

VCSEL 激光器抗干扰温度控制

韩 天, 张雨霖, 缪存孝*, 刘建丰, 薛 帅

- (1. 北京科技大学 机械工程学院, 北京 100083;
2. 北京自动化控制设备研究所, 北京 100074)

摘 要: 由于 VCSEL 具有低功耗、小体积、高调制频率和容易集成等特征, 被广泛应用于磁探测领域之中。作为一种高精度的传感器, 原子磁强计在测量磁场过程中由于激光器的输出不稳定导致测量精度下降。针对环境等干扰导致激光器的输出不稳定问题, 设计了一种可以抵抗环境温度变化的控制器。首先, 通过带 DSP 内核的 ADAU1401A 芯片与 DPSD 方法实现了高分辨率温度解算; 然后, 通过系统辨识的方式建立温控数学模型; 最后, 应用干扰观测器与内模控制原理设计出抗扰动、低超调、鲁棒性的控制器。实验结果表明: 在 70 °C 温度下, 存在干扰的控制精度为 ± 0.003 °C, 常温下控制精度为 ± 0.0015 °C, 为激光器稳定输出与高精度磁场测量奠定了基础。

关键词: 半导体激光器; 交流温控; 干扰观测器; 内模控制; 数字相敏检波

中图分类号: TN248.4 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3788/IRLA20190461

Anti-interference temperature control for VCSEL laser

Han Tian, Zhang Yulin, Miao Cunxiao*, Liu Jianfeng, Xue Shuai

- (1. School of Mechanical Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China;
2. Beijing Automation Control Equipment Institute, Beijing 100074, China)

Abstract: Due to its low power consumption, small size, high modulation frequency and easy integration, VCSELs are widely used in the field of magnetic detection. As a high-precision sensor, the atomic magnetometer reduces the measurement accuracy due to the unstable output of the laser during the measurement of the magnetic field. A controller that can resist change in ambient temperature was designed to deal with the instability of the output of the laser due to environmental disturbance. Firstly, the high-resolution temperature solution was realized by the ADAU1401A chip with DSP core and DPSD method. Then the temperature control mathematical model was established by means of system identification. Finally, the disturbance observer and internal model control principle were applied to design anti-disturbance and low overshoot robust controller. The experimental results show that the control accuracy of interference is ± 0.003 °C at 70 °C, and the control accuracy is ± 0.0015 °C at room temperature, which lays a foundation for stable output of laser and high-precision magnetic field measurement.

Key words: semiconductor laser; AC temperature control; disturbance observer; IMC control; DPSD

收稿日期: 2019-11-15; 修订日期: 2019-12-20

基金项目: 国家自然科学基金 (61603035)

作者简介: 韩天 (1977-), 男, 副教授, 博士, 主要研究方向为深度学习的故障诊断研究。Email: hantian@ustb.edu.cn

通讯作者: 缪存孝 (1981-), 男, 副教授, 博士, 主要研究方向为飞行器导航、制导与控制。Email: miao_cunxiao@163.com

0 引言

近年来,磁场测量技术因其应用领域广泛发展十分迅速。在医用方面的脑磁图和心磁图,军用方面的深海探潜,民用方面的矿物勘探与辨识方位等领域,磁强计已经成为不可或缺的核心设备^[1]。磁强计的测量灵敏度直接影响获取磁场或位置信息的准确性。目前测量灵敏度达到亚 fT 量级的磁强计只有无自旋交换弛豫 (Spin-Exchange Relaxation-Free, SERF) 原子磁强计。在原子磁强计的测量中需要应用到高精度的激光器。激光器主要可分为三种:法布里-珀罗型激光器 (FP),分布反馈激光器 (DFB),垂直腔表面发射半导体 (VCSEL) 激光器。其中,VCSEL 激光器与其他的激光器相比具有体积小、圆形输出光斑、单纵模输出、阈值电流小、价格低廉、易集成为大面积阵列等优点^[2]。

目前,激光器的控制研究主要针对于 DFB 激光器^[3-4],对 VCSEL 的研究非常少。激光器温度控制的传感方式主要依靠温度传感器,热敏电阻与热电偶来实现,通过采集直流电压值换算出实际温度值。但由于直流的电压信号产生方向恒定的磁场,对于测量磁场来说不能处理。而交变电压产生变化的磁场,通过滤波的方法可以解决对测量造成的影响。控制方法上大多数采用不需要数学模型的控制方法来解决温控过程中环境温度引起的参数时变问题,如模糊 PID,遗传算法,神经网络等方法,但并没有很好地分析解决环境温度干扰的问题。控制精度上,中国科学院张龙等人的大功率半导体激光器驱动电源及温控系统设计,控制精度为 $\pm 0.05\text{ }^{\circ}\text{C}$ ^[5]。合肥工业大学戴俊珂等人的基于自整定模糊 PID 算法的 LD 温度控制系统,控制精度为 $0.015\text{ }^{\circ}\text{C}$ ^[6]。重庆人文科技学院杨芳权等人的基于遗传算法的半导体激光器温度控制系统,控制精度为 $\pm 2\text{ m}^{\circ}\text{C}$ ^[7]。综上所述,为符合 SERF 原子磁力计的使用条件,提高温度控制精度,找到一种可以适应环境变化的控温方法十分重要。

针对以上问题,文中首先采用 DPSD 的方法实现对交流温控采集温度信号进行解调。然后通过系统辨识的方法建立 VCSEL 激光器的温度控制模型。最后应用干扰观测器与内模控制原理设计控制器来解决被控对象随环境温度变化造成的参数时变摄动和激光器温度不稳定问题。

1 半导体激光器温控模型

温度对激光器的稳定性有着直接的影响。VCSEL 输出的光功率可以由公式 (1) 所示:

$$P_o = \eta(T) \cdot (I - I_{th}(N, T)) \quad (1)$$

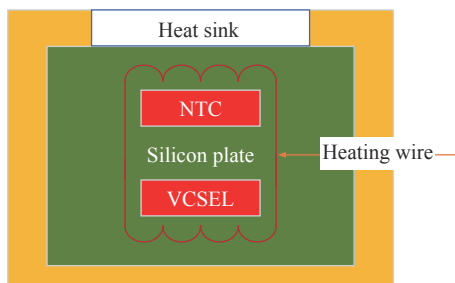
式中: P_o 为激光器输出光功率; $\eta(T)$ 为激光器转换效率; I 为激光器驱动电流; $I_{th}(N, T)$ 为激光器阈值电流。

由公式 (1) 可知: 激光器的转换效率、阈值电流与温度相关,光功率的稳定性取决于温度与激光器注入电流的稳定性。而且温度的变化会影响半导体 PN 结的带隙,从而影响腔增益曲线的峰值波长。文中被控对象选用 VIXAR 公司的 795 nm 的 VCSEL 激光器,波长对电流的增益系数为 $0.4\text{ nm}/\text{mA}$,波长对温度的增益系数为 $0.055\text{ nm}/^{\circ}\text{C}$ 。

为了解决环境温度变化造成的激光器控制性能下降问题,需要根据 VCSEL 激光器结构和系统辨识方法建立物理模型。

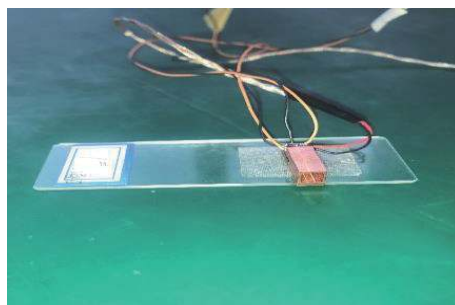
1.1 VCSEL 温控结构

VCSEL 的温控结构包括 VCSEL 激光器、热沉与连接用的硅片三部分组成,温度传感通过 NTC 电阻 10K3CG 来实现。加热装置采用镍铬合金加热丝。硅片嵌入到热沉内,其结构如图 1 所示。



(a) 激光器结构截面图

(a) Sectional view of laser structure



(b) 激光器实物图

(b) Physical map of the laser

图 1 激光器的温控结构图

Fig.1 Structure diagram of laser temperature control model

整个装置的每一部分都具有热容量,模型较为复杂。单一材料储热物体的传热模型可以由一阶惯性模型 $\frac{K}{Ts+1}$ 表示,针对上述 VCSEL 激光器结构而言,系统主要由热沉、NTC 热敏电阻、导热硅板、VCSEL 激光器 4 个储热物体构成。系统的传递函数可以等效成 4 个一阶惯性模型串并联而成,可以由如下四阶传递函数表示。

$$G(s) = \frac{As^3 + Bs^2 + Cs + D}{Es^4 + Fs^3 + Gs^2 + Hs + 1} \quad (2)$$

1.2 系统参数辨识

系统辨识是模型参数估计的有效方法,文中采用在阶跃响应下的递推最小二乘法 (RLS) 来估计模型参数。以 AD605 芯片输出电压的平方为输入信号,温度为输出信号,该模型的微分方程为:

$$E \frac{d^4 y(t)}{dt^4} + F \frac{d^3 y(t)}{dt^3} + G \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + H \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = A \frac{d^3 u(t)}{dt^3} + B \frac{d^2 u(t)}{dt^2} + C \frac{du(t)}{dt} + Du(t) + \zeta(t) \quad (3)$$

式中: $y(t)$ 为系统输出信号; $u(t)$ 为输入信号; $\zeta(t)$ 为高斯白噪声。

将公式 (3) 两端积分 4 次可得:

$$Ey(t) + Fy^{[1]}(t) + Gy^{[2]}(t) + Hy^{[3]}(t) + y^{[4]}(t) = Aht + \frac{Bht^2}{2!} + \frac{Cht^3}{3!} + \frac{Dht^4}{4!} \quad (4)$$

式中: $y^{[1]}(t)$ 、 $y^{[2]}(t)$ 、 $y^{[3]}(t)$ 、 $y^{[4]}(t)$ 为系统输入信号的 1~4 次积分; h 为阶跃信号幅值; A 、 B 、 C 、 D 、 E 、 F 、 G 、 H 为待辨识参数。

将公式 (4) 写成最小二乘形式,即:

$$y^{[4]}(k) = \varphi^T(k)\theta + \zeta(k) \quad (5)$$

式中:

$$\begin{cases} \hat{\varphi}(k) = [-y(k), -y^{[1]}(k), -y^{[2]}(k), -y^{[3]}(k), \\ h, ht, \frac{ht^2}{2!}, \frac{ht^3}{3!}, \frac{ht^4}{4!}]^T \\ \hat{\theta}(k) = [E, F, G, H, A, B, C, D]^T \end{cases} \quad (6)$$

根据公式 (6) 的递推最小二乘公式即可算出参数的估计值,实验取 100 Hz 采样, 2 Hz 的频率抽点去迭代计算,即 $h=0.5$ s。

$$\begin{cases} \hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k)[y(k) - \hat{\varphi}^T(k)\hat{\theta}(k-1)] \\ K(k) = \frac{P(k-1)\hat{\varphi}(k)}{1 + \hat{\varphi}^T(k)P(k-1)\hat{\varphi}(k)} \\ P(k) = [I - K(k)\hat{\varphi}^T(k)]P(k-1) \end{cases} \quad (7)$$

实验在室温 25 °C 下进行,由于环境温度不完全恒定,存在一定的参数摄动,但变化很小。经过多次实验后,求出参数估计值基本相同,参数估计结果如下。

$$[51\ 392.2, 82\ 354.3, 19\ 630.5, 323, 56\ 635.5, 22\ 606.4, 420.4, 1.439] \quad (8)$$

对比其中一组数据,残差平方和 $J=38.8927$ 。拟合结果以及残差值如图 2 所示,残差在 0.35 °C 以内,可以把估计出的模型作为名义模型使用。

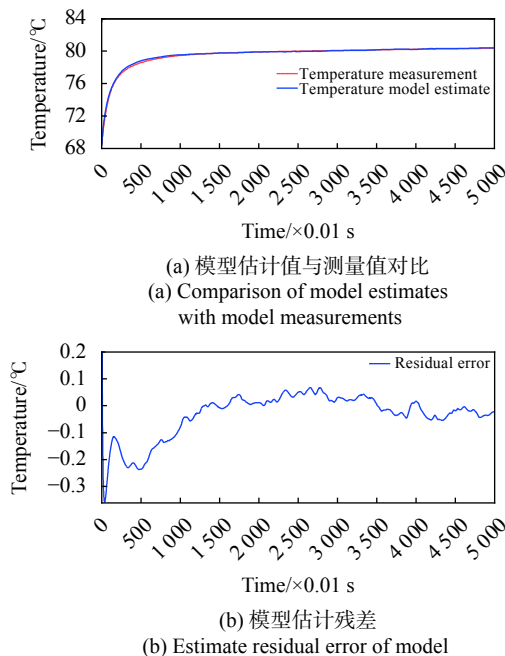


图 2 激光器温控系统模型估计结果

Fig.2 Estimation result of laser temperature control system model

2 系统硬件构成

SERF 原子磁强计的使用一共需要两路光源,即驱动光源与检测光源。文中利用 STM32F407 作为主控器,同时控制两路温控,其系统结构如图 3 所示。

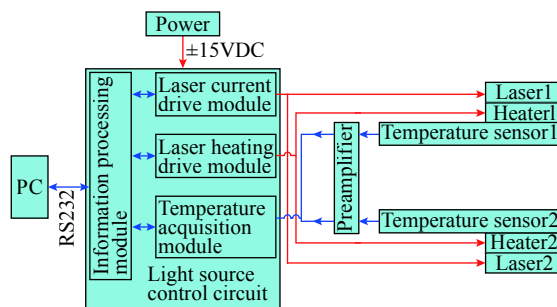


图 3 用于 SERF 磁强计的激光器控制电路

Fig.3 Laser control circuit for SERF magnetometer

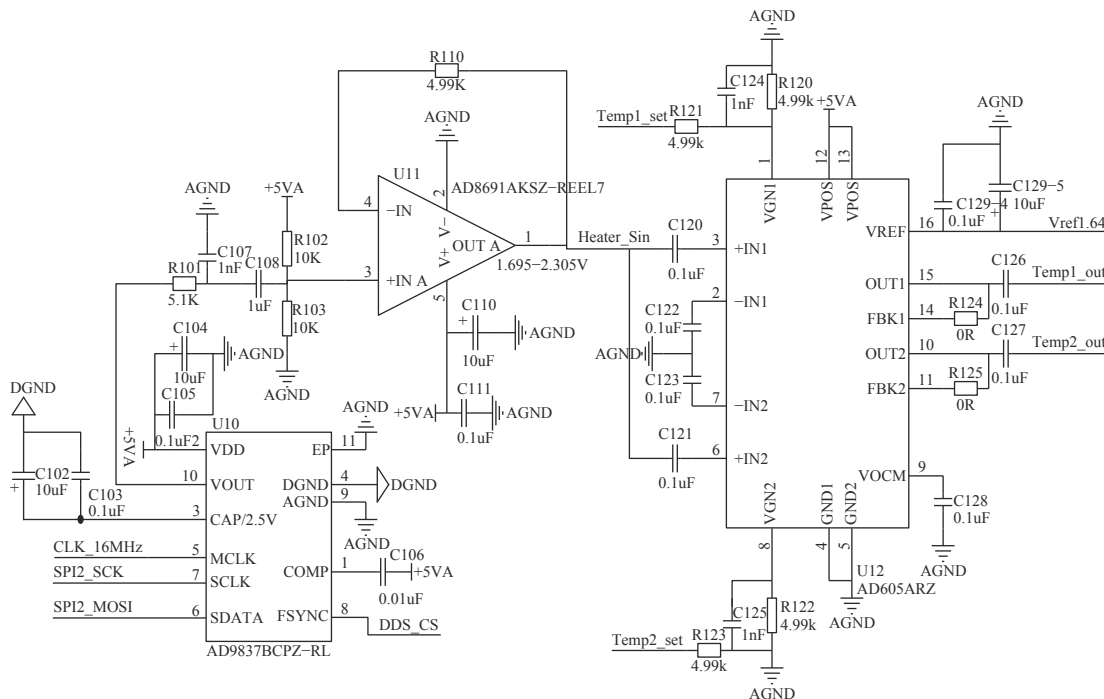
2.1 交流温控系统设计

文中针对原子磁强计应用过程中直流温控会对磁场测量结果产生干扰且无法滤除的问题,设计交流温度控制系统。交流温度控制系统一共分为 3 部分组成,即交流驱动部分、交流检测部分、解调与温度解算部分组成。其中,解算方法直接影响测量值的准确度与分辨率,进而影响控制精度。目前,解调的方

法包括数字和模拟两种方式,而数字解调具有低噪声和有强抗干扰能力。文中利用数字相敏检波 (DPSD) 的方法获得高分辨率、低噪声的温度信号。

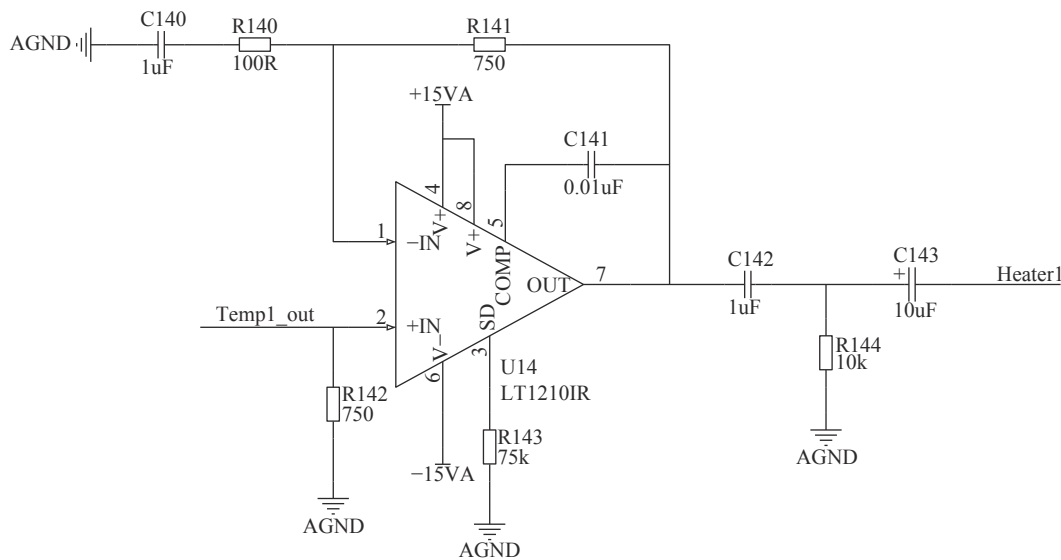
2.2 交流温控驱动部分电路

交流温控驱动电路如图 4 所示,由 stm32 控制直接数字频率合成器 (DDS)U10 产生 10 kHz 幅值固定的正弦波激励信号,经过低通滤波和运放跟随后进入



(a) 交流温控电压源与增益放大器

(a) Voltage source and gain amplifier for AC temperature control



(b) 功率放大电路

(b) Circuit for power amplification

图 4 交流温控驱动电路

Fig.4 Drive circuit of AC temperature control

可变增益放大器 (VGA)U12, 通过 DA 设定 $Temp1_set$ 的值调节增益大小来改变正弦波的幅值。

AD605 的增益系数可由公式 (7) 计算, AD605 为对数放大器, 增益单位为 dB/V。

$$G_{ain} = \frac{2.5V \times 20dB/V}{V_{ref}} \quad (9)$$

式中: G_{ain} 为增益系数; V_{ref} 为 AD605 参考电压值, 文中为 1.6384 V。

输出电压增益可由公式 (8) 计算, 单位为 dB:

$$G_u = G_{ain} \times Temp1_set - 19 \quad (10)$$

式中: G_u 为输出电压增益; $Temp1_set$ 为 DA 输出电压值。

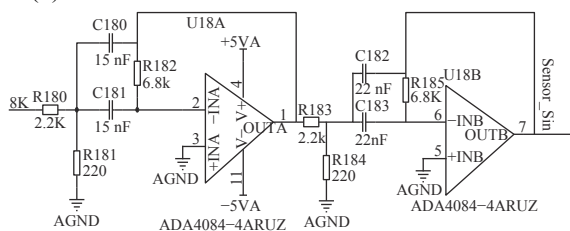
由公式 (9)、(10) 可推出 AD605 输出电压的平方和输入电压的关系, 计算公式如 (11) 所示:

$$U_{out}^2 = 10 \frac{2.5}{V_{ref}} \times U_{in}^{-1.9} \quad (11)$$

最后 AD605 输出电压经过电流反馈型功率放大器 LT1210 后, 将正弦信号进行交流放大 7.5 倍去驱动加热片加热。

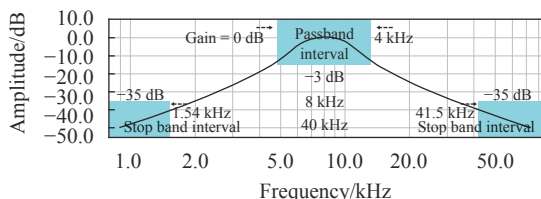
2.3 交流检测部分电路

交流检测部分由激励和传感电桥两部分构成。激励源选用 8 kHz 的正弦信号。激励源与驱动部分相同, 但需要经过交流放大和模拟四阶巴特沃兹带通滤波器, 使传感电桥的激励信号可以滤除带外噪声。滤波器电路如图 5(a) 所示, 滤波器幅频特性曲线如图 5(b) 所示。



(a) 四阶巴特沃兹带通滤波器电路

(a) Circuit of fourth-order butterworth bandpass filter



(b) 带通滤波器的幅频曲线

(b) Amplitude-frequency curve of bandpass filter

图 5 交流检测信号的滤波器

Fig.5 Filter for AC detection signal

传感电桥选用惠更斯电桥接法, 固定桥电阻为 1.69 K。其中测量温度电阻选用 NTC 热敏电阻 10K3CG, 70 °C 灵敏度大约 60 Ω/°C。电桥输出信号经过仪表放大器放大 51 倍后由 ADAU1401A 的 AD 转换器采集电压值。

电桥输入电压与 ADAU1401A 采集电压值的关系如下式所示:

$$U_{ADin} = U_{Bridge_{in}} \times \frac{R_{hot} - R}{2(R_{hot} + R)} \times gain \quad (12)$$

式中: U_{ADin} 为 ADAU1401A 采集电压值; $U_{Bridge_{in}}$ 为电桥输入激励电压幅值; R_{hot} 为热敏电阻阻值; R 为电桥固定桥臂电阻阻值; $gain$ 为仪表放大器放大倍数。

由公式 (10) 可知: 在 70 °C 附近每变化 1 m°C 采集电压变化大约为 0.9 mV。其中, AD 转换器具有 24 bit 电压分辨率。SNR 和动态范围都为 100 dB, 有效位数至少为 16 位。AD 的采集量程选用为 ±3.4 V, 即 AD 的准确度为 0.1 mV, 综上所述系统采集精度为 0.1 m°C。

2.4 交流信号解调与温度解算方法

调幅信号解调方法包括数字解调和模拟解调两种方式, 其中模拟解调方法通过运放搭建乘法器电路来实现。但模拟解调与数字解调相比, 由于模拟器件的本身特性, 模拟器件本身会引入噪声, 以至于有用信号与无用信号分离不够彻底。并且数字解调的抗干扰能力要强于模拟解调, 从而影响解调后信号的测量精度和分辨率。文中采用数字相敏检波 (DPSD) 算法, 通过 ADAU1401A 对载波为 8 kHz 正弦波信号对温度信号进行解调。实现过程如图 6 所示。

解调首先采集电桥的激励信号与电桥的被测信号。A/D 转换后, 经过数字方式写成的 DC-Blocking 模块, 其 z 变换传递函数表达式如下:

$$H(z) = \frac{1 - z^{-1}}{1 - Rz^{-1}} \quad (13)$$

式中: R 为滤波系数。之后通过带通滤波器完成信号的预处理。由 ADAU1401A 内部产生数字参考正弦与余弦信号。该参考信号 r 可由公式 (14) 表示:

$$r(n) = \cos(\omega n) + j \sin(\omega n) \quad (14)$$

设未解调前信号幅值为 Y , 由于有电路噪声和白噪声的影响可由下式表示:

$$Y(n) = A \sin(\omega n + \varphi) + \zeta(n) \quad (15)$$

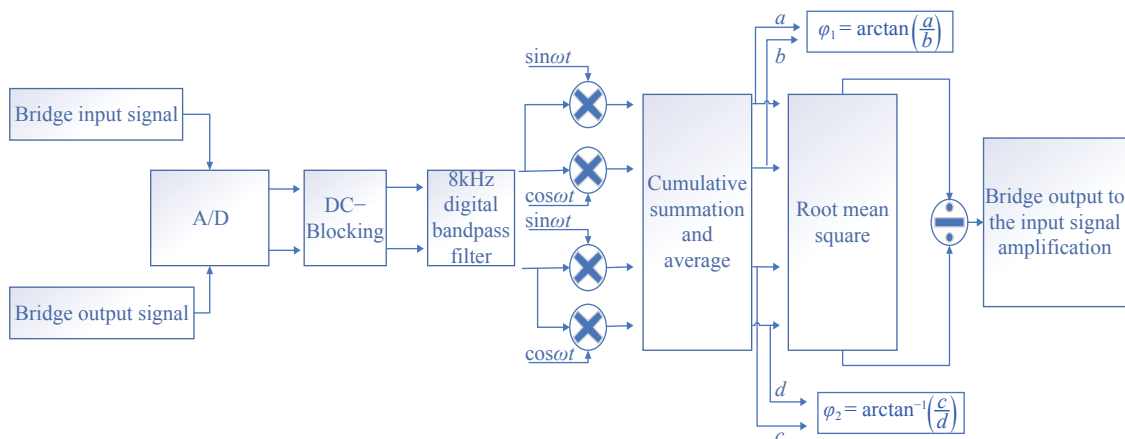


图 6 交流调幅信号 DPSD 解调流程图

Fig.6 Demodulation flowchart of DPSD method for AC bridge

将式 (14)、(15) 进行互相关运算可得:

$$R_{yr}(m) = \frac{1}{N} \sum_0^{N-1} y(n)r(n+m) = \frac{A}{2} (\sin(\omega m - \varphi) - j \cos(\omega m - \varphi)) + R_{\zeta r}(m) \quad (16)$$

由于 $\zeta(n)$ 与 $r(n)$ 无关, 所以 $R_{\zeta r}(m)=0$ 。显然, 可以求出正弦波相位与幅值, 即

$$A = 2 \times \text{abs} |R_{yr}(m)| = 2 \sqrt{\text{Re}(R_{yr}(m))^2 + \text{Im}(R_{yr}(m))^2}$$

$$\varphi = \arg(R_{yr}(m)) = -\arctan\left(\frac{\text{Im}(R_{yr}(m))}{\text{Re}(R_{yr}(m))}\right) \quad (17)$$

解调以 48 kHz 的速度对 8 kHz 信号进行采样, 以相邻 480 个点平均滑动滤波后的结果进行结算。通过公式 (15) 分别求出电桥激励信号与被测信号的幅值与相位。若电桥激励信号的幅值与相位分别为 Y_1 与 φ_1 , 被测信号的幅值与相位分别为 Y_2 与 φ_2 。引入电桥输入电压与 ADAU1401A 采集电压值的放大倍数符号函数 sign, 放大倍数大小为 A_u 有:

$$\frac{U_{ADin}}{U_{Bridgein}} = \text{sign} \times A_u \quad (18)$$

$$\text{sign} = \begin{cases} 1, & \text{if } |\varphi_1 - \varphi_2| \leq 90^\circ \\ -1, & \text{if } |\varphi_1 - \varphi_2| > 90^\circ \end{cases} \quad (19)$$

$$A_u = Y_2/Y_1 \quad (20)$$

结合公式 (10)、(16), 即可通过 DPSD 的方法解算出电桥中热敏电阻的阻值, 从上述分析可知, 与模拟解调方式相比, 数字相敏检波对噪声有很强的抑制作用。

热敏电阻阻值还需要转换成温度, 文中用的电阻为 NTC 电阻, 因此, 选用最佳数学表达式去实现阻值

与温度的转换, 即 Steinhart 方程。

$$\frac{1}{T} = A + B \ln(R) + C(\ln(R))^2 \quad (21)$$

式中: A 、 B 、 C 为 NTC 热敏系数。文中 10K 3CG 的拟合系数为 $8.762e^{-8}$ 、 $2.341e^{-4}$ 、 $1.129e^{-3}$ 。

3 控制方法

半导体激光器温度控制的问题是由环境温度的干扰下模型参数发生慢时变扰动引起, 并且会对被控对象的温度控制产生影响。为了提高稳定性、抗干扰能力与鲁棒性, 文中根据上述辨识模型, 采用干扰观测器的方法估计环境温度变化带来的影响进行补偿, 根据内模控制原理设计控制器, 使系统实现响应速度快、低超调。

3.1 DOB 干扰观测器

干扰观测器是由 C.J.Kempf 等提出的^[8], 基本思想是将模型参数变化与外部干扰造成的实际模型与名义模型的差异等效到控制的输入端。即观测出等效干扰, 在控制中引入等量的补偿。控制框图如图 7 所示。图中 $Q(s)$ 为低通滤波器, $G_p(s)$ 为被控对象实际模型, $G_n^{-1}(s)$ 为名义模型的逆, $C(s)$ 为控制器。

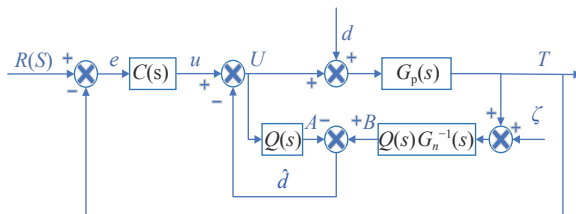
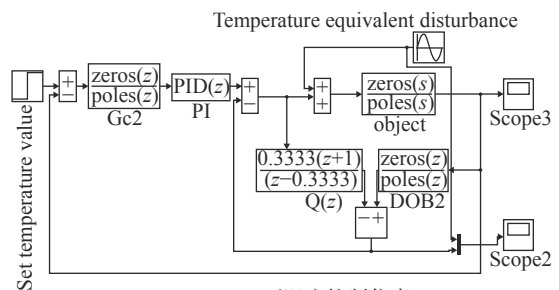


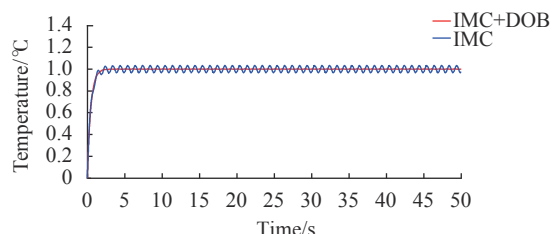
图 7 干扰观测器等效框图

Fig.7 Equivalent block diagram of disturbance observer



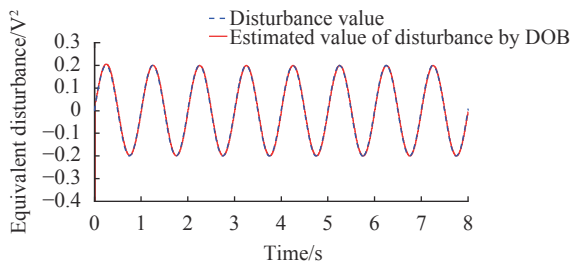
(a) Simulink 下温度控制仿真

(a) Temperature control simulation under Simulink



(b) IMC+DOB 控制仿真图

(b) Simulation diagram of IMC+DOB control method



(c) 实际扰动与观测扰动

(c) Active disturbance and observed disturbance

图 9 温控仿真

Fig.9 Simulation of temperature control

示, 扰动值与扰动的估计值如图 9(c) 所示。可以看出: 带干扰观测的内模控制抑制外界干扰扰动的有效性。

4.2 温控实验

实验环境选择在室温 25 °C 左右的室内进行, 负载完全暴露在空气中分别以 PID 控制与带干扰观测器的内模控制进行对比。其实验平台如图 10(a) 所示。实验过程如下: 首先, 使用 PID 控制, 将温度设置为 70 °C, 等待稳定后, 设定值改为 71 °C, 等待稳定后将设定温度改为 69 °C。然后, 使用带干扰观测器的内模控制, 重复上述操作。将两组实验数据进行对比, 结果如图 10(b), 10(c) 所示。从图中可以看出: PID 控制超调为 0.3 度, IMC+DOB 控制方法几乎没有超调, 达到最终稳态要比 PID 快。

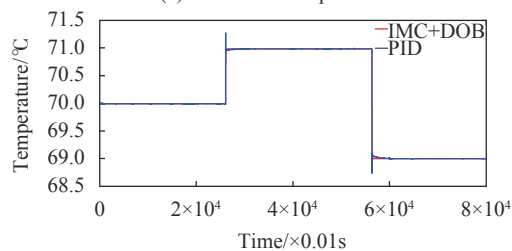
为验证干扰观测器的作用在上述 PID 参数不变的前提下进行变温实验, 将负载放入温箱中, 温箱由

鼓风机传递热量, 存在风扰。同时 25 °C 的初始条件下以 2 °C/min 的速度进行 10 °C 的反复升降温。PID 控制与 IMC-DOB 控制的效果如图 10(d) 所示, 干扰观



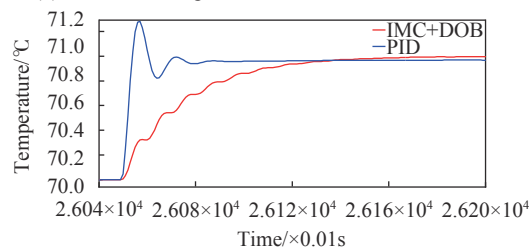
(a) 实验平台

(a) Platform for experiment



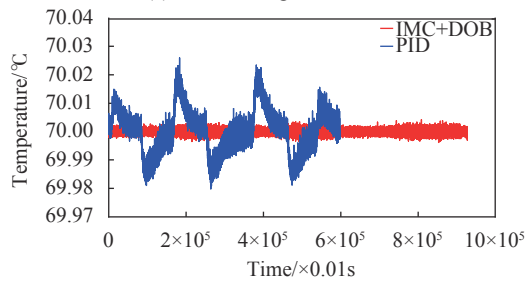
(b) 不同控制方法的超调对比图

(b) Overshoot comparison chart of different control methods



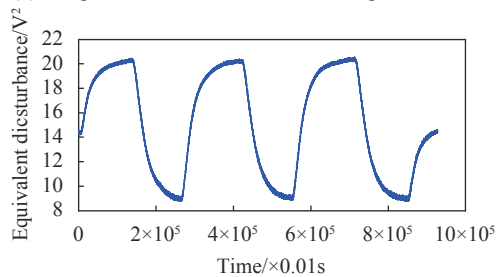
(c) 超调的局部放大图

(c) Partial enlargement of overshoot



(d) 变温条件下的温度曲线

(d) Temperature curve under variable temperature conditions



(e) 变温条件下的干扰估计值

(e) Estimation of disturbance under variable temperature conditions

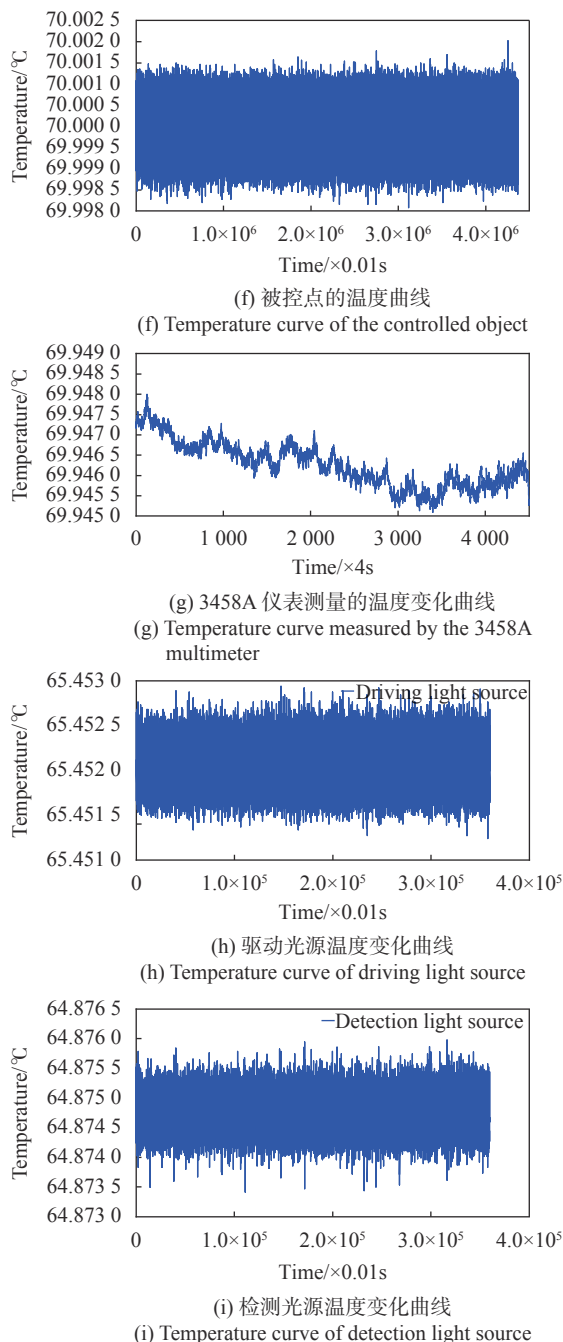


图 10 IMC+DOB 方法实验验证

Fig.10 Experimental verification of IMC+DOB method

测器观测的输入等效干扰如图 10(e) 所示。可以看出在扰动下 PID 控制存在波动, 精度可达 $\pm 25 \text{ m}^\circ\text{C}$ 。IMC+DOB 控制效果稳定, 精度可达 $\pm 3 \text{ m}^\circ\text{C}$ 。

为测量常温下控制的稳定性与准确性选用 Agilent3458A 八位半万用表对温度以 0.25 Hz 的频率进行 5 h 的监测, 被控点温度稳定度为 $\pm 0.0015 \text{ }^\circ\text{C}$, 如图 10(f) 所示。监测点峰峰值可达 $0.001 \text{ }^\circ\text{C}$, 如

图 10(g) 所示。但本身监测位置与被控位置存在梯度, 由于环境温度变化, 监测会产生漂移, 5 h 漂移量大约为 $0.002 \text{ }^\circ\text{C}$ 。

为验证 SERF 磁强计应用过程中的温度控制效果, 在常温下对驱动光和检测光源进行 1 h 的测量, 其驱动光的温度如图 10(h) 所示, 检测光的温度如图 10(i) 所示。实验中驱动光温度设定为 $65.452 \text{ }^\circ\text{C}$, 控制精度为 $\pm 0.001 \text{ }^\circ\text{C}$ 。检测光设定为 $64.875 \text{ }^\circ\text{C}$, 控制精度为 $\pm 0.0015 \text{ }^\circ\text{C}$ 。

5 结 论

为改善 SERF 原子磁强计测量精度, 提升 VCSEL 激光器在外界环境变化后的抗干扰能力。设计了半导体激光器交流温度驱动与检测的方法。该方案首先通过 DPSD 解调方法实现了温度解算, 代替了传统模拟解调方式, 降低了成本, 提高了分辨率。然后通过递推最小二乘法实现系统辨识, 建立了 VCSEL 激光器的温度控制模型, 最后通过内模控制与干扰观测器的原理设计控制器, 解决了激光器温度控制中超调问题和在环境温度变化等干扰下激光器温度不稳定问题。最终实验结果表明: VCSEL 激光器在外界环境温度变化下, 带干扰观测器的内模控制方法能有效地解决干扰下温度控制不稳定问题。最终温度控制精度可达到 $\pm 3 \text{ m}^\circ\text{C}$, 常温条件下, 5 h 的温度稳定度可达到 $\pm 1.5 \text{ m}^\circ\text{C}$ 。证明了该检测方案与控制方法的可行性与有效性, 为激光器稳定输出以及高精度磁探测奠定了基础。

参考文献:

[1] Chu Zhongyi, Sun Xiaoguang, Wan Shuang'ai, et al. Active magnetic compensation of spin-exchange-relaxation-free-atomic magnet-ometer [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2014, 22(7): 1808-1813. (in Chinese)
楚中毅, 孙晓光, 万双爱, 等. 无自旋交换弛豫原子磁强计的主动磁补偿[J]. *光学精密工程*, 2014, 22(7): 1808-1813.

[2] Zhang Jian, Ning Yongqiang, Zhang Jianwei, et al. 795 nm VCSELs for 87Rb based miniaturized atomic clock [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2014, 22(1): 50-57. (in Chinese)
张建, 宁永强, 张建伟, 等. 微型铷原子钟专用 795 nm 垂直腔表面发射激光器[J]. *光学精密工程*, 2014, 22(1): 50-57.

[3] Jiang Rongqiu, Deng Weifen, Wang Qianqian, et al. High

- stability DFB laser driving power supply utilized in infrared gas detection [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2018, 47(5): 0505004. (in Chinese)
- 蒋荣秋, 邓伟芬, 汪倩倩, 等. 用于红外气体检测的高稳定性DFB激光器驱动电源[J]. *红外与激光工程*, 2018, 47(5): 0505004.
- [4] Mu Ye, Hu Tianli, Chen Chen, et al. Development of temperature control system of DFB laser using analog PID control [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2019, 48(4): 0405001. (in Chinese)
- 穆叶, 胡天立, 陈晨, 等. 采用模拟PID控制的DFB激光器温度控制系统研制[J]. *红外与激光工程*, 2019, 48(4): 0405001.
- [5] Zhang Long, Chen Jiansheng, Gao Jing, et al. Design of driving power and temperature control system for high power semiconductor laser [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2018, 47(10): 1005003. (in Chinese)
- 张龙, 陈建生, 高静, 等. 大功率半导体激光器驱动电源及温控系统设计[J]. *红外与激光工程*, 2018, 47(10): 1005003.
- [6] Dai Junke, Jiang Haiming, Zhong Qirun, et al. LD temperature control system based on self-tuning fuzzy PID algorithm [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2014, 43(10): 3287–3291. (in Chinese)
- 戴俊珂, 姜海明, 钟奇润, 等. 基于自整定模糊PID算法的LD温度控制系统[J]. *红外与激光工程*, 2014, 43(10): 3287–3291.
- [7] Yang Fangquan, Jiang Yuchuan. Temperature control system of semi-conductor laser based on genetic algorithm [J]. *Journal of Shenyang University of Technology*, 2019, 41(4): 445–450. (in Chinese)
- 杨芳权, 江渝川. 基于遗传算法的半导体激光器温度控制系统[J]. *沈阳工业大学学报*, 2019, 41(4): 445–450.
- [8] Kempf C J, Kobayashi S. Disturbance observer and feedforward design for a high-speed direct-drive positional table[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 1999, 7: 513–526.
- [9] Du Yuening, Chen Chao, Qin Li, et al. Narrow linewidth external cavity semi-conductor laser based on silicon photonic chip [J]. *Chinese Optics*, 2019, 12(2): 229–241. (in Chinese)
- 杜悦宁, 陈超, 秦莉, 等. 硅光子芯片外腔窄线宽半导体激光器[J]. *中国光学*, 2019, 12(2): 229–241.
- [10] Yin Zhonggang, Bai Cong, Du Chao, et al. Deadbeat predictive current control for permanent magnet linear synchronous motor based on internal model disturbance observer [J]. *Transactions of China Electro-technical Society*, 2018, 33(24): 5741–5750. (in Chinese)
- 尹忠刚, 白聪, 杜超, 等. 基于内模干扰观测器的永磁同步直线电机无差拍电流预测控制方[J]. *电工技术学*, 2018, 33(24): 5741–5750.
- [11] Yu Hanghang, Chen Fei, Li Yaobiao, et al. Research progress on the two-photon absorption alkali vapor laser [J]. *Chinese Optics*, 2019, 12(1): 38–47. (in Chinese)
- 俞航航, 陈飞, 李耀彪, 等. 双光子吸收碱金属蒸气激光器研究进展[J]. *中国光学*, 2019, 12(1): 38–47.
- [12] Ang K H, Chong G C Y, Li Y. PID control system analysis, design, and technology [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2005, 13(4): 559–576.