

采用预测控制进行纵向塞曼幅值 热稳频的研究*

戴高良 殷纯永

谢广平

(清华大学精密仪器与机械学系 北京 100084) (中国矿业大学北京研究生部 北京 100083)

提要 产生纵向塞曼频率分裂的 He-Ne 激光器输出左、右旋圆偏振光,其光强差和激光频率呈稳定的调谐曲线。装置利用单片机采集幅值信号,采用预测控制理论进行数字调节,输出 PWM(Pulse Width Modulation)信号补偿激光管的温度以实现热稳频控制。为实现对热稳频大滞后、非线性这一复杂系统的高质量控制,提出了预测控制方法,该方法克服了传统 PID(Proportional Integral Differential)调节中存在的调整工作量大,控制后果不能及时反馈的不足,适用于各种热稳频过程。数字仿真和实验验证预测控制是稳定的,对模型误差的适应能力强。对 10 s 采样周期,估算得系统频率稳定度达 6.7×10^{-9} 。

关键词 塞曼激光,模型预测控制(MPC),PID,热稳频,单片机

1 引 言

文献曾报道过多种多样的稳频技术^[1~5],归纳起来,主要有三个关键环节:稳频判据、调节器和稳频机构。

稳频判据是稳频的基础,判据的稳定性决定着稳频精度。实验证明,He-Ne 激光器在纵向磁场下,输出的左、右旋圆偏振光的光强差 U 和激光频率 f 形成稳定的调谐曲线,可用作稳频判据。和利用拍频稳频^[1,2,5]的 V 形曲线相比,利用此调谐曲线稳频具有稳定性好、控制容易的优点。

目前,文献报道^[3~5]的激光热稳频通常采用 PID(Proportional Integral Differential)负反馈作为调节器,但由于热稳频过程存在热滞后,而且加热和散热过程不对称,因此很难建立参数化控制模型,PID 调节器的设计也通常采用实验试探调整控制参数的方法,而这种调整一般需要对 3—4 个参数进行整定,不但调整的工作量及难度较大,而且由于热滞后的存在,被控量的偏差不能及时反映控制量的变化,很难实现反馈控制的鲁棒性、稳定性达到最优(鲁棒性好即指控制系统对于外界各个频率成分的干扰具有较好的控制效果;当控制系统的模型存在一定的误差时,控制系统仍具有较好的控制效果)。

预测控制技术自 1977 年问世以来,在工业过程控制中得到了广泛的应用^[6]。其基本思想是利用模型预估被控过程的输出,通过与给定参考路径比较后,以某种优化指标计算未来应施

* 国家教委博士点基金、精密测试技术与仪器国家重点实验室开放基金资助。

加的控制量。预测控制采用非最小参数化建模,模型误差适应能力强,对非线性、大时延系统有较好的控制效果,可克服常规热稳频 PID 控制的不足。热稳频系统的实际研究结果表明,本文提出的预测控制技术是有效的,可适用于各种热稳频过程。

2 稳频原理与装置

处于纵向磁场作用下的原子能级发生能级分裂(即塞曼效应),氖原子的 632.8 nm 谱线分裂成不同频率和偏振状态的两条谱线,分别输出左、右旋圆偏振分量,当 $B = 0.03 \text{ T}$ 时,两条增益曲线之间的频率间隔 ν 可达 $545 \text{ MHz}^{[1]}$ 。

由于 He-Ne 激光器的折射率呈异常色散性,左、右旋圆偏振分量呈现一定的频率差异,随着激光管类型以及所加的磁场强度的不同,频差可为几百千赫到几兆赫。随着腔长的变化,两偏振光各自沿增益曲线移动,它们的频差和幅值差与光频形成稳定的调谐曲线。

通过对激光管恒定加热使激光器腔长变化,用扫描干涉仪记录激光频率变化量 f ,单片机采样幅值差 $U = U_+ - U_-$,得到激光一次拉模过程 $f - U$ 曲线如图 1 所示。实验表明,在 $U = 0$ 时,左右旋偏振光的拍频频率达到极值点。此频率极值点对磁场和激光腔的特性比较稳定^[2],因此稳频点可选在 O_1 点或 O_2 点。实验通过单片机判别 O_1 点或 O_2 点的斜率正负使系统开机后能自动搜索稳定在 O_1 点。由于幅值差的正负号代表了频率偏移方向,易于实现反馈控制。

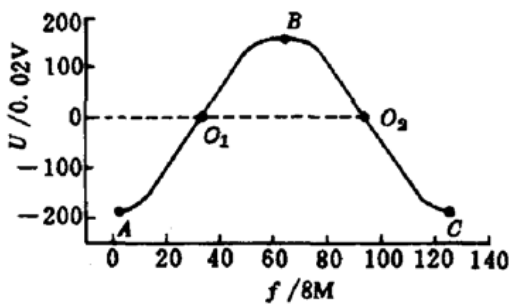


图 1 He-Ne 激光管 $f-U$ 调谐曲线

Fig. 1 $f-U$ curve of a longitudinal Zeeman laser tube

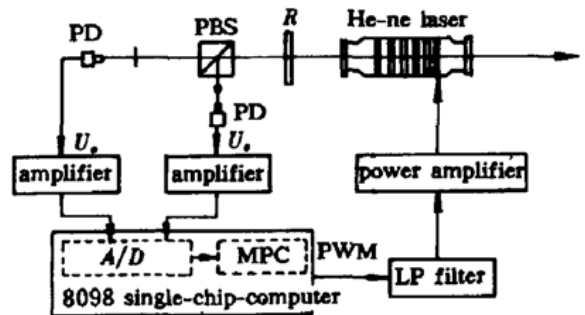


图 2 单片机控制热稳频系统原理框图

Fig. 2 Schematic diagram of the single-chip-computer controlled thermally compensated frequency stabilization system

利用上述原理,对处于 0.03 T 的纵向磁场作用下,长度为 150 mm 的 He-Ne 激光器建立了稳频装置,如图 2 所示。

如图 2,处于纵向磁场下的 He-Ne 激光器由于塞曼效应输出左、右旋圆偏振光,经 $1/4$ 波片 R 后成为一对正交线偏振光,由偏振分光棱镜 PBS 分光后,分别被光电接收器 PD 接收。光电信号经放大后,由 8098 单片机 AD 采样,通过预测控制算法,输出相应的脉宽调制 PWM 反馈信号,经过滤波、功率驱动后输入至缠绕在激光器上的加热丝,通过补偿加热丝的发热量恒定激光器谐振腔长,从而实现激光稳频。

3 调节器设计

预测控制模型设计调节器原理框图如图 3 所示。

根据热稳频系统的输出 $y(k)$,利用预测模型进行 p (一般取 $p < 20$) 步预估,再根据由设定

控制目标 y_{set} 计算得的参考轨迹, 优化相应的控制量, 使输出的预测值按照一最优指标尽可能接近参考轨迹, 控制系统快速、平稳地达到设定值。因此, 预测控制调节器的设计包括建立模型、预估输出、确定参考轨迹、计算控制量几个环节。

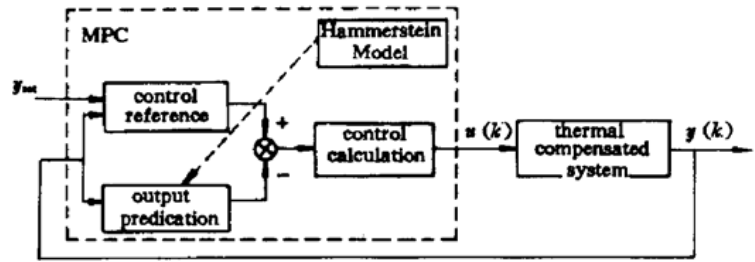


图 3 模型预测控制系统原理框图

Fig. 3 The diagram of the model predict control system

3.1 建立模型

模型建立有两个途径, 一个是根据热学 Fourier 公式, 由数值计算方法确定, 但这种方法较复杂。本文通过测量系统的阶跃响应获取模型参数。

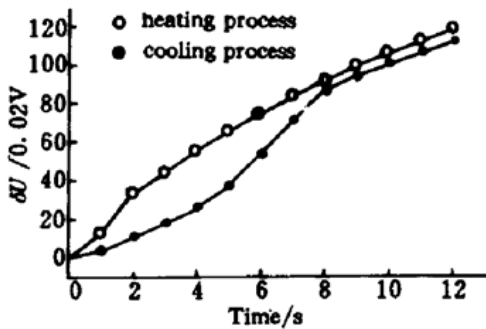


图 4 ±0.3 V 加热阶跃信号的系统响应

Fig. 4 The system responses to a ±0.3 V step change of the heating voltage

将激光器预热 30 min, 使其趋于热平衡。在 $t = 35$ min 时对加热信号分别施加一幅值为 ± 0.3 V 的阶跃输入, 同时采样幅值差 U 的变化 δU 以记录激光频率的变化, 采样周期为 1 s。阶跃响应如图 4 所示。由上述曲线可知, 热稳频系统是具有一定热迟滞的非线性过程, 加热过程和散热过程的响应速度不同, 加热过程比散热过程响应快。

利用 Hammerstein 模型描述热稳频系统, Hammerstein 模型由一无记忆的非线性静态增益

$$x(k) = \sum_{i=1}^l r_i u^i(k) \quad (1)$$

和一线性动态环节构成:

$$y(k) = \sum_{i=1}^{n_a} a_i y(k-i) + \sum_{j=1}^{n_b} b_j x(k-j) \quad (2)$$

式中, l, n_a, n_b 为模型阶数, $r_i (i = 1, 2, \dots, l), a_i (i = 1, 2, \dots, n_a), b_j (j = 1, 2, \dots, n_b)$ 为参数, $x(k)$ 为中间变量, $y(k)$ 为输出。上述参数可由图 3 的响应曲线获取。

3.2 预估输出

系统预估输出即根据系统前时序施加的控制及其相应的输出结果, 用上述系统模型, 预测系统: (1) 在未来时序中在不施加控制 (即保持当前控制量不变) 条件下的 p 步预估输出 Y_g ; (2) 在未来时序中施加 $\mu (\mu \leq P)$ 步控制 $u(k)$ 作用下的 p 步预估输出 Y_M 。假设当前时序为 k , 预估长度为 p , 则 Y_g, Y_M 可分别计算如下:

$$1) \quad Y_g = [y_g(k+1), y_g(k+2), \dots, y_g(k+p)]^T \quad (3)$$

$$\text{式(3)中, } y_g(k+i) = \sum_{j=1}^{n_a} a_j y'(k+i-j) + \sum_{j=1}^{n_b} b_j x'(k+i-j) \quad (i = 1, 2, \dots, p) \quad (4)$$

$$\text{式(4)中, } y'(k+i-j) = \begin{cases} y(k+i-j) & i < j+1 \\ y_g(k+i-j) & i \geq j+1 \end{cases}$$

$$x'(k+i-j) = \begin{cases} x(k+i-j) & i < j+1 \\ 0 & i \geq j+1 \end{cases}$$

$$2) \quad Y_M = [y_M(k+1), y_M(k+2), \dots, y_M(k+p)]^T$$

$$X = [x(k), x(k+1), \dots, x(k+\mu)]^T$$

则由式(1)及(2)可计算得

$$Y_M = Y_g + CX \quad (5)$$

$$\text{式(5)中, } C = \begin{bmatrix} c_1 & 0 & \cdots & 0 \\ c_2 & c_1 & & \vdots \\ \vdots & \cdots & \ddots & 0 \\ c_\mu & c_{\mu-1} & \cdots & c_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c_p & c_{p-1} & \cdots & \sum_{i=1}^{p-\mu+1} c_i \end{bmatrix}, \text{ 其中 } \begin{cases} c_1 = b_1 \\ c_i = \sum_{j=1}^{i-1} a_j c_{i-j} + b_i & 2 \leq i \leq n_b \\ c_i = \sum_{j=1}^{n_b} a_j c_{i-j} & n_b < i \leq p \end{cases}$$

为了消除模型误差、系统干扰带来的误差,采用当前采样步(即第 k 步)的预估值 $y_g(k)$ 和实际测量值 $y(k)$ 之差作为补偿 D

$$D = [y(k) - y_g(k), y(k) - y_g(k), \dots, y(k) - y_g(k)]^T$$

得修正后的预测输出 $Y_M = Y_g + CX + D$ 。

3.3 确定参考轨迹

预测控制的目标是被控系统的输出沿某参考轨迹变化,选用一阶参考模型计算参考轨迹:

$$y_r(k+i) = a^i y(k) + (1-a^i) y_{\text{set}}, \quad (i=1, 2, \dots, p) \quad (6)$$

式中, y_{set} 为控制目标,选为 0; a 为参考轨迹常数, $0 < a \leq 1$, a 越小,系统响应越快。

3.4 计算控制量

取系统的最优控制目标为

$$J = \min \left\{ \sum_{i=1}^p [y_M(k+i) - y_r(k+i)]^2 + \lambda \sum_{i=1}^{\mu} [x(k+i-1) - x(k+i-2)]^2 \right\} \quad (7)$$

式中 λ 为控制量加权平方和系数。则使式(7)为最小量的控制变量为

$$X^* = (C^T C + \Lambda)^{-1} \{ C^T (Y_r - Y_g - D) + \Lambda' x(k-1) \} \quad (8)$$

式(8)中, X^* 为待求的控制最优序列; $\Lambda' = [\lambda, 0, \dots, 0]^T$

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 2\lambda & -\lambda & \cdots & 0 \\ -\lambda & 2\lambda & -\lambda & \vdots \\ \vdots & -\lambda & \ddots & -\lambda \\ 0 & \cdots & -\lambda & 2\lambda \end{bmatrix}$$

3.5 仿真分析

本文着重通过数值计算,对控制系统的控制性能作仿真分析(假设系统在第 0 时间序列时幅值差 $U = 0.2 \text{ V}$,控制目标为 $U = 0 \text{ V}$)。

3.5.1 MPC 算法和 PID 算法控制性能比较

如图 5,假设系统没有模型误差,MPC 算法中 $p = 10, \mu = 5, \alpha = 0.50$; PID 算法依据模型通过参数整定获取,可见模型预测控制(MPC)算法使系统平稳地按参考轨迹收敛到目标值,没有静态误差;而 PID 算法由于系统的热迟滞,控制结果出现一定的超调量。显然,MPC 算法的控制质量优于 PID 算法。

3.5.2 模型误差对 MPC 算法和 PID 算法的影响

由于在实际应用中,不可能建立没有误差的控制模型,因此十分必要对模型误差所带来的影响进行分析。

如图 6,假设系统模型存在 20% 的增益误差,MPC 算法和 PID 算法同 3.5.1 节,结果表明 MPC 控制算法仍使系统平稳地按参考轨迹收敛到目标值,没有静态误差;而 PID 算法则不能

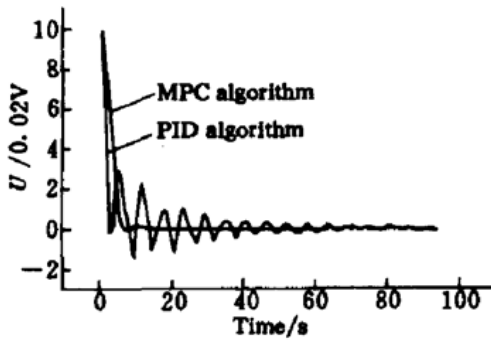


图5 MPC算法和PID算法的控制性能比较

Fig. 5 Control performance of MPC algorithm and PID algorithm

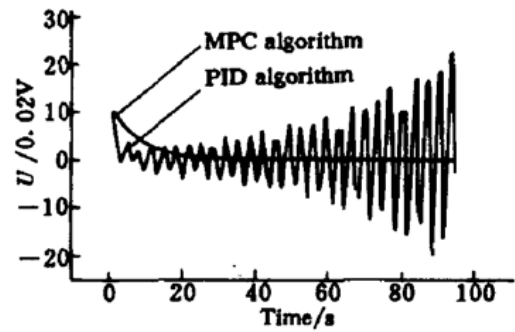


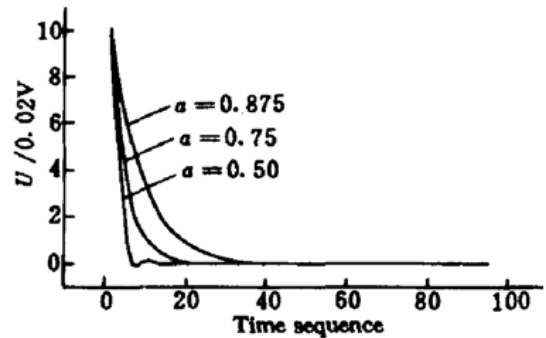
图6 模型误差对MPC算法和PID算法控制性能的影响

Fig. 6 The influence of model error on the control performance of MPC algorithm and PID algorithm

收敛。因此,MPC控制算法是鲁棒的,尤其适用于控制复杂、建模困难的控制系统。

3.5.3 参考轨迹常数 α 对MPC算法的影响

如图7,假设系统没有模型误差,MPC算法中 $p=10, \mu=5$;可见MPC控制算法中, α 越小,系统响应速度越快,但系统稳定性变差。因此,在MPC算法的实际应用中,可根据要求对 α 进行适度整定。

图7 参数 α 对MPC算法控制性能的影响Fig. 7 The influence of α on the control performance of MPC algorithm

4 实验验证

采用PLM语言在单片机系统上实现了式(8)的预测控制算法(其中取 $\alpha=0.875, \lambda=1, p=10, \mu=5$),没有经过任何调整,就成功地应用在图2所示的稳频系统中。稳频系统预热30 min后进入闭环控制,每10 s采样,连续进行了长达3 h的稳频实验,记录幅值差 U 的变化如图8(a)所示。在同样的实验条件下,经过大量人工调整,建立了PID控制系统,同样进行了长达3 h的稳频实验,记录幅值差 U 的变化如图8(b)所示。显然,MPC算法的控制结果优于PID算法。受实验条件限制,我们通过阿伦方差公式^[7]估算采用MPC算法的频率稳定度 S ,估算得 $S=6.7 \times 10^{-9}$ 。

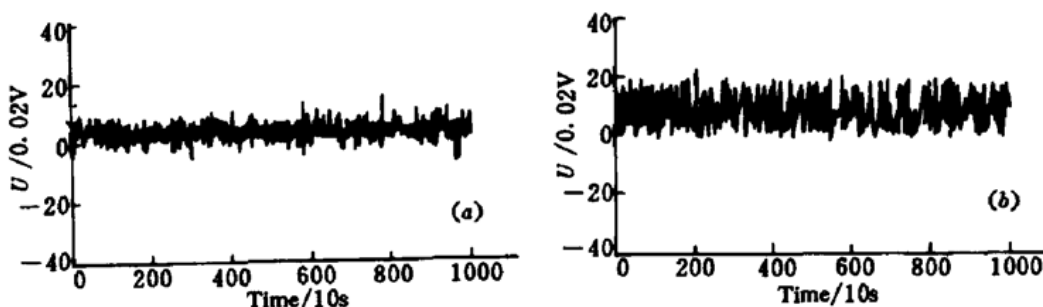


图8 采用MPC算法(a)和PID算法(b)的稳频实验结果

Fig. 8 Experimental results with MPC algorithm (a) and with PID algorithm (b)

5 结 论

由理论分析、数字仿真和实验研究可得到如下几个结论:(1)纵向塞曼效应 He-Ne 激光器输出的左、右旋偏振光的幅值差和激光频率呈稳定调谐曲线,其等幅值点对应于拍频率极值点,可用于 Zeeman 稳频;(2)热稳频为具有热迟滞的非线性过程;(3)MPC 控制算法在热稳频过程中控制性能好、对模型误差适应能力强、设计简单,可实用于各类热稳频过程;(4)数字仿真和实验研究表明了上述分析的正确性。

参 考 文 献

- 1 Shi Zhiguo, Gong Jinpin. Longitudinal Zeeman frequency stabilization of uniphase 1007 type He-Ne laser. *Acta Optica Sinica* (光学学报), 1993, 13(2): 102~106 (in Chinese)
- 2 Xie Yi, Shen Naicheng. A new 633 nm phase-locked longitudinal Zeeman stabilized He-Ne laser. *Acta Metrologica Sinica* (计量学报), 1986, 7(4): 275~278 (in Chinese)
- 3 Li Kangxun. Peak frequency stabilized transverse Zeeman He-Ne laser. *Acta Optica Sinica* (光学学报), 1991, 11(1): 61~64 (in Chinese)
- 4 Shi Zhan, Guo Yanzhen. A study on frequency stabilized He-Ne transverse Zeeman laser. *J. East China University of Technology* (华东工业大学学报), 1995, 17(4): 101~105 (in Chinese)
- 5 Cheng Xiangyin, Guo Jihua, Yin Chunyong. Beat frequency stabilization of a longitudinal Zeeman laser. *Laser Technology* (激光技术), 1996, 20(2): 101~105 (in Chinese)
- 6 J. Brain Froisy. Model predictive control: Past, present and future. *ISA Transactions*, 1994, 33(3): 235~243
- 7 N. Umeda, M. Tsukiya, H. Takasaki. Stabilized ^3He - ^{20}Ne transverse Zeeman laser. *Appl. Opt.*, 1980, 19(3): 442~450

Study of a Thermally Compensated He-Ne Zeeman Laser Frequency Stabilization System with Model Predict Control Algorithm

Dai Gaoliang Yin Chunyong

(Department of Precision Instrument and Mechanology, Tsinghua University. Beijing 100084)

Xie Guangping

(Beijing Graduate School, China University of Mining and Technology, Beijing 100083)

Abstract A thermally compensated frequency stabilization system is nonlinear with large time delay. Its control process is too complex to describe with the traditional model. As a result, the conventional PID algorithm designed by experiment has the disadvantages of difficulty in adjustment and control performance. This paper presents a new algorithm: model predict control(MPC) algorithm, which uses the Hammerstein model for forecasting the process output over a certain horizon in the future, optimizing the control in long-range predictive control strategy. The concept is implemented in a real industry scale single-chip-processor controlled thermally compensated frequency stabilization system. The result indicates that the algorithm is effective. The laser tube reached a frequency stability of 6.7×10^{-9} in the sampling period of 10 s.

Key words frequency stabilization, model predict control (MPC), PID, single-chip-computer, Zeeman effect