

4-16-2019

## Active Disturbance Rejection Sliding Mode Control for Time-Delay Systems

Suzhen Wang

*School of Automation Engineering, Qingdao University of Technology, Qingdao 266520, China;*

Guofa Sun

*School of Automation Engineering, Qingdao University of Technology, Qingdao 266520, China;*

Shengrong Liu

*School of Automation Engineering, Qingdao University of Technology, Qingdao 266520, China;*

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the Artificial Intelligence and Robotics Commons, Computer Engineering Commons, Numerical Analysis and Scientific Computing Commons, Operations Research, Systems Engineering and Industrial Engineering Commons, and the Systems Science Commons

---

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

---

## Active Disturbance Rejection Sliding Mode Control for Time-Delay Systems

### Abstract

**Abstract:** Aiming at the time-delay systems with uncertainty, *this paper designs a third-order nonlinear feedback extended state observer (ESO) by using the coordinate transformation.* The ESO can estimate both the system states and the total disturbance signal, and the nonlinear feedback has fast convergence. By the first-order approximation of the time-delay, the output feedback control problem of the time-delay system is transformed into controlling the second-order nonlinear uncertain system with unknown function. *On the basis of the tracking differentiator (TD) and the designed ESO, the second-order sliding mode controller (SMC) is designed to realize the fast and accurate tracking of the output signal. The numerical simulation results verify the effectiveness of the proposed control algorithm.*

### Keywords

time-delay system, extended state observer, active disturbance rejection control, sliding mode controller

### Recommended Citation

Wang Suzhen, Sun Guofa, Liu Shengrong. Active Disturbance Rejection Sliding Mode Control for Time-Delay Systems[J]. Journal of System Simulation, 2019, 31(1): 102-109.

# 时滞系统自抗扰滑模控制

王素珍, 孙国法, 刘胜荣

(青岛理工大学自动化工程学院, 山东, 青岛 266520)

**摘要:** 针对含输入端未知时延的时滞系统, 利用坐标变换设计了三阶非线性反馈扩张状态观测器。扩张状态观测器能够同时估计变换后的系统状态和输入端总扰动信号, 非线性反馈具有快速收敛性。通过对时延环节的一阶近似, 时滞系统被转化为带有未知函数的二阶非线性不确定性系统的输出反馈控制问题。在此基础上, 设计基于跟踪微分器和扩张状态观测器的二阶滑模控制器, 实现了输出信号的快速精确跟踪。数值仿真结果验证了所提出控制算法的有效性。

**关键词:** 时滞系统; 扩张状态观测器; 自抗扰控制; 滑模控制

中图分类号: TP273

文献标识码: A

文章编号: 1004-731X (2019) 01-0102-08

DOI: 10.16182/j.issn1004731x.joss.17-0041

## Active Disturbance Rejection Sliding Mode Control for Time-Delay Systems

Wang Suzhen, Sun Guofa, Liu Shengrong

(School of Automation Engineering, Qingdao University of Technology, Qingdao 266520, China)

**Abstract:** Aiming at the time-delay systems with uncertainty, this paper designs a third-order nonlinear feedback extended state observer (ESO) by using the coordinate transformation. The ESO can estimate both the system states and the total disturbance signal, and the nonlinear feedback has fast convergence. By the first-order approximation of the time-delay, the output feedback control problem of the time-delay system is transformed into controlling the second-order nonlinear uncertain system with unknown function. On the basis of the tracking differentiator (TD) and the designed ESO, the second-order sliding mode controller (SMC) is designed to realize the fast and accurate tracking of the output signal. The numerical simulation results verify the effectiveness of the proposed control algorithm.

**Keywords:** time-delay system; extended state observer; active disturbance rejection control; sliding mode controller

## 引言

时延系统在实际工业系统中广泛存在, 时延往往使得系统闭环控制性能变差, 甚至引起系统不稳定。分析时延现象对被控系统动力学行为的影响,

以及如何消除或利用其影响一直是工业工程领域研究的热点。针对大时滞系统纯滞后时间长、参数时变的特点, 文献[1]提出一种基于改进的粒子群优化的自适应预测控制算法。文献[2]提出了一种改进的模糊 Smith 预估控制方法, 并对该方法进行了仿真。针对离散时间时滞系统, 文献[3]设计了最优滑模面和最优离散变结构空置律。文献[4]针对一类状态不可测的模糊输入时滞系统提出了基于模糊观测器的输出反馈控制方法, 给出了保证模糊时滞系统渐进稳定的新的充分条件。文献[5]给



收稿日期: 2017-01-09 修回日期: 2017-03-23;  
基金项目: 中国博士后科学基金(2013M541939), 青岛建设事业科技发展专项(JK2015-20), 青岛理工大学名校工程专业建设与教学改革项目(MX4-123), 国家级大学生创新创业训练计划(201610429029);  
作者简介: 王素珍(1975-), 女, 山东潍坊, 博士后, 副教授, 研究方向为建筑电气及其智能化。

<http://www.china-simulation.com>

出了一种可以定量分析采样控制系统的时滞鲁棒稳定性方法。文献[6]针对一类变时滞离散系统, 基于一种新型的非线性时变准滑模面设计方案, 研究了系统的鲁棒滑模控制问题。本文将对时延系统做自抗扰算法仿真, 寻求满足控制性能指标要求的控制器参数。

在解决控制问题时, 自抗扰控制技术(ADRC)是由中科院韩京清研究员<sup>[7]</sup>提出的一种新型实用数字控制技术。自抗扰控制技术(ADRC)把握住了控制工程学科的本质问题——“不确定性”, 摆脱了对模型的严重依赖。例如, 韩京清教授在文献[8]中介绍了自抗扰控制器对时变系统、多变量系统、最小相位系统中的使用方法。基于自抗扰控制算法, 还能实现对船舶航向和横偏位移的良好控制[9]。在军事应用上, 文献[10]对遥控武器站系统采用自抗扰控制技术进行了稳定控制。为同时解决用户卫星天线控制系统的鲁棒性、解耦控制和高跟踪速率下的高精度跟踪控制等问题, 文献[11]采用非线性自抗扰控制方法, 提出了一种新型的用户卫星天线跟踪指向控制系统。在卫星轨道模拟系统中, 文献[12]针对卫星轨迹特点, 设计了一种改进的自抗扰控制算法。为了提高非圆车削中快速伺服刀架的跟踪精度和抗干扰性, 文献[13]研制了一种自抗扰控制器。由此可见, 自抗扰控制技术已经在工业系统中有了越来越广泛的应用。然而, 每一类实际系统都有自身的特点及特殊性, 这对自抗扰控制的实际应用提出了更高的具体的控制算法设计要求。本文的主要工作如下:

- 1) 基于坐标变换, 设计了三阶扩张状态观测器, 对系统的控制输入端实时观测。
- 2) 详细分析了非线性反馈函数对系统闭环响应性能的影响, 给出了设计参数取值应当遵循的指导原则。
- 3) 为避免系统输出信号跟踪提高快速性的同时产生抖振, 采用一种新的非线性函数作为鲁棒项, 设计了光滑的滑模控制信号。

## 1 问题描述

考虑如下形式的输入端含时滞环节的非线性系统:

$$x^{(n)}(t) = f(x^{(n-1)}(t), x^{(n-2)}(t), \dots, x(t), d(t)) + bu(t - \tau) \quad (1)$$

式中:  $d(t)$  表示系统的总的扰动信号, 包括含有未知特征的线性和非线性扰动;  $y = x$  代表系统的输出信号;  $u(t - \tau)$  表示时延之后的输入控制信号, 如图 1 所示。

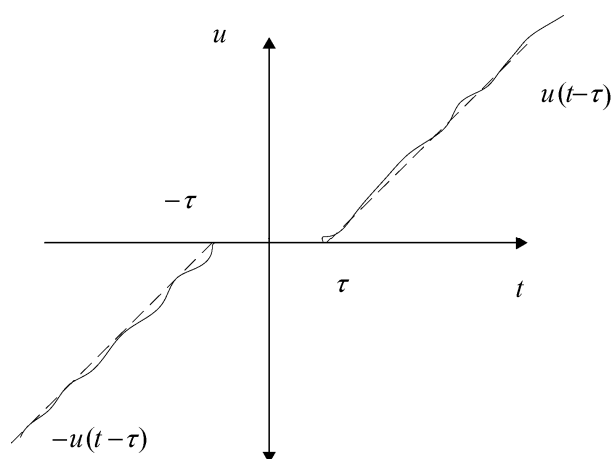


图 1 控制信号死区时间原理图

Fig. 1 Control signal dead time schematic

如图 2 所示, 对于时滞被控对象(1), 本文的控制目标是在时滞时间常数  $\tau$  未知的情况下, 设计扩张状态观测器及自抗扰控制算法, 使得输出信号  $y(t)$  快速稳定的跟踪参考设定值  $x_d$ 。

图 2 中, 令  $\tau = T + \tau_0$ , 时滞环节模型  $e^{-\tau_0 s}$  可以通过泰勒级数展开为

$$e^{-\tau_0 s} = 1 + \tau_0 s + \frac{\tau_0^2 s^2}{2!} + \frac{\tau_0^3 s^3}{3!} + \dots \quad (2)$$

当滞后时间常数  $\tau_0$  很小, 即  $T \gg \tau_0$  时候, 滞后环节  $e^{-\tau_0 s}$  可近似为一阶环节, 即

$$e^{-\tau s} = e^{-Ts} e^{-\tau_0 s} \approx e^{-Ts} \left( \frac{1}{\tau_0 s + 1} \right). \quad (3)$$

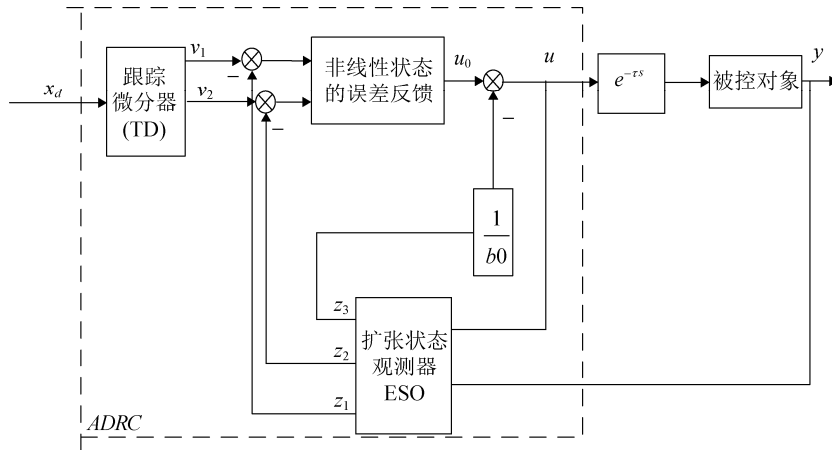


图 2 时延系统自抗扰控制原理图

Fig. 2 Delay system active disturbance rejection control schematic

## 2 观测器设计

自抗扰控制技术中的核心部分是如何设计一个合适扩张状态观测器来实时观测系统输入端总扰动信号。本节中，为简化控制算法设计，首先分析二阶被控对象的坐标变换问题，类似的设计方法可以扩展到更高阶的非线性对象自抗扰控制问题。在此基础上设计线性反馈扩张状态观测器。

考虑如下形式的二阶被控对象时延模型：

$$\ddot{x}(t) = f(\dot{x}(t), x(t), d(t)) + bu(t - T) \quad (4)$$

式中： $x(t)$  为时延之后的控制信号； $d(t)$  表示扰动信号； $u(t - \tau)$  为时延  $T$  之后的控制输入信号。

### 2.1 坐标变换

考虑由公式(1)描述的时滞系统，设  $y = x_1$ ,  $v = x_2$ ,  $\dot{y} = f_1(y) + bv$  加入时延可得：

$$\frac{1}{\tau_0 s + 1} = \frac{v(t)}{u(t)} = \frac{x_2}{u(t)} \quad (5)$$

化简可得  $\tau_0 \dot{x}_2 + x_2 = u(t)$ ，即

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{\tau_0} x_2 + \frac{1}{\tau_0} u(t) \quad (6)$$

于是可以得出加入时延的一阶系统为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_1 x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(\bar{x}_2) + g_2 u(t) \end{cases} \quad (7)$$

其中，

$$f_2(\bar{x}_2) = \frac{x_2}{\tau_0}, \quad g_1 = b_1, \quad g_2 = \frac{1}{\tau_0}, \quad x_2 = [x_1, x_2]^T。$$

于是，在对原一阶时滞系统进行近似变换之后，原一阶时延被控对象的控制问题转化为含有未知函数的含有预估时延  $T$  的二阶非线性系统的输出反馈控制问题。因此，首先需要设计观测器获得系统状态，以便于控制信号的设计与实现。

在设计扩张状态观测器之前，定义新的状态变量  $z_1 = x_1 = y$ ,  $z_2 = \dot{x}_1$ ，通过计算可得

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = \ddot{z}_1 = \frac{df_1(x_1)}{dx_1} \dot{x}_1 + \frac{dg_1}{dx_1} \dot{x}_1 x_2 + g_1 \dot{x}_2 = \\ \left[ \frac{df_1(x_1)}{dx_1} + \frac{dg_1}{dx_1} x_2 \right] \dot{x}_1 + g_1 \dot{x}_2 = \\ \left[ \frac{df_1(x_1)}{dx_1} + \frac{dg_1}{dx_1} x_2 \right] [f_1(x_1) + g_1 x_2] + \\ g_1 [f_2(\bar{x}_2) + g_2 v] = \\ a_2(t) + b_2 u(t) \end{cases} \quad (8)$$

式(8)可以进一步改写为：

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = a_2(t) + b_2 u(t) \end{cases} \quad (9)$$

其中：

$$\begin{cases} a_2(t) = \frac{df_1(x_1)}{dx_1} [f_1(x_1) + g_1 x_2] + g_1 g_2 x_2 \\ b_2 = g_1 g_2 \end{cases} \quad (10)$$

## 2.2 扩张状态观测器设计

在公式(7)中, 令

$$\begin{cases} \xi_1 = x \\ \xi_2 = \dot{x}, \quad \xi = \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \\ \xi_3 \end{bmatrix} \\ \xi_3 = h \end{cases} \quad (11)$$

则式(9)可以转化为

$$\begin{cases} \dot{\xi} = A\xi + Bu + Eh \\ x = C\xi \end{cases} \quad (12)$$

$$\text{其中, } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ b \\ 0 \end{bmatrix}, C = [1 \ 0 \ 0], E = [0 \ 0 \ 1],$$

$$\xi_3 = h, \dot{\xi}_3 = f.$$

于是, 针对公式(9)定义  $D(t) = a_2(t)$ ,  $b_0 = b_2$ , 可以设计如下形式的三阶扩张状态观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\xi}} = A\hat{\xi} + Bu + L(x - \hat{x}) \\ \hat{x} = C\hat{\xi} \end{cases} \quad (14)$$

其中  $L = [l_1 \ l_2 \ l_3]'$ , 观测器增益的取值应使得特征多项式

$$\lambda_0 = s^3 + l_1 s^2 + l_2 s + l_3 \quad (15)$$

是 Hurwitz 的, 为了调节方便, 所有的观测器极点应配置在  $-\omega_0$

因此, 特征多项式变为

$$\lambda_0 = s^3 + l_1 s^2 + l_2 s + l_3 = (s + \omega_0)^3 \quad (16)$$

其中,  $\omega_0$  是观测器的带宽, 且

$$L = [3\omega_0 \ 3\omega_0^2 \ \omega_0^3] \quad (17)$$

通常情况下, 观测器的带宽越大, 信号观测的结果越精确。然而, 一个大的带宽往往会使得观测信号对噪声比较敏感。因此, 要选择一个合适的带宽应该在估计性能和抑制噪声两方面折中考虑。

令  $\tilde{\xi}_i(t) = \xi_i(t) - \hat{\xi}_i(t)$ ,  $i = 1, \dots, 3$ , 由式(12)和式(14), 可以给出观测器的误差动态为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\xi}}_1 = \tilde{\xi}_2 - l_1 \tilde{\xi}_1 \\ \dot{\tilde{\xi}}_2 = \tilde{\xi}_3 - l_2 \tilde{\xi}_1 \\ \dot{\tilde{\xi}}_3 = h - l_3 \tilde{\xi}_1 \end{cases} \quad (18)$$

对于上述跟踪误差的动态方程, 有如下性质<sup>[15]</sup>。

**引理 1** 假设  $h(\xi, d(t))$  是有界的, 那么存在一

个常数  $\sigma_i > 0$  和有限时间  $t_1 > 0$ , 使得  $|\tilde{\xi}_i(t)| \leq \sigma_i$ ,  $i = 1, 2, 3$ ,  $\forall t \geq t_1 > 0$  和  $\omega_0 > 0$ 。

## 3 控制器设计

基于第 3 节设计的扩张状态观测器, 本节将设计滑模控制信号提高控制系统的跟踪性能。由于控制器设计时需要参考信号的微分信号, 在控制信号设计之前首先要设计二阶跟踪微分器。跟踪微分器能够以较高的精度快速对参考信号滤波, 同时获得信号的微分信号。本节将给出最速反馈二阶跟踪微分器的结构。基于获得的滤波信号及其微分量, 设计二阶滑模自抗扰控制信号。

根据参考文献[11], 假设二阶系统为

$$\begin{cases} v_1(k+1) = v_1(k) + hv_2(k) \\ v_2(k+1) = v_2(k) + hu \end{cases} \quad (19)$$

则根据最速微分器  $fhan(x_1, x_2, r, h)$  建立的反馈系统为

$$\begin{cases} fh = fhan(v_1(k) - v(k), v_2(k), r, h) \\ v_1(k+1) = v_1(k) + hv_2(k) \\ v_2(k+1) = v_2(k) + hf \end{cases} \quad (20)$$

其中, 非线性反馈函数  $fh = fhan(x_1, x_2, r, h)$  的具体形式为

$$\begin{cases} d = rh^2, a_0 = hx_2 \\ y = x_1 + a_0 \\ a_1 = \sqrt{d(d+8|y|)} \\ a_2 = a_0 + \text{sign}(y) \frac{a_1 - d}{2} \\ s_y = \frac{\text{sign}(y+d) - \text{sign}(y-d)}{2} \\ a = (a_0 + y - a_2)s_y + a_2 \\ s_a = \frac{\text{sign}(a+d) - \text{sign}(a-d)}{2} \\ fhan = -r \left( \frac{a}{d} - \text{sign}(a) \right) s_a - r \text{sign}(a) \end{cases} \quad (21)$$

式中:  $r$  是非线性反馈增益;  $h$  是采样步长。

控制信号如果用经典 PID 控制, 因为  $u_0$  为  $e_1$  和  $e_2$  的函数, 具体表示为

$$u_0 = -(k_p e_1 + k_d e_2 + k_I \int e_1 dt) \quad (22)$$

其中，反馈误差定义为

$$\begin{cases} e_1 = \xi_1 - v_1 \\ e_2 = \xi_2 - v_2. \end{cases} \quad (23)$$

对于反馈信号，本文采用滑模变结构控制，具体的表达形式为

$$\begin{cases} S = \lambda e_1 + e_2 \\ u_0 = -\frac{1}{b_2}(k_1 S + k_2 \text{sign}(S) + \lambda e_2) \end{cases} \quad (24)$$

式中： $\lambda$  是滑模面参数，满足 Hurwitz 条件， $k_1, k_2$  反馈增益， $-k_2 \text{sign}(S)$  代表的是鲁棒项。

由于输入端时延环节的存在，很难保证闭环系统输出信号的快速跟踪性能。而鲁棒性就是具有提高系统快速跟踪的作用。

上述滑模控制律式(24)中的鲁棒项中包含符号函数，会给系统带来高频颤振，所以我们采用光滑的非线性函数  $\text{fal}(\cdot)$  来代替  $\text{sign}(\cdot)$ ，即

$$u_0 = -\frac{1}{b_0}(k_1 S - \hat{\xi}_3 + \lambda e_2 + k_2 \text{fal}(S)) \quad (25)$$

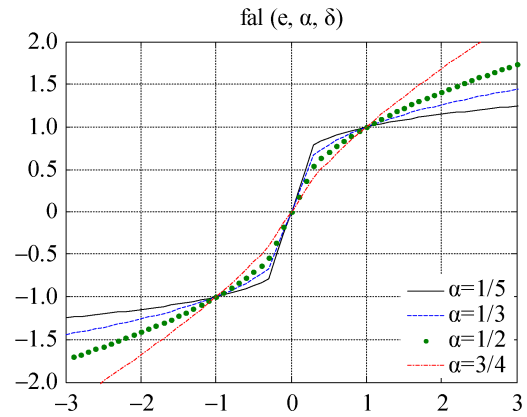
其中， $S$  表示为式(17)中的形式。

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sign}(e), & |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e| \leq \delta \end{cases} \quad (26)$$

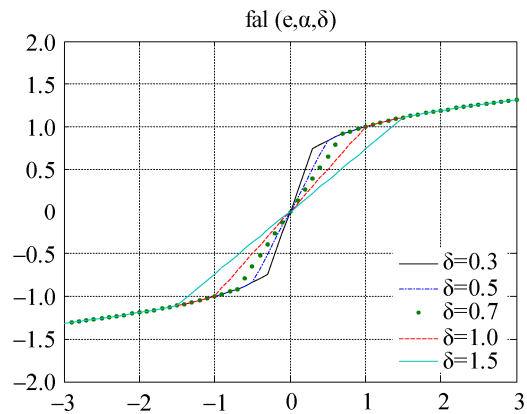
当参数  $\alpha$  取不同值得时候， $\text{fal}(e, \alpha, \delta)$  的输出曲线不同。当  $\alpha$  和  $\delta$  分别取不同的常数值时，对应的非线性函数  $\text{fal}(e, \alpha, \delta)$  如图 3 所示。

根据图 3(a)可知，对于非线性  $\text{fal}(\cdot)$  函数，随着参数  $\alpha$  变化，曲线输出值也相应的变化，可以发现，随着  $\alpha$  的减小，图像越来越接近于符号函数。而对于参数  $\delta$ ，由图 3(b)可发现，也是随着  $\delta$  的减小而曲线形状越准确逼近符号函数，而只有在小误差变量  $|e| < \delta$  的时候， $\delta$  才会影响函数的形状。

通过以上分析可知，要提高系统的快速跟踪性能，参数  $\delta$  和  $\alpha$  的取值应该满足  $0 < \alpha < 1$  和  $0 < \delta < 1$ 。然而， $\delta$  的取值过小又可能引起信号的抖动。在实际应用中， $\delta$  和  $\alpha$  参数的取值可以从小到大，当满足被观测状态满足要求而又没有出现不必要的抖动时就可以确定下取值。



(a)  $\alpha$  取值变化时非线性函数  $\text{fal}(\cdot)$  曲线



(b)  $\delta$  取值变化时非线性函数  $\text{fal}(\cdot)$  曲线

图 3 非线性  $\text{fal}(\cdot)$  函数特性图

Fig. 3 Nonlinear  $\text{fal}(\cdot)$  function characteristic diagram

由上述分析与设计，可以得到如下定理。

**定理 1** 对于带有输入端时延式(2)的一阶系统(1)，通过坐标变换设计扩张状态观测器式(11)和滑模控制器式(17)，可以使得闭环系统所有信号时半全局最终一致有界的。

**证明：**

参照文献[4]，可以证明，如果选取 Lyapunov 泛函形式如下

$$V(t) = \frac{1}{2} S^2 \quad (27)$$

则， $V$  满足不等式

$$\dot{V} \leq -\rho V + \gamma \quad (28)$$

其中， $\rho$  和  $\gamma$  是跟设计参数有关的常数。

公式(20)等价于

$$0 \leq V(t) \leq \frac{\gamma}{\rho} + [V(0) - \frac{\gamma}{\rho}] e^{-\rho t}. \quad (29)$$

根据  $V(t)$  的定义并结合上式可得, 闭环系统所有误差信号半全局最终一致有界的。

证毕

## 4 仿真算例

**例 1:** 考虑一阶被控对象形式如下:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = e^{-\tau s} G_0(s) = e^{-\tau s} \frac{K_0}{T_0 s + 1} \quad (30)$$

式中:  $K_0$  是前向通道放大倍数;  $\tau$  是时滞时间常数;  $T$  是时间常数;  $G_0(s)$  时线性环节的传递函数;  $Y(s)$  和  $U(s)$  分别表示输出信号  $y(t)$  和输入控制信号  $u(t)$  的拉普拉斯变换。

由式(30)可得

$$Y(s) = G(s)U(s) = e^{-\tau s} \frac{K_0}{T_0 s + 1} U(s) \quad (31)$$

对式(31)两端取拉普拉斯反变换得

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{T_0} x_1 + \frac{K_0}{T_0} u(t - \tau) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (32)$$

其中,  $x_1$  代表系统输出状态变量。

式(32)可以改写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + bu(t - \tau) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (33)$$

其中, 未知函数  $f_1(x_1) = -\frac{x_1}{T_0}$  和  $b = \frac{K_0}{T_0}$ 。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{\tau_0} x_2 + \frac{1}{\tau_0} u(t - T) \end{cases} \quad (34)$$

其中  $f_1(x_1) = \sin x_1$ ,  $\tau = 1$ , 根据本文第二部分的分析, 不难计算出

$$D(t) = \frac{1}{b_0} (\cos x_1 (\sin x_1 + x_2) - \frac{1}{\tau_0} x_2) \quad (35)$$

选取扩张状态观测器参数为  $\omega_0 = 60$ , 当  $k_1 = 5$ ,  $k_2 = 5$ ,  $\lambda = 3$  时, 输出信号跟踪效果如图 4~5 所示。图 4 给出了输出信号跟踪效果, 图 5 中给出了相应的扩张状态观测的实时状态曲线。

仿真算法中首先要确定扩张状态观测器的反馈增益。其中, 非线性函数  $f_{al}(\cdot)$  中的  $\delta$  决定跟踪信号精度, 选取过小容易引起观测状态的抖动。反馈

增益随着系统的阶次逐步递增。在观测器参数确定的基础上选取控制信号参数。其中, 首先选取滑模面参数  $\lambda$ , 然后确定控制增益  $k_1$  和鲁棒项系数  $k_2$ 。

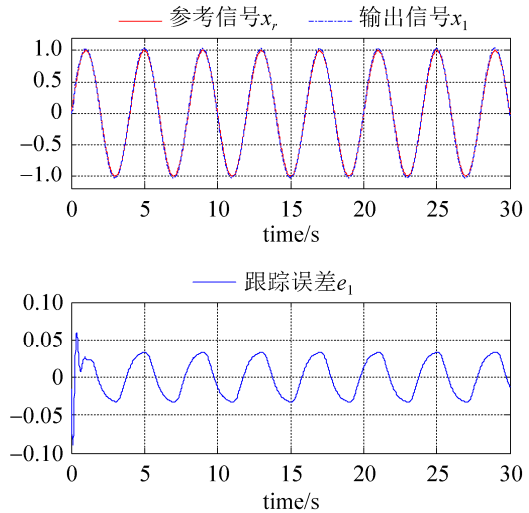


图 4 输出信号跟踪曲线效果

Fig. 4 Output signal tracking effect

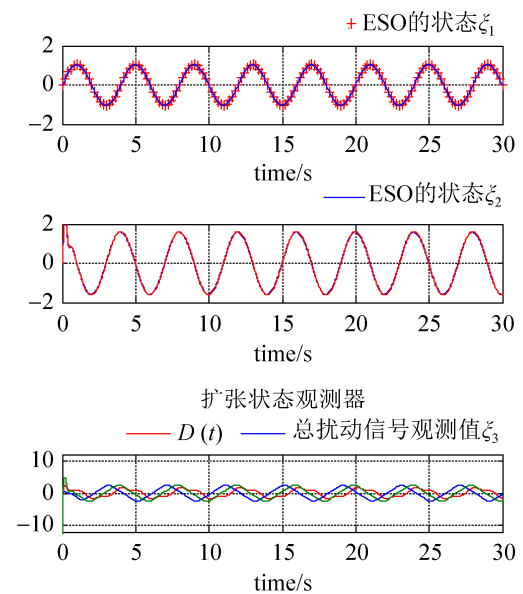


图 5 扩张状态观测器的观测效果图

Fig. 5 Observation effect of the extended state observer

由图 6 和图 7 可以看出, 当原系统不改变参数, 跟踪阶跃信号时, 系统的观测效果很好。说明程序和各项参数的调节是正确的, 然而时延非线性系统在跟踪周期信号时, 参考信号频率过快时, 观测结果存在时间一定程度的滞后, 这要从观测器的截止频率来继续探究, 进一步提高观测性能。



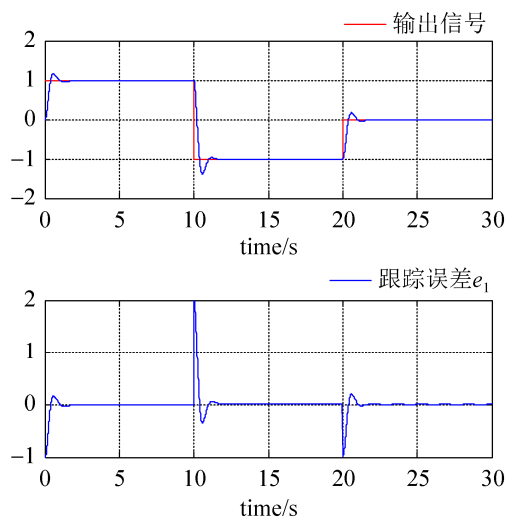


图6 阶跃信号跟踪效果  
Fig. 6 Step signal tracking effect

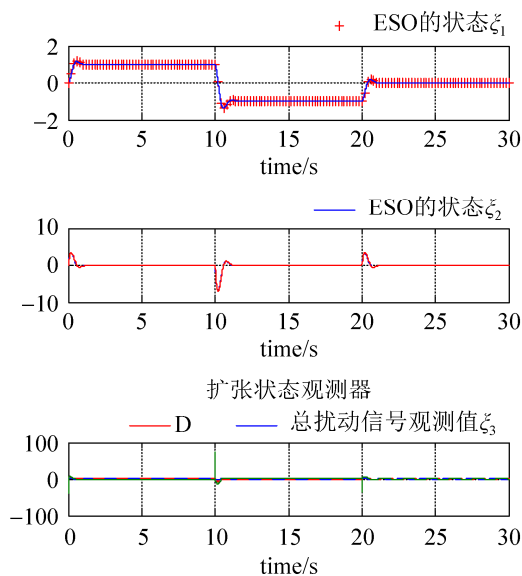


图7 扩张状态观测器的状态信号  
Fig. 7 State signal of the extended state observer

为了进一步验证所提出控制算法的有效性,分别采用PID算法、ADRC算法以及滑模控制算法对被控对象(30)实现反馈控制来检验系统的动态性能和鲁棒性。

当系统的时间常数选为 $\tau=0.5$ 时,采用PID控制律,积分时间常数 $k_I=1$ ,比例系数 $k_p$ 的取值发生变化时,系统输出响应如图8所示。不难看出,随着 $k_p$ 取值的增大,输出信号的调节时间约短。然而在系统加入扰动信号情况下,PID控制律的鲁棒性难以保证。而ADRC算法的抗扰能力较强。

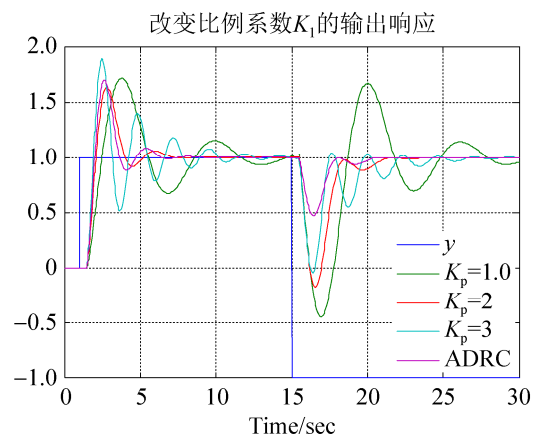


图8 时滞系统PID控制与ADRC响应  
Fig. 8 Time delay system PID control and ADRC response

作为对比,当系统采用带有积分作用的滑模控制律时,输出响应如图9所示。可以看出,系统响应速度变快,但动态性能难以保证,稳态时存在抖振现象。

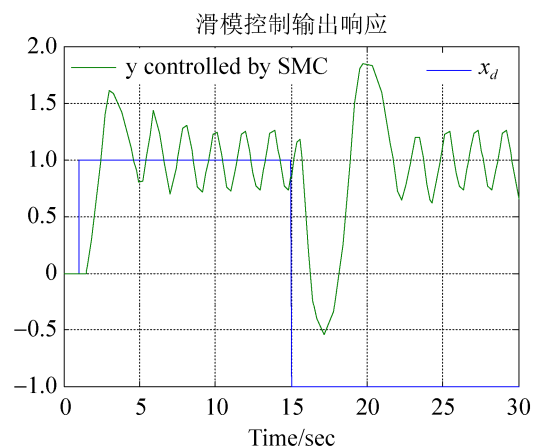


图9 一阶时滞系统滑模控制效果图  
Fig. 9 Sliding mode control effect of 1<sup>st</sup> time delay system

## 5 结论

本文采用自抗扰控制算法对时滞非线性系统设计自抗扰滑模控制信号。通过一阶惯性近似和坐标变换来设计三阶扩张状态观测器对系统未知状态和输入端总扰动信号进行观测。基于观测的系统状态和扰动信号,设计了二阶滑模控制信号,避免了系统抖振并提高了系统响应速度和自抗扰能力。仿真结果验证了本文所提出的自抗扰控制算法的有效性和鲁棒性。

## 参考文献:

- [1] 蒋朝辉, 李学明, 桂卫华. 大时滞系统全参数自适应预测控制策略[J]. 中南大学学报(自然科学版), 2012, 43(1): 200-206.  
Jiang Zhaohui, Li Xueming, Gui Weihua. Full parameter adaptive predictive control strategy for large time delay system[J]. Journal of Central South University(Natural Science Edition), 2012, 43(1): 200-206.
- [2] 安连祥, 马华民, 刘永刚, 等. 基于改进 Smith 预估器的二阶时滞系统[J]. 计算机仿真, 2011, 28(1): 198-200.  
An Lianxiang, Ma Huamin, Liu Yonggang, et al. A 2<sup>th</sup> order time delay system based on improved fuzzy smith predictor[J]. Computer Simulation, 2011, 28(1): 198-200.
- [3] 周珊珊, 董瑞, 唐功友. 离散时滞系统的最优滑模控制[J]. 控制与决策, 2010, 25(2): 299-302.  
Zhou Shanshan, Dong Rui, Tang Gongyou. Optimal sliding mode control for discrete-time systems with timedelay[J]. Control and Decision, 2010, 25(2): 299-302.
- [4] 张伟, 佟绍成. 模糊输入时滞系统的输出反馈控制及稳定性分析[J]. 模糊系统与数学, 2010, 24(5): 75-82.  
Zhang Wei, Tong Shaocheng. Output feedback control and stability analysis of fuzzy systems with time delay[J]. Fuzzy Systems and Mathematics, 2010, 24(5): 75-82.
- [5] 刘彦文, 王广雄, 綦志刚, 等. 时滞不确定采样控制系统的鲁棒稳定性[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(2): 238-242.  
Liu Yanwen, Wang Guangxiong, Qi Zhigang, et al. The theory and application of robust stability of uncertain sampled data control systems with time delay[J]. Control Theory and Applications, 2013, 30(2): 238-242.
- [6] 高存臣, 刘振, 任启峰. 时滞离散系统的非线性准滑模鲁棒控制[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(1): 123-130.  
Gao Cunchen, Liu Zhen, Ren Qifeng. Petroleum Exploration Bureau. For discrete time-delay systems with nonlinear quasi sliding mode robust control[J]. Control theory and applications, 2013, 30(1): 123-130.
- [7] 韩京清. 自抗扰控制技术[J]. 前沿科学, 2007(1): 24-31.  
Han Jingqing. Active disturbance rejection control technique[J]. frontier science, 2007(1): 24-31.
- [8] 韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002, 9(3):13-18.  
Han Jingqing. From the PID technology to the "auto disturbance rejection control" technology[J]. Control Engineering, 2002, 9(3): 13-18.
- [9] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998(1): 19-23.  
Han Jingqing. Auto disturbance rejection controller and its application in[J]. Control And Decision, 1998(1): 19-23.
- [10] 刘文江, 隋青美, 周凤余. 基于自抗扰控制技术的船舶直线航迹控制器设计[J]. 山东大学学报(工学版), 2010, 40(6): 48-53.  
Liu Wenjiang, Sui Qingmei, Zhou Feng Yu. Design of ship linear track controller based on auto disturbance rejection control[J]. Journal of Shandong University (Engineering Science Edition), 2010, 40(6): 48-53.
- [11] 张伟, 陈宇中, 胡永明. 遥控武器站的自抗扰控制[J]. 国防科技大学学报, 2011, 33(1): 44-46.  
Zhang Wei, Chen Yuzhong, Hu Yongming. Anti disturbance rejection control of the remote control station[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2011, 33(1): 44-46.
- [12] 朱承元, 杨涤, 李顺利. 用户卫星天线跟踪指向自抗扰控制方法[J]. 北京理工大学学报, 2006, 26(1): 82-86.  
Zhu Chengyuan, Yang Di, Li Shunli. The user satellite antenna tracking pointing to the active disturbance rejection control method [J]. Journal of Beijing Institute of Technology, 2006, 26(1): 82-86.
- [13] 廉明, 韩振宇, 富宏亚. 自抗扰技术在卫星姿态模拟系统中的应用[J]. 光学精密工程, 2010, 18(3): 616-622.  
Lian Ming, Han Zhenyu, Fu Hongya. Active disturbances rejection control technique in the satellite attitude simulation system[J]. Journal of Applied Optics and precision engineering, 2010, 18(3): 616-622.
- [14] 吕伟龙, 吴丹, 王先逵, 等. 自抗扰精密跟踪运动控制器的设计[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2007, 47(2): 190-193.  
Lü Weilong, Wu Dan, Wang Xiankui, et al. Design of active disturbance rejection precision tracking motion controller[J]. Journal of Tsinghua University (Natural Science Edition), 2007, 47(2): 190-193.
- [15] Goforth F J, Zheng Q, Gao Z. A novel practical control approach for rate independent hysteretic systems[J]. ISA Transactions (S0019-0578), 2012, 51(3): 477-484.