

不确定非线性时滞关联大系统 自适应分散容错控制

郭涛¹ 梁燕军¹

摘要 针对一类不确定非线性时滞关联大系统, 提出了一种基于时滞代换的自适应分散容错控制方案. 该方案采用模糊逻辑系统作为逼近器, 提出了时滞代换的方法处理系统未知时滞关联函数, 并结合自适应技术处理代换误差和逼近误差. 与现有方法相比, 本文方法能在线补偿所有四种类型的执行器故障, 系统控制器的设计也不再依赖于时滞假设条件, 同时还可保证闭环系统所有信号全局一致最终有界. 仿真结果进一步验证了本文方法的有效性.

关键词 关联大系统, 时滞系统, 时滞代换, 全局稳定性, 模糊逼近, 执行器故障

引用格式 郭涛, 梁燕军. 不确定非线性时滞关联大系统自适应分散容错控制. 自动化学报, 2017, 43(3): 486–492

DOI 10.16383/j.aas.2017.c150827

Adaptive Decentralized Fault-tolerant Control for Uncertain Nonlinear Time-delay Large Scale Systems

GUO Tao¹ LIANG Yan-Jun¹

Abstract In this paper, a delay replacement based adaptive decentralized fault-tolerant control method is proposed for a class of uncertain nonlinear time-delay large-scale systems. With fuzzy logic systems as approximators, a novel delay replacement technique is proposed to deal with the unknown delayed nonlinear interconnection functions, and adaptive technique is combined to deal with the errors of replacement and approximation. Compared with the existing results, all of the four types of actuator faults can be compensated for online, the controller design is no longer depended on the assumptions of the time-delays, and the globally uniformly ultimately boundedness of the closed-loop system is guaranteed. Simulation results are provided to show the effectiveness of the control approach.

Key words Interconnected large-scale system, time-delay system, delay replacement, global stability, fuzzy approximation, actuator fault

Citation Guo Tao, Liang Yan-Jun. Adaptive decentralized fault-tolerant control for uncertain nonlinear time-delay large scale systems. *Acta Automatica Sinica*, 2017, 43(3): 486–492

非线性系统控制中, 反推控制 (Backstepping control, BC) 是一种重要的设计方法, 在不确定非线性系统、非线性时滞系统和容错控制等方面得到广泛应用.

收稿日期 2015-12-16 录用日期 2016-04-18

Manuscript received December 16, 2015; accepted April 18, 2016

河南省创新型科技团队项目 (C20150028), 河南省高校创新人才项目 (15HASTIT021), 河南省基础与前沿技术研究计划 (142300410114), 河南省教育厅自然科学基金项目 (13A520017) 资助

Supported by the Innovation Scientists and Technicians Troop Construction Projects of Henan Province (C20150028), the Program for Science & Technology Innovation Talents in Universities of Henan Province (15HASTIT021), the Science and Technology Project of Henan Province (142300410114), and the Project of Natural Science Foundation of Henan Provincial Department of Education (13A520017)

本文责任编辑 刘允刚

Recommended by Associate Editor LIU Yun-Gang

1. 安阳师范学院计算机与信息工程学院 安阳 455000

1. School of Computer and Information Engineering, Anyang Normal University, Anyang 455000

对于不确定非线性系统的反推控制, 常采用模糊逻辑系统或神经网络作为逼近器, 并发展出基于逼近器的自适应反推控制 (Approximator-based adaptive backstepping control, ABABC). 但由于这些逼近器的输入仅当保持在某一个紧集内才是有效的, 因此闭环系统只能保证为半全局稳定^[1-2]. 为了解决这个问题, 最近发展出两种可得全局稳定结果的方法. 一种方法是采用代换技术^[3-6], 将未知函数的输入替换为有界的系统参考信号, 从而使得逼近器对未知函数的逼近始终成立. 另一种方法是采用复合切换技术^[7-10], 通过在逼近器所成立的紧集外部设置额外的控制率保证闭环系统的全局稳定性. 基于代换的方法结构简单, 但主要适用于系统不确定项仅含系统输出变量 y 的系统; 基于切换的方法可适用于系统不确定项含任意变量, 但控制器结构复杂.

对于非线性时滞系统的反推控制, 主要是通过构造 Lyapunov-Krasovskii 或 Lyapunov-Razumikhin 泛函, 来消除时滞对闭环系统稳定性的影响. Ge 等针对一类含未知虚拟控制系数的不确定非线性时滞系统, 提出了神经网络自适应反推控制方法^[11], 同时避免控制奇异性问题. 同神经网络一样, 模糊逻辑系统 (Fuzzy logic system, FLS) 也被用来作为非线性逼近器, 处理不确定非线性时滞系统中的未知非线性时滞函数^[12]. 该领域最新的一些研究成果主要集中在严格反馈系统^[5, 13]、关联大系统分散控制^[14-15]、随机系统^[16]、多输入多输出非线性系统^[17-18], 以及实际应用如二阶化学反应器^[19]等. 值得指出的是, 时滞系统控制器的设计常依赖于对系统未知时滞所做的假设条件, 如系统时滞为已知常数、未知常数、有界的未知时变时滞和时变时滞 $d(t)$ 的导数满足 $\dot{d}(t) < d^* < 1$ 等. 如何构造不依赖于时滞假设条件的控制器的研究结果并不多见.

针对日益复杂的控制系统, 反推控制也与容错控制 (Fault-tolerant control, FTC) 相结合, 发展出基于 FTC 的反推控制方法, 显著提高了复杂系统的控制可靠性. 文献 [20] 将 FTC 与 BC 相结合, 针对一类参数化严格反馈系统, 提出了一种自适应容错补偿控制方案, 并应用于“双水獭”飞机的飞控模型中, 取得了满意的控制结果. 沿着这个思路, 文献 [21] 讨论了不确定非线性系统的容错控制问题, 模糊逻辑系统或神经网络用来在线逼近系统未知函数, 文献 [22] 讨论了具有随机执行器故障的非线性系统容错控制问题, 文献 [23] 则讨论了具有时变执行器的非线性系统的容错控制问题. 容错控制在多输入多输出非线性系统、关联大系统方面的推广见文献 [24-25]. 值得注意的是, 针对时滞非线性系统容错控制的研究结果较少, 仅有如文献 [25] 给出了基于 BC 和 FTC 的控制结果, 但控制器的设计需依赖于时滞假设条件 $0 \leq \tau_i(t) \leq \bar{\tau}_i$, $\dot{\tau}_i(t) < \bar{\tau}_i^* < 1$.

本文针对一类含有未知时滞关联项的关联大系统, 提出了一种基于时滞代换的自适应分散容错控制方案. 采用模糊逻辑系统逼近系统未知时滞关联项, 采用时滞代换技术处理逼近器输入中的时滞信号, 并基于 FTC 的理论构建了全局稳定的自适应容错控制器. 与现有研究结果相比, 本文的主要贡献可归纳如下. 首先, 本文用参考信号 y_r 代换未知时滞关联函数中的未知时滞输出 y_d , 使得自适应模糊控制器的构建不再依赖于对系统时滞所做的假设条件, 大大增加了控制器设计的便易性. 其次, 借鉴文献 [3] 的思想, 本文也用代换的方法保证系统的全局稳定性. 不同的是, 由于代换的是系统输出时滞信号 y_d , 本文精心设计了特殊方法来消除含有时滞的代换误差. 第三, 本文考虑了容错控制中的所有四种执行器故障模型, 这些故障模型均可由所构建的自适应控制器有效补偿.

本文中, 对于未知常数 a , 向量 \mathbf{B} 和矩阵 C , \hat{a} 表示 a 的估计值, \tilde{a} 表示 a 与 \hat{a} 之间的差, 即 $\tilde{a} = a - \hat{a}$; $\|\mathbf{B}\|$ 表示 \mathbf{B} 的 2-范数, $\lambda_{\max}(C)$ 表示矩阵 C 的最大特征值.

1 问题描述

考虑如下关联大系统, 其第 i 个子系统为

$$\begin{cases} \dot{x}_{i,j} = x_{i,j+1} + f_{i,j}(\bar{\mathbf{x}}_{i,j}) + h_{i,j}(\mathbf{y}_d), \\ \quad \quad \quad 1 \leq j \leq n_i, 1 \leq i \leq N \\ \dot{x}_{i,n_i} = \boldsymbol{\omega}_i^T \mathbf{u}_i + f_{i,n_i}(x_i) + h_{i,n_i}(\mathbf{y}_d) \\ y_i = x_{i,1} \end{cases} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{x}_i = [x_{i,1}, \dots, x_{i,n_i}]^T$ 为系统状态, y_i 为系统输出; $\mathbf{u}_i = [u_{i,1}, u_{i,2}, \dots, u_{i,m_i}]^T \in \mathbf{R}^{m_i}$ 为系统输入, 同时也是执行器的输出, 下标 m_i 表示系统输入的个数, 注意本文考虑了可能发生的执行器失效情况; $\bar{\mathbf{x}}_{i,j} = [x_{i,1}, x_{i,2}, \dots, x_{i,j}]^T$, $1 \leq j \leq n_i$; 关联项 $h_{i,j}(\mathbf{y}_d)$ 为未知光滑函数, $\mathbf{y}_d = [y_1(t - d_1(t)), y_2(t - d_2(t)), \dots, y_N(t - d_N(t))]^T$, $d_i(t)$ 为未知时滞; $\boldsymbol{\omega}_i^T = [\omega_{i,1}, \omega_{i,2}, \dots, \omega_{i,m_i}] \in \mathbf{R}^{m_i}$ 为常数向量.

控制目标: 所考虑的执行器失效均可得到有效的补偿, 闭环系统为全局一致最终有界 (Global uniformly ultimately bounded, GUUB), 跟踪误差可以收敛到原点附近的一个小邻域内.

假设 1. 在区间 $[0, +\infty)$ 上, 参考信号 $y_{i,r}(t)$ 及其前 n_i 阶导数已知, 分段连续且有界.

2 预备知识

2.1 执行器失效模型

本文考虑的四种执行器失效模型在实际控制系统中常常会发生. 这四种模型为损伤 (Loss of effectiveness, LOE)、卡死 (Lock in place, LIP)、飞车或饱和 (Hard over fault, HOF)、松浮 (Float), 可将其表述如下

$$u_i(t) = \begin{cases} k_i(t)u_i^c(t), & 0 < k_i(t) < 1, \forall t \geq t_i^F, & \text{LOE} \\ u_i^c(t_i^F), & \forall t \geq t_i^F, & \text{LIP} \\ \underline{u}_i \text{ 或 } \bar{u}_i, & \forall t \geq t_i^F, & \text{HOF} \\ 0, & \forall t \geq t_i^F, & \text{Float} \end{cases} \quad (2)$$

其中, $u_i^c(t)$ 为系统控制器的输出, 同时也是执行器的输入, $u_i(t)$ 为执行器的输出, $u_i^c(t_i^F)$ 为执行器卡死时的输出值, \bar{u}_i 和 \underline{u}_i 为 $u_i^c(t)$ 的上下限, t_i^F 为执行器发生损伤的时间, 下标 i 表示第 i 个执行器. 针对系统 (1), 模型 (2) 可表示为

$$\begin{aligned} u_{i,k}(t) &= k_{i,k}(t)u_{i,k}^c(t) + u_{i,k}^F, \quad \forall t \geq t_{i,k}^F \\ k_{i,k}(t)u_{i,k}^F &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

其中, 下标 k 表示该子系统中第 k 个执行器, $k_{i,k}(t) \in [0, 1]$, $1 \leq k \leq m_i$. 当 $k_{i,k}(t) = 1, u_{i,k}^F = 0$ 时, 无故障; 当 $0 < k_{i,k}(t) < 1, u_{i,k}^F = 0$ 时, LOE; 当 $k_{i,k}(t) = 0, u_{i,k}^F = u_{i,k}^c(t_{i,k}^F)$ 时, LIP; 当 $k_{i,k}(t) = 0, u_{i,k}^F = \bar{u}_{i,k}$ 或 $u_{i,k}^F = \underline{u}_{i,k}$ 时, HOF; 当 $k_{i,k}(t) = 0, u_{i,k}^F = 0$ 时, Float.

由式 (3) 可知, $\sum_{k=1}^{m_i} u_{i,k} = \sum_{k=k_1, \dots, k_p} k_{i,k} u_{i,k}^c + \sum_{k \neq k_1, \dots, k_p} u_{i,k}^F$, 且 $k_{i,k} u_{i,k}^F = 0$. 记 $\sum_{k=k_1, \dots, k_p}$ 为 \sum_1 , $\sum_{k \neq k_1, \dots, k_p}$ 为 \sum_2 , 则有

$$\sum_{k=1}^{m_i} u_{i,k} = \sum_1 k_{i,k} u_{i,k}^c + \sum_2 u_{i,k}^F \quad (4)$$

假设 2. 对于关联大系统 (1) 的任何一个子系统来说, 对于其 m_i 个执行器输出, 若其中有任意不大于 $m_i - 1$ 个执行器发生 LIP、HOF 或 Float, 剩余的执行器仍可驱使闭环系统达到上述控制目标. 这也是研究容错控制问题的基本假设.

注 1. 文献 [26] 首次提出了式 (2) 所示的飞控系统执行器四种失效模型, 但现有一些研究结果如文献

[22, 24–25, 27–29] 等仅考虑了 LOE 和 LIP 模型. 由于松浮 (操纵面脱离控制)、飞车或饱和 (执行器处于极限位置) 这两种故障类型也可导致严重的故障 (如 1985 年日本的 Flight123, 2002 年阿拉斯加的 Flight85), 故在设计容错控制器时考虑到这两种执行器故障的影响, 具有重要的现实意义. 本文同时考虑了这四种故障模型, 这是本文的第一个主要特点.

2.2 模糊逼近

本文采用 FLS 作为系统 (1) 中未知关联函数的逼近器. 若模糊逼近器采用单点模糊化、乘积运算的模糊蕴含规则、重心法解模糊和高斯函数的隶属度函数时, 可以表示为^[30]

$$f(\mathbf{x}|\boldsymbol{\theta}) = \sum_{l=1}^M \bar{y}_l \varphi_l(\mathbf{x}) = \boldsymbol{\theta}^T \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}) \quad (5)$$

其中, $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_n]^T$ 为模糊逼近器的输入; $f(\mathbf{x}|\boldsymbol{\theta})$ 为模糊逼近器的输出; $\boldsymbol{\theta} = (\bar{y}_1, \dots, \bar{y}_M)$ 为未知参数向量, $\bar{y}_l = \max_{y \in \mathbf{R}} G^l(y)$; $\boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}) = [\varphi_1(x), \dots, \varphi_M(x)]^T$ 为模糊基函数向量, M 为模糊规则集中的规则数目. 根据模糊逻辑系统的逼近定理^[30], 对于紧集 $\Omega_{\text{Fuzzy}} \in \mathbf{R}^n$ 中的连续非线性函数 $F(\mathbf{x})$, 存在式 (5) 所示的模糊逻辑系统, 使得

$$F(\mathbf{x}) = \boldsymbol{\theta}^T \boldsymbol{\varphi}(\mathbf{x}) + \varepsilon(\mathbf{x}) \quad (6)$$

$$|\varepsilon(\mathbf{x})| < \psi \quad (7)$$

其中, $\varepsilon(\mathbf{x})$ 为逼近误差, $\psi > 0$ 为一未知常数.

2.3 时滞代换

光滑函数 $f(\mathbf{x})$ 满足如下 Lipschitz 条件

$$|f(\mathbf{x}) - f(\mathbf{y})| \leq l \|\mathbf{x} - \mathbf{y}\| \quad (8)$$

其中, l 为 $f(\mathbf{x})$ 的 Lipschitz 常数, $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n, \mathbf{y} \in \mathbf{R}^n$.

对于式 (1) 中的 $h_{i,j}(\mathbf{y}_d)$ 来说, 有

$$h_{i,j}(\mathbf{y}_d) = h_{i,j}(\mathbf{y}_d) - h_{i,j}(\mathbf{y}_r) + h_{i,j}(\mathbf{y}_r) = [h_{i,j}(\mathbf{y}_d) - h_{i,j}(\mathbf{y}_{rd})] + [h_{i,j}(\mathbf{y}_{rd}) - h_{i,j}(\mathbf{y}_r)] + h_{i,j}(\mathbf{y}_r) \quad (9)$$

其中, $\mathbf{y}_r = [y_{1,r}, \dots, y_{N,r}]^T, \mathbf{y}_{rd} = [y_{1,r}(t - d_1(t)), \dots, y_{N,r}(t - d_N(t))]^T$. 令 $p_{i,j} = h_{i,j}(\mathbf{y}_d) - h_{i,j}(\mathbf{y}_{rd}), q_{i,j} = h_{i,j}(\mathbf{y}_{rd}) - h_{i,j}(\mathbf{y}_r)$, 这里 $p_{i,j}$ 和 $q_{i,j}$ 为代换误差. 则

$$h_{i,j}(\mathbf{y}_d) = p_{i,j} + q_{i,j} + h_{i,j}(\mathbf{y}_r) \quad (10)$$

根据式 (8), 有

$$\begin{aligned} |p_{i,j}| &\leq \|\mathbf{y}_d - \mathbf{y}_{rd}\| l_{i,j,1} \\ |q_{i,j}| &\leq \|\mathbf{y}_{rd} - \mathbf{y}_r\| l_{i,j,2} \end{aligned} \quad (11)$$

这里的 $l_{i,j,1}$ 和 $l_{i,j,2}$ 为未知的 Lipschitz 常数.

由假设 1 可知, $\|\mathbf{y}_{rd} - \mathbf{y}_r\|$ 有界, 因而代换误差 $q_{i,j}$ 有界. 取未知常数 $\psi_{i,j,1}$ 满足

$$|q_{i,j}| \leq \psi_{i,j,1} \quad (12)$$

注 2. 用时滞代换的方法来处理系统中的时滞项, 可以使得控制器的设计过程不再依赖于时滞假设条件, 进而增加系统控制器设计的便利性. 这是本文的第二个主要特点.

3 控制器设计

3.1 系统结构变形

根据式 (6) 可知式 (10) 中 $h_{i,j}(\mathbf{y}_r)$ 可写为

$$h_{i,j}(\mathbf{y}_r) = \boldsymbol{\theta}_{i,j}^T \boldsymbol{\varphi}_{i,j}(\mathbf{y}_r) + \varepsilon_{i,j}(\mathbf{y}_r) \quad (13)$$

$$|\varepsilon_{i,j}(\mathbf{y}_r)| < \psi_{i,j,2} \quad (14)$$

其中, $\psi_{i,j,2} > 0$ 为一未知常数. 令 $e_{i,j} = q_{i,j} + \varepsilon_{i,j}$, 则

$$e_{i,j} \leq |q_{i,j}| + |\varepsilon_{i,j}| \leq \psi_{i,j,1} + \psi_{i,j,2} \quad (15)$$

令 $\psi_i = \max_{j=1, \dots, n_i} \{\psi_{i,j,1} + \psi_{i,j,2}\}$, 则

$$e_{i,j} \leq \psi_i \quad (16)$$

项 $e_{i,j}$ 中包含了逼近误差和代换误差的一部分, 其边界 ψ_i 将在下文中采用自适应的方法进行处理.

本文采用下式来构成控制器输出 $u_{i,k}^c$ ^[12, 21, 27]

$$u_{i,k}^c = b_{i,k}(x_{i,n_i}) u_{i0} \quad (17)$$

其中, $0 < \underline{b}_{i,k} \leq b_{i,k}(x_{i,n_i}) \leq \bar{b}_{i,k}, 0 \leq k \leq m_i, \bar{b}_{i,k}$ 和 $\underline{b}_{i,k}$ 分别是 $b_{i,k}(x_{i,n_i})$ 取值的上下界. u_{i0} 是下一小节将要基于反推控制方法设计的自适应控制器. 根据式 (4), 有

$$\boldsymbol{\omega}^T \mathbf{u}_i = \sum_1 \omega_{i,k} k_{i,k} b_{i,k}(x_{i,n_i}) u_{i0} + \sum_2 \omega_{i,k} u_{i,k}^F \quad (18)$$

将式 (10)、(13)、(18) 和 (15) 中的 $e_{i,j}$ 代入式 (1), 有

$$\begin{cases} \dot{x}_{i,j} &= x_{i,j+1} + f_{i,j} + \boldsymbol{\theta}_{i,j}^T \boldsymbol{\varphi}_{i,j} + p_{i,j} + e_{i,j} \\ \dot{x}_{i,n_i} &= \sum_1 \omega_{i,k} k_{i,k} b_{i,k} u_{i0} + \sum_2 \omega_{i,k} u_{i,k}^F + f_{i,n_i} + \boldsymbol{\theta}_{i,n_i}^T \boldsymbol{\varphi}_{i,n_i} + p_{i,n_i} + e_{i,n_i} \\ y_i &= x_{i,1} \end{cases} \quad (19)$$

注 3. 式 (13) 中的模糊逼近器 $\boldsymbol{\theta}_{i,j}^T \boldsymbol{\varphi}_{i,j}(y_r) + \varepsilon_{i,j}(y_r)$, 其输入为有界的系统参考信号 y_r , 故该模糊逼近器在全局范围内均是成立的. 这是本文的第三个主要特点.

3.2 控制器设计

定义误差坐标变换

$$\begin{cases} z_{i,1} &= x_{i,1} - y_{i,r} \\ z_{i,j} &= x_{i,j} - \alpha_{i,j-1}, 2 \leq j \leq n_i, 1 \leq i \leq N \end{cases} \quad (20)$$

步骤 1. 根据式 (20), 有

$$\begin{aligned} \dot{z}_{i,1} &= \dot{x}_{i,1} - \dot{y}_{i,r} = \\ & z_{i,2} + \alpha_{i,1} + f_{i,1} + \boldsymbol{\theta}_{i,1}^T \boldsymbol{\varphi}_{i,1} + p_{i,1} + e_{i,1} - \dot{y}_{i,r} \end{aligned} \quad (21)$$

稳定化函数 $\alpha_{i,1}$ 设计为

$$\begin{aligned} \alpha_{i,1} &= -c_{i,1} z_{i,1} - f_{i,1} - \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i,1}^T \boldsymbol{\varphi}_{i,1} + \dot{y}_{i,r} - \\ & z_{i,1} - \hat{\psi}_i \tanh\left(\frac{z_{i,1}}{\delta_{i,1}}\right) - \hat{\rho}_i z_{i,1}(t) \end{aligned} \quad (22)$$

其中, 常数 $c_{i,1} > 0, -z_{i,1} - \hat{\psi}_i \tanh\left(\frac{z_{i,1}}{\delta_{i,1}}\right) - \hat{\rho}_i z_{i,1}(t)$ 是为了消除逼近误差和代换误差而添加的额外项. 式 (22) 中, $\rho_i = \sum_{k=1}^N n_k l_k$ 为未知常数, l_k 为式 (28) 中定义的 Lipschitz 常数. 代入式 (21), 有

$$\begin{aligned} \dot{z}_{i,1} &= -c_{i,1} z_{i,1} - z_{i,1} + z_{i,2} + \hat{\boldsymbol{\theta}}_{i,1}^T \boldsymbol{\varphi}_{i,1} - \\ & \hat{\psi}_i \tanh\left(\frac{z_{i,1}}{\delta_{i,1}}\right) - \hat{\rho}_i z_{i,1} + p_{i,1} + e_{i,1} \end{aligned} \quad (23)$$

从步骤 1 可以看出, 稳定化函数 $\alpha_{i,1}$ 的设计与现有的反推控制方法类似, 为了简化, 本文省略了下面步骤的详细设计过程. 有关反推法的详细设计请参考文献 [31].

步骤 2 ~ n_i . 稳定化函数 $\alpha_{i,j}$ 和控制器 u_{i0} 设计为

$$\alpha_{i,j} = -z_{i,j-1} - c_{i,j}z_{i,j} - z_{i,j} - f_{i,j} - \hat{\theta}_{i,j}^T \varphi_{i,j} - \hat{\psi}_i \tanh\left(\frac{z_{i,j}}{\delta_{i,j}}\right) + \dot{\alpha}_{i,j-1} \quad (24)$$

$$u_{i0} = \frac{1}{\sum_1 \omega_{i,k} k_{i,k} b_{i,k}} \left(-z_{i,n_i-1} - c_{i,n_i} z_{i,n_i} - z_{i,n_i} - f_{i,n_i} - \hat{\theta}_{i,n_i}^T \varphi_{i,n_i} - \hat{\psi}_i \tanh\left(\frac{z_{i,n_i}}{\delta_{i,n_i}}\right) + \dot{\alpha}_{i,n_i-1} - \sum_2 \omega_{i,k} u_{i,k}^F \right) \quad (25)$$

其中, 常数 $c_{i,j} > 0$, $2 \leq j \leq n_i - 1$. 同样, $-z_{i,j} - \hat{\psi}_i \tanh\left(\frac{z_{i,j}}{\delta_{i,j}}\right)$ 和 $-z_{i,n_i} - \hat{\psi}_i \tanh\left(\frac{z_{i,n_i}}{\delta_{i,n_i}}\right)$ 也是为了消除逼近误差和代换误差而添加的额外项. 参数自适应率设计为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\theta}}_{i,j} &= \Gamma_{i,j} \left(z_{i,j} \varphi_{i,j} - r_i \hat{\theta}_{i,j} \right) \\ \dot{\hat{\psi}}_i &= \gamma_{i,1} \left(\sum_{j=1}^{n_i} z_{i,j} \tanh\left(\frac{z_{i,j}}{\delta_{i,j}}\right) - r_i \hat{\psi}_i \right) \\ \dot{\hat{\rho}}_i &= \gamma_{i,2} \left(z_{i,1}^2 - r_i \hat{\rho}_i \right) \end{cases} \quad (26)$$

其中, 自适应增益 $\Gamma_{i,j} = \Gamma_{i,j}^T > 0$, $\gamma_{i,1} > 0$, $\gamma_{i,2} > 0$, 设计参数 $r_i > 0$. 类似于式 (23), 可依次得到 $z_{i,2}, \dots, z_{i,n_i}$, 于是可形成闭环系统如下

$$\begin{cases} \dot{z}_{i,1} &= -c_{i,1} z_{i,1} - z_{i,1} + z_{i,2} - \hat{\rho}_i z_{i,1} + \tilde{\theta}_{i,1}^T \varphi_{i,1} - \hat{\psi}_i \tanh\left(\frac{z_{i,1}}{\delta_{i,1}}\right) + p_{i,1} + e_{i,1} \\ \dot{z}_{i,j} &= -z_{i,j-1} - c_{i,j} z_{i,j} - z_{i,j} + z_{i,j+1} + \tilde{\theta}_{i,j}^T \varphi_{i,j} - \hat{\psi}_i \tanh\left(\frac{z_{i,j}}{\delta_{i,j}}\right) + p_{i,j} + e_{i,j} \\ \dot{z}_{i,n_i} &= -z_{i,n_i-1} - c_{i,n_i} z_{i,n_i} - z_{i,n_i} + \tilde{\theta}_{i,n_i}^T \varphi_{i,n_i} - \hat{\psi}_i \tanh\left(\frac{z_{i,n_i}}{\delta_{i,n_i}}\right) + p_{i,n_i} + e_{i,n_i} \end{cases} \quad (27)$$

4 稳定性分析

本节讨论由系统 (1)、控制器 (25) 和参数自适应率 (26) 构成的闭环系统的稳定性, 这需要用如下三个不等式.

对于 $p_{i,j} z_{i,j}$, 由前文 y_d 和 y_{rd} 的定义及式 (11), 有

$$\begin{aligned} p_{i,j} z_{i,j} &\leq p_{i,j}^2 + \frac{1}{4} z_{i,j}^2 \leq \\ & z_{i,j}^2 + \sum_{k=1}^N [y_k(t-d_k(t)) - y_{k,r}(t-d_k(t))]^2 l_{i,j,1}^2 \leq \\ & z_{i,j}^2 + l_i \sum_{k=1}^N z_{k,1}^2(t-d_k(t)) \end{aligned} \quad (28)$$

其中 $l_i = \max_{1 \leq j \leq n_i} \{l_{i,j,1}^2\}$. 对于 $e_{i,j} z_{i,j}$, 根据不等式 $|\eta| \leq \eta \tanh\left(\frac{\eta}{\varepsilon}\right) + k\varepsilon$, $k = 0.2875^{[32]}$, 有

$$e_{i,j} z_{i,j} \leq |z_{i,j}| \psi_i \leq \psi_i z_{i,j} \tanh\left(\frac{z_{i,j}}{\delta_{i,j}}\right) + k \delta_{i,j} \psi_i \quad (29)$$

对于未知参数 a 及其估计值 \hat{a} , 有估计误差 $\tilde{a} = a - \hat{a}$, 则

$$\tilde{a} \tilde{a} = \tilde{a} a - \tilde{a}^2 \leq \frac{1}{2} \tilde{a}^2 + \frac{1}{2} a^2 - \tilde{a}^2 = \frac{1}{2} a^2 - \frac{1}{2} \tilde{a}^2 \quad (30)$$

下面引入本文的稳定性定理.

定理 1. 考虑由时滞关联大系统 (1)、控制器 (25) 和参数自适应率 (26) 构成的闭环系统. 当满足假设 1 和 2 的条件时, 通过正确选择设计参数 $c_{i,j}$, r_i , $\Gamma_{i,j}$, $\gamma_{i,1}$ 和 $\gamma_{i,2}$, 所提出的基于时滞代换的分散模糊控制可以在线补偿式 (2) 所示的执行器故障, 保证闭环系统 GUUB, 同时可使跟踪误差收敛到原点 ($z_{i,1} = 0$) 附近的小邻域内.

证明. 取李雅普诺夫函数为

$$V = \sum_{i=1}^N V_i \quad (31)$$

其中, V_i 定义为

$$V_i = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{n_i} z_{i,j}^2 + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{n_i} \tilde{\theta}_{i,j}^T \Gamma_{i,j}^{-1} \tilde{\theta}_{i,j} + \frac{1}{2} \gamma_{i,1}^{-1} \tilde{\psi}_i^2 + \frac{1}{2} \gamma_{i,2}^{-1} \tilde{\rho}_i^2 + n_i l_i \sum_{k=1}^N \int_{t-d_k(t)}^t z_{k,1}^2(\tau) d\tau \quad (32)$$

对 V_i 求导, 并将式 (26)、(28) ~ (30) 和 (22) 定义的 ρ_i ($\rho_i = \sum_{k=1}^N n_k l_k$) 代入, 有

$$\begin{aligned} \dot{V}_i &\leq - \sum_{j=1}^{n_i} c_{i,j} z_{i,j}^2 + r_i \sum_{j=1}^{n_i} \tilde{\theta}_{i,j}^T \tilde{\theta}_{i,j} + r_i \hat{\psi}_i \tilde{\psi}_i + r_i \hat{\rho}_i \tilde{\rho}_i + \\ & kn_i \delta_i \psi_i - \rho_i z_{i,1}^2(t) + n_i l_i \sum_{k=1}^N z_{k,1}^2(t) \leq \\ & - \sum_{j=1}^{n_i} c_{i,j} z_{i,j}^2 + r_i \sum_{j=1}^{n_i} \tilde{\theta}_{i,j}^T \tilde{\theta}_{i,j} + r_i \hat{\psi}_i \tilde{\psi}_i + r_i \hat{\rho}_i \tilde{\rho}_i + \\ & kn_i \delta_i \psi_i - \sum_{k=1}^N n_k l_k z_{i,1}^2(t) + n_i l_i \sum_{k=1}^N z_{k,1}^2(t) \end{aligned} \quad (33)$$

再考虑到式 (30), 有

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \sum_{i=1}^N \left(- \sum_{j=1}^{n_i} c_{i,j} z_{i,j}^2 + r_i \sum_{j=1}^{n_i} \tilde{\theta}_{i,j}^T \tilde{\theta}_{i,j} + r_i \hat{\psi}_i \tilde{\psi}_i + r_i \hat{\rho}_i \tilde{\rho}_i + \right. \\ & \left. kn_i \delta_i \psi_i \right) - \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N n_k l_k z_{i,1}^2(t) + \sum_{i=1}^N n_i l_i \sum_{k=1}^N z_{k,1}^2(t) \leq \\ & \sum_{i=1}^N \left(- \sum_{j=1}^{n_i} c_{i,j} z_{i,j}^2 - \frac{1}{2} r_i \sum_{j=1}^{n_i} \tilde{\theta}_{i,j}^T \tilde{\theta}_{i,j} - \frac{1}{2} r_i \tilde{\psi}_i^2 - \frac{1}{2} r_i \tilde{\rho}_i^2 \right) + \\ & \sum_{i=1}^N \left(\frac{1}{2} r_i \sum_{j=1}^{n_i} \tilde{\theta}_{i,j}^T \tilde{\theta}_{i,j} + \frac{1}{2} r_i \psi_i^2 + \frac{1}{2} r_i \rho_i^2 + kn_i \delta_i \psi_i \right) \leq \\ & - a_0 \sum_{i=1}^N \left(\sum_{j=1}^{n_i} z_{i,j}^2 + \sum_{j=1}^{n_i} \tilde{\theta}_{i,j}^T \Gamma_{i,j}^{-1} \tilde{\theta}_{i,j} + \gamma_{i,1}^{-1} \tilde{\psi}_i^2 + \gamma_{i,2}^{-1} \tilde{\rho}_i^2 \right) + \\ & b_0 \end{aligned} \quad (34)$$

其中 a_0 为一正数且满足

$$\begin{aligned} a_0 &< \min_{1 \leq j \leq n_i, 1 \leq i \leq N} \left\{ c_{i,j}, \frac{r_i}{2\lambda_{\max}(\Gamma_{i,j}^{-1})}, \frac{r_i \gamma_{i,1}}{2}, \frac{r_i \gamma_{i,2}}{2} \right\} \\ b_0 &= \sum_{i=1}^N \left(\frac{1}{2} r_i \sum_{j=1}^{n_i} \tilde{\theta}_{i,j}^T \tilde{\theta}_{i,j} + \frac{1}{2} r_i \psi_i^2 + \frac{1}{2} r_i \rho_i^2 + kn_i \delta_i \psi_i \right) \end{aligned}$$

定义集合

$$\Omega = \left\{ (z_{i,j}, \theta_{i,j}, \psi_i, \rho_i) : a_0 \sum_{i=1}^N \left(\sum_{j=1}^{n_i} z_{i,j}^2 + \sum_{j=1}^{n_i} \tilde{\theta}_{i,j}^T \Gamma_{i,j}^{-1} \tilde{\theta}_{i,j} + \gamma_{i,1}^{-1} \tilde{\psi}_i^2 + \gamma_{i,2}^{-1} \tilde{\rho}_i^2 \right) \leq b_0 \right\} \quad (35)$$

当 $(z_{i,j}, \theta_{i,j}, \psi_i, \rho_i)$ 处于集合 Ω 外部时, 也就是说, 当

$$a_0 \sum_{i=1}^N \left(\sum_{j=1}^{n_i} z_{i,j}^2 + \sum_{j=1}^{n_i} \tilde{\theta}_{i,j}^T \Gamma_{i,j}^{-1} \tilde{\theta}_{i,j} + \gamma_{i,1}^{-1} \tilde{\psi}_i^2 + \gamma_{i,2}^{-1} \tilde{\rho}_i^2 \right) > b_0$$

有 $\dot{V} < 0$. 因此, 闭环系统 (27) 的所有解最终都将一致收敛于紧集 Ω 内, 即闭环系统的信号 $z_{i,j}, \theta_{i,j}, \psi_i, \rho_i$ 均有界. 根据式 (22), 式 (24) 和 (25), 可知 $\alpha_{i,j}, u_{i0}$ 有界. 再由式 (20) 知, $x_{i,j}$ 均有界. 因此, 闭环系统 (27) 为 GUUB.

由式 (35) 直接可得

$$|z_{i,1}| \leq \sqrt{\frac{b_0}{a_0}} \quad (36)$$

即跟踪误差 $z_{i,1}$ 最终将一致收敛到包含原点在內的小邻域内. □

由式 (36) 可知, 增大 a_0 , 减小 b_0 , 会使得这一邻域变小, 即系统的跟踪性能得到增强. 也就是说, 通过增大参数 $c_{i,j}, \frac{r_i}{2\lambda_{\max}(\Gamma_{i,j}^{-1})}, \frac{1}{2}r_i\gamma_{i,1}, \frac{1}{2}r_i\gamma_{i,2}$ 的值, 减小参数 r_i 的值, 可以改善闭环系统的跟踪性能.

5 仿真实例

考虑如下互联双倒立摆模型^[25]

$$\begin{cases} \dot{x}_{i,1} = x_{i,2} \\ \dot{x}_{i,2} = \omega_i^T \mathbf{u}_i + \left(\frac{m_i g r}{J_i} - \frac{k r^2}{4 J_i} \right) \sin(x_{i,1}) + \frac{k r}{2 J_i} (l - b) + h_{i,2}(y_d) \\ y_i = x_{i,1} \end{cases}$$

其中, $x_{i,1} = \theta_i$ 为双摆相对于垂直线的偏转角度, $i = 1, 2, x_{i,2} = \dot{\theta}_i$. 双摆均由执行器驱动, 即 $\mathbf{u}_i = [u_{i,1}, u_{i,2}, u_{i,3}]^T, \omega_i = [6, 6, 6]^T$, 执行器的输入为系统控制器的输出 u_{i0} . 为搭建系统模型, 两倒立摆之间的未知关联函数假设为受弹

性滞后影响的弹簧, 则 $h_{1,2}(y_d) = \frac{k r^2}{4 J_1} \sin(y_2(t - d_2(t))), h_{2,2}(y_d) = \frac{k r^2}{4 J_2} \sin(y_1(t - d_1(t)))$.

模型中其他参数取值如下. 摆端质量 $m_1 = 2 \text{ kg}, m_2 = 2.5 \text{ kg}$, 惯性矩 $J_1 = 0.5 \text{ kg}, J_2 = 0.625 \text{ kg}$, 弹簧弹性常数 $k = 100 \text{ N/m}$, 摆高 $r = 0.5 \text{ m}$, 弹簧自然长度 $l = 0.5 \text{ m}$, 摆轴间距 $b = 0.5 \text{ m}$, 重力加速度 $g = 9.81 \text{ m/s}^2$. 参考信号选择为 $y_{1r} = \sin(u)$ 和 $y_{2r} = \cos(0.8u)$, 系统时滞选为 $d_1(t) = 1.6(1 + \sin(t))$ 和 $d_2(t) = 1.6(1 - \cos(t))$.

模糊隶属度函数选择为

$$\mu_{F_{1,2}^{l_1}} = e^{-10(y_{2r} + 0.2l_1 - 1)^2}, \quad l_1 = 0, \dots, 9$$

$$\mu_{F_{2,2}^{l_2}} = e^{-5(y_{1r} + 0.3l_2 - 1.2)^2}, \quad l_2 = 0, \dots, 8$$

模糊基函数选择为

$$\varphi_{1,2,l_1}(y_{2r}) = \frac{\mu_{F_{1,2}^{l_1}}}{\sum_{k=1}^{10} \mu_{F_{1,2}^k}}$$

$$\varphi_{2,2,l_2}(y_{1r}) = \frac{\mu_{F_{2,2}^{l_2}}}{\sum_{k=1}^9 \mu_{F_{2,2}^k}}$$

根据式 (6), 可构造模糊逼近器 $\hat{h}_{1,2}(y_{2r})$ 和 $\hat{h}_{2,2}(y_{1r})$.

分散控制器的设计参数选择如下. 对于子系统 1, 有 $c_{1,1} = 25, c_{1,2} = 25, \gamma_{1,1} = 10, \gamma_{1,2} = 10, \Gamma_{1,2} = 10I, r_1 = 5, \delta_{1,2} = 0.1$; 对于子系统 2, 有 $c_{2,1} = 25, c_{2,2} = 25, \gamma_{2,1} = 10, \gamma_{2,2} = 10, \Gamma_{2,2} = 10I, r_2 = 5, \delta_{2,2} = 0.1$. 式 (17) 中的比例函数选为 $b_{1,k}(x) = 0.5, b_{2,k} = 0.8, k = 1, 2, 3$.

在仿真过程中, 执行器故障模型选择如下. 对于子系统 1 来说, 当 $t > 10$ 时发生 LOE, $u_{1,1} = 0.8u_{1,1}^c$; 当 $t > 8$ 时发生 HOF, $u_{1,2} = -100$; 当 $t > 5$ 时发生 LIP, $u_{1,3} = 13$. 对于子系统 2 来说, 当 $t > 6$ 时发生 LOE, $u_{2,1} = 0.6u_{2,1}^c$; 当 $t > 12$ 时发生 LIP, $u_{2,2} = 5$; 当 $t > 9$ 时发生 Float, $u_{2,3} = 0$. 上述 $u_{i,k}^c$ 由式 (17) 确定. 系统初始状态选择为 $x_{1,1}(0) = 1, x_{2,1}(0) = -1$.

仿真图 1 和 2 中, 子图 (a) 所示为子系统输出跟踪参考信号仿真曲线, 子图 (b) 为执行器输出曲线, 子图 (c) 为系统未知参数的估计曲线. 从这些曲线图上可以看出, 本文方法可以保证闭环系统的所有信号有界, 同时跟踪误差可以收敛到原点附近的小邻域内. 图 3 所示为不同系统参数对控制性

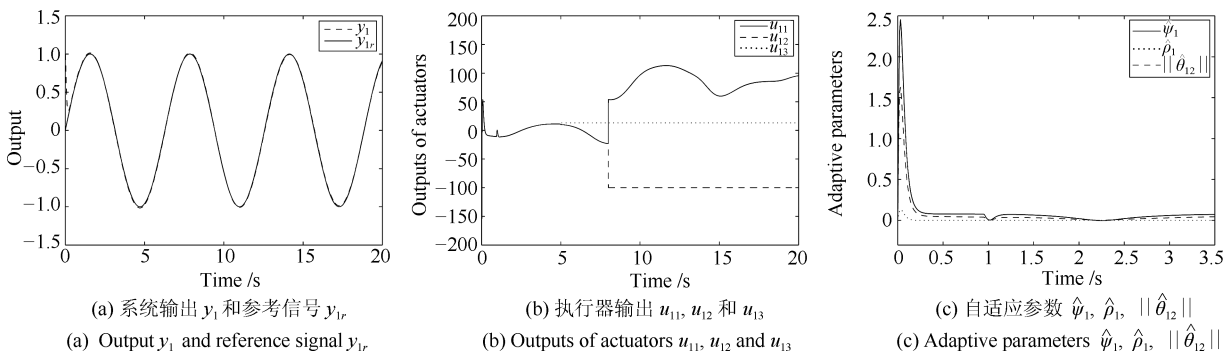


图 1 子系统 1 仿真结果
Fig. 1 Simulation results of Subsystem 1

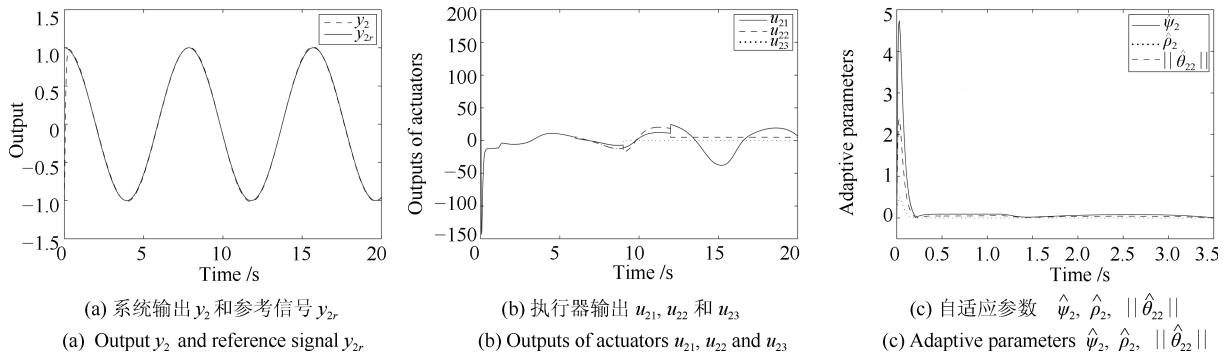


图2 子系统2 仿真结果

Fig. 2 Simulation results of Subsystem 2

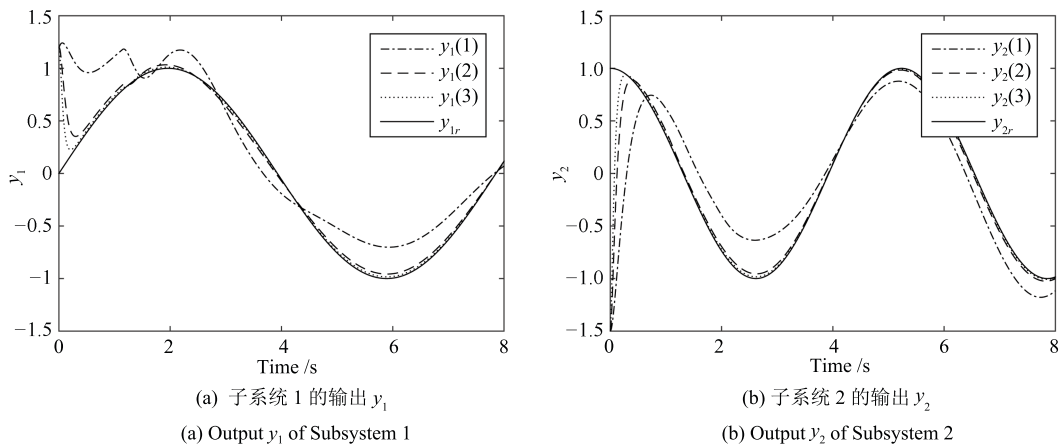


图3 不同设计参数下仿真结果

Fig. 3 Simulation results under different design parameters

能造成的影响. 由于在式 (36) 中, 参数 r_i 的增大或减小会导致参数 $\frac{r_i}{2\lambda_{\max}(\Gamma_{i,j}^{-1})}$, $\frac{1}{2}r_i\gamma_{i,1}$, $\frac{1}{2}r_i\gamma_{i,2}$ 的值相应增大或减小, 所以我们在本实例中采用固定 r_i 而改变 $\Gamma_{i,j}$, $\gamma_{i,1}$ 和 $\gamma_{i,2}$ 的方式来考证这些参数对控制效果的影响. 仿真过程中, 保持 $r_i = 5$ 和 $\delta_{i,2} = 0.1$ 不变, 第一组参数选择为 $c_{i,j} = 5$, $\gamma_{i,j} = 3$, $\Gamma_{i,2} = 3I$, $i = 1, 2, j = 1, 2$, 所得仿真结果如 $y_1(1)$ 和 $y_2(1)$ 所示; 第二组参数选择为 $c_{i,j} = 15$, $\gamma_{i,j} = 6$, $\Gamma_{i,2} = 6I$, 所得仿真结果如 $y_1(2)$ 和 $y_2(2)$ 所示; 第三组参数选择为 $c_{i,j} = 25$, $\gamma_{i,j} = 10$, $\Gamma_{i,2} = 10I$, 所得仿真结果如 $y_1(3)$ 和 $y_2(3)$ 所示. 从图中可以看出, 增大设计参数 $c_{i,j}$, $\gamma_{i,j}$ 和 $\Gamma_{i,2}$ 的值, 即增大式 (36) 中 a_0 的值, 可以显著改善闭环系统的跟踪性能.

6 结论

本文讨论了一类关联时滞大系统的自适应模糊容错控制问题. 所提出的控制方案能够在线补偿所有常见的四种执行器故障. 通过代换的方法, 使得模糊逼近器的输入信号为有界的参考信号, 从而保证了闭环系统所有信号全局一致最终有界. 这种代换还使得控制器的设计不再依赖于对时滞信号所做的假设, 大大增加了控制器设计的便易性. 本文方法可以直接推广到系统输出含有时滞的其他不确定系统中, 如输出反馈系统、控制增益不为 1 的系统等. 对含有时变或随机执行器故障的非线性时滞系统的容错控制则是我们下一步研究的方向.

References

- Choi J Y, Farrell J A. Adaptive observer backstepping control using neural networks. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2001, **12**(5): 1103–1112
- Wang C, Hill D J, Ge S S, Chen G R. An ISS-modular approach for adaptive neural control of pure-feedback systems. *Automatica*, 2006, **42**(5): 723–731
- Chen W S, Zhang Z Q. Globally stable adaptive backstepping fuzzy control for output-feedback systems with unknown high-frequency gain sign. *Fuzzy Sets and Systems*, 2010, **161**(6): 821–836
- Wu J, Chen W S, Yang F Z, Li J, Zhu Q. Global adaptive neural control for strict-feedback time-delay systems with predefined output accuracy. *Information Sciences*, 2015, **301**: 27–43
- Wu J, Chen W S, Li J. Fuzzy-approximation-based global adaptive control for uncertain strict-feedback systems with a priori known tracking accuracy. *Fuzzy Sets and Systems*, 2015, **273**: 1–25
- Wang M L, Zhang Z Q. Globally adaptive asymptotic tracking control of nonlinear systems using nonlinearly parameterized fuzzy approximator. *Journal of the Franklin Institute*, 2015, **352**(7): 2783–2795
- Huang J T. Global tracking control of strict-feedback systems using neural networks. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2012, **23**(11): 1714–1725
- Fu J, Ma R C, Chai T Y. Global finite-time stabilization of a class of switched nonlinear systems with the powers of positive odd rational numbers. *Automatica*, 2015, **54**: 360–373

- 9 Xu B, Yang C G, Pan Y P. Global neural dynamic surface tracking control of strict-feedback systems with application to hypersonic flight vehicle. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2015, **26**(10): 2563–2575
 - 10 Chen W S, Ge S S, Wu J, Gong M G. Globally stable adaptive backstepping neural network control for uncertain strict-feedback systems with tracking accuracy known a priori. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2015, **26**(9): 1842–1854
 - 11 Ge S S, Hong F, Lee T H. Robust adaptive control of nonlinear systems with unknown time delays. *Automatica*, 2005, **41**(7): 1181–1190
 - 12 Tong S C, Li Y, Li Y M, Liu Y J. Observer-based adaptive fuzzy backstepping control for a class of stochastic nonlinear strict-feedback systems. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Part B (Cybernetics)*, 2011, **41**(6): 1693–1704
 - 13 Guo T, Liu G Y. Adaptive fuzzy control for unknown nonlinear time-delay systems with virtual control functions. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 2011, **9**(6): 1227–1234
 - 14 Guo T, Wang A M. Simplified output feedback stabilization for time-delay interconnected systems based on dynamic surface control. *International Review on Computers and Software*, 2012, **7**(1): 275–282
 - 15 Yang Y, Yue D, Xue Y S. Decentralized adaptive neural output feedback control of a class of large-scale time-delay systems with input saturation. *Journal of the Franklin Institute*, 2015, **352**(5): 2129–2151
 - 16 Zhou Q, Shi P, Xu S Y, Li H Y. Observer-based adaptive neural network control for nonlinear stochastic systems with time delay. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2013, **24**(1): 71–80
 - 17 Chen B, Liu X P, Liu K F, Lin C. Adaptive fuzzy tracking control of nonlinear MIMO systems with time-varying delays. *Fuzzy Sets and Systems*, 2013, **217**: 1–21
 - 18 Chen B, Liu X P, Liu K F, Lin C. Adaptive control for nonlinear MIMO time-delay systems based on fuzzy approximation. *Information Sciences*, 2013, **222**: 576–592
 - 19 Zhang X, Lin Y. Adaptive control of nonlinear time-delay systems with application to a two-stage chemical reactor. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2015, **60**(4): 1074–1079
 - 20 Tang X D, Tao G, Joshi S M. Adaptive actuator failure compensation for parametric strict feedback systems and an aircraft application. *Automatica*, 2003, **39**(11): 1975–1982
 - 21 Wang W, Wen C Y. Adaptive actuator failure compensation control of uncertain nonlinear systems with guaranteed transient performance. *Automatica*, 2010, **46**(12): 2082–2091
 - 22 Fan H J, Liu B, Wang W, Wen C Y. Adaptive fault-tolerant stabilization for nonlinear systems with Markovian jumping actuator failures and stochastic noises. *Automatica*, 2015, **51**: 200–209
 - 23 Tang X D, Tao G, Joshi S M. Virtual grouping based adaptive actuator failure compensation for MIMO nonlinear systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2005, **50**(11): 1775–1780
 - 24 Tong S C, Huo B Y, Li Y M. Observer-based adaptive decentralized fuzzy fault-tolerant control of nonlinear large-scale systems with actuator failures. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2014, **22**(1): 1–15
 - 25 Boskovic J D, Mehra R K. Stable multiple model adaptive flight control for accommodation of a large class of control effector failures. In: Proceedings of the 1999 American Control Conference. San Diego, CA, USA: IEEE, 1999. 1920–1924
 - 26 Zhang Z Q, Xu S Y, Guo Y, Chu Y M. Robust adaptive output-feedback control for a class of nonlinear systems with time-varying actuator faults. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2010, **24**(9): 743–759
 - 27 Tang X D, Tao G, Joshi S M. Adaptive actuator failure compensation for nonlinear MIMO systems with an aircraft control application. *Automatica*, 2007, **43**(11): 1869–1883
 - 28 Li P, Yang G H. An adaptive fuzzy design for fault-tolerant control of MIMO nonlinear uncertain systems. *Journal of Control Theory and Applications*, 2011, **9**(2): 244–50
 - 29 Xu Y Y, Tong S C, Li Y M. Adaptive fuzzy decentralized fault-tolerant control for nonlinear large-scale systems with actuator failures and unmodelled dynamics. *International Journal of Systems Science*, 2015, **46**(12): 2195–2209
 - 30 Wang L X. *Adaptive Fuzzy Systems and Control: Design and Stability Analysis*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1994.
 - 31 Krstic M, Kokotovic P V, Kanellakopoulos I. *Nonlinear and Adaptive Control Design*. New York: John Wiley & Sons, 1995.
 - 32 Polycarpou M M. Stable adaptive neural control scheme for nonlinear systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1996, **41**(3): 447–451
- 郭 涛 安阳师范学院计算机与信息工程学院副教授. 2009 年获得西安电子科技大学博士学位. 主要研究方向为反推控制, 自适应模糊控制和非线性控制. 本文通信作者. E-mail: gtmalbox@126.com
(**GUO Tao** Associate professor at the School of Computer and Information Engineering, Anyang Normal University. He received his Ph. D. degree from Xidian University in 2009. His research interest covers backstepping control, adaptive fuzzy control, and nonlinear control. Corresponding author of this paper.)
- 梁燕军 安阳师范学院计算机与信息工程学院副教授. 2010 年获得中国海洋大学博士学位. 主要研究方向为振动控制和自适应控制. E-mail: myluck0404@126.com
(**LIANG Yan-Jun** Associate professor at the School of Computer and Information Engineering, Anyang Normal University. He received his Ph. D. degree from Ocean University of China in 2010. His research interest covers vibration control and adaptive control.)