

文章编号: 1001-0920(2007)11-1297-05

自适应 Terminal 滑模控制及其在 UASV 再入中的应用

黄国勇, 姜长生, 王玉惠

(南京航空航天大学 自动化学院, 南京 210016)

摘要: 针对传统模糊干扰观测器在观测误差较小时学习速度缓慢的缺点, 提出一种新型快速模糊干扰观测器; 然后设计了基于快速模糊干扰观测器的自适应 Terminal 滑模控制方案, 严格证明了跟踪误差和观测误差均在有限时间内收敛到非常小的区域; 最后, 仿真结果表明了所设计干扰观测器的优越性和闭环控制方案的有效性。

关键词: UASV 再入; 快速模糊干扰观测器; Terminal 滑模; 有限时间内收敛

中图分类号: TP183; V249 **文献标识码:** A

Adaptive terminal sliding mode control and its applications for UASV re-entry

HUANG Guo-yong, JIANG Chang-sheng, WANG Yu-hui

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China.

Correspondent: HUANG Guo-yong, E-mail: hgymy@sina.com)

Abstract: Aiming at the shortcomings of traditional fuzzy disturbance observer, a novel fast fuzzy disturbance observer is designed. Then an adaptive terminal sliding mode control with fast fuzzy disturbance observer is proposed. It is proved that the tracking errors and approximation errors converge to very small regions in finite time. Finally, the simulation results show the effectiveness of presented schemes.

Key words: UASV re-entry; Fast fuzzy disturbance observer; Terminal sliding mode; Finite-time convergence

1 引言

现代控制理论中一个活跃的研究方向是如何有效、快速地消除各种干扰(包括外部扰动和内部不确定性)的影响。模糊干扰观测器(FDO)因能较好地解决这个问题而成为当前研究的热点^[1]。但传统的FDO在逼近误差较小时学习速度缓慢,使得观测器误差不能快速收敛。根据文献[1,2],本文首先通过改进FDO的自适应学习律,提出一种快速模糊干扰观测器(FFDO),提高其学习速度,从而消除了传统FDO应用中要求未知干扰变化缓慢的限制;然后,基于FFDO设计了自适应Terminal滑模控制方案,保证跟踪误差在有限时间内收敛到设计的小区域;最后,对无人空天飞行器(UASV)再入大气层的姿态控制系统进行仿真。结果表明,所设计方法具有强鲁棒性和快速响应速度。

2 快速模糊干扰观测器设计

考虑文献[1]中的非线性系统

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1}, i = 1, 2, \dots, n-1; & (1a) \\ \dot{x}_n = f(x) + g(x)u + d(t). & (1b) \end{cases}$$

其中: u 为控制输入; $x = \text{col}(x_1, x_2, \dots, x_n)$ 为系统可测状态; $f(x)$ 和 $g(x)$ 为已知的标称函数; $f(x)$, $g(x)$ 和 d 分别为参数不确定和外部干扰。控制任务是设计控制律 u ,使状态 x 在有限时间内收敛到设计的小区域。为此,将 $f(x)$, $g(x)$ 和 d 一起视为干扰,则式(1b)可改写为

$$\dot{x}_n = f(x) + g(x)u + \mu(x, u). \quad (2)$$

其中 $\mu(x, u) = f(x) + g(x)u + d(t)$ 表示全部扰动,通常是未知的。利用模糊逻辑系统的逼近能力,FDO可逼近未知的扰动 $\mu(x, u)$,达到镇定系统的目的。为构建FDO,考虑下面的动态系统:

$$\dot{\mu} = -\lambda\mu + p(x, \hat{\mu}). \quad (3)$$

其中: $p(x, \hat{\mu}) = x_n + f(x) + g(x)u + \mu(x, u)$,

收稿日期: 2006-06-22; 修回日期: 2006-11-13.

基金项目: 国家自然科学基金项目(90405011).

作者简介: 黄国勇(1977—),男,湖北天门人,博士生,从事空天飞行器的自主、智能控制的研究;姜长生(1942—),男,江苏六合人,教授,博士生导师,从事空天飞行器的自主、智能控制的研究。

$> 0; \hat{\mu}(x, u) = \hat{\mu}^T(x, u)$ 为 FDO 的输出; $\hat{\mu}$ 为可调参数; $\mu(x, u)$ 为模糊基函数. 当 $\hat{\mu}$ 采用

$$\dot{\hat{\mu}} = -\lambda(\hat{\mu} - \mu(x, u)) \quad (4)$$

调节时, 在控制律

$$u = \frac{v - \mu(x) - \hat{\mu}(x, u)}{\mu(x)} \quad (5)$$

的作用下, 闭环系统最终一致有界(UUB)^[1]. 其中 $\lambda > 0, \mu = x_n - \mu$ 为观测器误差, $v = kx$ 表示状态反馈项. 从式(4)可知, 由于 μ 是定值, $\mu(x, u)$ 的值在 0 ~ 1 间缓慢变化, 导致当 λ 很小时, $\hat{\mu}$ 的学习速度非常慢, 从而使观测误差不能很快收敛. 同时, 控制律(5)中的状态反馈项只能保证系统状态最终一致有界, 理论上, 它的收敛时间无穷大. 本文试图解决以上两个问题, 即不仅要使观测误差在有限时间内收敛到事先设计的小区域, 而且也要保证系统状态在有限时间内收敛. 为此, 设计如下 FFDO 学习律:

$$\dot{\hat{\mu}} = (\lambda + \lambda') \mu(x, u). \quad (6)$$

其中: λ 和 λ' 为正奇数, 且 $\lambda < \lambda' < 2$. 当 $\lambda = 0$ 时, $\lambda' / \lambda > \lambda' / \lambda$, 所以 $\hat{\mu}$ 按式(6)调节比按式(4)速度要快. 因此, FFDO 可比 FDO 获得更快的逼近速度.

注 1 不能通过无限增大式(4)中的 λ 的值来提高 FDO 的学习速度, 过大的 λ 会产生“过学习”, 从而导致系统抖动和不稳定. 为了保证 $\hat{\mu}$ 在调节过程中有界, 可采用投影算法 Proj[·]^[11].

定理 1 重新构造如下动态系统:

$$\dot{\mu} = -\lambda \mu + q(x, u, \hat{\mu}). \quad (7)$$

其中: $q(x, u, \hat{\mu}) = x_n + (x_n - \mu) \lambda' + \mu(x) + \mu(x) u + \hat{\mu}(x, u) \lambda'$; $\lambda, \lambda' > 0$; μ 与式(6)中相同. 如果 FFDO 的可调参数按式(6)调节, 则观测误差 μ 将最终一致有界.

证明过程与文献[1]的定理 1 完全类似, 本文仅给出 μ 的收敛区域

$$\mu \in \{ \mu \mid \max(\bar{\mu}, (\bar{\mu})^{\lambda'}) \}. \quad (8)$$

其中 $\bar{\mu}$ 满足 $\lambda' \mu(x) / \bar{\mu}$ 为 FFDO 逼近误差 $\mu(x)$ 的上界. 由于 $\bar{\mu}$ 可以任意小, 式(8)所示区域也可任意小. 由式(2)和(7)可得

$$\dot{\mu} = -\lambda \mu - \lambda' \mu + \hat{\mu}^T(x, u) + \mu(x). \quad (9)$$

由式(9)可知, 当 μ 收敛后, $\hat{\mu}^T(x, u)$ 也同时收敛到另一个小区域. 下面的定理 2 将证明 μ 在有限时间内收敛到事先设计的小区域.

引理 1^[2] 假设连续函数 $v(t)$ 满足微分不等式

$$\dot{v}(t) \leq -av(t) - bv^{q/p}(t), \quad \forall t \geq t_0, \quad (10)$$

且 $a, b > 0; p, q$ 为正奇数 ($q < p < 2q$). 则 $v(t)$ 将在

有限时间 t_r 内收敛到零, 且

$$t_r = t_0 + \frac{p}{a(p-q)} \ln \frac{av(t_0)^{(p-q)/p} + b}{b}. \quad (11)$$

定理 2 如果观测误差动态系统按式(9)变化, FFDO 的可调参数由式(6)自适应调节, 那么观测误差 μ 将在有限时间内收敛到设计的小区域.

证明 构造如下 Lyapunov 函数:

$$V_1 = 0.5 \mu^2, \quad (12)$$

将 V_1 的两边对时间求导数, 并将式(9)代入可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & -\lambda \mu^2 - (\lambda - \hat{\mu}^T(x, u) + \\ & \mu(x)) / \lambda' \mu^{(p+q)/p} \\ & - 2 V_1 - 2^{(p+q)/(2p)} \left(\lambda - \right. \\ & \left. \left| \frac{\hat{\mu}^T(x, u) + \mu(x)}{\lambda'} \right| \right) V_1^{(p+q)/(2p)}. \end{aligned} \quad (13)$$

通过选择合适的参数使得

$$-\lambda / (\hat{\mu}^T(x, u) + \mu(x)) / \lambda' / \mu^{(p+q)/p} - 1 > 0, \quad (14)$$

即

$$\lambda / \lambda' > (\lambda - \hat{\mu}^T(x, u) + \mu(x)) / (\lambda - 1) \mu^{(p+q)/p}. \quad (15)$$

于是, 由式(13)得

$$\dot{V}_1 \leq -2 V_1 - 2^{(p+q)/(2p)} \lambda V_1^{(p+q)/(2p)} < 0. \quad (16)$$

根据引理 1, 在式(15)所示的区域内, V_1 将在有限时间内收敛, 即意味着 μ 将在有限时间收敛到

$$\mu \in \left\{ \mu \mid \lambda / \lambda' > (\lambda - \hat{\mu}^T(x, u) + \mu(x)) / (\lambda - 1) \mu^{(p+q)/p} \right\}, \quad (17)$$

且收敛时间为

$$t_{r1} = \frac{1}{(\lambda - 1)} \ln \frac{2 V_1(t_0)^{(p+q)/2} + 2^{(p+q)/(2p)} \lambda}{2^{(p+q)/(2p)} \lambda}. \quad (18)$$

由此定理得证.

注 2 由模糊逻辑系统的逼近能力可知 $\mu(x)$ 可任意小. 由定理 1 的论述可知, $\hat{\mu}^T(x, u)$ 将很快收敛到非常小的值, 并注意到 $\lambda' > 1$, 所以由式(17)可知区域 μ 同样非常小.

3 自适应 Terminal 滑模控制设计

近年来, Terminal 滑模控制(TSMC)引起了人们的关注^[3,4]. 通过引入神经网络中的最终吸引子, TSMC 可使系统状态在有限时间内收敛到零, 与普通滑模的渐近收敛性质相比, 可获得更快的响应速度. Terminal 滑模面由下式描述:

$$s = \dot{x} + ax + bx^{q/p} = 0. \quad (19)$$

其中: $x \in R$ 为状态变量; $a, b > 0; q, p$ 为正奇数且 $p > q$. 通过解微分方程, 可得式(19)的解析解, 即状态到达 $x = 0$ 的时间为

$$t_r = \frac{p}{a(p-q)} \ln \frac{ax(0)^{(p-q)/p} + b}{b}. \quad (20)$$

考虑系统 (1), 设计如下递归滑模面:

$$s_1 = \dot{s}_0 + a_0 s_0 + b_0 s_0^{q_0/p_0}, \quad (21)$$

$$s_2 = \dot{s}_1 + a_1 s_1 + b_1 s_1^{q_1/p_1}, \quad (22)$$

...

$$s_{n-1} = \dot{s}_{n-2} + a_{n-2} s_{n-2} + b_{n-2} s_{n-2}^{q_{n-2}/p_{n-2}}. \quad (23)$$

其中: $s_0 = x_1$; $a_i, b_i > 0$; q_i, p_i 为正奇数且满足 $2q_i > p_i > q_i (i = 0, 1, \dots, n-2)$. 显然, s_i 代表了 x_{i+1} 的动态特性. 设计如下控制律:

$$u = \frac{u_k - \phi(x) - \hat{\Lambda}(x, u/\Lambda)}{\phi(x)},$$

$$u_k = - \sum_{i=0}^{n-2} a_i s_i^{(n-i-1)} - \sum_{i=0}^{n-2} b_i \frac{d^{n-i-1}}{dt^{n-i-1}} s_i^{q_i/p_i} - \phi_{n-1} - s_{n-1}^{q_n/p_n}. \quad (24)$$

其中: $\hat{\Lambda}(x, u/\Lambda) = \Lambda^T(x, u)$ 为 FFDO 的输出; $\phi, > 0$ 为设计参数.

定理 3 系统 (1) 在控制律 (24) 的作用下, 且 FFDO 的可调参数由式 (6) 自适应调节, 则 Terminal 滑模面 $s_i (i = 0, 1, \dots, n-1)$ 均将在有限时间内收敛.

证明 将式 (23) 的两边对时间求导数得

$$\dot{s}_{n-1} = \ddot{s}_{n-2} + a_{n-2} \dot{s}_{n-2} + b_{n-2} \frac{d}{dt} s_{n-2}^{q_{n-2}/p_{n-2}}, \quad (25)$$

s_i 的第 k 阶导数为

$$s_i^{(k)} = s_{i-1}^{(k+1)} + a_{i-1} s_{i-1}^{(k)} + b_{i-1} \frac{d^k}{dt^k} s_{i-1}^{q_{i-1}/p_{i-1}}, \quad i = n-1, n-2, \dots, 1. \quad (26)$$

将式 (26) 代入 (25) 有

$$\dot{s}_{n-1} = s_0^{(n)} + \left[\sum_{i=0}^{n-2} a_i s_i^{(n-i-1)} + \sum_{i=0}^{n-2} b_i \frac{d^{n-i-1}}{dt^{n-i-1}} s_i^{q_i/p_i} \right] = \phi(x) + \phi(x)u + \phi(x, u) + \left[\sum_{i=0}^{n-2} a_i s_i^{(n-i-1)} + \sum_{i=0}^{n-2} b_i \frac{d^{n-i-1}}{dt^{n-i-1}} s_i^{q_i/p_i} \right]. \quad (27)$$

最后将控制律 (24) 代入 (27) 得

$$\dot{s}_{n-1} = -\phi_{n-1} - s_{n-1}^{q_n/p_n} + \Lambda^T(x, u) + \phi(x). \quad (28)$$

其中 $\tilde{\Lambda} = \Lambda - \hat{\Lambda}$, 表示对最优参数向量 Λ 的估计误差. 定义如下 Lyapunov 函数:

$$V_{n-1} = 0.5 s_{n-1}^2, \quad (29)$$

对上式两端求时间的导数, 并将式 (28) 代入可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_{n-1} = & -\phi_{n-1}^2 - s_{n-1}^{(q_n+p_n)/p_n} + \\ & s_{n-1} \left(\Lambda^T(x, u) + \phi(x) \right) \\ & - 2\phi V_{n-1} - 2^{(p+q)/(2p)} \left(\frac{\Lambda^T(x, u) + \phi(x)}{s_{n-1}^{q_n/p_n}} \right) V_{n-1}^{(p+q)/(2p)}. \quad (30) \end{aligned}$$

根据引理 1, 与定理 2 的证明过程类似, s_{n-1} 将在有限时间 t_{n-1} 内收敛到小区域 s_{n-1} , 且

$$t_{n-1} = \frac{p}{\phi(p-q)} \ln \frac{2\phi V(s_{n-1}(0))^{(p-q)/p} + 2^{(p+q)/(2p)}}{2^{(p+q)/(2p)}}, \quad (31)$$

$$s_{n-1} = \{ s_{n-1} / | s_{n-1} | \} \left(| \tilde{\Lambda}^T(x, u) + \phi(x) | / (\phi - \phi_{n-1}) \right)^{p/q}. \quad (32)$$

其中 ϕ_{n-1} 满足

$$- \phi / \left(\tilde{\Lambda}^T(x, u) + \phi(x) \right) / \phi_{n-1} > 0. \quad (33)$$

由此定理得证.

与以上推导过程类似, 可进一步证明 $s_i (i = 0, 1, \dots, n-2)$ 均在有限时间内收敛到各自的小区域.

因为没对干扰作任何假设, 所以整个闭环系统具有强鲁棒性. 同时应当指出, TSMC 不存在通常滑模控制中形如 $k \operatorname{sgn}(s)$ 的符号项, 因此完全消除了抖振现象, 易于实际应用.

4 UASV 再入控制系统设计

UASV 再入大气层是一个复杂的过程, 其间飞行高度从 120 km 到 0, 速度从 7.9 km/s 到 0 变化; 同时外部大气环境多变, 这些都增加了控制难度. 当今针对 UASV 的大多数控制方案都存在以下两方面问题^[5,6]: 1) 没有全面考虑内部气动参数不确定和外部干扰力矩的影响; 2) 闭环控制系统设计成渐近稳定, 在高超声速条件下, 不能确保跟踪精度. 为此, 本文设计基于 FFDO 的自适应 TSMC 以解决上述问题.

UASV 再入动力学方程由下式描述:

$$\begin{cases} \dot{J} = -J + Gu + Gu + d; \\ \dot{\gamma} = R(\gamma). \end{cases} \quad (34)$$

其中: $J = \operatorname{diag}(I_{xx}, I_{yy}, I_{zz})$ 为转动惯量矩阵; $\gamma = \operatorname{col}(p, q, r)$ 为机体转动角速度; $G, G \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ 分别为控制矩阵和气动参数不确定, 其元素都是攻角、马赫数的复杂函数; $u = \operatorname{col}(\delta_L, \delta_R, \delta_D)$ 为左、右升降副翼舵和方向舵的偏转; $d = \operatorname{col}(\delta_\alpha, \delta_\beta, \delta_\gamma)$ 为攻角、侧滑角和倾斜角;

$$R(\gamma) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \sin \gamma & 0 & -\cos \gamma \\ \cos \gamma & 0 & \sin \gamma \end{bmatrix},$$

$$G = \begin{bmatrix} 0 & -3 & 2 \\ 3 & 0 & -1 \\ -2 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$G = \begin{bmatrix} g_{p,L} & g_{p,R} & g_{p,D} \\ g_{q,L} & g_{q,R} & g_{q,D} \\ g_{r,L} & g_{r,R} & g_{r,D} \end{bmatrix}.$$

控制任务是设计控制律 u , 使式 (34) 中欧拉角 γ 在存在外部干扰 d 和力矩不确定 Gu 的情况下, 在有

限时间内跟踪由制导指令给出的信号 c 。

根据多时间尺度假设,飞控系统可分成内环和外环系统,即角速度跟踪环和角度跟踪环。内环带宽比外环大得多,可认为内环跟踪结束后,外环响应还远没有达到稳态,因此内、外环可分开设计。整个控制系统如图1所示。

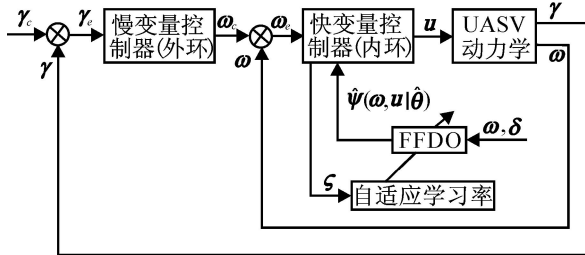


图1 控制系统结构图

外环设计中将 ω 看成虚拟控制量,通过期望虚拟控制 c 来保证 ω 的跟踪性能。为此设计如下外环 Terminal 滑模面:

$$s = \dot{e} + a_1 e + b_1 e^{q_1/p_1} = 0. \quad (35)$$

其中: $e = c - \omega$ 为欧拉角 ω 的跟踪误差; $a_1, b_1 > 0$; $q_1/p_1 = \text{col}(q_1/p_1, q_1/p_1, \mu^{q_1/p_1})$; q_1, p_1 为正奇数且 $p_1 > q_1$ 。可解出 e 收敛到零的时间为

$$t_{ri} = \frac{p_1}{a_1(p_1 - q_1)} \ln \frac{a_1 e_i(0)^{(p_1 - q_1)/p_1} + b_1}{b_1}, \quad i = 1, 2, 3. \quad (36)$$

对 $e = c - \omega$ 两端求导,并将式(34)代入可得

$$\dot{c} = R^{-1} [\dot{c} + a_1 e + b_1 e^{q_1/p_1}]. \quad (37)$$

其中 \dot{c} 即为 ω 的指令信号。令 $(\cdot, u, t) = J^{-1}(Gu + d)$ 代表全部未知的外部干扰和内部不确定,则式(34)的第1项可写成

$$\dot{c} = -J^{-1} J \dot{c} + J^{-1} Gu + (\cdot, u, t). \quad (38)$$

内环系统的控制任务是:设计控制律 u 使 ω 快速、精确地跟踪 c ,同时消除 (\cdot, u, t) 的影响。

定义如下内环 Terminal 滑模面:

$$\dot{S} = AS + S^\mu. \quad (39)$$

其中: $S = e = c - \omega$, $A = \text{diag}(-c_1, -c_2, -c_3)$, $c_i > 0 (i = 1, 2, 3)$, $\mu = \text{diag}(-k_1, -k_2, -k_3)$, $k_i > 0 (i = 1, 2, 3)$, μ 是正奇数,且 $\mu < 1$ 。显然, S 同样将在有限时间内收敛到零。

控制律 u 设计成如下形式:

$$u = G^{-1} (J \dot{c} + J (\dot{c} + AS + S^\mu - \hat{\omega}(\cdot, u/\wedge))). \quad (40)$$

其中 $\hat{\omega}(\cdot, u/\wedge) = J^{-1}(\hat{x})$ 是 FFDO 的输出且

$$\dot{\hat{x}} = \text{Proj} [J^{-1}(\hat{x}, u) (\dot{\hat{x}} + \hat{J}^T J)]. \quad (41)$$

可以证明在控制律(40)和(41)的作用下, ω 将在有限时间内跟踪 c ,且跟踪误差收敛到设计的小区域。证明过程略。

5 仿真研究

首先,为了证明 FFDO 比 FDO 具有更快的学习速度,采用文献[1]中的倒立摆仿真。干扰是周期为 3 的方波信号,仿真参数 $\mu = 3$, $\mu = 5$,其他参数均与文献[1]中相同。由图2看出,干扰频率是文献[1]中的两倍,导致 FDO 难以实现快速逼近。与之相应,状态也几乎不能实现镇定。而 FFDO 能快速逼近干扰,所以其状态能很好地镇定。

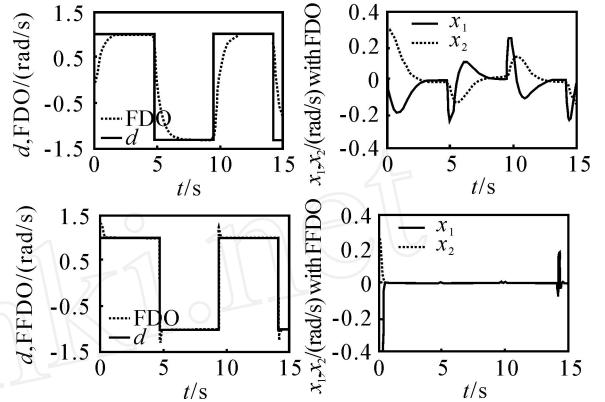


图2 FDO和FFDO对扰动逼近及其状态响应曲线

其次,在高超声速条件下,对 UASV 再入的姿态控制进行仿真。仿真参数为: $M = 65\ 000\ \text{kg}$, $(0) = \text{col}(0.1, 0, -0.06)$, $(0) = \text{col}(0, 0, 0)$, $\text{Mach}(0) = 12.9$, $H(0) = 45\ 000\ \text{m}$, $\mu = 5$, $\mu = 7$, $p_1 = 5$, $q_1 = 3$, $a_1 = b_1 = 5$, $c_i = k_i = 7 (i = 1, 2, 3)$, $\mu = 10$, 干扰力矩 $d = 1 \times 10^5 \text{col}(\sin(5t), \sin(5t), \sin(5t))\ \text{N} \cdot \text{m}$, 控制矩阵 G 的每个元素均是 μ , Mach 和 u 的复杂非线性函数,仅以 g_{q_i, s_L} 为例给出表达式为

$$g_{q_i, s_L} = \bar{q} S [c C_{m, LE} + X_{cg} (C_{D, LE} \sin(\cdot) + C_{L, LE} \cos(\cdot))]. \quad (42)$$

其中: \bar{q} 为动压; S 为参考面积; c 为平均气动弦长; X_{cg} 为质心到参考力矩中心的距离; $C_{m, LE}$, $C_{D, LE}$ 和 $C_{L, LE}$ 分别为左副翼舵引起的俯仰力矩、阻力和升力增量系数,且均为 μ , Mach 和 u 的复杂非线性函数。

仿真中,这些气动参数的不确定取 $\pm 50\%$ 。为了避免产生代数环,只将 ω 作为 FFDO 的输入变量。这样做会加大从输入到输出映射的复杂度,因而要通过增加规则数来实现。每个变量采用 5 个模糊语言变量: {负大, 负小, 零, 正小, 正大}, 于是总共使用 125 条规则。学习率 $\eta = 500$ 。

由图3可知,在外部扰动 d 和气动参数存在 $\pm 50\%$ 不确定情况下,由于 TSMC 没采取有效消除扰动的措施,跟踪曲线存在较大抖动。而自适应 TSMCD 的跟踪曲线不仅响应速度快(大约 0.2 s 即达到稳态),而且不存在波动,充分证明了 FFDO 能

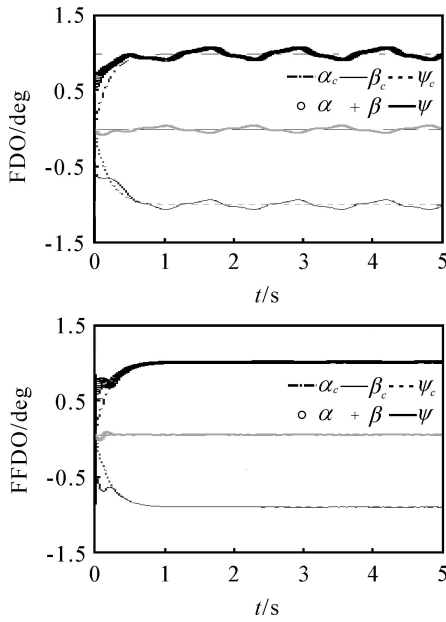


图 3 扰动情况下 TSMC 和自适应 TSMC 的跟踪曲线
快速消除全部干扰的影响,因此闭环系统具有强鲁棒性.

6 结 语

首先针对传统 FDO 在逼近误差较小时学习缓慢的缺点,设计了 FFDO,严格证明了其逼近误差在有限时间内收敛到非常小的区域,然后基于 FFDO

设计了自适应 TSMC 控制方案;最后,通过仿真进一步验证了 FFDO 的快速性和闭环控制方案的鲁棒性.

参考文献(References)

[1] Kim E. A fuzzy disturbance observer and its application to control[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2002, 10 (1): 77-84.

[2] Yu Shuang-he, Yu Xing-huo, Man Zhi-hong. A fuzzy neural network approximator with fast terminal sliding mode and its applications[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2004, 148(3): 469-486.

[3] Wu Y Q, Man Z H. Terminal sliding mode control design for uncertain dynamic systems[J]. Systems and Control Letters, 1998, 34(5): 281-287.

[4] Park K B, Tsuji T. Terminal sliding mode control of second-order nonlinear uncertain systems[J]. Int J of Robust and Nonlinear Control, 1999, 9(11): 769-780.

[5] Yuri B Shtessel, McDuffie J. Sliding mode control of the X-33 vehicle in launch and re-entry mode [R]. Boston: Marshall Space Flight Center, 1998.

[6] Wu S F, Engelen C J H, Chu Q P, et al. Fuzzy logic based attitude control of the spacecraft X-38 along a nominal re-entry trajectory [J]. Control Engineering Practice, 2001, 9(7): 699-707.

(上接第 1292 页)

[12] Molina A, Athanasiadou G E, Nix A R. The automatic location of base-stations for optimized cellular coverage: A new combinatorial approach[C]. IEEE 49th Vehicular Technology Conf. Amsterdam: IEEE Press, 1999: 606-610.

[13] Lieska K, Laitinen E, Lahteenmaki J. Radio coverage optimization with genetic algorithms [C]. IEEE Int Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio

Communications. Boston: IEEE Press, 1998: 318-322.

[14] Zhang Hong-hai, Jennifer C Hou. Maintaining sensing coverage and connectivity in large sensor networks[J]. Ad-hoc and Sensor Wireless Networks, 2005, 1(1): 89-124.

[15] Deb K. An introduction to genetic algorithms [J]. Sadhana J, 1999, 24(4): 293-315.

(上接第 1296 页)

[4] Body S, El Ghaoui L, Eron E, et al. Linear matrix inequalities in system and control theory [M]. Philadelphia: SIAM, 1994.

[5] Li X, de Souza C E. Delay-dependent robust stability and stabilization of uncertain linear delay systems: A linear matrix inequality approach[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1997, 42(8): 1144-1148.

[6] Li X, de Souza C E. Criteria for robust stability and stabilization of uncertain linear systems with state delays [J]. Automatica, 1997, 33(1): 1657-1662.

[7] Su T J, Lu C Y, Tsai J S H. LMI delay-dependent robust stability criteria for uncertain systems with multiple-state delays [J]. IEEE Trans on Circuits and

Systems, 2002, 49(2): 253-256.

[8] Su N J, Su H Y, Chu J. Delay-dependent robust H control for uncertain time-delay systems[C]. IEE Proc Control Theory Application. London, 2003: 489-492.

[9] Moon Y S, Park P, Kwon W H, et al. Delay-dependent robust stabilization of uncertain state-delayed systems [J]. Int J of Control, 2001, 74 (14): 1447-1455.

[10] Kwon O M, Park Ju H. On improved delay-dependent robust control for uncertain time-delay systems [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2004, 49 (11): 1991-1995.

[11] Lee J H, Kim S W, Kwon W H. Memoryless H controllers for state delayed systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1994, 39(1): 159-162.