

基于模糊逻辑的一类非线性系统直接自适应控制*

朴营国 张俊星 张化光

(东北大学信息科学与工程学院·沈阳, 110006)

摘要: 针对一类连续非线性不确定系统, 基于模糊逻辑提出了一种新的自适应跟踪控制方法. 在此方法中, 控制器由两部分组成: 模糊逼近控制器(FAC)和模糊滑模补偿控制器(FSMCC). 其中, FAC 利用模糊逻辑系统全局逼近理想控制器, FSMCC 用于全局补偿逼近误差和系统的不确定性及消除外部干扰的影响. 整个闭环控制系统在 Lyapunov 意义下全局渐进稳定且系统的跟踪误差收敛于零的某一邻域内. 最后通过示例验证了本方法的有效性.

关键词: 模糊逻辑控制; 模糊滑模控制; 模糊函数逼近; 自适应控制

文献标识码: A

Direct Adaptive Control of a Class of Nonlinear System Based on Fuzzy Logic

PIAO Yingguo, ZHANG Junxing and ZHANG Huaguang

(Institute of Information Science and Engineering, Northeastern University, Shenyang, 110006, P. R. China)

Abstract: On the basis of the fuzzy logic, a direct adaptive tracking control architecture is developed for a class of nonlinear dynamic systems. In the procedure, the controller is composed of fuzzy approximate controller (FAC) and fuzzy sliding mode compensating controller (FSMCC). The FAC is used to approximate the optimal controller globally, and the FSMCC is designed globally for compensating the approximation errors and uncertainties of systems, and meanwhile attenuating the external disturbance. Global asymptotic stability of the whole closed control system is obtained in the Lyapunov Sense, with tracking errors convergence to a neighborhood of zero. Simulation results demonstrate the effectiveness of the proposed algorithm.

Key words: fuzzy logic control; fuzzy sliding mode control; fuzzy function approximation; adaptive control

1 引言(Introduction)

模糊逻辑控制作为一种有效的控制方法在过去的几十年中已得到了广泛而深入的研究. 尽管模糊逻辑控制器已被成功地应用于许多工程实际当中, 但其稳定性、鲁棒性、完备性等性能还难以在理论上给予充分的分析和证明^[1~3]. 如何设计具有全局渐进稳定性的模糊控制器成为人们所关注的焦点. 利用其它非线性控制理论工具如滑模控制与模糊控制相结合, 较好地解决了简单非线性系统的稳定性和鲁棒问题^[2,4,5], 然而这些方法还难以适于复杂的非线性系统. 文[6~8]利用 if-then 规则集构造全局稳定的自适应控制器, 为解决上述问题提供了有效的途径. 文[6]利用模糊系统逼近一最优控制器, 基于 Lyapunov 综合方法设计模糊系统的自适应律. 然而该方法仅适于控制增益为常数的非线性系统, 且其跟踪误差在假设 $e(t) \in L_2[0, \infty]$ 的前提下才具有

收敛性. 文[7]设计了一个全局稳定的间接自适应控制器, 与文[7]相比条件更加宽松, 但仅适用于单位控制增益的非线性系统, 且控制器结构比较复杂. 文[8]基于模糊基函数网络结合非线性系统输入输出线性化理论设计了全局稳定的模糊控制器, 但需要对系统较多的先验知识. 本文将结合滑模控制理论, 利用模糊逻辑系统的全局逼近特性, 针对一类非线性系统提出了一种直接自适应模糊控制策略. 所设计的控制器结构简单, 要求的先验知识较少, 且可保证闭环控制系统稳定, 跟踪误差收敛于零的邻域内. 该控制器适用于具有可变控制增益和连续有界外部扰动的受控对象.

2 问题描述(Problem statement)

考虑如下非线性系统:

$$\begin{aligned} \dot{x}^{(n)} = & f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) + g(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})u + \\ & d(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}). \end{aligned} \quad (1)$$

* 基金项目: 中国博士后科学基金资助项目.

收稿日期: 1997-03-24; 收修改稿日期: 2000-05-15.

式中 $f(\cdot)$ 和 $g(\cdot)$ 是未知的连续函数, 不失一般性设 $g(\underline{x}) > 0$, $u \in \mathbb{R}$ 为系统的控制输入, $d(\underline{x})$ 为有界干扰且 $|d(\underline{x})| \leq D$, $\underline{x} = (x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})^T \in \mathbb{R}^n$, 为系统的状态向量且假设可以通过量测得到, 我们的任务是控制系统状态跟踪期望的轨迹 $\underline{x}_d = [x_d, \dot{x}_d, \dots, x_d^{(n-1)}]^T$. 定义跟踪误差为 $\underline{e}(t) = \underline{x} - \underline{x}_d = (e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)})^T$, 则问题变为设计控制律 $u(t)$ 保证当 $t \rightarrow \infty$ 时 $\underline{e}(t) \rightarrow 0$. 为了得到后面的自适应控制律作如下假设: 假定对未知函数 $g(\underline{x})$ 存在已知函数 $M_1(\underline{x})$, $M_2(\underline{x})$ 和 $M_3(\underline{x})$, 满足: 1) $0 < M_1(\underline{x}) \leq g(\underline{x}) \leq M_2(\underline{x})$, 2) $|\dot{g}(\underline{x})| \leq M_3(\underline{x})$.

3 模糊逻辑系统及其函数逼近 (Fuzzy logic system and function approximation)

模糊逻辑系统 (FLS) 的基本结构由四个主要部分组成, 即: 模糊化, 模糊规则基, 模糊推理机制及反模糊化, 各部分的主要功能请参阅文[2]. 模糊逻辑系统的规则基由 if-then 语句描述:

R^j : if x_1 is A_1^j and x_2 is A_2^j and $\dots$ x_n is A_n^j

then y^j is B^j .

其中, R^j 表示第 j 个模糊规则, $j = 1, 2, \dots, k$ 是模糊规则数, $\underline{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n) \in U \subset \mathbb{R}^n$ 是模糊逻辑系统的输入, $y \in W \subset \mathbb{R}$ 是模糊系统的输出. A_i^j 和 B^j 是在 U 和 W 上定义的模糊语言值, 如 '正大', '负小' 等, 由隶属函数表征.

包含有一元模糊化, 乘推理运算, 加权平均反模糊化及隶属函数为高斯函数的模糊系统可以表达为[6]:

$$f(\underline{x}) = \frac{\sum_{j=1}^k y^j \left(\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i) \right)}{\sum_{j=1}^k \left(\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i) \right)}. \quad (2)$$

其中, $f: U \subset \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$, $\mu_{A_i^j}(x_i)$ 是高斯隶属函数, $y^j (j = 1, \dots, k)$ 为 $\mu_B(y^j)$ 取最大时所对应的点, 在此假设 $\mu_B(y^j) = 1$. 定义模糊基函数 (FBF) 为:

$$q_j(\underline{x}) = \frac{\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i)}{\sum_{j=1}^k \left(\prod_{i=1}^n \mu_{A_i^j}(x_i) \right)}. \quad (3)$$

其中 $j = 1, 2, \dots, K$. 将(3)式写成如下形式:

$$f(\underline{x}) = \underline{\theta}^T \underline{q}(\underline{x}). \quad (4)$$

其中, $\underline{\theta} = (y^1, y^2, \dots, y^k)^T$, $\underline{q}(\underline{x}) = (q_1(\underline{x}), q_2(\underline{x}), \dots, q_k(\underline{x}))^T$ 由(4)式描述的 FLS 具有如下性质:

定理 1[6] 设 $h(\underline{x})$ 在紧集 $U \subset \mathbb{R}^n$ 上是一连续函数, 则对任意 $\varepsilon > 0$, 存在形如(4)的 FLS 使得

$f(\underline{x})$ 满足:

$$\sup_{\underline{x} \in U} |h(\underline{x}) - f(\underline{x})| \leq \varepsilon. \quad (5)$$

4 基于 FLS 的自适应控制 (Adaptive control based on FLS)

本节将以第三节函数的模糊逼近思想为主导思想, 借助模糊滑模控制实现上述控制目标.

首先, 我们定义误差多项式为

$$s(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{(n-1)} e(t), \quad \lambda > 0. \quad (6)$$

上式可写成 $s(t) = \Lambda^T \underline{e}(t)$, 其中 $\Lambda = [\lambda^{(n-1)}, (n-1)\lambda^{(n-2)}, \dots, 1]^T$. 则方程 $s(t) = 0$ 定义了一个滑模面, 在这个滑模面上跟踪误差向量 $\underline{e}(t)$ 将按指数趋近于零[8]. 对(6)式求导可得:

$$\dot{s}(t) = \Lambda^T \dot{\underline{e}}(t) - x_d^{(n)} + f(\underline{x}) + g(\underline{x})u(t) + d(\underline{x}). \quad (7)$$

其中 $\Lambda_0 = [0, \lambda^{(n-1)}, (n-1)\lambda^{(n-2)}, \dots, (n-1)\lambda]^T$, $x_d^{(n)}$ 为参考轨迹的 n 阶导数. 若 $f(\underline{x})$ 和 $g(\underline{x})$ 已知且 $d(\underline{x}) = 0$, 则理想控制器可设计为:

$$u^* = \frac{1}{g(\underline{x})} [-\eta s_{\Delta}(t) - \Lambda^T \dot{\underline{e}}(t) - f(\underline{x}) + x_d^{(n)}]. \quad (8)$$

其中, $\eta > 0$ 为常数, $s_{\Delta} = s - \phi \text{sat}(s/\phi)$ 为状态与边界层的代数距离, $\phi \geq 0$ 为边界层的厚度. s_{Δ} 具有如下性质: 1) 当 $|s| > \phi$ 时, $|s_{\Delta}| = |s| - \phi$ 且 $s_{\Delta} = s$; 2) 当 $|s| \leq \phi$ 时, $s_{\Delta} = s_{\Delta} = 0$.

将(8)式代入(7)式中得:

$$s(t) + \eta s_{\Delta}(t) = 0. \quad (9)$$

可知当 $t \rightarrow \infty$ 时, $s_{\Delta}(t) \rightarrow 0$, 进而可知 $\underline{e}(t) \rightarrow 0$ 的邻域内, 领域的大小与 ϕ 取值有关[9].

然而 $f(\underline{x})$ 和 $g(\underline{x})$ 未知且 $d(\underline{x}) \neq 0$, 理想控制器(8)不可能实现. 因此, 我们利用模糊逻辑系统逼近理想控制器 u^* . 根据定理 1, 设计如下模糊控制器:

$$u(\underline{x} | \underline{\theta}) = \underline{\theta}^T \underline{q}(\underline{x}). \quad (10)$$

同时由定理 1 可知, 对于模糊逻辑系统存在一最优的权向量 $\underline{\theta}^*$ 满足跟踪性能指标. 则可定义模糊逻辑系统的固有逼近误差为:

$$|u^* - u(\underline{x} | \underline{\theta}^*)| = \rho^*. \quad (11)$$

考虑到逼近误差和外部干扰的影响, 闭环控制系统的控制器可设计为:

$$u = u(\underline{x} | \underline{\theta}) + G_c u_n, \quad (12)$$

其中, $u(\underline{x} | \underline{\theta})$ 称为模糊逼近控制器 (FAC), 由(10)式定义. 其参数自适应率为:

$$\dot{\theta} = -\eta_1 s_{\Delta}(t) \underline{g}(\underline{x}). \quad (13)$$

G_c 为补偿控制增益由两部分组成, 即:

$$G_c = \rho + K_d, \quad (14)$$

其中 ρ 称为逼近误差控制增益, 是关于 s_{Δ} 时变函数, K_d 称为外界干扰抑制增益, 分别由下式决定:

$$\dot{\rho} = \eta_2 |s_{\Delta}|, \quad (15)$$

$$K_d = \frac{D}{M_1(\underline{x})} + \frac{M_3(\underline{x}) |s_{\Delta}(t)|}{2M_1^2(\underline{x})}. \quad (16)$$

在(13)式和(15)式中, $\eta_1 > 0$, $\eta_2 > 0$ 分别为 θ 和 ρ 的学习率, (16) 式中 D , $M_1(\underline{x})$, $M_3(\underline{x})$ 需根据实际情况按第二节中定义求得, u_{fs} 为模糊滑模控制器. 可依据文[3]的思想由下述方法获得:

首先确定 s 和 u_{fs} 的语言变量分别为 $\bar{s}$, $\bar{u}$. 为了划分 s 的论域空间, 现将 s 划分为五个模糊集, 即:

$$T(\bar{s}) = \{NB, NS, ZR, PS, PB\} = \{S_1, S_2, S_3, S_4, S_5\}. \quad (17)$$

相应建立控制 u 的模糊集为

$$T(\bar{u}) = \{NB, NS, ZR, PS, PB\} = \{F_1, F_2, F_3, F_4, F_5\}. \quad (18)$$

其中, NB, NS, ZR, PS, PB 分别表示‘负大’, ‘负小’, ‘零’, ‘正小’, ‘正大’.

上述模糊集合都取三角隶属函数, 如图 1 所示.

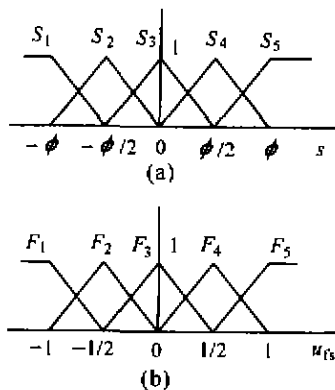


图 1 S 和 u_{fs} 在各自论域上的模糊划分及隶属函数

Fig. 1 Fuzzy partitions and membership functions of S and u_{fs} in the respective universe of discourse

由前述, 我们的控制任务之一就是使 $s \rightarrow 0$, 若 s 与 u_{fs} 之间建立一模糊关系, 即, 若 s 是正大, 则 u_{fs} 为负大; 若 s 是负大, 则 u_{fs} 为正大等等, 则可以迫使 $s \rightarrow 0$. 所以可以根据 s 的值确定 s 的模糊子空间, 从而确定 u_{fs} . 显然, 根据图 1 由直觉推理可建立如下的模糊控制规则:

R_i : if s is S_i then u_{fs} is F_{6-i} ($i = 1, 2, 3, 4, 5$).

(19)

从第 i 个规则, 我们可得到模糊关系为:

$$R_i = S_i \times F_{6-i}, \text{ 即: } R_i(s, u_{fs}) = S_i(s) \wedge F_{6-i}(u_{fs}), \quad (20)$$

因此,

$$R = \bigcup_{i=1}^5 R_i, \text{ 即: } R(s, u_{fs}) = \bigvee_{i=1}^5 [S_i(s) \wedge F_{6-i}(u_{fs})]. \quad (21)$$

若给定输入模糊集 S , 则输出模糊集 F 可由最大、最小推理合成规则及单点模糊化算子可推得:

$$F(u_{fs}) = \bigvee_{i=1}^5 [S_i(s) \wedge F_{6-i}(u_{fs})]. \quad (22)$$

采用加权平均反模糊化方法, 可得到控制输出为:

$$u_{fs} = \frac{\int_{-1}^1 u_{fs} F(u_{fs}) du_{fs}}{\int_{-1}^1 F(u_{fs}) du_{fs}}. \quad (23)$$

最后可得到其具体表达式为^[2]

$$u_{fs} = \begin{cases} 1, & Z \leq -1, \\ \frac{(2Z+3)(3Z+1)}{2(4Z^2+6Z+1)}, & -1 < Z \leq -0.5, \\ \frac{Z(2Z+1)}{2(4Z^2+2Z-1)}, & -0.5 < Z \leq 0, \\ \frac{-Z(2Z-3)}{2(4Z^2-2Z-1)}, & 0 < Z \leq 0.5, \\ \frac{-(2Z-3)(3Z-1)}{2(4Z^2-6Z+1)}, & 0.5 < Z < 1, \\ -1, & Z \geq 1. \end{cases} \quad (24)$$

其中, $Z = s/\phi$.

由(7)式、(8)式和(12)式可得到关于误差的动态方程:

$$\begin{aligned} \dot{s}(t) + \eta s_{\Delta}(t) = & \\ & -g(\underline{x})[u^* - u] + d(\underline{x}) = \\ & -g(\underline{x})[u^* - u(\underline{x} | \underline{\theta}) - \rho u_{fs} - K_d u_{fs}] + d(\underline{x}). \end{aligned} \quad (25)$$

下面以定理的形式给出闭环控制系统的性能分析.

定理 2 考虑非线性系统(1), 其自适应控制器为(12), 则 $(\underline{x})$ 有界且 $e(t)$ 收敛于零的邻域内.

证 首先取 Lyapunov 函数为:

$$V(t) = \frac{1}{2} g^{-1} s_{\Delta}^2 + \frac{1}{2\eta_1} \bar{\theta}^T \bar{\theta} + \frac{1}{2\eta_2} \bar{\rho}^2. \quad (26)$$

其中 $\bar{\theta}^T = \theta^{*T} - \theta^T$, $\bar{\rho} = \rho^* - \rho$ 分别为最优权向量 θ^{*T} 和 ρ^* 的估计误差. 则由(26)式可得:

$$\dot{V}(t) = \frac{s_{\Delta} \dot{s}_{\Delta}}{g(\underline{x})} - \frac{g(\underline{x}) s_{\Delta}^2}{2g^2(\underline{x})} + \frac{1}{\eta_1} \bar{\theta}^T \dot{\bar{\theta}} + \frac{1}{\eta_2} \bar{\rho} \dot{\bar{\rho}}. \quad (27)$$

若 $|s| \leq \phi$, 则 $s_{\Delta}(t) = 0$, 可知 $\dot{V}(t) = 0$. 当 $|s| >$

ϕ 时, $s_\Delta = s$, 将(25)式代入(27)式得:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) = & -\eta \frac{s_\Delta^2}{g(\underline{x})} - \frac{g(\underline{x})s_\Delta^2}{2g^2(\underline{x})} - s_\Delta[u^* - u(\underline{x}|\underline{\theta})] + \\ & s_\Delta \rho u_{fb} + s_\Delta K_d u_{fb} + s_\Delta \frac{d(\underline{x})}{g(\underline{x})} + \frac{1}{\eta_1} \bar{\theta}^T \dot{\bar{\theta}} + \frac{1}{\eta_2} \bar{\rho} \dot{\bar{\rho}} \leq \\ & -\eta \frac{s_\Delta^2}{M_2(\underline{x})} + \frac{M_3(\underline{x})s_\Delta^2}{2M_1^2(\underline{x})} - s_\Delta[u^* - u(\underline{x}|\underline{\theta}^*) + \\ & u(\underline{x}|\underline{\theta}^*) - u(\underline{x}|\underline{\theta})] - |s_\Delta| \rho - |s_\Delta| K_d + \\ & |s_\Delta| \frac{D}{M_1(\underline{x})} + \frac{1}{\eta_1} \bar{\theta}^T \dot{\bar{\theta}} + \frac{1}{\eta_2} \bar{\rho} \dot{\bar{\rho}} \leq \\ & -\eta \frac{s_\Delta^2}{M_2(\underline{x})} + |s_\Delta| \left[\frac{M_3(\underline{x})|s_\Delta|}{2M_1^2(\underline{x})} + \frac{D}{M_1(\underline{x})} - K_d \right] + \\ & |s_\Delta| |u^* - u(\underline{x}|\underline{\theta}^*)| - |s_\Delta| \rho - \\ & s_\Delta[u(\underline{x}|\underline{\theta}^*) - u(\underline{x}|\underline{\theta})] + \frac{1}{\eta_1} \bar{\theta}^T \dot{\bar{\theta}} + \frac{1}{\eta_2} \bar{\rho} \dot{\bar{\rho}} \leq \\ & -\eta \frac{s_\Delta^2}{M_2(\underline{x})} + |s_\Delta|(\rho^* - \rho) - \\ & s_\Delta(\underline{\theta}^* - \underline{\theta})^T q(\underline{x}) + \frac{1}{\eta_1} \bar{\theta}^T \dot{\bar{\theta}} + \frac{1}{\eta_2} \bar{\rho} \dot{\bar{\rho}}. \end{aligned} \quad (28)$$

其中推导过程中,考虑了当 $|s| \geq \phi$ 时 $s_\Delta u_{fb} = -|s_\Delta|$ (根据(24)式). 由于 $\dot{\bar{\theta}} = -\dot{\underline{\theta}}, \dot{\bar{\rho}} = -\dot{\underline{\rho}}$, 并利用(14)式和(15)式,可得

$$\dot{V}(t) \leq -\eta \frac{s_\Delta^2}{M_2(\underline{x})}. \quad (29)$$

于是,对于任意有界的初始条件 $s_\Delta(0), \bar{\theta}(0), \bar{\rho}(0)$ 可知 $s_\Delta(t), \bar{\theta}(t), \bar{\rho}(t)$ 有界. 若 $e(0)$ 有界,则 $\underline{e}(t)$ 有界,因此,对于有界的参考状态轨迹 $\underline{x}_d$, 可知系统状态 $\underline{x}$ 有界. 在(12)式中,由于各项有界,故控制量 u 亦有界. 为了证明跟踪误差渐近收敛于零的领域内,只需证明当 $t \rightarrow \infty$ 时, $s_\Delta \rightarrow 0$ 即可. 为此,令:

$$V_1(t) = V(t) - \int_0^t (\dot{V}(\tau) + \frac{\lambda}{b_L} s_\Delta^2(\tau)) d\tau, \quad (30)$$

则

$$\dot{V}_1(t) = -\frac{\lambda}{b_L} s_\Delta^2(t). \quad (31)$$

由于 s_Δ 有界,所以 $\dot{V}_1(t)$ 一致连续. 而 $V_1(t)$ 下方有界为零且对于所有的 t 有 $\dot{V}_1(t) \leq 0$, 根据 Barbalat 引理可知, $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{V}_1(t) = 0$, 所以由(31)式可得 $\lim_{t \rightarrow \infty} s_\Delta = 0$. 这意味着 $|s| \leq \phi$ 可以渐近获得,因此跟踪误差将渐近收敛于零的领域内,邻域的大小与滑模边界宽度 ϕ 有关.

讨论 1 由于 FLS 只能包含有限个 if-then 规则,因而由(5)式所描述的 FLS 其函数逼近能力只

能在整个状态空间的一个子集中得到保证,在这个子集之外,其函数逼近能力将大幅下降,逼近误差将会很大. 然而, $G_c u_{fb}$ 具有全局补偿能力,由(15)式和(16)式可知,只要逼近误差大于某个值,即 $|s| > \phi$, 其补偿控制增益将不断加大,其补偿能力得到加强,以使系统跟踪误差减小. 所以在设计控制器时,我们将 FLS 的函数逼近范围扩大到全局范围内,尽管在某一紧集之外,其函数逼近品质大幅下降,但利用我们所设计的模糊滑模补偿控制器可以实现快速补偿.

讨论 2 FLS 的函数逼近能力与控制器的模糊规则描述有关,描述的越充分,函数逼近误差越小,反之就大. 由于采用模糊滑模控制进行补偿,所以模糊逻辑系统对这种语言建模的精度要求不高.

讨论 3 本文所设计的模糊滑模控制其控制行为是连续的,与饱和函数相近^[2]. 由于存在边界层宽度,当状态到达边界层时,参数自适应将停止,在模糊滑模控制作用下将实现“柔化控制”,因而不会象传统的滑模控制产生高频振荡.

5 仿真研究 (Simulation study)

仿真 1 考虑如下非线性系统,

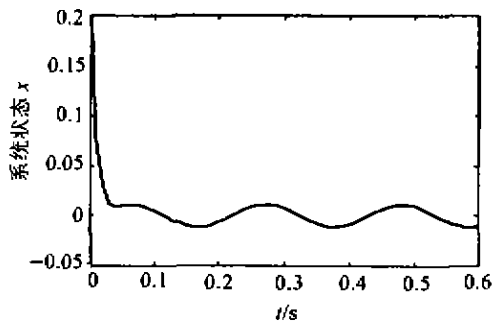
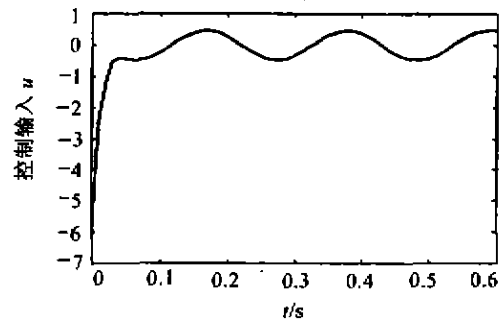
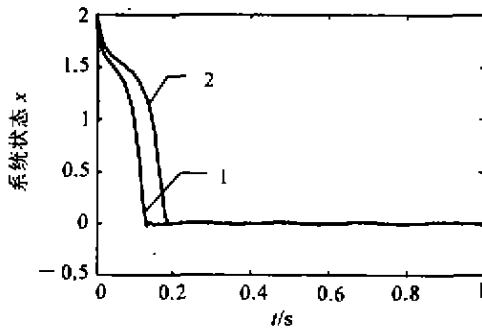
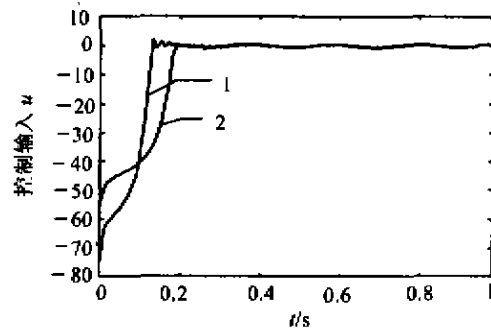
$$\dot{x} = \frac{1 - e^{-x}}{1 + e^{-x}} + (1.1 + \cos(2x))u + \sin 30t. \quad (32)$$

利用本文设计的控制器将系统调节到 $y_m = 0$. 我们采用如下的模糊规则:

R^k : if x is A^k then y^k is $B^k, (k = 1, 2, \dots, 7)$.

其中, y^k 为第 k 个模糊规则的输出, A^k, B^k 为模糊集,其隶属函数为 $\mu_{A^k}(x) = \exp(-(x - c_k)^2/2), c^T = [c_1, c_2, \dots, c_k] = [-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3]$. 由(32)式和本文第二节中的定义可得 $D = 1, M_3 = 2, M_1 = 0.1$, 由(15)式知 $K_d = 10 + 100|s_\Delta(t)|$. 初始值 $\rho(0) = 0, \underline{\theta}(0) = 0$. 控制律中有关参数取为 $\eta_1 = 0.7, \eta_2 = 2.5, \phi = 0.05, \lambda = 0.5$.

由图 2 和图 3 可知,本文所设计的控制器对不同初始值都有较好的控制作用. 在图 3 中同时还验证了模糊逼近控制器的控制作用. 由于模糊逼近控制器的控制效果依赖于对模糊规则的提取,因而模糊规则对 FLS 的函数逼近有较大的影响,通过大量仿真(限于篇幅仿真结果未能列出)可验证没有模糊滑模补偿控制,只有模糊逼近控制器作用的系统难以稳定. 系统在模糊滑模全局补偿控制作用下是可以渐近稳定的,但模糊逼近控制器可加速系统收敛. 因此本方法对模糊规则提取的精确性和充分性要求不高,这为实际应用带来一些方便.

(a) 系统状态 $x(t)$ 的变化曲线(a) The dynamic curve of the system states $x(t)$ (b) 系统控制输入 $u(t)$ 的变化曲线(b) The dynamic curve of the system control input $u(t)$ 图 2 当 $x(0)=0.5$ 时, 系统仿真曲线结果Fig. 2 As $x(0)=0.5$, the simulation curve results of the system(a) 系统状态 $x(t)$ 的变化曲线(a) The dynamic curve of the system states $x(t)$ (b) 系统控制输入 $u(t)$ 的变化曲线(b) The dynamic curve of the system control input $u(t)$

1——加入模糊逼近控制器 2——未加入模糊逼近控制器

图 3 当 $x(0)=2$ 时, 系统仿真曲线结果Fig. 3 As $x(0)=2$, the simulation curve results of the system

仿真 2 下面通过倒立摆这一实例进行仿真研究. 倒立摆的运动方程如下:

$$\left[\frac{4}{3}mL^2 - \frac{m^2L^2}{M+m}\cos^2\theta \right] \ddot{\theta} + \frac{m^2L^2}{M+m}\cos\theta\sin\theta\dot{\theta}^2 - mgL\sin\theta + \frac{mL\cos\theta}{M+m}u = 0, \quad (33)$$

式中, $g = 9.8\text{m/s}^2$ 为重力加速度, θ 为杆与中线的夹角, m 为杆的质量, M 为车的质量, L 为杆的长度, u 为控制量. 选 $m = 100\text{g}$, $M = 1\text{kg}$, $L = 0.5\text{m}$, 控制律有关参数选择同仿真 1. 在 (33) 式中加入干扰量 $d = 0.5\sin(3t)$, 则 $D = 0.5$, 根据 (1) 式中假设为了避免 $|g(\underline{x})|$ 过小甚至等于零, 这里取其下限为 0.001, 即 $M_1 = 0.001$, 且当 $\theta = \pm\pi/2$ 时 $|g(\underline{x})|$ 取得最大值, 即 $M_3 = a/b$, 其中 $b = 4L(M+m)/3$, $a = mL$. 利用本文的算法使系统跟踪 $\theta_d = \pi\sin(t)/15$ 及 $\dot{\theta}_d = \pi\cos(t)/15$, 则

$$e1(t) = \theta - \theta_d, e2(t) = \dot{\theta} - \dot{\theta}_d,$$

$$s = e2 + 0.5e1,$$

我们拟采用如下模糊规则:

$$R^k: \text{If } x \text{ is } A^k \text{ then } y^k \text{ is } B^k, (k = 1, 2, \dots, 7).$$

其中, x 表示倒立摆的位置, y^k 表示第 k 个规则的输出量, A^k, B^k 为模糊集, 其隶属函数为

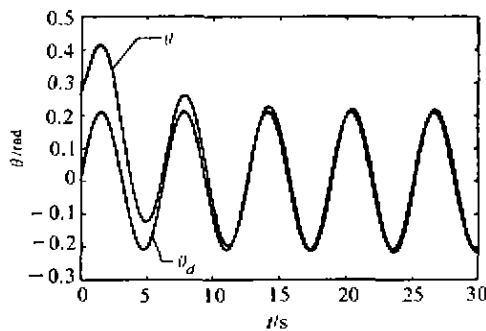
$$\mu_{A^k}(x) = \exp[-(x - c_k)^2],$$

其中

$$c^T = [c_1, c_2, \dots, c_k] =$$

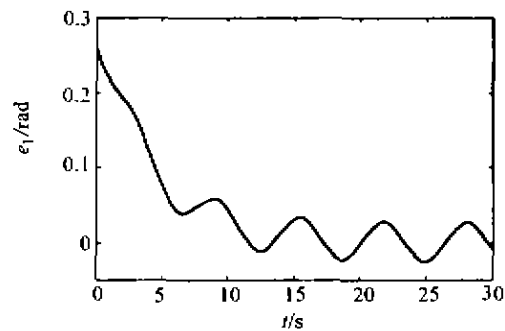
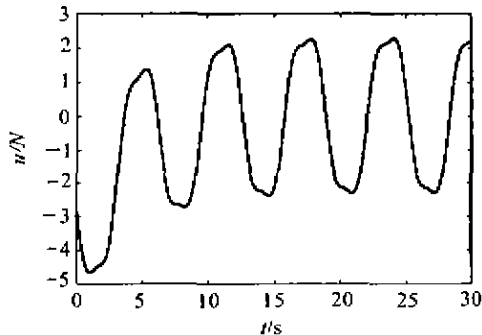
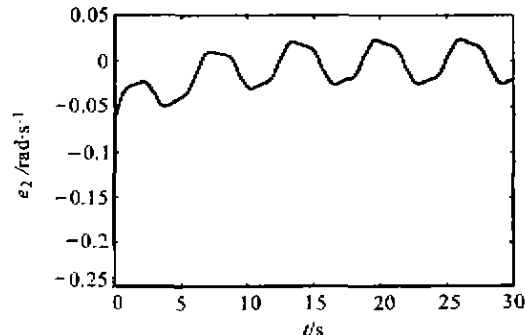
$$[-\pi/2, -\pi/3, -\pi/6, 0, \pi/6, \pi/3, \pi/2].$$

由图 4 可知系统经过约 12 秒达到稳定状态, 由图 4 (b) 可见跟踪误差是令人满意的, 变化幅度限于某一带内, 这主要是采用模糊滑模控制的缘故, 因为由 (14)、(15) 和 (16) 式可知, 当 $s_\Delta = 0$ 时参数自适应将停止, 这时模糊滑模控制器 u_{fs} 将起主要作用, 在 u_{fs} 作用下, 系统状态将逐渐趋近于模糊滑模面 $\bar{s} = 0$ 上^[2], 实现系统状态的‘软着陆’, 避免了以往滑模控制中因控制信号的抖动而引起系统状态高频振荡, 因而系统的动态特性得到了较大的改善. 仿真结果验证了本文所设计的控制器是有效的.



(a) 倒立摆位置跟踪曲线

(a) The tracking curve of position of the inverted pendular

(b) 倒立摆位置跟踪误差 $e_1(t)$ 的变化曲线(b) The tracking error curve $e_1(t)$ of position of the inverted pendular(c) 作用于小车上的控制输入 $u(t)$ 的变化曲线(c) The control input curve $u(t)$ exerted on small vehicle(d) 倒立摆位置变化率跟踪误差 $e_2(t)$ 的变化曲线(d) The tracking error curve $e_2(t)$ of position of the inverted pendular图 4 当初始置 $\varphi(0)=\pi/12$ 时,倒立摆各仿真曲线结果Fig. 4 As the initial value $\varphi(0)=\pi/12$, the simulation curve results of the position of the inverted pendular

6 结论 (Conclusion)

本文针对一类非线性系统提出一种直接自适应跟踪控制方法.该方法以模糊逻辑控制为核心,结合自适应控制及滑模控制,使整个系统具有全局稳定性.由于采用模糊语言规则,使得模糊建模不需要精确的系统模型,而且可以将专家的先验知识贯穿到控制的前提之中.另外,由于采用模糊滑模控制补偿,克服了以往滑模控制中的抖振现象,使系统控制更加平稳.本方法特别适合于控制具有参数及结构不确定的非线性系统.

参考文献 (References)

- [1] Wang L X. Fuzzy system are universal approximators [A]. Proc. IEEE Int. Conf. Fuzzy System [C]. San Diego, 1992, 1163 - 1170
- [2] Kim S W and Lee J J. Design of a fuzzy controller with fuzzy sliding surface [J]. Fuzzy Sets and System, 1995, 71(3): 359 - 367
- [3] Yi S Y and Chung M J. Systematic design and stability analysis of a fuzzy logic controller [J]. Fuzzy Sets and System, 1995, 72(2): 271 - 298
- [4] Palm R. Robust control by fuzzy sliding model [J]. Automatica, 1994, 30(9): 1429 - 1437

- [5] Hwang G C and Lun S C. A stability approach to fuzzy control design for nonlinear systems [J]. Fuzzy Sets and System, 1992, 48(2): 279 - 287
- [6] Wang L X. Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems [J]. IEEE Trans. Fuzzy System, 1993, 1(2): 146 - 155
- [7] Su C Y and Stepanenko Y. Adaptive control of a class of nonlinear systems with fuzzy logic [J]. IEEE Trans. Fuzzy System, 1994, 2(4): 285 - 294
- [8] Man Z H, Yu X H and Ha Q P. Adaptive control using fuzzy basis function expansion for SISO linearizable nonlinear systems [A]. Proc. of the 2nd Asia Contr. Conf. [C], Seoul, Korea, 1997, 695 - 698
- [9] Slotine J J E and Coetsee J A. Adaptive sliding controller synthesis for nonlinear systems [J]. Int. J. Control, 1986, 43(6): 1631 - 1651

本文作者简介

朴雪国 1967 年生, 1998 年 11 月于东北大学获得工学博士学位, 目前在青岛海信集团技术中心从事智能空调器博士后研究工作. 主要研究兴趣是多变量模糊控制, 自适应控制, 滑模控制及其在实际中的应用.

张俊星 1969 年生, 1998 年于东北大学信息工程学院获得工学博士学位, 目前在海信集团技术中心做博士后研究工作. 研究兴趣为非线性系统建模与智能控制, 专家系统设计.

张化光 1959 年生, 1991 年于东南大学获博士学位, 1993 年在东北大学自动控制流动站工作期满留校. 现为东北大学电气自动化研究所所长, 教授, 博士生导师. 长期以来, 一直从事于多变量模糊控制、非线性控制, 自适应控制的研究.