第 16 卷 第 4 期 控 制 与 决 策 2001 年 7 月
Vol.16 No.4 CONTROL AND DECISION July 2001

文章编号: 1001-0920(2001)04-0468-05

不确定 LTI-SISO 系统的低通滤波降阶时滞观测器控制

钟庆昌, 贾 青, 谢剑英
(上海交通大学 自动化系, 上海 200030)

摘 要: 提出一种低通滤波降阶时滞观测器, 避免了常规时滞观测器控制中由于时滞状态微分近似引起的控制信号颤振。参考模型的选取只与系统的相对阶次有关, 而与系统阶次无关, 从而简化了控制器的设计, 降低了对系统可测性的要求。仿真结果表明, 该时滞观测器控制系统可以很好地抑制系统的不确定性以及受到的外部干扰, 是一种性能优良的鲁棒控制方法。

关键词: 时滞; 时滞控制; 时滞观测器; 降阶时滞观测器; 不确定性
中图分类号: TP 273 文献标识码: A

Reduced-order Time Delay Observer with Low-pass Filter for LTI-SISO Systems with Uncertainties

ZHONG Qing-chang, JIA Qing, XIE Jian-ying
(Department of Automation, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China)

Abstract: A reduced-order time delay observer with low-pass filter is presented. The vibration of control signal, which is caused by the approximation of the delayed derivative of the state, is eliminated. The choice of the reference model only depends on the relative degree of the plant but not the degree. The controller design is simplified and the system measurability is less required. Simulation results show that the time delay observer with low-pass filter attenuates the system uncertainties and disturbances almost immediately, and is a good method of robust control.

Key words: time delay; time delay control; time delay observer; reduced-order time delay observer; uncertainty

1 引 言

时滞是自然界中广泛存在的一种物理现象。对象的固有时滞给系统分析和控制器设计带来了很多困难, 时滞对象被认为是最难控制的对象之一。如何抑制对象固有时滞造成的系统性能下降已得到广泛的研究, 但如何发掘时滞潜在的优点, 有意识并合理地利用时滞来改善系统的控制性能, 则是一个值得深入研究的课题。这正是时滞控制[1]的研究内容。时滞控制主要由 3 个分支组成: 时滞滤波器[2]、时滞观测器和时滞学习控制器。它们分别利用时滞的不同特性来改善系统性能。

时滞观测器源于 Youcef 等提出的时滞控制方

收稿日期: 1999-12-07; 修回日期: 2000-02-28
作者简介: 钟庆昌(1970—), 男, 上海人, 博士后, 从事计算机过程控制、时滞控制等研究; 谢剑英(1940—), 男, 福建龙岩人, 教授, 博士生导师, 从事复杂工业过程建模、控制与优化等研究。

案[3], 利用时滞来观测和估计系统的不确定性因素及外部干扰。时滞观测器已成功地应用于机器人力/位控制[4]、塔式起重机[5]、直流电机伺服系统[6]等系统。但在常规时滞观测器控制系统中, 由于时滞状态微分的近似计算使得控制作用存在高频颤振, 这在许多系统中是不容许的。

本文提出一种低通滤波降阶时滞观测器, 可消除控制作用中的颤振现象, 避免时滞状态微分的计算误差所造成的系统性能下降。并且参考模型的选取只与系统的相对阶次有关, 而与系统阶次无关, 这便简化了控制器的设计, 降低了对系统可测性的要求。大量仿真实例获得了与理论分析一致的结果。

2　低通滤波降阶时滞观测器

考虑相对阶为 r 的完全能控 LTI-SISO 不确定系统

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Fx + Bu + D(t) \\ y = x_1 \end{cases} \tag{1}$$

其中, $x \in R^n$ 是状态变量, $u \in R^1$ 是控制输入, A 是已知动态, F 是未建模动态或不确定动态, B 是控制矩阵, D 是不可预知的外部干扰。假设系统各状态可测, 且各矩阵有如下分块形式

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_{r-1} \\ x_{n-r} \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} 0 & I_{n-1} \\ & A_1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0_{r-1} \\ b \\ 0_{n-r} \end{bmatrix}$$

$$F = \begin{bmatrix} 0 \\ F_1 \end{bmatrix}, \quad D(t) = \begin{bmatrix} 0_{r-1} \\ d(t) \\ 0_{n-r} \end{bmatrix} \tag{2}$$

其中, $x_{r-1} = [x_2, x_3, \cdots, x_r]^{\mathrm{T}}$ 为 $(r-1) \times 1$ 维列向量, $x_{n-r} = [x_{r+1}, x_{r+2}, \cdots, x_n]^{\mathrm{T}}$ 为 $(n-r) \times 1$ 维列向量, $A_1 = [-a_1, -a_2, \cdots, -a_n]$, $F_1 = [-f_1, -f_2, \cdots, -f_n]$ 为 $1 \times n$ 维行向量, I_{n-1} 为 $(n-1) \times (n-1)$ 维单位阵, $1 \le r < n, b \ne 0$。

根据性能指标的要求选定 r 阶(降阶) 参考模型

$$\dot{x}_m = A_m x_m + B_m c \tag{3}$$

求取控制作用 u 使系统状态跟踪参考模型状态的误差

$$e = x_m - Jx = [x_{m1} - x_1 \cdots x_{mr} - x_r]^{\mathrm{T}} \tag{4}$$

满足误差动态方程

$$\dot{e} = [A_m + K]e \tag{5}$$

其中, K 是误差反馈增益矩阵, $J = [I_r \quad 0]$ 是 $r \times n$ 维变换矩阵。随着时间的推移, 误差 $e \to 0$。

在选择参考模型和误差反馈增益矩阵时, 应满足如下分块

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & I_{r-1} \\ & A_{m1} \end{bmatrix}, \quad B_m = \begin{bmatrix} 0_{r-1} \\ b_m \end{bmatrix}, \quad K = \begin{bmatrix} 0 \\ K_1 \end{bmatrix} \tag{6}$$

其中, $A_{m1} = [-a_{m1}, -a_{m2}, \cdots, -a_{mr}]$, $K_1 = [-k_1, -k_2, \cdots, -k_r]$ 为 $1 \times r$ 维行向量, $b_m \ne 0$。

综合式(1), (3) ～(5), 有

$$\begin{aligned} &A_m Jx - JAx + B_m c - JBu - \\ &JFx - JD(t) = Ke \end{aligned} \tag{7}$$

解得

$$\begin{aligned} u = (JB)^+ [&A_m Jx - JAx + B_m c - \\ &JFx - JD(t) - Ke] \end{aligned} \tag{8}$$

其中 $(JB)^+$ 是 $r \times 1$ 维列向量 $JB = \begin{bmatrix} 0_{r-1} \\ b \end{bmatrix}$ 的伪逆, 即

$$(JB)^+ = [[JB]^{\mathrm{T}} JB]^{-1} [JB]^{\mathrm{T}} = [0_{r-1}^{\mathrm{T}} \quad b^{-1}] \tag{9}$$

u 是最小二乘解, 而不是精确解。因此, 式(5) 和(7) 并非在任何情况下都能得到满足。将式(8) 代入式(7), 得到如下结构约束条件

$$\begin{aligned} &[I_r - (JB)(JB)^+](A_m Jx - JAx + \\ &B_m c - JFx - JD - Ke) = 0 \end{aligned} \tag{10}$$

只有该条件得到满足, 才能获得满意的误差动态性能和状态跟随能力。可以证明上述系统满足该约束条件。限于篇幅, 证明从略。

在式(8) 中, 除了反映系统不确定性、外部干扰的 $-JFx - JD(t)$ 部分未知外, 其余部分均为已知。为了方便, 记 $u_d(t) = (JB)^+ [-JFx - JD(t)]$, 则有

$$\begin{aligned} u_d(t) &= (JB)^+ [-J\dot{x}(t) + JAx(t) + JBu(t)] = \\ &\frac{1}{b}[-\dot{x}_r(t) + x_{r+1}(t) + bu(t)] \end{aligned} \tag{11}$$

因此式(8) 可变换为

$$\begin{aligned} u(t) = \frac{1}{b}\Big[&-\sum_{i=1}^{r} a_{mi} x_i(t) - x_{r+1} + b_m c + \\ &\sum_{i=1}^{r} k_i (x_{mi} - x_i)\Big] + u_d(t) \end{aligned} \tag{12}$$

若将 t 时刻的 $u_d(t)$ 用过去 $t-L$ 时刻 $u_d(t-L)$ 低通滤波后的值来近似, 则有

$$\begin{aligned} u_d(s) &\approx G_f(s) u_d(s) \mathrm{e}^{-sL} = \\ &\frac{G_f(s)}{b}[-sx_r(s) + x_{r+1}(s) + bu(s)] \mathrm{e}^{-sL} \end{aligned} \tag{13}$$

其中 $G_f(s)$ 为低通滤波器。

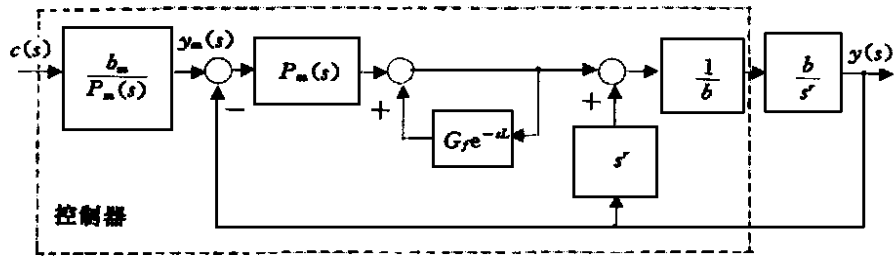

图 1　LTI-SISO 系统时滞观测器控制系统的等效结构

对式(12) 进行 Laplace 变换并将式(13) 代入,则得控制律

$$u(s) = G_f e^{-sL}u(s) + \frac{1}{b}\Big[-\sum_{i=1}^{r} a_{mi}x_i + b_m c - G_f s x_r e^{-sL} - x_{r+1} + G_f x_{r+1} e^{-sL} + \sum_{i=1}^{r} k_i(x_{mi} - x_i)\Big] \tag{14}$$

考虑到参考模型的传递函数为

$$G_m(s) = \frac{y_m(s)}{c(s)} = \frac{b_m}{s^r + a_{mr}s^{r-1} + \cdots + a_{m1}} = \frac{b_m}{P_m(s)} \tag{15}$$

因此控制律为

$$u(s) = \frac{1}{b(1 - G_f e^{-sL})}\Big[b_m c - \sum_{i=1}^{r} a_{mi}x_i - G_f s x_r e^{-sL} + \sum_{i=1}^{r} k_i(x_{mi} - x_i)\Big] - \frac{x_{r+1}}{b} = \frac{1}{b(1 - G_f e^{-sL})}\Big[b_m c(s) + \frac{P_k(s)}{P_m(s)}b_m c(s) - P_{mk}(s)y(s)\Big] - \frac{x_{r+1}}{b} \tag{16}$$

其中,$P_k(s) = k_r s^{r-1} + \cdots + k_2 s + k_1$,$P_{mk}(s) = G_f e^{-sL}s^r + (a_{mr} + k_r)s^{r-1} + \cdots + (a_{m1} + k_1)$。

一般情况下,可选取误差增益矩阵为 0,使误差动态和参考模型的响应速度相同。此时有 $P_k(s) = 0$,$P_{mk}(s) = P_m(s) - (1 - G_f e^{-sL})s^r$。而控制律

$$u(s) = \frac{b_m c(s) - P_m(s)y(s)}{b(1 - G_f e^{-sL})} + \frac{s^r}{b}y(s) - \frac{x_{r+1}}{b} \tag{17}$$

控制系统的结构图略,其等效结构如图 1 所示。

控制信号中 x_{r+1} 产生的作用经 $G_f e^{-sL} - 1$,$(1 - G_f e^{-sL})^{-1}$,b^{-1},b 后,正好与 x_{r+1} 抵消,相当于状态变量 x_{r+1} 到 x_r 的前向通道被阻断,闭环回路开路系统被分解为两个子系统:子系统 II 是由前 r 个状态变量$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_{r-1} \end{bmatrix}$组成的闭环控制系统,子系统 I 是由后 $n - r$ 个状态变量 x_{n-r} 组成的系统,其输入为前 r 个状态变量的线性组合。从控制律可以看出,并不要求系统的所有状态可测,只要前 $r + 1$ 个状态可测即可。

与常规控制器相比,时滞观测控制器从 4 方面进行了改进:

1) 比例-微分多项式 $P_m(s)$ 提取跟踪误差信号及其高阶微分,加快了对偏差的反应;

2) 低通滤波时滞环节 $G_f e^{-sL}$ 的正反馈实现偏差的积累,以消除稳态误差并提高跟踪精度;

3) 系统输出的高阶微分正反馈后修正系统的控制作用,进一步加快了响应速度;

4) 状态 $x_{r+1}(s)$ 反馈后抵消 $x_{r+1}(s)$ 的作用,完全抑制了对象不确定性对系统性能的影响。

3　稳定性分析

状态变量 x_{r+1} 到 x_r 的断裂为系统的稳定性分析带来了很大好处。只要两个子系统稳定,系统也就稳定。

3.1　子系统 I 的稳定性

子系统 I 的阶数为 $n - r$,其状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{r+1} \\ \dot{x}_{r+2} \\ \vdots \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ & 0 & 1 & \cdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ & 0 & \cdots & \cdots & 1 \\ -a_{r+1}-f_{r+1} & & \cdots & & -a_n-f_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{r+1} \\ x_{r+2} \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}\Big[\sum_{i=1}^{r}(a_i + f_i)x_i\Big] \tag{18}$$

其闭环特征多项式为

$$P_I(s) = s^{n-r} + (a_n + f_n)s^{n-r-1} + \cdots + (a_{r+1} + f_{r+1}) \tag{19}$$

只要该多项式的零点均在左半平面,系统就稳定。可借助于经典控制理论中的 Nyquist 判据、Routh-Hurwitz 判据等常规稳定性分析工具进行分析。显然,如果子系统 I 不稳定,则不能利用降阶时

滞观测器来实施控制。

3.2　子系统 Ⅱ 的稳定性

子系统 Ⅱ 的阶数等于系统的相对阶数 r, 可表示为

$$\begin{aligned}&(s^r + a_{mr}s^{r-1} + \cdots + a_{m1})x_1(s) = \\&b_m c(s) + (1 - G_f e^{-sL})d(s)\end{aligned}\tag{20}$$

它可进一步等效为图 2, 其闭环传递函数完全与参考模型相同。只要参考模型稳定, 子系统 Ⅱ 就稳定, 并不受时滞大小的影响。时滞的选择可以只考虑外部干扰的频率, 而不必考虑系统的稳定性。

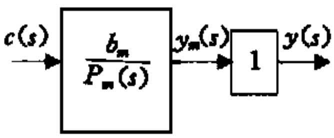

图 2　时滞观测器控制系统的进一步等效结构

由于式(19) 中不包含前 r 个状态变量对应的系数 $(a_i + f_i)$, $i = 1, 2, \cdots, r$, 因而不会影响子系统 Ⅰ 的稳定性; 并且这些参数未出现在子系统 Ⅱ 中, 不会影响子系统 Ⅱ 的稳定性。因此, 这些参数的不确定性不会对系统性能产生影响。

4　仿真结果

考虑三阶线性时不变不确定系统

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_1 & -a_2 & -a_3 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ d(t) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad y = x_1 \tag{21}$$

其中, a_1, a_2, a_3 为不确定系数, 且 $a_3 > 0$, 标称值分别为 1, 5, 10, $d(t)$ 为外部干扰。其设计步骤如下:

Step1: 校验子系统 Ⅰ 的稳定性: 由于 $a_3 > 0$, 子系统 Ⅰ 的特征多项式为 $P_I(s) = s + a_3$ 稳定;

Step2: 根据性能指标的要求, 选取二阶参考模型

$$\dot{x}_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -1.2 \end{bmatrix} x_m + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u, \quad y = x_{m1}$$

Step3: 根据对误差动态的要求, 选取误差反馈增益矩阵 $K = 0$;

Step4: 求得控制律

$$\begin{aligned}u(s) = \frac{1}{1 - G_f e^{-sL}}[&c - x_1 - 1.4x_2 - \\&sG_f e^{-sL}x_2 - (1 - G_f e^{-sL})x_3]\end{aligned}$$

其中低通滤波器 $G_f = \dfrac{1}{Ts + 1}$, 一般可取 $T = L$;

Step5: 考虑干扰的频率范围及不确定性因素的变化速度, 选取时滞 $L = 0.1\text{s}$ 投入控制。

1) 不确定性对系统性能的影响: 图 3 示出了系统在标称情况下以及 3 种不确定情况下的仿真结果。在对象参数发生大范围变化时, 系统状态 x_1 和 x_2 能够很好地跟踪参考模型的状态, 获得期望的动态性能。时滞越小, 跟踪精度越高。图 3(c) 示出了违反稳定性条件的情况, 由于 $a_3 = -0.1 < 0$, 虽然系统状态 x_1 和 x_2 仍能很好地跟踪参考模型的状态, 但是子系统 Ⅰ 不再稳定, 状态 x_3 变得发散。

2) 抗干扰能力: 图 4 示出了标称系统受到低频正弦干扰 $d(t) = \sin 0.628t \cdot \mathbf{1}(t - 2)$ 时的情况。结果表明, 系统具有很好的抗干扰能力, 时滞越小, 抗干扰能力越强。

3) 滤波器对系统性能的影响: 低通滤波器的通频带大小对系统跟随参考模型的能力、抑制不确定性的能力以及抗干扰能力均有很大影响, 一般可取其时间常数等于时滞 L。图 5 示出了滤波器时间常数取不同值, 系统受到阶跃干扰 $d = 3 \cdot \mathbf{1}(t - 10)$

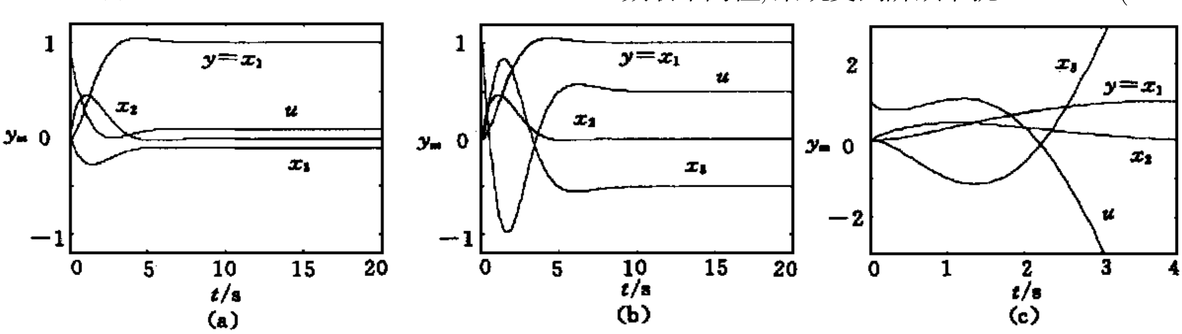

图 3　不确定性对系统性能的影响

(a) $a_1 = 1, a_2 = 5, a_3 = 10$　(b) $a_1 = 1, a_2 = -5, a_3 = 2$　(c) $a_1 = -5, a_2 = 5, a_3 = -0.1$

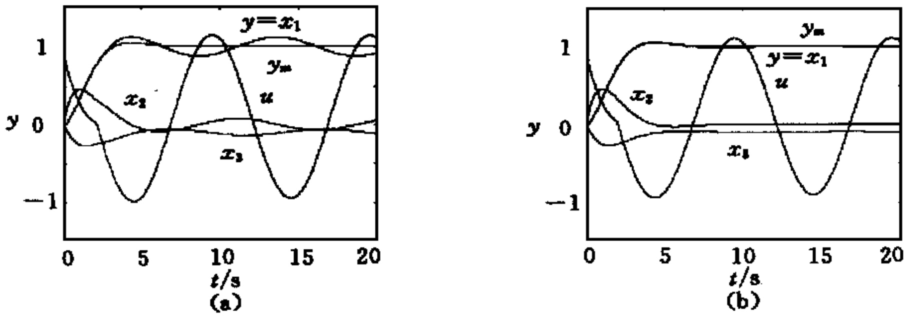

图 4 抗干扰能力

(a) 正弦干扰(L = 0.1s) (b) 正弦干扰(L = 0.01s)

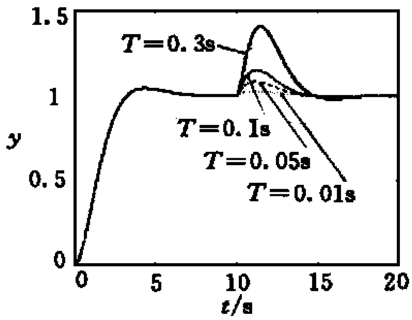

图 5 滤波器对系统性能的影响(L = 0.01s)

时的响应曲线。滤波器时间常数越小, 各项性能越好。

参考文献:

[1] 钟庆昌. 时滞控制及其应用研究[D]. 上海交通大学, 1999, 5(1): 45-49.

[2] 钟庆昌, 谢剑英, 梁春燕. 时滞滤波器及其应用研究[J]. 上海交通大学学报, 1999, 5(1): 45-49.

[3] Youcef Toumi K, Ito O. A time delay controller for systems with unknown dynamics[J]. J of Dynamic Systems Measurement & Control-Trans of the ASME, 1990, 112(4): 133-142.

[4] Chang Pyung H, Park Byung S, Park Ki C. Experimental study on improving hybrid position/force control of a robot using time delay control[J]. Mechatronics, 1996, 6(8): 915-931.

[5] Cheng Chi-Cheng, Chen Cheng-Yi. Controller design for an overhead crane system with uncertainty[J]. Control Engineering Practice, 1996, 4(5): 645-653.

[6] Park J H, Kim Y M, Yim J G. Time-delay sliding mode control for a servo system[A]. IEEE/ASME Int Conf on Advanced Intelligent Mechatronics[C]. AIM, 1997.

(上接 467 页)

本文仅仅讨论了飞机的单向对策问题, 其中还有不少需要进一步研究之处。如双向对策、规则的合并、规则的分解、规则的删除和添加等。此外, 关于报偿函数的选取和信度分配问题也是一个重要的研究课题。

参考文献:

[1] 张嗣瀛. 关于定量与定性微分对策[J]. 自动化学报, 1980, 6(2): 121-130.

[2] J W Sheppard. Multi-agent reinforcement learning[M]. Pittsburgh: Johns Hopkins University, 1997. 91-110.

[3] J Grefenstette, C Ramsey, A Schultz. Learning sequential decision rules using simulation models and competition[J]. Machine Learning, 1990, 5(4): 355-381.

[4] D E Goldberg. Genetic algorithms in search, optimization and machine learning[M]. Addison: Mass, 1989.

[5] J Grefenstette. Credit assignment in rule discovery systems based on genetic algorithms[J]. Machine Learning, 1988, 3(2/3): 225-245.