

振镜电机离散自抗扰控制器设计与仿真

王益涛

上海理工大学机械工程学院, 上海

收稿日期: 2023年2月22日; 录用日期: 2023年3月24日; 发布日期: 2023年3月31日

摘要

近年来, 激光扫描技术广泛应用于制造业领域, 呈现出良好的发展前景。针对激光振镜扫描系统易于受到内外部扰动等不确定因素影响, 提出一种基于离散自抗扰控制器的振镜电机控制结构。自抗扰控制算法作为一种无模型控制算法, 在不准确建模情况下, 仍然可以实现很好的响应特性和抗干扰能力。首先, 建立了振镜电机的动力学模型, 构建了状态空间方程; 接着, 将建模误差和外部干扰作为状态变量, 建立了扩张状态观测器和改进的PD控制器, 之后对控制器进行了离散化设计。最后在Simulink搭建控制系统的仿真模型, 仿真实验结果表明, 该控制策略实现了良好的动态性能, 能够满足实际应用条件。

关键词

振镜电机, 离散自抗扰控制, 激光扫描, 计算机仿真

Design and Simulation of Discrete Active Disturbance Rejection Controller for Galvanometer Motor

Yitao Wang

School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

Received: Feb. 22nd, 2023; accepted: Mar. 24th, 2023; published: Mar. 31st, 2023

Abstract

Aiming at the problem that the laser galvanometer scanning system is easy to be affected by uncertain factors such as internal and external disturbances, a galvanometer motor control structure based on discrete active disturbance rejection (ADRC) controller was proposed. As a model-free control algorithm, active disturbance rejection control algorithm can still achieve good response

characteristics and anti-interference ability under the condition of inaccurate modeling. Firstly, the dynamic model of the galvanometer motor is established, and the state space equation is constructed. Then, taking the modeling error and external interference as state variables, an extended state observer and an improved PD controller are established, and then the controller is discretized. Finally, the simulation model of the control system is built in Simulink. The simulation results show that the control strategy achieves good dynamic performance and can meet the practical application conditions.

Keywords

Galvanometer Motor, ADRC, Laser Scanning, Computer Simulation

Copyright © 2023 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

激光加工技术是利用激光束作为热源完成焊接、切割、表面处理等加工过程的新兴加工方法。从 21 世纪以来, 激光加工技术在工业加工领域得到广泛应用[1]。振镜扫描由于其扫描精度高、响应速度快和扫描范围大等优势, 已成为激光扫描中应用最为广泛的扫描方式。目前, 国内振镜高端市场几乎被国外振镜厂商所垄断, 其主要代表有美国 CTI 和 GSI、德国 SCANLAB 和 RAYLASE。国内的主要振镜生产商有大族激光和加沃泰克等, 经过近年来国内供应商的快速发展, 在中低端控制系统领域已经基本实现国产化。

运动控制算法是决定振镜工作性能的核心部分。针对振镜系统存在非线性、强耦合、高频干扰等问题, 大量学者进行了深入的研究。井峰[2]对模糊 PID、滑模变结构和模糊滑模变结构控制算法进行了仿真分析, 得出基于模糊滑模变结构的振镜控制器有良好控制效果的结论。针对动态轨迹跟踪问题, Pieczona S J 等人[3]提出了一种对系统进行在线识别, 在模拟 PID 控制基础上加入前馈的自适应逆控制算法(AIC)。李聪[4]为解决外部扰动和噪声对振镜控制的影响, 提出了一种结合卡尔曼滤波和离散滑模控制的振镜控制器。Tomas [5]对几种针对周期信号的数学控制器(迭代学习控制器、RST 极点配置控制器、自适应前馈抵消控制器和 PID 控制器)进行了研究和设计, 分别建立了离散控制模型。由于改进型 PID 和现代控制算法控制结构过于复杂, 在实际应用中存在一定难度, 将高性能的控制算法应用到振镜控制系统中变得迫在眉睫。

本文基于经典控制理论和现代控制理论, 结合数字仿真技术, 研究了一种基于自抗扰控制算法(ADRC)的振镜控制系统的设计与应用方法。自抗扰控制最主要的思想就是设计一个能够预测干扰和建模不确定性的扩张观测器, 使得控制系统的设计变得简单化。利用自抗扰控制算法强鲁棒性和响应快速的特点, 提高振镜控制系统的动态特性。

2. 振镜电机数学模型的建立

振镜电机是一种特殊的摆动电机, 一般采用动磁式结构, 即电机转轴为永磁体, 电流通过定子线圈形成电磁作用驱动转轴实现摆动[6]。

振镜电机的电枢平衡方程

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + u_b \tag{1}$$

式中： u 电机绕组的输入电压； R 电机绕组的电阻； L 电机绕组的电感； i 通过振镜电机的电流； u_b 振镜电机的反电动势。

振镜电机的机械平衡方程

$$J_m \frac{dw}{dt} = T_m - T_L - b_m w \tag{2}$$

式中： J_m 转子转动惯量； w 电机摆动的角速度； T_m 电磁转矩； T_L 负载转矩； b_m 电机粘性阻尼系数。

根据动磁式电机特性，电枢电流 i 与电磁转矩 T_m 成正比，反电动势 u_b 与角速度 w 成正比，由此可得

$$\begin{cases} T_m = k_a i \\ u_b = k_e w \end{cases} \tag{3}$$

式中： k_a 电机转矩系数； k_e 反电动势系数。

从而建立振镜电机的动力学数学模型，如图 1 所示。

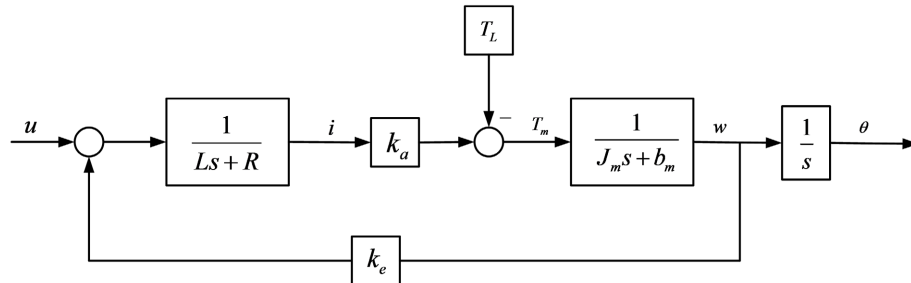


Figure 1. Dynamic mathematical model of galvanometer motor
图 1. 振镜电机的动力学数学模型

由于定子线圈中的电感 $L \ll$ 电阻 R ，故忽略不计。联立公式(1)、(2)、(3)推导得到振镜电机的线性系统方程为：

$$\dot{w} = aw + bu + cT_L \tag{4}$$

又有 $w = \frac{d\theta}{dt}$

$$\ddot{\theta} = a\dot{\theta} + bu + cT_L \tag{5}$$

式中： $a = -\frac{k_a k_e + R b_m}{J_m R}$, $b = \frac{k_a}{J_m R}$, $c = -\frac{1}{J_m}$ 。

为方便数学表达，将式(5)改写为

$$\ddot{y} = a\dot{y} + bu + cT_L \tag{6}$$

令 $x_1 = y, x_2 = \dot{y}$ ，将振镜电机系统写成状态空间的形式

$$\begin{cases} \dot{x} = (\dot{x}_1 \ \dot{x}_2)^T = Ax + Bu + CT_L \\ y = Dx \end{cases} \tag{7}$$

式中： $A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & a \end{pmatrix}$, $B = \begin{pmatrix} 0 \\ b \end{pmatrix}$, $C = \begin{pmatrix} 0 \\ c \end{pmatrix}$, $D = (1 \ 0)$ 。

3. 自抗扰控制器设计

通常情况下, 自抗扰控制器的设计被看作经典状态空间控制的一个特例。自抗扰控制器中的扩张观测器对系统总扰动进行观测, 之后在控制器部分进行扰动补偿。需要指出的是, 不同于传统的基于系统模型的控制方法, 自抗扰控制器总是假设控制对象的积分器模型, 并将所有建模误差作为干扰项处理, 这使得自抗扰控制可以在建模不准的情况应用。

3.1. 线性扩张状态观测器 LESO

首先我们在系统模型增加一个输入扰动 $d(t)$, 将 b 改写为 $b = b_0 + \Delta b$, 其中 b_0 表示 b 的已知部分, Δb 表示 b 的建模不准带来的误差, 代入式(6)得到

$$\ddot{y} = a\dot{y} + (b_0 + \Delta b)u + cT_L + d(t) \quad (8)$$

将除输入量 u 以外的变量看作广义扰动 $f(t) = a\dot{y} + \Delta b u + cT_L + d(t)$, 此时式(8)可以表示为

$$\ddot{y} = f(t) + b_0 u \quad (9)$$

广义扰动 $f(t)$ 是我们定义的虚拟变量, 无法测量出来, 因此使用输入 $u(t)$ 和输出 $y(t)$ 观测得到。为了接下来观测器的建立, 将广义扰动看作一个状态变量 $x_3 = f(t)$ 。加入广义扰动后振镜电机的状态空间描述可以表示为

$$\begin{cases} \dot{x} = (\dot{x}_1 \ \dot{x}_2 \ \dot{x}_3)^T = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (10)$$

$$\text{其中 } A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{pmatrix}, C = (1 \ 0 \ 0)。$$

在韩京清[7]介绍的自抗扰控制算法中, 使用了非线性扩张观测器 NLESO, 在后续调参中带来了很大的障碍。本文采用高志强提出的线性观测器 LESO [8], 在保证观测效果的同时极大地降低了调参难度。根据 Luenberger 状态观测器理论, 设计扩张状态观测器 ESO

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (11)$$

式中: \hat{x} 和 \hat{y} 分别表示输入和输出观测值, 观测矩阵 $L = (l_1 \ l_2 \ l_3)^T$ 。

令观测误差 $e = x - \hat{x}$, 联立公式(10)和(11)得

$$\dot{e} = \dot{x} - \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}) - Ax - Bu = (A - LC)e \quad (12)$$

观测器要求满足 $\lim_{t \rightarrow \infty} e = 0$, 此时需要设计观测矩阵 $L = (l_1 \ l_2 \ l_3)^T$, 使得 $(A - LC)$ 是 Hurwitz 矩阵, 即特征值均为负值。

$$|sI - (A - LC)| = \begin{vmatrix} s - l_1 & -1 & 0 \\ -l_2 & s & -1 \\ -l_3 & 0 & 0 \end{vmatrix} = s^3 + l_1 s^2 + l_3 s + l_3 \quad (13)$$

根据高志强提出的带宽法, 将 $(A - LC)$ 的极点配置到 s 平面的左半轴 $-w_0$ 处

$$|sI - (A - LC)| = (s + w_0)^3 \quad (14)$$

计算得到 $l_1 = 3w_0, l_2 = 3w_0^2, l_3 = w_0^3$, 从而完成扩张状态观测器设计。

3.2. 改进 PD 控制器

利用 LESO 得到的观测量 \hat{x} 和 \hat{y} ，设计合适的控制器就可以实现干扰补偿和对双积分器系统的控制，本文采用改进 PD 控制器如图 2 所示。实际上，构建了一个基于 LESO 的状态反馈控制器。具体设计如下：

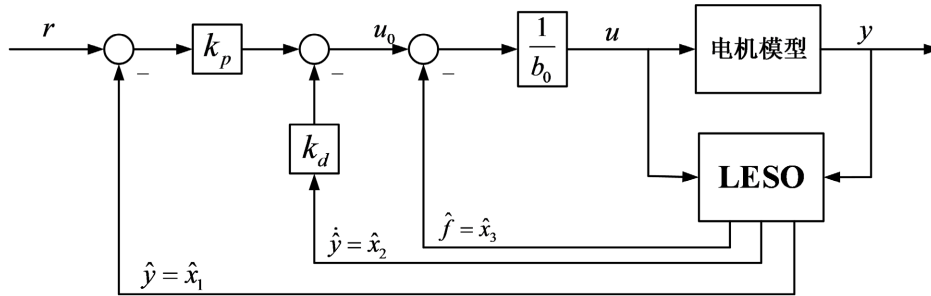


Figure 2. System active disturbance rejection control structure diagram
图 2. 系统自抗扰控制结构示意图

$$\begin{cases} e = r - \hat{y} \\ u = \frac{u_0 - \hat{f}}{b_0} \\ u_0 = k_p e - k_d \hat{y} \end{cases} \quad (15)$$

式中 r 表示系统输入， \hat{y} 表示观测得到的系统输出。

如果观测器实现了很好的观测效果，即 $\hat{x}_1 = \hat{y} \approx y, \hat{x}_2 = \dot{\hat{y}} \approx \dot{y}, \hat{x}_3 = \hat{f}(t) \approx f(t)$ ，将式(15)代入式(9)可以得到

$$\ddot{y} = (f(t) - \hat{f}(t)) + u_0 \approx u_0 = k_p e - k_d \dot{\hat{y}} \quad (16)$$

PD 控制器的传递函数为

$$G(s) = \frac{k_d s + k_p}{s^2 + k_d s + k_p} \quad (17)$$

其特征方程如下 $C(s) = s^2 + k_d s + k_p$ 。根据带宽法，将特征方程的两个极点配置到 s 平面左半轴 $-w_c$ 处，此时控制器为临界阻尼状态。从而得到 $k_d = 2w_c, k_p = w_c^2$ ，从而完成 PD 控制器设计。

3.3. 自抗扰控制器的离散化

为了使自抗扰控制器能在计算机上运行，必须将相关算法离散化，并在固定采样率下运行。自抗扰控制的 PD 控制器只是针对 LESO 的观测输出放大组合，不需要离散，所以对自抗扰控制器离散化主要是 LESO 的离散[9][10]。

为了减少不必要的时间延时，本文采用一种过滤型观测器设计，基本思想类似于卡尔曼滤波器。将 LESO 的离散化过程分为两个步骤，预测步骤：根据前一个时间步长 $k-1$ 的预测 $x(k|k-1)$ ，修正步骤，结合最近的观测值 $y(k)$ ，计算最终观测值 $x(k|k)$ ，公式如下

$$\hat{x}(k|k-1) = A_d \hat{x}(k-1|k-1) + B_d u(k-1) \text{ (预测)}$$

$$\hat{x}(k|k) = \hat{x}(k|k-1) + L_c (y(k) - C_d \hat{x}(k|k-1)) \text{ (修正)}$$

将预测结果代入修正方程，可以得到离散化的观测器方程

$$\hat{x}(k) = (A_d - L_c C_d A_d) \hat{x}(k-1) + (B_d - L_c C_d B_d) u(k-1) + L_c y(k) \quad (18)$$

式中： A_d 、 B_d 和 C_d 分别是状态方程(11)中矩阵 A 、 B 和 C 通过ZOH离散化得到， L_c 是离散观测矩阵。

$$A_d = I + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{A^i T_s^i}{i!}, B_d = \left(\sum_{i=1}^{\infty} \frac{A^{i-1} T_s^i}{i!} \right) B, C_d = C, D_d = D \quad (19)$$

上式是ZOH零阶保持器的计算公式， T_s 表示采样时间。代入矩阵 A 、 B 和 C 计算得

$$A_d = \begin{pmatrix} 1 & T_s & T_s^2/2 \\ 0 & 1 & T_s \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, B_d = \begin{pmatrix} b_0 \cdot T_s^2/2 \\ b_0 \cdot T_s \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$C_d = C, D_d = 0$$

计算观测误差

$$e(k+1) = x(k+1) - \hat{x}(k+1) = (A_d - L_c C_d A_d)(x(k) - \hat{x}(k)) \quad (20)$$

可以看到预测矩阵的设计由矩阵 $(A_d - L_c C_d A_d)$ 确定。根据带宽法计算得到

$$l_1 = 1 - z^3, l_2 = \frac{3}{2T_s}(1-z)^2, l_3 = \frac{1}{T_s^2}(1-z)^3$$

4. 系统仿真与分析

针对振镜电机的自抗扰控制系统，采用表1中的参数，在Matlab/Simulink环境下进行仿真实验。

Table 1. Motor simulation model parameters

表 1. 电机仿真模型参数

参数项	值
采样时间 T_s	20 us
定子线圈电阻 R	2.78 Ω
定子线圈电感 L	150 μH
转矩常数 k_a	0.0075 N·m/A
粘性摩擦系数 b_m	1.54×10^{-4} N·m·(rad/s) ⁻¹
反电动势系数 k_e	0.0078 V/(rad/s)
转子转动惯量 J_m	1.5×10^{-7} Kg·m ²

本文使用的振镜电机的动态性能通常由阶跃响应时间和稳态误差来衡量。振镜电机系统的动态性能要求为1%全行程响应时间小于0.8 ms，10%全行程响应时间小于2.5 ms。在Matlab/Simulink环境下搭建振镜电机的仿真模型并进行仿真实验，实验结果如图3、图4所示。

仿真实验中输入指令0.0038 rad和0.038 rad的阶跃信号，分别对应1%和10%的全行程阶跃响应的位置跟踪效果。当振镜电机输入指令为1%阶跃信号时，按照达到期望指令的95%，上升时间为0.795 ms，超调量小于5%，满足动态性能要求；当振镜电机输入指令为10%阶跃信号时，按照达到期望指令的95%，上升时间为0.947 ms，超调量小于5%，满足动态性能要求。仿真实验说明本文提出的基于自抗扰控制器的振镜控制系统达到工作指标。

在实际应用中，振镜电机的位置跟踪曲线近似为三角函数或者组合曲线，本文选择正弦曲线作为跟踪轨迹进行实验。振镜电机的跟踪响应如图5所示，实际位置曲线与控制器输出信号基本拟合，满足实际工作要求。

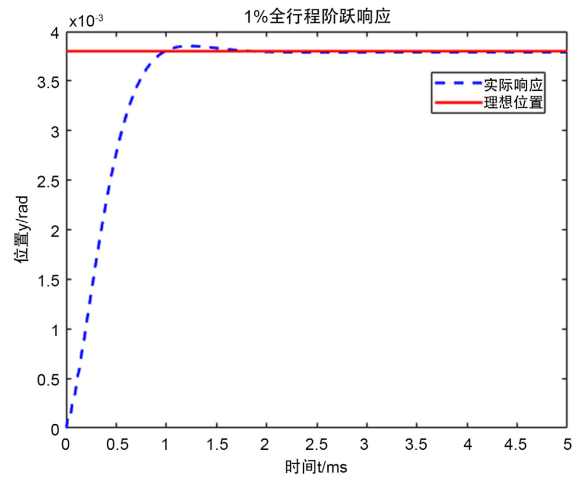


Figure 3. 1% full stroke step response
图 3. 1%全行程阶跃响应

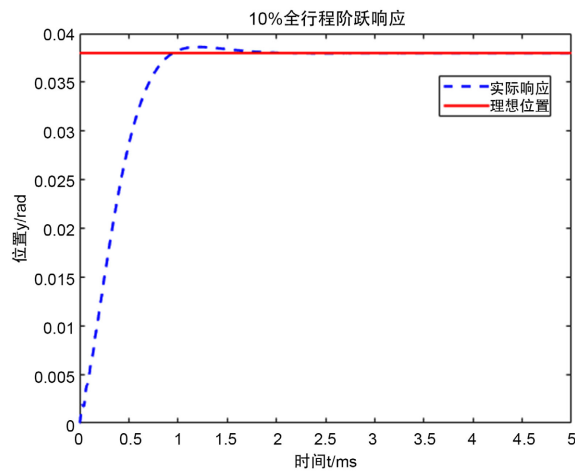


Figure 4. 10% full stroke step response
图 4. 10%全行程阶跃响应

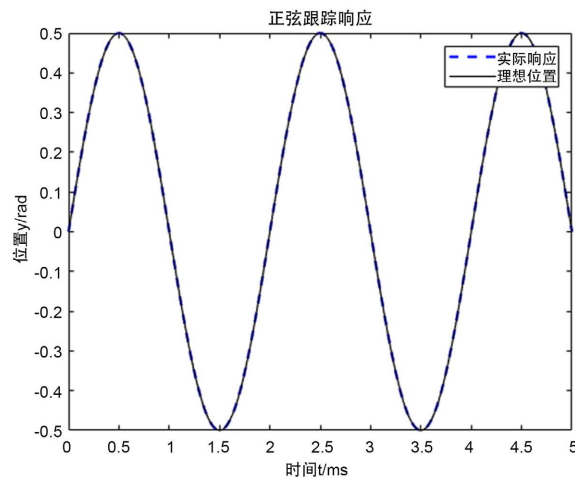


Figure 5. Sinusoidal tracking response
图 5. 正弦跟踪响应

5. 结论

本文以振镜电机为控制对象，提出了一种基于离散自抗扰控制方法并验证了算法的可行性。扩张状态观测器 LESO 对振镜系统的内外部扰动进行观测然后进行补偿，增强了系统的抗干扰能力和稳定性。在控制器的离散化设计中，采用一种类似于卡尔曼滤波器的过滤型观测器设计，降低了控制器的时间延迟。结合振镜电机的相关参数对自抗扰控制器进行了仿真实验，实验结果说明控制算法具有良好的动态性能，能够在满足振镜系统在实际使用的要求。本文提出的离散自抗扰控制方法对振镜电机控制具有重要意义。

参考文献

- [1] 杨立军. 激光加工技术的应用现状与未来发展[J]. 金属加工(热加工), 2016(4): 10-12.
- [2] 井峰. 数字式振镜控制系统研究[D]: [硕士学位论文]. 西安: 中国科学院研究生院(西安光学精密机械研究所), 2012.
- [3] Pieczona, S.J., Zollitsch, S. and Zaeh, M.F. (2017) Dynamics Enhancement of Galvanometer Laser Scanners by Adaptive Inverse Control. *IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, Munich, 3-7 July 2017, 253-258. <https://doi.org/10.1109/AIM.2017.8014026>
- [4] 李聪, 王忠华. 结合卡尔曼滤波和离散滑模的振镜位置跟踪研究[J]. 江西师范大学学报(自然科学版), 2022(3): 46.
- [5] Bonet, T.T. (2014) Design, Simulation and Implementation of High Precision Control Algorithms for a Galvanometer Laser Scanner. University of Victoria, Victoria.
- [6] 赵瑞. 基于滑模自抗扰控制的振镜控制系统研究与设计[D]: [硕士学位论文]. 芜湖: 安徽工程大学, 2022.
- [7] 韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002, 9(3): 13.
- [8] ACC (2003) Scaling and Bandwidth-Parameterization Based Controller Tuning. *Proceedings of the IEEE 2003 American Control Conference*, **6**, 4989-4996.
- [9] Gernot, H. (2013) A Simulative Study on Active Disturbance Rejection Control (ADRC) as a Control Tool for Practitioners. *Electronics*, **2**, 246-279.
- [10] 绪方胜彦. 离散时间控制系统[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 1990.