

基于变伸缩域模糊系统的直接自适应控制

王宁¹, 孙竞超^{1,2}, 董诺¹, 刘彦呈¹

(1. 大连海事大学轮机工程学院, 辽宁大连 116026; 2. 北车大连电力牵引研发中心有限公司, 辽宁大连 116045)

摘要: 提出一种基于变伸缩域模糊逼近器的直接自适应控制策略. 通过在线更新广义模糊基函数的变伸缩因子, 实现模糊系统论域及其模糊划分的自适应调整, 从而能够以精简的模糊规则实现理想的逼近效果. 此外, 通过设计积分型逼近误差补偿, 避免了鲁棒补偿中的高频控制输入. 仿真研究和比较分析验证了所提出的控制方法的有效性和优越性.

关键词: 直接自适应模糊控制; 变伸缩域; 广义模糊基函数; 逼近误差补偿

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Direct adaptive control via fuzzy systems with variable contraction-expansion factors

WANG Ning¹, SUN Jing-chao^{1,2}, DONG Nuo¹, LIU Yan-cheng¹

(1. Marine Engineering College, Dalian Maritime University, Dalian 116026, China; 2. Dalian Electric Traction R&D Center, China CNR Corporation Limited, Dalian 116045, China. Correspondent: WANG Ning, E-mail: n.wang.dmu.cn@gmail.com)

Abstract: A direct adaptive control scheme based on a fuzzy approximator with variable contraction-expansion factors(VCEF-DAFC) is proposed. The adaptation of domain and partition pertaining to the VCEF-based fuzzy system(VCEF-FS) is achieved by updating online the VCEF, and thereby leading to parsimonious fuzzy rules which can achieve remarkable approximation accuracy. Moreover, an integral-type compensator for the approximation error is designed to further avoid high-frequency control signals associated with the robust term. Simulation studies and comprehensive comparisons demonstrate the effectiveness and superiority of the proposed VCEF-DAFC approach.

Keywords: direct adaptive fuzzy control; variable contraction-expansion factor; general fuzzy basis function; approximation error compensation

0 引言

限制自适应模糊控制发展的主要原因之一是控制精度与复杂度之间的矛盾. 为了解决这一矛盾, Li^[1]从论域伸缩角度提出了一种解决方法, 即通过动态调整模糊系统论域来提高控制精度. 王宁等提出了广义梯形隶属度函数^[2]和广义椭球基模糊基函数^[3]等更加灵活有效的输入空间模糊划分方法, 并结合模糊规则生长修剪算法提出了具有在线自组织功能的模糊神经网络^[4], 最终能够以较少的模糊规则实现较高的逼近精度. 然而, 上述结构学习算法往往比较复杂.

此外, 针对模糊神经网络产生的逼近误差, 人们

大多采用符号函数或饱和函数设计鲁棒补偿^[5-6], 从而不可避免地产生控制输入抖振. 文献[7]和文献[8]分别提出了逼近误差在线估计和学习误差反馈方法, 在一定程度上解决了上述问题.

为了进一步解决上述控制精度和逼近器复杂度之间的矛盾, 本文提出一种新颖的具有变伸缩域的广义模糊基函数. 基于变伸缩因子模糊基函数的模糊系统能够在线自适应系统伸缩论域和输入空间模糊划分, 使其能够以固定的较少数量的模糊基函数实现对非线性动态的自适应逼近, 从而实现鲁棒自适应跟踪控制. 设计积分型补偿项, 以提高其鲁棒性和控制精

收稿日期: 2015-04-03; 修回日期: 2015-07-23.

基金项目: 国家自然科学基金项目(51009017, 51379002, 51479018); 中央高校基本科研业务费专项基金项目(3132013025, 3132014206); 交通部应用基础研究基金项目(2012-329-225-060); 辽宁省高校优秀人才支持计划项目(LJQ2013055).

作者简介: 王宁(1983-), 男, 副教授, 博士生导师, 从事智能控制等研究; 孙竞超(1987-), 女, 博士生, 从事控制理论的研究.

度.

1 问题描述

考虑如下 n 阶 SISO 仿射非线性系统:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}[f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{x})u], \\ y = \mathbf{c}^T \mathbf{x}. \end{cases} \quad (1)$$

其中: $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{I}_{n-1} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \in R^{n \times n}$, $\mathbf{b} = [0, \dots, 0, 1]^T \in R^n$, $\mathbf{c} = [1, 0, \dots, 0]^T \in R^n$, $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}]^T \in R^n$ 为系统可测状态向量, $u \in R$ 和 $y \in R$ 分别为系统的输入和输出, $f(\mathbf{x})$ 为连续非线性函数, $g(\mathbf{x})$ 为连续的控制增益函数. 令 $\mathbf{y} = [y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)}]^T$ 和 $\mathbf{y}_d = [y_d, \dot{y}_d, \dots, y_d^{(n-1)}]^T$ 为期望输出向量, 并且定义输出跟踪误差 $e = y_d - y$ 和误差向量 $\mathbf{e} = \mathbf{y}_d - \mathbf{y} = [e_1, e_2, \dots, e_n]^T = [e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)}]^T$. 对式(1)所示的非线性系统作如下一般性假设.

假设 1 系统(1)中的非线性函数 $f(\mathbf{x})$ 和控制增益函数 $g(\mathbf{x})$ 均为连续函数, 且存在 $\underline{g}, \bar{g} > 0$ 使得 $0 < \underline{g} \leq g(\mathbf{x}) \leq \bar{g}$.

假设 2 参考信号 y_d 光滑有界, 且存在 n 阶导数.

注 1 假设 1 中关于控制增益函数 $g(\mathbf{x})$ 的假设条件等价于 $g(\mathbf{x}) \neq 0$, 该条件是系统(1)可控的基本假设.

本文的主要研究目标为: 针对非线性系统(1), 设计一种具有精简模糊规则且论域自适应伸缩的直接自适应模糊跟踪控制器, 使得闭环控制系统输出跟踪给定的参考信号 $y_d(t)$, 跟踪误差 e 收敛到零, 且系统状态和控制输入有界.

2 变伸缩域模糊系统 (VCEF-FS)

2.1 可伸缩广义模糊基函数

定义具有伸缩论域的广义模糊基函数

$$\mu(x|\alpha) = \exp \left\{ -\frac{[x - c(\alpha^2 + \delta)]^2}{\sigma^2(\alpha^2 + \delta)^2} \right\}. \quad (2)$$

其中: x 为模糊系统的输入, $(\alpha^2 + \delta)$ 为模糊基函数的伸缩因子. 为了避免除数为零的情况, 引入一个较小的正数 $\delta > 0$, 则广义模糊基函数的中心为 $c(\alpha^2 + \delta)$, 基函数宽度为 $\sigma(\alpha^2 + \delta)$. 随着 $|\alpha|$ 变大, 伸缩因子 $(\alpha^2 + \delta)$ 变大, 模糊基函数宽度变大, 分布稀疏; 反之, 随着 $|\alpha|$ 变小, 伸缩因子 $(\alpha^2 + \delta)$ 变小, 模糊基函数宽度变小, 分布紧密. 因此, 通过自适应调节上述参数, 可实现论域的自适应伸缩, 从而实现输入空间的自适应模糊划分.

2.2 变伸缩域模糊系统

考虑多输入单输出模糊系统, 以误差向量 $\mathbf{e} = [e_1, e_2, \dots, e_n]^T$ 作为系统输入, u 为模糊系统输出. 结合式(2)所示的可伸缩论域模糊基函数, 令 $\kappa_i = 1/(\alpha_i^2 + \delta)$, $i = 1, 2, \dots, n$, 其中 $\delta > 0$.

同时, 引入输出端伸缩因子 β . 若输入论域为 $e_i \in U_i = [-X_i, X_i]$, 输出论域为 $u \in V = [-Y, Y]$, 其中 $X_i, Y \in R^+$, 则变伸缩域模糊控制器的输入和输出论域可以表示为

$$\begin{cases} U_i = [-X_i/\kappa_i, X_i/\kappa_i], i = 1, 2, \dots, n; \\ V = [-\beta Y, \beta Y]. \end{cases} \quad (3)$$

注 2 输入伸缩因子 κ_i 的调整可通过 α_i 的调整实现, 输出伸缩因子 β 融入后件参数的自适应调整中, 最终实现模糊系统输入和输出论域的自适应调整.

变伸缩域模糊系统可以表示为

$$u_f(\mathbf{e}) = \beta \sum_{l_1=1}^{p_1} \dots \sum_{l_n=1}^{p_n} \zeta_{l_1 \dots l_n} \left(\prod_{i=1}^n \mu_{l_i}^{l_i}(e_i|\alpha_i) \right) = \sum_{l_1=1}^{p_1} \dots \sum_{l_n=1}^{p_n} \theta_{l_1 \dots l_n} \xi_{l_1 \dots l_n}(\mathbf{e}|\alpha) = \Theta^T \Xi(\mathbf{e}|\alpha). \quad (4)$$

其中: $\Theta = [\theta_{1 \dots 1}, \dots, \theta_{p_1 \dots 1}, \dots, \theta_{1 \dots p_n}, \dots, \theta_{p_1 \dots p_n}]^T$, $\Xi = [\xi_{1 \dots 1}, \dots, \xi_{p_1 \dots 1}, \dots, \xi_{1 \dots p_n}, \dots, \xi_{p_1 \dots p_n}]^T$, ζ 为不考虑伸缩因子的模糊系统的后件参数, $\mu_{l_i}^{l_i}$ 为第 i 个输入维度的第 l_i 个隶属度函数激活度, p_i 为第 i 个输入维度具有 p_i 个隶属度函数, θ 为考虑输出伸缩因子的模糊后件参数, $\xi_{l_1 \dots l_n}$ 为模糊基函数激活度

$$\xi_{l_1 \dots l_n} = \exp \left\{ -\sum_{i=1}^n \frac{(e_i - c_{i, l_i}(\alpha_i^2 + \delta))^2}{\sigma_{i, l_i}^2(\alpha_i^2 + \delta)^2} \right\}. \quad (5)$$

3 控制器设计

3.1 理想控制律设计

考虑如下理想控制律:

$$u^* = \frac{-f(\mathbf{x}) + y_d^{(n)} + \mathbf{k}^T \mathbf{e}}{g(\mathbf{x})} - \frac{\dot{g}(\mathbf{x}) \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{e}}{2\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{b} g^2(\mathbf{x})}. \quad (6)$$

其中: $\mathbf{k} = [k_n, k_{n-1}, \dots, k_1]^T$ 使得 $\Lambda = \mathbf{A} - \mathbf{b} \mathbf{k}^T$ 为 Hurwitz, 正定对称矩阵 \mathbf{P} 满足以下 Lyapunov 方程:

$$\Lambda^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \Lambda = -\mathbf{Q}. \quad (7)$$

\mathbf{Q} 为任意给定正定对称矩阵.

将式(6)代入(1), 可得误差动态为

$$\dot{\mathbf{e}} = \Lambda \mathbf{e} + \mathbf{b} \left[\frac{\dot{g}(\mathbf{x}) \mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{e}}{2\mathbf{e}^T \mathbf{P} \mathbf{b} g(\mathbf{x})} \right]. \quad (8)$$

3.2 VCEF-FS 逼近理想控制律

存在最优参数向量

$$[\Theta^*, \alpha^*] = \arg \min_{\Theta \in \Omega_\Theta, \alpha \in \Omega_\alpha} \left(\sup_{e \in \Omega_e} |u^* - u(\mathbf{e}|\Theta, \alpha)| \right). \quad (9)$$

其中: Θ 和 α 为 VCEF-FS 的可调参数向量, $\Theta^*, \Theta \in \Omega_\Theta = \{\Theta | \|\Theta\| \leq M_\Theta\}$, $\alpha^*, \alpha \in \Omega_\alpha = \{\alpha | \|\alpha\| \leq M_\alpha\}$, 使得模糊系统最优逼近误差为 $w \triangleq u^* - u_f(\mathbf{e}|\Theta^*, \alpha^*)$. 由 Taylor 级数展开可得实际逼近误差

$$\begin{aligned} \zeta &= u^* - u_f(\mathbf{e}|\hat{\Theta}, \hat{\alpha}) = \\ & \tilde{\Theta}^T \hat{\Xi} + \hat{\Theta}^T \Xi_\alpha \tilde{\alpha} + \tilde{\Theta}^T \tilde{\Xi} + \hat{\Theta}^T h(\mathbf{e}|\tilde{\alpha}) + w = \\ & \tilde{\Theta}^T \hat{\Xi} + \hat{\Theta}^T \Xi_\alpha \tilde{\alpha} + \varepsilon^*. \end{aligned} \quad (10)$$

其中: $\varepsilon^* = \tilde{\Theta}^T \tilde{\Xi} + \hat{\Theta}^T h(e|\hat{\alpha}) + w$ 为最优逼近残差, $\tilde{\Theta} = \Theta^* - \hat{\Theta}$, $\hat{\alpha} = \alpha^* - \hat{\alpha}$; $\tilde{\Xi} = \Xi(e|\alpha^*) - \Xi(e|\hat{\alpha})$, $h(e|\hat{\alpha})$ 为 Taylor 展开高阶残差; Ξ_α 为 Ξ 关于参数 α 的偏导数

$$\Xi_\alpha = \frac{\partial \Xi}{\partial \alpha} = \left[\frac{\partial \xi_{l_1 \dots l_n}}{\partial \alpha_i} \right]_{P \times n}, \quad (11)$$

$P = p_1 \times \dots \times p_n$.

假设 3 VCEF-FS 的最优逼近残差 ε^* 为一常值.

注 3 注意到 $\tilde{\Xi}$ 和 $h(\cdot)$ 均为高阶项, w 为常值, 则最优逼近残差 $\varepsilon^* = \tilde{\Theta}^T \tilde{\Xi} + \hat{\Theta}^T h + w$ 可近似看作常值.

设计 VCEF-DAFC 控制器为

$$u = u_f(e|\hat{\Theta}, \hat{\alpha}) + u_e. \quad (12)$$

其中: u_f 由式 (4) 定义, u_e 设计为逼近残差估计

$$u_e = \hat{\varepsilon}. \quad (13)$$

结合式 (8)、(10) 和 (12), 可得

$$\dot{e} = \Lambda e + b \left[\frac{\dot{g}(x)e^T P e}{2e^T P b g(x)} + g(x)(\tilde{\Theta}^T \tilde{\Xi} + \hat{\Theta}^T \Xi_\alpha \hat{\alpha} + \varepsilon - u_e) \right]. \quad (14)$$

3.3 自适应律

为防止参数漂移, 采用如下修正参数自适应律:

$$\dot{\hat{\Theta}} = \begin{cases} \Gamma_\theta e^T P b \tilde{\Xi}, & \text{if } (\|\hat{\Theta}\| < M_\theta) \text{ or} \\ & (\|\hat{\Theta}\| = M_\theta \text{ and } e^T P b \hat{\Theta}^T \tilde{\Xi} \leq 0); \\ \Gamma_\theta e^T P b \tilde{\Xi} - \Gamma_\theta e^T P b \frac{\hat{\Theta}^T \tilde{\Xi} \hat{\Theta}}{\|\hat{\Theta}\|^2}, & \text{if} \\ & (\|\hat{\Theta}\| \geq M_\theta \text{ and } e^T P b \hat{\Theta}^T \tilde{\Xi} > 0); \end{cases} \quad (15)$$

$$\dot{\hat{\alpha}} = \begin{cases} \Gamma_\alpha e^T P b \Xi_\alpha^T \hat{\Theta}, & \text{if } (\|\hat{\alpha}\| < M_\alpha) \text{ or} \\ & (\|\hat{\alpha}\| = M_\alpha \text{ and } e^T P b \hat{\alpha}^T \Xi_\alpha^T \hat{\Theta} \leq 0); \\ \Gamma_\alpha e^T P b \Xi_\alpha^T \hat{\Theta} - \Gamma_\alpha e^T P b \frac{\hat{\alpha} \Xi_\alpha^T \hat{\Theta} \hat{\alpha}}{\|\hat{\alpha}\|^2}, & \text{if} \\ & (\|\hat{\alpha}\| \geq M_\alpha \text{ and } e^T P b \hat{\alpha}^T \Xi_\alpha^T \hat{\Theta} > 0); \end{cases} \quad (16)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}} = \gamma_\varepsilon e^T P b. \quad (17)$$

其中: $\Gamma_\theta = \text{diag}(\gamma_{\theta 1}, \gamma_{\theta 2}, \dots, \gamma_{\theta P}) > 0$, $\Gamma_\alpha = \text{diag}(\gamma_{\alpha 1}, \gamma_{\alpha 2}, \dots, \gamma_{\alpha P}) > 0$, $\gamma_\varepsilon > 0$.

4 稳定性分析

定理 1 考虑由非线性系统 (1), VDEF-DAFC 控制器 (12)、(13) 和参数自适应律 (15)~(17) 构成的闭环控制系统, 跟踪误差向量 e 是渐近稳定的, 并且使得控制输入 u , 系统状态 x , 参数向量 $\hat{\Theta}$ 、 $\hat{\alpha}$ 和 $\hat{\varepsilon}$ 一致最终有界.

证明 选取如下 Lyapunov 函数:

$$V = \frac{e^T P e}{2g(x)} + \frac{\tilde{\Theta}^T \Gamma_\theta^{-1} \tilde{\Theta}}{2} + \frac{\hat{\alpha}^T \Gamma_\alpha^{-1} \hat{\alpha}}{2} + \frac{\hat{\varepsilon}^2}{2\gamma_\varepsilon}. \quad (18)$$

结合式 (14), 对上式求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \frac{\dot{e}^T P e + e^T P \dot{e}}{2g(x)} - \frac{\dot{g}(x)e^T P e}{2g^2(x)} \\ & \tilde{\Theta}^T \Gamma_\theta^{-1} \dot{\tilde{\Theta}} - \hat{\alpha}^T \Gamma_\alpha^{-1} \dot{\hat{\alpha}} - \gamma_\varepsilon^{-1} \dot{\hat{\varepsilon}} \hat{\varepsilon} = \\ & - \frac{e^T Q e}{2g(x)} - \tilde{\Theta}^T (\Gamma_\theta^{-1} \dot{\tilde{\Theta}} - e^T P b \tilde{\Xi}) - \\ & \hat{\alpha}^T (\Gamma_\alpha^{-1} \dot{\hat{\alpha}} - e^T P b \Xi_\alpha^T \hat{\Theta}) - \hat{\varepsilon} t (\gamma_\varepsilon^{-1} \dot{\hat{\varepsilon}} - e^T P b). \end{aligned} \quad (19)$$

由自适应律式 (15)~(17), 可得

$$\begin{aligned} & \tilde{\Theta}^T (\Gamma_\theta^{-1} \dot{\tilde{\Theta}} - e^T P b \tilde{\Xi}) = \\ & \begin{cases} 0, & \text{if } (\|\hat{\Theta}\| < M_\theta) \text{ or} \\ & (\|\hat{\Theta}\| = M_\theta \text{ and } e^T P b \hat{\Theta}^T \tilde{\Xi} \leq 0); \\ \frac{e^T P b \hat{\Theta}^T \tilde{\Xi}}{2\|\hat{\Theta}\|^2} (\|\hat{\Theta}\|^2 - \|\Theta^*\|^2 + \|\hat{\Theta} - \Theta^*\|^2) > 0, \\ & \text{if } (\|\hat{\Theta}\| \geq M_\theta \text{ and } e^T P b \hat{\Theta}^T \tilde{\Xi} > 0); \end{cases} \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} & \hat{\alpha}^T (\Gamma_\alpha^{-1} \dot{\hat{\alpha}} - e^T P b \Xi_\alpha^T \hat{\Theta}) = \\ & \begin{cases} 0, & \text{if } (\|\hat{\alpha}\| < M_\alpha) \text{ or} \\ & (\|\hat{\alpha}\| = M_\alpha \text{ and } e^T P b \hat{\alpha}^T \Xi_\alpha^T \hat{\Theta} \leq 0); \\ \frac{e^T P b \hat{\alpha}^T \Xi_\alpha^T \hat{\Theta}}{2\|\hat{\alpha}\|^2} (\|\hat{\alpha}\|^2 - \|\alpha^*\|^2 + \|\hat{\alpha} - \alpha^*\|^2) > 0, \\ & \text{if } (\|\hat{\alpha}\| \geq M_\alpha \text{ and } e^T P b \hat{\alpha}^T \Xi_\alpha^T \hat{\Theta} > 0); \end{cases} \end{aligned} \quad (21)$$

$$\hat{\varepsilon} (\gamma_\varepsilon^{-1} \dot{\hat{\varepsilon}} - e^T P b) = 0. \quad (22)$$

将式 (20)~(22) 代入 (19), 可得

$$\dot{V} \leq - \frac{e^T Q e}{2g(x)} \leq - \frac{\lambda_{\min}(Q)}{2\bar{g}} \|e\|^2. \quad (23)$$

由此易得, $0 \leq V(t) \leq V(0) - \int_0^t (\lambda_{\min}(Q)/(2\bar{g})) \cdot \|e(\tau)\|^2 d\tau < +\infty$, $0 \leq \int_0^t \|e(\tau)\|^2 d\tau \leq 2\bar{g}(V(0) - V(t))/\lambda_{\min}(Q)$. 进而可得, $\|e(t)\| \leq \sqrt{\frac{2\bar{g}V(t)}{\lambda_{\min}(P)}} \leq +\infty$. 由式 (14) 可知

$$\dot{e}(t) \in L_\infty \cap e(t) \in L_2. \quad (24)$$

由 Barbalat 引理可得 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$. 由于 e 、 $\tilde{\Theta}$ 、 $\hat{\alpha}$ 、 $\hat{\varepsilon}$ 和 $V(t)$ 有界, 结合式 (12)~(14) 可得 $\hat{\Theta}$ 、 $\hat{\alpha}$ 、 $\hat{\varepsilon}$ 和 u 有界. \square

5 仿真研究

考虑如下小车-倒立摆系统:

$$\dot{x}_1 = x_2, \dot{x}_2 = f(x) + g(x)u, y = x_1, \quad (25)$$

其中

$$\begin{aligned} f(x) = & \frac{g_v \sin(x_1) - m_p l_p x_2^2 \cos(x_1) \cos(x_2)}{4l_p/3 - l_p m_p \cos^2(x_1)/(m_c + m_p)}, \\ g(x) = & \frac{\cos(x_1)/(m_c + m_p)}{4l_p/3 - l_p m_p \cos^2(x_1)/(m_c + m_p)}. \end{aligned}$$

这里, $g_v = 9.8 \text{ m/s}^2$, $m_c = 1 \text{ kg}$, $m_p = 0.1 \text{ kg}$, $l_p =$

0.5 m, $x(0) = [\pi/12, 0]$. 采用均匀分布的隶属度函数: $\mu_{F_i^{l_i}}(e_i) = \exp\left\{-\frac{[e_i - (l_i - 3.5)(\alpha_i^2 + \delta)]^2}{\sigma_i^2(\alpha_i^2 + \delta)^2}\right\}$. 其中: $\sigma_1 = \sigma_2 = 1$, $l_i = 1, 2, \dots, 6$, $i = 1, 2$, $\delta = 0.02$, $a_0 = \pi/12$, $a_1 = 7\pi/12$. 此外, 控制器参数选择如下: $\lambda = 7$, $\hat{\alpha}(0) = [1, 1]^T$, $\hat{\theta}(0) = [0, 0, \dots, 0]^T$, $k_1 = 2$, $k_2 = 1$, $Q = [10, 0; 0, 10]$, $P = [15, 5; 5, 5]$, $M_\theta = 100$, $M_\alpha = 20$, $\Gamma_\theta = \text{diag}(300, \dots, 300)$, $\Gamma_\alpha = [10, 0; 0, 1]$, $\gamma_\varepsilon = 5$. 考虑外界干扰 $d(t) = \cos(2\pi t) + 2\sin(\pi t)$, 将上述所设计控制器用于系统(25), 使其跟踪期望输出 $y_d(t) = (\pi/6)\sin(t)$, 进行仿真研究和比较分析. 仿真结果如图1所示.

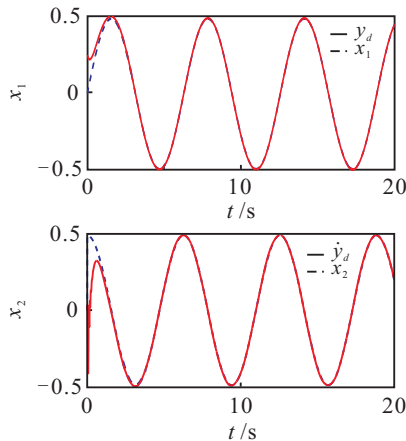


图1 VCEF-DAFC跟踪控制效果

由图1可看出, 存在外界干扰的情况下, VCEF-DAFC仍能够以平滑控制输入实现高精度跟踪. 进而, 将其与文献[7]和文献[8]中所提出的两种自适应模糊控制算法进行比较分析, 其仿真结果比较如图2和图3所示.

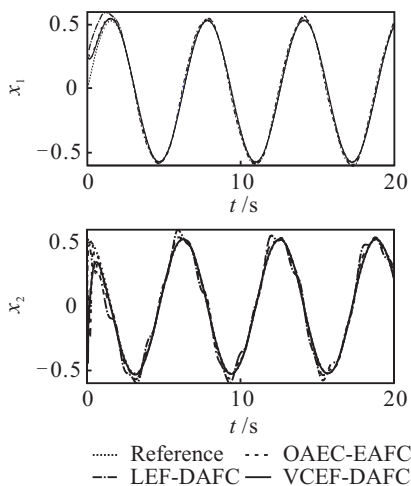


图2 跟踪控制输出比较

由图2和图3可以看出, 与LEF-DAFC和OAEC-EAFC相比, VCEF-DAFC控制方法无论在控制精度还是动态响应方面都具有明显的优越性.

6 结论

针对一类控制增益未知的仿射非线性系统, 设

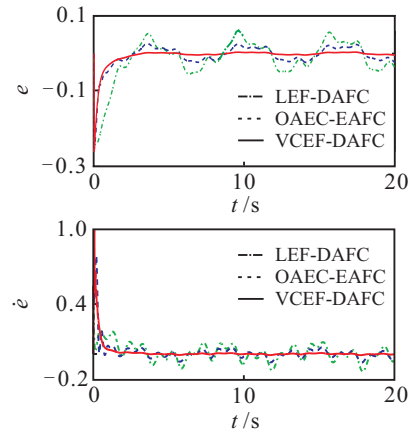


图3 跟踪控制误差比较

计了一种变伸缩因子直接自适应模糊控制器(VCEF-DAFC). 该方法通过引入伸缩因子实现了模糊系统论域及其模糊划分的自适应调节, 因而能够以精简的模糊规则实现较高的控制精度.

参考文献(References)

- [1] Li H X. Variable universe stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems[J]. Computers and Mathematics with Applications, 2002, 44(5): 799-815.
- [2] 王宁, 孟宪尧. 输入采用广义梯形隶属函数的两维最简模糊控制器结构分析[J]. 自动化学报, 2008, 35(4): 466-471.
(Wang N, Meng X Y. Structure analysis of two-dimensional simplest fuzzy controller using generalized trapezoid-shaped input membership function[J]. Acta Automatica Sinica, 2008, 35(4): 466-471.)
- [3] Wang N. A generalized ellipsoidal basis function based online self-constructing fuzzy neural network[J]. Neural Processing Letters, 2011, 34(1): 13-37.
- [4] Wang N, Er M J, Meng X Y. A fast and accurate online self-organizing scheme for parsimonious fuzzy neural networks[J]. Neurocomputing, 2009, 72: 3818-3829.
- [5] Cheng L, Hou Z G, Tan M. Adaptive neural network tracking control for manipulators with uncertain kinematics, dynamics and actuator model[J]. Automatica, 2009, 45: 2312-2318.
- [6] Cheng L, Hou Z G, Tan M, et al. Tracking control of a closed-chain five-bar robot with two degrees of freedom by integration of an approximation-based approach and mechanical design[J]. IEEE Trans on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics, 2012, 42(5): 1470-1479.
- [7] Pan Y P, Er M J. Enhanced adaptive fuzzy control with optimal approximation error convergence[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2013, 21(6): 1123-1132.
- [8] Hsueh Y C, Su S F. Learning error feedback design of direct adaptive fuzzy control systems[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2012, 20(3): 536-545.

(责任编辑: 齐 霖)