

控制与决策

Control and Decision

类严格反馈系统的模糊弱扰动解耦控制

刘晓平, 王娜, 刘存根

引用本文:

刘晓平, 王娜, 刘存根. 类严格反馈系统的模糊弱扰动解耦控制[J]. *控制与决策*, 2023, 38(8): 2122–2129.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2023.0146>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

直线同步电动机磁悬浮系统的自适应模糊滑模控制

Adaptive fuzzy sliding mode control for magnetic suspension system of linear synchronous motor
控制与决策. 2021, 36(3): 693–698 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0774>

线控转向系统的自适应高阶滑模控制

Adaptive higher-order sliding mode control for SbW system
控制与决策. 2021, 36(6): 1529–1536 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1526>

基于神经网络的电力系统暂态稳定分布式自适应控制

Neural network-based distributed adaptive control for power system transient stability
控制与决策. 2021, 36(6): 1407–1414 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1168>

四旋翼无人机抗干扰轨迹跟踪控制

Anti-interference trajectory tracking control of quadrotor UAV
控制与决策. 2021, 36(2): 379–386 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0875>

带输入饱和的不确定非线性系统自适应模糊触发式补偿控制

Adaptive fuzzy trigger compensation control for uncertain nonlinear system with input saturation
控制与决策. 2021, 36(12): 3007–3014 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0907>

类严格反馈系统的模糊弱扰动解耦控制

刘晓平^{1,2†}, 王娜¹, 刘存根¹

(1. 山东建筑大学 信息与电气工程学院, 济南 250101; 2. 湖首大学 电气工程系, 桑德贝 ON P7B 5E1)

摘要: 大多数实际系统含有不确定项, 且受到扰动的影响. 采用模糊逻辑方法估计不确定项是降低不确定性影响的常见方法之一, 而模糊近似扰动解耦是抑制扰动影响的主要手段. 模糊近似扰动解耦对应的增益不等式包含无界项, 所以无实际价值, 为此提出模糊弱扰动解耦的控制方法. 该方法采用模糊万能逼近定理估计不确定项, 利用反步法设计控制器使得闭环系统具有弱扰动解耦性能, 即闭环系统稳定且输出的范数不大于正常数加上扰动范数与正常数之积. 仿真结果验证了模糊弱扰动解耦控制器能够保证闭环系统的弱扰动解耦性能.

关键词: 模糊弱扰动解耦; 几乎扰动解耦; 模糊控制; 非线性控制; 自适应控制; 类严格反馈系统

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2023.0146

引用格式: 刘晓平, 王娜, 刘存根. 类严格反馈系统的模糊弱扰动解耦控制[J]. 控制与决策, 2023, 38(8): 2122-2129.

Fuzzy weak disturbance decoupling for strict feedback-like systems

LIU Xiao-ping^{1,2†}, WANG Na¹, LIU Cun-gen¹

(1. School of Information and Electrical Engineering, Shandong Jianzhu University, Jinan 250101, China; 2. Faculty of Engineering, Lakehead University, Thunder Bay ON P7B 5E1, Canada)

Abstract: All real control systems are affected by uncertainties and disturbances. It is common practice to estimate uncertainties by fuzzy logic systems. Fuzzy approximate disturbance decoupling is one of the methods to attenuate the impact of disturbances. The gain inequality of fuzzy approximate disturbance decoupling contains an infinite term, so it has no practical value. Thus, the concept of fuzzy weak disturbance decoupling is proposed. A fuzzy weak disturbance decoupling problem is to find a feedback controller so that the closed-loop system has weak disturbance decoupling performance, that is, the closed-loop system is stable and the norm of the output is not greater than the sum of a positive constant and the product of the norm of the disturbance and a positive constant. Finally, the effectiveness of the proposed method is verified through a numerical example.

Keywords: fuzzy weak disturbance decoupling; almost disturbance decoupling; fuzzy control; nonlinear control; adaptive control; strict feedback-like systems

0 引言

干扰广泛存在于工业过程中, 为了消除干扰对闭环系统的影响, 文献[1]提出了扰动解耦控制方法. 因为扰动解耦问题可解的条件比较苛刻, 许多实际系统无法实现扰动解耦, 所以, 文献[2]和文献[3]分别针对线性系统和非线性系统提出了几乎扰动解耦(almost disturbance decoupling, ADD). 几乎扰动解耦指的是设计一个反馈控制器使闭环系统稳定的同时输出对扰动的增益不大于某个给定的常数.

几乎扰动解耦自提出以来, 便受到控制界的广泛关注. 文献[4-5]研究了线性系统的几乎扰动解耦问题. 对于非线性系统而言, 大多数研究集中在严格

反馈非线性系统^[6-10]. 文献[6]解决了输出反馈ADD问题. 文献[7]研究了严格反馈 P 规范型非线性系统的ADD控制问题. 针对虚拟控制系数为1的MIMO严格反馈非线性系统, 文献[8]和文献[9]分别采用模糊输出反馈和基于模糊观测器的输出反馈解决了近似扰动解耦问题. 文献[10]讨论了基于ADD控制问题的增益调节方法. 文献[11]提出了模糊近似扰动解耦的概念, 解决了MIMO嵌套严格反馈系统的近似扰动解耦问题. 文献[12]和文献[13]分别解决了针对严格反馈非线性系统的有限时间和固定时间ADD控制问题. 文献[14]解决了针对高阶全驱系统的几乎扰动解耦问题. 针对类严格反馈非线性系统,

收稿日期: 2023-02-09; 录用日期: 2023-05-18.

基金项目: 2022年济南市自主引进创新团队项目(202228039); 山东省智能建筑技术重点实验室项目.

责任编辑: 董久祥.

†通讯作者. E-mail: xliu2@lakeheadu.ca.

文献[15]采用部分反馈线性和神经网络方法设计了ADD控制器. 文献[16]解决了类严格反馈P规范型非线性系统的自适应扰动解耦问题. 针对MIMO类严格反馈系统, 文献[17]解决了有限时间近似扰动解耦问题. 此外, 几乎扰动解耦的应用研究有文献[18-20]等. ADD控制器的设计步骤包括: 选择李雅普诺夫函数, 设计控制器及自适应律, 使李雅普诺夫函数的导数不大于扰动范数平方及正常数 γ 的乘积减去跟踪误差范数平方. 上述关于非线性系统几乎扰动解耦的研究成果是在不确定项满足类线性增长条件或者类P规范型增长条件的前提下获得的. 对于大多数不确定非线性系统, 采用杨氏不等式估计不确定项时, 李雅普诺夫函数导数不等式的右侧会出现正的常数项, 破坏了几乎扰动解耦增益不等式, 所以此类扰动解耦问题归类为近似扰动解耦^[8-9,11,17]; 近似扰动解耦增益不等式右侧含有随时间递增而增加最终会趋近无穷的项, 因此理论价值和实际意义均受到限制. 解决此类问题的有效思路是用正的、随时间递减的、可积的函数取代李雅普诺夫函数导数不等式右侧的常数项.

本文的主要工作如下:

1) 针对未知类严格反馈系统提出了模糊弱扰动解耦控制方法, 该方法的限制条件比先前的文献[8-9,11]要弱. 具体区别如下: 文献[11]假设系统的虚拟控制系数为未知常数, 文献[8-9]假设系统的虚拟控制系数为1, 而本文假设系统的虚拟控制系数为所有状态的函数, 其下界为未知常数.

2) 采用模糊万能逼近定理估计打包的不确定项, 利用文献[21]中的不等式, 选择正的、递减的、可积的函数处理未知虚拟控制系数的下界以及模糊估计误差, 使李雅普诺夫函数导数不等式右侧出现递减的可积函数项, 避免了近似扰动增益不等式右侧随时间增加而增加最后趋近于无穷的情况. 由于该可积函数的积分有界, 使其控制效果比文献[8-9,11]好.

1 问题描述

考虑如下一类未知的类严格反馈系统:

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= g_i(x)x_{i+1} + f_i(\bar{x}_i) + b_i^T(\bar{x}_i)q, \\ \dot{x}_n &= g_n(x)u + f_n(x) + b_n^T(x)q, \\ y &= x_1. \end{aligned} \tag{1}$$

其中: $i = 1, 2, \dots, n-1, \bar{x}_i = [x_1, x_2, \dots, x_i]^T, x = \bar{x}_n \in R^n, y \in R$ 和 $u \in R$ 分别是系统的状态、输出和输入, $q \in R^r$ 是未知的扰动输入, $f_i(\bar{x}_i)$ 、 $b_i(\bar{x}_i)$ 和 $g_i(x)$ 是未知的连续函数. 假设原点 ($x = 0$) 是一个孤

立的平衡点, $f_i(\bar{x}_i)$ 和 $b_i(\bar{x}_i)$ 在原点为0.

假设模糊系统由单值模糊化、乘积推理机制、中心解模糊化和如下模糊规则构成:

$$R_i : \text{if } x_1 \text{ is } F_1^i, \dots, x_n \text{ is } F_n^i, \text{ then } y \text{ is } B^i.$$

其中: $x = [x_1, \dots, x_n]^T \in R^n$ 和 y 分别是模糊系统的输入和输出, $i = 1, 2, \dots, N, F_j^i$ 和 B^i 是模糊集. 模糊系统的输出可以表示为

$$y(x) = \frac{\sum_{j=1}^N W_j \prod_{i=1}^n \mu_{F_j^i}(x_i)}{\sum_{j=1}^N \left[\prod_{i=1}^n \mu_{F_j^i}(x_i) \right]}$$

其中: $W_j = \max_{y \in R} \mu_{B^j}(y)$, $\mu_{F_j^i}(x_i)$ 是 F_j^i 的隶属度. 令 $r_j(x) = \prod_{i=1}^n \mu_{F_j^i}(x_i) / \sum_{j=1}^N \left[\prod_{i=1}^n \mu_{F_j^i}(x_i) \right], R(x) = [r_1(x), r_2(x), \dots, r_N(x)]^T, W = [W_1, \dots, W_N]^T$, 模糊逻辑系统可以重新表示为 $y(x) = W^T R(x)$. 当所有隶属函数取为高斯函数时, 下面的引理成立.

引理1^[22] 对于定义在紧集 $\Omega \in R^n$ 上的任何连续函数 $\phi(x)$ 及任意的正数 σ , 必存在一个模糊逻辑系统 $y(x)$, 使得下列不等式成立:

$$\sup_{x \in \Omega} |\phi(x) - y(x)| = \sup_{x \in \Omega} |\phi(x) - W^T R(x)| \leq \sigma.$$

假设1 存在参数 W^* 使 $\phi(x)$ 的估计误差最小.

假设2 存在未知的常数 g_i 使得 $0 < g_i < g_i(x) < \infty$.

假设3 q 是有界的且平方可积.

假设4 参考输出 y_d 及 y_d 的各阶导数有界.

引理2^[21] 对于任何正的函数 $\alpha_i(t)$, 如下不等式成立:

$$\|x_i\| \leq \frac{\|x_i\|^2}{\sqrt{\|x_i\|^2 + \alpha_i^2(t)}} + \alpha_i(t). \tag{2}$$

选择 $\alpha_i(t)$ 满足条件

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \int_{t_0}^t \alpha_i(s) ds < \infty. \tag{3}$$

定义1^[12] 几乎扰动解耦是设计状态反馈, 使得闭环系统满足以下两个特性: 1) 当 $q(t) = 0$ 时, $\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = 0$; 2) 当 $q(t) \in L_2$ 时, 在零初始条件下, 对于给定的 $\gamma > 0$, 如下不等式成立:

$$\int_0^\infty y(t)^T y(t) dt \leq \gamma \int_0^\infty q(t)^T q(t) dt. \tag{4}$$

定义2^[15] 模糊近似扰动解耦是利用模糊控制方法设计状态反馈使得如下不等式成立:

$$\dot{V} \leq \gamma^2 q(t)^T q(t) - \varepsilon(\|y(t)\|) - y(t)^T y(t) + \varepsilon_0. \tag{5}$$

其中: V 是正定函数, $\varepsilon(\|y\|)$ 是 K_∞ 函数, γ 和 ε_0 是正常数.

对式(5)两侧分别进行积分, 可得如下不等式:

$$\int_0^\infty y(t)^T y(t) dt \leq \gamma^2 \int_0^\infty q(t)^T q(t) dt + \int_0^\infty \varepsilon_0 dt = \gamma^2 \int_0^\infty q(t)^T q(t) dt + \infty. \quad (6)$$

可以看出,定义2的理论价值不大,实际意义不明显.

定义3 模糊弱扰动解耦(fuzzy weak disturbance decoupling, FWDD)是设计状态反馈使得以下两个性质成立: 1) 当 $q(t) = 0$ 时, $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ 且 $\lim_{t \rightarrow \infty} x_i(t) = 0, i = 2, 3, \dots, n$. 2) 当 $q(t) \in L_2$ 时,在零初始条件下,如下不等式成立:

$$\int_0^\infty e(t)^T e(t) dt \leq \gamma \int_0^\infty q(t)^T q(t) dt + \varepsilon. \quad (7)$$

其中: $e(t) = y(t) - y_d(t)$, γ 和 $\varepsilon(\varepsilon < \infty)$ 均是正常数.

注1 定义1和定义3的区别可以从式(4)和(7)中看出. 如果 $\varepsilon = 0$,则定义3和定义1完全相同. 因此,如果ADD是可解的,则FWDD也是可解的. 然而,如果ADD不可解,则可以考虑FWDD问题. 由式(6)可以看出,定义2和定义3的区别是定义3中常数 ε 是有限的,而定义2中对应的常数是无穷的.

2 控制器设计和稳定性分析

首先,定义误差系统

$$\begin{cases} z_1 = x_1 - y_d; \\ z_i = x_i + \psi_{i-1}, i = 2, 3, \dots, n; \\ \tilde{\theta}_i = \theta_i^* - \theta_i, i = 1, 2, \dots, n. \end{cases} \quad (8)$$

其中: z_i 为误差变量, y_d 为参考输出, ψ_{i-1} 为虚拟控制律, $\tilde{\theta}_i$ 为参数估计误差, θ_i 为不确定参数 θ_i^* 的估计值, θ_i^* 的定义在以下设计方法中给出.

step 1: 由式(1)和(8)可得

$$\dot{z}_1 = g_1 x_2 + f_1 + b_1^T q - \dot{y}_d.$$

令 $F_1 = f_1 - \dot{y}_d, B_1 = b_1$. 选择Lyapunov函数

$$V_1 = \frac{1}{2g_1} z_1^2 + \frac{1}{2} h_1 \tilde{\theta}_1^2,$$

其中 $h_1 > 0$. 对 V_1 求导得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \frac{1}{g_1} z_1 (g_1 x_2 + F_1 + B_1^T q) - h_1 \tilde{\theta}_1 \dot{\theta}_1 = \\ & \frac{1}{g_1} z_1 (g_1 (z_2 - \psi_1) + F_1 + B_1^T q) - h_1 \tilde{\theta}_1 \dot{\theta}_1 \leq \\ & \frac{1}{g_1} z_1 \left(g_1 (z_2 - \psi_1) + F_1 + \frac{\alpha_1}{2\bar{\gamma}} z_1 B_1^T B_1 \right) + \\ & \frac{\bar{\gamma}}{2a_1} q^T q - h_1 \tilde{\theta}_1 \dot{\theta}_1, \end{aligned} \quad (9)$$

其中 $a_1 > 0$. 为了估计 $F_1 + \frac{\alpha_1}{2\bar{\gamma}} z_1 B_1^T B_1$,引入模糊逻辑系统 $\phi_1 = W_1^T R_1$,使得对于给定的任意常数 $\sigma_1 > 0$,估计误差 $|\delta_1| \leq \sigma_1$ 且下式成立:

$$\lambda_1 = F_1 + \frac{\alpha_1}{2\bar{\gamma}} z_1 B_1^T B_1 W_1^T R_1 + \delta_1. \quad (10)$$

进一步可得

$$\frac{1}{g_1} z_1 \lambda_1 = z_1 \bar{\theta}_1^T \Phi_1 \leq |z_1| \sqrt{\bar{\theta}_1^T \bar{\theta}_1} \sqrt{\Phi_1^T \Phi_1} \leq \frac{z_1^2 \theta_1^* \Phi_1^T \Phi_1}{\sqrt{z_1^2 \Phi_1^T \Phi_1 + \alpha_1^2}} + \theta_1^* \alpha_1. \quad (11)$$

其中: $\theta_1^* = \|\bar{\theta}_1\|, \bar{\theta}_1 = \left[\frac{1}{g_1} W_1^T, \frac{1}{g_1} \delta_1 \right]^T, \Phi_1 = [R_1^T, 1]^T$.

将式(11)代入(9)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \frac{1}{g_1} z_1 (g_1 (z_2 - \psi_1) + \lambda_1) + \frac{\bar{\gamma}}{2a_1} q^T q - h_1 \tilde{\theta}_1 \dot{\theta}_1 \leq \\ & \frac{1}{g_1} z_1 (g_1 z_2 - g_1 \psi_1) + \frac{z_1^2 \theta_1^* \Phi_1^T \Phi_1}{\sqrt{z_1^2 \Phi_1^T \Phi_1 + \alpha_1^2}} + \\ & \theta_1^* \alpha_1 + \frac{\bar{\gamma}}{2a_1} q^T q - h_1 \tilde{\theta}_1 \dot{\theta}_1. \end{aligned} \quad (12)$$

构造虚拟控制律

$$\psi_1 = \frac{z_1 \theta_1 \Phi_1^T \Phi_1}{\sqrt{z_1^2 \Phi_1^T \Phi_1 + \alpha_1^2}} + k_1 z_1, \quad (13)$$

其中 $k_1 > 0$. 将式(13)代入(12),可将 \dot{V}_1 进一步表示为

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq \frac{g_1}{g_1} z_1 z_2 + \frac{z_1^2 \theta_1^* \Phi_1^T \Phi_1}{\sqrt{z_1^2 \Phi_1^T \Phi_1 + \alpha_1^2}} - \\ & - \frac{g_1}{g_1} \left(\frac{z_1^2 \theta_1 \Phi_1^T \Phi_1}{\sqrt{z_1^2 \Phi_1^T \Phi_1 + \alpha_1^2}} + k_1 z_1^2 \right) + \\ & \theta_1^* \alpha_1(t) + \frac{\bar{\gamma}}{2a_1} q^T q - h_1 \tilde{\theta}_1 \dot{\theta}_1. \end{aligned}$$

由于 $-g_1/g_1 < -1, \dot{V}_1$ 满足如下不等式:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq \\ & \frac{g_1}{g_1} z_1 z_2 + \frac{z_1^2 \theta_1^* \Phi_1^T \Phi_1}{\sqrt{z_1^2 \Phi_1^T \Phi_1 + \alpha_1^2}} - \frac{z_1^2 \theta_1 \Phi_1^T \Phi_1}{\sqrt{z_1^2 \Phi_1^T \Phi_1 + \alpha_1^2}} - \\ & k_1 z_1^2 + \theta_1^* \alpha_1 + \frac{\bar{\gamma}}{2a_1} q^T q - h_1 \tilde{\theta}_1 \dot{\theta}_1 = \\ & - k_1 z_1^2 + \frac{g_1}{g_1} z_1 z_2 + \theta_1^* \alpha_1 + \frac{\bar{\gamma}}{2a_1} q^T q - \\ & h_1 \tilde{\theta}_1 \left(\dot{\theta}_1 - \frac{z_1^2 \Phi_1^T \Phi_1}{h_1 \sqrt{z_1^2 \Phi_1^T \Phi_1 + \alpha_1^2}} \right). \end{aligned} \quad (14)$$

设计自适应律

$$\dot{\theta}_1 = \frac{z_1^2 \Phi_1^T \Phi_1}{h_1 \sqrt{z_1^2 \Phi_1^T \Phi_1 + \alpha_1^2}} - v_1 \alpha_1 \theta_1. \quad (15)$$

将式(15)代入(14), \dot{V}_1 可以表示为

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq -k_1 z_1^2 + \frac{g_1}{g_1} z_1 z_2 + (\theta_1^* + v_1 h_1 \theta_1) \alpha_1 + \\ & \frac{\bar{\gamma}}{2a_1} q^T q, \end{aligned} \quad (16)$$

step $j(j = 2, 3, \dots, n - 1)$: $\dot{\psi}_{j-1}$ 具有如下形式:

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_{j-1} &= \sum_{i=1}^{j-1} \frac{\partial \psi_{j-1}}{\partial x_i} \dot{x}_i + \sum_{i=0}^{j-1} \frac{\partial \psi_{j-1}}{\partial y_d^{(i)}} \dot{y}_d^{(i+1)} + \\ & \sum_{i=1}^{j-1} \frac{\partial \psi_{j-1}}{\partial \alpha_i} \dot{\alpha}_i + \sum_{i=1}^{j-1} \frac{\partial \psi_{j-1}}{\partial \theta_i} \dot{\theta}_i = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^{j-1} \frac{\partial \psi_{j-1}}{\partial x_i} (g_i x_{i+1} + f_i + b_i^T q) + \\ & \sum_{i=0}^{j-1} \frac{\partial \psi_{j-1}}{\partial y_d^{(i)}} y_d^{(i+1)} + \sum_{i=1}^{j-1} \frac{\partial \psi_{j-1}}{\partial \alpha_i} \dot{\alpha}_i + \\ & \sum_{i=1}^{j-1} \frac{\partial \psi_{j-1}}{\partial \theta_i} \dot{\theta}_i. \end{aligned}$$

由式(8)和(1)可得

$$\begin{aligned} \dot{z}_j = & g_j x_{j+1} + f_j + b_j^T q + \sum_{i=0}^{j-1} \frac{\partial \psi_{j-1}}{\partial y_d^{(i)}} y_d^{(i+1)} + \\ & \sum_{i=1}^{j-1} \frac{\partial \psi_{j-1}}{\partial x_i} (g_i x_{i+1} + f_i + b_i^T q) + \\ & \sum_{i=1}^{j-1} \frac{\partial \psi_{j-1}}{\partial \alpha_i} \dot{\alpha}_i + \sum_{i=1}^{j-1} \frac{\partial \psi_{j-1}}{\partial \theta_i} \dot{\theta}_i = \\ & g_j x_{j+1} + F_j + B_j^T q. \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned} F_j = & f_j + \sum_{i=1}^{j-1} \frac{\partial \psi_{j-1}}{\partial x_i} (g_i x_{i+1} + f_i) + \sum_{i=0}^{j-1} \frac{\partial \psi_{j-1}}{\partial y_d^{(i)}} y_d^{(i+1)} + \\ & \sum_{i=1}^{j-1} \frac{\partial \psi_{j-1}}{\partial \alpha_i} \dot{\alpha}_i + \sum_{i=1}^{j-1} \frac{\partial \psi_{j-1}}{\partial \theta_i} \dot{\theta}_i, \\ B_j = & b_j + \sum_{i=1}^{j-1} \frac{\partial \psi_{j-1}}{\partial x_i} b_i. \end{aligned}$$

定义 $V_j = V_{j-1} + \frac{1}{2g_j} z_j^2 + \frac{1}{2} h_j \tilde{\theta}_j^2$, $h_j > 0$. 对 V_j

求导得

$$\begin{aligned} \dot{V}_j = & \dot{V}_{j-1} + \frac{1}{g_j} z_j (g_j x_{j+1} + F_j + B_j^T q) - h_j \tilde{\theta}_j \dot{\theta}_j \leq \\ & - \sum_{i=1}^{j-1} k_i z_i^2 + \sum_{i=1}^{j-1} (\theta_i^* + v_i h_i \theta_i) \alpha_i + \sum_{i=1}^{j-1} \frac{\bar{\gamma}}{2a_i} q^T q + \\ & z_j \left(\frac{g_j}{g_j} x_{j+1} + \frac{1}{g_j} F_j + \frac{g_{j-1}}{g_{j-1}} z_{j-1} \right) + \\ & \frac{1}{g_j} \frac{a_j}{2\bar{\gamma}} z_j^2 B_j^T B_j + \frac{\bar{\gamma}}{2a_j} q^T q - h_j \tilde{\theta}_j \dot{\theta}_j, \end{aligned} \quad (17)$$

其中 $a_j > 0$. 引入模糊逻辑系统 $\phi_j = W_j^T R_j$, 估计未知项 $\frac{1}{g_j} F_j + \frac{g_{j-1}}{g_{j-1}} z_{j-1} + \frac{1}{g_j} \frac{a_j}{2\bar{\gamma}} z_j B_j^T B_j$, 满足

$$\begin{aligned} \lambda_j = & \frac{1}{g_j} F_j + \frac{g_{j-1}}{g_{j-1}} z_{j-1} + \frac{1}{g_j} \frac{a_j}{2\bar{\gamma}} z_j B_j^T B_j = \\ & W_j^T R_j + \delta_j. \end{aligned} \quad (18)$$

其中: 对于给定的任意常数 $\sigma_j > 0$, 估计误差满足 $|\delta_j| \leq \sigma_j$. 由引理2可得

$$\begin{aligned} z_j \lambda_j = & z_j \bar{\theta}_j^T \Phi_j \leq |z_j| \sqrt{\bar{\theta}_j^T \bar{\theta}_j} \sqrt{\Phi_j^T \Phi_j} \leq \\ & \frac{z_j^2 \theta_j^* \Phi_j^T \Phi_j}{\sqrt{z_j^2 \Phi_j^T \Phi_j + \alpha_j^2}} + \theta_j^* \alpha_j. \end{aligned} \quad (19)$$

其中: $\theta_j^* = \|\bar{\theta}_j\|$, $\bar{\theta}_j = [W_j^T, \delta_j]^T$, $\Phi_j = [R_j^T, 1]^T$.

将式(19)代入(17)得

$$\begin{aligned} \dot{V}_j \leq & - \sum_{i=1}^{j-1} k_i z_i^2 + \sum_{i=1}^{j-1} (\theta_i^* + v_i h_i \theta_i) \alpha_i + \\ & \sum_{i=1}^{j-1} \frac{\bar{\gamma}}{2a_i} q^T q + \frac{g_j}{g_j} z_j x_{j+1} + \frac{\bar{\gamma}}{2a_j} q^T q + \\ & \frac{z_j^2 \theta_j^* \Phi_j^T \Phi_j}{\sqrt{z_j^2 \Phi_j^T \Phi_j + \alpha_j^2}} + \theta_j^* \alpha_j - h_j \tilde{\theta}_j \dot{\theta}_j = \\ & - \sum_{i=1}^{j-1} k_i z_i^2 + \sum_{i=1}^{j-1} (\theta_i^* + v_i h_i \theta_i) \alpha_i + \theta_j^* \alpha_j + \\ & \sum_{i=1}^j \frac{\bar{\gamma}}{2a_i} q^T q + \frac{g_j}{g_j} z_j (z_{j+1} - \psi_j) + \\ & \frac{z_j^2 \theta_j^* \Phi_j^T \Phi_j}{\sqrt{z_j^2 \Phi_j^T \Phi_j + \alpha_j^2}} - h_j \tilde{\theta}_j \dot{\theta}_j. \end{aligned} \quad (20)$$

构造虚拟控制律

$$\psi_j = \frac{z_j \theta_j \Phi_j^T \Phi_j}{\sqrt{z_j^2 \Phi_j^T \Phi_j + \alpha_j^2}} + k_j z_j, \quad (21)$$

其中 $k_j > 0$. 由于 $-g_j/g_j < -1$, 将式(21)代入(20)得

$$\begin{aligned} \dot{V}_j \leq & - \sum_{i=1}^{j-1} k_i z_i^2 + \frac{g_j}{g_j} z_j z_{j+1} + \sum_{i=1}^{j-1} (\theta_i^* + v_i h_i \theta_i) \alpha_i + \\ & \theta_j^* \alpha_j + \sum_{i=1}^j \frac{\bar{\gamma}}{2a_i} q^T q - \frac{g_j}{g_j} \frac{z_j^2 \theta_j \Phi_j^T \Phi_j}{\sqrt{z_j^2 \Phi_j^T \Phi_j + \alpha_j^2}} - \\ & \frac{g_j}{g_j} k_j z_j^2 + \frac{z_j^2 \theta_j^* \Phi_j^T \Phi_j}{\sqrt{z_j^2 \Phi_j^T \Phi_j + \alpha_j^2}} - h_j \tilde{\theta}_j \dot{\theta}_j = \\ & - \sum_{i=1}^j k_i z_i^2 + \frac{g_j}{g_j} z_j z_{j+1} + \sum_{i=1}^{j-1} (\theta_i^* + v_i h_i \theta_i) \alpha_i + \theta_j^* \alpha_j + \\ & \sum_{i=1}^j \frac{\bar{\gamma}}{2a_i} q^T q - h_j \tilde{\theta}_j \left(\dot{\theta}_j - \frac{z_j^2 \Phi_j^T \Phi_j}{h_j \sqrt{z_j^2 \Phi_j^T \Phi_j + \alpha_j^2}} \right). \end{aligned}$$

设计自适应律

$$\dot{\theta}_j = \frac{z_j^2 \Phi_j^T \Phi_j}{h_j \sqrt{z_j^2 \Phi_j^T \Phi_j + \alpha_j^2}} - v_j \alpha_j \theta_j, \quad (22)$$

其中 $v_j > 0$. \dot{V}_j 满足如下形式:

$$\begin{aligned} \dot{V}_j \leq & - \sum_{i=1}^j k_i z_i^2 + \frac{g_j}{g_j} z_j z_{j+1} + \sum_{i=1}^j (\theta_i^* + h_j v_j \theta_j) \alpha_i + \\ & \sum_{i=1}^j \frac{\bar{\gamma}}{2a_i} q^T q. \end{aligned}$$

注2 如果初始条件 $\theta_j(0) > 0$,则微分方程(22)的解一直为正,具体证明如下:

$$\begin{aligned} \theta_j(t) = & e^{-\int_0^t v_j \alpha_j(\tau) d\tau} \theta_j(0) + \\ & \int_0^t e^{-\int_\tau^t v_j \alpha_j(s) ds} \frac{z_j^2(\tau) \Phi_j^T(\tau) \Phi_j(\tau)}{h_j \sqrt{z_j^2(\tau) \Phi_j^T(\tau) \Phi_j(\tau) + \alpha_j^2(\tau)}} d\tau > 0. \end{aligned}$$

step n : $\dot{\psi}_{n-1}$ 满足

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_{n-1} = & \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \psi_{n-1}}{\partial x_i} \dot{x}_i + \sum_{i=0}^{n-1} \frac{\partial \psi_{n-1}}{\partial y_d^{(i)}} y_d^{(i+1)} + \\ & \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \psi_{n-1}}{\partial \alpha_i} \dot{\alpha}_i + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \psi_{n-1}}{\partial \theta_i} \dot{\theta}_i = \\ & \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \psi_{n-1}}{\partial x_i} (g_i x_{i+1} + f_i + b_i^T q) + \sum_{i=0}^{n-1} \frac{\partial \psi_{n-1}}{\partial y_d^{(i)}} y_d^{(i+1)} + \\ & \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \psi_{n-1}}{\partial \alpha_i} \dot{\alpha}_i + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \psi_{n-1}}{\partial \theta_i} \dot{\theta}_i. \end{aligned}$$

由式(8)和(1)可得

$$\begin{aligned} \dot{z}_n = & g_n u + f_n + b_n^T q + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \psi_{n-1}}{\partial x_i} (g_i x_{i+1} + f_i + b_i^T q) + \\ & \sum_{i=0}^{n-1} \frac{\partial \psi_{n-1}}{\partial y_d^{(i)}} y_d^{(i+1)} + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \psi_{n-1}}{\partial \alpha_i} \dot{\alpha}_i + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \psi_{n-1}}{\partial \theta_i} \dot{\theta}_i = \\ & g_n u + F_n + B_n^T q. \end{aligned} \quad (23)$$

其中

$$\begin{aligned} F_n = & f_n + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \psi_{n-1}}{\partial x_i} (g_i x_{i+1} + f_i) + \sum_{i=0}^{n-1} \frac{\partial \psi_{n-1}}{\partial y_d^{(i)}} y_d^{(i+1)} + \\ & \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \psi_{n-1}}{\partial \alpha_i} \dot{\alpha}_i + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \psi_{n-1}}{\partial \theta_i} \dot{\theta}_i, \\ B_n = & b_n + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \psi_{n-1}}{\partial x_i} b_i. \end{aligned}$$

构造

$$V_n = V_{n-1} + \frac{1}{2g_n} z_n^2 + \frac{1}{2} h_n \tilde{\theta}_n^2, \quad h_n > 0,$$

其导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_n = & \dot{V}_{n-1} + \frac{1}{g_n} z_n (g_n u + F_n + B_n^T q) - h_n \tilde{\theta}_n \dot{\theta}_n \leq \\ & - \sum_{i=1}^{n-1} k_i z_i^2 + \sum_{i=1}^{n-1} (\theta_i^* + v_i h_i \theta_i) \alpha_i + \\ & \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\bar{\gamma}}{2a_i} q^T q + z_n \left(\frac{g_n}{g_n} u + \frac{1}{g_n} F_n \right) + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} z_n \left(\frac{g_{n-1}}{g_{n-1}} z_{n-1} + \frac{1}{g_n} \frac{a_n}{2\bar{\gamma}} z_n B_n^T B_n \right) + \\ \frac{\bar{\gamma}}{2a_n} q^T q - h_n \tilde{\theta}_n \dot{\theta}_n, \end{aligned} \quad (24)$$

其中 $a_n > 0$. 引入模糊逻辑系统 $\phi_n = W_n^T R_n$, 估计未知项 $\frac{1}{g_n} F_n + \frac{g_{n-1}}{g_{n-1}} z_{n-1} + \frac{1}{g_n} \frac{a_n}{2\bar{\gamma}} z_n B_n^T B_n$, 具体表达式如下:

$$\begin{aligned} \lambda_n = & \frac{1}{g_n} F_n + \frac{g_{n-1}}{g_{n-1}} z_{n-1} + \frac{1}{g_n} \frac{a_n}{2\bar{\gamma}} z_n B_n^T B_n = \\ & W_n^T R_n + \delta_n. \end{aligned} \quad (25)$$

由引理2可得

$$\begin{aligned} z_n \lambda_n = z_n \bar{\theta}_n^T \Phi_n \leq |z_n| \sqrt{\bar{\theta}_n^T \bar{\theta}_n} \sqrt{\Phi_n^T \Phi_n} \leq \\ \frac{z_n^2 \theta_n^* \Phi_n^T \Phi_n}{\sqrt{z_n^2 \Phi_n^T \Phi_n + \alpha_n^2}} + \theta_n^* \alpha_n. \end{aligned} \quad (26)$$

其中: $\theta_n^* = \|\bar{\theta}_n\|$, $\bar{\theta}_n = [W_n^T, \delta_n]^T$, $\Phi_n = [R_n^T, 1]^T$.

将式(26)代入(24)得

$$\begin{aligned} \dot{V}_n \leq & - \sum_{i=1}^{n-1} k_i z_i^2 + \sum_{i=1}^{n-1} (\theta_i^* + v_i h_i \theta_i) \alpha_i + \\ & \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\bar{\gamma}}{2a_i} q^2 + \frac{g_n}{g_n} z_n u + \frac{\bar{\gamma}}{2a_n} q^T q + \\ & \frac{z_n^2 \theta_n^* \Phi_n^T \Phi_n}{\sqrt{z_n^2 \Phi_n^T \Phi_n + \alpha_n^2}} + \theta_n^* \alpha_n - h_n \tilde{\theta}_n \dot{\theta}_n = \\ & - \sum_{i=1}^{n-1} k_i z_i^2 + \sum_{i=1}^{n-1} (\theta_i^* + v_i h_i \theta_i) \alpha_i + \\ & \theta_n^* \alpha_n + \sum_{i=1}^n \frac{\bar{\gamma}}{2a_i} q^T q + \frac{g_n}{g_n} z_n u + \\ & \frac{z_n^2 \theta_n^* \Phi_n^T \Phi_n}{\sqrt{z_n^2 \Phi_n^T \Phi_n + \alpha_n^2}} - h_n \tilde{\theta}_n \dot{\theta}_n. \end{aligned} \quad (27)$$

构造实际控制律

$$u = - \frac{z_n \theta_n \Phi_n^T \Phi_n}{\sqrt{z_n^2 \Phi_n^T \Phi_n + \alpha_n^2}} - k_n z_n, \quad (28)$$

其中 $k_n > 0$. 由于 $-g_n/g_n < -1$, 将式(28)代入(27), 可推导出

$$\begin{aligned} \dot{V}_n \leq & - \sum_{i=1}^{n-1} k_i z_i^2 + \sum_{i=1}^{n-1} (\theta_i^* + v_i h_i \theta_i) \alpha_i + \theta_n^* \alpha_n + \\ & \sum_{i=1}^n \frac{\bar{\gamma}}{2a_i} q^T q - \frac{g_n}{g_n} \frac{z_n^2 \theta_n \Phi_n^T \Phi_n}{\sqrt{z_n^2 \Phi_n^T \Phi_n + \alpha_n^2}} - \\ & \frac{g_n}{g_n} k_n z_n^2 + \frac{z_n^2 \theta_n^* \Phi_n^T \Phi_n}{\sqrt{z_n^2 \Phi_n^T \Phi_n + \alpha_n^2}} - h_n \tilde{\theta}_n \dot{\theta}_n = \\ & - \sum_{i=1}^n k_i z_i^2 + \sum_{i=1}^{n-1} (\theta_i^* + v_i h_i \theta_i) \alpha_i + \theta_n^* \alpha_n - \\ & h_n \tilde{\theta}_n \left(\dot{\theta}_n - \frac{z_n^2 \Phi_n^T \Phi_n}{h_n \sqrt{z_n^2 \Phi_n^T \Phi_n + \alpha_n^2}} \right) + \sum_{i=1}^n \frac{\bar{\gamma}}{2a_i} q^T q. \end{aligned} \quad (29)$$

设计自适应律

$$\dot{\theta}_n = \frac{z_n^2 \Phi_n^T \Phi_n}{h_n \sqrt{z_n^2 \Phi_n^T \Phi_n + \alpha_n^2}} - v_n \alpha_n \theta_n, \quad (30)$$

其中 $v_n > 0$. 将式(30)代入(29)得

$$\dot{V}_n \leq - \sum_{i=1}^n k_i z_i^2 + \sum_{i=1}^n (\theta_i^* + v_i h_i \theta_i) \alpha_i + \sum_{i=1}^n \frac{\bar{\gamma}}{2a_i} q^T q. \quad (31)$$

可将式(31)简化为

$$\dot{V}_n \leq - \sum_{i=1}^n k_i z_i^2 + k_1 \gamma q^T q + \alpha(t). \quad (32)$$

其中

$$\alpha(t) = \sum_{i=1}^n (\theta_i^* + v_i h_i \theta_i) \alpha_i, \gamma = \frac{1}{k_1} \sum_{i=1}^n \frac{\bar{\gamma}}{2a_i}. \quad (33)$$

定理1 在满足假设1~假设4的前提下,通过选择正的、递减的、可积函数 $\alpha_i(t)$,实际控制律(27),虚拟控制律(21)和自适应律(22)保证闭环系统具有如下特性: 1) 当 $q(t) = 0$ 时, $\lim_{t \rightarrow \infty} (y(t) - y_d(t)) = 0$ 且

$\lim_{t \rightarrow \infty} x_i(t) = 0$. 2) 当 $q(t) \in L_2$ 时, $\varepsilon = \frac{1}{k_1} \int_0^\infty \alpha(t) dt$, 如下不等式在零初始条件下成立:

$$\int_0^\infty (y(t) - y_d(t))^2 dt \leq \gamma \int_0^\infty q(t)^T q(t) dt + \varepsilon. \quad (34)$$

证明 由式(32)可得

$$\dot{V}_n \leq -k_1 (y(t) - y_d(t))^2 + k_1 \gamma q^T q + \alpha(t). \quad (35)$$

在零初始状态下对式(35)积分得

$$0 < V_n(z(\infty)) \leq - \int_0^\infty k_1 (y(t) - y_d(t))^2 dt + k_1 \gamma \int_0^\infty q^T q dt + k_1 \varepsilon. \quad (36)$$

由式(3)可知, $0 \leq \varepsilon < \infty$, 则式(36)变为(34).

最后,证明 $q(t) = 0$ 时 z_j 的渐近收敛性. 对式(32)取积分得

$$V_n(z(t)) - V_n(z(0)) + \sum_{i=1}^n \int_0^t k_i z_i^2(t) dt \leq k_1 \gamma \int_0^t q^T(t) q(t) dt + \int_0^t \alpha(t) dt < \infty. \quad (37)$$

由式(37)可得, q 平方可积, $\alpha(t)$ 可积, 所以 $V_n(z(t))$ 有界. 由 V_n 的定义式可知, z_i 和 $\tilde{\theta}_i$ 一致有界.

由式(13)可得

$$\psi_1 = \frac{z_1 \theta_1 \Phi_1^T \Phi_1}{\sqrt{z_1^2 \Phi_1^T \Phi_1 + \alpha_1^2}} + k_1 z_1 \leq \theta_1 \sqrt{\Phi_1^T \Phi_1 + k_1 z_1},$$

其中 $\Phi_1 = [R_1^T, 1]^T$. 因 $\tilde{\theta}_1 = \theta_1 - \theta_1^*$ 有界, 所以 θ_1 有界. 由于 R_1 和 z_1 有界, 可以得出 ψ_1 是有界的. 由于 $z_2 = x_2 + \psi_1$, 可以得到 $|x_2| \leq |z_2| + |\psi_1|$, 继而得出 x_2 有界. 由 $\dot{z}_1 = g_1 x_2 + f_1 - \dot{y}_d + b_1^T q$ 以及假设2~假设4, 可以得出 \dot{z}_1 有界. 同样借助 ψ_j 的定义, 可以得知虚拟控制信号 ψ_j 和 \dot{z}_j 的有界性. 因此, 能够

得到 $z_j(t)$ 是一致连续的. 应用 Barbalat 引理, 可推得 $\lim_{t \rightarrow \infty} z_j = 0, j = 1, 2, \dots, n$. 进一步推得 $\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_j = 0$ 和 $\lim_{t \rightarrow \infty} x_j = 0$. \square

3 仿真算例

在本节中,为了更好地展示本文所设计的模糊弱扰动解耦控制器的控制性能,将本文所设计的控制律与文献[11]提出的模糊渐近扰动解耦控制器做对比. 考虑如下所示的二阶类严格反馈系统:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= g_1 x_2 + f_1 + b_1 q, \\ \dot{x}_2 &= g_2 u + f_2 + b_2 q. \end{aligned} \quad (38)$$

其中

$$\begin{aligned} g_1 &= 1 + 0.2 \cos(0.2\pi t), \quad g_2 = 2 + 0.4 \sin(0.2\pi t), \\ f_1 &= f_2 = 20x_1, \quad b_1 = b_2 = x_1. \end{aligned}$$

初始条件 $x_1(0) = 0.3, x_2(0) = 0.3, \theta_1(0) = 0, \theta_2(0) = 0$. 参考输出 $y_d = 0.5 \sin(0.1\pi t)$. t 在 15 s 至 16 s 时加入扰动 $q = 3$.

算例1 模糊弱扰动解耦控制器由实际控制律(28),虚拟控制律(21)和自适应律(22)构成. 通过试错法,确定控制参数如下: $k_1 = 100, k_2 = 10, v_1 = v_2 = 5, h_1 = 0.001, h_2 = 0.01, \alpha_1(t) = \alpha_2(t) = 0.1e^{-0.02t}$.

算例2 通过文献[11]中的模糊渐近扰动解耦方法对系统(38)进行控制器设计,虚拟控制律 ψ_1 , 控制输入 u , 自适应律 $\dot{\theta}_1$ 和 $\dot{\theta}_2$ 分别为

$$\psi_1 = \frac{1}{2a_1} z_1 \theta_1 R_1^T R_1 + \frac{1}{2} z_1 + k_1 z_1; \quad (39)$$

$$u = - \left(\frac{1}{2a_2} z_2 \theta_2 R_2^T R_2 + \frac{1}{2} z_2 + k_2 z_2 \right); \quad (40)$$

$$\dot{\theta}_1 = \frac{1}{2h_1 a_1} z_1^2 R_1^T R_1, \quad \dot{\theta}_2 = \frac{1}{2h_2 a_2} z_2^2 R_2^T R_2. \quad (41)$$

其中:模糊逻辑系统 $W_1^T R_1$ 和 $W_2^T R_2$ 分别用来估计

$$\begin{aligned} f_1 + \frac{1}{2\gamma} z_1 b_1^2 &= W_1^T R_1 + \delta_1, \\ f_2 + g_1 z_1 + \frac{1}{2\gamma} z_2 b_2^2 - \dot{\psi}_1 &= W_2^T R_2 + \delta_2, \end{aligned}$$

使得对于任意给定的 $\kappa_i > 0, |\delta_i| \leq \kappa_i, i = 1, 2$. 控制器参数设计如下: $k_1 = 100, k_2 = 10, h_1 = 0.0001, h_2 = 0.1, a_1 = a_2 = 5$.

仿真1和仿真2的结果如图1~图4所示.

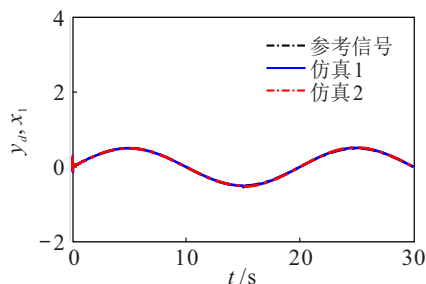
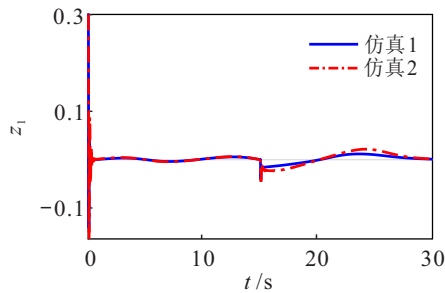
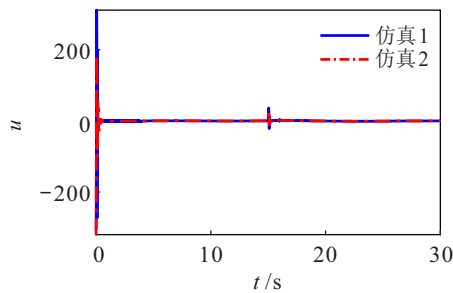
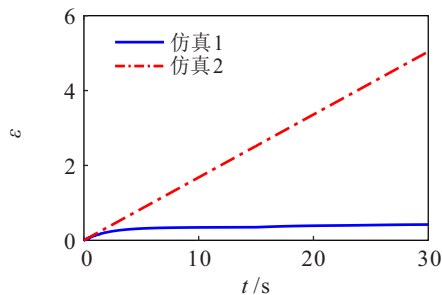


图1 参考输出 y_d 和输出信号 x_1

图2 跟踪误差 z_1 图3 控制输入 u 图4 仿真1和仿真2中的 ε

y 和 y_d 如图1所示; z_1 如图2所示; u 如图3所示, u 经过暂态期间的震荡, 在稳态时趋近于0; 仿真1和仿真2中的 ε 如图4所示, 仿真1中的 ε 是随时间递增而有界收敛, 仿真2中的 ε 随时间递增而发散。

注3 在模糊弱扰动解耦控制器仿真中, 提高 k_1 和 k_2 , 会增大 u 的幅值, 缩短调节时间, ε 变小. 提高 α 的幅值, u 的幅值有变小的趋势, ε 变小, 调节时间变长; 提高 α 的衰减率, 调节时间变短, u 的幅值有变大的趋势, ε 有变小的趋势, 但是变化并不明显。

注4 因为模糊WDD控制器设计过程中引入正的、递减的可积函数 $\alpha(t)$, 所以与ADD相比, 模糊WDD增益不等式右侧多出一个常数. 然而, 文献[11]利用模糊万能逼近定理估计所有的已知/未知项, 使用杨氏不等式把状态变量和估计误差分开, 致使李雅普诺夫函数的导数出现正的常数项, 因此在对其进行积分时会出现无穷大, 所以影响了模糊近似扰动解耦的理论价值和实际意义。

4 结论

本文提出了模糊弱扰动解耦新概念, 研究了类严格反馈系统的模糊弱扰动解耦控制问题. 通过构造

李雅普诺夫函数、使用一些不等式以及模糊控制策略对模糊弱扰动解耦控制器进行了设计. 除此之外, 本文提出的控制策略实现了系统状态的渐近收敛. 最后, 通过稳定性分析和仿真实例验证了模糊弱扰动解耦控制器的有效性. 由于假设虚拟控制系数下有界且下界为未知常数, 限制了本文的应用范围, 未来将考虑使用Nussbaum控制技术^[23]处理虚拟控制系数为未知函数的系统. 此外, 将考虑将弱扰动解耦控制技术应用到随机系统^[24]以及高阶全驱系统^[25]中。

参考文献(References)

- [1] Willems J C, Commault C. Disturbance decoupling by measurement feedback with stability or pole placement[J]. *SIAM Journal on Control and Optimization*, 1981, 19(4): 490-504.
- [2] Willems J. Almost invariant subspaces: An approach to high gain feedback design — Part II: Almost conditionally invariant subspaces[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1982, 27(5): 1071-1085.
- [3] Marino R, Respondek W, Van der Schaft A J. Almost disturbance decoupling for single-input single-output nonlinear systems[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1989, 34(9): 1013-1017.
- [4] Weiland S, Willems J C. Almost disturbance decoupling with internal stability[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1989, 34(3): 277-286.
- [5] Lin Z L. H_∞ almost disturbance decoupling with internal stability for linear systems subject to input saturation[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1997, 42(7): 992-995.
- [6] Marino R, Tomei P. Adaptive output feedback regulation with almost disturbance decoupling for nonlinearly parameterized systems[J]. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2000, 10(8): 655-669.
- [7] Qian C J, Lin W. Almost disturbance decoupling for a class of high-order nonlinear systems[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2000, 45(6): 1208-1214.
- [8] Li C Y, Wang W. Fuzzy almost disturbance decoupling for MIMO nonlinear uncertain systems based on high-gainobserver[J]. *Neurocomputing*, 2013, 111: 104-114.
- [9] Li C Y, Zhong J H. Fuzzy output feedback control with almost disturbance decoupling for MIMO nonlinear systems[C]. *Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference*. Nanjing, 2014: 4514-4519.
- [10] Liu X P, Wang Z Q, Wang W. A gain-tuning method for almost disturbance decoupling problems of nonlinear systems with zero dynamics[J]. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2022, 32(7): 4459-4476.
- [11] Chen B, Tong S C, Liu X P. Fuzzy approximate disturbance decoupling of MIMO nonlinear systems by backstepping approach[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 2007,

- 158(10): 1097-1125.
- [12] Liu X P, Liu Y, Zhou Y C, et al. The finite-time almost disturbance decoupling for nonlinear systems[J]. International Journal of Systems Science, 2018, 49(10): 2243-2256.
- [13] Zhang Z Y, Liu X P, Liu Y, et al. Fixed-time almost disturbance decoupling of nonlinear time-varying systems with multiple disturbances and dead-zone input[J]. Information Sciences, 2018, 450: 267-283.
- [14] Wang N, Liu X P, Liu C G, et al. Almost disturbance decoupling for HOFA nonlinear systems with strict-feedback form[J]. Journal of Systems Science and Complexity, 2022, 35(2): 481-501.
- [15] Chien T L, Chen C C, Huang Y C, et al. Stability and almost disturbance decoupling analysis of nonlinear system subject to feedback linearization and feedforward neural network controller[J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2008, 19(7): 1220-1230.
- [16] Sun Z Y, Zhang C H, Wang Z. Adaptive disturbance attenuation for generalized high-order uncertain nonlinear systems[J]. Automatica, 2017, 80: 102-109.
- [17] Jiang K, Wang X M, Niu B, et al. Finite-time adaptive neural control and almost disturbance decoupling for disturbed MIMO non-strict-feedback nonlinear systems[J]. Journal of the Franklin Institute, 2020, 357(16): 11750-11772.
- [18] Liu X P, Jutan A, Rohani S. Almost disturbance decoupling of MIMO nonlinear systems and application to chemical processes[J]. Automatica, 2004, 40(3): 465-471.
- [19] Zhong Z Z, Wang J C. Looper-tension almost disturbance decoupling control for hot strip finishing mill based on feedback linearization[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(8): 3668-3679.
- [20] Kang S, Nagamune R, Yan H. Almost disturbance decoupling force control for the electro-hydraulic load simulator with mechanical backlash[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2020, 135: 106400.
- [21] Li Y X. Barrier Lyapunov function-based adaptive asymptotic tracking of nonlinear systems with unknown virtual control coefficients[J]. Automatica, 2020, 121: 109181.
- [22] Wang L X. A course in fuzzy systems & control[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2003: 96-99.
- [23] Qi H, Zhang Z, Xu J T, et al. Integrated guidance and control of missile based on Nussbaum gain adaptive sliding mode control method[J]. Control and Decision, 2017, 32(1): 93-99.
- [24] Li W Q, Jing Y W, Zhang S Y. State-feedback stabilization of a class of high-order stochastic nonlinear systems[J]. Control and Decision, 2011, 26(3): 439-442.
- [25] Duan G R. High-order fully actuated system approaches—Part III: Robust control and high-order backstepping[J]. International Journal of Systems Science, 2021, 52(5): 952-971.

作者简介

刘晓平(1962—), 男, 教授, 博士生导师, 从事奇异系统、非线性控制等研究, E-mail: xliu2@lakeheadu.ca;
 王娜(1995—), 女, 博士生, 从事非线性控制的研究, E-mail: wangna123789@163.com;
 刘存根(1982—), 男, 副教授, 博士, 从事非线性控制的研究, E-mail: Littleeggs@sdjzu.edu.cn.



特邀专家 刘晓平, 分别于1984、1987和1989年在东北大学获得学士、硕士和博士学位。1989 ~ 2001年就职于东北大学信息科学与工程学院, 2001年入职加拿大湖首大学电气工程系, 现为山东建筑大学特聘教授。研究方向包括奇异系统、非线性控制、自适应控制等。曾任《自动化学报》《Actuators》《Complexity》《International Journal of Systems, Control and Communications》《International Journal of Control Theory and Applications》等期刊编委。曾获长江学者、中国科协青年科技奖、陈香梅教育奖励基金优良教师一等奖等荣誉称号。曾获教育部科技进步一等奖两项、二等奖一项以及辽宁省科技进步二等奖一项。主持过跨世纪人才基金、自然科学基金等项目。

专家寄语 艰苦耕耘百年, 培育桃李无数, 勇于开拓创新, 科技硕果累累。祝福母校华诞, 开启崭新征程, 不断攀登高峰, 再创耀眼辉煌。