

文章编号 1004-924X(2009)09-2128-08

激光测距仪的脉冲电流供电温度控制系统

贾方秀, 丁振良

(哈尔滨工业大学 自动化测试与控制学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要:激光测距系统中的发射器件和接收器件具有温敏特性且均为小功率器件,精密测温电路采用 Pt 电阻时,Pt 电阻的自热效应影响测温精度。为减小自热效应产生的测温误差,在分析 Pt 电阻测温误差产生机理的基础上,提出了一种新的脉冲电流供电方案,建立了脉冲电流供电电路及其自热升温过程的数学模型,给出了脉冲宽度和热量积累的关系,并通过合理控制脉冲宽度大大减小了自热效应引起的测温误差。使用高阶正交多项式拟合法对 Pt 电阻的非线性进行了补偿,给出了该系统温度测量模块测量数据与一级标准铂电阻温度值的比较实验,在不同的温度点,该温度测量系统的最大误差为 $0.0006\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。系统稳定性测试结果表明,该系统在 $0\sim 15\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时,各温度点控制稳定度均优于 $0.005\text{ }^{\circ}\text{C}$,满足高精度激光测距的需要。

关键词:激光测距仪;温度控制;脉冲供电;自热效应

中图分类号: TN247; TH821 **文献标识码:** A

Temperature control system supplied by pulse-drive current for laser range finder

JIA Fang-xiu, DING Zhen-liang

(College of Automatic Measurement and Control,
Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: The light emitting and light receiving devices in laser range finders are low-power components characterized by temperature sensitivity. When a Pt resistance is set in a circuit for temperature measurements, the self-heating effect of Pt resistance influences the resolution of the temperature control system. In order to decrease the error caused by the self-heating effect, a new set of circuit is proposed based on a pulse-current drive. The models of pulse-current drive circuit and the equivalent heat loop of self-heating effect are set up. Then, the relationship between pulse width and heat quantity accumulation is given and the measuring error from the self-heating effect is decreased sharply by controlling the pulse width properly. Finally, a high-order orthogonal polynomial method is used to compensate the Pt resistor nonlinearity and the high precision of compensation is proved by comparison tests of the temperature measuring module and the absolute standard Pt resistance thermometer. The experimental results show the absolute value of maximum error is less than $0.0006\text{ }^{\circ}\text{C}$ at different temperatures and the stability of temperatures in $0\sim 15\text{ }^{\circ}\text{C}$ is better than $0.005\text{ }^{\circ}\text{C}$. These results meet

收稿日期:2008-10-09;修订日期:2008-10-31.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. 50275040)

the needs of high-accuracy laser range finders.

Key words: laser range finder; temperature control; pulse-drive current; self-heating effect

1 引言

激光测距作为一种非接触性测量技术,在地球科学和行星探测以及目标三维测量等需要高精度测距的场合有着广泛的应用^[1-2]。由于半导体激光器(Laser Diode)可以直接调制,且其转换效率高、体积小、重量轻,是测距系统中的一个理想光源。雪崩光电二极管(APD)具有高增益、高灵敏度和响应速度快等特点,作为激光测距仪的接收器件,逐渐取代了传统的PIN管。但LD与APD都是对温度敏感的器件,它们的工作温度对其工作特性有非常大的影响^[3-4]。对于半导体激光器来说,阈值电流随着温度的升高而升高, $P-I$ 特性曲线基本上是随着温度的变化而平移,通常LD的温度变化应控制在 $0.05\text{ }^{\circ}\text{C}$ 以内,才能保证应用电流调制LD时温度的影响不会造成严重后果^[5]。对于典型的GaAlAs等长波长半导体激光器,若在恒定的驱动电流下工作,温度变化 $0.01\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时,其输出功率就会变化 0.06% 。在不考虑其他因素的情况下,接收系统所接收信号的幅度变化为 0.06% ;若使用传统的过零鉴相法测量相位,引起的相对测相误差约 0.04% ;若激光调制频率为 150 MHz ,被测距离为 1 m 时引起的测距误差为 0.4 mm 。Stéphane Poujouly和Bernard Journet等学者指出,由温度变化引起的误差已成为相位法激光测距的主要误差因素之一^[6]。由此,在相位法高精度激光测距中,其温度系统的控制稳定度均为几毫开尔文^[7]。作为接收系统探测器件的APD,其击穿电压 V_B ,倍增因子 M 以及暗电流 I_d 均与工作温度有关。在相同的倍增因子下,APD的暗电流会随着温度的降低而大大减小^[8-9],为了增加探测电路的信噪比以提高测量精度,APD也需要在一个较低的环境温度下工作。我国对半导体激光器的温度控制精度大都在 $\pm 0.1\text{ }^{\circ}\text{C}$ 左右,这显然不能满足高精度相位法激光测距的需要,而且,综合考虑LD和APD二者的温度控制系统也较少有报导。基于上述原因,

本文设计了新的温度控制系统,将LD和APD均置于设计的控温箱中,控制系统的温度使其在 $0\sim 15\text{ }^{\circ}\text{C}$ 内保持较高的稳定性。

2 温度控制系统设计

2.1 温度控制系统结构

控制系统总体框图如图1所示,系统由DSP、控温箱、温度测量模块、AD转换器、DA转换器、输入光电隔离、输出光电隔离、PWM调制、驱动电路和半导体制冷器(TEC)组成。控温箱采用铝合金框架,以玻璃隔断的方式与外部隔离,恒温箱密封不严处以环氧树脂水封闭,再用真空泵将恒温箱抽成近真空状态;铜导热板用于固定LD和APD,并将A级工业薄膜铂电阻Pt1000紧贴其上;温度变化经铂电阻温度传感器变成电信号,经过放大、滤波等信号调理电路,由AD转换器送至DSP中,DSP将采样温度与设置温度之间的差值作为输入变量,然后采用相应的控制算法生成相应的控制变量。控制变量经由数字PWM功率驱动器产生相应的电流驱动TEC,对安装在TEC上的LD和APD进行制冷或加热,直到温度稳定在设置的温度点。

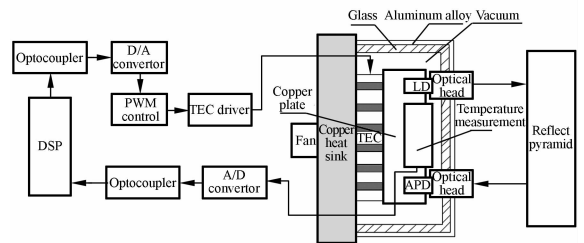


图1 温度控制系统结构图

Fig. 1 Diagram of temperature control system

2.2 Pt电阻自热效应分析

在该温度控制系统中,Pt电阻紧贴在铜导热板上,由于自热效应,Pt电阻与周围空气和被测表面存在温度差,与被测量面发生热传导。将Pt1000简化成一个平面薄板,温度测量如图2所示:

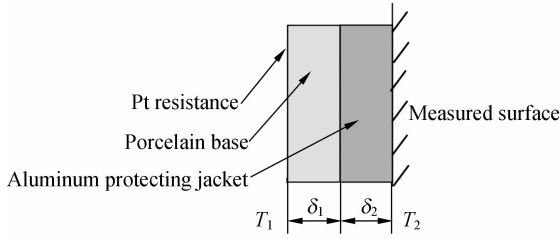


图 2 表面温度测量示意图

Fig. 2 Diagram of surface temperature measurement

当有电流 I 流过传感器时:

$$\theta_1 = \frac{Q}{A \cdot R_\lambda} + \theta_2 = \frac{I^2 R_S}{A \cdot R_\lambda} + \theta_2, \quad (1)$$

式中, R_S 为标准铂电阻阻值; Q 为导热量, A 为有效传热面积, Q/A 为热流密度, 表示单位时间内通过单位面积的热量; R_λ 为热阻 δ/λ , 在此, $R_\lambda = \delta_1/\lambda_1 + \delta_2/\lambda_2$, λ_1, λ_2 和 δ_1, δ_2 分别为瓷基底和铝保护套的导热系数和厚度。

从式(1)可以看出, 影响自热误差大小的因素包括激励电流 I , 传感器的热阻和传热面积。因此, 要减小自热误差, 需要减小激励电流, 并改善测量表面的热传导环境, 减少热量的积累。但是激励电流过小, 会影响测量的灵敏度, 因此, 需要在电路上采取适当措施减小这一影响。

3 基于脉冲电流供电的测温电路

该温控系统中, LD 和 APD 均为小功率发热器件, 由自热效应产生的测温误差对精密测温电路将产生很大的影响, 必须采取措施减小或消除这一误差因素。在实际使用中, 可以考虑在不过份降低灵敏度的前提下, 减小电流值, 同时采用脉冲电流供电方式, 这种方法通过调整脉冲电流的导通时间来减小在传感器上的热量积累。脉冲电流供电原理如图 3 所示。

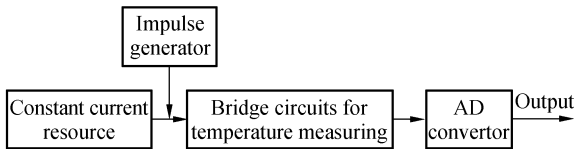


图 3 脉冲电流供电原理图

Fig. 3 Schematic diagram of pulse-drive current circuit

3.1 脉冲电流供电数学模型的建立

稳定的电流源由稳压元件和放大器组成, 温度测量桥路采用四线制接法^[10], 为了具体分析脉冲电流产生的热效应, 这里将脉冲电流供电电路的等效电路及其自热升温过程等效热回路简化为图 4、5。

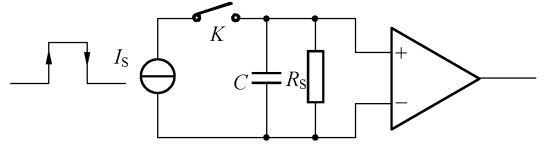


图 4 脉冲电流源等效电路图

Fig. 4 Pulse drive current equivalent circuit

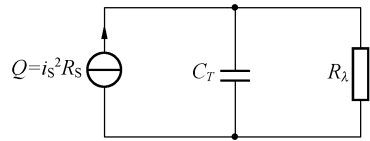


图 5 脉冲电流源等效热回路

Fig. 5 Equivalent heat loop of self-heating

在图 4 中, C 为铂电阻和导线的分布电容总和, 通常为一不确定量; R_S 为铂电阻传感器, 脉冲宽度为 k , 则电阻和电容两端的电压可表示为:

$$V_C = V_{R_S} = I_S R_S (1 - e^{-t/R_S C}) u(t) - I_S R_S (1 - e^{-(t-k)/R_S C}) u(t-k), \quad (2)$$

式中, $u(t)$ 为阶跃函数:

$$u(t) = \begin{cases} 1 & (t \geq 0) \\ 0 & (t < 0) \end{cases}. \quad (3)$$

通过 R_S 的瞬时电流为:

$$i_R(t) = I_S (1 - e^{-t/R_S C}) u(t) - I_S (1 - e^{-(t-k)/R_S C}) u(t-k). \quad (4)$$

为了保障电路稳定后才进行电阻值测量, 电流导通时间 t 必须满足 $R_S C \ll t$, 也就是说, 测量必须在电路处于稳态下进行, 即:

$$i_R(t) = I_S (1 - e^{-t/R_S C}) \rightarrow I_S, \quad (5)$$

由于热平衡时间远远大于电路的稳定时间, 只需要满足 $t > 20 R_S C$ 即可。

在图 5 中, R_λ 是铂电阻的热阻, C_θ 是热容, 由式(4), 暂态的功率消耗为:

$$q(t) = i_R^2(t) R_S = I_S^2 R_S \cdot [(1 - e^{-\frac{t}{R_S C}})^2 u(t) - (1 - e^{-\frac{t-k}{R_S C}})^2 u(t-k)]. \quad (6)$$

经过 Laplace 变换, 式(6)可换算为:

$$Q(s) = I_s^2 R_s \cdot \left[\left(\frac{1}{s} - \frac{2}{s + \frac{1}{R_s C}} + \frac{1}{s + \frac{2}{R_s C}} \right) - \left(\frac{1}{s} - \frac{2}{s + \frac{1}{R_s C}} + \frac{1}{s + \frac{2}{R_s C}} \right) \cdot e^{-sk} \right] \quad (7)$$

$$\Delta\theta(t) = \frac{I_s^2 R_s}{C_\theta} \left\{ \left[R_\lambda C_\theta (1 - e^{-\frac{t}{R_\lambda C_\theta}}) + \frac{2R_s C_s R_\lambda C_\theta}{R_\lambda} (e^{-\frac{t}{R_s C}} - e^{-\frac{t}{R_\lambda C_\theta}}) \right] \cdot R_\lambda \cdot u(t) - \frac{R_s C_s R_\lambda C_\theta}{2R_\lambda C_\theta - R_s C} (e^{-\frac{2t}{R_s C}} - e^{-\frac{t}{R_\lambda C_\theta}}) \right] \cdot u(t) - \left[R_\lambda C_\theta (1 - e^{-\frac{t-k}{R_\lambda C_\theta}}) + \frac{2R_s C_s R_\lambda C_\theta}{R_\lambda C_\theta - R_s C} (e^{-\frac{t-k}{R_s C}} - e^{-\frac{t-k}{R_\lambda C_\theta}}) - \frac{R_s C_s R_\lambda C_\theta}{2R_\lambda C_\theta - R_s C} (e^{-\frac{2(t-k)}{R_s C}} - e^{-\frac{t-k}{R_\lambda C_\theta}}) \right] \cdot u(t-k) \right\} \quad (9)$$

当 $t=k$ 时, $\Delta\theta(t)$ 取最大值:

$$\Delta\theta(k) = I_s^2 R_s R_\lambda \cdot \left[(1 - e^{-\frac{k}{R_\lambda C_\theta}}) - \frac{3}{2} \frac{R_s C}{R_\lambda C_\theta} e^{-\frac{k}{R_\lambda C_\theta}} \right] \quad (10)$$

为了消除每个周期内的热积累,在采用周期性变化的电流源激励时,应使 $N-k \gg R_\lambda C_\theta$, N 是脉冲电流周期。如果使用直流电源供电,自热误差为一常量, $\Delta\theta_w(t) = I_s^2 R_s R_\lambda$, 热量积累处于一种持续供给的状态,传感器上将会积累过多的自热能量,导致局部温度升高。实际应用时, Pt 电阻传感器还需加上保护套或用固化环氧胶灌封,将会影响传感器的热响应时间。综上所述,脉冲宽度 k 应满足:

$$R_s C \ll k \ll K R_\lambda C_\theta, \quad (11)$$

其中, K 为 Pt 电阻外加保护套影响热响应而引入的比例系数,其大小随保护套的材质不同而不同。

为了研究脉冲电流源的作用,引入两种状态的比例系数:

$$P = \frac{\Delta\theta(k)}{\Delta\theta_w(t)} = \left[1 - \left(1 + \frac{3}{2} \frac{R_s C}{R_\lambda C_\theta} \right) \cdot e^{-\frac{k}{R_\lambda C_\theta}} \right], \quad (12)$$

则比例系数 P 和脉冲电流导通时间之间的关系如图 6 所示。

随着导通时间的增加,脉冲电流的自热误差与直流电源的自热误差之比呈线性增加,为了减小自热误差,应尽可能减小电流导通时间。实验中发现,当比例系数 P 控制在 1×10^{-2} 以下时,由自热效应产生的误差十分微小。

由于脉冲电流源引起的瞬时自热温升可以表述为:

$$\Delta\theta(s) = Q(s) \cdot \frac{R_\lambda}{R_\lambda C_\theta s + 1}, \quad (8)$$

则:

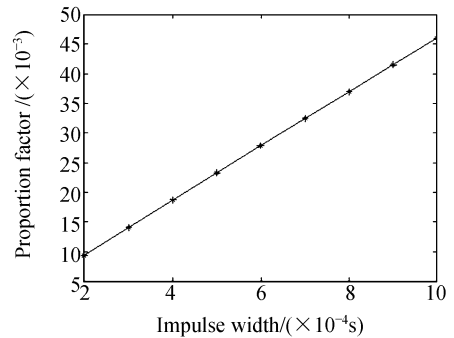
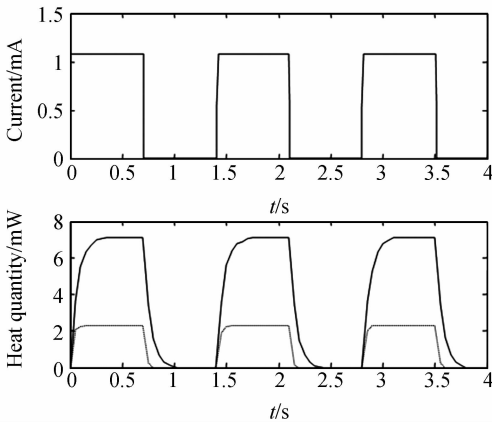


图 6 比例系数与脉冲电流导通时间之间的关系
Fig. 6 Relationship between proportionality and impulse width

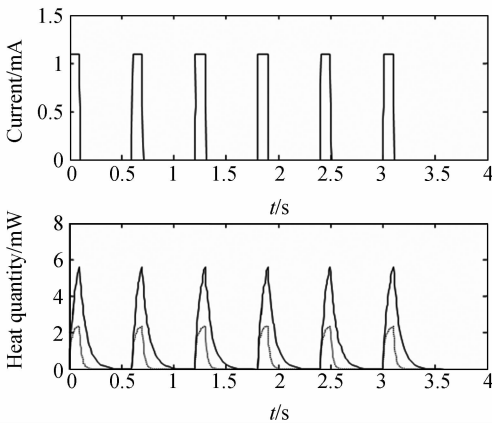
3.2 脉冲电流供电实验结果

在该系统中,激励电流 $I = 1 \text{ mA}$, $C = 1 \text{ 000 pF}$, $R_s = 1 \text{ 000 } \Omega$, 则电路的时间常数为 $\tau_e = 1 \text{ } \mu\text{s}$ 。采用 Al_2O_3 作为瓷基片,则单位面积的热阻 $R_\lambda = \frac{\delta}{\lambda A}$, 其中 δ 是 Pt 薄膜瓷基片的厚度, A 是瓷基片的传热面积, λ 为热传导系数,经计算 $R_\lambda = 0.7 \text{ } ^\circ\text{C/W}$; 而热容 $C_\theta = cV\rho$, 其中 c 是瓷基片的比热, V 是铂电阻传感器的体积, ρ 是瓷基片比重,经计算 $C_\theta = 3.03 \times 10^{-2} \text{ J/}^\circ\text{C}$, 则自热升温电路的时间常数 $\tau_h = R_\lambda C_\theta = 0.212 \text{ s}$; 实际应用中要加上铝保护套,则取热电阻的热响应时间 $\tau = 10R_\lambda C_\theta = 2.12 \text{ s}$ 。图 7(a)、(b) 是不同脉冲电流宽度时热量积累曲线图。

图 7(a) 为采用脉冲供电方式的自热响应,虚线是加入了保护套的响应曲线,由于加入了保护套、散热片等构件,传感器自身的热响应特性产生了变化,更加利于热量的传导,可以看到自热效应



(a) 脉冲宽度 $k=0.7$ s
(a) Pulse width $k=0.7$ s



(b) 脉冲宽度 $k=0.1$ s
(b) Pulse width $k=0.1$ s

图 7 脉冲电流激励响应曲线

Fig. 7 Response curves of pulse-drive current

的热量积累随着脉冲电流的关闭开始下降,局部温升大大降低。但是由于脉冲宽度的选取不合适,传感器自身的热量积累已经达到了最大值,并没有实现减小自热误差的目的。图 7(b)为调整电流脉冲宽度后的传感器自热效应曲线,相比于 7(a)中的 $k=0.7$ s,调整到 $k=0.1$ s。这时,随着脉冲电流进入关闭周期,热量积累还没有达到平衡便迅速降低,这样就有效地抑制了传感器温度的上升,达到了减小自热误差的目的。

4 铂电阻的非线性拟合

热敏电阻作为温度传感器,其电阻-温度特性存在着固有的非线性特征。为了提高测量精

度,人们对其进行了多种线性化方法的研究。其中,采用线性化网络电路是最常用的方法,但是由于线性化电路模型及系统参数的影响,温度的测量精度不高。而采用神经网络处理的方法需要对网络进行预训练,对于训练样本的要求较高,而且系统的运算速度较慢,实时性较差^[11]。对比之下本文采用了正交多项式拟合的方法,这种方法简便易行,也具有一定的拟合精度。由于拟合多项式的次数增高,拟合精度未必增高,且增加了计算量与计算的复杂程度,本设计中函数允许的拟合次数最高取为 19 次。

温度测量电路将铂电阻的变化近似线性地转换为电压,再经 A/D 转换器将其转换成数字量 E ,则对应每个 R_i 有一个电压 E ,从而可以建立温度和电压量之间的对应关系:

$$\theta = a_0 + a_1 E + a_2 E^2 + \dots + a_n E^n, \quad (13)$$

式中, a_0, a_1, \dots, a_n 为待定系数,可根据正交多项式原理建立基函数一一确定,然后用拟合曲线来代替传感器的电阻-温度特性曲线。该系统中,用最小二乘法建立关系系数,其实现步骤如下。

(1) 建立温度与 A/D 值之间的数据文件

测量前首先建立测温仪的 A/D 值输出对应的温度数据文件。具体方法是:将温度测控仪与标准一级铂电阻放入恒温水槽的同一深度,当温度稳定后,多次读出测温仪的当前 A/D 示值,取平均值参与计算,同时利用标准铂电阻的阻值计算出当前温度,这样就建立了温度和 A/D 采集值的一个对应关系。

(2) 利用最小二乘法求关系方程系数

为了描述方便,把用 A/D 转换器转换成的数字量 E 记为 x ,将温度 θ 记为 y ,则测量所得 n 个数据点 $(x_i, y_i) (i=0, 1, \dots, n-1)$,其 $m-1$ 次最小二乘拟合多项式可写为(在此, $m=20$):

$$P_{m-1}(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \dots + a_{m-1} x^{m-1}. \quad (14)$$

设其拟合多项式为各正交多项式 $Q_j(x)$ 的线性组合:

$$P_{m-1}(x) = c_0 Q_0(x) + c_1 Q_1(x) + \dots + c_{m-1} Q_{m-1}(x), \quad (15)$$

其中 $Q_j(x)$ 可以由以下递推公式来构造:

$$\begin{cases} Q_0(x) = 1 \\ Q_1(x) = (x - a_1) \\ Q_{j+1}(x) = (x - a_{j+1})Q_j(x) - \beta_j Q_{j-1}(x) \end{cases}, \quad (16)$$

其中, $j=1, 2, \dots, m-2$ 。

若设 $d_j = \sum_{i=0}^{n-1} Q_j^2(x_i)$, ($j=0, 1, \dots, m-1$),

则

$$\begin{cases} a_{j+1} = \frac{1}{d_j} \sum_{i=0}^{n-1} x_i Q_j^2(x_i) \\ \beta_j = d_j / d_{j-1} \end{cases}, (j=0, 1, \dots, m-2). \quad (17)$$

可以证明,由上述递推公式构造的多项式函数组 $\{Q_j(x)\} (j=0, 1, \dots, m-1)$ 是互相正交的。根据最小二乘原理,可得

$$c_j = \frac{1}{d} \sum_{i=0}^{n-1} y_i Q_j(x_i), (j=0, 1, \dots, m-1). \quad (18)$$

在该系统中,设 $Q_0(x) = b_0 = 1$ 可得:

$$\begin{cases} a_0 = c_0 b_0 \\ b_0 = 1 \\ d_0 = n \\ c_0 = \frac{1}{d_0} \sum_{i=0}^{n-1} y_i \\ a_1 = \frac{1}{d_0} \sum_{i=0}^{n-1} x_i \end{cases}, \quad (19)$$

设 $Q_1(x) = (x - a_0) = t_1 x + t_0$,

$$\begin{cases} t_0 = -a_0 \\ t_1 = 1 \\ d_1 = \sum_{i=0}^{n-1} Q_1^2(x_i) \\ c_1 = \frac{1}{d_1} \sum_{i=0}^{n-1} y_i Q_1(x_i) \\ a_2 = \frac{1}{d_1} \sum_{i=0}^{n-1} x_i Q_1^2(x_i) \\ \beta_1 = d_1 / d_0 \\ a_0 = a_0 + c_1 t_0, a_1 = c_1 t_1 \end{cases}, \quad (20)$$

对于 $j=2, 3, \dots, m-1$,

$$Q_j(x) = (x - a_j) Q_{j-1}(x) - \beta_{j-1} Q_{j-2}(x) = (x - a_j)(t_{j-1} x^{j-1} + \dots + t_1 x + t_0) - \beta_{j-1}(b_{j-2} x^{j-2} + \dots + b_1 x + b_0). \quad (21)$$

令 $Q_j(x) = s_j x^j + s_{j-1} x^{j-1} + L + s_1 x + s_0$, 其中 $s_i (i=0, 1, \dots, j)$ 由如下递推公式计算:

$$\begin{cases} s_j = t_{j-1} \\ s_{j-1} = -a_j t_{j-1} + t_{j-2} \\ s_k = -a_j t_k + t_{k-1} - \beta_{j-1} b_k, (k=j-2, \dots, 1) \\ s_0 = -a_j t_0 - \beta_{j-1} b_0 \end{cases}, \quad (22)$$

再计算

$$\begin{cases} d_j = \sum_{i=0}^{n-1} Q_j^2(x_i) \\ c_j = \sum_{i=0}^{n-1} y_i Q_j(x_i) / d_j \\ a_{j+1} = \sum_{i=0}^{n-1} x_i Q_j^2(x_i) / d_j \\ \beta_j = d_j / d_{j-1} \end{cases}, \quad (23)$$

由此可以计算相应的 a_i ,

$$\begin{cases} a_j = c_j s_j \\ a_k = a_k + c_j s_k, (k=j-1, \dots, 1, 0) \end{cases}. \quad (24)$$

(3) 建立温度关系函数

将关系系数代入关系函数,输入测温仪数值进行数据非线性补偿。DSP 内部算法可以自动地完成电压-温度之间的函数转换,将测量到的电压值进行拟合输出为实际温度值。

4.1 系统温度测量模块非线性补偿对比实验

在实验室环境中外部干扰较小的情况下,经过非线性校正后,测温系统在 $0 \sim 15 \text{ }^\circ\text{C}$ 内不同温度点处温度测量模块的测量数据与一级标准铂电阻温度值的结果比较如表 1 所示:

表 1 温度测量模块非线性补偿对比实验结果

Tab. 1 Comparison tests of temperature measuring module in nonlinear compensation system($\theta: \text{ }^\circ\text{C}$)

Standard Tem.	0	1.000 1	2.001 0	3.002 5	4.003 1	5.002 7
Measured Tem.	0.000 6	0.999 8	2.000 5	3.002 0	4.003 7	5.003 0
Error ABS.	0.000 6	0.000 3	0.000 5	0.000 5	0.000 6	0.000 3
Standard Tem.	6.003 0	7.004 4	8.004 0	9.001 1	10.003 0	
Measured Tem	6.002 8	7.004 8	8.003 6	9.001 5	10.003 5	
Error ABS.	0.000 2	0.000 3	0.000 4	0.000 4	0.000 5	
Standard Tem.	11.000 4	12.002 2	13.002 5	14.004 8	15.001 5	
Measured Tem	11.000 7	12.002 0	13.003 0	14.004 7	15.001 9	
Error ABS.	0.000 3	0.000 2	0.000 5	0.000 1	0.000 4	

可见,在不同的温度点处,系统温度测量模块测量数据的最大误差为 $0.0006\text{ }^{\circ}\text{C}$,其精度可以满足高精度温度测量的要求。

5 系统稳定性测试

在激光测距系统中,要求温度稳定在固定的温度点。针对该温度控制系统,本文在 $0\sim 15\text{ }^{\circ}\text{C}$

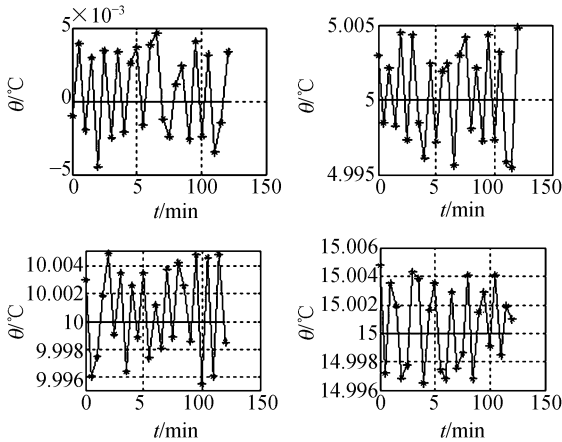


图 8 系统稳定性测试结果

Fig. 8 Measurement data of temperature stability

内设定 $0, 5, 10, 15\text{ }^{\circ}\text{C}$ 作为测试温度点,在同一温度点处,每 5 min 测量一次,连续测量 2 h ,测量结果如图 8 所示。结果表明,该温控系统在 $0\sim 15\text{ }^{\circ}\text{C}$ 的范围内短期稳定度均优于 $\pm 0.005\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。

6 结 论

本文根据激光测距系统中发射器件和接收器件为温敏器件且均为小功率发热器件的特性,提出了脉冲电流供电的测温方案,对脉冲电流供电电路及自热升温过程的数学模型做了详细的理论分析。由理论分析和实验结果可知,将比例系数 P 控制在 1×10^{-2} 以下,可大大减小由自热效应产生的测温误差。采用正交多项式拟合的方法对 Pt 电阻的非线性特性进行了补偿,经补偿后,该系统温度测量模块测得值与一级标准铂电阻温度测得值的最大误差仅为 $0.0006\text{ }^{\circ}\text{C}$ 。实验证明在 $0\sim 15\text{ }^{\circ}\text{C}$,该系统稳定性优于 $\pm 0.005\text{ }^{\circ}\text{C}$,为激光测距系统稳定工作和进一步提高测量精度提供了技术支撑。

参考文献:

[1] 李松,周辉,石岩,等.激光测高仪的回波信号理论模型[J].光学精密工程,2007,15(1):33-39.

LI S, ZHOU H, SHI Y, *et al.*. Theoretical model for return signal of laser altimeter[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2007, 15(1): 33-39. (in Chinese)

[2] 尤红建,张世强.组合 CCD 图像和稀疏激光测距数据的建筑物三维信息提取[J].光学精密工程,2006,14(2):297-302.

YOU H J, ZHANG SH Q. Reconstructing 3D buildings based on airborne CCD image and laser scanning rangefinder data [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 14(2): 297-302. (in Chinese)

[3] 艾淑平,田小建,张浩然.半导体激光器恒温控制器算法的实验仿真研究[J].量子电子学报,2008,25(4):418-422.

AI SH P, TIAN X J, ZHANG H R. Simulation of algorithm of thermostat controller for laser-diode [J]. *Chinese Journal of Quantum Electronics*, 2008, 25(4): 418-422. (in Chinese)

[4] 岱钦,宋文武,王希军.高频半导体激光器的驱动设计及稳定性分析[J].光学精密工程,2006,14(5):745-748.

DAI Q, SONG W W, WANG X J. Design and stability analysis of high frequency LD's driving circuit [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 14(5): 745-748. (in Chinese)

[5] 杨明伟.半导体激光器组件的传热特性与热电控制技术[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2006.

YANG M W. *Research of Heat Transfer and Thermoelectric Control Technique of Laser Diode Module* [D]. Harbin: Doctor paper of Harbin Institute of Technology, 2006.

[6] STEPHANE POUJOULY, BERNARD JOURNET. A twofold modulation frequency laser range finder[J]. *J. Opt. A: Pure Appl. Opt.* 4, 2002: 356-363.

[7] GENZ H, GERSTNER K, GRAF H D, *et al.*. Absolute measurement of the resonator length of the Free electron laser at the S-DANLINAC with a

modulated semiconductor laser [J]. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, 2003, A498:22-28.

- [8] FERNANDES L M, LOPES J A M, SANTOS J M F. Excess noise factor in large area avalanche photodiodes for different temperatures [J]. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, 2004, A531:566-568.

- [9] LOPES J A M, FERNANDES L M P, SANTOS J M F. VUV detection in large-area avalanche photodiodes as a function of temperature [J]. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*,

2003, A504:331.

- [10] 金伟正. 实用四线制 PT100 测温电路研究[J]. 电子测量技术, 2000(4):30-34.
JIN W ZH. The new kind of 4-Wire temperature measure circuit using PT100[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2000(4):30-34. (in Chinese)

- [11] CHANG Y J, CHEN Y M, LEE C A, et al.. Improving temperature control of laser module using fuzzy logic theory [R]. Proceeding of the 20th IEEE Semi-thermSymposium, SJ., USA, 2004: 198-204.

作者简介:



贾方秀(1981—),女,河南商丘人,2003年于河南科技大学获得学士学位,2005年于哈尔滨工业大学获得硕士学位,现为哈尔滨工业大学博士研究生,主要从事激光测距、光学系统设计、温度控制等方面的研究。E-mail: jiafangxiu@hit.edu.cn

导师简介:



丁振良(1942—),男,黑龙江哈尔滨人,教授,博士生导师,1964年于哈尔滨工业大学获得学士学位,现为哈尔滨工业大学博士生导师,主要从事自动化测试与精密计量、传感器与传感系统、精密测量精度理论等方面的研究。E-mail: dingch@hit.edu.cn

●下期预告

光学加工中高频误差对散射损失比的影响

戴一帆,吴冬良,王贵林

(国防科技大学 机电工程与自动化学院,湖南 长沙 410073)

以光学系统主镜为研究对象,分析中高频误差对散射损失比的影响。根据光学镜面面形误差近似高斯平稳随机过程特征,结合 Harvey-Shack 散射理论和统计光学理论,建立了光学镜面中高频误差 RMS 与散射损失比 RSL 之间的数学关系模型,利用实际加工数据进行了仿真验证。研究表明,散射损失比 RSL 随着中高频误差 RMS 的增加近似呈指数规律增加,同时在聚焦范围内,理论分析与仿真计算结果非常吻合。在中频误差和低频误差 RMS 值分别 $< \lambda/63$ 时,对 RSL 的影响均 $< 1\%$,为中高频误差的进一步修形提供理论支持。