

含不匹配扰动非严格反馈系统的输出反馈补偿控制

孙国法[†], 于瀚博, 周玉国

(青岛理工大学 信息与控制工程学院, 山东 青岛 266000)

摘要: 针对一类非严格反馈非线性系统, 系统中包含不确定函数和未知外部扰动, 提出一种带不匹配扰动补偿的输出反馈模糊控制器. 采用模糊逻辑系统逼近未知的非线性函数, 同时构造模糊状态观测器观测系统未知状态. 考虑观测器和控制器会受到外部扰动和模糊逼近误差构成的不匹配总扰动信号影响, 采用改进的扰动观测器对不匹配扰动进行估计和补偿, 使扰动观测误差能够在有限时间内平缓地收敛到任意小的范围, 消除不匹配扰动信号对模糊观测器设计的影响. 同时在控制器设计中进行扰动的精确补偿, 提高系统的抗扰动性. 通过Lyapunov函数证明了闭环系统所有信号都是有界的. 最后, 通过数值仿真进一步验证了所提出方法的有效性.

关键词: 非严格反馈非线性系统; 状态观测器; 不匹配扰动; 模糊逻辑; 扰动抑制; 输出反馈

引用格式: 孙国法, 于瀚博, 周玉国. 含不匹配扰动非严格反馈系统的输出反馈补偿控制. 控制理论与应用, 2021, 38(5): 652–660

DOI: 10.7641/CTA.2020.00552

Output feedback compensation control for non-strict feedback system with mismatching disturbance

SUN Guo-fa[†], YU Han-bo, ZHOU Yu-guo

(College of Information and Control Engineering, Qingdao University of Technology, Qingdao Shandong 266000, China)

Abstract: An output feedback fuzzy controller with mismatched disturbance compensation is designed for a class of non-strict feedback nonlinear systems, which contain uncertain nonlinear functions and unknown external disturbances. Considering observer and controller are affected by the mismatched total disturbance signal composed of external disturbance and fuzzy approximation error, improved disturbance observation is designed to estimate and compensate the mismatched disturbance. Through the improved disturbance observer, the disturbance observation error can gently converge to an small range in finite time, and the influence of mismatched disturbance signal on the design of fuzzy state observer can be eliminated. Fuzzy logic system is used to approximate the unknown nonlinear function, and the fuzzy state observer is constructed to observe the unknown state of the system. At the same time, the accurate compensation of disturbance is carried out in the controller design to improve the robustness of the system. Through the Lyapunov theory, it is proved that all the signals in the closed-loop system are bounded. Finally, the effectiveness of the proposed method is further verified by numerical simulation.

Key words: non-strict feedback nonlinear system; fuzzy state observer; mismatched disturbance; fuzzy logic; disturbance rejection; output feedback

Citation: SUN Guofa, YU Hanbo, ZHOU Yuguo, et al. Output feedback compensation control for non-strict feedback system with mismatching disturbance. *Control Theory & Applications*, 2021, 38(5): 652–660

1 引言

在过去十几年中, 非线性系统一直是控制理论研究的热点问题, 反步法是处理高阶非线性系统的一种有效方法. 但传统的反步法并没有考虑到状态未知或参数不确定等情况, 这严重限制了反步法控制在实际系统中的应用.

但实际系统中, 由于系统测量装置受限, 系统常常存在状态未知的情况, 在控制策略设计之外, 观测器也是系统中不可或缺的一部分. 观测系统未知状态是控制策略有效实施的基础, 所以观测器性能也必然会对系统的稳定性能产生影响. 为了提高观测性能, 研究人员进行了大量的研究^[1-5]. 文献[1]通过神经网络

收稿日期: 2020-08-20; 录用日期: 2020-11-26.

[†]通信作者. E-mail: E-mail: sunguofa.bo@163.com; Tel.: +86 17864211384.

本文责任编辑: 陈增强.

国家自然科学基金项目(61703224, 61640302).

Supported by the National Natural Science Foundation of China (61703224, 61640302).

对两个未知函数进行分别逼近, 设计不带有时间延时的神经网络观测器, 并将其应用于一类非线性系统; 为进一步提高系统鲁棒性, 文献[2]选择使用模糊逻辑系统固有的逼近能力与观测器结合, 解决系统含有不确定函数问题, 并提出一类适用于非线性不确定系统的观测器, 使得系统观测器和控制器满足分离原理, 输出反馈在完全可用状态下保持控制器的主要特性. 为提高系统的观测性能, 研究人员们设计了高增益观测器^[3]、滑模观测器^[4]等, 但许多观测器对系统模型要苛刻, 严重阻碍了高性能观测器的发展.

当系统存在不确定扰动时, 观测器性能将极大程度上受到影响. 为此, 国内外研究人员对此作出了不懈的努力. 在考虑实际系统中所存在的外界扰动问题, 自抗扰系统中的扩张状态观测器往往会得到应用, 文献[5]利用动态增益自适应扩张观测器去观测由磁性无杆气缸静摩擦力所带来的扰动; 文献[4]则提出坐标转换, 定义一组新的状态变量, 将纯反馈非线性系统转换为正则系统, 从而将高阶滑模观测器应用于系统模型上, 解决高阶滑模观测器需要满足串联积分形式所带来的局限性, 并具备优良的观测性能.

上述文献中的观测器设计效果已经得到很好地验证. 然而, 在系统存在不匹配扰动和观测器的误差收敛问题上, 却很少被考虑. 自抗扰系统的扩张观测器^[5]有效地解决了匹配扰动问题, 但是无法对每一阶扰动进行精确观测, 难以在反步法控制设计中进行精确的扰动补偿; 近几年来有限时间性能也引起了研究人员的广泛关注, 大量有限时间控制器^[6-8]被设计并应用于实际系统当中. 文献[6]将有限时间的预测融入性能函数之中, 提出有限时间性能预测函数的概念并应用于控制器当中, 使系统获得稳定性的同时, 具有一定的预定义的暂态和稳态性能. 然而观测器不同于控制器, 控制器有限时间设计主要解决跟踪误差的收敛问题. 根据观测器的工作特性, 此方案对观测器并不适用, 在观测器的设计上只有满足对每一阶状态误差进行优化才会对系统观测性能有显著提高. 综合上述分析, 系统中不匹配扰动对观测器的阻碍以及观测器的误差收敛问题仍然是当前需要攻克的难题.

从系统模型考虑, 以往大部分控制方法都是针对严格反馈系统提出的. 如果将传统反步法用于处理非严格反馈非线性系统, 虚拟控制信号将包含所有的系统状态, 从而产生代数环问题, 导致系统不稳定. 非严格反馈系统在实际系统中常见, 且更难处理. 文献[9-13]为了克服代数环问题, 提出了一些有效的方法. 文献[10]利用不确定函数的单调递增特性, 提出了变量分离技术, 从而有效地避免了自适应控制器中的代数环问题. 而文献[11-12]则是通过自适应模糊和NNs技术可以避免控制器中的代数环问题. 因此, 在非严格反馈系统的基础上研究问题更具备研究价值. 本文

的主要贡献有以下几个方面:

1) 针对状态未知且含有不匹配扰动的非严格反馈非线性系统, 本文设计带不匹配扰动补偿的输出反馈模糊控制器. 相比于文献[6, 10], 不仅解决非严格反馈系统中虚拟控制信号的代数环问题, 而且讨论了不匹配扰动问题的处理, 处理上也不再是文献[9, 14]基于干扰有界的假设忽略干扰. 本文采用扰动观测器对不匹配扰动精确估计并补偿, 消除扰动对状态观测器和控制器的影响, 提高系统的抗扰动性和鲁棒性.

2) 相比于文献[15], 本文采用非线性函数fal(·)改进扰动观测的非线性项, 具备有限时间扰动观测器的误差收敛速度, 并消除由提高观测误差收敛速度所带来的稳定抖振问题.

3) 对系统每一阶的外部扰动和模糊逼近误差构成的总扰动信号精确观测, 将观测的扰动量在观测器设计和反步法控制设计中进行精确补偿, 提高系统的抗干扰性能.

2 问题描述

考虑如下非严格反馈非线性系统模型:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_2(t) + f_1(X) + d_1(x_1, t), \\ \dot{x}_i(t) = x_{i+1}(t) + f_i(X) + d_i(x_i, t), \\ \dot{x}_n(t) = u + f_n(X) + d_n(x_n, t), \\ y = x_1, \end{cases} \quad (1)$$

其中: $X = [x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_n]^T$ 是系统状态向量, u 为系统的输入, y 为系统的输出, $f_i(X)$ ($i = 1, \dots, n$) 为未知的光滑函数, $|d_i(x_i, t)| \leq D$ 为外部有界扰动.

为了便于控制器和观测器设计需给出以下假设和引理.

假设 1 参考信号 x_d 及其各阶导数均是已知且连续有界.

假设 2 系统(1)满足 $\frac{\partial f_i(\bar{x}_n)}{\partial x_{i+1}} \neq -1$.

引理 1^[16-17] 存在以下系统:

$$\begin{cases} \dot{z}_0 = -\lambda_0 L^{\frac{1}{n+1}} |z_0 - \sigma|^{\frac{1}{(n+1)}} \operatorname{sgn}(z_0 - \sigma) + z_1, \\ \dot{z}_1 = -\lambda_1 L^{\frac{1}{n}} |z_1 - v_0|^{\frac{1}{n}} \operatorname{sgn}(z_1 - z_0) + z_2, \\ \vdots \\ \dot{z}_{n-1} = -\lambda_{n-1} L^{\frac{1}{2}} |z_{n-1} - v_{n-2}|^{\frac{1}{2}} \times \\ \quad \operatorname{sgn}(z_{n-1} - z_{n-2}) + z_n, \\ \dot{z}_n \in -\lambda_n L \operatorname{sgn}(z_n - z_{n-1}) + [-L, L], \end{cases} \quad (2)$$

其中: $L > 0$; $\lambda_i > 0$ ($i = 0, 1, \dots, n$) 选取适当参数, 系统将在有限时间 \tilde{T}_0 内达到稳定.

引理 2^[21] 模糊逻辑系统是由模糊规则库、模糊推理、模糊器、解模糊器组成, 其模糊IF-THEN规则库为

R^l : 如果 x_1 是 F_1^l , x_2 是 F_2^l , x_n 是 F_n^l , 则 y 是 G^l , $l = 1, 2, \dots, N$.

定义 $f(x)$ 为紧集 Ω 内任意连续函数, 则存在 $\forall \varepsilon > 0$, 存在模糊系统 $\theta^T \xi(x)$ 使得

$$\sup_{x \in \Omega} |f(x) - \theta^T \xi(x)| \leq \varepsilon, \quad (3)$$

其中: $\theta^* = [\theta_1^* \dots \theta_N^*]^T$ 表示理想权值向量;

$$\xi(x) = \frac{[\omega_1(x) \ \omega_2(x) \ \dots \ \omega_N(x)]^T}{\sum_{i=1}^N \omega_i(x)}$$

是一组基函数向量, 其中 $N > 1$ 是模糊规则的个数. ω_i 为高斯函数.

引理 3 对于 $\forall (a, b) \in \mathbb{R}^2$, 满足不等式

$$ab < \frac{\varepsilon^p}{p} |a|^p + \frac{1}{q\varepsilon^q} |b|^q, \quad (4)$$

其中: $\varepsilon > 0$, $p > 1$, $(p-1)(q-1) = 1$.

3 观测器设计

在本节中, 考虑系统(1)中状态未知、存在不确定函数和未知外界扰动信号的情况, 设计模糊状态观测器观测未知状态, 并对不匹配扰动信号观测和补偿, 消除扰动对观测器的影响.

3.1 模糊状态观测器

针对系统中的未知函数, 采用模糊逻辑系统对未知函数进行逼近, 由引理1可以得到 $\hat{f}_i(X)$ 及其误差:

$$\begin{cases} \hat{f}_i(\hat{X}) = \hat{\theta}_i^T \xi_i(\hat{X}), \\ \varepsilon_i = f_i(\hat{X}) - \hat{f}_i(\hat{X}|\theta_i^*), \quad i = 1, \dots, n, \\ \Delta f_i = f_i(X) - \hat{f}_i(\hat{X}), \quad i = 1, \dots, n, \end{cases} \quad (5)$$

其中: \hat{X} 为状态 X 的观测, 模糊逼近误差 $|\varepsilon_i| \leq \varepsilon$, 误差 Δf_i 有界满足 $|\Delta f_i| \leq F_i$, 模糊最优参数

$$\theta^* = \arg \min_{\theta \in \Omega_\theta} [\sup_{\hat{X}} |f_i(\hat{X}) - \hat{f}_i(\hat{X})|], \quad \|\theta^*\| \leq M_\theta.$$

将式(5)代入式(1)可以得到

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + \hat{f}_1(\hat{X}) + w_1, \\ \dot{x}_i = x_{i+1} + \hat{f}_i(\hat{X}) + w_i, \\ \dot{x}_n = u + \hat{f}_n(\hat{X}) + w_n, \\ y_1 = x_1, \end{cases} \quad (6)$$

$$w_i = \Delta f_i + \varepsilon_i + d_i, \quad i = 1, \dots, n, \quad (7)$$

其中式(7)为总扰动项, 其包括模糊逼近误差和外界扰动; 且总扰动存在边界

$$|w_i| = |\Delta f_i + \varepsilon_i + d(x_i, t)| \leq |F_i| + |\varepsilon| + D \leq C_i. \quad (8)$$

依据式(6), 本文设计一种模糊状态观测器观测系统状态. 首先, 定义观测器中一些关键的矩阵及变量.

1) 定义一个对角矩阵 Δ_λ :

$$\Delta_\lambda = \text{diag}\left\{1, \frac{1}{\lambda}, \dots, \frac{1}{\lambda^{n-1}}\right\}, \quad (9)$$

其中 $\lambda > 1$ 为设计的参数.

2) 为解决下文中Lyapunov函数中产生的问题, 定义 Q 满足等式

$$Q + A^T Q + Q A = C^T C. \quad (10)$$

3) 存在有 $K(\zeta) = [k_1(\zeta) \ 0 \ \dots \ 0]^T \in \mathbb{R}^n$, $\zeta = [\zeta_1 \ \dots \ \zeta_n] \in \mathbb{R}^n$ 满足

$$\zeta^T K(\zeta) \geq \frac{1}{2} \zeta^T C^T C \zeta. \quad (11)$$

根据以上定义, 将模糊状态观测定义为如下形式:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_i = \hat{x}_{i+1} + \hat{f}_i(\hat{X}_n) - \lambda_i \Delta_{\lambda_i} Q_i K(e_1), \\ \dot{\hat{x}}_n = u + \hat{f}_n(\hat{X}_n) - \lambda_n \Delta_{\lambda_n} Q_n K(e_1), \\ \hat{y} = C \hat{x}_1, \end{cases} \quad (12)$$

其中: $\lambda_i \Delta_{\lambda_i} Q_i K(e_1)$ 为校正项, \hat{x}_i 为状态 x 的观测, $e_i = \hat{x}_i - x_i$ 观测误差.

注 1^[2] 此处 $\lambda_i \Delta_{\lambda_i} Q_i K(e_1)$ 中 $K(e_1)$ 满足式(11), 根据系统模型和设计对 $K(e_1)$ 的选择, 式(12)既可以是高增益观测器, 也可以是滑模观测器. 根据系统模型, 本文选取传统Luenberger观测器 $\lambda_i \Delta_{\lambda_i} Q_i K(e_1) = K_0 e_1$.

令 $e = \hat{X}_n - X_n$, 可得

$$\begin{cases} \dot{e} = A e + B[\tilde{\theta}^T \xi(\hat{X}_n) + w] - \lambda \Delta_\lambda^{-1} Q^{-1} K(e_1), \\ e_1 = C e, \end{cases} \quad (13)$$

其中: $\tilde{\theta} = \theta - \theta^*$ 为参数误差向量,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad C^T = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}.$$

3.2 改进的有限时间扰动观测

从式(13)不难发现, 不匹配扰动 w 的存在会对观测器的状态观测造成影响, 使得最终的观测效果不足以满足系统要求. 本节在引理2Levant微分器基础上结合非线性函数设计扰动观测器, 对系统中不匹配扰动和匹配扰动精确观测和补偿.

将式(12)中第 i 阶状态观测器改写为

$$\begin{aligned} \dot{z}_{i0} &= \hat{x}_{i+1} + \hat{f}_i(\hat{X}) + w_i - \lambda_i \Delta_{\lambda_i} Q_i K(e_1) = \\ & \hat{x}_{i+1} + \hat{f}_i(\hat{X}) + v_{i0} - \lambda_i \Delta_{\lambda_i} Q_i K(e_1). \end{aligned} \quad (14)$$

设计三阶改进有限时间扰动观测器

$$\begin{cases} \dot{z}_{ij} = v_{ij}, \quad j = 1, 2, \\ v_{i0} = z_{i1} - \lambda_{i,0} \text{fal}(e_{i0}, \delta, \kappa_{ij}), \\ v_{i1} = z_{i2} - \lambda_{i,1} \text{fal}(e_{i1}, \delta, \kappa_{ij}), \\ v_{i2} = -\lambda_{i,2} \text{fal}(e_{i2}, \delta, \kappa_{ij}), \end{cases} \quad (15)$$

其中: $\lambda_{i,0}, \lambda_{i,1}, \lambda_{i,2}$ 为扰动观测器的可调设计参数, $e_{i0} = e_i, e_{i1} = z_{i1} - v_{i0}, e_{i2} = z_{i2} - v_{i1}$ 为扰动观测误差. 选取 $\text{fal}(\cdot)$ 为

$$\text{fal}(e_{ij}, \delta, \kappa_{ij}) = \begin{cases} |e_{ij}|^{\kappa_{ij}} \text{sgn } e_{ij}, & |e_{ij}| > \delta, \\ \frac{e_{ij}}{\delta^{1-\kappa_{ij}}}, & |e_{ij}| \leq \delta, \end{cases} \quad (16)$$

其中: $\delta, \kappa_{ij} = \frac{m+1-j}{m+2-j}, m=2$ 为可调设计参数, κ 的取值决定了函数的非线性程度, δ 为线性区间的宽度. 该非线性函数 $\text{fal}(\cdot)$ 具备“小误差放大, 大误差减小”的设计概念, 在收敛速度上保留高阶滑模快速收敛的优点, 在 $|e| \in (0, \delta)$ 范围内对任意 $\delta \in (0, 1)$ 和 $\kappa \in (0, 1)$ 存在 $\frac{s}{\delta^{1-\beta}} < |s|^\beta \text{sgn } s$, 该设计可以有效地处理系统稳定的抖振问题. 由于 $\text{fal}(\cdot)$ 函数在误差界两侧具体的表达形式不一样, 需分开进行讨论.

当 $|e_{ij}| > \delta$ 时, 扰动观测器选择如下设计:

$$\begin{cases} v_{i0} = z_{i1} - \lambda_{i,0}|e_{i0}|^{\frac{3}{2}} \text{sgn } e_{i0}, \\ v_{i1} = z_{i2} - \lambda_{i,1}|e_{i1}|^{\frac{3}{2}} \text{sgn } e_{i1}, \\ v_{i2} = -\lambda_{i,2}|e_{i2}|^{\frac{1}{2}} \text{sgn } e_{i2}. \end{cases} \quad (17)$$

由引理 2 可知, 选取适当参数扰动观测器所有内部信号都是有界的, 在经过有限时间 \tilde{T}_0 后, 误差信号 $e_{i0} = e_i, e_{i1} = z_{i1} - v_{i0}, e_{i2} = z_{i2} - v_{i1}$ 收敛于零, 从而获得扰动 w_i 的估计及其微分信号 $v_{i0} = z_{i1} = \hat{w}_i, v_{i1} = z_{i2} = \dot{\hat{w}}_i$.

注 2 式(17)设计具备快速收敛性能, 并在多个文献 [16–17] 得到佐证. 但收敛速度提高的同时也带来了抖振, 如何消除扰动观测的抖振也应该被关注.

当 $|e_{ij}| \leq \delta$ 时, 为了避免抖振的产生, 采用如下扰动观测器设计, 使得误差可以平缓收敛于零, 并将观测扰动信号进行补偿.

$$\begin{cases} v_{i0} = z_{i1} - \bar{\lambda}_{i,0}e_{i0}, \\ v_{i1} = z_{i2} - \bar{\lambda}_{i,1}e_{i1}, \\ v_{i2} = -\bar{\lambda}_{i,2}e_{i2}, \end{cases} \quad (18)$$

其中增益项为 $\bar{\lambda}_{i,j} = \frac{\lambda_{i,2}}{\delta^{1-\kappa_i}}$.

注 3 扰动观测设计精确观测到系统中匹配和不匹配扰动, 并将观测的扰动量应用于观测器设计, 消除扰动对观测器影响. 并在反步法设计中对系统每一阶扰动精确补偿, 从而提高系统抗干扰性.

证 通过观测器(14)将扰动补偿之后式(13)可以得到

$$\begin{cases} \dot{e} = Ae + B[\tilde{\theta}^T \xi(\hat{X})] - \lambda \Delta_\lambda^{-1} Q^{-1} K(e_1), \\ e_1 = Ce. \end{cases} \quad (19)$$

为了简化分析, 对误差 e 进行如下缩放变换:

$$z = \Delta_\lambda e. \quad (20)$$

因此, 可以得到如下关于 z 的性质:

$$\begin{cases} \|z\| \leq \|e\| \leq \lambda^{n-1} \|z\|, \\ Cz = z_1 = Ce = e_1. \end{cases} \quad (21)$$

经过式(20)误差的缩放, 式(19)可以转化

$$\begin{cases} \dot{z} = \lambda Az + \Delta_\lambda B[\tilde{\theta}^T \xi(\hat{X})] - \lambda Q^{-1} K(z), \\ z_1 = Cz. \end{cases} \quad (22)$$

设计 Lyapunov 函数

$$V_e = z^T Q z, \quad (23)$$

对 V_e 进行求导, 并将式(10)(22)代入其中, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_e &= z^T Q \dot{z} + \dot{z}^T Q z = \\ &= -\lambda z^T Q z - 2\lambda [z^T K(z_1) - 0.5 z^T C^T C z] + \\ &= 2z^T Q \Delta_\lambda B[\tilde{\theta}^T \xi(\hat{X})] \leq \\ &= -\lambda \lambda_{\min}(Q) \|z\|^2 - 2\lambda [z^T K(z_1) - \\ &= 0.5 z^T C^T C z] + 2z^T Q \Delta_\lambda B[\tilde{\theta}^T \xi(\hat{X})], \end{aligned} \quad (24)$$

其中 $\lambda_{\min}(Q)$ 是矩阵 Q 的最小特征值.

通过 Young's 不等式可得

$$\begin{aligned} 2z^T Q \Delta_\lambda B[\tilde{\theta}^T \xi(\hat{X})] &\leq \\ n \|z\|^2 + \|\Delta_\lambda\|^2 \|Q\|^2 \sum_{i=1}^n (\tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i). \end{aligned} \quad (25)$$

由于定义式(11)可知 $z^T K(z_1) \geq 0.5 z^T C^T C z$, 并将式(25)代入式(24), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_e &\leq -\lambda \lambda_{\min}(Q) \|z\|^2 + n \|z\|^2 - 2\lambda [z^T K(z_1) - \\ &= 0.5 z^T C^T C z] + \|\Delta_\lambda\|^2 \|Q\|^2 \sum_{i=1}^n (\tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i) \leq \\ &= -\|\Delta_\lambda\|^2 (\lambda \lambda_{\min}(Q) - n) \|e\|^2 + \\ &= \|\Delta_\lambda\|^2 \|Q\|^2 \sum_{i=1}^n (\tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i). \end{aligned} \quad (26)$$

证毕.

4 控制器设计

本节详细地给出自适应模糊控制器的设计过程. 控制器的设计包含 n 个步骤, 其中在前 $n-1$ 个步骤中, 每一步都会给出虚拟控制信号 $\alpha_i (i=1, \dots, n-1)$, 最终的控制律 u 将会在 n 步中给出.

步骤 1 考虑系统(1)的第 1 个子系统, 并用模糊逻辑逼近 $f_1(X)$ 得

$$\dot{x}_1 = x_2 + f_1(\hat{X}) + d_1 = \hat{x}_2 + e_2 + \hat{\theta}_1^T \xi(\hat{X}) + w_1, \quad (27)$$

及其误差向量 $S_1 = x_1 - x_d$.

设计如下虚拟控制律和模糊自适应律:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\theta}}_1 = \bar{r}_1 S_1 \xi_1(x_1) - \bar{m}_1 \hat{\theta}_1, \\ \dot{\hat{\theta}}_i = \bar{r}_i S_i \xi_i(x_i) - \bar{m}_i \hat{\theta}_i, \\ \dot{\hat{\theta}}_n = \bar{r}_n S_n \xi_n(x_n) - \bar{m}_n \hat{\theta}_n, \end{cases} \quad (28)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{\theta}}_1 = \frac{\gamma r_1 S_1^2}{2} - m_1 \hat{\theta}_1, \\ \dot{\hat{\theta}}_i = \frac{\gamma r_i S_i^2}{2} - m_i \hat{\theta}_i, \quad i=2, \dots, n-1, \end{cases} \quad (29)$$

$$\begin{cases} \alpha_1 = -c_1 S_1 - S_1 + \dot{x}_d - \frac{\gamma}{2} S_1 \hat{\theta}_1 - \hat{\theta}_1^T \xi_1(x_1) - \hat{w}_1, \\ \alpha_i = -c_i S_i - S_{i-1} + \dot{\alpha}_{i-1} - \frac{\gamma}{2} S_i \hat{\theta}_i + \lambda_i \Delta_{\lambda_i} QK(e_1) - \hat{\theta}_i^T \xi_i(\hat{X}_i) - \hat{w}_i, \\ u = -c_n S_n - S_{n-1} + \dot{\alpha}_{n-1} + \lambda_n \Delta_{\lambda_n} QK(e_1) - \hat{\theta}_n^T \xi_n(\hat{X}) - \hat{w}_n, \end{cases} \quad (30)$$

其中: r_1, m_1 为正常数, 其中 $\hat{\theta}_1$ 是 θ_1^* 的估计, 满足 $\tilde{\theta}_1 = \theta_1^* - \hat{\theta}_1$, 且 $c_1 > 0$ 为系统设计参数, 定义

$$\Theta_i^* = \|\theta_i^*\|^2, \quad \Theta_i^* = \hat{\Theta}_i - \tilde{\Theta}_i, \quad i=1, \dots, n-1,$$

定义 $S_2 = \hat{x}_2 - \alpha_1, \dots, S_n = \hat{x}_n - \alpha_{n-1}$ 为跟踪误差.

考虑如下形式的李雅普诺夫泛函:

$$V_1 = \frac{1}{2} S_1^2 + \frac{1}{2\bar{r}_1} \tilde{\theta}_1^T \tilde{\theta}_1 + \frac{1}{2r_1} \tilde{\Theta}_1^T \tilde{\Theta}_1, \quad (31)$$

对 V_1 求时间的导数得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & S_1(S_2 + \alpha_1 + e_2 + \theta_1^{*T} \xi_1(\hat{X}) - \\ & \theta_1^{*T} \xi_1(x_1) + \hat{\theta}_1^T \xi_1(x_1) + \tilde{\theta}_1^T \xi_1(x_1) + \\ & w_1 - \dot{x}_d) - \frac{1}{r_1} \tilde{\theta}_1^T \dot{\tilde{\theta}}_1 - \frac{1}{r_1} \tilde{\Theta}_1^T \dot{\tilde{\Theta}}_1. \end{aligned} \quad (32)$$

注4 Backstepping 设计要求虚拟信号 α_i 不能包含系统全部状态向量 \hat{X} . 然而, 未知函数 $f(\hat{X})$ 模糊逻辑逼近后, $\xi_i(\hat{X})$ 的输入向量仍然是系统全部状态向量, 该现象导致 α_i 产生代数环问题, 本文采用模糊技术避免该现象的出现.

将式(30)代入可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & S_1(S_2 - c_1 S_1 - S_1 + e_2 + w_1 - \dot{w}_1 - \\ & \frac{\gamma}{2} r_1 \hat{\theta}_1 + \theta_1^{*T} \xi_1(\hat{X}) - \theta_1^{*T} \xi_1(x_1) - \\ & \tilde{\theta}_1^T \xi_1(x_1)) - \frac{1}{r_1} \tilde{\theta}_1^T \dot{\tilde{\theta}}_1 - \frac{1}{r_1} \tilde{\Theta}_1^T \dot{\tilde{\Theta}}_1. \end{aligned} \quad (33)$$

由于 $0 < \xi^T(\cdot)\xi(\cdot) \leq 1, \gamma > 0$, 利用Young's不等式可以得到

$$\begin{cases} S_1 e_2 \leq \frac{1}{2} S_1^2 + \frac{1}{2} e^2, \\ S_1(w_1 - \dot{w}_1) \leq \frac{1}{2} S_1^2 + \frac{1}{2} (w_1 - \dot{w}_1)^2, \\ S_1(\theta_1^{*T} \xi_1(\hat{X}) - \theta_1^{*T} \xi_1(x_1)) \leq \frac{\gamma}{2} S_1^2 \Theta_1^* + \frac{2}{\gamma}. \end{cases} \quad (34)$$

将式(28)-(29)(34)代入式(33)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 \leq & S_1 S_2 - c_1 S_1^2 + \frac{1}{2} (w_1 - \dot{w}_1)^2 + \frac{1}{2} e^2 + \\ & \frac{2}{\gamma} + \frac{m_1}{r_1} \tilde{\Theta}_1^T \dot{\tilde{\Theta}}_1 + \frac{\bar{m}_1}{\bar{r}_1} \tilde{\theta}_1^T \dot{\tilde{\theta}}_1. \end{aligned} \quad (35)$$

步骤 i 考虑系统(1)的第 i 个子系统:

$$\begin{aligned} \dot{S}_i = & \dot{\hat{x}}_i - \dot{\alpha}_{i-1} = \\ & S_{i+1} + \alpha_i + \hat{\theta}_i^T \xi_i(\hat{X}) + \hat{w}_i - \lambda_i \Delta_{\lambda_i} QK(e_1) - \dot{\alpha}_{i-1}. \end{aligned} \quad (36)$$

设计如下形式的李雅普诺夫泛函:

$$V_i = V_{i-1} + \frac{1}{2} S_i^2 + \frac{1}{2r_i} \tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i + \frac{1}{2\bar{r}_i} \tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i, \quad (37)$$

其中 r_i 为常数. V_i 对时间求导得

$$\begin{aligned} \dot{V}_i = & \dot{V}_{i-1} + S_i(S_{i+1} + \alpha_i + \theta_i^{*T} \xi_i(\hat{X}) + \hat{w}_i - \\ & \tilde{\theta}_i^T \xi_i(\hat{X}) - \theta_i^{*T} \xi_i(\hat{X}_i) + \hat{\theta}_i^T \xi_i(\hat{X}_i) + \\ & \tilde{\theta}_i^T \xi_i(\hat{X}_i) - \lambda_i \Delta_{\lambda_i} QK(e_1) - \dot{\alpha}_{i-1}) - \\ & \frac{1}{\bar{r}_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i - \frac{1}{r_i} \tilde{\Theta}_i^T \dot{\tilde{\Theta}}_i. \end{aligned} \quad (38)$$

并将式(30)代入式(38)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_i \leq & \dot{V}_{i-1} + S_i(S_{i+1} - c_i S_i - S_{i-1} + \\ & \theta_i^{*T} \xi_i(\hat{X}) - \theta_i^{*T} \xi_i(\hat{x}_i) - \tilde{\theta}_i^T \xi_i(\hat{X}) + \\ & \tilde{\theta}_i^T \xi_i(\hat{X}_i) - \dot{\alpha}_{i-1}) - \frac{1}{r_i} \tilde{\Theta}_i^T \dot{\tilde{\Theta}}_i - \frac{1}{\bar{r}_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i. \end{aligned} \quad (39)$$

根据Young's不等式可得

$$\begin{cases} -S_i \tilde{\theta}_i^T \xi_i(\hat{X}) \leq S_i^2 + \frac{1}{4} \tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i, \\ S_i(\theta_i^{*T} \xi_i(\hat{X}) - \theta_i^{*T} \xi_i(\hat{X}_i)) \leq \frac{\gamma}{2} S_i^2 \Theta_i^* + \frac{2}{\gamma}. \end{cases} \quad (40)$$

将式(28)-(29)(40)代入式(39)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_i \leq & S_i S_{i+1} - c_i S_i^2 - \sum_{j=2}^i (c_j - 1) S_j^2 + \frac{1}{2} e^2 + \\ & \frac{1}{2} (w_1 - \dot{w}_1)^2 + \sum_{j=1}^i \left(\frac{m_j}{r_j} \tilde{\theta}_j^T \dot{\tilde{\theta}}_j + \frac{\bar{m}_j}{\bar{r}_j} \tilde{\theta}_j^T \dot{\tilde{\theta}}_j \right) + \\ & \frac{1}{4} \sum_{j=2}^i \tilde{\theta}_j^T \dot{\tilde{\theta}}_j + \frac{2i}{\gamma}. \end{aligned} \quad (41)$$

步骤 n 考虑系统(1)的第 n 个子系统:

$$\begin{aligned} \dot{S}_n = & \dot{\hat{x}}_n - \dot{\alpha}_{n-1} = \\ & u + \hat{\theta}_n^T \xi_n(\hat{X}) + \hat{w}_n - \lambda_n \Delta_{\lambda_n} QK(e_1) - \dot{\alpha}_{n-1}. \end{aligned} \quad (42)$$

设计如下形式的李雅普诺夫泛函:

$$V_n = V_{n-1} + \frac{1}{2} S_n^2 + \frac{1}{2r_n} \tilde{\theta}_n^T \tilde{\theta}_n, \quad (43)$$

其中 r_n 为常数. V_n 对时间求导得

$$\begin{aligned} \dot{V}_n = & \dot{V}_{n-1} + S_n(u + \hat{\theta}_n^T \xi_n(\hat{X}) + \\ & \tilde{\theta}_n^T \xi_n(\hat{X}) - \tilde{\theta}_n^T \xi_n(\hat{X}_n) + \hat{w}_n - \\ & \dot{\alpha}_{n-1} - \lambda_n \Delta_{\lambda_n} QK(e_1)) + \frac{1}{\bar{r}_n} \tilde{\theta}_n^T \dot{\tilde{\theta}}_n. \end{aligned} \quad (44)$$

将式(30)代入式(44)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_n = & \dot{V}_{n-1} + S_n(-c_n S_n - S_{n-1} - \tilde{\theta}_n^T \xi_n(x_n)) - \\ & \frac{1}{\bar{r}_n} \tilde{\theta}_n^T (S_n \xi_n(x_n) - \dot{\tilde{\theta}}_n). \end{aligned} \quad (45)$$

通过Young's不等式可得

$$-S_n \tilde{\theta}_n^T \xi_n(\hat{X}) \leq S_n^2 + \frac{1}{4} \tilde{\theta}_n^T \tilde{\theta}_n. \quad (46)$$

将式(28)(46)代入式(45)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_n \leq & -c_1 S_1^2 - \sum_{j=2}^n (c_j - 1) S_j^2 + \frac{1}{2} (w_1 - \hat{w}_1)^2 + \\ & \frac{1}{2} e^2 + \sum_{j=1}^n \left(\frac{m_j}{r_j} \tilde{\theta}_j^T \hat{\theta}_j + \frac{\bar{m}_j}{\bar{r}_j} \tilde{\theta}_j^T \hat{\theta}_j \right) + \\ & \frac{1}{4} \sum_{j=2}^n \tilde{\theta}_j^T \tilde{\theta}_j + \frac{2(n-1)}{\gamma}. \end{aligned} \quad (47)$$

证 根据Young's不等式可得

$$\begin{cases} \frac{\bar{m}_i}{\bar{r}_i} \tilde{\theta}_i^T \hat{\theta}_i \leq -\frac{\bar{m}_i}{2\bar{r}_i} \tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i + \frac{\bar{m}_i}{2\bar{r}_i} \|\theta_i^*\|^2, \\ \frac{m_i}{r_i} \tilde{\theta}_i^T \hat{\theta}_i \leq -\frac{m_i}{2r_i} \tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i + \frac{m_i}{2r_i} \|\theta_i^*\|^2. \end{cases} \quad (48)$$

将式(26)(48)代入式(47)可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = \dot{V}_e + \dot{V}_n \leq & -\|\Delta_\lambda\|^2 (\lambda \lambda_{\min}(Q) - n) \|e\|^2 - c_1 S_1^2 - \\ & \sum_{j=2}^n (c_j - 1) S_j^2 - \left(\frac{\bar{m}_1}{2\bar{r}_1} - H \right) \tilde{\theta}_1^T \tilde{\theta}_1 - \\ & \sum_{j=2}^n \left(\frac{\bar{m}_j}{2\bar{r}_j} - H - \frac{1}{4} \right) \tilde{\theta}_j^T \tilde{\theta}_j + \sum_{i=1}^n \frac{\bar{m}_i}{2\bar{r}_i} \|\theta_i^*\|^2 - \\ & \sum_{i=1}^{n-1} \frac{m_i}{2r_i} \tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{m_i}{2r_i} \|\theta_i^*\|^2 + \\ & \frac{1}{2} (w_1 - \hat{w}_1)^2 + \frac{1}{2} e^2 + \frac{2(n-1)}{\gamma} \leq \\ & -aV + b, \end{aligned} \quad (49)$$

其中 $H = \|\Delta_\lambda\|^2 \|Q\|^2$, 并满足以下不等式:

$$\begin{cases} \lambda \lambda_{\min}(Q) - n \geq 0, \\ \frac{\bar{m}_1}{2\bar{r}_1} - H \geq 0, \\ \frac{\bar{m}_i}{2\bar{r}_i} - H - \frac{1}{4} \geq 0, \quad i = 2, \dots, n, \end{cases} \quad (50)$$

$$\begin{aligned} a = & \left\{ \frac{\beta(\lambda \lambda_{\min}(Q) - n)}{\lambda_{\max}(Q)}, 2c_1, 2(c_2 - 1), \dots, \right. \\ & 2(c_n - 1), 2\bar{r}_1 \left(\frac{\bar{m}_1}{2\bar{r}_1} - H \right), 2\bar{r}_2 \left(\frac{\bar{m}_2}{2\bar{r}_2} - H - \frac{1}{4} \right), \\ & \left. \dots, 2\bar{r}_n \left(\frac{\bar{m}_n}{2\bar{r}_n} - H - \frac{1}{4} \right), m_1, \dots, m_{n-1} \right\}, \end{aligned} \quad (51)$$

$$\begin{aligned} b = & \frac{1}{2} (w_1 - \hat{w}_1)^2 + \frac{1}{2} e^2 + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{m_i}{2r_i} \|\theta_i^*\|^2 + \\ & \sum_{i=1}^n \frac{\bar{m}_i}{2\bar{r}_i} \|\theta_i^*\|^2 + \frac{2(n-1)}{\gamma}. \end{aligned} \quad (52)$$

通过式(49)可以得到

$$\begin{aligned} V_n(t) \leq & (V_n(t_0) - \frac{b}{a}) e^{-a(t-t_0)} + \frac{b}{a} \leq \\ & V_n(t_0) e^{-a(t-t_0)} + \frac{b}{a}, \quad \forall t > t_0. \end{aligned} \quad (53)$$

这样就可以证得 $S_i, \tilde{\theta}_i$ 和 $\tilde{\Theta}_i$ 都是有界的, $\hat{\theta}_i, \hat{\Theta}_i$ 均是有界的. 于是可以证得系统的输入信号 u 也是有界的. $x(t)$ 和所有其他控制信号在任何时间间隔都是有界的. 有不等式 $\lim_{t \rightarrow \infty} |S_1| \leq \sqrt{\frac{2b}{a}}$ 成立. 当选取合适的控制器参数时, 系统的跟踪误差可以减小到零的任意小邻域内. 但由于 a, b 中含有控制器增益 c , 因此控制器参数和系统初始状态的取值在很大程度上决定着跟踪误差收敛情况, 参数需要在实际设计中进行适当的调整. 例如, 控制器增益需要在瞬态和稳态性能之间的折中选择. 证毕.

5 仿真算例

本节通过数值仿真验证所提出控制器和观测器的有效性. 考虑如下非严格反馈形式的二阶不确定非线性系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(\bar{x}_2) + x_2 + d_1, \\ \dot{x}_2 = f_2(\bar{x}_2) + u + d_2, \\ y = x_1, \end{cases} \quad (54)$$

其中 f_i 是光滑的未知函数. 系统中的不确定非线性函数选取为

$$\begin{cases} f_1(\bar{x}_2) = 3(x_1 + x_2), \\ f_2(\bar{x}_2) = x_2 \sin x_1 + x_2. \end{cases} \quad (55)$$

选取参考输入信号 $x_d = 5 \sin(0.5\pi t) + \cos(\pi t)$. 考虑实际扰动种类不同, 仿真中选取扰动信号分别为

$$d_1 = \begin{cases} 0, & t \leq 10, \\ 0.4, & t > 10, \end{cases} \text{ 连续扰动}$$

$$d_2 = 0.01(x_1^2 + x_1 x_2 + x_2 \cos x_1 + 3x_1 x_2 \sin x_2).$$

仿真系统参数选取步骤如下所示:

步骤 1 根据设计原理, 给出了各参数首次出现时的取值范围. 例如, 控制器增益 $c_i > 0$, Levant 微分器设计要求 $L > 0, \lambda > 1$ 等.

步骤 2 为了保证系统的稳定性, 在第4章稳定性证明过程中进一步限制了某些参数的取值范围.

步骤 3 为了获得有效的跟踪性能, 所有参数都在步骤1-2的允许值范围内进行选择, 通过多次仿真试验获得最佳参数. 观测器及控制器具体设计参数如表1所示.

表 1 设计参数表

Table 1 Parameters table

参数	c_1	c_2	\bar{r}_1	\bar{r}_2	\bar{m}_1	\bar{m}_2	δ
取值	15	145	0.2	0.1	5	10	0.3
参数	λ	λ_{i1}	λ_{i2}	λ_{i3}	L	κ	
取值	180	0.1	1	2	10	0.1	

仿真结果如图1-5. 图1-2是模糊状态观测器的两个状态信号 \hat{x}_1 和 \hat{x}_2 的观测效果及误差, 通过观测误差

曲线可以看出系统具有较高观测精度,且在不匹配扰动影响后依旧可以保持良好的观测效果。

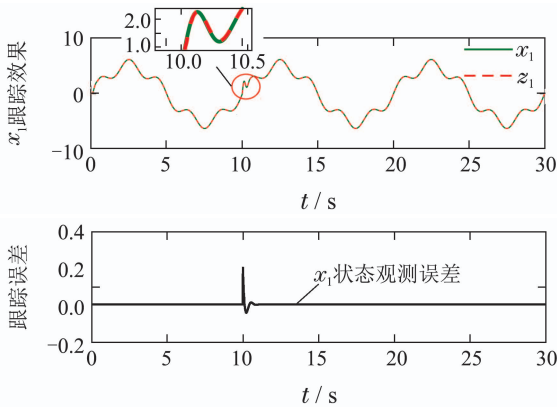


图1 x_1 状态观测器观测效果

Fig. 1 The observation effect of x_1

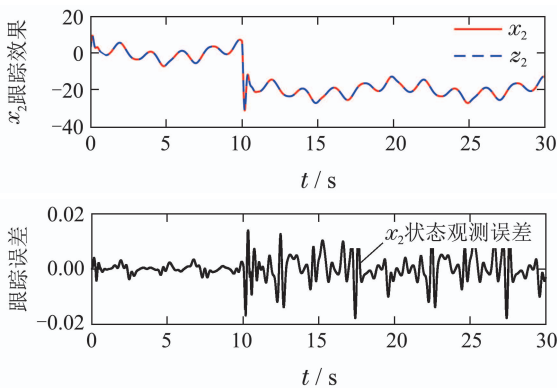


图2 x_2 状态观测器观测效果

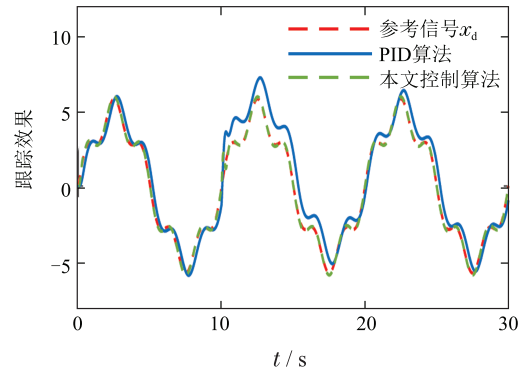
Fig. 2 The observation effect of x_2

图3中的曲线表示系统跟踪效果以及误差情况,本文考虑在两种不同的输入信号

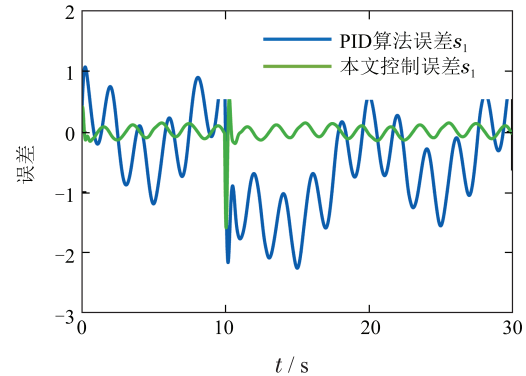
$$x_d = 5 \sin(0.5\pi t) + \cos(\pi t), x_d = \begin{cases} 0, & t \leq 5, \\ 5, & t > 5 \end{cases}$$

下对比控制器的实际跟踪效果,可以明显发现,本文控制器可以快速跟踪上参考信号,且性能在稳态性能和瞬态性能上都更加优异。在 $t = 10$ s 时刻,对阶跃扰动信号 d_1 可以快速补偿,减少扰动对系统的影响,具备快速抗扰动性能。

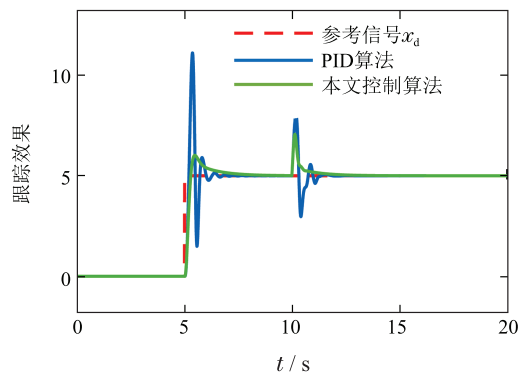
为了凸显本文扰动观测性能,针对两种不同扰动进行扰动的观测与补偿,本文扰动观测器(disturbance observer with fal function, falDOS)分别与高阶次幂扰动观测器(high power disturbance observer, HPDOS^[20])、线性扰动观测器(linear disturbance observer, LDOS)、有限时间观测器(finite-time disturbance observer, FTDOS^[5])进行对比。仿真结果见图4,通过对扰动 d_1 , d_2 的跟踪效果,明显发现本文设计的扰动观测器相比 LDOS 和 HPDOS 收敛速度上更快速,稳态性能也更加优异;相比于 FTDOS,消除了稳态抖振问题,且仍然具备着相同的收敛速度。图5为控制器的输出控制信号。



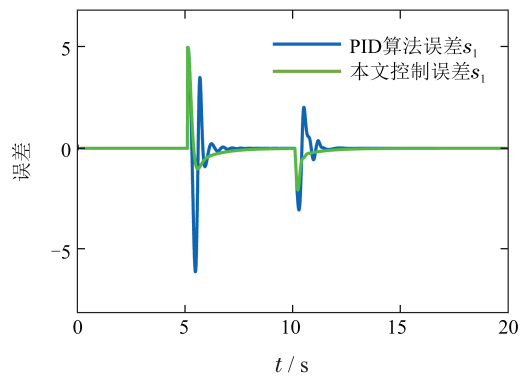
(a) 跟踪效果($x_d = 5 \sin(0.5\pi t) + \cos(\pi t)$ 时)



(b) 误差($x_d = 5 \sin(0.5\pi t) + \cos(\pi t)$ 时)



(c) 跟踪效果($x_d = \begin{cases} 0, & t \leq 5, \\ 5, & t > 5 \end{cases}$ 时)



(d) 误差($x_d = \begin{cases} 0, & t \leq 5, \\ 5, & t > 5 \end{cases}$ 时)

图3 系统跟踪效果以及误差情况
Fig. 3 Tracking effect and error

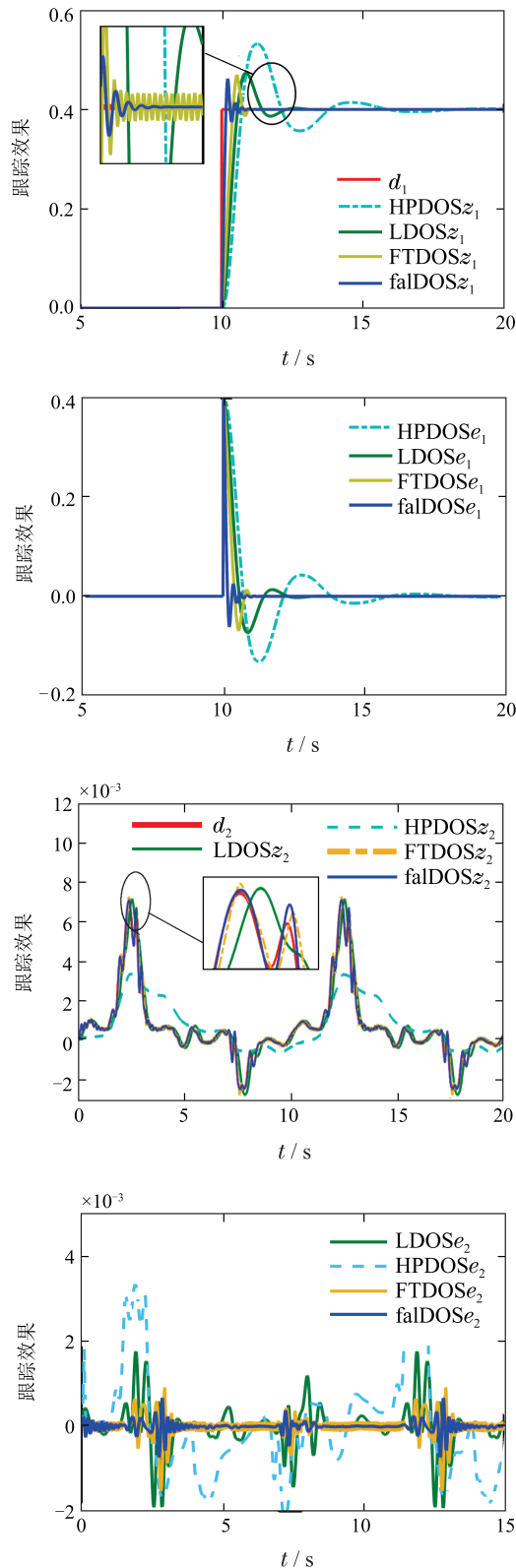


图 4 有限时间扰动观测

Fig. 4 Finite time disturbance observation

6 结论

本文针对状态未知且含有不匹配扰动的非严格反馈非线性系统, 提出带不匹配扰动补偿的输出反馈模糊控制器, 解决非严格反馈系统中虚拟控制信号的代数环问题, 克服了不匹配扰动对观测器和控制器的影

响. 采用改进的有限时间扰动观测器对系统每一阶的外部扰动和模糊逼近误差构成的不匹配总扰动信号精确观测, 使得观测误差在有限时间内收敛, 并解决了快速收敛带来的抖振问题, 将观测的扰动量在观测器设计和反步法控制设计中进行精确补偿, 提高系统的抗干扰性能和鲁棒性.

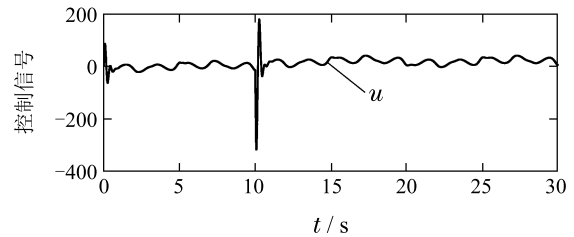


图 5 控制信号 u

Fig. 5 Control signal u

参考文献:

- [1] HUA C C, YU C X, GUAN X P. Neural network observer-based networked control for a class of nonlinear systems. *Neurocomputing*, 2014, 133: 103 – 110.
- [2] BOULKROUNE A, TADJINE M, SAAD M M, et al. Design of a unified adaptive fuzzy observer for uncertain nonlinear systems. *Information Sciences*, 2014, 265(5): 139 – 153.
- [3] DAVILA J. Exact tracking using backstepping control design and high-order sliding modes. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2013, 58(8): 2077 – 2081.
- [4] NA J, REN X M, ZHENG D D. Adaptive control for nonlinear pure-feedback systems with high-order sliding mode observer. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2013, 24(3): 370 – 382.
- [5] YANG H J, SUN J H, XIA Y Q, et al. Position control for magnetic rodless cylinders with strong static friction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(7): 5806 – 5815.
- [6] LIU Y, LIU X P, JING Y W, et al. A novel finite-time adaptive fuzzy tracking control scheme for nonstrict feedback systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2018, 27(4): 1.
- [7] LIU Yang, JING Yuanwei, LIU Xiaoping, et al. Survey on finite-time control for nonlinear systems. *Control Theory & Applications*, 2019, 37(1): 1 – 12
(刘洋, 井元伟, 刘晓平, 等. 非线性系统有限时间控制研究综述. 控制理论与应用, 2019, 37(1): 1 – 12)
- [8] LUAN F J, NA J, YANG J, et al. Robust Adaptive finite-time parameter estimation for nonlinearly parameterized nonlinear systems. *2018 the 37th Chinese Control Conference (CCC)*. Wuhan, China: IEEE, 2018: 1 – 6.
- [9] WEI W, ZHANG W H. Finite-time adaptive switched gain control for non-strict feedback nonlinear systems via nonlinear command filter. *Nonlinear Dynamics*, 2020, 100(4): 3485 – 3496.
- [10] SUN Y M, CHEN B, LIN C, et al. Finite-time adaptive control for a class of nonlinear systems with nonstrict feedback structure. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2018, 48(10): 2774 – 2782.
- [11] WANG H Q, CHEN B, LIN C. Approximation-based adaptive fuzzy control for a class of nonstrict-feedback stochastic nonlinear systems. *Science China*, 2014, 57(3): 233 – 248.
- [12] WANG L J, LI H Q, ZHOU Q, et al. Adaptive fuzzy control for non-strict feedback systems with unmodeled dynamics and fuzzy dead zone via output feedback. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2017, 47(9): 2400 – 2412.

- [13] LI Y M, TONG S C. Command-filtered-based fuzzy adaptive control design for MIMO switched nonstrict-feedback nonlinear systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2016, 25(3): 1.
- [14] LI S, CHOON K A, XIANG Z R. Sampled-data adaptive output feedback fuzzy stabilization for switched nonlinear systems with asynchronous switching. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2019, 27(1): 200 – 205.
- [15] YANG Z J. Robust control of nonlinear semi-strict feedback systems using finite-time disturbance observers. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2017, 27(17): 3582 – 3603.
- [16] LEVANT, ARIE. Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control. *International Journal of Control*, 2003, 76(9/10): 924 – 941.
- [17] SHTESSEL Y B, SHKOLNIKOV I A, LEVANT A. Smooth second-order sliding modes: Missile guidance application. *Automatica*, 2007, 43(8): 1470 – 1476.
- [18] FILIPPOV A F. Differential equations with discontinuous right-hand sides. *Journal of Mathematical Analysis & Applications*, 1999, 154(2): 99 – 128.
- [19] SUN G F, XU Y M. Finite-time observer-based adaptive control of switched system with unknown backlash-like hysteresis. *Complexity*, 2019, 10(12): 1 – 14.
- [20] WANG N, SUN Z, YIN J C, et al. Finite-time observer based guidance and control of underactuated surface vehicles with unknown sideslip angles and disturbances. *IEEE Access*, 2018, 6: 14059 – 14070.
- [21] WANG L X. *Adaptive Fuzzy Systems and Control: Design and Stability Analysis*. New Jersey: Prentice Hall, 1994.

作者简介:

孙国法 博士, 副教授, 目前研究方向为非线性系统智能自适应控制、自抗扰控制研究及应用、动态面、观测器设计等, E-mail: sunguofa_bo@163.com;

于瀚博 硕士研究生, 目前研究方向为模糊自适应控制、观测器设计等, E-mail: hamberbo@163.com;

周玉国 博士, 教授, 目前研究方向为过程控制与容错控制等, E-mail: zhoyuguo@qut.edu.cn.