

Linear Tracking Control for Dual-Stage Actuator System

Jijin Chen

School of Automation, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou
Email: 625392032@qq.com

Received: Apr. 16th, 2013; revised: May 14th, 2013; accepted: May 22nd, 2013

Copyright © 2013 Jijin Chen. This is an open access article distributed under the Creative Commons Attribution License, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

Abstract: This paper presents a linear control method for dual-stage actuator (DSA) systems to track a step command input fast and accurately. The controller was designed to control two actuators to coordinately work according to the estimated value from the state estimator, and the dual-stage control was realized. An experiment on DSPACE-DS1103 illustrates that the approach to design dual-stage controller is effective and feasible.

Keywords: Dual-Stage Actuator; PTOS; Time

二级控制系 统线性控制器设计

陈积金

杭州电子科技大学自动化学院, 杭州
Email: 625392032@qq.com

收稿日期: 2013 年 4 月 16 日; 修回日期: 2013 年 5 月 14 日; 录用日期: 2013 年 5 月 22 日

摘要: 研究二级控制系统中线性控制器的设计方法, 以达到快速准确追踪阶跃响应信号的目的。为进一步减少稳定时间, 我们在主控制器上设计一定溢出。主控制器采取近似时间最优控制律来设计制动器, 次级控制器则用线性控制器直接得到。在实验平台 d-SPACEDS1103 上对所设计的 2 级控制系统进行验证。实验数据验证了本文提出的二级控制器设计方法的有效性和可行性。

关键词: 二级控制; 近似时间最优控制; 调节时间

1. 引言

二级控制器在特征上十分容易辨认, 它由主控制器(粗控制器)和次控制器(精控制器)所组成。主控制器的特点是控制范围比较广, 但是其控制精度相对较低而且反应时间较长。次级控制器的特点是高精度, 快速响应, 但控制范围相对较低。将这两个控制器结合在一起, 取长补短, 便是二级控制的意义。二级控制的工作原理是让粗控制器在低频段工作, 而精控制器在高频段工作, 以至于系统能具备高带宽跟踪与广范围轨迹等特点。

近年来, 在硬盘驱动伺服系统、大规模的集成芯片中^[1,2]以及机械工具^[3,4]。追踪控制的目标即是尽可能地与期望轨迹一致。这些领域要求系统能准确的追踪理想轨迹, 在这个问题上, 原有的控制器精度可能达不到预先要求。要解决这个问题, 我们需要设计一个二级控制系统, 这两个控制器在相同轴线上串联使用。尽管二级控制器的一般设计形式比较简单, 但对于高性能控制的设计还是存在较大难度。原因有两个: 一个是 DSA 系统是多输入单输出系统, 这就意味着对于一个给定设计轨迹, 多种对于致动器的输入是不唯一的。因此, 一个合适的控制策略就显得格外

重要。二是二级致动器的控制范围比较短，可能会引起饱和出现。现有的很多方法都能解决上述问题。例如：^[5,6]深入考虑了次级控制器饱和问题，有学者设计了一个基于复合非线性反馈控制^[7]的硬盘二级定位系统，该控制律最初是由 Lin 等人提出的，后来被 Chen 等人^[8]进行了改进将其应用到单级磁头定位系统中。将二级控制器运用于磁盘驱动器两级伺服系统的精确定位，采用音圈点击作为第一级控制器进行粗定位，微控制器作为第二级制动器控制磁头臂实现精定位和磁道跟踪，能显著地提高伺服带宽降低和定位精确度。也有学者从离散线性高斯控制和闭环传递函数方面讨论了二级控制系统。二级控制系统的主要控制方案有 μ -综合技术^[9,10]和解耦主从结构控制系统带初值补偿器的设计方法^[11]。本文采取时间最优控制律和线性控制律的 2 级控制系统，该方法设计 2 个控制器，分别控制致动器和次级致动器。实验结果证明此设计方法简便而且控制效果良好，能有效减少过渡时间。

问题的引入

如图 1(a)的 DSA 系统。其中 M 和 m 代表主致动器和次致动器的质量。图 1(b)是一个 DSA 位置追踪器系统。此系统由线性致动器(LM)和压力(PA)致动器共同组成。次级致动器控制范围 y_2 相对主致动器而言非

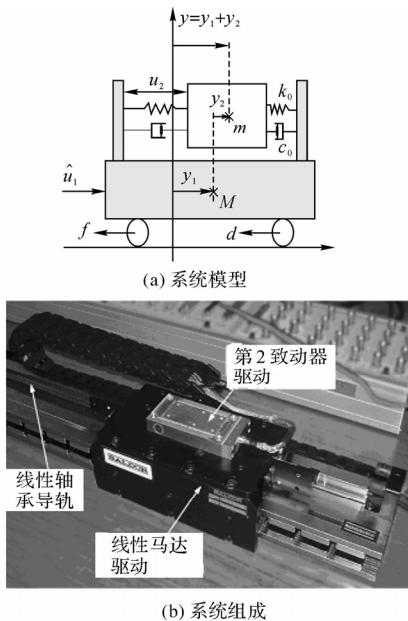


Figure 1. System model
图 1. 系统模型

常小。

其中：

M, m 质量

\hat{u}_1, \hat{u}_2 , 所给控制力

k_0 , 弹性系数 c_0 , 阻尼系数

f , 摩擦因数

d , 扰动

y_1, M 的绝对位移

y_2, m 相对 M 的位移

y , DSA 的绝对位置

目前为止，大部分关于阶跃响应 DSA 追踪控制的策略都是主致动器控制域没有溢出，再由主致动器的位置误差来设计次级致动器^[12,14]。在这种传统方法下，虽也能减少稳定时间，但是次级控制器一旦超过其控制范围，这种控制策略将收效甚微。为了进一步减少稳定时间，我们设计的主致动器可以允许一定的溢出，然后由次级致动器减少由主控制器产生的溢出。应用此种方法，总的稳定时间明显减少。为了设计伺服系统的二级控制器，使得两个致动器协作从而使输出值快速准确得追踪设定值，我们采取如下控制律：主控制器采取时间最优控制律，以稍微溢出的方式达到最快的响应时间，次级控制器则采取简单的线性控制器来消除主控制器带来的误差。非线性的阻尼对跟踪性能产生了不利影响，我们采用基于模型的控制结构(如图 2)来补偿阻尼 f 和扰动 d 。

阻尼补偿器为

$$G_n = \frac{1}{M_s^2}, \quad (1)$$

$$Q_f = \frac{3T_s + 1}{(T_s)^3 + 3(T_s)^2 + 3T_s + 1} \quad (2)$$

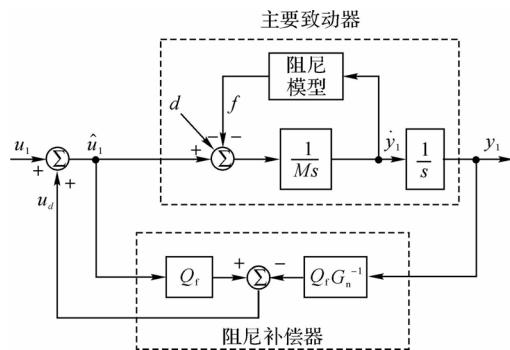


Figure 2. Damping compensation
图 2. 阻尼补偿

式中： τ 是时间常数。若取值为伺服带宽的 5 到 10 倍，则可使滤波器 Q_f 在相应频率的值约等于 1。系统的输入 u_1 和输出 y_1 的关系为

$$y_1 = \frac{u_1 - (1-Q)(d+f)}{(M_s)^2} \approx \frac{1}{(M_s)^2} u_1 \quad (3)$$

可见，非线性阻尼和干扰被阻尼补偿器抵消了。主要致动器的模型可以用线性的纯积分环节表示。二级控制系统的状态空间模型为

$$\begin{cases} \sum_1: x_1(k+1) = A_1 x_1(k) + B_1 u_1, x_1(0) = 0 \\ \sum_2: x_2(k+1) = A_2 x_2(k) + B_2 \text{sat}(u_2), x_2(0) = 0 \\ y = y_1 + y_2 = C_1 x_1 + C_2 x_2 \end{cases} \quad (4)$$

式中： $\text{sat}(u_2)$ 表示 u_2 的幅值受限，限值在具体的系中的设定。

$$x_1 = [y_1 \dot{y}_1]^T, x_2 = [y_2 \dot{y}_2]^T \quad (5)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ b_1 \end{bmatrix}, C_1 = [1 \ 0] \quad (6)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ a_1 & a_2 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ b_2 \end{bmatrix}, C_2 = [1 \ 0] \quad (7)$$

其中， $b_1 = \frac{1}{M}$, $a_1 = -\frac{k_0}{m}$, $a_2 = -\frac{c_0}{m}$, $b_2 = \frac{1}{m}$ 。

2. 控制器的设计与实验结果

为尽可能缩短稳定时间，主致动器应采取近似时间最有控制律。我们应用PTOS^[15]控制律设计主致动器，在这里如果我们采取一些坐标变换，可以清楚的看出主致动器与次级控制之间是相互独立的，所以采取任何经典控制方法来设计致动器都是可行的。

$$u_1 = \text{sat}[k_2 f(e_1) - \dot{y}_1] \quad (8)$$

$$f(e_1) = \begin{cases} \frac{k_1}{k_2} e_1 & \text{当 } |e_1| \leq y_l \\ \text{sgn}(e_1) \left(\sqrt{2\bar{u}_1} b_1 \alpha |e_1| - \frac{\bar{u}_1}{k_2} \right) & \text{当 } |e_1| > y_l \end{cases} \quad (9)$$

$$e_1 = y_r - y_1 \quad (10)$$

其中 $\text{sat}[\cdot]$ 是饱和等级， α 是相对折算因素， k_1, k_2 是常数， y_l 是线性区域，为保证 $f(e_1)$ 和 $f'(e_1)$ 连续，可以令

$$\alpha = \frac{2k_1}{b_1 k_2^2}, \quad y_l = \frac{\bar{u}_1}{k_1} \quad (11)$$

当 $e_1 \leq y_l$ 时，系统控制器是线性的，可以采取任何经典控制方式来设计控制器增益 K ，比如用极点配置法，我们可以得到 k

$$k = \frac{1}{b_1} \left[4\pi^2 \omega_1^2 \quad 4\pi \omega_1 \zeta_1 \right] \quad (12)$$

相应的极点为 $2\pi \omega_1 \left(-\zeta_1 \pm j\sqrt{1-\zeta_1^2} \right)$ 。

考虑到的设计目标是减少由主致动器带来的溢出，次级致动器的设计可以尝试线性控制律。

$$u_2 = F x_2 \quad (13)$$

其中 $F = [f_1 \ f_2]$ 。为了保证次级致动器 $X_2(k+1) = A_2 X_2(k) + B_2 \text{sat}(F X_2)$ 是全局渐进稳定的，我们令

$$F = -B_2^T P \quad (14)$$

其中 P 为利亚普诺夫方程 $A_2^T P + P A_2 = -Q$ 的解 $P = P^T > 0$ 对于给定

$$Q = Q^T = \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix}, q_1 > 0, q_2 > 0 \quad (15)$$

将(14)带入(13)可得

$$F = \frac{b_2}{2a_1 a_2} [a_2 q_1 \quad a_1 q_2 - q_1] \quad (16)$$

再由系统状态空间方程转化为系统传递函数得 $C_2(sI - A_2 - B_2 F)^{-1} B_2$ 得到

$$\begin{aligned} \omega_2 &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{-\frac{b_2^2}{2a_1} q_1 - a_1} \\ \zeta &= \frac{b_2^2 q_1 - b_2^2 a_1 q_2 - 2a_1 a_2^2}{4a_1 a_2 \sqrt{-\frac{b_2^2}{2a_1} q_1 - a_1}} \end{aligned} \quad (17)$$

所以我们可以设定合适的 q_1, q_2 来选取满足条件的 ω_2, ζ 。

稳定性证明：主致动器闭环控制律为

$$\dot{x} = A_1 X_1 + B_1 \text{sat}[k_2 (f(e_1) - \dot{y}_1)] \quad (18)$$

其中 $f(e_1)$ 在之前已经定义过了。[13]中已将证明系统(16)能追踪任意渐进阶跃响应。

$$\lim_{x \rightarrow \infty} y_1(t) = y_r, \lim_{x \rightarrow \infty} \frac{dy_1(t)}{dt} = 0 \quad (19)$$

选取 $V = x_2^T Px_2$ 为 Lyapunov 函数，P 在之前已经给定，则

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dx} &= \frac{dx_2^T}{dt} Px_2 + x_2^T P \frac{dx_2}{dt} \\ &= x_2^T (A_2^T P + PA_2) x_2 + 2B_2^T Px_2 \text{sat}(Fx_2) \quad (20) \\ &= -x_2^T Qx_2 - 2Fx_2 \text{sat}(Fx_2) \leq -x_2^T Qx_2 < 0 \end{aligned}$$

另外，次级致动器闭环系统线性控制是全局渐近稳定的。

图1(b)中LM的范围是0.5 m，测量精度是1微米，由功率放大器放大。PA最大量程是±15微米，经压电放大器放大。该系统可以表示为式(31)，参数可由频率响应的实验数据得到。采用最小二乘估计法^[16]得到系统模型的参数值如下：

$$f_c = 0.22, \tau = 0.0008, M = 6.7 * 10^{-8}$$

$$b_1 = 1.5 * 10^7, a_1 = -10^6, a_2 = -1810,$$

$$b_2 = 3 * 10^6, \bar{u}_2 = 5v$$

3. 结果与讨论

PTOS控制器的参数选择为 $u_1 = 1v$ 主要致动器的响应频率上限 $f_1 = 30$ Hz，第2致动器最大距离 $y_l = 422$ μm。而 $\zeta_1(y_r)$ 可以表示成

$$\zeta_1(y_r) = \begin{cases} 0.5 & y_r \leq 15 \mu\text{m} \\ \frac{\ln(y_r) - 2.7}{\sqrt{\pi^2 + [\ln(y_r) - 2.7]^2}} & y_r > 15 \mu\text{m} \end{cases} \quad (21)$$

当 $y_r > 15$ μm，由 LM 产生的溢出可以近似等于 PA 的测量范围，线性增益 K 为

$$K = 10^{-3} \times [2.4 \quad 0.025\zeta_1(y_r)] \quad (22)$$

对于 PA 控制器，我们选取 $q_1 = 1, q_2 = 1 \times 10^{-8}$ ，有之前(16)可得 $F = -[0.667 \quad 0.0083]$ 由(17)可得到 $\omega_2 = 500$ Hz, $\xi_2 = 1.3$ 在采样频率为 5 kHz 的 DSPACE-DS1103 上进行实验。实验图表如图3和4所示。

图3为仅采取初级控制器来得到的实验数据，图4是本文设计的2级控制器。图3和4中横轴为时间，可见，仅仅采用初控制器虽然精度最终也能保证，可是上升时间太长，图4经过次级控制器的优化，可以显

著缩短调节时间。

将实验结果汇总成表1。

通过表1中的比较，我们可以得出此方法可以减少20%的调节时间。我们对于在小扰动下2级控制系统的性能和传统方法的控制器做了对比，见图5和图6。可以得出2级控制方法对于提高系统的抗干扰能力有一定的作用。附上图5与图6，可做比较。

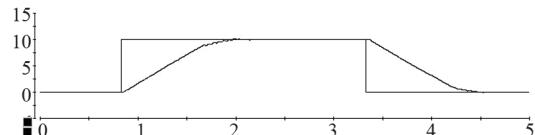


Figure 3. Traditional methods of step response tracking
图3. 传统方法得到的阶跃响应追踪图

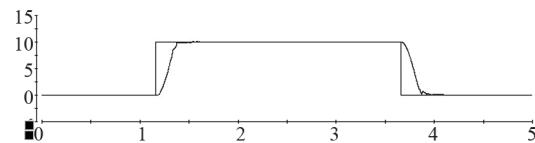


Figure 4. Dual-stagel methods of step response tracking
图4. 二级控制得到的阶跃响应追踪图

Table 1. Different range schedule
表1. 不同量程调节时间表

追踪量程 (μm)	调节时间(ms)		提高 (%)
	传统方法	本文方法	
10	3	3	0
30	10	8	20
50	14	11	30
100	20	16	25

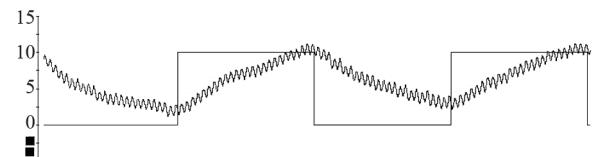


Figure 5. Traditional methods of step response tracking under disturbance
图5. 传统方法下有扰动阶跃响应图

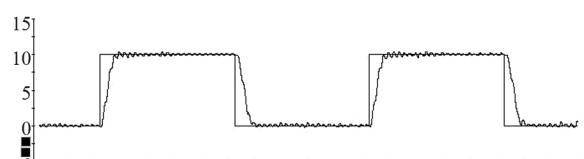


Figure 6. Dual-stage methods of step response tracking under disturbance
图6. 二级控制方法有扰动阶跃响应图

4. 结语

本文对基于小车模型的2级控制系统设计线性控制器，使得两个控制器能控制两个致动器协调工作。和传统方法相比显著减少调节时间，而且对于系统抗干扰能力有提升。

参考文献 (References)

- [1] S. Makinouchi, Y. Hayashi and S. Kamiya. New stage system for step-and-repeat scanning stepper. Transaction of The Japan Society for Precision Engineering, 1995, 61(12): 1676-1680.
- [2] M. Tomizuka, J.-S. Hu, T.-C. Chin and T. Kamano. Synchronization of two motion control axes under adaptive feed-forward control. Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 1992, 114(2): 196-203.
- [3] T. Kamano, T. Suzuki, N. Iuchi and M. Tomizuka. Adaptive feed-forward controller for synchronization of two axes positioning system. Transactions of the Society of Instrument and Control Engineers, 1993, 29(7): 785-791.
- [4] L.-F. Yang, W.-H. Chang. Synchronization of twin-gyro precession under cross-coupled adaptive feed-forward control. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1996, 19(3): 534-539.
- [5] S. Schroeck, W. Messner and R. McNab. On compensator design for linear time-invariant dual-input single-output systems. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2001, 6(1): 50-57.
- [6] H. Numasato, M. Tomizuka. Settling control and performance of a dual-actuator system for hard disk drives. IEEE/ASME Trans-
- [7] actions on Mechatronics, 2003, 8(4): 431-438.
- [8] Z. Lin, M. Pachter and S. Banda. Toward improvement of tracking performance—Nonlinear feedback for linear systems. International Journal of Control, 1998, 70(1): 1-11.
- [9] B. M. Chen, T. H. Lee, K. Peng, et al. Composite nonlinear feedback control for linear systems with input saturation: Theory and an application. IEEE Transactions on Automatic Control, 2003, 48(3): 427-439.
- [10] D. Emmandez, S. S. Park, R. Horowitz, et al. Dual stage track-following servo design for hard disk drives. Proceedings of the American Control Conference. San Diego: IEEE, 1999: 4116-4121.
- [11] M. Karaman, W. C. Message. Robust dual stage HDD track follow control systems design for hand-off shaping. Magnetic Recording Conference. Coral Gables: IEEE, 2002: BA5-01-02.
- [12] L. Guo, J. K. Chang. Track-following and seek settle control schemes for high density disk drive with dual-stage actuator. Proceedings of the IEEE ASME International Conference. Como: IEEE, 2001: 1136-1141.
- [13] M. Kobayashi, R. Horowitz. Track seek control for hard disk dual-stage servo systems. IEEE Transactions on Magnetics, 2001, 37(2): 949-954.
- [14] S. Lee, Y. Kim. Minimum destructive interference design of dual-stage control systems for hard disk drives. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2004, 12(4): 517-531.
- [15] B. Hredzak, G. Herrmann and G. Guo. A proximate-time-optimal control design and its application to a hard disk drive dual-stage actuator system. IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 42(6): 1708-1715.
- [16] M. Workman. Adaptive proximate time-optimal servo mechanisms. Ph.D. Thesis, Stanford University, 1987.
- [17] E. Sontag. Remarks on stabilization and input-to-state stability. IEEE Conference on Decision and Control, 1989: 1376-1378.