

不确定 LTI-SISO 系统的降阶时滞观测器控制

钟庆昌, 谢剑英

(上海交通大学 自动化系, 上海 200030)

摘要: 提出了降阶时滞观测器, 利用时滞来观测系统的不确定性和受到的外部干扰, 实现了不确定系统的鲁棒控制. 降阶时滞观测器控制系统中参考模型的阶数由系统的相对阶数决定, 而与系统阶数无关, 简化了控制器的设计, 有利于根据性能指标的要求获得合适的参考模型. 对于相对阶低于系统阶的一般对象, 通过引入低通滤波器也能实现降阶时滞滤波器控制. 大量的仿真结果表明, 降阶时滞观测器能够很好地抑制系统的不确定性和受到的外部干扰, 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; 不确定系统

中图分类号: TP271; TN713

文献标识码: A

Reduced-order time delay observer for LTI-SISO system with uncertainties

ZHONG Qing-chang, XIE Jian-ying

(Department of Automation, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China)

Abstract: This paper presents the reduced-order time delay observer (TDO) to observe the uncertainties and disturbances in order to enhance the robustness and the capability to reject disturbance. The order of the reference model in the closed-loop system is determined by the relative degree of the plant but not the degree of the plant. So, the reference model is easier to be selected with the desired specifications and the controller design is simplified. As to the general plant with relative degree r , a low-pass filter is inserted to implement the reduced-order time delay observer. Many simulations show that the proposed method, with good capability to suppress the uncertainties and disturbances, is a good method of robust control.

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

1 引言(Introduction)

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大困难, 时滞对象被认为是最难控制的对象. 如何抑制对象固有时滞造成的系统性能下降到了广泛深入的研究^[1]. 然而, 任何事物都有其两面性, 时滞也不例外. 如何发掘时滞潜在的优点, 有意识地、合理地利用时滞来改善系统的控制性能也是一个值得深入研究的课题. 这就是时滞控制 (time delay control, TDC)^[2]的研究内容. 时滞控制主要由三个分支组成: 时滞滤波器^[3]、时滞观测器及时滞学习控制器. 这三个部分分别利用时滞的不同特性, 从不同的角度来改善系统性能.

麻省理工学院 Youcef-Toumi 教授为首的研究人员提出了一种时滞控制方案^[5], 最初称为基于时

滞的模型参考控制 (model reference control using time delay, MRC/TD)^[6], 之后被称为时滞控制^[7]. 这一方案主要是利用时滞来观测和估计系统的不确定性因素及外部干扰. 从统一的角度出发, 文[2]将之称为时滞观测器 (time delay observer, TDO), 或者基于时滞的观测器. 时滞观测器已经成功地应用到 4 轮驾驶系统^[8]、机器人力/位控制^[9]、塔式起重机^[10]、直流电机伺服系统^[11]等系统中.

在常规时滞观测器控制系统中, 要求参考模型的阶数等于控制对象的阶数. 然而, 实际应用中往往要求参考模型的阶数低于控制对象的阶数, 以便于选择参考模型的参数. 本文提出了一种降阶时滞观测器, 参考模型的阶数只要等于控制对象的相对阶数即可, 而不必等于系统的阶数, 简化了参考模型的设计, 也进一步简化了控制算法. 而且, 降阶时滞观

测器将系统分解成了两个子系统,状态矩阵的不确定性不影响系统的性能.大量的仿真实例表明了理论分析的正确性,说明降阶时滞观测器是一种切实可行的鲁棒控制方法.

2 系统描述(System description)

考虑完全能控的 LTI-SISO 不确定系统

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

状态变量 $x \in \mathbb{R}^n$, 控制输入 $u \in \mathbb{R}^1$, A 是已知的动态, 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:

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

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

其中, $1 \leq r < n$, $x_{r-1} = (x_2, \dots, x_r)^T$ 为 $(r-1) \times 1$ 维列向量, x_{n-r} 为 $(n-r) \times 1$ 维列向量, $A_1 = (-a_1, \dots, -a_n)$, $F_1 = (-f_1, \dots, -f_n)$ 为 $1 \times n$ 维行向量, $f_i \leq \bar{f}_i$ ($1 \leq i \leq n$), I_{n-1} 为 $(n-1) \times (n-1)$ 维单位阵, $b \neq 0$.

系统的结构图如图 1 所示, 从控制信号 u 要经过 r 个积分环节以后才能到达输出 y , 是一个相对阶为 r 的对象.

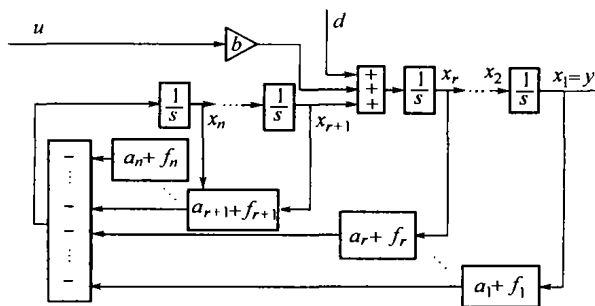


图 1 相对阶为 r 的 n 维不确定系统

Fig. 1 n dimension uncertain system with relative order r

3 降阶参考模型与结构约束 (Reduced-order reference model and structure constraints)

根据性能指标的要求选定 r 阶降阶参考模型

$$\dot{x}_m = A_m x_m + B_m c, \quad (3)$$

求取控制作用 u 使系统状态跟踪参考模型状态的误差

$$e = x_m - Jx = \begin{pmatrix} x_{m1} - x_1 \\ \vdots \\ x_{mr} - x_r \end{pmatrix}, \quad (4)$$

满足误差动态方程

$$\dot{e} = (A_m + K)e. \quad (5)$$

其中, K 是误差反馈增益矩阵, $J = (I_r | 0)$ 是 $r \times n$ 维的变换矩阵, c 是系统的给定信号. 随着时间的推移, 误差 $e \rightarrow 0$.

在选择参考模型和误差反馈增益矩阵时应满足如下分块:

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

其中, $A_{m1} = (-a_{m1}, \dots, -a_{mr})$, $K_1 = (-k_1, \dots, -k_r)$ 为 $1 \times r$ 维行向量, $b_m \neq 0$.

综合式(1), (3), (4), (5), 由

$$A_m Jx - JAx + B_m c - JBu - JFx - JD(t) = Ke \quad (7)$$

解出

$$u = (JB)^+ [A_m Jx - JAx + B_m c - JFx - JD(t) - Ke]. \quad (8)$$

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

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

由于 u 是最小二乘解, 而不是精确解, 因此, 式(5)和(7)并不是任何情况下都能得到满足的. 将式(8)代入式(7), 得到结构约束条件

$$[I_r - (JB)(JB)^+] \cdot (A_m Jx - JAx + B_m c - JFx - JD - Ke) = 0. \quad (10)$$

只有这一条件得到满足时, 才能获得满意的误差动态性能和状态跟随能力.

可以证明, 上述系统是满足这一条件的.

4 降阶时滞观测器 (Reduced order time delay observer)

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, 其余部分已知. 假设对于足够小的时间 L , 系统的不确定因素及外部干扰变化不大, 则可以用过去的时刻 $t-L$ 的信息来估计时刻 t 的不确定因素及外部干扰, 得到观测不确定性、外扰的降阶时滞观测器为

$$\begin{aligned} & -JFx - JD(t) \approx \\ & -JFx(t-L) - JD(t-L) = \\ & -J\dot{x}(t-L) + JAx(t-L) + JBu(t-L) = \\ & -\left(\frac{\dot{x}_1(t-L)}{\dot{x}_{r-1}(t-L)}\right) + \left(\frac{x_{r-1}(t-L)}{x_{r+1}(t-L)}\right) + \end{aligned}$$

$$JBu(t-L). \quad (11)$$

降阶时滞观测器利用系统过去的部分状态信息、部分状态变化的信息以及过去的激励信息来估计当前系统存在的不确定性、外部扰动.降阶时滞观测器与时滞观测器一样,将不确定性和外部扰动一起处理,并不加以分区.

将式(11)代入式(8),得到基于降阶时滞观测器的控制律为

$$\begin{aligned} u = & (JB)^+ \cdot \left[\left(\frac{x_{r-1}}{-\sum_{i=1}^r a_{mi} x_i} \right) \left(\frac{x_{r-1}}{x_{r+1}} \right) + \left(\frac{0}{b_m c} \right) - \right. \\ & \left. \left(\frac{\dot{x}_1(t-L)}{\dot{x}_{r-1}(t-L)} \right) + \left(\frac{x_{r-1}(t-L)}{x_{r+1}(t-L)} \right) + \right. \\ & \left. JBu(t-L) - \left(\frac{0}{-\sum_{i=1}^r k_i e_i} \right) \right] = \\ & u(t-L) + \frac{1}{b} \left[-\sum_{i=1}^r a_{mi} x_i + b_m c - \right. \\ & \left. \dot{x}_r(t-L) - x_{r+1} + x_{r+1}(t-L) + \sum_{i=1}^r k_i e_i \right]. \quad (12) \end{aligned}$$

控制系统结构如图 2 所示.值得注意的是,控制

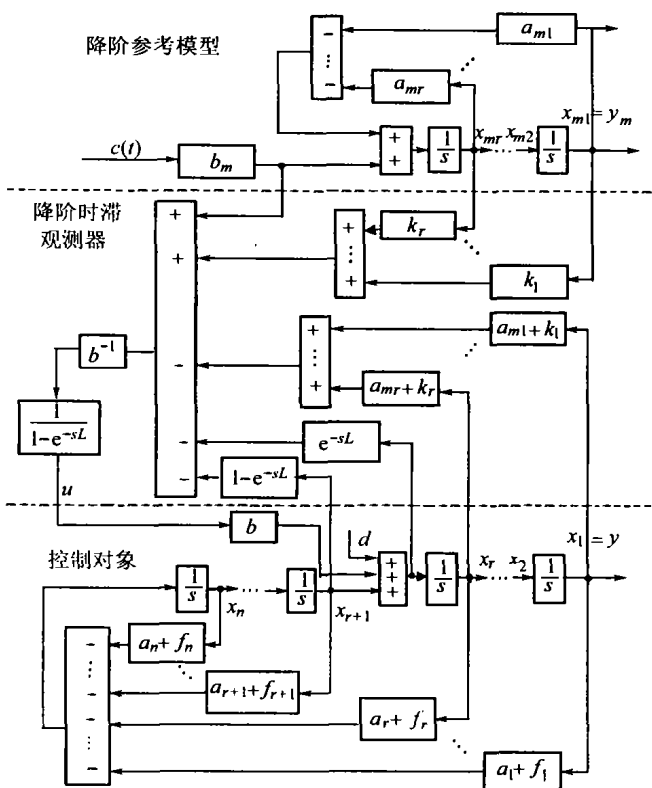


图 2 降阶时滞观测器控制系统结构

Fig. 2 Reduced-order time delay observer control system structure

信号中 x_{r+1} 产生的作用经 $e^{-sL} - 1, \frac{1}{1-e^{-sL}}, b^{-1}, b$ 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,闭环回路被开路.

在一般情况下,误差增益矩阵可取为 0,使误差响应与参考模型具有一样的动态性能,以简化控制器的设计.此时,简化了系统等效结构图如图 3 所示.

由于状态变量 x_{r+1} 到 x_r 的前向通道断裂,系统可以分解为两个子系统,子系统 II 是由前 r 个状态变量 $\begin{pmatrix} x_1 \\ x_{r-1} \end{pmatrix}$ 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,即图 3 中虚框包含的部分,其输入为前 r 个状态变量的线性组合.

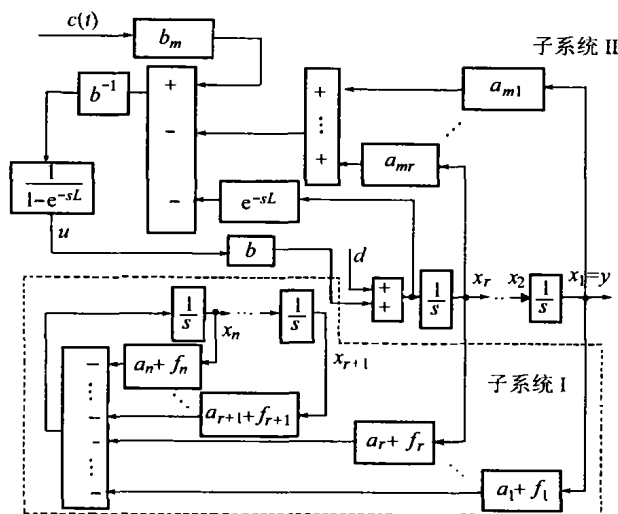


图 3 降阶时滞观测器控制系统的等效结构图 (误差增益为 0)

Fig. 3 Equivalent structure diagram of reduced-order time delay observer control system (error gain is zero)

5 稳定性分析 (Stability analysis)

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的好处.只要两个子系统稳定,系统就稳定.

5.1 子系统 I 的稳定性 (Stability of subsystem I)

子系统 I 的阶数为 $n-r$, 其状态方程为

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{x}_{r+1} \\ \vdots \\ \dot{x}_n \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ & 0 & 1 & \cdots & \vdots \\ & 0 & & \ddots & 0 \\ & & & \cdots & 1 \\ -a_{r+1}-f_{r+1} & & & & -a_n-f_n \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{r+1} \\ \vdots \\ x_n \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \sum_{i=1}^r (a_i + f_i) x_i. \quad (13) \end{aligned}$$

其闭环特征多项式为

$$P_1(s) = s^{n-r} + (a_n + f_n)s^{n-r-1} + \cdots + (a_{r+1} + f_{r+1}). \quad (14)$$

特征多项式包含了不确定性,是一组区间多项式.这一类参数不确定系统的稳定性可以用著名的 Kharitonov 定理^[12]来保证,根据 Kharitonov 定理,可以导出如下的稳定性定理.

定理 1 子系统 I 是稳定的,当且仅当四个 Kharitonov 多项式 $K_{kl}(s) = g_k(s) + h_l(s)$, $(k, l = 1, 2)$ 是 Hurwitz 的.其中, $a_{n+1} = 1, f_{n+1} = \bar{f}_{n+1} = 0$, 以及

$$\begin{aligned} g_1(s) = & (a_{r+1} + f_{n+1}) + (a_{r+3} + \bar{f}_{r+3})s^2 + \\ & (a_{r+5} + f_{n+5})s^4 + \cdots = \\ & \sum_{i=0, \text{even}}^{n-r} (a_{r+1+i} + j^i \cdot \min\{j^i f_{r+1+i} j^i \bar{f}_{r+1+i}\}) \cdot s^i, \\ g_2(s) = & \{a_{r+1} + \bar{f}_{r+1}\} + (a_{r+3} + \bar{f}_{r+3})s^2 + \\ & (a_{r+5} + \bar{f}_{r+5})s^4 + \cdots = \\ & \sum_{i=0, \text{even}}^{n-r} (a_{r+1+i} + j^i \cdot \max\{j^i f_{r+1+i} j^i \bar{f}_{r+1+i}\}) \cdot s^i, \\ h_1(s) = & (a_{r+2} + f_{r+2})s + (a_{r+4} + \bar{f}_{r+4})s^3 + \\ & (a_{r+6} + f_{n+6})s^5 + \cdots = \\ & \sum_{i=1, \text{odd}}^{n-r} (a_{r+1+i} + j^{i-1} \cdot \min\{j^{i-1} f_{r+1+i} j^{i-1} \bar{f}_{r+1+i}\}) \cdot s^i, \\ h_2(s) = & (a_{r+2} + f_{r+2})s + (a_{r+4} + f_{r+4})s^3 + \\ & (a_{r+6} + \bar{f}_{r+6})s^5 + \cdots = \\ & \sum_{i=1, \text{odd}}^{n-r} (a_{r+1+i} + j^{i-1} \cdot \max\{j^{i-1} f_{r+1+i} j^{i-1} \bar{f}_{r+1+i}\}) \cdot s^i. \end{aligned}$$

由于子系统 I 的稳定性不能被改变,因此,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.

5.2 子系统 II 的稳定性(Stability of subsystem II)

子系统 II 的阶数等于系统的相对阶数 r , 控制信号为

$$\begin{aligned} U(s) = & \frac{1}{b(1 - e^{-sL})} [b_m C(s) - \sum_{i=1}^r a_{mi} X_i - s e^{-sL} X_r] = \\ & \frac{1}{b(1 - e^{-sL})} [b_m C(s) - \sum_{i=1}^r a_{mi} s^{i-1} X_1 - e^{-sL} s^r X_1] = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{b(1 - e^{-sL})} [b_m C(s) - \sum_{i=1}^r a_{mi} s^{i-1} Y(s) - \\ & s^r Y(s) + s^r Y(s)(1 - e^{-sL})] = \\ & \frac{b_m C(s) - P_m(s) Y(s)}{b(1 - e^{-sL})} + \frac{1}{b} s^r Y(s). \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $P_m(s) = s^r + a_{mr} s^{r-1} + \cdots + a_{m1}$. 子系统 II 的等效结构图如图 4(a) 所示. 由于微分正反馈的作用,使整个环路的前向通道增益成了无穷大,子系统 II 进一步等效为图 4(b) 所示的系统,其闭环传递函数完全与参考模型相同.

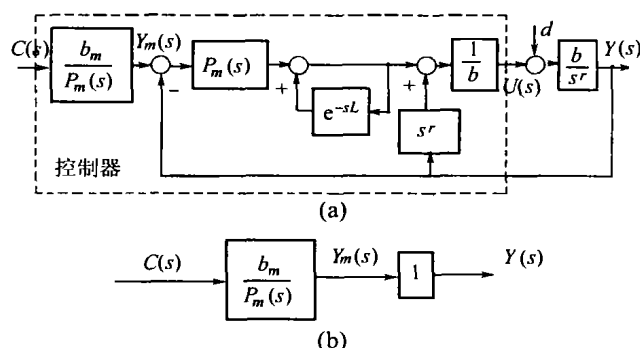


图 4 子系统 II 的等效结构图
Fig. 4 Equivalent structure diagram of subsystem II

从理论上来说,只要参考模型是稳定的,子系统 II 就是稳定的,它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,不必考虑系统的稳定性.然而,在实际应用中,时滞状态微分的实现需要采用近似手段,时滞越小,微分近似误差越小.因而时滞应尽可能取得小些.

显然,由于式(14)中不包含前 r 个状态变量对应的系数 $(a_i + f_i)$ ($i = 1, \cdots, r$),因而不会影响到子系统 I 的稳定性;而且,这些参数也没有出现在子系统 II 中,也不会影响到子系统 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.

归纳起来,对于降阶时滞观测器有下列结论:

- 1) 系统的相对阶 r 非 0 并小于系统阶数 n , 且子系统 I 稳定的能控能测对象可以实施降阶时滞观测器控制;
- 2) 参考模型的阶数等于系统的相对阶数,且要稳定;参考模型按性能指标要求选取;
- 3) 对象参数 $(a_i + f_i)$ ($i = 1, \cdots, r$) 可以为任意值而不影响系统的性能;
- 4) 时滞的选取不影响系统的稳定性.但为了提高时滞状态变量的微分近似精度和系统的抗干扰能力,在可以实现的情况下,时滞应尽可能取得小些.

6 相对阶为 r 的任意 LTI-SISO 最小相位系统的降阶时滞观测器控制 (Reduced order time delay observer control of LTI-SISO minimum-phase system with relative order r)

在前述(1),(2)表示的系统,零初始状态下可以求出其他传递函数为

$$G(s) = \frac{b \cdot [s^{n-r} + (a_n + f_n)s^{n-r-1} + \cdots + (a_{r+1} + f_{r+1})]}{[s^n + (a_n + f_n)s^{n-1} + \cdots + (a_{r+1} + f_{r+1})s^r + (a_r + f_r)s^{r-1} + \cdots + (a_1 + f_1)]}. \quad (16)$$

分子多项式的系数与分母多项式的前 $n-r+1$ 个系数对应相等,也就是说,前述的降阶时滞观测器不能直接应用到相对为 r 的任意 LTI-SISO 系统,而只能直接应用到其它传递函数形如式(16)的系统.这不能不说是一个遗憾.解决办法如下:

相对阶为 r 的任意 LTI-SISO 最小相位系统,其传递函数可以表示为

$$G_p(s) = \frac{b \cdot [s^{n-r} + b_{n-r}s^{n-r-1} + \cdots + b_1]}{[s^n + (a_n + f_n)s^{n-1} + \cdots + (a_{r+1} + f_{r+1})s^r + (a_r + f_r)s^{r-1} + \cdots + (a_1 + f_1)]}. \quad (17)$$

如果在原控制器与对象之间引入滤波器

$$F(s) = \frac{[s^{n-r} + (a_n + f_n)s^{n-r-1} + \cdots + (a_{r+1} + f_{r+1})]}{(s^{n-r} + b_{n-r}s^{n-r-1} + \cdots + b_1)}, \quad (18)$$

则可以得到广义控制对象:

$$G(s) = G_p(s)F(s) = \frac{b \cdot [s^{n-r} + (a_n + f_n)s^{n-r-1} + \cdots + (a_{r+1} + f_{r+1})]}{[s^n + (a_n + f_n)s^{n-1} + \cdots + (a_{r+1} + f_{r+1})s^r + (a_r + f_r)s^{r-1} + \cdots + (a_1 + f_1)]}. \quad (19)$$

这是可以实施降阶时滞观测器控制的.

引入滤波器以后,广义对象的状态变量不可能与原对象的状态变量完全一样.这样实施的降阶时滞滤波器控制在性能上会有一些的变化.例如,控制信号中 x_{r+1} 的作用不能完全抵消对象中的 x_{r+1} 信号,系统再也不能分解为两个子系统,稳定性会受到影响.后面的仿真结果会说明,这为原子系统 I 不稳定的情况提供了一种解决方法,即使原子系统 I 不稳定,这样实施降阶时滞观测器控制以后仍然有可能获得稳定的闭环系统.时滞 L 的选取也可能会影响系统的稳定性,总的原则仍然是时滞尽可能地取小一些.

这里只给出了这个问题的一种解决办法,有关理论分析有待进一步深入研究.

7 设计实例 (Design example)

考虑四阶线性时不变不确定最小相位对象

$$G_p(s) = (s^2 + s + 4)/(s^4 + a_4s^3 + a_3s^2 + a_2s + a_1). \quad (20)$$

其中, a_1, a_2, a_3, a_4 为不确定系数,且 $a_3, a_4 > 0$, 标称值分别为 1, 5, 10, 5.

设计步骤:

Step 1 校验子系统 I 的稳定性,系统的相对阶为 $r = 2$. 子系统 I 的特征多项式为

$$P_I(s) = s^2 + a_4s + a_3. \quad (21)$$

由于 $a_3, a_4 > 0$, 子系统 I 稳定,因而能够实施降阶时滞观测器控制.后面的仿真结果将会说明,即使子系统 I 不稳定,也可能获得闭环稳定的控制系统.

Step 2 根据性能指标的要求,选取二阶参考模型

$$\begin{cases} \dot{x}_m = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_0^2 & -2\zeta\omega_0 \end{pmatrix} x_m + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_0^2 \end{pmatrix} u, \\ y = x_{m1}. \end{cases} \quad (22)$$

这里取 $\omega_0 = 1 \text{ rad/s}$, $\zeta = 0.7$.

Step 3 根据对误差动态的要求,选取误差反馈增益矩阵 K . 这里取为 0.

Step 4 根据式(12),求取控制律

$$\begin{aligned} u(t) &= u(t-L) - \omega_0^2 x_1 - 2\zeta\omega_0 x_2 + \\ &\omega_0^2 c - \dot{x}_2(t-L) - x_3 + x_3(t-L) = \\ &u(t-L) - x_1 - 1.4x_2 + \\ &c - \dot{x}_2(t-L) - x_3 + x_3(t-L). \end{aligned} \quad (23)$$

Step 5 按标称系统设计滤波器

$$F(s) = (s^2 + 5s + 10)/(s^2 + s + 4). \quad (24)$$

Step 6 选取时滞 L ,投入控制.这里取 $L = 0.1$ 秒.仿真结果:

1) 不确定性对系统性能的影响.

图 5 示出了系统在标称情况下以及三种不确定情况下的仿真结果.在对象参数发生大范围的变化时,系统输出能够很好地跟随参考模型,获得期望的动态性能.图 5(d)示出了子系统 I 不稳定的情况,由于滤波器的引入,整个闭环系统是稳定的.

2) 抗干扰能力.

图 6 示出了标称系统在受到阶跃干扰、低频正弦干扰时的响应情况.结果表明,系统具有很好的抗干扰能力.

3) 滤波器的作用.

图 7 示出了在未引入滤波器时系统的响应曲

线.系统跟踪精度下降,控制不平稳.

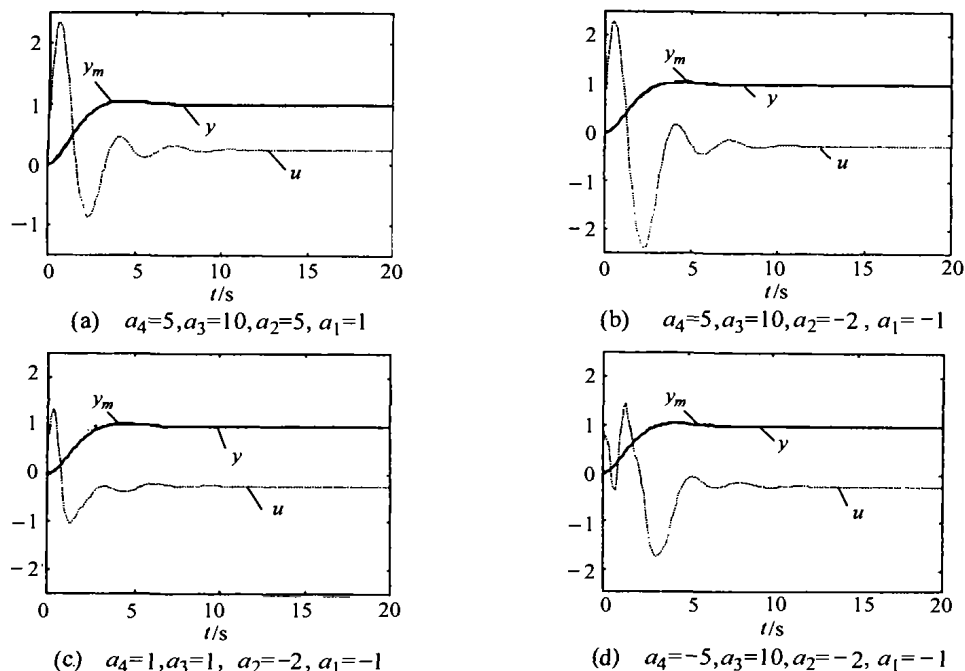


图 5 不确定性对系统性能的影响

Fig. 5 Uncertainty influence on system property

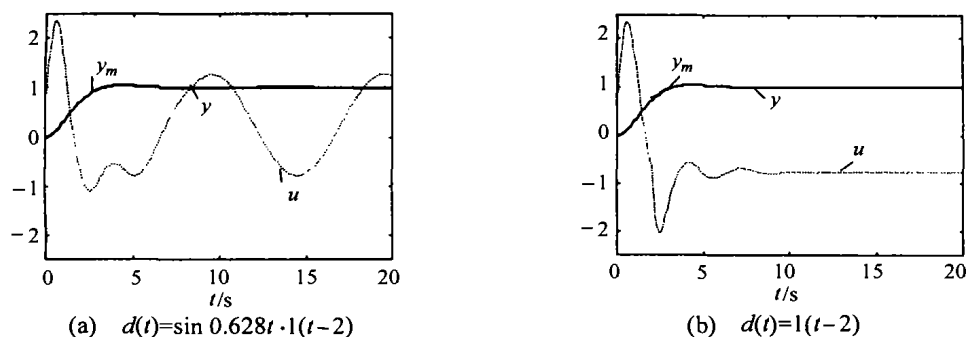


图 6 抗干扰能力

Fig. 6 Anti-disturbance ability

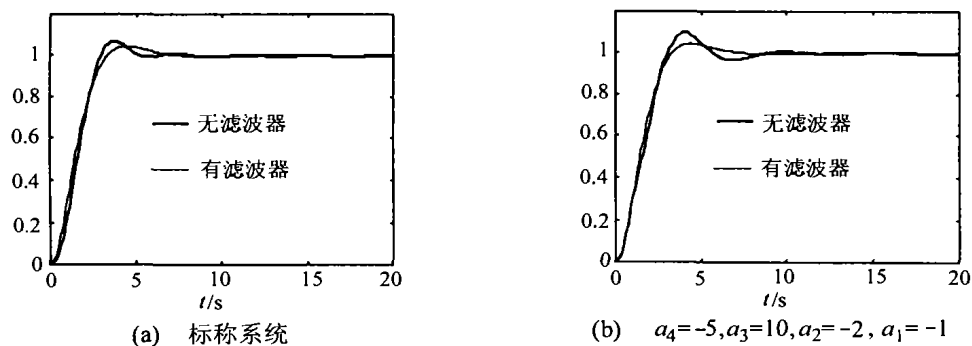


图 7 滤波器对系统性能的影响

Fig. 7 Filter influence on system performance

8 结束语(Conclusion)

本文提出了一种基于时滞的不确定性、外扰降阶观测器,适用于相对阶 r 低于系统 n 的 SISO 系统.它利用时滞来观测系统受到的外部扰动及存在

的不确定性,并及时予以补偿.只要从控制作用点到输出的 $r+1$ 个状态可测.系统能控,子系统 I 稳定,就可以根据性能指标的要求选择阶数为 r 的参考模型,获得满意的控制效果

参考文献(References)

- [1] Watanabe K, Nobuyama W, Kojima A. Recent advances in control of time delay systems – a tutorial review [A]. Proceedings of the 35th IEEE Conference on Decision and Control [C]. Kobe, Japan, 1996, 2, 2083 – 2089
- [2] Zhong Q C. Time delay control and its applications [D]. Shanghai: Shanghai Jiaotong University, 1999 (in Chinese)
- [3] Liang C Y. Time delay filter theory and its applications [D]. Shanghai: Shanghai Jiaotong University, 1999 (in Chinese)
- [4] Hara S, Yamamoto Y, Omata T, Nakano M. Repetitive control system: a new type servo system for periodic exogenous signals [J]. IEEE Trans. Automatic Control, 1988, 33(7): 659 – 668
- [5] Youcef-Toumi K, Ito O. A time delay controller for systems with unknown dynamics [J]. Journal of Dynamic Systems Measurement & Control-Transactions of the ASME, 1990, 22, 113 – 142
- [6] Youcef-Toumi K, Ito O. Model reference control using time delay for nonlinear plants with unknown dynamics [A]. Proc. of IFAC World Congress [C]. Munich Germany, 1987
- [7] Youcef-Toumi K, Kondo F. Time delay control [A]. Proc. of ACC [C]. Pittsburg, 1989, 1912 – 1917
- [8] Song Jun-Gyu, Yoon Yong-San. Feedback control of four-wheel steering using time delay control [J]. International Journal of Vehicle Design, 1998, 19(3): 282 – 298
- [9] Chang P H, Park B S, Park K C. Experimental study on improving hybrid position/force control of a robot using time delay control mechatronics [J]. Mechatronics, 1996, 6(8): 915 – 913
- [10] Cheng Chi-Cheng, Chen Cheng-Yi. Controller design for an overhead crane system with uncertainty [J]. Control Engineering Practice, 1996, 4(5): 645 – 653
- [11] Park J H, Kim Y M, Yim J G. Time-delay sliding mode control for a servo system [A]. IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics [C]. NJ, USA: IEEE, P: scataway, 1997: 147
- [12] Minnichelli R J, Anagnost J J, Desoer C A. An elementary proof of Kharitonov's stability theorem with extensions [J]. IEEE Trans. Automatic Control, 1989, 34(9): 995 – 998

本文作者简介

钟庆昌 见本刊 2002 年第 4 期第 504 页.

谢剑英 见本刊 2002 年第 2 期第 243 页.

(上接第 884 页)

- [4] Casella G, Berger R L. Statistical Inference [M]. California: Wadsworth & Brooks/Cole, 1990
- [5] Chen X R. Introduction to Mathematical Statistics [M]. Beijing: Science Press, 1981 (in Chinese)
- [6] Port S C. Theoretical Probability for Applications [M]. Boston: John Wiley & Loninc., 1994
- [7] Mao S S, Wang J L, Pu X L, et al. Advanced Mathematical Statistics [M]. Beijing: Higher Education Press, 1998 (in Chinese)
- [8] Zhu Y M. Multisensor Decision and Estimation Fusion [M]. Hong Kong: Kluwer Academic Publishers, 2002 (in Chinese)
- [9] Bar-Shalom Y. Multitarget-Multisensor Tracking: Advances and Applications [M]. Norwood, MA: Artech House, 1990 & 1992, Vol.

1 & 2

- [10] Bar-Shalom. On the track-to-track correlation problem [J]. IEEE Trans. Automatic Control, 1981, 26(4): 571 – 572
- [11] Bar-Shalom Y, Li X R. Multitarget-Multisensor Tracking: Principle and Techniques [M]. Norwood, MA: Artech House, 1995

本文作者简介

甘 宇 1974 年生. 现为四川大学数学学院博士. 研究领域: 统计判决理论, 数据融合等. Email: ganyu712@yahoo.com.cn

朱允民 1944 年生. 现为四川大学数学学院博士生导师. 研究领域: 多传感器分布式数据融合, 估计理论等. Email: ymzhu@scu.edu.cn