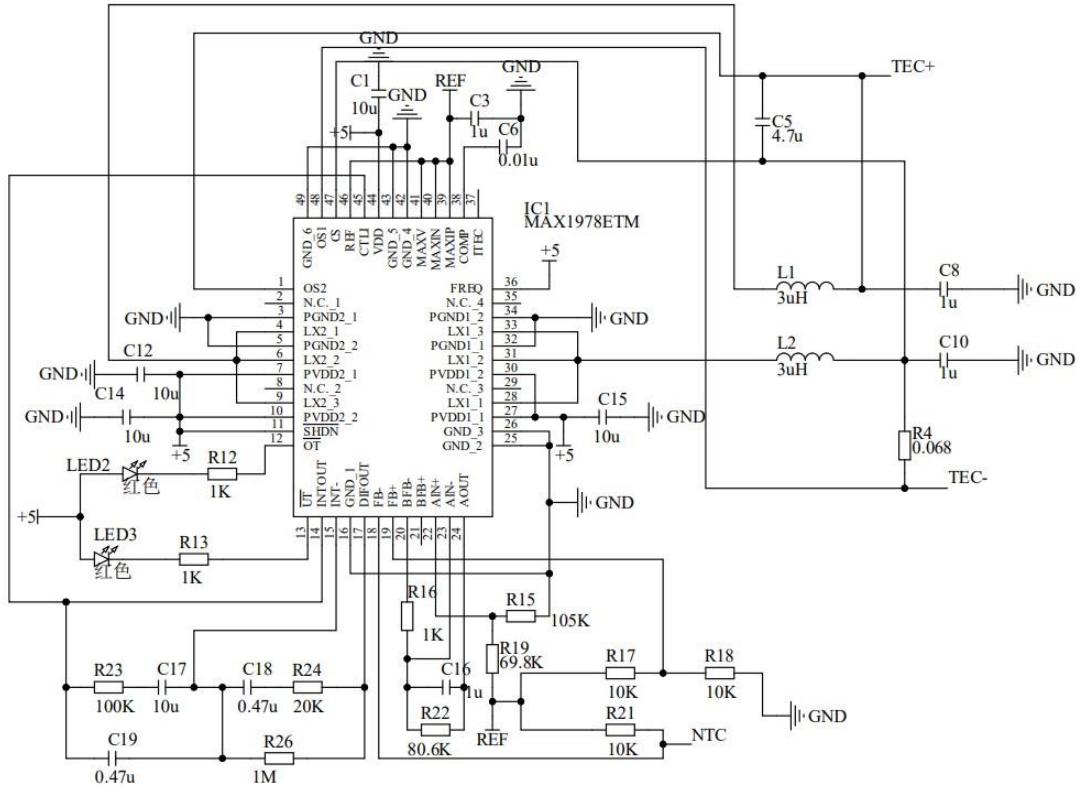


图 3-7 MAX1978 芯片外部电路图

激光器内部的热敏电阻和 R_{17} 、 R_{18} 、 R_{21} 组成了 H 电桥，其中， $R_{17}=R_{18}=R_{21}=10k\Omega$ 。当热敏电阻 R_{re} 的阻值也同样达到 $10k\Omega$ 时，MAX1978 芯片输出的制冷器正负两极可以达到平衡，激光器的温度可以保持在一个特定的温度。热敏电阻的阻值与温度之间的关系为：

$$R_T = R_{T_0} e^{\beta \left(\frac{1}{T+273.15} - \frac{1}{T_0+273.15} \right)} \quad (3-4)$$

在本试验中，所使用的激光器内部热敏电阻在经过测量后得到，在 25°C 的产品温度下 NTC 阻值为 $10k\Omega$ 。热敏电阻 NTC 阻值与温度之间的关系可以表达为：

$$R_T = 10e^{3950 \left(\frac{1}{T+273.15} - \frac{1}{T_0+273.15} \right)} \quad (3-5)$$

3.4 温度调谐扫频电路

在上一节的分析中，芯片通过比较两引脚的压差，在芯片内部进行差分放大等一系列运算，通过 OS1 和 OS2 引脚输出，温度达到稳定值以后，平衡电路 FB+ 和 FB- 间的压差为零，TEC 停止工作。本文改进 H 电桥的基本思想是：通过 FPGA

产生 PWM 信号，经 DAC 变换后形成的三角波信号控制 H 电桥中 FB+位置的电压相应变化，利用上述闭环控制的过程，使半导体激光器的工作温度跟随输入信号呈三角波规律变化，最终实现激光频率的调节。改进的 MAX1978 外部电路如图 3-8 所示。

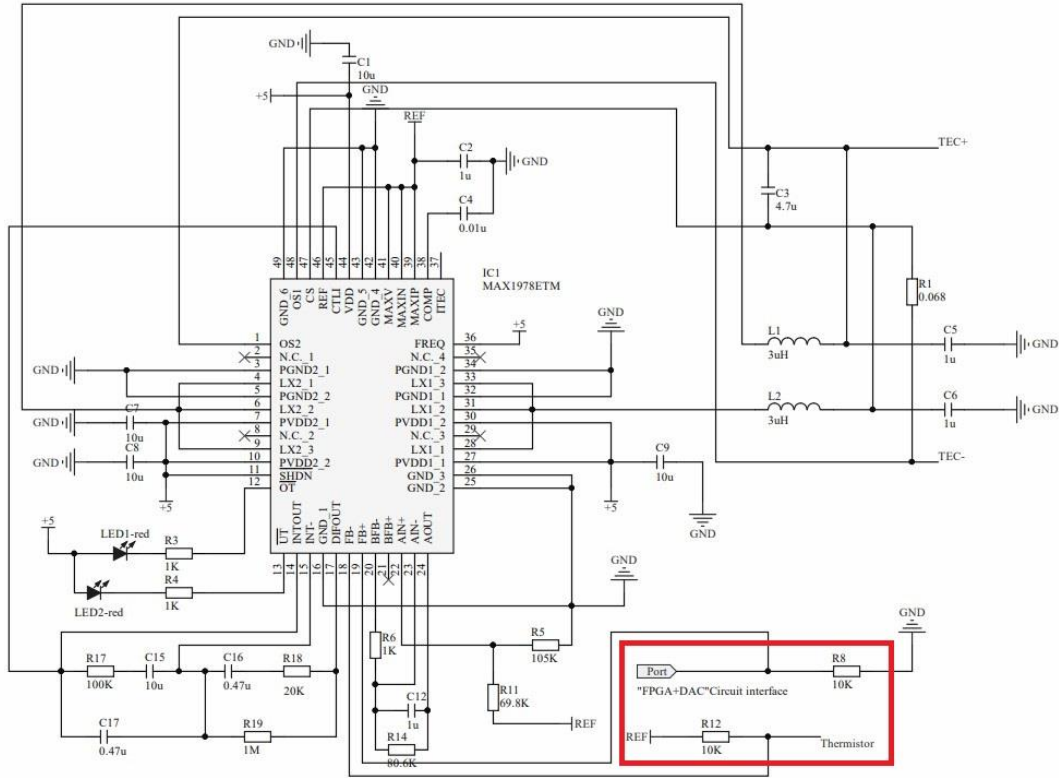


图 3-8 改进的 MAX1978 外部电路

3.4.1 温度直调驱动电路的设计

PWM(脉宽调制)作为一种模拟控制技术，从时域角度来看，PWM 本质是一个带有平均幅值为零的方波形式的直流分量，其中直流分量的大小与占空比成正比关系。从频域分析角度来看，通过傅里叶级数转换方法，PWM 信号可以被分解为直流分量以及一系列整数倍频率的谐波成分。假设 PWM 高低电平分别为 U_H 与 U_L ，可用分段函数表示为：

$$f(t) = \begin{cases} U_H & KNT \leq t \leq nT + KNT \\ U_L & nT + KNT \leq t \leq NT + KNT \end{cases} \quad (3-6)$$

其中， T 是计数脉冲的基本周期， n 是 PWM 波的一个周期中高电平个数， N 是 PWM 波的一个周期个数， K 是谐波次数

对 PWM 信号进行 DAC（数字模拟转换）转化的核心，实质在于尽量剔除其交流部分，以提炼出与占空比直接相关的、按比例变化的直流部分。这样一来，通过对 PWM 信号占空比的精细调整，便可间接实现对直流电压幅度的精准控制。设 U_m 代表 PWM 信号的幅度， d 代表 PWM 信号的占空比，可得到 PWM 信号的直流分量如图 3-9 所示，其中 $U = U_m \times d$ 。

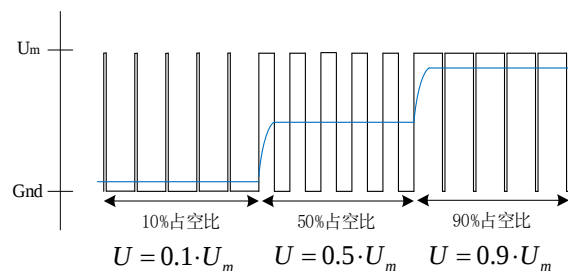


图 3-9 占空比分布图

通过编程控制 FPGA 开发板产生占空比不断变化的方波脉冲，使用示波器测量产生的脉宽调制的方波信号，并分析产生方波的稳定性，经统计得到占空比与时间的线性关系。将 FPGA 产生的连续变化的脉宽调制的方波信号，通过 DAC 转换电路，转化为模拟量进而控制温度芯片，在接入温度控制电路的过程中，由于温度控制电路的影响，使得接入温度控制电路电压的稳定性会发生改变，导致输出电压不能达到电路所需的电压值。所以，在方波信号输入到 DAC 的同时，加入一个基准电压电路与晶体管调整电路所组成的稳压器电路，保证输出电压不受外部电路的影响。但温度控制电路所需的控制电压不会超过 5V，使用一个低压差线性稳压器，该稳压器可以保证在低电压的情况下输出电压不受外部电路的干扰，抑制波纹电压，清除产生的噪声，输出稳定的 DAC 转换电压。为简化 DAC 电路并提高稳定性，本实验中采用一个高精度的芯片(GP8101)来实现数字量到模拟量的转换，其内部包含 LDO 与 DAC 电路，可以有效防止传统电路所带来的影响，进而保证输出量的稳定，电路如图 3-10 所示。GP8101 芯片是一个集成的模拟信号转换器，可以处理高频调制的 PWM 信号，等同于一个能够将 PWM 信号转化为模拟信号的数模转换模块，这款芯片有能力线性地将占空比从 0%至 100%变化的 PWM 信号转变成 0 至 5 伏特或 0 至 10 伏特的模拟电压输出，并且确保其输出电压的准确度低于 1%。为了满足实验设定的高标准规范，在将方波信号输入至 GP8101 芯片前，首先利用光耦合器进行了信号隔离处理，这样做是为了最大程度地减少在模拟信号或直流信号传输环节中可能出现的失真问题。

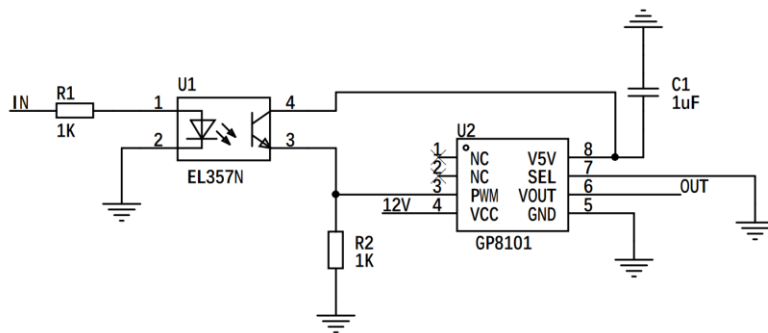


图 3-10 数模转换电路

3.4.2 温度直调驱动电路测试

通过 FPGA 开发板产生线性变化的占空比，然后接入到如图 3-10 所示的 DAC 转换电路，可以得到线性调频所需要的电压波形。为验证方案的正确性，搭建相关电路，并进行了实验测试。首先测试了 FPGA 开发板输出脉冲占空比变化的轨迹。使用示波器测量产生的脉宽调制的方波信号并分析稳定性，测得 PWM 脉冲占空比与时间的线性关系，如图 3-11(a)所示。将此信号注入到图 3-10 所示 DAC 转换电路，输出电压波形如图 3-11(b)所示，可以看出输出波形具有良好的线性度，满足激光器调频需求。

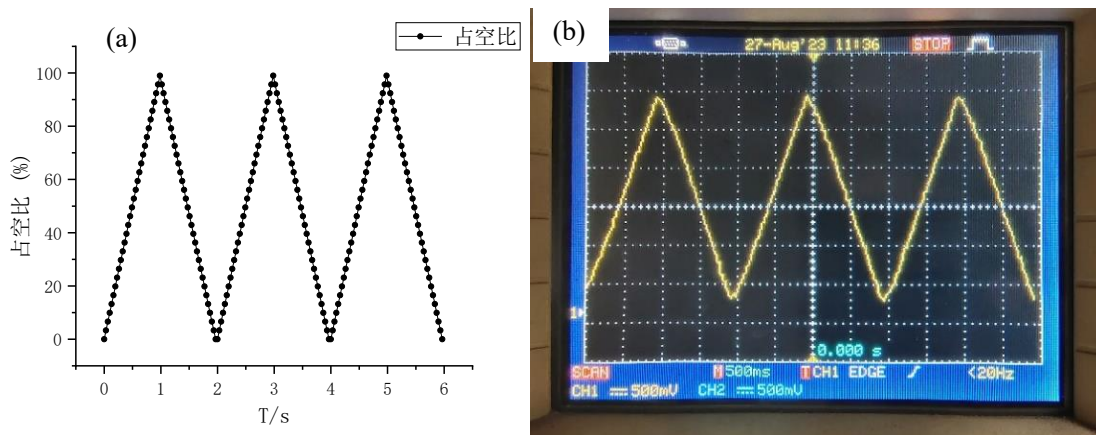


图 3-11 FPGA+DAC 方案产生的三角波信号

3.4.3 激光器温控电路测试

传统简单的测温方式无法直接、准确的测量其温度，但在激光器的内部构造中，激光器的发光部位与激光器的热敏电阻相邻，因此可以通过测量热敏电阻的

阻值变化来间接测量激光器的温度，在实验过程中，无法精确的测量到热敏电阻的阻值，可以通过测量流经热敏电阻两端的电压，进而通过公式处理，换算成热敏电阻的阻值，公式如下所示：

$$R_T = U_T \times \frac{R}{U_R - U_T} \quad (3-7)$$

$$T = \frac{1}{\frac{1}{3950} \ln \frac{R_T}{10} + \frac{1}{298.15}} - 273.15 \quad (3-8)$$

其中： U_T 为热敏电阻两端电压； U_R 为 MAX1978 输出的电桥基准电压，其典型值为 1.5V； R 为电桥中定值电阻，其阻值为 10k Ω 。热敏电阻两端电压与温度的关系可以使用曲线表示出来，由于使用了恒温模块，激光器温度只会在一个固定的范围内波动，所以取特定范围内的电压与温度进行比较，可以得到一个线性关系。从公式上可知，当热敏电阻两端电压在 0.6~0.8V 之间时，电压与热敏电阻之间的关系可近似表达为：关系图如图 3-12 所示。

$$T = -61.65546U + 71.26996 \quad (3-9)$$

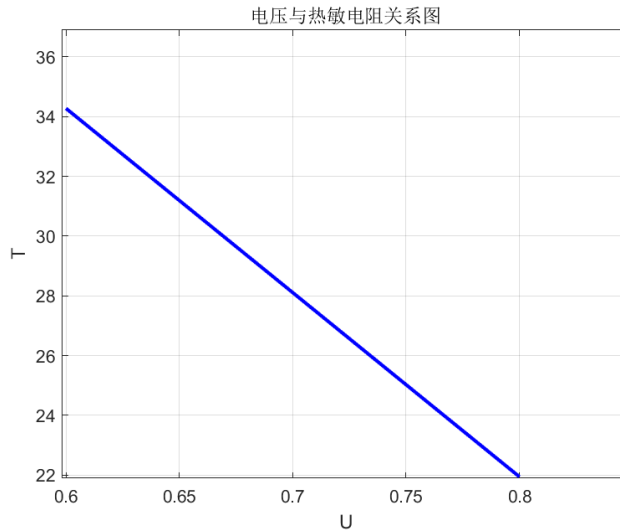


图 3-12 电压与热敏电阻关系图

为了评价所设计的温控电路的性能，测试了图 3-11 所示电路的恒温控制能力和温度调谐能力，使用示波器每 10s 采集一次热敏电阻两端的电压数据，连续采集数据 2h，经过公式(3-9)中的电压与温度换算后。实验结果如图 3-13 所示。从图中可以看出，此时的激光器温度大约保持在 25℃，温度波动不超过 0.01℃。为了验证温度控制的效果，去除了温度控制系统后重复采集 2h 内的温度值。通过对比可知，无温控时，激光器的温度无法保持在稳定的范围内，温度波动较大；

开启温控系统后可以将激光器工作温度有效地控制在一个特定值,且具有较好的稳定性。图 3-13(a)所示为温度控制电路关闭和开启两种情况下激光器工作温度 2 小时内的变化情况。从图中可以看出,当温控电路关闭时,激光器工作温度稳定性较差,2 小时内可产生大约 2.5°C 的温度飘移;当温控电路开启后,激光器工作温度可以被控制在 25°C 工作,2 小时的温度飘移小于 0.012°C ,显示较好的温度稳定性。

通过 FPGA+DAC 电路产生与图 3-13 三角波峰-峰值对应的台阶电压信号,从图 3-10 所示电路相应接口输入,可使激光器工作温度在 $23^{\circ}\text{C}\sim 32.1^{\circ}\text{C}$ 范围内实现相应调节,实验结果如图 3-13(b)所示。从图中可以看出,不论温度上升还是温度下降,都可以根据控制电压快速调节。

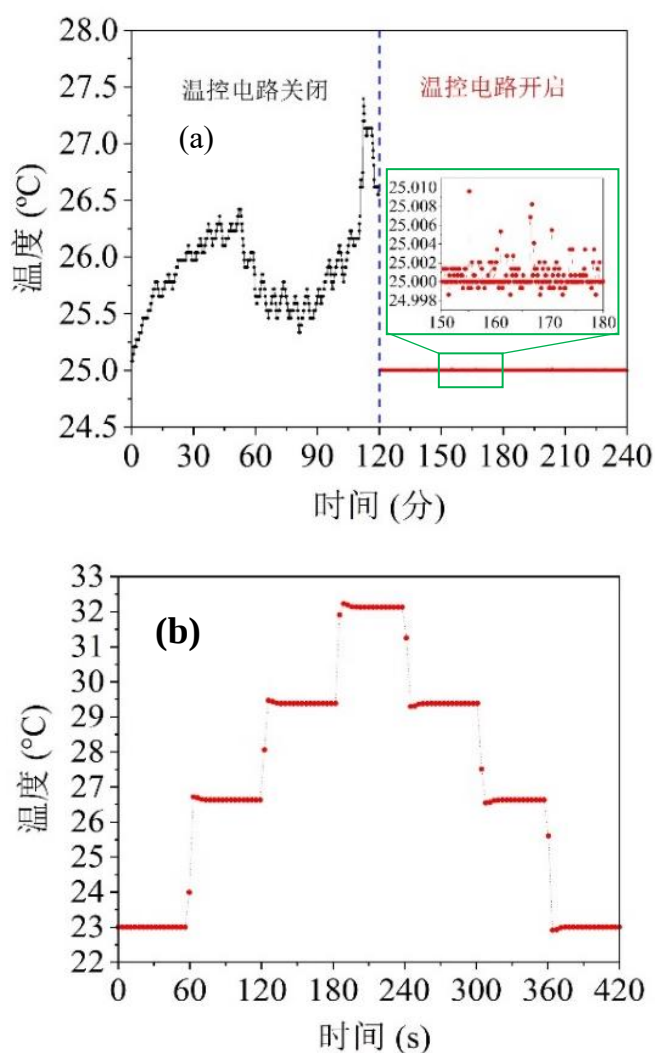


图 3-13 温控电路测试结果, (a) 恒温控制, (b) 温度调节

通过稳定度公式:

$$\gamma = \frac{\Delta T}{T} \times 100\% = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T} \times 100\% \quad (3-10)$$

计算得到稳定度达到 0.049%，温度的稳定性满足设计要求。

3.4.4 激光器温控电路扫频测试

在激光器波长(频率)扫描实验中，我们采用了一种边缘探测的方案，如图 3-14 所示。所用的半导体激光器中心波长为 1549.86nm，3dB 带宽为 2MHz，光电探测器为 Thorlabs 高速光纤耦合探测器(DET08CFC)。将图 3-11 所示三角波信号接入半导体激光器驱动电路的温控 H 电桥，可使激光器输出波长相应的作三角波扫描。将激光器发出的光信号经一段掺铒光纤(Erbium doped fiber, EDF)吸收、光电探测器转化为电信号后输入示波器中记录半导体激光器光强的变化。同时测量图中 A 点和 B 点的激光光强，通过二者的比值变化并结合 EDF 的吸收光谱，即可计算出激光波长的变化量。

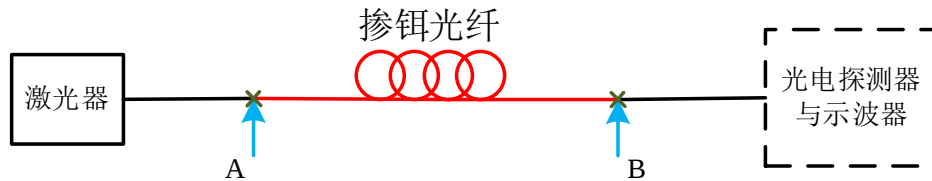


图 3-14 激光器测试电路

EDF 在一定波长范围内吸收系数近似呈线性变化，可作为边缘滤波器^[65,66]，通过图 3-15 中掺铒光纤透过率的变化量计算出半导体激光器波长变化量。图 3-15(a)所示为 EDF 吸收光谱^[67]，可以看出在 1550nm 波长附近，其吸收截面单调下降。为了验证 EDF 边缘滤波的可能性，计算了其在 1545nm-1555nm 波长范围内的透过率，如图 3-15(b)中虚线所示。通过对透过率曲线进行线性拟合，拟合结果如图 3-15(b)中实线所示， R^2 因子为 0.9987，显示了较好的线性度。

将 FPGA 等组成的直调驱动电路接入温度控制电路中，可观察到温控芯片的高温与低温指示灯在交替不停的闪烁，通过观察示波器可以得到激光器的输出光强在 FPGA 调制过程中产生的变化，测量图 3-14 中 A 点的激光器输出光强随驱动电路调频电压的变化关系，如图 3-16 所示。通过示波器记录的波形可知，激光器的输出光强变化规律和调频电压波形基本一致。

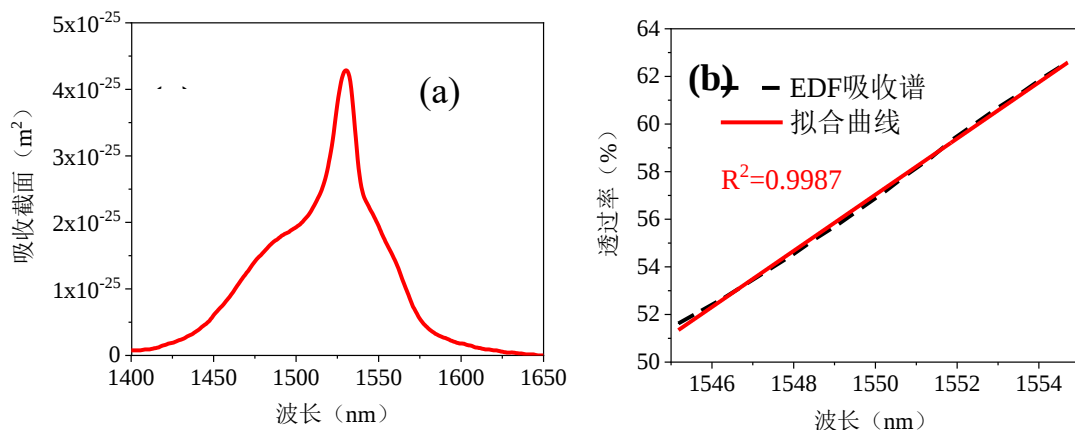


图 3-15 掺铒光纤的边缘滤波特性

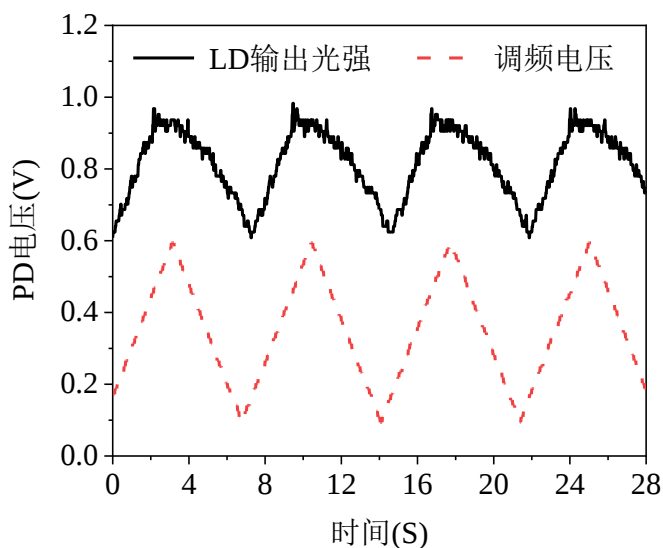


图 3-16 A 点测量结果

由于激光器输出功率随工作温度变化,故为了获得半导体激光器波长随调频信号的变化过程,需要测量 EDF 边缘滤波器的透过率,然后根据图 3-15(b)所示透过率曲线进行解调。因此,我们通过示波器同时观察并记录了掺铒光纤两端(图 3-14 中 A 点和 B 点)的波形,结果如图 3-17 中虚线和点划线所示。半导体激光器的工作温度对激光器输出波长有直接影响,在 A 点和 B 点测得的波形由于掺铒光纤的存在而存在差异,代表着我们的驱动电路实现了激光波长在一定范围内的扫描。

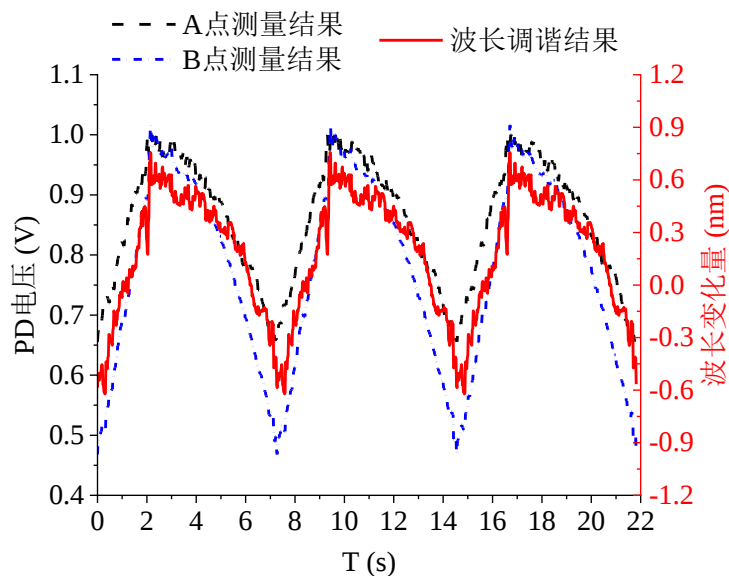


图 3-17 激光器输出波长调谐

以 25°C 时的激光器输出波长为基准，通过 FPGA+PWM 电路控制其工作温度，测得的波长扫描结果如图 3-17 中实线所示。可以看出，激光波长实现了较好的三角波调制，扫描的动态范围为 1.21nm(151.25GHz)。三角波下降沿出现在扫描非线性失真问题，这主要是由于半导体激光器的波长-温度曲线的固有非线性造成的，可以通过调制电压波形的畸变预补偿提高扫描的线性度。

3.5 本章小结

本章将脉冲宽度调制技术(PWM)运用到激光器的调频电路中，使用 FPGA 产生占空比线性调制的脉冲信号，经 DAC 转换电路后获得线性度较好的三角波信号。利用此三角波信号结合改进的温控 H 电桥控制激光器工作温度，从而实现激光波长的线性扫描。实验中采用一段掺铒光纤作为边缘滤波器测量激光波长的变化，结果表明激光波长实现了较好的三角波调制，其扫描的动态范围为 1.21nm(151.25GHz)。

第 4 章 基于电流调谐的扫频驱动电路设计

4.1 电流调谐扫频电路系统结构

DFB 激光器主要有两种电流驱动模式：恒功率驱动与恒流驱动。恒功率驱动是光电二极管检测到光的功率高低，进而反馈给系统，系统控制驱动电流实现功率的调节。此种反馈方式无法达到较高的控制精度，无法实现波长的稳定输出。恒流驱动相比于恒功率驱动，可实现反馈电流控制驱动电流，可达到较高的控制精度，是激光器的输出保持稳定。本文设计电流调谐扫频电路，原理图如图 4-1 所示。

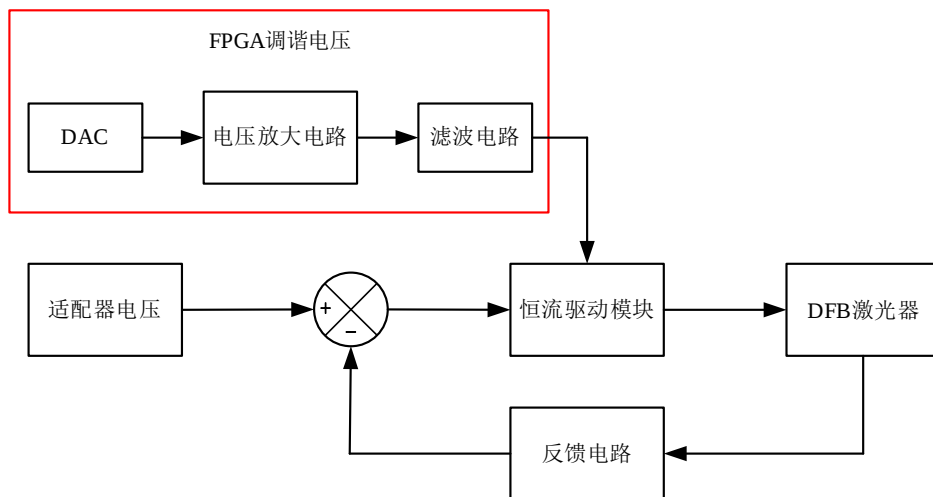


图 4-1 电流调谐扫频原理图

4.2 恒流电路模块设计

4.2.1 电压源的设计

本文电压源的产生分为两种，一种是通过 FPGA 开发板作为控制源，通过数模转换电路输出电压，另一种是通过电源适配器输入电压，通过交流电压转直流电压电路、升压降压电路等，通过线性稳压器得到输出电压。这两种电压源的转换，可以通过开发板的开关进行选择。FPGA 开发板提供的电压相对于适配器提供的电压来讲，FPGA 开发板可在激光器允许的范围内进行电压的调节，使激光

器可以得到不同的电流，从而可以满足不同的使用需求。其次，适配器所提供电压，经过一系列的变化，会直接影响驱动电路的输出精度与稳定性，而 FPGA 开发板所提供的电压，既可以实时调节，又可以得到较高的精度。

4.2.2 恒流电路原理分析

在先前章节的讨论中，我们采取了一种基于负反馈机制的激光器恒定电流驱动技术，通过外部输入的电压直接调控输送至激光器的电流值，进而控制三极管基极电流的强度，确保流经激光器的电流始终保持稳定。与此同时，将电流的变化转换为电压变化的形式，将其反馈至运算放大器的反向输入端口，从而形成一个动态的负反馈控制系统。

在该电路系统运作时，当发射极电流有所增加时，运算放大器会智能地调整输出电压使之降低，这一降低的电压将连锁反应。相反，若发射极电流出现减小，运算放大器则会自动提高其输出电压，这一增大的电压将刺激三极管基极电流增强，从而使得发射极电流也会相应增大。这样，通过负反馈控制，实现了对激光器电流的精确稳定控制。

在基本恒流驱动电路的基础上，该驱动电路采用负反馈压控式原理，通过运算放大器输入不同的电压信号，输出可控制的驱动电流，压控恒流源驱动电路原理图如图 4-2 所示。

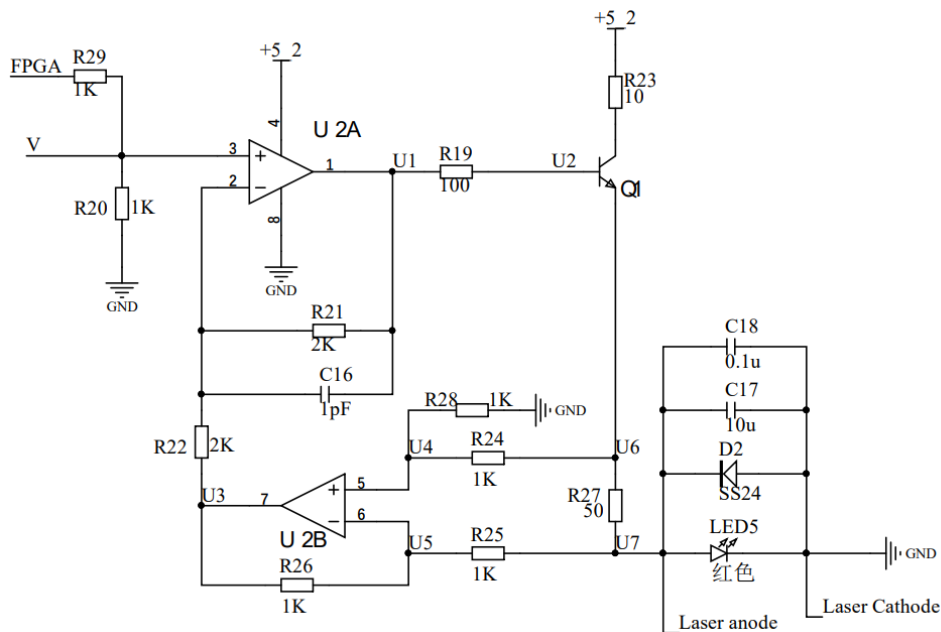


图 4-2 压控恒流源驱动电路原理图

根据基尔霍夫电流定律，流入 U_5 点的电流与流出 U_5 点的电流相等，所以可得到等式：

$$\frac{U_5 - U_3}{R_{26}} = \frac{U_7 - U_5}{R_{25}} \quad (4-1)$$

整理可得：

$$U_3 = (1 + \frac{R_{26}}{R_{25}})U_5 - \frac{R_{26}}{R_{25}}U_7 \quad (4-2)$$

根据运算放大器“虚短虚断”的特性，可得 $U_5 = U_4$ ，由基尔霍夫电压定律可得：

$$U_5 = U_4 = \frac{U_6 R_{28}}{R_{24} + R_{28}} \quad (4-3)$$

联立(4-2)与(4-3)得：

$$U_3 = \frac{\left(1 + \frac{R_{26}}{R_{25}}\right)R_{28}}{(R_{24} + R_{28})}U_6 - \frac{R_{26}}{R_{25}}U_7 \quad (4-4)$$

通过电路计算得，令 $R_{26} = R_{25}$ ， $R_{24} = R_{28}$ ，(4-4)就变成了

$$U_3 = U_6 - U_7 \quad (4-5)$$

同时令 $R = R_{21} // R_{22}$ ，根据基尔霍夫电压定律可得：

$$U_1 = \frac{R_{21}}{R_n}R_{26} - \frac{R_{21}}{R_{22}}U_3 \quad (4-6)$$

已知三极管导通电压是 0.7V，

所以：

$$\begin{aligned} U_1 &= \left(1 + \frac{R_{19}}{\beta R_{27}} + \frac{R_{21}}{R_{22}}\right)U_3 \\ &= \frac{R_{21}}{R_n}V - (0.7 + U_{LED5}) \end{aligned} \quad (4-7)$$

β 是三极管的电压放大倍数， U_{LED5} 为激光器两端的电压，因为 $\frac{R_{19}}{\beta R_{27}} \ll 1$ ，可得：

$$U_3 = V - \frac{0.7 + U_{LED5}}{1 + \frac{R_{21}}{R_{22}}} \quad (4-8)$$

在(4-8)中, 令 $R_{21} = R_{22}$ 可得

$$U_3 = V - \frac{0.7 + U_{LED5}}{2} \quad (4-9)$$

在上述公式的推导中, 根据(4-5)式, 可知 U_3 为电阻 R_{27} 两端的电压, 由公式(4-9)可知, 根据基尔霍夫电流定律, 电流就会发生变化, 即流入激光器的电流就会发生变化, 由此可得, 激光器上电流的变化受控于运算放大器输入的电压的变化, 通过改变 V 的值, 激光器的电流就会随之改变。同时也满足调谐变化的要求。

4.3 电流调谐的扫频电路

4.3.1 FPGA 控制电路的设计

在前一节介绍中, 稳定的电源电路既有利于对各部分提供稳定的直流电压, 也保证了激光器输出的精度与稳定性, 为了实现激光器波长调谐, 使激光器输出不同的光功率, 在实验中, 采用计算机控制 FPGA 开发板的输出进而控制整个系统, 对数模转换电路进行控制, 以生成对应的模拟电压, 对其进行控制, 在电流调谐实验中, 调谐信号、波长扫频信号由 FPGA 控制生成, 调谐信号是指在对激光器的锁定期间, 不断调节激光器的输出功率。由于 FPGA 开发板得到的信号仍是数字信号, 所以需要数模转换电路将数字信号转换成模拟信号再输入到整个系统中。为了满足激光器对波长调谐的高度精确性需求, 在设计激光器控制系统过程中, 精准调控激光器的调制电压是一项必不可少的任务。鉴于此, 在研制数模转换电路方案阶段, 研究选择 AD9708 芯片作为数模转换电路的核心组件。该芯片具备 8 位的分辨率性能, 支持每秒 125 百万次的高速采样转换速度, 同时还内置了 1.2V 的参考电压源, 其输出模式采用的是差分电流输出技术。一路精准的独立输出, 处理速度快, 信噪比大等优势, 可满足实验需求。结构如图 4-3 所示。数模转换电路如图 4-4 所示。

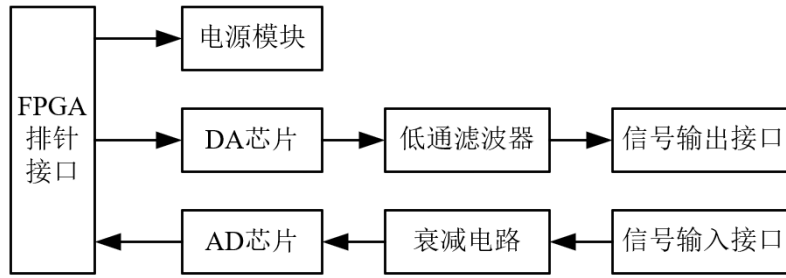


图 4-3 模数/数模电路结构图

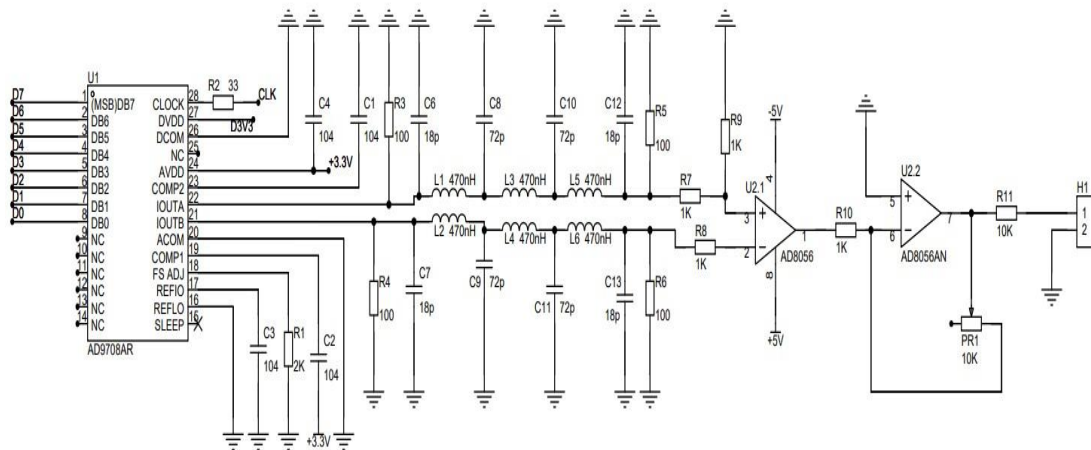


图 4-4 DAC9708 外部电路

AD9708 集成电路具有广泛的电源电压兼容性，在+2.7 伏特到+5.5 伏特的工作电压范围内能够高效运作，得益于其卓越的低功耗设计特性，特别适用于便携设备及注重节能的应用场合。通过合理管理全负荷电流，该芯片能够将功耗进一步降低到 45 毫瓦水平，即使在这样的低功耗状态下，也不会对整体性能造成显著衰减。此外，该芯片还配备有休眠模式，当处于待机状态时，其能耗可缩减至约 20 毫瓦。AD9708 采用了精细化的电流源结构设计和尖端的开关技术，目的是最大限度地消除不必要的寄生效应，从而提升系统的瞬态响应能力。这款芯片支持灵活的电源选项，与+3 伏特和+5 伏特的 CMOS 逻辑系列兼容；其电流输出功能既可以满足单端应用需求，也适合应用于差分环境中，特别是在差分模式下，电流输出能够通过连接输出电阻生成一对平衡的单端电压输出，标准的单端电压输出值为 1.25 伏特。芯片内部嵌入了一个稳定的 1.2 伏特参考电压源和参考控制放大器，设计工程师仅需设置一个简单的电阻就可以方便地调整满量程输出电流。AD9708 不仅能接受多种类型的外部参考电压驱动，而且它的满量程电流可在 2

毫安至 20 毫安之间任意调整,即便在调整过程中,也能确保动态性能不打任何折扣总之,AD9708 能够在较低功率消耗的前提下保持高效运行,并支持在 20 分贝的增益调整区间内实现精密调节,从而提供了额外的增益控制能力和更大的动态范围调整灵活性。该芯片的基础架构是一个大规模的 PMOS 电流源矩阵,能够产生高达 20 毫安的最大总体电流。这一矩阵被划分为 31 个等分的子电流单元,用以实现 5 个最高有效位的分辨率精度。剩下的 3 个最低有效位同样采用了等权值电流源原理构造,这 3 个低位电流源之和相当于高位电流源的 7/8。通过电流源各自对应不同位级别的操作,有助于维护 DAC 输出端口的高阻抗特性(超过 100 千欧姆)。

经由放大和滤波处理过的模拟信号会输入至 A/D 转换器芯片中,进而被转化为相应的数字信号,之后这些数字化的数据将交付给 FPGA 芯片进行下一阶段的运算处理工作。在选择 A/D 转换器时,我们重点关注两个核心性能指标:分辨率和采样速率。AD9280 是一款采用单电源供电、拥有 8 位分辨率以及高达 32 兆赫兹(MHz)采样速率的单片集成模数转换器,能够实现每秒 32 百万次采样(32 MSPS)的高速数据转换,并且在整个工作温度范围内保持无误码的优良性能。对于交流耦合的输入信号,可通过板载的钳位电路将其稳定在一个预设电平上,从而展现出优秀的动态性能特点,AD9280 还配备了板载可编程参考电压源。

在实验中,既要有稳定的激光输出,又要对激光器的输出功率进行连续的调节。在对恒流驱动原理的分析可知,在使用电流驱动时,使用 FPGA 对数模转换电路进行控制,将调谐电压接入恒流驱动得到输入端,在工作过程中,供电电路与调谐电路完全相互独立,供电电路保证器件正常工作,调谐电压实现波长调谐。

4.3.2 FPGA 控制电路的测试

通过 FPGA 开发板产生的数字信号,然后接入到图 4-4 中所示的数模转换电路,可以得到线性调制所需要的电压信号,本章节所使用的数模转换电路与温度控制所使用的 DAC 转换电路不同。由于温度调谐的反应时间慢,无法满足高频率的调制,使用 PWM 产生不断变化的占空比,通过 DAC 电路转换成所需要的电压。使用 PWM 可以满足低频下的转换电压的稳定,从而减少了信号传输中可能出现的噪声和误差。使用示波器测试产生的高频调谐电压并分析其稳定性,输

出电压波形如图所示,从示波器可以看出,输出电压波形具有良好的线性度以及较高的调制频率,可满足激光器的调制需求。测试结果如图 4-5 所示。

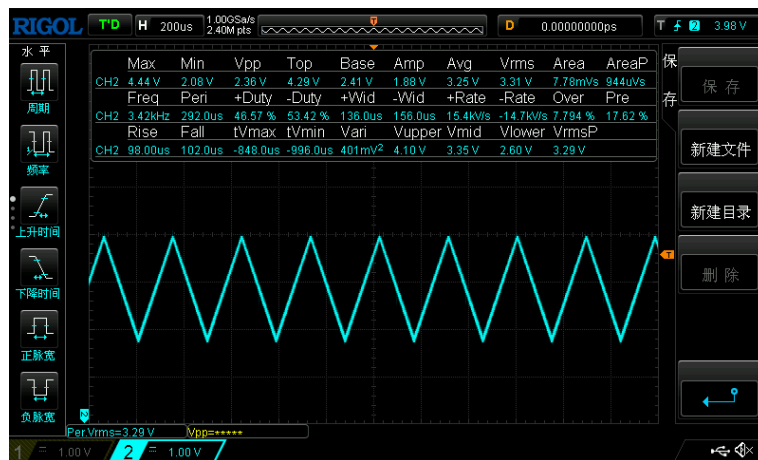


图 4-5 调谐电压测试图

4.3.3 电流调谐电路的测试

为了测试所设计的电路的性能,利用 Multisim 软件对图 4-2 进行仿真实验,利用信号发生器代替 FPGA 产生的调谐电压,如下图所示,从仿真实验图中可知,激光器调谐输入电压随着 FPGA 调谐电压进行线性变化,所以此原理图在原理上是可行的。仿真结果如图 4-6 所示。

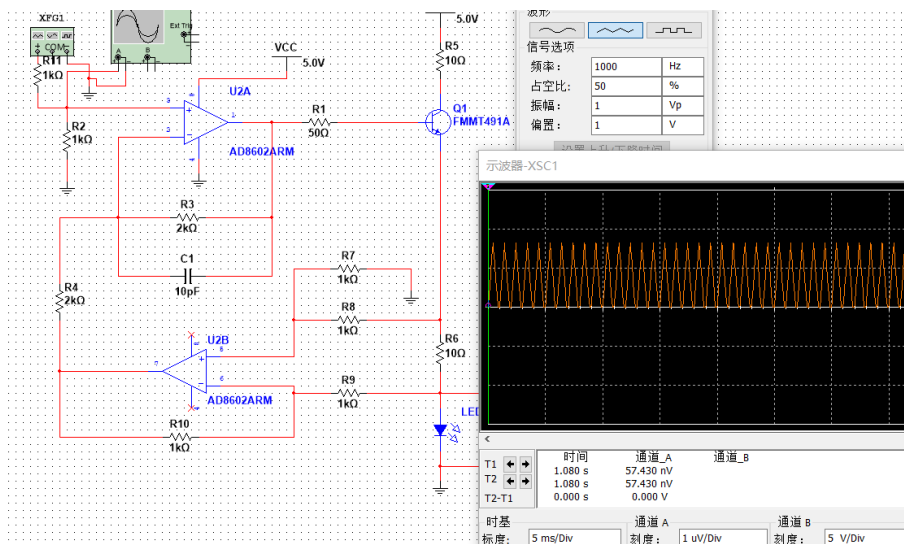


图 4-6 仿真测试图

从图 4-6 可以看出,通过将图 4-2 进行 Multisim 仿真,理论电流调谐电路满足高频率的响应。

对恒流驱动与电流调谐所设计的电路进行实验。将 FPGA 开发板控制数模转

换电路产生的调谐电压输入到图 4-2 中的 FPGA 接口，通过计算机的控制，可以实现对调谐电压的增大与减小。在本次实验中，设定调谐电压为连续变化的三角波，实验结果如图 4-5 所示。在实验中可以发现，电流调谐的精准度与恒流驱动的精准度都会受到基准电压源、电阻以及电路中其他元器件的影响。在选用元器件的同时，也要做好元器件的散热工作。

4.4 恒流驱动与电流调谐的实验

本节对所研制的 DFB 激光器恒流驱动与电流调谐进行性能测试，对电路的电流线性度、输出稳定性进行实验，并对驱动电路中元器件的温度温度进行监测，测量激光器输出的功率以及波长，进行电流调谐实验。

4.4.1 驱动电路硬件实物

如图 4-7 所示是 DFB 激光器电流调谐的实物图，包含恒流控制电路、恒温控制电路、DFB 激光器以及 FPGA 调谐电压电路。

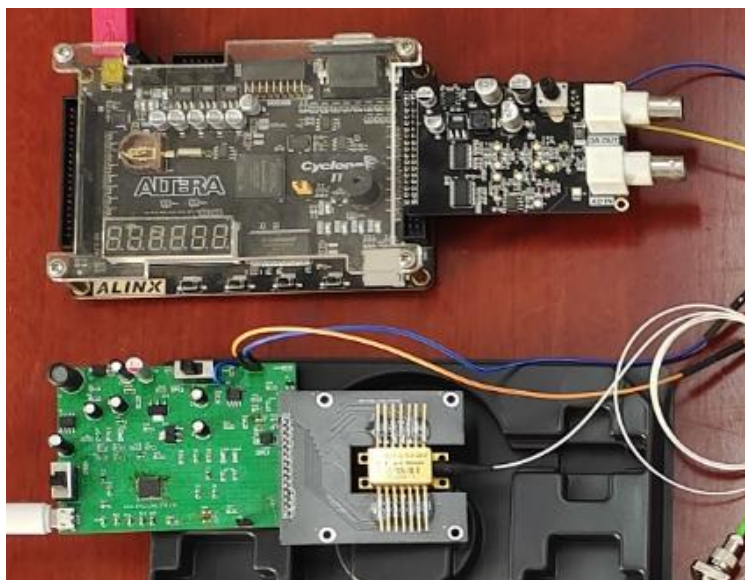


图 4-7 DFB 激光器电流调谐的实物图

4.4.2 恒流源电路测试

在对恒流驱动电路测试之前，需要对恒流驱动电路的电流线性度进行测量。通过对图 4-2 的可得，流过激光器的电流与 R_{27} 的电流相同，通过分析可知 R_{27} 两

端的电压 U_3 与输入电压 V 有关。可得流过激光器的电流为：

$$I = I_{R_{27}} = \frac{U_{R_{27}}}{R_{27}} = \frac{U_3}{R_{27}} \quad (4-10)$$

将阻值带入后，可得到以下计算公式：

$$I = \frac{U_3}{50} \quad (4-11)$$

在实验中使用示波器测量电阻 R_{27} 两端的电压，经过换算可得流经电阻 R_{27} 激光器的电流。使用示波器每 10s 收集一份电压数据，连续收集 2 小时。打开恒温控制模块，同时将激光器的输入电流设置为 43mA，在恒温的条件下进行 120min 的连续测量，得到的测量结果如图所示。经过分析可以得到激光器的输入电流平均值为 43.0025mA，长期稳定度为 0.0143%。

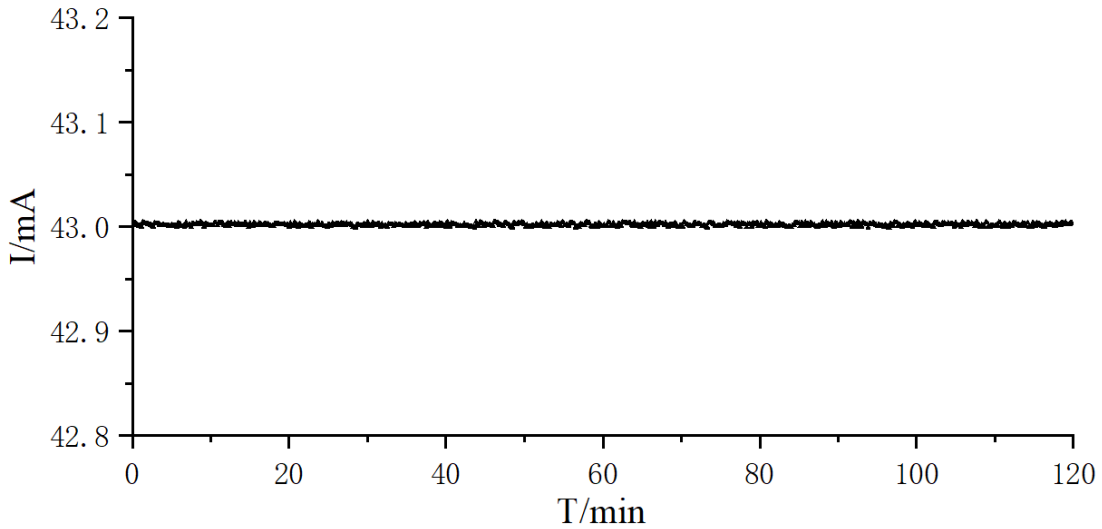


图 4-8 43mA 恒流恒温测试

4.4.3 功率稳定性测试

将半导体激光器尾纤与 HJ-8502C 型光纤功率计相连，在无 FPGA 调谐电压的情况下，得到激光器的输出功率，记录并计算激光器的输出功率的稳定性，结果如图 4-9 所示。在 2 个小时的测试中，通过光纤功率计可知，有温度控制的激光器功率平均值为 8.8997mW，2 小时内功率变化量小于 0.2362%，有较好的功率稳定度。

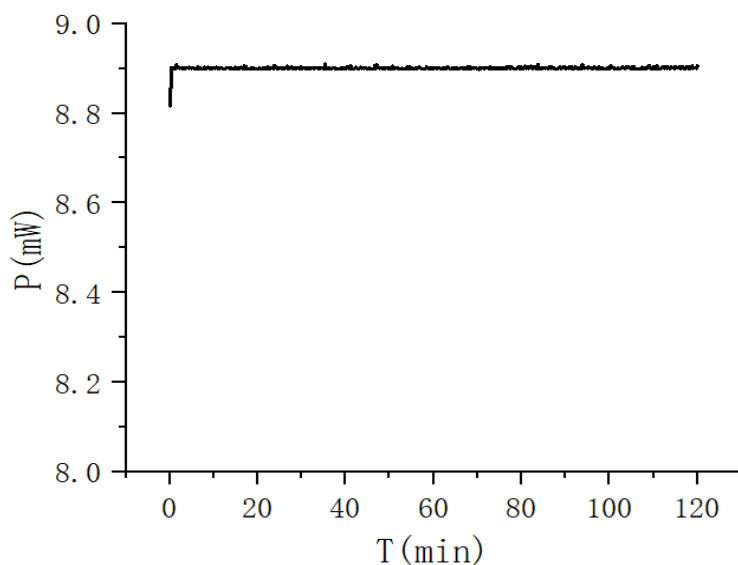


图 4-9 功率稳定图

4.5 激光器电流扫频测试

在激光器波长(频率)扫描实验中,我们同样采用了一种边缘探测的方案,如图 3-14 所示。所用的激光器与温度调谐实验相同,半导体激光器中心波长为 1549.86nm,光电探测器为 Thorlabs 高速光纤耦合探测器(DET08CFC)。将图 4-5 所示三角波信号接入半导体激光器驱动电路的 FPGA 接口,可使激光器输出波长相应的作三角波扫描。同样将激光器发出的光信号经一段掺铒光纤(Erbium doped fiber, EDF)吸收、光电探测器转化为电信号后输入示波器中记录半导体激光器光强的变化。同时测量图中 A 点和 B 点的激光光强,通过二者的比值变化并结合 EDF 的吸收光谱,即可计算出激光波长的变化量。

将 FPGA 等组成的直调驱动电路接入电流调谐电路中,在刚开始接入调谐电压时,可观察到温控芯片的高温与低温指示灯在交替不停的闪烁,这是因为在温控芯片的外接电路中,温控芯片平衡桥由 10k Ω 电阻组成,根据 PID 控制原理,10k Ω 组成的平衡桥电路,所对应的温控芯片所控制的温度为 25 $^{\circ}\text{C}$ 。在接入调谐电压后,温控芯片的指示灯灭掉,说明激光器温度稳定在 25 $^{\circ}\text{C}$,这时通过观察示波器可以得到激光器的输出光强在 FPGA 调制过程中产生的变化,测量图 3-14 中 A 点的激光器输出光强随驱动电路调频电压的变化关系,如图 4-10 所示。通过示波器记录的波形可知,激光器的输出光强变化规律和调频电压波形基本一致。

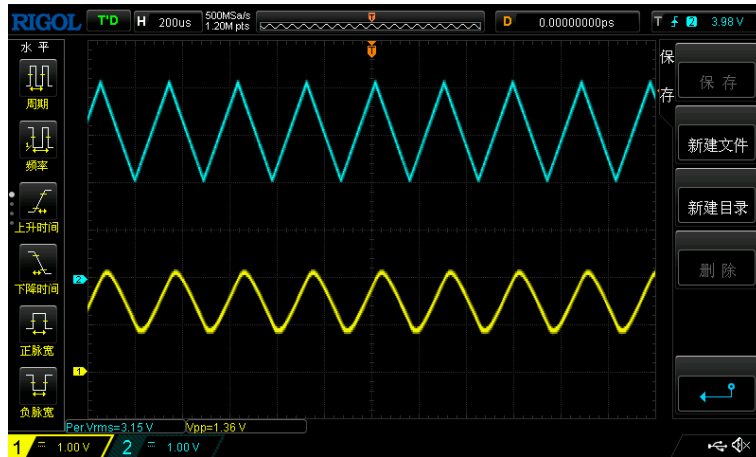


图 4-10 电流调谐中 A 点测量结果

在温控芯片的作用下，激光器稳定在 25°C 进行工作，由于激光器输出功率随外部调谐变化，故为了获得半导体激光器波长随调频信号的变化过程，需要测量 EDF 边缘滤波器的透过率，然后根据图 3-15 所示透过率曲线进行解调。因此，我们通过示波器同时观察并记录了掺铒光纤两端(图 3-14 中 A 点和 B 点)的波形，结果如图 4-11 中虚线和点划线所示。半导体激光器的外部调谐电压对激光器输出波长有直接影响，在 A 点和 B 点测得的波形由于掺铒光纤的存在而存在差异，标志着我们的驱动电路实现了激光波长在一定范围内的扫描。

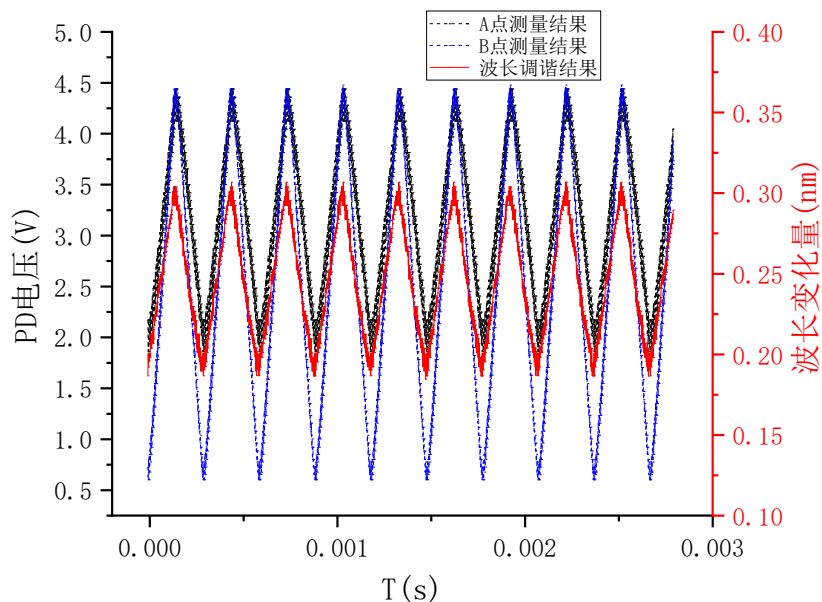


图 4-11 激光器电流调谐波长输出

以 25°C 时的激光器输出波长为基准，通过温控芯片 MAX1978 控制其工作温度，使用外部调谐电压，测得的激光器波长扫描结果如图 4-11 中实线所示。

可以看出，激光波长实现了较好的三角波调制，扫描的动态范围为 0.1251nm(15.6GHz)。

4.6 本章小结

在电流调谐的实验中，由于脉冲宽度调制技术(PWM)所产生的三角波调制电压频率太低，可以满足温度调谐的实验，但不能满足电流调谐的实验。同样使用 FPGA 开发板控制，通过数模转化电路，得到线性度良好，调制频率高的三角波调制电压。温控芯片的 PID 控制平衡桥电路，使激光器的温度保持在 25℃，使用此三角波接入电流调谐电路，实现了激光器波长的线性扫描。实验中同样采用一段掺铒光纤作为边缘滤波器测量激光器输出波长的变化，实验结果表明，激光器波长实现了很好的三角波调制，扫描的动态范围为 0.1251nm(15.6GHz)。

第 5 章 FMCW 激光测距实验

5.1 FMCW 测距系统原理

调频连续波(FMCW)激光测距技术^[68]是利用发射信号与回波信号的相干涉来获得差频信号，继而得到被测对象的距离。调频连续波(FMCW)激光测距技术的基本原理为，调频输出的光信号经光纤分束器分为两路，一路作为发射信号进入环形器，另一路作为检测信号进入光纤耦合器，发射信号从环形器的 1 口进入后，从 2 口发射到被测目标，经目标反射后的回波信号经环形器 2 口返回，从 3 口输入到光纤耦合器，在光纤耦合器内与检测信号进行合束，进行相干拍频，产生的拍频信号送入到光电探测器，最后送入信号处理系统。图 5-1 为激光器驱动系统工作原理图。

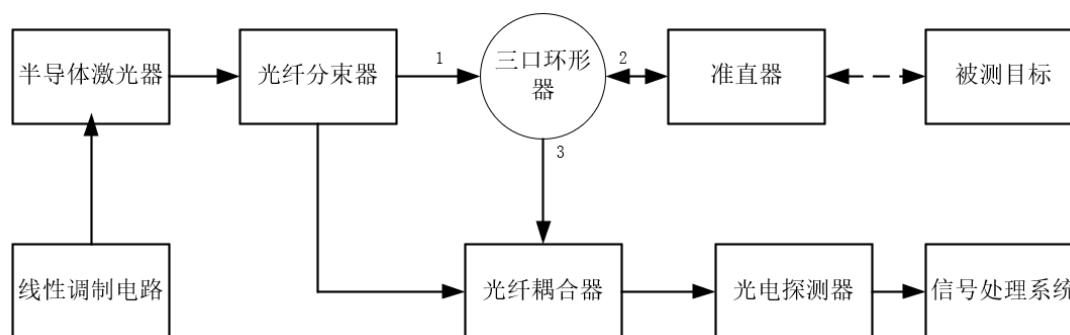
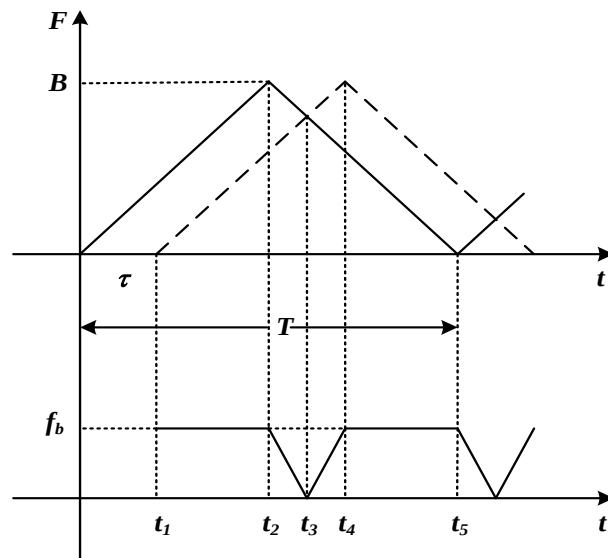


图 5-1 激光器驱动系统工作原理图

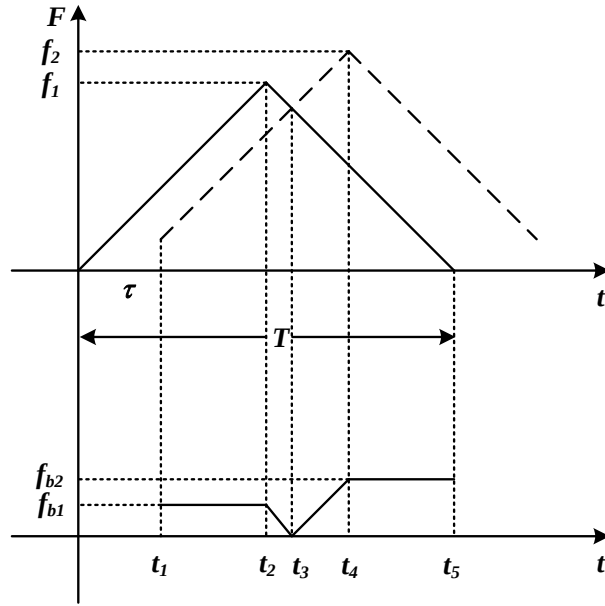
在图 5-1 中，根据调制信号的不同，激光器所发出的线性调频脉冲涵盖了正弦波、三角波及锯齿波等多元波形样式。尽管在生成过程中，正弦波信号相较于三角波和锯齿波显得更为便捷，然而在实际运用正弦波调频信号进行物体探测时，必须对信号的频率偏差加以精细调控，并且需要注意的是，正弦波调频机制并非线性特性，由此导致其产生的拍频信号在解析上较为繁琐，且整体测量精准度受限。这一类正弦波信号特别适用于只需确定单个目标距离的场合。原由在于，正弦波调频引发的拍频信号包含了多种频率成分，为了提升频率测定的稳定性，往往需要对这些频率进行平均化处理，此举虽能减轻频率不确定性，却不可避免地降低了测距精度，故而采用正弦波型线性调频信号更适合于对测量精度要求较低的场合。与此相反，三角波和锯齿波则未显现正弦波的此类问题。这两类波形在

基本测距原理上相互接近,但在细节属性上,三角波较之锯齿波的优势在于其边缘变化更为平滑连续,这在激光器制造调制信号时简化了操作过程。特别是在设定特定的调制频率区间和调制周期时,三角波调制的信号能够实现与被测目标距离与相应拍频信号频率间的直接线性对应关系。当面对相同的目标距离测量任务时,三角波形成的拍频频率恰好是锯齿波拍频频率数值的两倍,这意味着三角波调制方式不仅提高了测量准确度,还拓展了测量的动态范围。

FMCW 激光测距不仅能测量静止的目标物体(包括相对静止的目标物体),还能测量运动状态的目标物体的距离和速度。但是在测量过程中难免会受到空气中其他杂质的影响,导致物体的回波信号与发射信号有差异,这是由于多普勒频率使得上移时频曲线。然而在激光雷达中,光信号的多普勒频移较高,将严重影响 FMCW 激光测距的系统性能, FMCW 激光测距中首先要解决的问题是距离和速度的解耦。有效的方法是使调制波形产生正负双啁啾,而锯齿波只能产生正啁啾,这样将影响测距和测速精度。同时, FMCW 激光测距的测量原理要求光信号的瞬时频率与时间呈线性关系,正弦波扫频过程存在的非线性效应将会严重影响系统性能,导致距离分辨率和测距精度下降,拍频信号随时间发生改变,最终导致拍频信号展宽,降低系统距离分辨率。为了对目标距离进行高精度的测量,综合三种调频信号的特性,选择三角波作为线性调频信号,如图 5-2 所示为三角波激光器连续调频测距原理图。



(a)对静止目标测距原理图



(b)对运动目标测距原理图

图 5-2 三角波调制原理图

其中， B 代表调制频率范围； T 代表调制周期； τ 为发射信号与回波信号的时间差， c 为光速； f_b 为经过探测器产生的拍频信号频率。

根据激光雷达探测原理可以得出被测距离 R 与时间延迟之间的关系为

$$\tau = \frac{2R}{c} \quad (5-1)$$

由三角波调制发射信号频率与回波信号频率关系以及公式(5-1)，得到两点间的距离与拍频信号频率之间的关系为

$$R = \frac{cT}{4B} f_b \quad (5-2)$$

从上式可以看出，测距精度取决于对拍频信号频率测量精度的高低。

在对运动目标测量过程中，如图 5-2(b)所示，光信号的频率被调制三角波形式，激光器输出波长 λ 对应的中心频率为 f_0 ，调制后的光频率最大为 f_1 ，接收后的光频率最大为 f_2 ，时间延迟为

$$\tau = \frac{f_{b1} + f_{b2}}{2\alpha} \quad (5-3)$$

物体运动时，回波频率与本振参考光频率会附加多普勒频差

$$f_D = \frac{f_{b1} - f_{b2}}{2} \quad (5-4)$$

在频率上升段与下降段的频率分别为

$$f_{b1} = \alpha\tau - f_D \quad (5-5)$$

$$f_{b2} = \alpha\tau + f_D \quad (5-6)$$

假设带宽为 B ，周期为 T ，扫频斜率的绝对值为

$$\alpha = \frac{B}{T} \quad (5-7)$$

由 τ 与 f_D 可得到物体的距离与速度为分别为：

$$\begin{cases} R = \frac{(f_{b1} + f_{b2})Tc}{4B} \\ v = \frac{cf_D}{2f_0} = \frac{c(f_{b2} - f_{b1})}{4f_0} \end{cases} \quad (5-8)$$

由上述公式可知，调制器的调制周期以及带宽时固定不变的，所以 R 依赖于拍频信号的频率，在多个目标的检测中，三角波的上升周期和下降周期的特点可用于速度测量，三角波有着较高的线性度，因此，三角波调频信号可以实现速度与距离的同时测量。

在数字处理模块，使用 **FPGA** 对输入信号进行高频的线性调谐，以达到激光测距的要求在进行测距实验前，需要对实验中所需要的实验器件进行功能性测试，观察所用器件的实际性能，通过对马赫-增德尔干涉仪的复现来验证原理的正确性。通常的做法是将分光器与合束器的尾纤直接对接以构成测距系统的参考臂。在接收与光电转换环节，系统选择了光电探测器进行信号捕捉。为了在实验阶段提高效率并节省时间，对于数据采集与处理任务，系统采用了内置先进专用集成电路(ASIC)芯片的示波器，该示波器在实时数据显示和时频域信号处理方面表现出高效的性能。

对 **PCB** 开发板的完整性检查时，对各种类型接口器件逐一进行确认，并同时对周边电路中的电阻、电容、电感等零部件型号及封装方式进行全方位核对，确保每一个细节无误。同时，必须仔细查验各元件的焊接点及其正负极标识，以彻底排除反接的可能性。在这个阶段，主要工作包括：检测电路系统和电源芯片

各项电气性能参数是否符合标准，确保传感器芯片在运行期间保持稳定性能，最后，通过对接口进行调试，以验证数据传输功能是否能够顺畅进行。

5.2 测距实验系统

基于信号处理系统功能验证的成功，参照本章提出的详细设计方案，建立了 FMCW 激光测距实验平台，如图 5-3 所示，构建了一个完备的 FMCW 激光测距系统。实际搭建的实验平台严格遵循本章所阐述的系统架构，该平台囊括了光源模块——采用可调谐激光器，以及基于马赫曾德干涉原理设计的干涉测量光学路径，并配以由 PCB 开发板集成的信号处理模块。实验台上装配了已完成安装的多功能可调测量光学平台，其包含了准直器与反射镜。通过操控准直器背部的调节螺丝，可以精准调整准直光束在水平和俯仰方向的角度，从而完成了整个光路的联通。

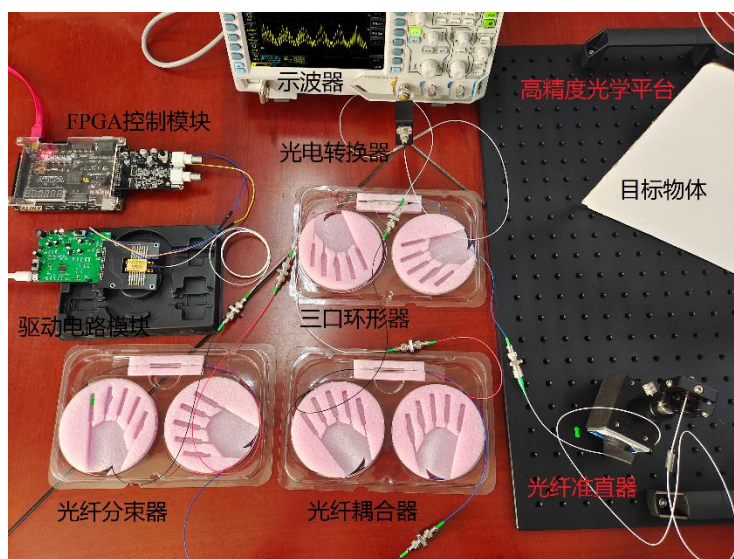


图 5-3 测距实物图

在测距的过程中，目标物体为白色纸板，由于对静态目标物体测量时，不会有多普勒频移，所以三角波调频信号上升沿与下降沿得到的拍频信号的频率相同。使用第四章中所采用的电流调谐的方式，上一章中得到的带宽为 15.6GHz。实验中准直器到目标物体的距离为 0.225m，在对目标物体的测距过程中，我们得到了时域拍频信号如图 5-4 所示。

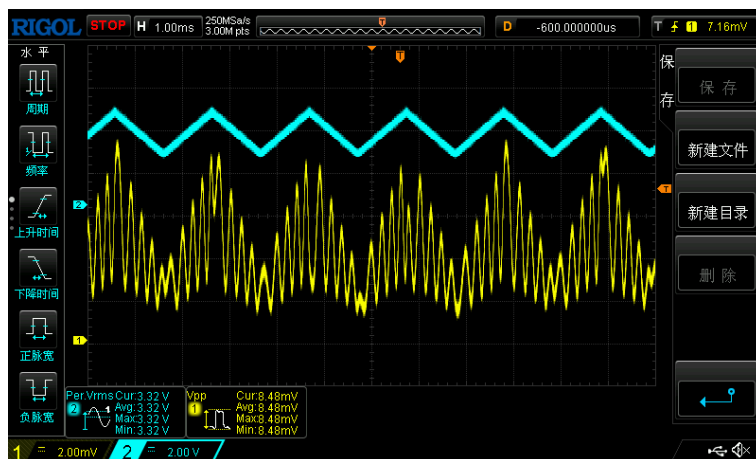


图 5-4 时域拍频信号图

对所得到的时域拍频信号进行 FFT 处理，得到的频谱图如图 5-5 所示。因为目标物体处于静止状态，因此上升沿与下降沿的频谱相同。

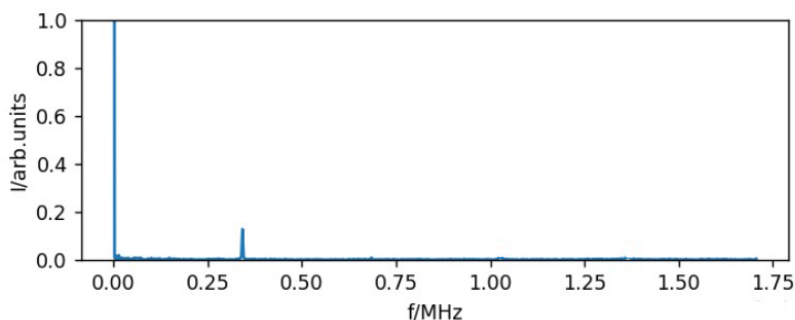


图 5-5 傅里叶变换处理后的信号频谱

从图 5-5 中可以看出，0.32MHz 处的反射峰为目标物体的拍频峰，将拍频频率带入公式(5-2)，可得目标物体的距离为 0.22538m，测量结果与实际距离相差 0.00038m。测量结果与实际距离之间的相对误差为 0.16%。

5.3 本章小结

本章对 FMCW 测距系统进行了实验验证，具体介绍了测距系统的结构与测距实验的研究内，使用第四章中所设计的电流调谐电路，基于该调谐电路与光源搭建了激光测距系统，采用马赫-曾德尔干涉结构，将反射光与本振光进行拍频处理，对拍频信号进行傅里叶变换，将所得到的拍频信号的频率与带宽带入公式(5-2)，得到了实际的测量结果，经对比，测量结果与实际距离相差 0.00038m。

第 6 章 总结与展望

6.1 总结

调频连续波(Frequency modulated continuous wave, FMCW)基本思想是用调制波形来代替传统的无线电。调频连续波激光雷达具有测距范围大、距离分辨率高等特点具有更广阔的应用前景。

本文使用 FPGA 设计并实现了一个激光器驱动电路,完成了关于激光雷达的 DFB 激光器恒温驱动恒流驱动、温度调谐与电流调谐的设计与实现工作,在设计驱动电路的过程中,主要进行了以下研究:

(1)数字电路 FPGA 与模拟电路相结合,使用脉冲宽度调制技术(PWM)对温度调谐电路进行控制,设计了温度控制电路与温度调谐电路,通过温度控制原理,采用 MAX1978 芯片,实现了稳定度高,精度好的恒温驱动。使用数字电路 FPGA 开发板直接控制温控电路,通过输入连续变化的三角波,对激光器温度调谐电路进行控制,激光器工作温度在 $23^{\circ}\text{C}\sim 32.1^{\circ}\text{C}$ 范围内实现相应调节,采用一段掺铒光纤作为边缘滤波器测量激光波长的变化,结果表明激光波长实现了较好的三角波调制,其扫描的动态范围为 $1.21\text{nm}(151.25\text{GHz})$ 。

(2)根据激光器电流驱动的原理,设计了电流驱动电路与电流调谐电路,由于 PWM 技术所实现的频率太低,无法达到电流调谐的要求。所以,在电流调谐的过程中,选择数模转换芯片、滤波电路、运放芯片以及电容电阻的组成数模转换电路,改良了恒流输出的稳定度与电流调谐的精确度。同样采用一段掺铒光纤作为边缘滤波器测量激光波长的变化,通过激光器实际的测试,测量其电流稳定性与功率稳定性,实现了恒流输出与电流调谐。从示波器可以观测到明显的三角波调谐信号。

(3)最后,进行测距系统的测试,通过搭建完整的 FMCW 激光测距系统,采用干涉光路结构的 FMCW 激光测距实验方案,对系统进行可行性实验,通过测距实验的数据分析得到测距系统的测距精度,采用多次测量的方法,使测距系统得到有效的优化。

本文所设计的测距系统与商业化的测距系统相比,商业化的激光测距系统拥

有高精度与高稳定性，能够在短时间内实现快速测量与非接触测量，但商业化的激光测距系统同时也拥有设计成本高，系统的复杂程度高，且具有高耗能的特点。本文所设计的激光测距系统，具有精度高、稳定性高、体积小、设计简单且成本低的特点，有较好的环境适应性，设计和实施相对简单，减少了能源损耗。占用空间少，使用更便捷。

6.2 展望

在温度控制方面，通过对 PID 参数的优化控制，可以实现更高的温度控制稳定性。在激光器输出方面，三角波下降沿出现在扫描非线性失真问题，这主要是由于半导体激光器的波长-温度曲线的固有非线性造成的，可以通过调制电压波形的畸变预补偿提高扫描的线性度。

在硬件设计与优化方面，硬件技术的进步会大大提升系统的整体性能。减小硬件设计的体积，进一步集成化，随着更精确稳定的激光器被研究设计，使用更加精密的硬件以及更集成的系统，可以使激光测距系统的性能更优化。随着硬件的优化和程序算法相结合也是可以延申的方向。

参考文献

- [1] Li J, Bi Y, Li K, etc. Improving the Accuracy of TOF LiDAR Based on Balanced Detection Method[J]. Sensors, 2023, 23(8): 4020.
- [2] Zehao Y, Cheng L, Guodong L. FMCW LiDAR with an FM nonlinear kernel function for dynamic-distance measurement[J]. Optics Express, 2022, 30(11): 19582-19596.
- [3] Baumann E, Giorgetta F R, Deschênes J D, etc. Comb-calibrated laser ranging for three-dimensional surface profiling with micrometer-level precision at a distance[J]. Optics express, 2014, 22(21): 24914-24928.
- [4] 徐忠扬,张洪祥,陈凯,等.调频连续波激光雷达技术进展[J].真空电子技术,2019(04):18-26.
- [5] Henderson S W, Hale C P, Magee J R, etc. Eye-safe coherent laser radar system at 2.1 μm using Tm, Ho: YAG lasers[J]. Optics letters, 1991, 16(10): 773-775.
- [6] Wiggins C, Lawrence G, Skolnik L, etc. Evaluation of Spatial Filtering as a Means for Increasing Optical Performance in High Power Beam Trains[J]. Final Technical Report BDM Corp, 1981.
- [7] Culshaw B, Giles I P. Frequency modulated heterodyne optical fiber Sagnac interferometer[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1982, 30(4): 536-539.
- [8] Strzelecki E M, Cohen D A, Coldren L A. DISTANCE SENSING USING CONSTANT-AMPLITUDE WAVELENGTH-SWEET SEMICONDUCTOR LASERS[C]//Optical Fiber Sensors. Optica Publishing Group, 1988: ThAA6.
- [9] Dieckmann A. FMCW-LIDAR with tunable twin-guide laser diode [J]. Electronics Letters, 1994, 30(4): 308-309.
- [10] Menon M M, Barry R E, Slotwinski A, etc. Remote metrology, mapping, and motion sensing of plasma facing components using FM coherent laser radar[J]. Fusion engineering and design, 2001, 58: 495-498.
- [11] Geng J, Spiegelberg C, Jiang S. A compact 100-km FMCW fiber laser radar;

- pceedings of the Quantum Electronics and Laser Science Conference, F, 2005
-
- [C]. Optical Society of America.
- [12] 杨义彬. 激光雷达技术的发展及其在大气环境监测中的应用[J]. 成都信息工程学院学报, 2005, 20(6): 725-727.
- [13] Iiyama K, Yasuda M, Takamiya S. Extended-range high-resolution FMCW reflectometry by means of electronically frequency-multiplied sampling signal generated from auxiliary interferometer[J]. IEICE transactions on electronics, 2006, 89(6): 823-829.
- [14] Gundersen R, Norland R, Rolstad Denby C. Geometric, environmental and hardware error sources of a ground-based interferometric real-aperture FMCW radar system [J]. Remote Sensing, 2018, 10(12): 2070.
- [15] Hariyama T, Sandborn P A M, Watanabe M, etc. High-accuracy range-sensing system based on FMCW using low-cost VCSEL[J]. Optics express, 2018, 26(7): 9285-9297.
- [16] Acar Y E, Saritas I, Yaldiz E. An experimental study: Detecting the respiration rates of multiple stationary human targets by stepped frequency continuous wave radar[J]. Measurement, 2021, 167: 108268.
- [17] Pierrottet D, Amzajerdian F, Petway L, etc. Linear FMCW laser radar for precision range and vector velocity measurements[J]. MRS Online Proceedings Library (OPL), 2008, 1076: 1076-K04-06.
- [18] Öztürk H, Yeğin K. Predistorter based K-band FMCW radar for vehicle speed detection[C]//2016 17th International Radar Symposium (IRS). Ieee, 2016: 1-4.
- [19] Lechner W, Baumann S. Global navigation satellite systems [J]. Computers and Electronics in Agriculture, 2000, 25(1-2): 67-85.
- [20] 卢智勇, 鲁伟, 周煜, 等. 基于调频连续波的机载三维相干激光雷达 [J]. 2018 年光学技术与应用研讨会暨交叉学科论坛论文集, 2018.
- [21] Prokop A. Assessing the applicability of terrestrial laser scanning for spatial snow depth measurements [J]. Cold Regions Science and Technology, 2008, 54(3): 155-63.
- [22] Yildiz S, Akyurek Z, Binley A. Quantifying snow water equivalent using terrestrial

- ground penetrating radar and unmanned aerial vehicle photogrammetry [J]. Hydrological Processes, 2021, 35(5): e14190.
- [23] Sharma V, Sergeyev S. Range detection assessment of photonic radar under adverse weather perceptions [J]. Optics Communications, 2020, 472: 125891.
- [24] Okano M, Chong C. Swept Source Lidar: simultaneous FMCW ranging and nonmechanical beam steering with a wideband swept source[J]. Optics Express, 2020, 28(16): 23898-23915.
- [25] 杨文进,赵继广,杜小平,等. Chirped AM 激光雷达中线性调频信号的产生 [J]. 红外与激光工程, 2007, (z1): 478-81.
- [26] 张海洋,赵长明,蒋奇君,等. 基于相干激光雷达的激光微多普勒探测[J].中国激光,2008,35(12):1981-1985.
- [27] 赵继广, 张智铨, 邓陈. FMCW 激光雷达系统设计与实验研究 [J]. 装备指挥技术学院学报, 2009, 20(3): 61-5.
- [28] 张琨锋, 洪光烈, 徐显文, 等. 宽调谐激光雷达亚毫米级距离分辨的实现方法 [J]. 红外与激光工程, 2012, 41(10): 2674-9.
- [29] 唐烽. FMCW 激光雷达中的光学仿真与研究 [D]; 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.
- [30] 时光. 提高 FMCW 激光测距分辨力方法及在球坐标测量中的应用 [D]; 天津: 天津大学, 2014.
- [31] 戚昊琛, 张鉴, 张杰, 等. 一种用于 FMCW 雷达系统的中频信号滤波器[J]. 合肥工业大学学报(自然科学版), 2015,38(05):635-638.
- [32] Lu C, Liu G, Liu B, et al. Method based on chirp decomposition for dispersion mismatch compensation in precision absolute distance measurement using swept-wavelength interferometry[J]. Optics Express, 2015, 23(25): 31662-31671.
- [33] Wei F, Lu B, Wang J, etc. Precision and broadband frequency swept laser source based on high-order modulation-sideband injection-locking[J]. Optics Express, 2015, 23(4): 4970-4980.
- [34] Lu C, Liu G, Liu B, etc. Absolute distance measurement system with micron-grade measurement uncertainty and 24 m range using frequency scanning interferometry with compensation of environmental vibration[J]. Optics express, 2016, 24(26):

30215-30224.

- [35] Liu G D, Xu X K, Liu B G, etc. Dispersion compensation method based on focus definition evaluation functions for high-resolution laser frequency scanning interference measurement [J]. Optics Communications, 2017, 386: 57-64.
- [36] Zhang F, Yi L, Qu X. Simultaneous measurements of velocity and distance via a dual-path FMCW lidar system [J]. Optics Communications, 2020, 474: 126066.
- [37] Lu Z, Zhou Y, Sun J, etc. A real-time three-dimensional coherent lidar demonstration: System structure, imaging processing, and experiment result[J]. Optics Communications, 2020, 474: 126063.
- [38] Wu Y, Shao S, Li Y, etc. Multi-beam optical phase array for long-range LiDAR and free-space data communication[J]. Optics & Laser Technology, 2022, 151: 108027.
- [39] Yang Q, Chen Xiaolin, Zheng Cheng, etc. Simulation and analysis of LiDAR based on DPMZM and microwave photonic frequency multiplication[J]. Laser Technology, 2023, 47(6):729-735.
- [40] Xiao Z, Wu Z, Xia G. Phase-noise-cancelled FMCW Lidar based on CS-DSB modulation and injection-locking technique[J]. Optics & Laser Technology, 2024, 168: 109936.
- [41] Xiao Z, Wu Z, Xia G. Broadband dual-chirp FMCW laser source based on DSB-SC modulation and cascaded FWM[J]. Optics Express, 2023, 31(18): 29925-29933.
- [42] Zhang H, Tian X, Lei Y, etc. Frequency Modulated Continuous Wave LIDAR Based on Injection-Locking Technology for Simultaneous Distance and Speed Measurement[J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(15):182-189.
- [43] Dong Y, Zhu Z, Tian X, etc. Frequency-modulated continuous-wave LIDAR and 3D imaging by using linear frequency modulation based on injection locking[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(8): 2275-2280.
- [44] Zhu X, Dai G, Wang Z, etc. Numerical research on optical single sideband modulator generated by multi-frequency phase modulation[J]. Journal of Optoelectronics·Laser, 2018, 29(11): 1173-1178.

- [45] Zhang X, Pouls J, Wu M C. Laser frequency sweep linearization by iterative learning predistortion for FMCW LiDAR[J]. Optics express, 2019, 27(7): 9965-9974.
- [46] Sun C, Chen Z, Ye S, etc. Highly-time-resolved FMCW LiDAR with synchronously-nonlinearity-corrected acquisition for dynamic locomotion[J]. Optics Express, 2023, 31(5): 7774-7788.
- [47] Roos P. A., Reibel R. R., Berg T., etc. Ultrabroadband optical chirp linearization for precision metrology applications[J]. Optics Letters, 2009, 34(23):3692-3694.
- [48] Li P., Zhang Y, Yao J. Linear frequency swept laser source with high swept slope based on digital optical phase-locked loop[J]. Optics Communication, 2022, 525: 128860.
- [49] Cao X, Wu K, Li C, etc. Highly efficient iteration algorithm for a linear frequency-sweep distributed feedback laser in frequency-modulated continuous wave lidar applications[J]. Journal of the Optical Society of America B, 2021, 38(10): D8-D14.
- [50] Li P, Zhang Y, Yao J. Rapid linear frequency swept frequency-modulated continuous wave laser source using iterative pre-distortion algorithm[J]. Remote Sensing, 2022, 14(14): 3455.
- [51] 周杰. 半导体激光器特性参数测试系统的设计与实现[D]. 武汉: 武汉理工大学, 2010.
- [52] 吴栋. 可调谐窄线宽半导体激光器驱动设计[D]. 深圳: 深圳大学, 2017.
- [53] 李小琨. 基于 DFB 激光器阵列的线性扫频激光器的设计与实现[D]. 南京: 南京大学, 2021.
- [54] 王文志. 小功率半导体激光器驱动电路研制及线宽压窄初步研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2013.
- [55] 齐忠亮. 小功率半导体激光器的恒温控制与驱动方法的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2012.
- [56] 王庆有. 光电技术[M]. 第二版. 北京: 电子工业出版社, 2008, 19-25.
- [57] 林武漳. 高精度半导体激光器驱动电路的设计[D]. 深圳: 深圳大学, 2010.

- [58] 郑乔, 刘虎. 半导体制冷及其在物理实验中的应用[J]. 物理实验, 2008, 28(2):30-32.
- [59] 苏浩. 面向激光雷达的半导体激光器恒流恒温驱动电路设计[D]. 安徽: 安徽工程大学, 2023.
- [60] 陈慧敏, 高志林, 朱雄伟. 调频连续波激光调制方法研究[J]. 红外与激光工程, 2015, 44(6): 1762-5.
- [61] 武成宾, 古渊, 王加莹, 等. 可调谐激光器技术及其在 DWDM 系统的应用[J]. 光通信技术, 2003, 27(6):29-32.
- [62] Katsuhiko Ogata. 现代控制工程[M]. 卢伯英, 佟明安, 译. 北京: 电子工业出版社, 2011.
- [63] 关奉伟, 刘巨, 于善猛, 等. NTC 热敏电阻的标定及阻温特性研究[J]. 光机电信息, 2011, 28(7):69-73.
- [64] 苏浩, 朱兴华, 刘闯闯. 高精度半导体激光器恒流恒温驱动电路设计[J]. 应用激光, 2022, 42(08):139 -148.
- [65] Yucel M, Koyuncu O. Design and implementation of a passive edge filter with high bandwidth and slope[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2019, 61(11): 2572-2578.
- [66] Tiwari U, Thyagarajan K, Shenoy M R. EDF-Based Edge-Filter Interrogation Scheme for FBG Sensors[J]. IEEE Sensors Journal, 2013, 13(4): 1315-1319.
- [67] Barnes W. L., Laming R. I., Tarbox E. J., etc. Absorption and emission cross section of Er/sup 3+/doped silica fibers. IEEE Journal of Quantum Electronics, 1991, 27(4): 1004~1010
- [68] Meng X, Zhang F, Qu X. Optimization of the signal processing in frequency modulated continuous wave laser ranging system[C]//Ninth International Symposium on Precision Engineering Measurement and Instrumentation. SPIE, 2015, 9446: 404-409.

攻读硕士学位期间成果

- [1] 程洪德, 汪众, 刘新宇, 任仔若, 朱学华. 基于温度调谐的半导体激光器线性调频驱动电路, 应用激光, 已录用。

致谢

不知不觉中，三年的研究生生活已经接近尾声了。论文结束了，我的研究生生涯也要结束了。回想这几年的求学生涯，回想起一张张学习时的笑容，心中充满了温馨。在过去的三年里，我得到了很多老师和同学的关心。

首先，我要感谢我的研究生导师朱学华老师，朱老师学识渊博，能够及时指出我在科研中所遇见的错误，并给予指导，帮助我使科研活动更有组织、纪律和规范性。在日常生活中，朱老师也给予了我许多帮助，他严格要求但又和善，让我非常感激。每天专心投入科研，以身作则感染着我们每一个人。同时，朱老师总是亲自对我们的论文进行细致的指导，时刻提醒我们要对科研怀有敬畏之心。另外，朱老师积极乐观、热爱生活的人生态度也是值得我们借鉴的。

其次，感谢父母在读书期间对我的支持和理解，感谢你们多年来对我的培养和鼓励，你们是我最强有力的后盾，最温暖的避风港。我只有努力奋斗，用最优秀的自己作为对你们的回报。家人给我的爱与庇护，是支撑着我不断往前走的力量来源。

最后，感谢实验室的两位同门师兄，在我学习和做项目遇到困难的时候，能够热心地给我帮助，对于我的求助和困惑总是耐心地帮我解决问题，并且在毕业之前慷慨地向我们分享求职经验和科研的一些技巧，是我学习的榜样。师兄在生活中是我的好朋友，我们互相帮助，互相交流，一起进步；同时，在学习上它们是我的启明灯，总是传授我新的思想和知识，这令我受益匪浅。师兄在实验室里对我们很好，耐心的为我讲解实验室所相关的知识。感谢同届的苗宇彤、邢猛，还有师弟师妹。与大家共事一场，既是学术上的交流，也是友情的交流。

感谢我的研究生室友。我们在一起生活学习了三年，一起讨论天南地北的新鲜事物。在生活中，我们互相关心，关系融洽，有说有笑；在学习上，我们相互鼓励，一起积累新鲜的知识。在三年的读研生活中，我们总是会讨论各个领域的前沿发展，这也令我开阔了眼界。度过了三年快乐而充实的时光。

尚德敏学 唯实惟新

